

UNIVERSIDAD NACIONAL DE CÓRDOBA

Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales

Tesis Doctoral



**Sistema de medición, control y compensación activa  
para ciclado de campo magnético en aplicaciones de  
resonancia magnética nuclear**

Autor: Ing. Guillermo Omar Forte

Director: Prof. Dr. Esteban Anoardo

Octubre de 2013

Sistema de medición, control y compensación activa para  
ciclado de campo magnético en aplicaciones de resonancia  
magnética nuclear.

por

Ing. Guillermo Omar Forte

Prof. Dr. Esteban Anoardo

Director

**COMISIÓN ASESORA:**

Prof. Dr. Esteban Anoardo

FaMAF - UNC

Profa. Dra. Elizabeth Vera de Payer

FCEFYN - UNC

Prof. Dr. Luis R. Canali

UTN - FRC

Esta Tesis fue enviada a la Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales de la  
Universidad Nacional de Córdoba para cumplimentar los requerimientos de obtención  
del grado académico de Doctor en Ciencias de la Ingeniería.

Córdoba, Argentina

Octubre de 2013



UNIVERSIDAD NACIONAL DE CORDOBA  
Facultad de Cs. Exactas, Físicas y Naturales

**ACTA DE EXAMENES**

Libro: 00001 Acta: 02115 Hoja 01/01  
LLAMADO: 1 04/10/2013  
CATEDRA - MESA:

DI002 TESIS DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA

NUMERO	APELLIDO Y NOMBRE	DOCUMENTO INGRESO COND.	NOTA	FIRMA
25321789	FORTE, Guillermo Omar	DNI: 25321789 2013 T	Aprobado	

PATIÑO, Daniel - SCHÜRRER, Clemar - SAUGHELLI, VICTOR HUGO - HUEDA, MARIO RAFAEL -

Observaciones:

Córdoba, \_\_\_\_/\_\_\_\_/\_\_\_\_.

Certifico que la/s firma/s que ha/n sido puesta/s en la presente Acta pertenece/n a: \_\_\_\_\_

1				
Inscriptos	Ausentes	Examinados	Reprobados	Aprobados
01/10/2013	09:51:52		(0-3)	(4-10)

Libro/Acta: 0000102115 Hoja: 01/01

# Agradecimientos

Agradezco a las siguientes personas e instituciones que, de diferente manera, colaboraron para posibilitar la realización de esta tesis: Esteban Anoardo (Director y miembro de la comisión asesora), Luis Canali y Elizabeth Payer (miembros de la comisión asesora), Laboratorio de Resonancia Magnética Nuclear y Técnicas Especiales -LaRTE- (lugar de trabajo durante la tesis), integrantes de LaRTE, Universidad Nacional de Córdoba, CONICET, Facultad de Matemática Astronomía y Física -FaMAF- de la UNC, Facultad de Ingeniería de la UNC, Centro de Investigación en Informática para la Ingeniería -CIII- de la UTN-FRC, familia y amigos.

A Teresa y Herlindo...

A Daniel...

A Lorena...

En recuerdo de mi tío padrino,

Neldo Brezzo...

---

# Resumen

En esta tesis se analizan aspectos de la instrumentación asociada a la técnica de Resonancia Magnética Nuclear (RMN) con Ciclado Rápido de Campo Magnético (FFC, por sus siglas en inglés), los que afectan directamente la calidad de las mediciones realizadas. Se implementó un método para la corrección estática de la dependencia espacial del campo magnético generado por el electroimán principal del sistema, dentro de un volumen determinado. Para ello, se utilizó un conjunto de bobinas auxiliares correctoras de campo, y se aplicó un análisis estadístico de la señal misma de RMN. Se estudió e implementó un sistema de compensación dinámico de campos magnéticos y cancelación de perturbaciones magnéticas externas, realizado mediante la aplicación de técnicas estándares de control. Este sistema fue combinado con un controlador específicamente diseñado para la cancelación de perturbaciones periódicas mono-armónicas, siendo también extensible a mayor cantidad de componentes en frecuencia. Finalmente, se propuso una estrategia de control capaz de conmutar rápidamente entre diferentes valores de intensidad de corriente eléctrica en una carga inductiva, y permanecer en un valor final de estado estacionario con muy pequeño error. Este controlador aprovecha la circunstancia de que, en la técnica de FFC, el cambio de intensidad de corriente presenta características repetitivas. Se adoptaron y combinaron exitosamente métodos utilizados normalmente en sistemas mecánicos, introduciendo modificaciones que mejoraron el desempeño de lo hasta ahora utilizado en tecnología FFC. Todos los desarrollos fueron estudiados haciendo uso de simulaciones computacionales, siendo luego verificados experimentalmente utilizando sistemas diseñados y construidos a tal fin.

---

# Abstract

This thesis evolves aspects of the Fast Field Cycling (FFC) Nuclear Magnetic Resonance (NMR) associated instrumentation that directly affect the quality of the measurements. A method is presented for the static correction of the spatial dependency of the magnetic field generated by the main magnet within a given volume. For this purpose, a set of magnetic field auxiliary correcting coils were used, and a statistical analysis was applied to the NMR signal. Dynamic magnetic field compensation and external magnetic disturbances rejection systems were studied and implemented using standard control techniques. These systems were combined with a controller, which was specifically designed for the cancellation of mono-harmonic periodic disturbances, being also extensible to a higher quantity of frequency components. Finally, a control strategy is proposed for the fast switching between different values of the electric current intensity in an inductive load, while keeping a very small final steady state error after the transient. This controller uses the fact that, in the FFC technique, the change of current intensity has repetitive characteristics. Methods normally used in mechanical systems were adopted and successfully combined, introducing changes that improve the performance of the technology so far used in FFC. All developments were studied by computer simulations, being then experimentally verified using systems especially designed and built for this purpose.

---

# Resumo

Esta tese evolui aspectos da instrumentação associada ao técnica da Ressonância Magnética Nuclear (RMN) com ciclagem rápido do campo magnético (FFC, por sua sigla em Inglês), que afectam directamente a qualidade das medições feitas. Foi implementado um método para a correcção da dependência espacial do campo magnético estático gerado pelo sistema magnético principal dentro de um volume determinado. Para isso, foi utilizado um conjunto de enrolamentos auxiliar de correcção do campo, e foi aplicado uma análise estatística ao sinal de RMN. Foi estudada e implementada uma sistema da compensação dinâmica dos campos magnéticos e cancelamento das perturbações magnéticas externas, realizado por meio da aplicação das técnicas padronizadas do control. Este sistema foi combinado com um controlador original, projetado especificamente para o cancelamento das perturbações periódicas mono-harmônicas, sendo também extensível a uma maior quantidade das componentes da frequência. Por fim, foi proposta uma estratégia de controle capaz de alternar rapidamente entre diferentes valores de corrente elétrica em uma carga indutiva, e permanecer em um valor final do estado estacionário com erro muito pequeno. Este controlador usa o facto de que, na técnica da FFC, a alteração da intensidade do corrente tem características repetitivas. Foram adoptados e combinados com sucesso métodos normalmente utilizados em sistemas mecânicos, introduzindo modificações que melhoraram o desempenho da tecnologia da FFC usada até agora. Todas as investigações foram feitas usando simulações do computador, sendo então verificado experimentalmente através das sistemas projetados e construídos para esta finalidade.



---

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>4</b>
<b>Resumen</b>	<b>6</b>
<b>Abstract</b>	<b>7</b>
<b>Resumo</b>	<b>8</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>13</b>
1.1. Motivación . . . . .	14
1.2. Objetivos . . . . .	15
1.3. Antecedentes . . . . .	16
1.4. Principios de la resonancia magnética nuclear . . . . .	18
1.4.1. Magnetismo nuclear . . . . .	18
1.4.2. Intensidad de la señal de RMN, aproximación clásica . . . . .	21
1.4.3. Relajación en presencia de un campo magnético dependiente del tiempo . . . . .	23
1.4.4. Método de pulsos . . . . .	24
1.5. RMN con ciclado de campo magnético . . . . .	26
1.5.1. Aplicación a la relaxometría . . . . .	27
1.5.2. Equipamiento utilizado en la RMN con campo ciclado . . . . .	30
1.6. Organización de la tesis . . . . .	32
<b>2. Conceptos de control utilizados en esta tesis</b>	<b>37</b>
2.1. Introducción . . . . .	38

2.2.	Controladores Proporcional - Integral - Derivativo . . . . .	38
2.2.1.	Sintonización de controladores PID . . . . .	42
2.2.2.	PID en sistemas multivariantes . . . . .	46
2.3.	Síntesis de un controlador para un sistema multivariable . . . . .	54
2.3.1.	Diseño de controladores $\mathcal{H}_\infty$ . . . . .	55
2.4.	Técnica para el posicionamiento rápido de un sistema mecánico . . . . .	58
2.4.1.	Determinación de los valores posibles para la constante de adaptación . . . . .	60
2.5.	Integral de la función sensibilidad . . . . .	61
2.6.	Conclusiones del capítulo . . . . .	62
<b>3.</b>	<b>Control estático de dependencia espacial de campo magnético</b>	<b>63</b>
3.1.	Introducción . . . . .	64
3.2.	Descripción del algoritmo de corrección de dependencia espacial del campo magnético . . . . .	65
3.2.1.	El método de ajuste de campo . . . . .	67
3.2.2.	Parámetros de caracterización estadística de la señal de RMN . . . . .	69
3.2.3.	Estrategia de búsqueda de las corrientes de corrección . . . . .	72
3.3.	Implementación del sistema . . . . .	75
3.3.1.	Tratamiento digital de la señal realimentada . . . . .	75
3.3.2.	Funciones discriminantes . . . . .	76
3.3.3.	Equipo de corrección de dependencia espacial del campo magnético . . . . .	77
3.4.	Resultados de las pruebas experimentales . . . . .	81
3.5.	Conclusiones del capítulo . . . . .	86
<b>4.</b>	<b>Compensación dinámica del campo magnético para el período de evolución</b>	<b>88</b>
4.1.	Introducción . . . . .	89
4.2.	Conjunto de bobinas utilizados por el sistema . . . . .	92
4.3.	Algoritmo de control para SHISHI . . . . .	94

---

4.3.1. Modelo de la planta . . . . .	94
4.3.2. Desacoplador . . . . .	99
4.3.3. Sintonización de los controladores PID . . . . .	102
4.3.4. Análisis de estabilidad y robustez . . . . .	103
4.4. Evaluación del comportamiento del algoritmo mediante simulaciones . .	107
4.5. Resultados experimentales . . . . .	110
4.5.1. Evaluación del comportamiento del sistema . . . . .	112
4.5.2. Pruebas para evaluar la robustez del sistema . . . . .	113
4.6. Conclusiones del capítulo . . . . .	114
<b>5. Cancelación de perturbaciones armónicas</b>	<b>115</b>
5.1. Introducción . . . . .	116
5.2. Estrategia de control . . . . .	117
5.3. Evaluación del comportamiento del algoritmo mediante simulaciones . .	123
5.4. Resultados experimentales . . . . .	128
5.5. Discusión sobre el comportamiento del control propuesto . . . . .	130
5.6. Conclusiones del capítulo . . . . .	132
<b>6. Conmutación rápida de campo</b>	<b>133</b>
6.1. Introducción . . . . .	134
6.2. Presentación del problema a resolver . . . . .	135
6.3. Diseño del controlador . . . . .	138
6.3.1. Controlador para la etapa EA . . . . .	138
6.3.2. Controlador para la etapa EB . . . . .	149
6.3.3. Conmutación entre controladores . . . . .	159
6.3.4. Ajuste fino de las condiciones iniciales del segundo controlador mediante aprendizaje iterativo . . . . .	165
6.4. Prueba en simulación del controlador propuesto . . . . .	169
6.5. Resultados experimentales . . . . .	173
6.6. Conclusiones del capítulo . . . . .	175

---

<b>7. Hardware</b>	<b>177</b>
7.1. Introducción . . . . .	178
7.2. Actuadores . . . . .	178
7.2.1. Sistema de bobinas . . . . .	180
7.2.2. Fuentes de corriente . . . . .	182
7.3. Sensado y acondicionamiento de las señales de realimentación . . . . .	184
7.4. Procesamiento de datos . . . . .	186
7.4.1. Dispositivos utilizados para el procesamiento de datos . . . . .	188
7.4.2. Tratamiento de los datos adquiridos . . . . .	193
7.5. Conclusiones del capítulo . . . . .	194
<b>8. Conclusiones</b>	<b>196</b>
8.1. Implementación de un sistema de corrección estática de distribución espacial de campo mag-nético . . . . .	197
8.2. Compensación dinámica de campos magnéticos para sistemas aplicados a la RMN con campo ciclado . . . . .	197
8.3. Conmutación del campo magnético principal de un equipo de RMN . .	198
8.4. Conclusiones finales . . . . .	199
8.5. Aportes generales de la tesis . . . . .	199
8.5.1. Publicaciones en revistas . . . . .	199
8.5.2. Trabajos presentados en congresos con referato . . . . .	200
8.5.3. Presentaciones en congresos como póster . . . . .	200
8.5.4. Otros aportes . . . . .	201
8.6. Aplicaciones y Trabajos futuros . . . . .	203
<b>Bibliografía</b>	<b>213</b>

---

# Capítulo 1

## Introducción

**Resumen:** En este capítulo se explican los motivos que dieron lugar al trabajo realizado durante el desarrollo de esta tesis y se presentan los objetivos que se plantearon al comenzar los trabajos. Se reseñan los antecedentes existentes relacionados a los temas tratados. Además, se hace una breve introducción al tema de la Resonancia Magnética y en particular, a la técnica de ciclado de campo. Finalmente, se da una idea general de los temas tratados en cada una de las secciones que conforman la tesis.

---

## 1.1. Motivación

La resonancia magnética nuclear (RMN), técnica experimental que tuvo sus orígenes en 1946, está presente desde entonces en numerosas aplicaciones tanto en el ámbito industrial como académico (Blümich, 2000; Kimmich, 1997). Este método está basado en las propiedades magnéticas que poseen los núcleos atómicos. La RMN, permite obtener información de una muestra inmersa en un campo magnético con características determinadas, la cual es irradiada con señales de radio frecuencia (RF). Las prestaciones de un equipo de RMN están íntimamente relacionadas con las características, tanto estáticas como dinámicas, del campo magnético donde se encuentra inmersa la muestra. Este campo magnético puede estar presente como un valor constante en el tiempo (RMN convencional) o bien, se lo puede hacer variar siguiendo una determinada dependencia temporal. Un ejemplo de este último caso es la RMN con ciclado rápido de campo magnético (Anoardo et al., 2001; Noack, 1986), conocida por sus siglas en inglés como FFC-NMR (Fast Field Cycling - Nuclear Magnetic Resonance). Una técnica tipo FFC particularmente utilizada es la denominada “relaxometría magnética nuclear” (Kimmich, 1997; Kimmich y Anoardo, 2004). En este caso, es deseable poder realizar mediciones de relajación de ciertos parámetros físicos en muestras afectadas de campos magnéticos tan bajos como sea posible, lo cual implica incluso cancelar campos indeseados externos al instrumento (Anoardo y Ferrante, 2003). También es necesaria la cancelación de perturbaciones de campos magnéticos cuando se realiza espectroscopia con doble resonancia magnética cuadrupolar nuclear (Bielecki et al., 1986). Además, un potencial uso masivo de la FFC-NMR, está dado en la obtención de Imágenes de Resonancia Magnética (IRM), con aplicación directa al diagnóstico médico (Lurie et al., 1998; Matter et al., 2006).

La instrumentación asociada a la técnica de FFC-NMR involucra cuatro aspectos claves que definen el comportamiento del sistema: la velocidad de conmutación del campo (valor típico: 0,5 T/ms), la duración del transitorio al modificar la magnitud del campo y establecerse en un nuevo valor (0,5ms), la estabilidad del campo luego del tiempo de establecimiento (al menos 1 en  $10^5$ ) y finalmente, la homogeneidad espacial

---

del campo generado en el volumen de la muestra (10 ppm). Todos estos aspectos están íntimamente relacionados al sistema de medición y control de campo magnético, los cuales habitualmente actúan sobre la corriente y no sobre el campo mismo. Ello se debe principalmente a la simplicidad relativa de medir corriente en un amplio rango, en contraste con la medición directa del campo. Sin embargo, existen limitaciones con esta estrategia, asociadas a la deformación mecánica del electroimán, originada en el brusco calentamiento que deviene de la aplicación de un pulso de corriente; y con mayor severidad, cuando el campo que se debe estabilizar es comparable a los valores del campo terrestre o campos fluctuantes residuales del ambiente. En este contexto, es deseable y de gran importancia para el desarrollo de los métodos experimentales de FFC, poder mejorar las características del campo magnético principal en el que se sumerge la muestra bajo análisis, en todos los aspectos mencionados. De esta manera podrán establecerse los objetivos perseguidos con la realización de este trabajo.

## 1.2. Objetivos

Se plantea como objetivo general, durante la ejecución de esta tesis, el de adquirir experiencia en la medición y control de campo magnético en situaciones extremas. Además, dar un salto evolutivo en la instrumentación asociada a la técnica de FFC-NMR.

Se propone como objetivo específico lograr un sistema de medición y control del campo magnético que permita ejecutar y monitorear el ciclado del campo de acuerdo a los requerimientos que demanda un experimento típico de relaxometría, teniendo en cuenta la naturaleza vectorial del problema. El mismo sistema debe ser capaz de realizar la compensación activa del campo durante el transcurso de un experimento. Por esto se entiende realizar todas las acciones necesarios para que la presencia de campos magnéticos indeseados provenientes de fuentes externas al instrumento de RMN, o bien originadas en el propio equipo de medición, afecten de la menor manera posible la calidad del resultado del experimento. En este sentido, se desea que el sistema sea capaz de reconocer y eliminar campos y gradientes externos en cualquier dirección y

---

con la mejor respuesta en frecuencia posible, fijando como mínimo un límite de 50Hz (la principal perturbación proveniente de la red de distribución energía). La compensación deberá realizarse con una resolución de al menos 0,1mT o del orden de la resolución asociada al sensor utilizado. El propósito de este blindaje magnético es el de cancelar perturbaciones indeseadas, tanto en lo que se refiere a valores medios de campo dentro de un determinado volumen, como a ciertos gradientes. A la vez, compensará inhomogeneidades propias del campo principal del equipo de RMN las cuales, degradan la calidad de las mediciones obtenidas, como se explicará mas adelante.

Finalmente, también es objetivo de esta tesis proponer un sistema de control para el campo magnético principal de un equipo de FFC-NMR que mejore las características actuales de conmutación del mismo.

### **1.3. Antecedentes**

Un primer equipo de FFC-NMR, basado en el control electrónico de la corriente sobre un inductor, fue desarrollado en el IBM Watson Laboratory en los años 60 (Redfield et al., 1968). Posteriormente, la técnica también se desarrolló en Europa, especialmente por parte del grupo de Stuttgart (Noack, 1986; Rommel et al., 1986). El alcance del avance al que llegó este grupo, se puede considerar hasta el control de la corriente mediante un banco de transistores MOSFET, manejados por un sistema de control basado en un amplificador de error y un regulador PID (proporcional-integrador-derivador), sensando la corriente en una resistencia patrón (Scheweikert, 1990b). Basado en este sistema, se desarrolla un aparato en Córdoba durante los 90. Se exploran por separado las prestaciones obtenidas con reguladores PID en configuraciones serie (Romero et al., 1993) y paralelo (Anoardo et al., 1995). Una importante característica de estos aparatos es que con ellos se lograron prestaciones razonables utilizando únicamente un regulador en todo el rango dinámico. En contraste, un grupo de Londres plantea la solución en términos de dos reguladores independiente para los rangos de campo alto y bajo (Blanz et al., 1993), extendiendo la funcionalidad del sistema para mayores valores de campo. Otra alternativa para la conmutación rápida de campo consiste,



---

en cambio, en basar el diseño en la conmutación sincronizada entre diferentes fuentes de energía (Schauer et al., 1987; Seitter y Kimmich, 1999). Estas formas de control de campo han continuado desarrollándose, pero siempre partiendo de los métodos descritos. Demás aspectos históricos generales, posibles aplicaciones, sus principios básicos e instrumentación básica a la técnica de RMN con ciclado de campo pueden consultarse en Anoardo et al. (2001); Kimmich y Anoardo (2004).

Las dificultades tecnológicas en relación al desarrollo de esta instrumentación son notables hasta los años 90, puestas muy claramente de manifiesto en Sitnikov et al. (2000). A mediados de los 90, la empresa italiana Stelar ([www.stelar.it](http://www.stelar.it)) decide desarrollar esta tecnología a nivel industrial. Durante el período 2000-2001 se desarrolla una versión re-ingenierizada del primer prototipo. Este instrumento fue basado en un versátil sistema de control capaz de mantener el comando de la corriente en todo momento, incluso durante la conmutación, y posibilitando a su vez compensaciones por la deformación mecánica del electroimán. El sistema trabaja con el sensado simultáneo de diferentes parámetros, estableciendo realimentaciones múltiples (Anoardo et al., 2001). Si bien se continuó con la opción de controlar corriente, se introduce como variante el sensado por inducción sobre el conductor de alimentación del electroimán. Esta solución también fue adoptada por otros grupos, como se ve en Sousa et al. (2004).

En esta tesis, se tratan diferentes aspectos de un mismo problema que es el de poder lograr, en un instrumento FFC, que el campo magnético en donde va a estar inmersa la muestra bajo análisis, se comporte según las características dinámicas deseadas, y tenga además la distribución espacial requerida por la aplicación. Estas dos principales cuestiones a resolver se las puede abordar de manera independientes o, como en este caso, integrándolas en un mismo proyecto. De cualquier manera, al momento de aplicar los diferentes sistemas que intervienen en el aparato, siempre tendrán que interactuar entre ellos.

En relación al problema de compensar el campo magnético en sistemas de RMN con campo ciclado, éste no es nuevo. Sin embargo, a la fecha sólo se realizaron compensaciones estáticas. La compensación del campo se realiza utilizando un sistema

---

de bobinas tipo “saddle” ortogonales (Bonetto et al., 2006). Normalmente el proceso de compensación es manual, procediéndose al ajuste de las corrientes de las bobinas correctoras mientras se mide el campo en el volumen de interés mediante un magnetómetro. También se ha propuesto un método de sensado utilizando la misma señal de RMN, que permite la automatización del proceso dentro del mismo volumen de interés (Anoardo y Ferrante, 2003; Polello et al., 2005). A pesar de la evidente ventaja de este método, el proceso de automatización involucra solamente al ajuste de la compensación misma. Una vez finalizado, el sistema retorna al experimento en ejecución manteniendo las condiciones de compensación logradas, independientemente de posibles cambios en el campo ambiente. Por esta razón, resulta de interés un sistema de compensación, que además de ser activo, permita compensar el campo simultáneamente con la evolución del experimento (y por ende, independiente de la sonda de RMN, la cual ocupa justamente el volumen de exclusión donde se realiza la compensación). Por otro lado, sistemas de blindajes activos ya son utilizados en algunas aplicaciones a los fines de reducir contribuciones de campos externos, como por ejemplo, en equipamiento electrónico (Bucella et al., 2002; Hiles et al., 1998) o para atenuar el campo disperso generado en hornos de inducción (Sergeant et al., 2004).

## **1.4. Principios de la resonancia magnética nuclear**

Para entender los principios de la técnica de RMN, se deben conocer los mecanismos básicos involucrados en la absorción resonante de radiación por un ensamble de núcleos con momento magnético. Este problema se puede explicar desde el punto de vista clásico considerando al conjunto de espines nucleares como representados por una magnetización que se comporta como un pequeño imán.

### **1.4.1. Magnetismo nuclear**

Todo cuerpo cargado eléctricamente en movimiento lleva asociado un campo magnético, por ejemplo, una corriente eléctrica debida al movimiento de electrones a lo largo

---

de un conductor, produce un campo magnético, lo mismo con corrientes circulando en una espira. Este fenómeno también ocurre a escala microscópica, ya que siempre que los electrones o núcleos de los átomos tengan momento angular, existirá además un momento magnético asociado. Como el momento angular a nivel microscópico es una cantidad cuantizada, el momento magnético también lo será, relacionándose entre ellos mediante la ecuación:

$$\boldsymbol{\mu} = q \frac{Q}{2m} \mathbf{L} \quad (1.1)$$

donde:  $Q$  es la carga total.

$\mathbf{L}$  es el vector momento angular.

$\boldsymbol{\mu}$  es el vector momento magnético.

$m = 0, 1, 2, \dots$  es el número cuántico magnético.

$q$  es un factor determinado por la distribución de cargas rotantes.

Para un electrón,  $q = 1$ .

El momento magnético y el momento angular están relacionados por la constante giromagnética  $\gamma$ :

$$\boldsymbol{\mu} = \gamma \mathbf{L}. \quad (1.2)$$

En ausencia de un campo magnético externo, la energía de un núcleo aislado es independiente de la orientación del momento magnético. En cambio, la presencia de un campo externo da lugar al efecto Zeeman, de naturaleza cuántica, donde existe un número finito de estados energéticos permitidos. Es decir, un número finito de orientaciones del momento magnético respecto del campo externo. Estos estados energéticos estarán cuantificados y, para un núcleo de espín  $I$ , se tendrán  $2I + 1$  niveles de energía posible igualmente espaciados, con separación energética:

$$\Delta E = \frac{\boldsymbol{\mu} \mathbf{B}}{I} \quad (1.3)$$

donde:  $\mathbf{B}$  es el vector de campo magnético externo.

Los valores de energía para cada orientación permitida, pueden expresarse en término

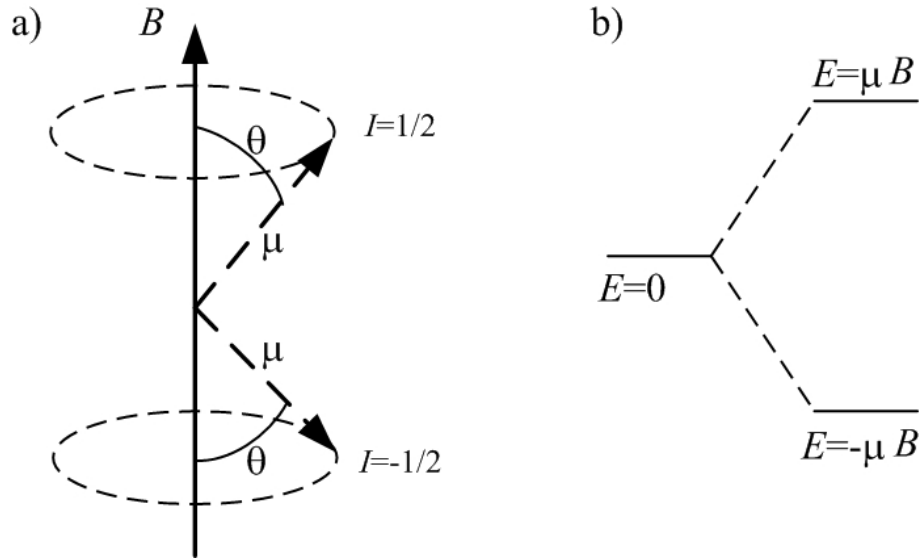


Figura 1.1: a) Dos posibles orientaciones de  $\mu$  para el átomo de  $^1\text{H}$  en presencia de un campo externo. b) Conjunto de niveles de energía posibles para el átomo de a) en presencia de un campo  $\mathbf{B}$ .

del número magnético cuántico  $m$  como:

$$E = m \frac{\mu B}{I} \quad (1.4)$$

donde:  $m = -I, -I + 1, -I + 2, \dots, I - 2, I - 1, I$ .

Las orientaciones  $\theta$  del momento magnético respecto de  $\mathbf{B}$  se pueden expresar utilizando el número cuántico  $m$ :

$$\cos(\theta) = \frac{m}{I} \quad (1.5)$$

Por ejemplo, para un núcleo del átomo de hidrógeno ( $^1\text{H}$ ), es decir, para el protón,  $I = 1/2$  y  $m = -1/2, 1/2$ . Los niveles de energía y las orientaciones del momento magnético para este caso, pueden verse en la figura 1.1.

Luego, es posible introducir transiciones entre estos niveles de energía mediante la aplicación de radiación electromagnética que interactúa con el momento magnético. Estas transiciones están gobernadas por las condiciones de Bohr, donde una energía  $\Delta E$  puede ser transferida cuando se cumple:

$$\Delta E = hf_r = \gamma \hbar B \Delta m \quad (1.6)$$

---

donde:  $h$  es la constante de Plank.

$\hbar$  es la contante de Plank modificada,  $\hbar=h/(2\pi)$ .

$f_r$  es la frecuencia de la radiación electromagnética.

$B$  es la magnitud de  $\mathbf{B}$ .

Como hay una regla de selección que impone que  $\Delta m = \pm 1$ , se tiene que los cambios de estado ocurren cuando la frecuencia de la radiación es:

$$f_r = \frac{\gamma}{2\pi} B. \quad (1.7)$$

Los campos magnéticos que se usan en experimentos de RMN están en el rango de  $0,4T$  a  $21T$ , esto equivale para los elementos utilizados en RMN, a frecuencias dentro del rango de las radiofrecuencias (RF). Por ejemplo, para protones y un campo de  $1T$ ,  $f_r = 40MHz$ .

### 1.4.2. Intensidad de la señal de RMN, aproximación clásica

De acuerdo a las leyes de la mecánica clásica y del electromagnetismo, la dinámica de un núcleo con momento magnético  $\boldsymbol{\mu}$  y momento angular intrínseco de espín  $\mathbf{J} = \hbar I(I + 1)$  es:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t} = \boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B} \\ \frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial t} = \gamma \boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B} \end{array} \right. \quad (1.8)$$

donde:  $\boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B}$  es el torque efectuado por el campo  $\mathbf{B}$  sobre el dipolo magnético.

La solución al sistema de ecuaciones 1.8 es, para  $B$  constante en el tiempo y con componente únicamente en dirección  $z$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_x(t) = \mu_x(0) \cos(\gamma Bt) + m_y(0) \text{sen}(\gamma Bt) \\ \mu_y(t) = -\mu_x(0) \text{sen}(\gamma Bt) + m_y(0) \cos(\gamma Bt) \\ \mu_z(t) = 0 \end{array} \right. \quad (1.9)$$

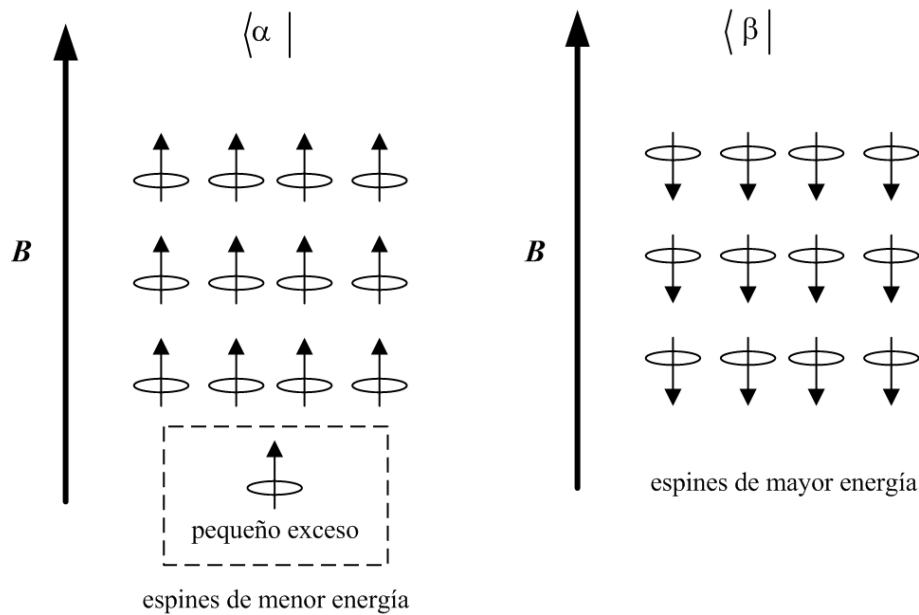


Figura 1.2: Exceso de espines en estado de menor energía

Las ecuaciones 1.9 indican que la componente de  $\mu$  a lo largo del campo permanecen constante, mientras que las componentes perpendiculares oscilan manteniendo el módulo de la componente transversal también constante, en un cono de precesión con un ángulo permitido  $\theta$ , como muestra la figura 1.1. Además, el momento magnético precesiona en torno a  $\mathbf{B}$  con frecuencia angular  $\omega = -\gamma\mathbf{B}$ ;  $\omega = \gamma B$ . En esta precesión, se emite una radiación a esta misma frecuencia (frecuencia de Larmor), como lo hace cualquier momento magnético en movimiento.

Cuando se tiene un ensamble de muchos espines ( $\sim 10^{22}$  a  $10^{23}$ ) que absorben y emiten radiación, ellos están distribuidos aleatoriamente precesando en distintos conos. Si las moléculas de la muestra tienen núcleo con espín 1/2 se pueden tener dos orientaciones posibles para  $\mu$ . A una dada temperatura, existirá una diferencia de espines en cada uno de estos estados, que puede ser calculado según la mecánica estadística de Boltzmann. Esta diferencia de población es muy pequeña, por ejemplo para  $T = 300K$ , la proporción entre ellas es de  $8 \times 10^{-6}$  de exceso de espines en estado de baja energía (espines  $|\alpha\rangle$  orientados paralelos con el campo), respecto de los espines de mayor energía (espines  $|\beta\rangle$  orientados antiparalelos con el campo); observar la figura 1.2.

Esta diferencia de población da lugar a una magnetización neta  $\mathbf{M}$  orientada según

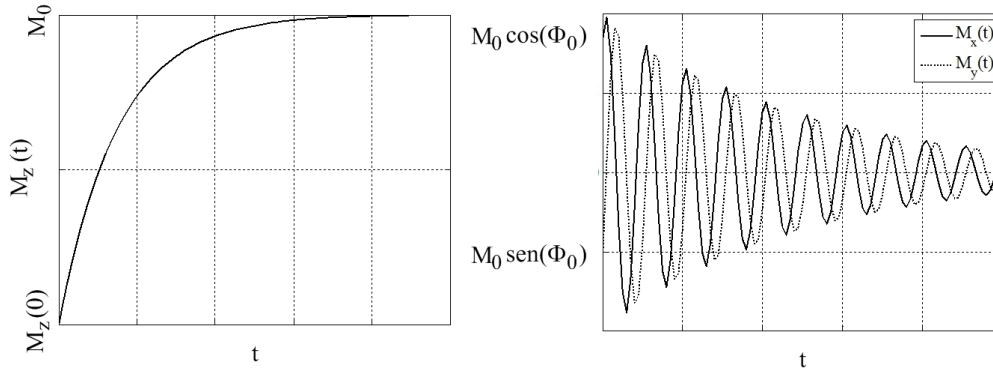


Figura 1.3: Evolución de la magnetización longitudinalmente y transversalmente

**B:**

$$M \propto e^{\frac{\Delta E}{kT}}, \quad (1.10)$$

donde:  $\Delta E$  es la energía Zeeman (Farrar y Becker, 1971).

La ecuación anterior explica que si el campo es más chico (o la temperatura muy alta) la relación señal ruido se degrada. Por otra parte, las componentes transversales serán nulas debido a la aleatoriedad de la fase inicial de la señal originada en cada núcleo. Entonces, si  $\mathbf{B}$  es axial con el eje  $z$  se tiene que  $M_z = M_0 \neq 0$  y  $M_x = M_y = 0$ . Si ahora  $\mathbf{B}$  es rotado hacia una dirección cualquiera, por ejemplo  $x$ , en un tiempo finito  $T_1$ ,  $M_x \rightarrow M_0$  mientras que en un tiempo  $T_2 \neq T_1$  la magnetización transversal decaerá a cero. Se la llama “contante de relajación longitudinal” a  $T_1$  y “contante de relajación transversal” a  $T_2$ . En 1946, Félix Bloch describió la evolución de la magnetización nuclear mediante las llamadas ecuaciones de Bloch (Bloch, 1946). En la figura 1.3 se ve el comportamiento de la magnetización en el experimento de rotación del campo recién descrito. En esta figura,  $M_0$  es la magnetización antes de rotar  $\mathbf{B}$ , y  $\Phi_0$  es el ángulo formado entre  $\mathbf{M}$  y el eje  $x$ .

### 1.4.3. Relajación en presencia de un campo magnético dependiente del tiempo

Cuando la muestra está afectada por dos campo magnéticos, uno constante  $\mathbf{B}$  como el ya descrito y otro transversal a este, dependiente en el tiempo y de mucha menor

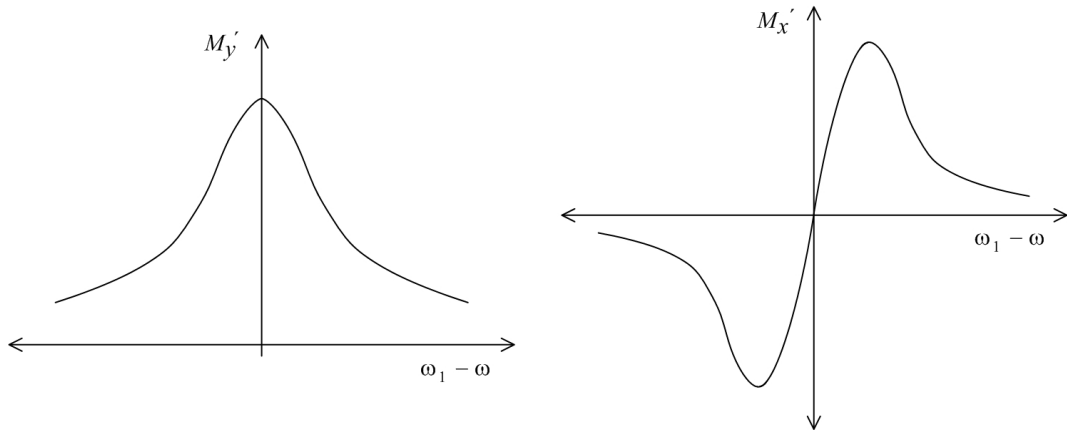


Figura 1.4: Espectro de absorción y dispersión cuando se suma al campo constante  $\mathbf{B}$ , otro transversal y variable  $\mathbf{B}_1$ .

magnitud  $\mathbf{B}_1$ , el análisis del comportamiento de la magnetización de la muestra se realiza introduciendo un nuevo sistema de coordenadas rotante a la velocidad  $\omega_1$  de  $\mathbf{B}_1$  y con el versor  $z$  orientado según la dirección de  $\mathbf{M}_z$ . En este nuevo sistema de referencia se escriben las ecuaciones de Bloch, de las que se pueden conocer cual será el valor de las componentes transversales de  $\mathbf{M}$ , referidas a este sistema rotante, las que se denominan  $M'_y$  (componente de absorción) y  $M'_x$  (componente de dispersión) si  $\mathbf{B}_1$  está a lo largo de  $x$ . La figura 1.4 muestra el valor de  $M'_y$  y  $M'_x$  en función de la diferencia entre el valor de la frecuencia del campo variable irradiado  $\mathbf{B}_1$  y la frecuencia de Larmor que depende de  $\mathbf{B}$ , expresadas como velocidades angulares  $\omega_1$  y  $\omega$ , respectivamente. Los resultados de la figura 1.4 se pueden obtener mediante el método de onda continua (CW, por la siglas en inglés para Continuous Wave), donde la frecuencia  $\omega_1$  es constante y se modifica la frecuencia de Larmor variando el valor de  $\mathbf{B}$ , o viceversa. Se pueden medir los valores de  $M'_y$  y  $M'_x$  ya que el primero introduce una resistencia en serie con la bobina de RF, mientras que el segundo modifica su inductancia.

#### 1.4.4. Método de pulsos

Cuando se aplica a la muestra un pulso de RF ( $\mathbf{B}_1$ ) transversal a la dirección de  $\mathbf{B}$ , la magnetización precesiona alrededor de  $\mathbf{B}_1$  en el sistema rotante. El ángulo que rota la magnetización ( $\theta$ ) es proporcional a la duración del pulso ( $t_1$ ) y a la intensidad



de la señal de RF:

$$\theta = \gamma \mathbf{B}_1 t_1. \quad (1.11)$$

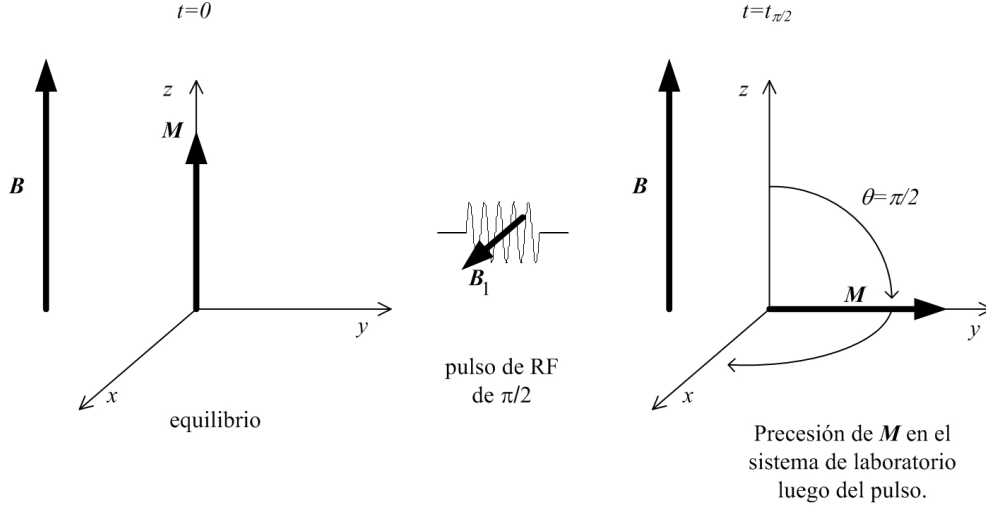


Figura 1.5: Pulso de  $\frac{\pi}{2}$ .

Al interrumpir la RF en el instante  $t_{\pi/2}$ , la magnetización habrá rotado un ángulo de  $90^\circ$  (1.5):

$$\theta = \gamma \mathbf{B}_1 t_{\pi/2} = \pi/2. \quad (1.12)$$

A partir de dicho momento, la magnetización precesiona en el plano x-y en el sistema de laboratorio, alrededor de  $\mathbf{B}$ , y con la frecuencia de Larmor ( $\gamma \mathbf{B}$ ). Este momento magnético que varía dentro de una bobina, genera una fuerza electromotriz (fem) inducida que se traduce en una señal oscilatoria, la que irá reduciendo su amplitud con el tiempo de manera exponencial por efectos de la inhomogeneidad del campo  $\mathbf{B}$  y de la relajación  $T_2$  (Slichter, 1990). La combinación de estos dos efectos se expresan en la constante de decaimiento  $T_2^*$ :

$$\frac{1}{T_2^*} = \frac{1}{T_2} + f\left(\frac{\Delta \mathbf{B}}{\mathbf{B}}\right), \quad (1.13)$$

donde:  $f\left(\frac{\Delta \mathbf{B}}{\mathbf{B}}\right)$  representa la inhomogeneidad del campo.

A esta señal oscilante amortiguada con constante de decaimiento  $T_2^*$  se la conoce

---

como FID (por las siglas en inglés para Free Induction Decay) y puede verse en la figura 1.6 .

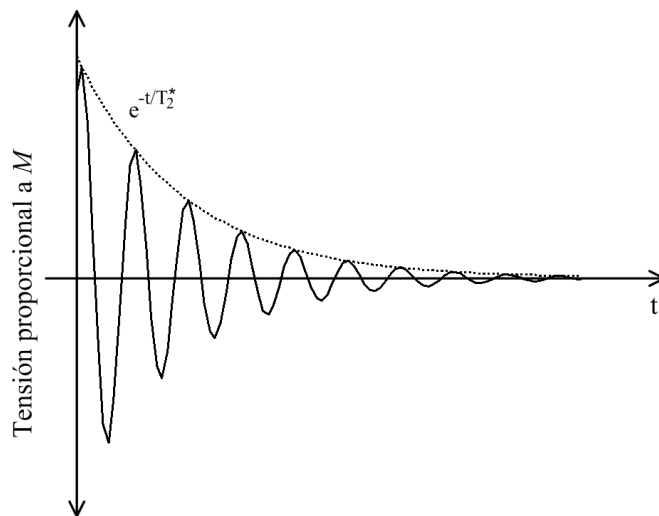


Figura 1.6: FID obtenida en un experimento de pulsos.

Realizando la Transformada de Fourier de la FID, se encuentra el espectro de absorción como el que se mostró en la figura 1.4. Este experimento es sustancialmente mas rápido de realizar que el de onda continua.

Se pueden encontrar mayores detalles sobre los fundamentos de la Resonancia Magnética Nuclear en (Farrar y Becker, 1971).

## 1.5. RMN con ciclado de campo magnético

La Resonancia Magnética Nuclear con Campo Ciclado surgió muy poco tiempo después del primer experimento de RMN con F. Bloch en Stanford (Bloch et al., 1946) y E. M. Purcell (Purcell et al., 1946) en Harvard. En general, FFC abarca toda técnica experimental de RMN que involucre la conmutación rápida del campo magnético principal externo ( $\mathbf{B}$ ), en sincronismo con los pulsos asociados de emisión de radiofrecuencia hacia la muestra, para producir la manipulación deseada en los sistemas de espines nucleares o electrónicos.

---

Una de las principales razones para la aplicación de este tipo de técnicas, tiene que ver con la necesidad de mejorar la relación señal-ruido de la señal de RMN. Es sabido que, la relación señal-ruido de la FID inducida, se vuelve cada vez mas pobre cuando mas se reduce el valor del campo al cual se realiza el experimento. La solución de este problema con ciclado de campo consiste en pre-polarizar la muestra con un campo  $B$  intenso (con el objeto de obtener una magnetización lo más intensa posible), dejar evolucionar el sistema a campo bajo (tan bajo como se desee) y finalmente, detectar la señal de RMN en un tercer valor de campo, suficientemente elevado (como para poder realizar la detección de la FID con suficiente selectividad).

### 1.5.1. Aplicación a la relaxometría

La técnica de campo ciclado puede ser utilizada para el estudio de la relajación de algún parámetro como función de alguna escala temporal. El caso mas común es el de la medición de la constante de relajación longitudinal  $T_1$ , también conocido como espectroscopia de relajación. Este experimento consiste en la medición de la dependencia de  $T_1$  con la frecuencia de Larmor (dispersión de la relajación espín-red). Los orígenes de esta aplicación se sitúan en los albores de la evolución experimental de la RMN (Anderson y Redfield, 1957; Hebel y Slichter, 1959). El uso de campo ciclado permite extender las mediciones de  $T_1$  a valores de campos tan bajos (y por lo tanto frecuencias bajas), que sería prácticamente imposible lograrlo con las técnicas convencionales de RMN (por lo ya dicho sobre la degradación de la relación señal/ruido).

Existen dos secuencias comúnmente utilizadas para medir  $T_1$ , llamadas pre-polarizada (PP) y no polarizada (NP). La primera de estas secuencias es utilizada para medir  $T_1$  a campos muy bajos, mientras que la segunda cubre el rango de campos entre el límite superior de campo alcanzado por la PP y los valores de campo donde ya es posible utilizar una técnica de RMN convencional con campo estático. En una secuencia PP (ver figura 1.7) se obtiene una intensa magnetización de equilibrio mediante un pulso de polarización ( $B_p$ ) con valor de campo muy alto. Luego, el sistema de espines relaja a campo bajo ( $B_r$ ) durante un dado tiempo. La magnetización remanente es muestreada

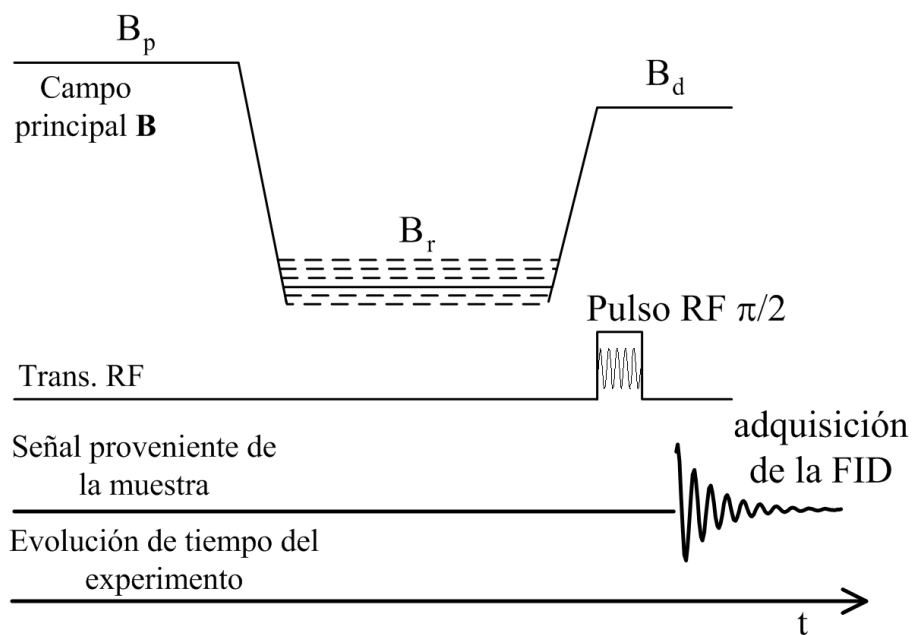


Figura 1.7: Secuencia básica PP.

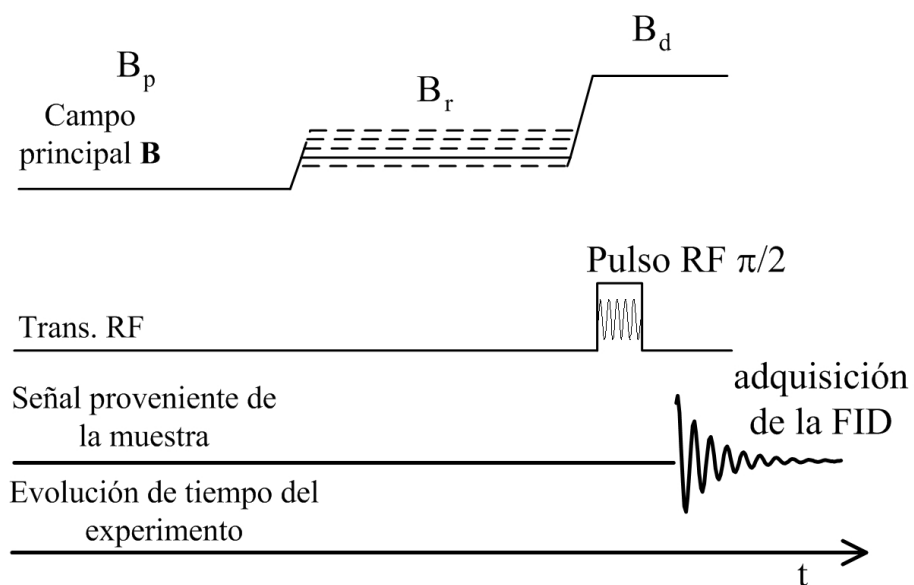


Figura 1.8: Secuencia básica NP.

mediante una secuencia estándar de adquisición de resonancia magnética, por ejemplo con un pulso de RF de  $\pi/2$ , a un tercer valor de campo de detección ( $B_d$ ).

Cuando el campo de relajación  $B_r$  se aproxima al valor de campo de polarización  $B_p$ , la magnetización evolucionará entre dos valores de campo, inicial y final, muy parecidos. En esta situación, se incrementa el error al calcular el valor de  $T_1$  cuando la magnetización relaja desde un valor de campo mayor, hacia otro menor de manera exponencial decreciente.

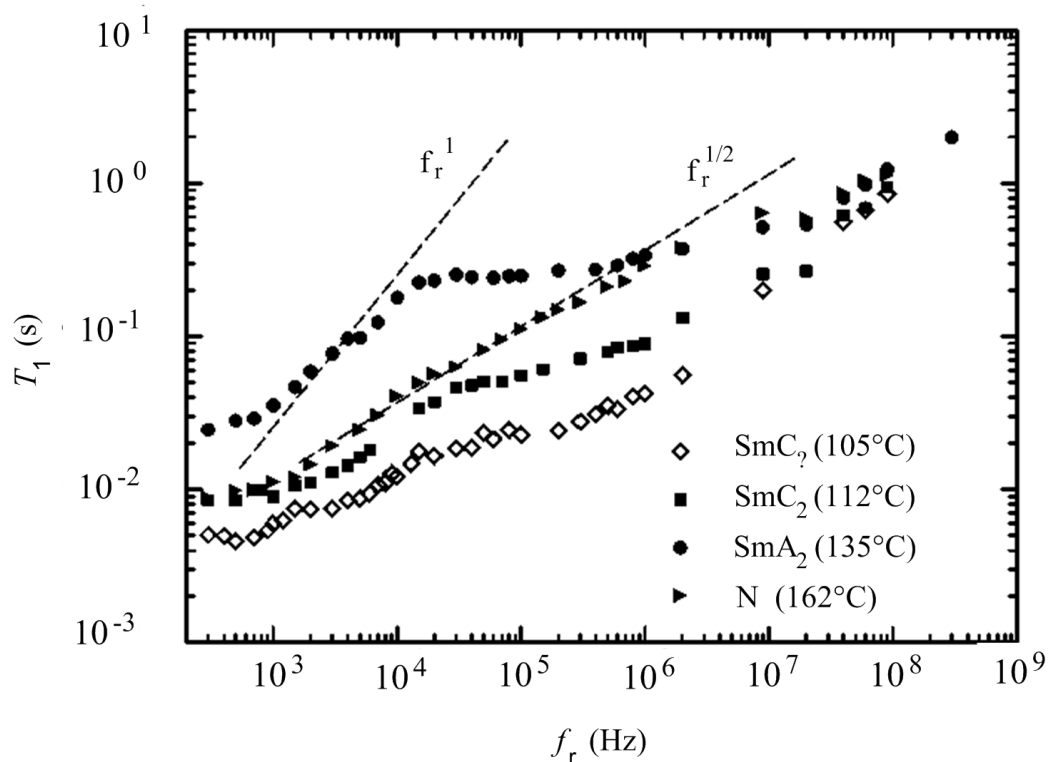


Figura 1.9: Ejemplo de un gráfico de dispersión de la constante de relajación  $T_1$ . Dependencia en frecuencia del tiempo de relajación espín-red  $T_1$  en las fases N, SmA<sub>2</sub> y SmC<sub>2</sub> del DB<sub>8</sub>Cl (Carvalho et al., 2001)

En estos casos se prefiere utilizar la secuencia NP (figura 1.8), donde la magnetización crece desde un valor de campo inicial cero ( $B_p = 0$ ). La figura 1.9 muestra un gráfico de dispersión de la constante de relajación  $T_1^{-1}$  (como función de  $f_r$ ). Cada punto a graficar se obtiene realizando una secuencia de pulso como la mostrada en la figura 1.7 o en la figura 1.8, según el valor de campo al que se haga relajar la muestra.

---

Cada uno de estos ciclos de pulso, se realizará para un valor de campo de relajación ( $B_r$ ) diferente (lo que implica un valor diferente de frecuencia de Larmor). De esta manera, se obtienen los pares de valores ( $f_r, T_1^{-1}$ ) que constituyan la curva de dispersión de  $T_1^{-1}$ . En algunos casos, suele graficarse la dispersión de  $T_1$ , aunque el significado físico es el mismo.

### 1.5.2. Equipamiento utilizado en la RMN con campo ciclado

Las partes principales de un equipo de RMN con campo ciclado son el imán principal que genera el campo  $B$  (bobina), la fuente de corriente pulsada que alimenta a la bobina generadora de  $B$ , el sistema de enfriamiento del imán y de la etapa de potencia, la unidad de RF, el control de temperatura de la muestra y la unidad de procesamiento de datos (figura 1.10).

La bobina que genera el campo principal  $B$  debe cumplir con determinados requerimientos importantes. Debe generar un campo de elevada homogeneidad, optimizando el uso de la energía disponible para producir el mayor campo posible para una dada potencia eléctrica en la bobina. Además, para poder conmutar el campo lo más rápido posible, la bobina debe minimizar su constante de tiempo.

La calidad de la señal de RMN adquirida, depende en buena medida de la temperatura de trabajo del electroimán. El sistema de enfriamiento utiliza para ello un líquido circulante para sacar el calor de los componentes sensibles (electroimán y etapa de potencia de la fuente de corriente) y transferirlo a través de un intercambiador de calor a otro circuito térmico con agua circulante, desde donde finalmente se disipará al ambiente. El líquido de enfriamiento para el imán debe cumplir con algunas características especiales: viscosidad adecuada, baja cantidad de protones y con buenas propiedades térmicas y dieléctricas.

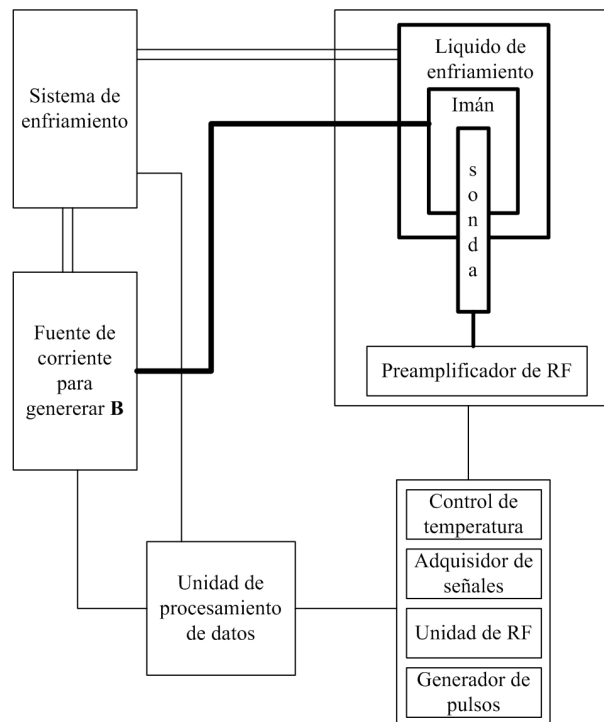


Figura 1.10: Diagrama en bloques de un equipo de RMN con campo ciclado.

La fuente de corriente debe ser capaz de conmutar corrientes del orden de los cientos de amperes sobre una carga inductiva con tiempos de conmutación del orden del milisegundo. Además, debe poseer una estabilidad en estado estacionario de algunas partes por millón (lo requerido por  $B$  durante un experimento de RMN). Para esto se utilizan una variedad de configuraciones con semiconductores (comúnmente transistores MOSFET) en la etapa de salida de potencia.

Finalmente, existe una unidad de procesamiento de datos que maneja el envío de pulsos de RF a la muestra, recibe la FID digitalizada, y controla el resto del equipo (control de temperatura en la muestra, unidad de enfriamiento de las etapas de potencia y demás unidades del instrumento).

Una completa síntesis sobre la técnica, incluyendo referencias importantes, descripción detallada de la misma y de la instrumentación utilizada, técnicas de medición con FFC y sus aplicaciones pueden encontrarse en (Anoardo et al., 2001; Kimmich y Anoardo, 2004).

---

## 1.6. Organización de la tesis

Los trabajos realizados y los resultados obtenidos durante el desarrollo de esta tesis se muestran en los capítulos siguientes, los cuales se ordenan de la siguiente manera:

*Capítulo 2:* Se repasan algunos conceptos de Teoría de Control utilizados en el transcurso de la tesis. Se hace una síntesis sobre el funcionamiento y ajuste de los controladores más difundidos en la industria hasta la actualidad que son los del tipo proporcional, integral y derivativo. Se introducen las particularidades más importantes que presentan los sistemas multivariable, mostrando como afectan el comportamiento de controladores que han sido diseñados para sistemas con entrada y salida simple. Se muestra como se pueden utilizar estos últimos controladores en sistemas con variables acopladas y se presenta una técnica de diseño que considera implícitamente el caso multivariable. Finalmente, se describe una técnica de control específicamente diseñada para el movimiento rápido punto a punto de un sistema mecánico, la cual será luego útil para desarrollar un algoritmo aplicado a un problema similar pero en sistemas electro-magnéticos.

*Capítulo 3:* Se implementa un método propuesto para controlar la dependencia espacial de un campo magnético dentro de un volumen dado. El algoritmo propuesto utiliza Resonancia Magnética Nuclear (RMN) para sensar el campo magnético. Se describe este algoritmo de corrección de dependencia espacial del campo magnético el cual, mediante una versión modificada de un método estadístico de caracterización de señales (SSC), analiza la señal de RMN recibida, extrayendo la información necesaria para proceder a la corrección del campo.

Se enumeran cada uno de los pasos a seguir para aplicar el método de perfilado de campo. Este método, mediante el control de la corriente en un conjunto de bobinas especialmente construidas, introduce las correcciones necesarias en la dependencia espacial del campo magnético generado por una unidad independiente (imán o electro-imán).

Se muestra como se caracteriza una señal utilizando algunos parámetros estadísticos específicamente seleccionados. Luego, se muestra como fue aplicado este método al



---

problema en particular de la caracterización de la dependencia espacial del campo magnético que se quiere corregir.

La corrección del campo, implica la elección de una estrategia adecuada para, a partir de la información extraída de la señal de RMN, se modifiquen las corrientes circulantes en cada bobina, siguiendo una estrategia en particular. Se enumeran los pasos de la secuencia de búsqueda de estas corrientes de corrección.

En este capítulo se pone especial énfasis en las cuestiones prácticas que deben tenerse en cuenta al momento de implementar el sistema para su mejor funcionamiento. Por ejemplo, propone un procesamiento digital de los datos realimentados, para mejorar la inmunidad al ruido presente, tanto en cuando al ruido de fase como al que afecta la amplitud de la señal.

También se proponen diferentes alternativas para la función discriminante utilizada en el trabajo teórico tomado como base para implementar el equipo de corrección de campo. Esta función discriminante es parte central del algoritmo, determinando cual será la combinación de corrientes que mejor perfilen el campo según lo deseado.

Por último, se prueba el funcionamiento del sistema implementado tomando como caso de resolución el de homogeneizar el campo principal del instrumento de RMN. Esta prueba se realizó sobre dos distribuciones espaciales diferentes del campo del imán, la original del imán y otra modificada con el agregado de una serie de bobinas externas. De esta manera, se pudo evaluar la robustez del sistema para la corrección de diferentes situaciones iniciales de campo, sin tener que cambiar el conjunto de bobinas correctoras.

*Capítulo 4:* La compensación automática de campos magnéticos dentro de un volumen de exclusión es tratada en este capítulo. Una particularidad del problema, es que dicho campo no puede ser sentido de manera directa dentro de la zona donde se lo quiere compensar. Se realiza la compensación o cancelación del campo magnético espacial medio y de ciertos gradientes ortogonales.

Se muestra el proceso por el cual se diseñaron las bobinas compensadoras, así como la manera en que se calculan los valores de campo magnético a realimentar al sistema,

---

a partir de lecturas tomadas con una serie de sensores ubicados en el entorno de la zona de exclusión.

Se describe el algoritmo de control utilizado por el equipo, el cual requiere de un modelo matemático de la planta. Se debe tener en cuenta que este sistema posee varios circuitos de control relacionados entre ellos, constituyendo un sistema de múltiples entradas y salidas (MIMO). Un estudio analítico de estabilidad y robustez del sistema de control es realizado, lo que significa considerar tanto la estabilidad nominal como la estabilidad robusta del conjunto.

El comportamiento del sistema es evaluado tanto con simulaciones como con pruebas experimentales. En todos los casos, se observó no solo el comportamiento nominal de la planta controlada, sino que también la respuesta para una planta que incluye determinadas incertidumbres.

*Capítulo 5:* Se presenta una novedosa y simple estrategia de control, para cancelar perturbaciones de campo magnético de tipo periódicas, en aplicaciones de blindaje magnético activo para sistemas de resonancia magnética nuclear a campo bajo.

La solución de control propuesta basa su funcionamiento en la acción dual de un controlador PID estándar, junto con un controlador que puede cancelar determinadas señales armónicas de manera selectiva.

Mediante la evaluación del comportamiento del controlador propuesto por medio de simulaciones, como así también de manera experimental, se comprueban las buenas prestaciones del mismo, a pesar de su simplicidad. Se observa que el sistema propuesto es capaz de mitigar perturbaciones dentro de todo su rango de acción, o a lo sumo, dejarla sin modificación alguna si está mas allá de la frecuencia máxima de funcionamiento. De esta manera, se ha corregido la consecuencia negativa que tiene sobre el sistema el efecto “waterbed”, en aquellas componentes armónicas que se presentan sobre cierto rango de frecuencias del controlador en donde las perturbaciones no solo son eliminadas, sino que además se ven amplificadas.

Por último, en una discusión final sobre las características del controlador presentado en este capítulo, se hace un análisis cualitativo tanto de sus mayores virtudes como

---

de sus debilidades. Además, se plantea la posibilidad de extender la aplicabilidad de este algoritmo de control, el cual ha sido desarrollado para el caso particular de una perturbación que presenta una sola componente armónica de amplitud importante en la región del espectro de frecuencias donde se evidencia el efecto “waterbed”, al caso mas amplio de cancelación de varias componentes armónicas simultáneamente.

*Capítulo 6:* Se desarrolla un nuevo algoritmo de control para conmutar un campo magnético (el principal de un equipo de FFC) entre diferentes valores, mejorando las características de conmutación que poseen los equipos existentes. El algoritmo propuesto utiliza herramientas de control tomadas del posicionamiento rápido de sistemas mecánicos, integrándolas e introduciendo mejoras y modificaciones que permiten su aplicación al caso particular del control de campos magnéticos.

Se propone diseñar un controlador en dos etapas. Una etapa inicial donde la consigna es mover el campo desde una valor inicial hasta aproximarlo al valor final deseado. Esta aproximación se realiza sin demasiadas exigencias en cuanto al error final alcanzado, ya que el mismo se hará tender a cero conmutando a un segundo controlador. Este último, se diseña especialmente para asegurar una suave convergencia al valor final de campo, manteniendo la estabilidad y asegurando un buen rechazo a perturbaciones durante todo el ciclo.

Dentro del análisis, se estudia especialmente la situación que se presenta cuando se conmuta entre controladores. Esta es la parte clave de la estrategia de control propuesta para que el sistema completo tenga un funcionamiento satisfactorio, mejorando el de los controladores utilizados actualmente.

Las pruebas que se hicieron para evaluar el funcionamiento del algoritmo, incluyó simulaciones en dos sistemas, uno utilizando un modelo matemático tomado de una planta real, y otro con una planta realizada a escala. Con esta última, se realizó la prueba del sistema real implementado, cuyos resultados son trasladables a un sistema de mayores dimensiones.

*Capítulo 7:* Se describe el equipamiento desarrollado en el laboratorio relacionado directamente con la realización de la tesis. El sistema completo implementado se di-

---

vidió para su descripción en una serie de bloques constitutivos fundamentales, estos son: actuadores, el conjunto de bobinas de compensación de campos, las fuentes de corriente que las alimenta, el sensado de los campos magnéticos y acondicionamiento de las señales de realimentación y la unidad de procesamiento de datos.

*Capítulo 8:* Se destacan las conclusiones más importantes que pudieron sacarse con la realización de esta tesis.

---

## Capítulo 2

# Conceptos de control utilizados en esta tesis

**Resumen:** Se introducen conceptos de control que serán la base para los algoritmos propuestos. Se repasan los conceptos fundamentales sobre controladores PID, diferentes métodos de sintonización y su aplicabilidad en sistemas multivariables. Se introduce un método para sintetizar un controlador para sistemas multivariables, a partir de la optimización de la medida de algún criterio de desempeño. Finalmente, se presenta una técnica habitualmente utilizada para el posicionamiento rápido de sistemas mecánicos cuando este movimiento tiene características repetitivas.

---

## 2.1. Introducción

Desde sus orígenes en la década de 1940, el controlador de acción Proporcional, Integral y Derivativa (PID) ha sido ampliamente utilizado en la industria (Ziegler y Nichols, 1942), tanto por su sencillez, como por su capacidad para tratar con diferente clase de problemas, incluyendo algunos con cierto grado de no linealidad. Inclusive en la actualidad, este controlador sigue siendo el que predomina en los sistemas de control. Por estos motivos, esta estrategia fue la primera seleccionada para abordar algunos de los problemas de control que se presentan en esta tesis. En este capítulo se introducen los métodos de sintonización de PIDs más relevantes para su aplicación en este trabajo.

Una característica importante del sistema con que se está tratando en esta tesis, es que parte del mismo constituye un sistema con más de una entrada y más de una salida que se influyen mutuamente. Esta clase de sistemas presentan ciertas particularidades que afectan el diseño del controlador, algunas de las cuáles son presentadas en este capítulo. Además, se enuncia la manera en que ellas modifican el comportamiento de un PID convencional y qué se puede hacer para permitir su aplicación.

Además de mostrar como se puede utilizar un controlador PID en un sistema multivariable, se introduce un método para sintonizar un controlador específicamente pensado para esta clase de sistemas, a partir de la optimización de un criterio de desempeño midiéndolo mediante una norma conocida como  $\mathcal{H}_\infty$  (Skogestad y Postlethwaite, 2005).

En la búsqueda de nuevas alternativas de control superadoras para la conmutación veloz del campo magnético, se discutirá brevemente una solución utilizada por otros autores en sistemas mecánicos. En esta tesis se realiza una adaptación de este algoritmo al caso eléctrico, en el marco de la problemática que se estudia.

## 2.2. Controladores Proporcional - Integral - Derivativo

La acción proporcional, es decir, una simple multiplicación por una constante, es el control por realimentación más simple que se puede aplicar a un clásico problema

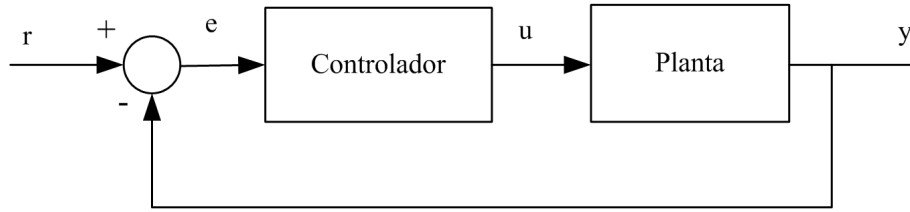


Figura 2.1: Sistema de control realimentado.

de control como el mostrado en la figura 2.1. Sin embargo, esta simple estrategia de control ya puede mejorar notablemente el comportamiento de un sistema dinámico a lazo cerrado. Por ejemplo, dada la siguiente función de transferencia en el dominio de Laplace ( $s$ ) de un sistema de primer orden (Ogata, 1987), con  $A$  y  $T$  siendo los parámetros del modelo e  $y$  y  $u$  las señales mostradas en la figura 2.1:

$$y(s) = \frac{A}{1 + sT}u(s). \quad (2.1)$$

Si se realimenta este sistema solamente con el producto por una constante  $K_p$ :

$$u_p(s) = K_p e(t). \quad (2.2)$$

La función de transferencia para la figura 2.1 con  $u = u_p$  queda:

$$y(s) = (r(s) - y(s)) K_p \frac{A}{1 + K_p A}, \quad (2.3)$$

$$y(s) = \frac{\frac{K_p A}{1 + K_p A}}{1 + s \frac{T}{1 + K_p A}} r(s). \quad (2.4)$$

La constante de tiempo a lazo abierto es  $T$ , pero a lazo cerrado es  $(T)/(1 + K_p A)$ , de manera que al aumentar  $K_p$  el sistema se vuelve más rápido. Por otro lado, la ganancia que a lazo abierto es  $A$ , a lazo cerrado pasa a ser  $(K_p A)/(1 + K_p A)$ , de forma que cuando  $K_p \rightarrow \infty$ , el sistema a lazo cerrado se vuelve un sistema seguidor ideal con función de transferencia 1. Esta situación ideal presenta dos dificultades; por un lado la ganancia no se puede aumentar ilimitadamente, ya que todo sistema físico en

---

algún momento alcanzará un máximo en sus señales (saturación). Además, para otros sistemas a lazo abierto con más de un polo, superado algún valor de  $K_p$ , el sistema puede presentar transitorios demasiado oscilantes o incluso volverse inestable. Esto significa que el valor de  $K_p$  no podrá ser cualquiera sino que está limitado por un máximo, lo que implica que el sistema tendrá un error  $e = y(s) - r(s) > 0$ . Es por esto que a este simple controlador, se le agrega una acción integral. Integrando dicho error en estado estacionario y sumando este resultado a la señal de control enviada a la planta, el mismo se irá reduciendo. Cuando se cumpla que  $e = 0$ , este factor integral no se modificará más, permaneciendo el sistema sin error. Por otra parte, esta integral le agrega una inercia al sistema que lo hace responder más lento ante cambios rápidos del error.

Para mejorar los transitorios del sistema y el comportamiento ante perturbaciones, se agrega un término derivativo, cuyo objetivo es oponerse a cualquier cambio abrupto en el error. Tanto el término integral (ecuación 2.5), como la componente derivativa (ecuación 2.6), incluyen un factor de ajuste ( $K_i$  y  $K_d$ ) para regular el comportamiento del sistema a lazo cerrado:

$$u_i(t) = K_i \int e(t) dt, \quad (2.5)$$

$$u_d(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (2.6)$$

Si no se quiere que el efecto derivativo cause variaciones fuertes en la señal de control ante cambios en la señal de referencia (por el efecto amplificador de señales con variaciones rápidas que tiene la derivada), entonces se modifica la ecuación 2.6 aplicando la derivada únicamente sobre la salida  $y$  en lugar de sobre el error  $e$ . Además, este mismo efecto multiplicador de señales de alta frecuencia de la derivada, se lo puede limitar agregando un filtro pasabajo, quedando el término derivativo, expresado en el dominio de Laplace como sigue:

$$u_d(s) = K_d \frac{sy(s)}{1 + \frac{sK_d}{N}}, \quad (2.7)$$



---

donde:  $N$  suele estar entre 2 y 20, determinando en que medida se limita las señales de alta frecuencia.

Finalmente, el controlador PID está formado por los aportes de los tres componentes descritos en las ecuaciones 2.2, 2.5 y 2.7:

$$u(s) = u_p(s) + u_i(s) + u_d(s). \quad (2.8)$$

El controlador dado por la ecuación 2.8 es el PID en su forma *paralela* o también conocido como *PID ideal* o *no interactuante*. Sin embargo, no es la única disposición en la que pueden aparecer los efectos P, I y D en un controlador. La ecuación 2.9 muestra un PID en configuración *serie*, *cascada* o *interactuante*.

$$u(s) = K'_p \left( \frac{s + K'_i}{s} \right) (K'_d s + 1). \quad (2.9)$$

Se puede derivar una estructura de controlador a partir de la otra mediante las siguientes ecuaciones que las relacionan:

$$K_p = K'_p (1 + K'_d K'_i), \quad (2.10)$$

$$K_i = \frac{K'_i}{1 + K'_d K'_i}, \quad (2.11)$$

$$K_d = \frac{K'_d}{1 + K'_d K'_i}. \quad (2.12)$$

Estas dos formas de controladores PID no son equivalentes si el factor derivativo se aplica únicamente sobre  $y$  y no sobre  $e$ . En este caso, con el controlador *PID ideal* se pueden obtener mejores respuestas al ser esta forma de controlador menos restrictiva (Skogestad, 2003).

---

### 2.2.1. Sintonización de controladores PID

Si bien un controlador del tipo PID tiene únicamente 3 parámetros, no es tan sencillo como podría parecer encontrar sus valores (sintonizarlo) sin un método sistemático, para lograr una determinada respuesta del sistema completo a lazo cerrado. Tal vez, el método de sintonización más conocido y primero sea el de Ziegler-Nichols (Ziegler y Nichols, 1942), pero no es el único, existiendo diferentes métodos originados en diversos criterios para medir el grado de buen comportamiento del controlador.

#### Sintonización de un PID basado en el procedimiento de diseño IMC

Uno de estos métodos es el diseño por control de modelo interno (procedimiento de diseño IMC, por las siglas en inglés para Internal Model Control), propuesto por Morari y Zafiriou (1989). Este simple método de sintonización que ha sido aplicado exitosamente, se basa en proponer explícitamente cuál es la respuesta a lazo cerrado deseada para el sistema, y luego resolver el controlador resultante. Este método, también conocido como síntesis directa, resulta en un diseño por modelo inverso. Para esto es necesario expresar la planta por una parte invertible (ceros estables) y otra que no lo es, llamadas  $G_m$  y  $G_a$  respectivamente, entonces la función de transferencia de la planta  $G$  es:

$$G(s) = G_m G_a. \quad (2.13)$$

Luego, se especifica la función deseada a lazo cerrado para el sistema realimentado  $T$ , que relaciona la entrada de referencia  $r$  con la salida  $y$ .  $T$  deberá incluir necesariamente los elementos de fase no mínima (ceros inestables) de la planta, junto con una parte elegida por diseño  $f(s)$ , la cual es un filtro pasabajos. Entonces:

$$T(s) = f(s)G_a(s). \quad (2.14)$$

Sabiendo que  $T$  se relaciona con la función de transferencia del controlador  $G_c$  de la siguiente manera:

$$T = GG_c(1 + GG_c)^{-1}, \quad (2.15)$$

---

se encuentra el controlador, el cual incluye la parte de fase mínima de la planta  $G_m$  invertida:

$$G_c = G^{-1} \frac{T}{1-T} = (G_m)^{-1} \frac{1}{f^{-1} - G_a}. \quad (2.16)$$

Para un proceso de segundo orden con retardo:

$$G(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\omega_n^2 s^2 + 2\zeta\omega_n s + 1} = \frac{ke^{-\theta s}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}, \quad (2.17)$$

donde:  $k$  es la ganancia de la planta.

$\theta$  es un retardo en el tiempo.

$\omega_n$  es la frecuencia natural.

$\zeta$ , es la constante de amortiguación.

$\tau_1$  y  $\tau_2$  son los polos de la planta.

se puede diseñar un controlador IMC con el formato de PID ideal (ecuación 2.8) proponiendo una función de diseño  $f(s)$  como sigue:

$$f(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\omega_{0d} s + 1}. \quad (2.18)$$

Entonces los parámetros del controlador quedarán:

$$K_p = \frac{2\omega_n \zeta}{k(\omega_{nd} + \theta)}, \quad (2.19)$$

$$K_i = 2\omega_n \zeta, \quad (2.20)$$

$$K_d = \frac{\omega_n}{2\zeta}. \quad (2.21)$$

### Sintonización de un PID mediante el método de Skogestad (SIMC)

(Skogestad, 2003) propone una manera muy simple de sintonización de un PID, a partir del método conocido de IMC. Estas reglas están dadas tanto para un sistema de

---

primer orden con retardo como para uno de segundo orden con retardo.

Para el caso de un sistema de primer orden con retardo como el de la siguiente ecuación:

$$G(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}. \quad (2.22)$$

Se proponen los siguientes valores para los parámetros de un controlador paralelo (considerando que para sistemas de este tipo la acción derivativa no es necesaria):

$$K_p = \frac{\tau}{k(\tau_c + \theta)}, \quad 1/K_i = \min(\tau, 4(\tau_c + \theta)). \quad (2.23)$$

Por otra parte, para un sistema de segundo orden dominante, como el de la ecuación 2.17, los valores de parámetros propuestos para un PID en cascada como el de la ecuación 2.9 son los siguientes:

$$K_p = \frac{\tau_1}{k(\tau_c + \theta)}, \quad 1/K'_i = \min(\tau_1, 4(\tau_c + \theta)), \quad K'_d = \tau_2. \quad (2.24)$$

Los valores para un controlador paralelo se pueden hallar luego con las ecuaciones 2.10, 2.11 y 2.12. En ambos casos,  $\tau_c$  es un parámetro de diseño que se elige según que se desee un controlador con buen desempeño para el seguimiento de señales de referencia ( $\tau_c$  de pequeño valor), o robustez y suavidad en la señal de control (mayor valor de  $\tau_c$ ). Como una buena solución de compromiso entre estas dos situaciones, Skogestad (2003) propone utilizar  $\tau_c = \theta$ .

### **Sintonización de un PID con métodos basados en la optimización de algún criterio de desempeño**

Uno de los primeros métodos presentado para la sintonización de un controlador PID funcionando como seguidor, basado en criterios integrales de optimización, fue el de Rovira et al. (1969). Los índices de desempeño utilizados para la sintonización del controlador fueron la *Integral del Error Absoluto* (IAE) y la *Integral del Tiempo por el Error Absoluto* ITAE, definidos en función del error de salida  $e$  del sistema como sigue:

$$J_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt, \quad (2.25)$$

$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt. \quad (2.26)$$

Estos criterios de optimización fueron aplicados a un modelo de primer orden con retardo como el de la ecuación 2.22, cerrando el lazo con un PID del tipo paralelo o ideal. Las ecuaciones para la sintonización del controlador son:

$$kK_p = a \left( \frac{\theta}{\tau} \right)^b, \quad (2.27)$$

$$K_i = \frac{c + d \left( \frac{\theta}{\tau} \right)}{\tau}, \quad (2.28)$$

$$\frac{K_d}{\tau} = f \left( \frac{\theta}{\tau} \right)^g. \quad (2.29)$$

En las ecuaciones 2.27, 2.28 y 2.29, las variables  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ ,  $f$  y  $g$  son los parámetros de sintonización que toman un valor diferentes según el criterio de optimización (IAE o ITAE), los cuáles pueden consultarse en el cuadro 2.2.1 :

	a	b	c	d	f	g
IAE	1,086	-0,869	0,74	-0,13	0,348	0,914
ITAE	0,965	-0,85	0,796	-0,146	0,308	0,929

Cuadro 2.1: Valores de las constantes en las ecuaciones de sintonización de un PID ideal y modelo de la planta de primer orden, para el método de Rovira et al. (1969).

Por otra parte, para plantas modeladas con función de transferencia de segundo orden y retardo, Sung et al. (1996) propone la utilización del controlador PID paralelo sintonizado para optimizar su funcionamiento en base al criterio de desempeño de la ITAE. En este caso, las ecuaciones de sintonización están dadas por:

$$kK_p = -0,04 + \left[ 0,333 + 0,949 \left( \frac{\theta}{\tau} \right)^{-0,983} \right] \zeta, \quad \forall \zeta \leq 0,9, \quad (2.30)$$

$$kK_p = -0,544 + 0,308\frac{\theta}{\tau} + 1,408\left(\frac{\theta}{\tau}\right)^{-0,832}\zeta, \quad \forall \zeta > 0,9, \quad (2.31)$$

$$\frac{1}{K_i\tau} = \left[2,055 + 0,072\frac{\theta}{\tau}\right]\zeta, \quad \forall \frac{\theta}{\tau} \leq 1, \quad (2.32)$$

$$\frac{1}{K_i\tau} = \left[1,768 + 0,329\frac{\theta}{\tau}\right]\zeta, \quad \forall \frac{\theta}{\tau} > 1, \quad (2.33)$$

$$\frac{\tau}{K_d} = \left(1 - e^{\frac{-(\theta/\tau)^{1,06}\zeta}{0,87}}\right) \left[0,55 + 1,683\left(\frac{\theta}{\tau}\right)^{-1,09}\right] \quad (2.34)$$

### 2.2.2. PID en sistemas multivariables

Ahora se considerará una planta donde existen mas de una entrada y una salida. Se definen las dimensiones del sistema a controlar según su número de entradas  $L_u$  y de salidas  $M_y$ , al que se puede representar por una matriz de funciones de transferencia  $\mathbf{G}(\mathbf{s})$  de dimensión  $K_y \times L_u$ , un vector de entradas  $\mathbf{u}(\mathbf{s})$  de dimensión  $L_u \times 1$  y un vector de salidas  $\mathbf{y}(\mathbf{s})$  de dimensión  $K_y \times 1$ . Lo que hace a este sistema particular, es que si se modifica el valor de una entrada cualquiera  $u_l$ , en general esto afectará a todas las salidas  $y_1, y_2, \dots, y_{K_y}$ .

La principal diferencia entre un sistema con una sola entrada y una sola salida SISO (por las siglas en inglés para Single Input, Single Output) y un sistema MIMO (por las siglas en inglés para Multiple Input, Multiple Output), es que en estos últimos existe el concepto de *direcciones*, el cual está ligado siempre con vectores y matrices, pero no con escalares. Esto, además del hecho de que el producto de matrices no es en general conmutativo, introduce algunas complicaciones en el análisis de sistemas MIMO, que no existen con los sistemas SISO.

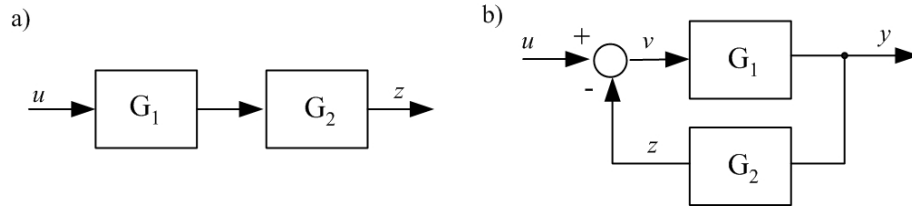


Figura 2.2: Conexión de sistemas MIMO. a) Serie. b) Sistema realimentado.

### Función de transferencia de varios sistemas MIMO interconectados

Cuando se conectan sistemas MIMO en cascada (figura 2.2a), la función de transferencia total será:

$$\mathbf{G} = \mathbf{G}_2\mathbf{G}_1 \neq \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2. \quad (2.35)$$

La función de transferencia de dos sistemas MIMO realimentados (figura 2.2b) se calcula a partir de la siguiente propiedad:

$$\mathbf{v} = (\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}\mathbf{u}, \quad (2.36)$$

donde:  $\mathbf{L}$  es la ganancia de lazo calculada como  $\mathbf{G}_2\mathbf{G}_1$ .

$\mathbf{I}$  es la matriz identidad.

Además, para matrices dimensionalmente consistentes, se cumple que:

$$\mathbf{G}_1(\mathbf{I} - \mathbf{G}_2\mathbf{G}_1)^{-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_1\mathbf{G}_2)^{-1}\mathbf{G}_1. \quad (2.37)$$

Utilizando las propiedades recién enunciadas se puede calcular la función de transferencia de una serie de sistemas MIMO interconectados a partir del diagrama en bloques de estas conexiones. Se comienza el análisis desde la salida del sistema, multiplicando las funciones de transferencia que se van encontrando en serie. Cada vez que se sale de un subsistema realimentado, se agrega al producto el término  $(\mathbf{I} - \mathbf{L})^{-1}$  o  $(\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}$  según se trate de realimentación positiva o negativa, respectivamente. Por último, subsistemas conectados de manera paralela se deben analizar independientemente y sus resultados sumados (Skogestad y Postlethwaite, 2005).

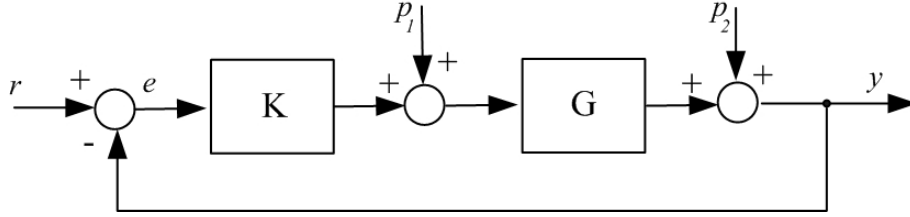


Figura 2.3: Señales en un sistema de control realimentado.

Por último, en un sistema de control realimentado como el de la figura 2.3, donde  $\mathbf{G}$  es la función de transferencia de la planta a controlar y  $\mathbf{K}$  la del controlador, se definen las siguientes matrices de funciones de transferencia:

- Ganancia de lazo:

$$\mathbf{L} = \mathbf{G}\mathbf{K}. \quad (2.38)$$

- Sensibilidad:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}. \quad (2.39)$$

- Sensibilidad complementaria:

$$\mathbf{T} = \mathbf{I} - \mathbf{S} = \mathbf{L}(\mathbf{I} + \mathbf{L})^{-1}. \quad (2.40)$$

Se observa que  $\mathbf{T}$ , es la función de transferencia completa del sistema de la figura 2.3 entre  $\mathbf{y}$  y  $\mathbf{r}$ , mientras que  $\mathbf{S}$  es la función de transferencia entre  $\mathbf{y}$  y  $\mathbf{p}_1$ .

- Función de transferencia de lazo:

$$\mathbf{L}_I = \mathbf{K}\mathbf{G}. \quad (2.41)$$

- Sensibilidad de entrada:

$$\mathbf{S}_I = (\mathbf{I} + \mathbf{L}_I)^{-1}. \quad (2.42)$$

- Sensibilidad complementaria de entrada:

$$\mathbf{T}_I = \mathbf{I} - \mathbf{S}_I = \mathbf{L}_I(\mathbf{I} + \mathbf{L}_I)^{-1}. \quad (2.43)$$





Figura 2.4: Sistema multivariable  $G(s)$ .

Observar en la figura 2.3 que  $-\mathbf{T}_I$  es la función de transferencia desde  $\mathbf{p}_2$  hacia  $\mathbf{u}$ . Además, en los sistemas SISO,  $\mathbf{L}_I = \mathbf{L}$ ,  $\mathbf{S}_I = \mathbf{S}$  y  $\mathbf{T}_I = \mathbf{T}$ .

### Concepto de direcciones

En un sistema como el de la figura 2.4,  $\mathbf{G}(s)$  es una matriz de funciones de transferencias que relacionan las entradas  $\mathbf{u}$  con las salidas  $\mathbf{y}$ , donde estas funciones de transferencias están escritas en el dominio de la variable de Laplace  $s$  y representan la dinámica del sistema. En esta matriz, cada elemento se denota como  $g_{kl}(s)$ , indicando la relación entre la entrada  $l$  y la salida  $k$  del sistema. En estas funciones de transferencia, si se hace  $s = j\omega$ , se tendrá la ganancia que relaciona cada entrada con cada salida para esta frecuencia particular de señales de entrada. Entonces, la relación entre una entrada cualquiera  $l$  y una salida  $k$  a una dada frecuencia será una ganancia con un cierto ángulo de fase, expresado por un número complejo como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\frac{y_k}{u_l} = |g_{kl}(j\omega)|. \quad (2.44)$$

Luego, la respuesta conjunta de todo el sistema ante un vector de entradas  $\mathbf{u}$  con idénticas señales sinusoidales de frecuencia  $\omega$ , está dada por la suma de las respuestas individuales de cada salida ante cada una de estas entradas (por el principio de superposición aplicable a todo sistema lineal). Entonces se tiene:

$$y_k(\omega) = g_{k1}(j\omega)u_1(\omega) + g_{k2}(j\omega)u_2(\omega) + \dots = \sum_l g_{kl}(j\omega)u_l(\omega), \quad (2.45)$$

$$\mathbf{y}(\omega) = \mathbf{G}(j\omega)\mathbf{u}(\omega), \quad (2.46)$$

---


$$\text{donde: } \mathbf{u}(\omega) = \begin{Bmatrix} u_1(\omega), \\ u_2(\omega), \\ \vdots \\ u_{L_u}(\omega), \end{Bmatrix} \quad \text{y} \quad \mathbf{y}(\omega) = \begin{Bmatrix} y_1(\omega), \\ y_2(\omega), \\ \vdots \\ y_{K_y}(\omega), \end{Bmatrix}.$$

Como se muestra en la ecuación 2.46, en un sistema MIMO, tanto la entrada como la salida son vectores, donde se puede obtener la magnitud de cada uno de ellos mediante el cálculo de una norma como la norma-2. Entonces, la magnitud de  $\mathbf{u}$  y de  $\mathbf{y}$  a una dada frecuencia  $\omega$  será:

$$\|\mathbf{u}(\omega)\|_2 = \sqrt{\sum_l (u_l)^2}. \quad (2.47)$$

Para un vector de entrada de frecuencia  $\omega$ , la ganancia del sistema será:

$$\frac{\|\mathbf{y}(\omega)\|_2}{\|\mathbf{u}(\omega)\|_2} = \frac{\|G(j\omega)\mathbf{u}(\omega)\|_2}{\|\mathbf{u}(\omega)\|_2}. \quad (2.48)$$

Ahora, a diferencia de un sistema SISO donde la ganancia del mismo depende únicamente de la frecuencia, en un sistema MIMO esta ganancia dependerá además de la dirección del vector de entrada  $\mathbf{u}$ . De cualquier manera, si el sistema es lineal en todos sus circuitos entrada-salida, la ganancia será independiente de la magnitud de  $\mathbf{u}$ , al igual que lo es en un sistema SISO.

La ganancia máxima del sistema para todo ángulo del vector de entrada, se denomina *máximo valor singular* y a la mínima se la llama *mínimo valor singular* (Skogestad y Postlethwaite, 2005), donde ambas medidas estarán en función de la frecuencia. Estas funciones se las representa como  $\bar{\sigma}(\cdot)$  y  $\underline{\sigma}(\cdot)$ , respectivamente. Las figuras 2.5 y 2.6 muestran un ejemplo de como podría ser la relación entre la magnitud del vector de salida, medida por su norma  $\|\cdot\|_2$ , en función de la dirección del vector de entrada, medida por la misma norma, para una dada frecuencia  $\omega$ . En la figura 2.6 se marcan las direcciones a las cuales se presenta la máxima ganancia  $\bar{\sigma}(\mathbf{G})$  y la mínima ganancia  $\underline{\sigma}(\mathbf{G})$  del sistema.

La consecuencia de este fenómeno de dependencia de la ganancia con, además de

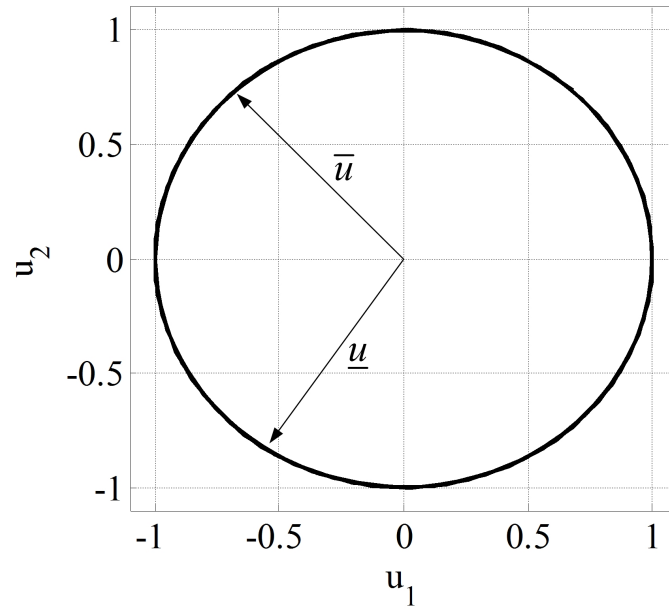


Figura 2.5: Direcciones del vector de entrada al sistema de la figura 2.4.

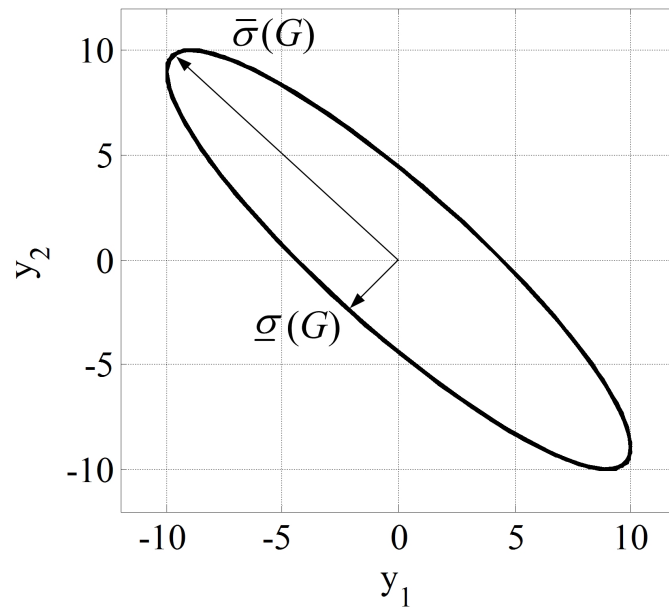


Figura 2.6: Norma  $\| \cdot \|_2$  del vector de salida del sistema de la figura 2.4 según la dirección del vector de entrada (figura 2.5)

---

la frecuencia de la señal de entrada, la dirección en la que se presenta este vector  $\mathbf{u}$  es que un controlador, en este caso un PID con una dada sintonización, puede pasar de dar una respuesta satisfactoria de la planta a lazo cerrado a una respuesta pobre, o incluso inestable, al cambiar la dirección de  $\mathbf{u}$ .

### Mediciones para cuantificar la direccionalidad de un sistema MIMO

Una manera de medir que tan dependiente es la ganancia del sistema a la dirección del vector de entrada es mediante la función  $\gamma(\cdot)$ , denominada en inglés “condition number” (J. Chen y Nett, 1994). Esta función  $\gamma(\cdot)$  de una matriz está definida como la relación entre el máximo valor singular y el mínimo valor singular. Esto es:

$$\gamma(\mathbf{G}) = \frac{\bar{\sigma}(\mathbf{G})}{\underline{\sigma}(\mathbf{G})}. \quad (2.49)$$

Cuando una matriz tiene un valor de  $\gamma$  elevado, se dice que está *mal condicionada*. Además se tiene que:

$$\underline{\sigma}(\mathbf{G}) = \frac{1}{\bar{\sigma}(\mathbf{G}^{-1})} \Rightarrow \gamma(\mathbf{G}) = \bar{\sigma}(\mathbf{G})\bar{\sigma}(\mathbf{G}^{-1}). \quad (2.50)$$

Otra manera de evaluar la interacción entre circuitos de control en un sistema MIMO es mediante la llamada Matriz de Ganancias Relativas (RGA, por las siglas en inglés para *Relative Gain Array*). Este cálculo del grado de interferencia entre entradas con las salidas del sistema fue introducida por Bristol (1966). En esta medición se evaluó la respuesta de un par entrada-salida  $u_l - y_k$  para dos situaciones extremas:

- a. Todos los lazos de control abiertos excepto el que se está probando  $\Rightarrow u_m = 0 \forall m \neq l$ .
- b. Todos los lazos de control cerrados con control perfecto, excepto el que se está probando  $\Rightarrow y_m = 0 \forall m \neq k$ .

Ahora se evalúa la ganancia de cada combinación posible de entrada-salida, para cada una de las situaciones recién enunciadas, obteniendo de esta manera la denominada matriz de ganancias de estado estacionario (**SSGM**):

---

a.

$$g_{kl} = \left( \frac{\partial y_k}{\partial u_l} \right)_{u_m=0, m \neq l}, \quad (2.51)$$

b.

$$\tilde{g}_{kl} = \left( \frac{\partial y_k}{\partial u_l} \right)_{y_m=0, m \neq k}, \quad (2.52)$$

donde:  $g_{kl}$  es el elemento  $k, l$  de  $\mathbf{SSGM}$ .

$\tilde{g}_{kl}$  es la inversa del elemento  $k, l$  de  $\mathbf{SSGM}^{-1}$ .

En Bristol (1966) se muestra que la relación entre las ganancias dadas en las ecuaciones 2.51 y 2.52 es una buena medida de la interacción entre señales de entrada y salida de un sistema MIMO, definiendo de esta manera los elementos  $kl$  de la RGA ( $\lambda_{kl}$ , matriz simbolizada con la letra  $\Delta$ ), como:

$$\lambda_{kl} = \frac{g_{kl}}{\tilde{g}_{kl}} = [\mathbf{SSGM}]_{kl} [\mathbf{SSGM}^{-1}]_{kl}. \quad (2.53)$$

Finalmente, la RGA se puede calcular de la siguiente manera:

$$\mathbf{RGA} = \Delta(\mathbf{SSGM}) = \mathbf{SSGM} \bullet (\mathbf{SSGM}^{-1})^T. \quad (2.54)$$

donde:  $\bullet$  denota el producto de Hadamard o elemento a elemento entre matrices.

$(.)^T$  denota la transpuesta de una matriz.

En base a los valores que toman los elementos de la RGA, se pueden establecer algunas reglas para la selección de los pares de *variable controlada-variable de control*, las cuales se resumen en:

1. Se deben seleccionar los pares de *variable controlada-variable de control* que hagan que el sistema arreglado de esta manera, con los elementos de su diagonal principal lo más cercanos posible a la unidad, para frecuencias dentro del ancho de banda del sistema a lazo cerrado.

- 
2. Se deben evitar seleccionar pares de *variable controlada-variable de control* relacionadas por un elemento negativo de la RGA en estado estacionario.
  3. De deben elegir pares de *variable controlada-variable de control* tal que la función de transferencia que las relaciona, restrinja lo menos posible el ancho de banda para el subsistema formado por estas dos variables. Esto significa, que el tiempo de retardo de esta función de transferencia sea lo más chico posible.

La regla 1, se debe a que si los elementos de la diagonal principal de la RGA son todos  $\lambda_{kl} = 1 \forall k = l; \lambda_{kl} = 0 \forall k \neq l$ , entonces cada variable de control afectará únicamente una sola salida del sistema. Esto significa que no habrá interacciones entre diferentes circuitos de control y se estará en el caso de todos sistemas SISO independientes entre ellos. Además, se debe tener en cuenta que una salida no puede ser controlada por una señal de control relacionada con la anterior por un  $\lambda_{kl} = 0$ , ya que esto significa que dicha variable de control no tiene ningún efecto sobre esa salida.

Además, si  $0 < \lambda_{kl} < 0,5$ , la interacción de una entrada sobre las salidas que ella no está controlando es mayor que el efecto directo que tiene esa entrada sobre la salida que sí controla. En cambio, si  $0,5 < \lambda_{kl}$ , el efecto directo es mayor que la interacción, situación más favorable para el control del lazo en cuestión que la anterior.

La segunda regla se debe a que si  $\lambda_{kl} < 0$ , el efecto de la entrada  $u_l$  sobre una salida  $y_k$  a lazo abierto, es el opuesto al que se tendrá a lazo cerrado, lo que puede conducir al sistema a la inestabilidad.

## 2.3. Síntesis de un controlador para un sistema multivariable

En la sección anterior, se diseñó un controlador siguiendo un procedimiento de dos etapas. Primeramente se construyó un bloque “desacoplador”, también llamado “pre-compensador”, con el objetivo de transformar al sistema MIMO original, en una serie de sistemas SISO sin interacción entre ellos (en realidad la interacción es compensada

---

previamente, como un controlador por acción precalculada). Luego, en una segunda etapa, se diseña el controlador diagonal individualmente para cada lazo con cualquiera de los métodos clásicos de diseño de controladores para sistemas SISO.

Otra manera para controlar un sistema multivariable, consiste en sintetizar directamente un controlador  $K(s)$ , basándose en la minimización de alguna función objetivo (alguna función que mida el desempeño del controlador en base a una serie de parámetros de interés). Es decir, esta estrategia de control se basa en la optimización de algún aspecto del comportamiento de la planta a controlar, en función de los requerimientos del problema.

### 2.3.1. Diseño de controladores $\mathcal{H}_\infty$

Mediante esta técnica de diseño, se busca encontrar un controlador  $K$  tal que colocado en el lazo multiplicando a la matriz de funciones de transferencia de la planta  $G$  se obtenga una función de transferencia a lazo cerrado con la magnitud deseada en función de la frecuencia. Esto se conoce como conformación de lazo de control, o por su denominación en inglés, “loop shaping”. El criterio para conformar esta matriz de funciones de transferencia tiene que ver con la minimización de la norma  $\mathcal{H}$  infinito de una matriz de comportamiento objetivo, que combina diferentes aspectos de la respuesta del sistema que se quieren considerar simultáneamente.

#### Definición de la norma $\mathcal{H}_\infty$

La norma  $\mathcal{H}_\infty$  de una función de transferencia escalar estable  $f(s)$  es la magnitud máxima que alcanza esta función  $|f(s)|$  recorriendo todo el espectro de frecuencia, y se simboliza como  $\|\cdot\|_\infty$ . Es decir que:

$$\|f(s)\|_\infty \doteq \max_{\omega} \quad (2.55)$$

---

Esto puede calcularse como (Francis, 1987):

$$\max_{\omega} |f(j\omega)| = \lim_{p \rightarrow \infty} \left( \int_{-\infty}^{\infty} |f(j\omega)|^p d\omega \right)^{1/p}. \quad (2.56)$$

### Sensibilidad ponderada

En un sistema realimentado como el mostrado en la figura 2.3 si  $p_1 = 0$  y se conoce la dinámica a través de la cual la perturbación  $p_2$  afecta al sistema ( $G_p$ ), la respuesta a lazo cerrado, considerando las ecuaciones 2.39 y 2.40, estará dada por:

$$y = Tr + SG_p p_2. \quad (2.57)$$

Esto se aplica tanto a un sistema SISO como a un sistema MIMO. Puede verse que  $S$  es un indicador de la sensibilidad del sistema a lazo cerrado a perturbaciones, o dicho de otra manera, se quiere que  $\mathbf{L}$  (ver ecuaciones 2.38 y 2.39) tenga un valor grande. También es deseable un  $\mathbf{L}$  elevado para un buena respuesta para seguimiento de una señal de referencia y para estabilizar un sistema inestable. Sin embargo si  $L$ , y también  $K$ , son pequeños, se reducirá la magnitud de las señales de control  $\mathbf{u}$ , y la influencia de los ruidos que pudieran afectar al lazo de realimentación luego de sensar los valores de salida  $\mathbf{y}$ . A pesar de que estos requerimientos podrían parecer a priori contradictorios, son deseables en diferentes rangos de frecuencia. De manera que se podría pensar en buscar un controlador  $K$  que haga que la ganancia de lazo directo sea grande en bajas frecuencias ( $|\mathbf{L}| > 1$ ), es decir, por debajo de la frecuencia de corte del sistema, y pequeño ( $|\mathbf{L}| < 1$ ) mas allá de este límite. Este requerimiento permite lograr que el valor de  $\mathbf{S}$  nunca supere un determinado nivel límite para cada valor de frecuencia, o dicho de otra manera, que  $\mathbf{S}$  multiplicado por una función de peso, esté siempre por debajo de 1. Esto se puede expresar de la siguiente manera:

$$|\mathbf{w}_p \mathbf{S}| < 1, \forall \omega \Rightarrow \|\mathbf{w}_p \mathbf{S}\|_{\infty} < 1. \quad (2.58)$$



Los elementos  $w_P$  de la matriz de funciones de peso  $\mathbf{w}_P$  se los elige para cumplir con los requerimiento de  $\mathbf{S}$  anteriormente comentados. Una función de peso típica suele tener la siguiente forma (Doyle, 1983):

$$w_p(s) = \frac{s/M + \omega_B}{s + \omega_B A} \quad (2.59)$$

donde:  $\omega_B$  es la frecuencia de cruce, que determina aproximadamente el ancho de banda del sistema a lazo cerrado.

$A$  será el límite superior para el valor de  $S$  a baja frecuencia ( $\omega < \omega_B$ ).

$M$  es el límite superior para  $S$  a alta frecuencia ( $\omega > \omega_B$ ).

### Sensibilidad mixta

La demanda sobre que el controlador  $\mathbf{K}$  haga cumplir la condición dada en la ecuación 2.58 pone un límite inferior en el ancho de banda que tendrá el sistema, pero no un límite superior. Tampoco permite establecer la frecuencia de *roll off* de  $\mathbf{L}(s)$  dentro del ancho de banda de funcionamiento del sistema. Estas restricciones pueden ser consideradas en la matriz de sensibilidad complementaria  $\mathbf{T}$ , de manera similar a como se hizo con la matriz de sensibilidad  $\mathbf{S}$ , mediante una matriz de pesos  $\mathbf{w}_T$ . Por otra parte, para evitar la saturación de los actuadores, se debe limitar la máxima magnitud que puede alcanzar la señal de control  $\mathbf{u}$  (la que depende directamente del producto  $\mathbf{KS}$ ). Para ello se fija un límite superior a  $\mathbf{KS}$  mediante otra matriz de pesos  $\mathbf{w}_u$ . Todas estas condiciones pueden reunirse en una única matriz denominada “matriz de sensibilidad combinada”, o por su denominación en inglés, “mixed sensitivity matrix”:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_p \mathbf{S} \\ \mathbf{w}_T \mathbf{T} \\ \mathbf{w}_u \mathbf{KS} \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

Finalmente, el controlador  $\mathbf{K}$  se obtiene luego de resolver el siguiente problema de

---

optimización:

$$\min_{\mathbf{K}} \|\mathbf{N}\|_{\infty}. \quad (2.61)$$

La ecuación 2.61 puede ser resuelta numéricamente mediante la iteración- $\gamma$ , en donde se encuentra un controlador que satisface  $\|\mathbf{N}\|_{\infty} < \gamma$ , y luego se reduce el valor de  $\gamma$  sucesivamente hasta hallar el menor  $\gamma$  para el cual existe una solución.

Una explicación detallada de este método para sintetizar un controlador puede encontrarse en Kwakernaak (1993).

## 2.4. Técnica para el posicionamiento rápido de un sistema mecánico

La necesidad de mover rápidamente un sistema mecánico desde una posición inicial hasta otra final es una situación que se presenta habitualmente en múltiples aplicaciones. Movimiento de sistemas de mecanizado, sistemas de “pick & place” para uso en el armado de sistemas electrónicos, son solo algunos de los usos más comunes donde se puede presentar este requerimiento. Un modelo simplificado de un sistema mecánico de este tipo (figura 2.7) puede ser como el que sigue:

$$m\ddot{x} + B\dot{x} = K_T i + F_d \quad (2.62)$$

donde:  $m$  es la masa del elemento móvil.

$x$  es la posición de la masa.

$K_T$  es la constante de torque del motor.

$i$  es la corriente circulando por el motor.

$B$  es el coeficiente de viscosidad.

$F_d$  es la perturbación externa.

Para realizar un movimiento punto a punto maximizando la velocidad, se trata de utilizar toda la energía disponible para acelerar o desacelerar el motor al máximo de su posibilidad, al comienzo o final del movimiento respectivamente. Para esto se

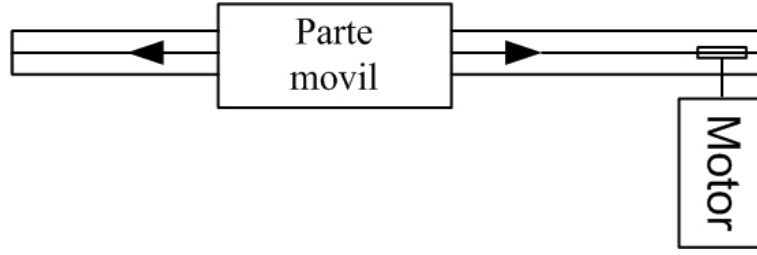


Figura 2.7: Sistema mecánico de posicionamiento en una dirección.

utiliza un controlador conocido como “bang - bang”, aprovechando el hecho de que este movimiento repita periódicamente las posiciones iniciales y finales donde quiere posicionar la pieza móvil. La ley de control en este caso está dada por:

$$i = \begin{cases} i_{max} & \text{si } x < p_k, \\ -i_{max} & \text{si } x \geq p_k. \end{cases} \quad (2.63)$$

donde:  $i$  es la señal de control (corriente en el motor).

$p_k$  es la posición de conmutación de la señal de control, de un valor máximo positivo para aceleración, a un valor máximo negativo para frenado.

Se define además a  $r_0$  como la señal de referencia para la posición deseada,  $r_k$  la posición actual en el ciclo de movimiento  $k$  en donde la pieza móvil alcanza la velocidad final de 0m/s. En este momento se puede calcular el error final al que se llegó como:

$$e_k = r_0 - r_k. \quad (2.64)$$

La ley de adaptación de la posición en donde se produce la conmutación de la señal de control será (Wu y Ding, 2008b):

$$p_k = p_{k-1} + \eta e_{k-1}, \quad (2.65)$$

donde:  $\eta$  es la constante de adaptación.

---

### 2.4.1. Determinación de los valores posibles para la constante de adaptación

Se define  $\Delta p_k = p_k - p_{k-1}$  como la variación del tiempo durante el cual se acelera la masa en movimiento entre un ciclo de posicionamiento y el siguiente, y  $\Delta d_k$  la variación en el tiempo de frenado.

Si la velocidad  $v_k$  es mayor que en el ciclo anterior  $v_{k-1}$ , entonces  $\Delta p_k > 0$ . Además, en este caso  $\Delta d_k$  también será positiva. Si  $E_{\Delta p_k}$  y  $E_{\Delta d_k}$  son el trabajo que las fuerzas externas ejercen sobre el sistema (incluyendo la fricción), en las etapas tanto de aceleración como de frenado, por ley de conservación de la energía, durante la distancia cubierta por  $\Delta p_k + \Delta d_k$ , se tiene que:

$$K_T i_{max} \Delta p_k - E_{\Delta p_k} - K_T i_{max} \Delta d_k - E_{\Delta d_k} = 0. \quad (2.66)$$

Además, como estas fuerzas externas son disipativas (fricción fundamentalmente), se cumple que:

$$\begin{cases} E_{\Delta p_k} > 0, \\ E_{\Delta d_k} > 0. \end{cases} \quad (2.67)$$

Por lo tanto:

$$K_T i_{max} \Delta p_k - K_T i_{max} \Delta d_k > 0. \quad (2.68)$$

Finalmente:

$$\Delta p_k > \Delta d_k. \quad (2.69)$$

La desigualdad 2.69 se puede expresar también como:

$$\Delta p_k = \alpha \Delta d_k. \quad (2.70)$$

donde:  $0 < \alpha < 1$ .

Si las condiciones iniciales en cada iteración  $k, k + 1, k + 2, \dots$  son las mismas

entonces:

$$e_k = e_{k-1} - (\Delta_{p_k} + \Delta_{d_k}) = e_{k-1} - \Delta_{p_k}(1 + \alpha) = e_{k-1}(1 - \eta - \alpha\eta). \quad (2.71)$$

Como en 2.70 se determinó que  $0 < \alpha < 1$ , entonces si  $0 < \eta < 1$  se tiene que  $|1 - \eta - \alpha\eta| < 1$ . Luego, cuando  $k \rightarrow \infty$  el error  $e_k \rightarrow 0$ .

Se puede consultar sobre otras estrategias de control aplicables a este tipo de problemas en (Wu y Ding, 2008b).

## 2.5. Integral de la función sensibilidad

En la figura 2.8 se muestra un gráfico típico del valor de la magnitud de la función sensibilidad  $S$  en función de la velocidad angular  $\omega$  (gráfico de Bode). Se puede observar que  $S$  presenta un pico de valor mayor que 1 (0 db), el cual es inevitable en la práctica. Esto se explica por la integral de sensibilidad de Bode (Bode, 1945), la cual dice que:

$$\int_0^{\infty} \ln |S(j\omega)| d\omega = \pi \sum_{i=1}^{N_p} \text{Re}\{p_i\}, \quad (2.72)$$

donde:  $N_p$  es la cantidad de polos del sistema a lazo abierto (L), ubicados en el semiplano derecho.

$p_i$  son los polos referidos por  $N_p$ .

$\text{Re}\{.\}$ , función que denota la parte real de su argumento.

Si el sistema es estable, entonces no tendrá ningún polo en el semiplano derecho, la ecuación 2.72 quedará:

$$\int_0^{\infty} \ln |S(j\omega)| d\omega = 0. \quad (2.73)$$

Se debe notar que las ecuaciones anteriores son integrales del logaritmo del módulo de  $S$ . Por lo tanto, para que se cumpla 2.73 será necesario que el área de la curva de  $\ln|S(j\omega)|$  bajo la línea de 0db ( $|S| < 1$  y el sistema realimentado mejora su comportamiento) sea la misma que el área por encima de ella ( $|S| > 1$  y el sistema realimentado

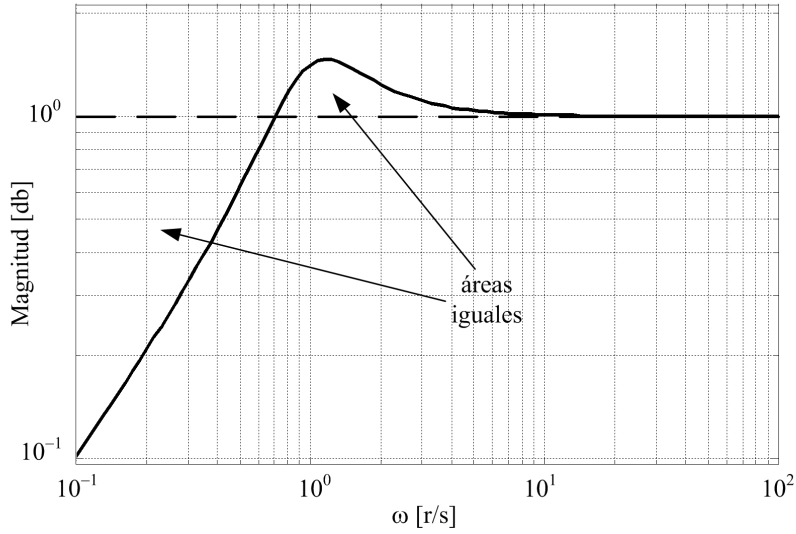


Figura 2.8: Gráfico de Bode típico para la magnitud de la función sensibilidad  $S$ .

degrada su comportamiento). Este efecto podría ser insignificante si la zona donde  $|S| > 1$  se extendiera hasta valores muy grandes de frecuencia ( $\omega \rightarrow \infty$ ), lo que significa que  $|S|$  excedería a 1 en un valor  $\delta$  muy pequeño, tanto como se desee. Sin embargo, debido a que los sistemas presentan una frecuencia de *roll-off* en  $\omega_c$ , en la práctica la integral de la ecuación 2.73 está limitada a un ancho de banda finito (Stein, 2003):

$$\int_0^{\omega_c} \ln |S(j\omega)| d\omega = 0. \quad (2.74)$$

Entonces, cualquiera sea el controlador utilizado, la ecuación 2.74 impone restricciones en cuanto al comportamiento del sistema en las diferentes frecuencias de su ancho de banda de trabajo. Este fenómeno es conocido como efecto “waterbed”.

## 2.6. Conclusiones del capítulo

Se introdujeron los conceptos fundamentales de control que serán utilizados durante el transcurso de la tesis para abordar los diferentes problemas de control que se presenten. Algunos de estos algoritmos serán aplicados directamente a los casos a resolver, o bien serán la base a partir de la cual se desarrollen nuevas soluciones propuestas.

---

## Capítulo 3

# Control estático de dependencia espacial de campo magnético

**Resumen:** Se presenta un método para controlar la dependencia espacial de un campo magnético dentro de un volumen dado. El algoritmo propuesto utiliza la RMN para sensar la distribución espacial del campo magnético. Esta información se obtiene de aplicar un método estadístico para el análisis de la FID, a partir de la cual, se encuentran los valores de las corrientes de un conjunto de bobinas correctoras de campo. Dichas bobinas introducen correcciones en la dependencia espacial del campo magnético generado por una unidad independiente (imán o electroimán). La compensación del campo es estática en el tiempo, en el sentido de que el ajuste de las corrientes en las bobinas de compensación y la utilización del sistema de RMN para su aplicación específica, no se realizan simultáneamente. El sistema también podrá funcionar controlando el movimiento de imanes permanentes convenientemente dispuestos.

---

## 3.1. Introducción

En una variedad de aplicaciones tecnológicas y científicas, y especialmente cuando se realizan mediciones de RMN, es de gran interés poder ajustar, según se requiera, la dependencia espacial del campo magnético principal del equipo. Normalmente, se desea que este campo magnético presente dependencia constante en el espacio, es decir, que su valor sea uniforme dentro de un determinado volumen de interés. En otros casos puede requerirse, por el contrario, que el campo magnético presente una determinada dependencia espacial (por ejemplo, un gradiente de primer orden). Es decir, que su magnitud tenga una variación constante con la posición, o dicho de otra manera, su gradiente sea uniforme. Siempre nos estamos refiriendo a la componente de campo magnético a lo largo de uno solo de los ejes espaciales, normalmente designado como el eje  $z$  y que es transversal a la dirección del campo de RF con el cual se irradia a la muestra. Es decir, la metodología propuesta es aplicable a una componente cartesiana del campo, siendo las dos restantes despreciables o irrelevantes. El campo magnético es generado por una unidad específicamente diseñada para ello, ya sea mediante un imán permanente, o un electroimán (resistivo o superconductor).

En el caso particular de la RMN, no siempre se logra tener el campo deseado, o bien, las características del campo pueden tener que ser modificadas según el experimento que se desee realizar. Es por esta razón que, en algunas aplicaciones, se agregan una serie de bobinas compensadoras mediante las cuales, por medio del control de la intensidad de corriente que circulan por ellas, se puede modificar la dependencia espacial del campo generado por el imán principal recién mencionado.

La originalidad del dispositivo que se presenta radica en que puede ser aplicado a cualquier situación en la que se desee controlar la dependencia espacial del campo magnético, cualquiera sea esta. Además, para determinadas aplicaciones, se requiere de un algoritmo de ajuste de campo que minimice el tiempo de ejecución (Blumhagen et al., 2012; Danieli et al., 2009; Glenday et al., 2008; Juchem et al., 2010; Kolb et al., 2012). Esto se consigue mediante la obtención de información sobre las características de distribución de campo obtenidas de la señal de RMN mediante métodos estadísticos.



---

En este capítulo se parte de un trabajo realizado previamente (Segnorile et al., 2006), agregando las modificaciones necesarias tanto al desarrollo matemático como al algoritmo ya simulado, que van a permitir una aplicación práctica del mismo. Se trata de la utilización de un método estadístico de caracterización de señales, conocido por las siglas en inglés para “Statistical Signal Characterization” como SSC (Hirsch, 1991). A través del análisis de la envolvente de la FID medida con un instrumento de RMN, permite definir y modificar la dependencia espacial de un campo magnético dado. Este método de caracterización de señales, presenta la ventaja frente a otras herramientas bien conocidas como la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) o métodos de correlación, de requerir un costo computacional considerablemente menor, debido a la utilización de parámetros muy simples de calcular en la señal como son valores medios y desviaciones. Esto permite la implementación del mismo con un sistema físico relativamente sencillo y de bajo costo.

El método consiste en el ajuste iterativo de la corriente circulante por una serie de bobinas especialmente diseñadas, las cuáles generarán un campo magnético que, sumado al campo magnético original, darán como resultado la distribución espacial de campo magnético requerida. En este proceso iterativo, se utiliza como parámetro de medida de la similitud de la dependencia espacial del campo que se tiene antes de efectuar la corrección con el deseado luego de realizada la misma, la descripción estadística de la envolvente de la FID.

## **3.2. Descripción del algoritmo de corrección de dependencia espacial del campo magnético**

La idea central de este método es encontrar una función discriminante, llamada  $f_d$ , sensible a la dependencia espacial deseada del campo magnético (por ejemplo, a la homogeneidad del mismo). De esta manera, esta función será maximizada (o minimizada, según como se la haya diseñado) cuando la distribución espacial de campo magnético se asemeje más a la forma requerida. Mediante la manipulación de la co-

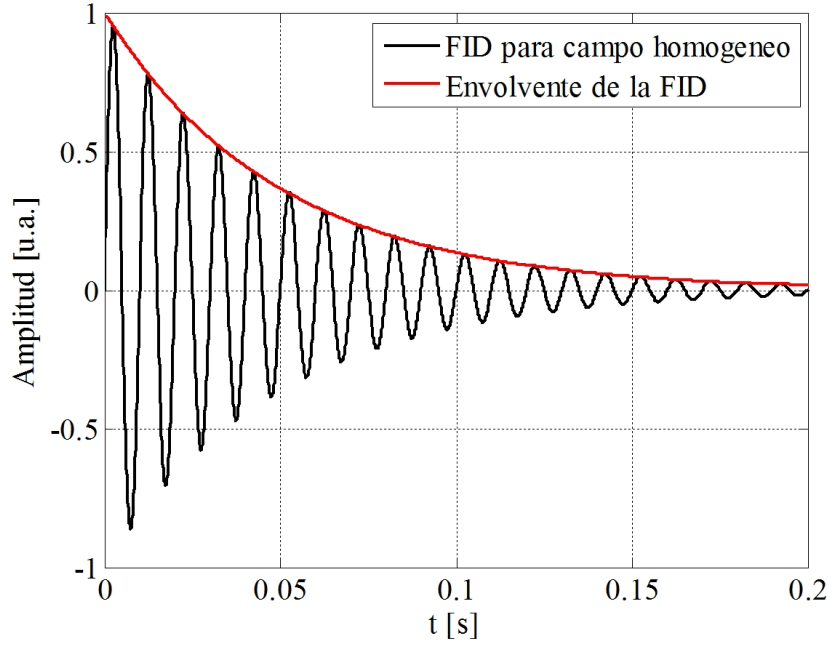


Figura 3.1: Señal de resonancia recibida (FID) con el sistema fuera de resonancia. Cuando el campo es perfectamente homogéneo la envolvente es una función del tipo exponencial. Ver nota al pie de página.

riente circulante a través de un conjunto de bobinas, se puede modificar el campo magnético total, resultante de sumar al campo que se quiere corregir, el producido por estas bobinas. Para un cierto perfil de campo magnético, la envolvente de la señal de resonancia magnética FID tendrá determinadas características, las que serán medidas por una serie de parámetros estadísticos que formarán parte de la  $f_d$ . Para el caso de que se desee que el valor de campo sea constante en todo el volumen (homogenización), la envolvente de la FID será una función exponencial decreciente, con la mayor constante de tiempo de decaimiento posible para el sistema dado<sup>1</sup>. A esta función para el caso ideal la llamamos  $\hat{u}_i$  (figura 3.1).

El método de corrección consiste en sucesivas comparaciones de la forma que tiene la envolvente de la FID, con la forma que debería tener si el perfil del campo magnético fuera el requerido. Esta comparación se realiza mediante el análisis de sus parámetros SSC. Luego se ajusta, según como sea la variación de  $f_d$  entre iteraciones, el valor de

<sup>1</sup>Esto será así solamente para una muestra preparada especialmente a tal fin, cumpliéndose en general para fluidos con espectro simple compuesto por una sola línea espectral (o varias líneas no resueltas).

---

las corrientes de corrección.

Se debe tener en cuenta que la FID puede medirse como una función explícita dependiente del tiempo (si el sistema se encuentra en resonancia), o puede estar dada, como ya se dijo, por la envolvente de una señal oscilatoria, si el sistema está fuera de resonancia. Sin embargo, si se trabaja con el sistema de RMN en resonancia, cuando se modifique el campo total como consecuencia del proceso de ajuste, el sistema tenderá a estar fuera de resonancia. Por esta razón, se considerará a la FID como la envolvente de una señal cosenoidal con un determinado ángulo de fase. Por lo tanto, el primer paso del algoritmo es la determinación de dicha envolvente.

### 3.2.1. El método de ajuste de campo

Como caso particular, pero sin perder generalidad, se explica el proceso de ajuste de campo para la situación en donde se quiere que su valor (considerando únicamente la componentes espaciales de  $B$  en la dirección  $z$ , dirección del campo magnético principal del equipo de RMN) sea el mismo en todos los puntos del espacio donde se encuentra la muestra. Es decir, consideremos el caso en el cual se requiere homogeneizar el campo (proceso también conocido por su término en inglés, “shimming”). Para un campo magnético perfectamente homogéneo, se obtendrá una FID exponencial decreciente con una constante de tiempo de decaimiento  $T_2^*$  con el mayor valor posible para una dada muestra. Luego, el procedimiento general para homogeneizar un campo magnético (y en general, perfilarlo de una determinada manera), puede resumirse en los siguientes pasos:

1. *Obtener la señal de resonancia magnética de realimentación del algoritmo:* primero se debe ajustar el campo magnético principal  $B$  del instrumento de medición de RMN para tener una FID con el sistema fuera de resonancia. Además, su frecuencia de batido debe ser tal que se pueda obtener una señal oscilatoria, que en general va a ser decreciente, donde al menos se puedan ver cinco ciclos. Esto es necesario para poder tener una buena estimación de la exponencial que mejor ajusta con su envolvente. La mayor frecuencia de batido admisible está dada por

---

las limitaciones del equipo (esto se explicará con mayor detalle mas adelante). Entonces, el instrumento de RMN repetirá una secuencia de experimentos donde se realizará en cada uno de ellos un muestreo digital de la señal de resonancia recibida, para ser procesada.

2. *Extraer la FID de los datos obtenidos:* una vez adquirida la señal resultante del experimento de RMN, se la debe normalizar haciendo que la amplitud del primer extremo tenga un valor unitario. A este extremo se lo ubica en  $t = 0$  eliminando las muestras que se encuentren delante de él y desplazando toda la señal hacia la izquierda. Además, se debe eliminar cualquier componente continua. De esta señal, a la que denominamos  $u_i$ , extraemos únicamente los extremos (en su valor absoluto), obteniendo una nueva señal  $u'_i$ . Luego, se busca la señal exponencial que mejor aproxime a  $u'_i$ , que llamamos  $u_{ie}$ , siendo su constante de tiempo el valor de  $T_2^*$ . Estas señales se pueden ver en la figura 3.2.
3. *Cálculo de los parámetros de caracterización estadística:* Utilizando las señales obtenidas anteriormente,  $u_i$ ,  $u'_i$  y  $u_{ie}$ , se encuentran los parámetros estadísticos que serán parte de la función discriminante  $f_d$ . En la sección que sigue se explica este punto con mas detalle.
4. *Cálculo de la función discriminante:* Usando  $T_2^*$  calculado en 2. y los parámetros encontrados en 3., se calcula la función discriminante para poder medir, indirectamente, el grado de uniformidad (o parecido con la distribución espacial deseada) de la intensidad de campo magnético, dentro del volumen ocupado por la muestra de prueba.
5. *Ajuste de las corrientes de las bobinas de corrección:* en esta etapa del proceso, se ajustan iterativamente las corrientes de las bobinas correctoras de campo, de tal manera que se lleve a  $f_d$  hacia un extremo para obtener un campo magnético corregido lo mas similar posible al deseado (por ejemplo, lo más homogéneo posible). Para esto, luego de cada modificación de corriente, se vuelve al paso 1. Luego se repite todo el proceso reajustando los valores de corriente según una

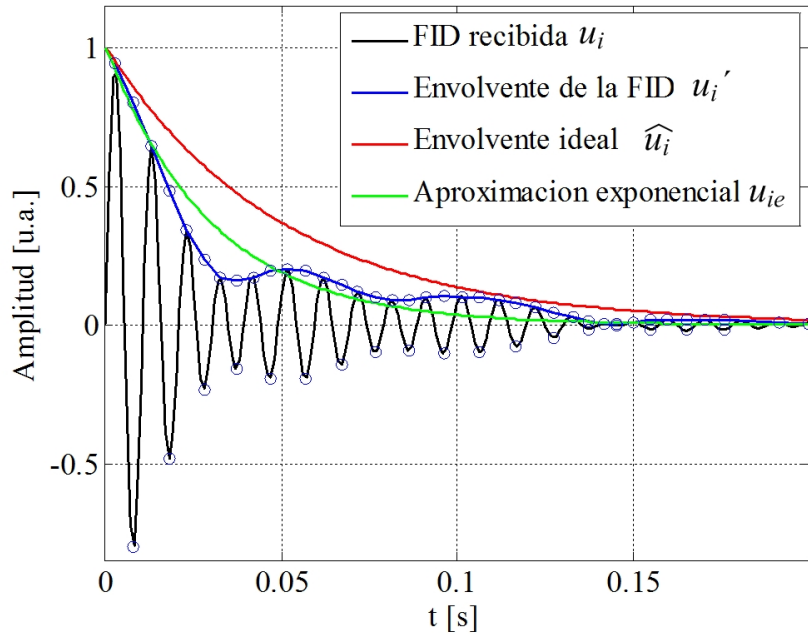


Figura 3.2: Señales que utiliza el algoritmo de corrección de distribución espacial de campo magnético.

determinada estrategia.

6. *Finalización del proceso de corrección de campo*: por último, las corrientes finales encontradas durante la etapa de prueba y ajuste serán las corrientes correctoras del campo magnético, que se mantendrán constantes durante la realización de las mediciones de RMN que se realicen con este instrumento. Es decir, que no se pueden reajustar estas corrientes de compensación dinámicamente mientras se efectúan las mediciones útiles.

### 3.2.2. Parámetros de caracterización estadística de la señal de RMN

Como parte de la función discriminante  $f_d$ , se ha establecido que se consideran una serie de parámetros que miden el grado de caracterización de la envolvente de la FID, respecto de una exponencial, la que mejor ajuste a los valores extremos de la FID en cuestión. Es decir que, para poder calcular estos parámetros, antes se debe realizar el ajuste de la exponencial.

---

## Ajuste de la exponencial

La constante de decaimiento de la FID,  $T_2^*$ , es el valor que se obtiene ajustando una exponencial que tiene como valor inicial para  $t = 0$  el del primer extremo de la FID, al que denominaremos  $A_0$ . Entonces, lo que se debe hacer es encontrar el mínimo de una función de error, entre las muestras obtenidas de cada extremo, y el valor de una función exponencial decreciente que parte desde  $A_0$ ; donde la variable libre utilizada para minimizar este error es justamente la constante de tiempo de la exponencial. Para ello se utiliza el error cuadrático medio definido con el logaritmo de la exponencial.

$$\overline{e^2(t)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \ln f_n - \ln A_0 + \frac{t_n}{T_2^*} \right), \quad (3.1)$$

donde:  $N$  es el número total de extremos de la FID.

$n$  es el  $n$ -ésimo extremo obtenido de la FID digitalizada.

$f_n$  es el valor del extremo en la posición  $n$ .

$t_n$  tiempo en que se produce el extremo  $f_n$ .

Derivando (3.1) respecto de  $1/T_2^*$  y además imponiendo que  $A_0$  sea igual a 1, es decir, que se trabaja con la señal de entrada al sistema (la FID) normalizada respecto del primer extremo, se tiene que:

$$T_2^* = - \frac{\sum_{n=0}^{N-1} t_n}{\sum_{n=0}^{N-1} \ln f_n}. \quad (3.2)$$

## Determinación de los parámetros SSC

Los parámetros que se tomarán de la FID para medir la semejanza de su envolvente a la exponencial anteriormente ajustada son los siguientes:

$$M_a = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{f_n}{N}, \quad (3.3)$$

donde:  $M_a$  es el valor medio de la amplitud de los extremos (máximos y mínimos).

$$D_a = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|f_n - M_a|}{N}, \quad (3.4)$$

donde:  $D_a$  es la desviación de la amplitud de la función con respecto a su valor medio.

$$d_{D_{ae}} = \sum_{n=0}^{N-1} \left| f_n - \exp -\frac{t_n}{T_2^*} \right|, \quad (3.5)$$

donde:  $d_{D_{ae}}$  es la desviación de la envolvente con respecto a la exponencial ajustada ( $u_{ie}$ , figura 3.2).

Definidos estos parámetros como los que permiten caracterizar una función que es exponencial de una que no lo es, entonces se debe encontrar una función de error de cada uno de ellos para saber en que medida la envolvente de la FID se asemeja a una exponencial. Para calcular estos errores, antes debe conocerse cuales son los valores de  $M_a$ ,  $D_a$  para la exponencial ajustada a los puntos extremos ( $u_{ie}$ ). Estas medidas son llamadas  $M_{a\infty}$  y  $D_{a\infty}$ . Con respecto a  $d_{D_{ae}}$ , en ella ya se está considerando por si misma un error respecto de la aproximación exponencial, al medirse la diferencia de cada extremo con el valor que tiene en ese tiempo  $u_{ie}$ . Considerando las ecuaciones (3.3) y (3.4), cuando  $f_n$  es exponencial, es decir, cuando  $f_n = u_{ie}$  y proyectando para un número grande de muestras (tomando limite para cuando  $n \rightarrow \infty$ ) se encuentra que:

$$M_{a\infty} = \frac{T_2^*}{T} \left( 1 - e^{-\frac{T}{T_2^*}} \right), \quad (3.6)$$

donde:  $T$  es el tiempo total de medición.

$$D_{a\infty} = 2 \frac{T_2^*}{T} [1 - M_{a\infty} (1 - \ln M_{a\infty})]. \quad (3.7)$$

Finalmente, una vez calculado los valores de estos parámetros para la función exponencial aproximada, se pueden calcular las siguientes funciones de error que, junto

---

con  $d_{D_{ae}}$ , serán parte de  $f_d$ :

$$d_{M_a} = \frac{|M_{a\infty} - M_a|}{M_a}, \quad (3.8)$$

$$d_{D_a} = \frac{|D_{a\infty} - D_a|}{D_a}. \quad (3.9)$$

En las ecuaciones anteriores,  $M_a$  y  $D_a$  se calculan con los valores muestreados de la FID utilizando 3.3 y 3.4.

### 3.2.3. Estrategia de búsqueda de las corrientes de corrección

El método más simple que podría ser utilizado para encontrar las corrientes de corrección de cada bobina, sería probar el sistema con todas las combinaciones posibles de corrientes para el conjunto de bobinas disponibles, hasta encontrar los valores óptimos para cada una de ellas. Se debe considerar que el controlador es implementado digitalmente, y que las fuentes de corrientes que alimentan a cada bobina reciben una señal de comando digital de una dada longitud. Por lo tanto, existe un número finito de posibles valores de corrientes para cada bobina. Por ejemplo, para un sistema constituido por cuatro bobinas y con una resolución en la señal de comando de las fuentes de corrientes de 8 bits, se tendrán:

$$(2^8)^4 = 4294967296 \quad (3.10)$$

combinaciones posibles de corrientes de corrección. Este es un número demasiado grande para arribar a un resultado en un tiempo razonable, considerando que para poder adquirir una FID, al sistema puede tomarle un tiempo en el orden de los cien milisegundos para cada combinación de corrientes. Por otra parte, si se redujera la resolución de las fuentes de corriente, por ejemplo, utilizando únicamente dos bits, se estaría llegando a un resultado demasiado lejos del óptimo (el que podría alcanzarse en un sistema continuo). En este contexto, el método de escudriniamiento utilizado para encontrar una combinación de corrientes que den como resultado un campo magnético corregido subóptimo pero con un buen grado de mejora en su distribución espacial, y en un



---

tiempo aceptable, es el método de aproximaciones sucesivas. El proceso de búsqueda de las corrientes de corrección consta de los siguientes pasos:

1. Determinar en que medida afecta cada bobina de compensación la distribución espacial del campo magnético que se quiere corregir, medido por la máxima variación en el valor de  $T_2^*$  que produce cada una (denominado  $dT_{2_{max}}^*$ ). Esta variable se calcula como la diferencia entre el extremo mayor ( $T_{2_{max}}^*$ ) y el extremo menor ( $T_{2_{min}}^*$ ) por la que pasa el sistema, cuando la corriente de la bobina bajo prueba es movida a través de todo el rango disponible, con un dado paso, mientras que la corriente en las demás bobinas es nula.
2. Se asigna el tamaño de paso utilizado para variar las corrientes de cada bobina de la siguiente manera: el paso inicial para la bobina con la mayor variación de  $T_2^*$  de todas ( $dT_{2_{MAX}}^*$ ). El paso inicial para las demás bobinas es luego asignada automáticamente proporcionalmente con la relación entre  $dT_{2_{MAX}}^*$  y el  $T_{2_{max}}^*$  de la bobina considerada.
3. Se ejecuta el procedimiento de búsqueda de corriente de corrección para cada bobina en el orden establecido en 1., variando su corriente según el paso inicial fijado en 2., buscando la corriente que lleve a una FID válida (ver las consideraciones 3 y 4, mas abajo) con mayor valor de  $f_d$ . Luego, el tamaño del paso se reduce y la búsqueda continua en una región más pequeña en torno al valor de corriente que produjo la mejor  $f_d$ , si existe, o alrededor de cero en caso contrario. Este proceso se repite una cantidad de veces definida por el usuario (disminuyendo el valor del paso de búsqueda en cada iteración), antes de pasar a la próxima bobina. Cada vez que se encuentra un valor de corriente que origina un valor de  $f_d$  mayor que cualquiera anterior, es guardado como el nuevo valor de corriente para la bobina de corrección de campo considerada.
4. Si luego de repetir la etapa 3. para todas las bobinas se encontró al menos una FID válida para cada una de ellas, el valor de corriente hallado es el resultado del procedimiento de corrección. Pero si no se pudo encontrar una FID válida,

---

el algoritmo retorna a la etapa 3, pero con un tamaño de paso inicial menor que el anterior. Finalmente, si el paso inicial ya era el menor posible (recordar que se trata de un sistema discreto) el procedimiento se da por terminado sin una solución válida. Luego, se deben relajar las restricciones impuestas (ver las observaciones 3 y 4 que siguen), antes de iniciar una nueva prueba de corrección.

### **Algunas observaciones importantes:**

1. La señal de RMN utilizada por el algoritmo de corrección debe estar normalizada. Esto significa que el valor del primer punto extremo debe ser uno. Además se debe eliminar cualquier componente continua, de manera que su valor medio sea cero.
2. A pesar de que esta no es una condición excluyente para que el algoritmo funcione, cuanto más cerca esté el primer extremo de la primer muestra de la señal de entrada, mejor será el comportamiento del equipo de corrección. Esto significa que, idealmente, la señal adquirida debe ser del tipo cosenoidal. De esta manera, se minimiza el error asociado a la estimación del valor de  $T_2^*$
3. En determinadas circunstancias, es posible que se obtenga a una configuración de corrientes que resulten en una envolvente de la FID con un valor de  $T_2^*$  grande. Esto resultaría en la obtención de un valor de  $f_d$  extremo, aunque este envolvente fuese muy diferente de una exponencial. Entonces, se llegaría un resultado final indeseado, con una distribución espacial de campo muy lejos de lo esperado. Para evitar esta situación, se agrega la siguiente restricción al algoritmo: un conjunto de corrientes de corrección no puede dar como resultado una FID donde la magnitud de sus parámetros de caracterización SSC (para reconocer una función exponencial, en caso de querer homogeneizar el campo), excedan un determinado límite fijado por el usuario.
4. Se ha observado que una señal pequeña con valores aleatorios de cada muestra, puede dar como resultado un valor grande de  $T_2^*$  y parámetros SSC comparables con los que se obtendría de una señal perfectamente exponencial. Esta situación

---

se puede dar cuando el campo magnético al que se encuentra sometida la muestra de prueba está muy lejos del valor de resonancia, y esta situación necesariamente ocurrirá durante el proceso de corrección de distribución espacial de campo. Por esto se agrega al algoritmo la siguiente restricción: un conjunto de corrientes de corrección no puede dar como resultado una FID cuyo valor del primer extremo esté por debajo de un límite fijado por el usuario.

## 3.3. Implementación del sistema

### 3.3.1. Tratamiento digital de la señal realimentada

Antes de aplicar el método de corrección de campo, la FID adquirida es filtrada para minimizar la sensibilidad del sistema ante ruidos de amplitud y de fase.

*Inmunidad al ruido de amplitud:* para mejorar este aspecto del sistema, se aplica un simple filtro de promedio móvil (MAF, por sus siglas en inglés). Es recomendable que este filtro sea implementado con la mínima cantidad de muestras necesarias para el correcto funcionamiento del proceso de corrección.

*Inmunidad al ruido de fase:* las variaciones de fase de la señal de resonancia adquirida, la cual debería ser siempre un coseno, agrega errores en los parámetros usados para calcular  $f_d$ . Para hacer al sistema más robusto a estas variaciones de fase, la señal realimentada utilizada para calcular las corrientes de corrección se hará comenzar siempre con el mismo ángulo, independientemente del movimiento de fase que ocurre mientras se ejecuta el proceso de corrección. Para lograr esto, se identifica la primera muestra extrema de la señal y luego, todos los datos son desplazados hacia la izquierda en el tiempo, tantas muestras como sea necesario para que este primer extremo quede en la primera posición de la señal de realimentación. Las muestras que quedan a la izquierda de la primera serán descartadas, y se completa con ceros al final de la señal para mantener su longitud constante.

---

### 3.3.2. Funciones discriminantes

De todas la posibles funciones que pueden ser utilizadas para determinar cual es la FID que corresponde al campo magnético mas parecido posible al deseado, se han probado las siguientes, todas ellas basadas en el cálculo de los parámetros SSC.

La función discriminante de (3.11) es proporcional de manera directa a  $T_2^*$ , y en forma inversa a  $d_{M_a}$ ,  $d_{D_a}$  y  $d_{D_{ae}}$  (los parámetros SSC, los cuales son mas pequeños cuando la envolvente de la FID más se aproxima a una exponencial). Debido a que estos parámetros SSC están afectados por la función logaritmo, se puede extender el rango de aplicación de la función discriminante a valores muy pequeños sin que  $f_d$  tome valores muy grandes.

$$f_d = -\frac{T_2^*}{T} \log(d_{M_a} d_{D_a} d_{D_{ae}}). \quad (3.11)$$

El inconveniente de esta candidata a función discriminante es que ella considera a todos los parámetros con la misma importancia, sin embargo, en la práctica, se observa que alguno de ellos son mas representativos del parecido de la envolvente de la FID con una exponencial que otros. Por ejemplo, se ha observado que  $d_{D_{ae}}$  esta mas correlacionada con la característica exponencial de la envolvente de la FID que  $d_{M_a}$  y  $d_{D_a}$ , los cuales en determinadas oportunidades pueden disminuir su valor a pesar de que la señal se esté alejando de una exponencial. Además, antes de calcular el valor de (3.11), para que ésta tenga un valor finito, se debe verificar que se cumple con:

$$\begin{cases} a) d_{M_a} > 0, \\ b) d_{D_a} > 0, \\ c) d_{D_{ae}} > 0. \end{cases} \quad (3.12)$$

La ecuación (3.13) es una variante de (3.11), la cual incluye tres parámetros de diseño,  $p_1$ ,  $p_2$  y  $p_3$ , los cuales regulan la importancia relativa de cada parámetro SSC dentro de  $f_d$ . Además, en este caso, el denominador de cada termino dentro del logaritmo tendrá un valor siempre mayor que 1 (ya que los parámetros SSC son semidefinidos positivos), por lo que  $f_d$  tendrá un valor finito para cualquier valor de  $d_{M_a}$ ,  $d_{D_a}$  y  $d_{D_{ae}}$ .

---


$$f_d = T_2^* \log \left( \frac{p_1}{p_1 + d_{M_a}} + \frac{p_2}{1 + d_{D_a}} + \frac{p_3}{1 + d_{D_{ae}}} + 1 \right) \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.13) se puede ajustar la importancia relativa de los tres parámetros SSC entre ellos, pero no respecto a  $T_2^*$ , porque este aparece como un factor del logaritmo. Esto puede modificarse si se agrega a  $T_2^*$  como un sumando más de  $f_d$ :

$$f_d = T_2^* + \frac{p_1}{1 + d_{M_a}} + \frac{p_2}{1 + d_{D_a}} + \frac{p_3}{1 + d_{D_{ae}}}. \quad (3.14)$$

### 3.3.3. Equipo de corrección de dependencia espacial del campo magnético

La corrección de la distribución espacial del campo magnético es posible gracias a un conjunto de bobinas cuyas corrientes son manejadas por una fuente de corriente en cada una. Una unidad de procesamiento (UP) recibe la FID del equipo de RMN, digitalizándola con 10 bits de resolución, cuando una señal de sincronismo da la indicación de que la FID comienza y debe ser leída. Este pulso de sincronismo es tomado de la misma señal que utiliza el instrumento de RMN para disparar el pulso de RF, pasando por una unidad de retardo ajustable para poder asegurar que la UP comience con el muestreo de la FID cuando esta ya está presente en su entrada. Además, una vez adquirida la señal, la UP desplazará las muestras tomadas hacia la izquierda tantos lugares como sea necesario, para que el primer extremo de la FID quede justo en  $t = 0$ , o dicho de otra manera, como primer muestra. Esto es necesario para que el ajuste de la envolvente de esta FID, se haga en base a una función del tipo coseno o -coseno, ya que de esta manera es más simple la aproximación de la exponencial. Todo el proceso de corrección del campo es monitoreado desde un módulo de comando (MC) corriendo en una computadora personal (PC), la cual se comunica por un puerto serie con la UP. Desde el MC es posible modificar los diferentes parámetros de ajuste del algoritmo de corrección, a la vez que se le pueden transmitir diferentes órdenes y monitorear la evolución del ajuste del campo magnético. La figura 3.3 muestra un diagrama en

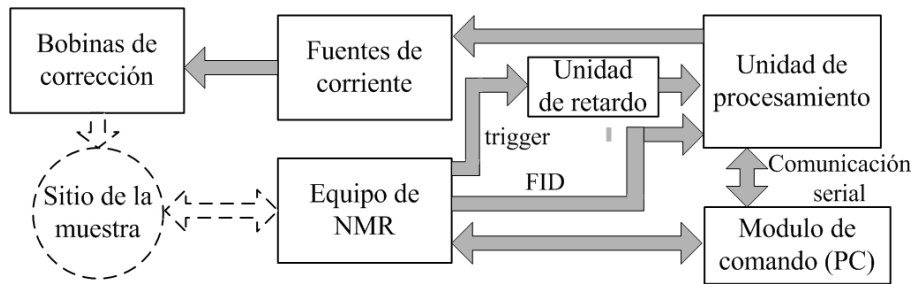


Figura 3.3: Diagrama en bloques simplificado del sistema completo.

bloques simplificado del sistema completo de corrección de dependencia espacial del campo magnético.

## Bobinas

El conjunto de bobinas utilizados para corregir la distribución espacial del campo magnético no es necesario que se diseñe especialmente para el imán que está generando el campo que se quiere corregir, ya que el sistema llegará al mejor resultado que el algoritmo de corrección pueda encontrar, para el conjunto de bobinas utilizado. Sin embargo, en la medida en que más se aproxime la sumatoria de campos generado por las bobinas de corrección al que sería necesario para, adicionado al campo del imán que se está compensando, obtener la distribución espacial de campo deseada, más cercano al caso ideal será el resultado obtenido por el sistema de corrección.

En el sistema implementado, el diseño de las bobinas fue realizado considerando las restricciones espaciales según la geometría del sitio donde deben ubicarse las bobinas de corrección. Dentro de estas limitaciones, se construyeron una serie de bobinas que generan gradientes de campo de importante magnitud para una dada corriente, y de diferentes características cada gradiente según la bobina. Estas bobinas se construyeron formando pares simétricos, para permitir si se quisiera, conectarlas con corrientes que generen campos inversos en cada una de ellas. De esta manera se cancelan las componentes de campo constantes, permaneciendo únicamente el gradiente. Uno de estos pares se diseñó con geometría cilíndrica, mientras que para el otro se utilizó una geometría plana. Es decir, que se disponen de cuatro canales de corrección. En la

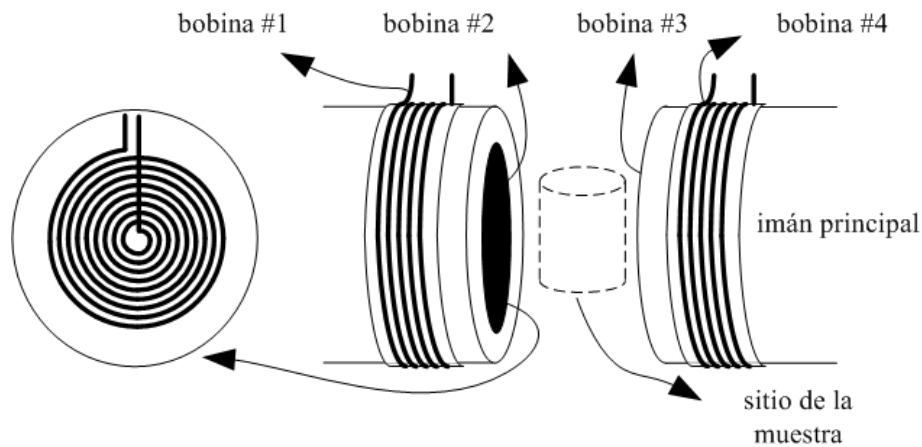


Figura 3.4: Bobinas de corrección utilizadas en el equipo construido.

figura 3.4 puede verse una esquema donde se muestran las restricciones físicas que motivaron la elección de la geometría de cada bobina de corrección (Patente Exp. INPI: P20110104380, 2011).

### Controlador

Las tareas de control del sistema son llevadas a cabo por un sistema dedicado de adquisición y procesamiento de datos, basado en una plataforma dspic30f3013 DSC (siglas en inglés para “Controlador Digital de Señales”). Este controlador fue desarrollado y construido en el trabajo de Segnorile et al. (2006), donde se pueden consultar las especificaciones técnicas en detalle. El algoritmo de corrección de campo corriendo en este controlador, maneja las corrientes de las bobinas compensadoras a través una serie de fuentes de corrientes que se comunican con esta UP mediante una conexión serial.

### Módulo de comando

Esta aplicación, corriendo en una plataforma PC, permite al usuario configurar los parámetros de ajuste del sistema de corrección y monitorear el proceso de ajuste de corriente en tiempo real. De esta manera, se pueden ajustar los tres parámetros de diseño ( $p_1$ ,  $p_2$  y  $p_3$ ) de  $f_d$  mostrada en las ecuaciones (3.13) y (3.14), el nivel de disparo de adquisición de la FID, los valores de tolerancia de los parámetros SSC de una FID

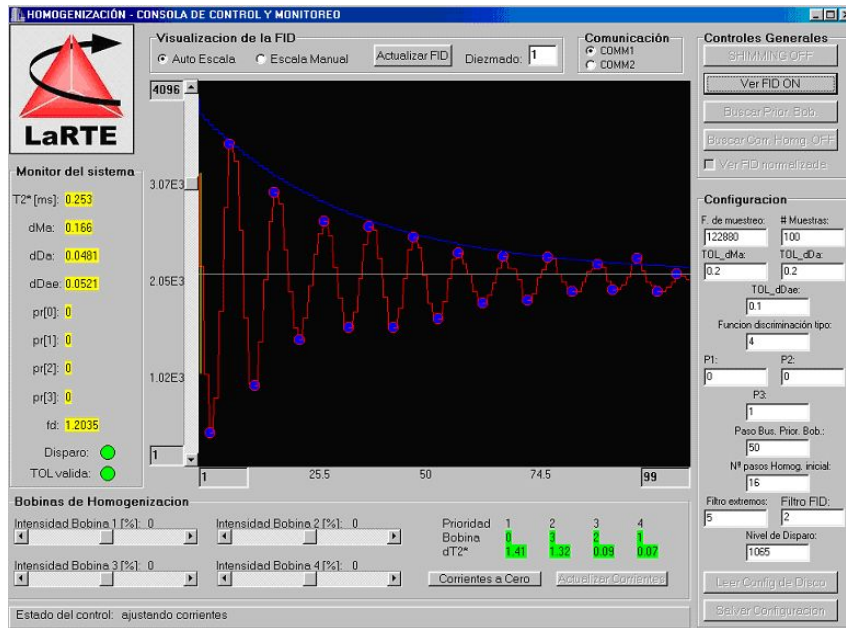


Figura 3.5: Vista de la interfaz con el usuario del módulo de comando.

para ser considerada como una señal válida, la longitud del filtro MAF , y demás parámetros configurables del algoritmo. Además, permite también el ajuste manual de las corrientes de corrección, mientras se observa la evolución de la FID a medida que se modifican los campos de compensación. En la figura 3.5 se muestra una vista de la pantalla del módulo de comando.

Finalmente, una vez que se completa el proceso de corrección, tanto las corrientes encontradas como los parámetros de ajuste del sistema, son guardados en un archivo de configuración en la PC, para inicializar el equipo con esos valores las próximas veces que se utilice el equipo de RMN. De esta manera, si las condiciones de contorno no han variado, no se tendrá que repetir el proceso de búsqueda de corrientes de corrección.

*Nota: Los detalles del sistema de corrección construido se muestran en el capítulo dedicado a la descripción del Hardware.*



---

### 3.4. Resultados de las pruebas experimentales

La evaluación del funcionamiento del sistema diseñado se realizó homogeneizando el campo magnético principal de un instrumento de medición de RMN. En este caso, un campo  $B$  perfectamente homogéneo significa que la envolvente de la FID, tendrá forma exponencial decreciente con la mayor constante de tiempo posible. La función discriminante utilizada para identificar esta situación fue la propuesta en la ecuación (3.14). Los pasos seguidos durante el proceso de corrección de campo son los siguientes:

1. Fijar los parámetros de configuración. Mientras se observa la FID adquirida por la UP, se eligen los mejores valores para la frecuencia de muestreo, el tamaño del filtro y la longitud de la señal adquirida. Se debe tener una señal lo suficientemente suave (eliminando ruidos con valor medio cero), con los puntos extremos correctamente determinados y ubicando el primero de ellos en la primer muestra. Los demás parámetros relacionados con el algoritmo de corrección, se ajustan iterativamente hasta encontrar un resultado que sea satisfactorio.
2. Antes de comenzar el proceso de homogenización, se prueba la influencia que tiene cada bobina de corrección en la variación de  $T_2^*$ , cuando la corriente circulando por ella es variada en todo el rango disponible. Luego, esta información es utilizada para el ajuste iterativo y por aproximaciones sucesivas de las corrientes, comenzando por aquellas bobinas que mas afectan al gradiente del campo total.

Todos los parámetros de configuración del sistema fueron fijados como se muestran en el cuadro 3.4

El proceso de asignación de un orden de importancia a cada bobina se ejecutó y arrojó el resultado mostrada en el cuadro 3.4

Luego de ejecutar el proceso automático de homogenización, la FID inicial se vio modificada como se muestra en la figura 3.6, donde puede verse claramente como se ha alargado la FID, conservando una envolvente con forma exponencial, lo que indica que la homogeneidad del campo ha mejorado.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Tamaño del paso para la evaluación de la prioridad de cada bobina	50	Numero de pasos para el proceso de homogenización	16
Muestras adquiridas	60	Tamaño del filtro de extremos	4
Tolerancia para $d_{M_a}$	0,2	Tamaño del filtro de suavizado	2
Tolerancia para $d_{D_a}$	0,3	Frecuencia de muestreo	122KHz
Tolerancia para $d_{D_{ae}}$	0,15	Función $f_d$ utilizado	3.14
$p_1$	0,1	$p_2$	0,1
$p_3$	1		

Cuadro 3.1: Valores de los parámetros de configuración del algoritmo de corrección.

Numero de orden	Bobina	$dT_{2max}^*$ [s]
1	1	1,01
2	4	1
3	2	0,34
4	3	0,14

Cuadro 3.2: Orden de las bobinas.

La figura 3.7 muestra la evolución de los parámetros SSC, el tiempo de decaimiento de la FID ( $T_2^*$ ) y el valor de la función discriminante  $f_d$  durante el proceso de homogenización. Se puede observar en el gráfico de  $f_d$ , que el valor mas grande de  $T_2^*$  no necesariamente implica un campo magnético de elevada homogeneidad, como lo reflejan los demás parámetros SSC. En esta figura, puede notarse que en la iteración número 60 se tienen un valor grande de  $T_2^*$  y sin embargo, no es la situación de mejor homogeneidad.

Luego del proceso de homogenización, los parámetros SSC se modificaron como se muestra en el cuadro 3.4 y reflejan la mejora en la homogeneidad del campo magnético corregido. Si bien el valor de  $T_2^*$  no ha crecido significativamente, la importante disminución del valor de  $d_{D_{ae}}$  está indicando que la envolvente de la FID se asemeja más a una exponencial que para la FID obtenida con el campo del imán sin compensar. Esto es lo que está mostrando la mejora lograda en la uniformidad del mismo.

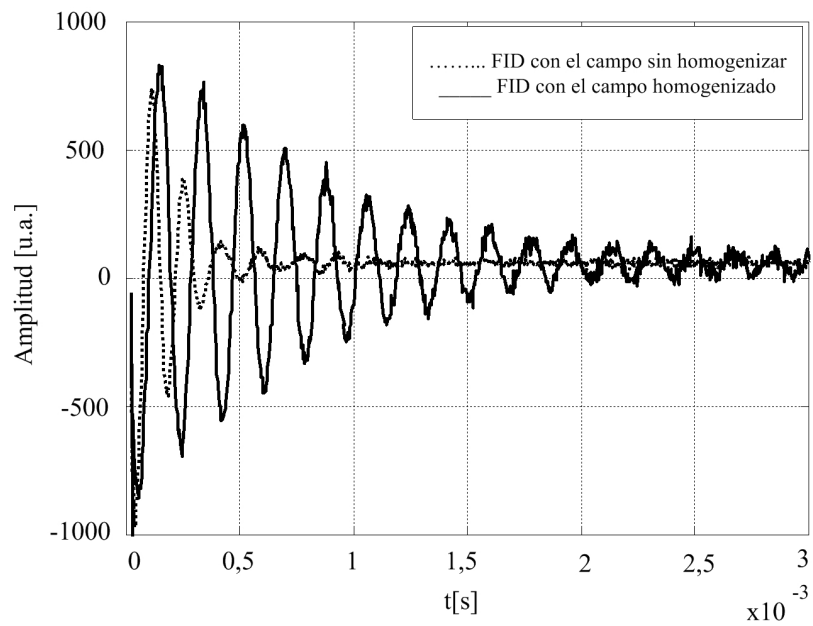


Figura 3.6: Modificación de la FID recibida luego de la homogenización.

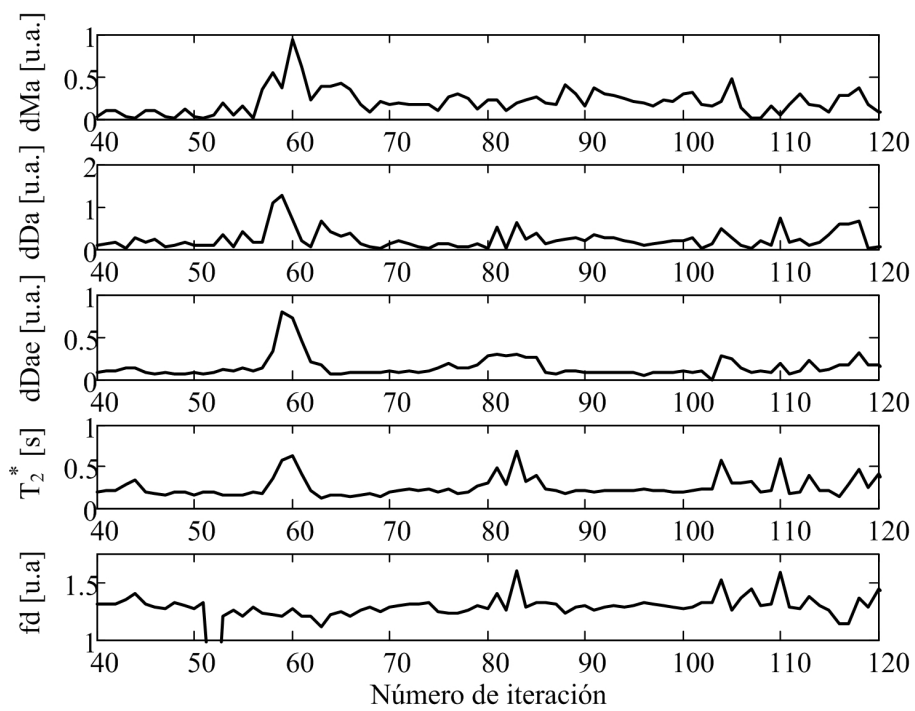


Figura 3.7: Evolución de los parámetros SSC.

Parámetro	Valor inicial	Valor final
$d_{M_a}$	0,18	0,2
$d_{D_a}$	0,35	0,16
$d_{D_{ae}}$	0,53	0,015
$T_2^*$	0,1	0,12
$f_d$	1,21	1,33

Cuadro 3.3: Variación de los parámetros SSC luego del proceso de corrección de campo.

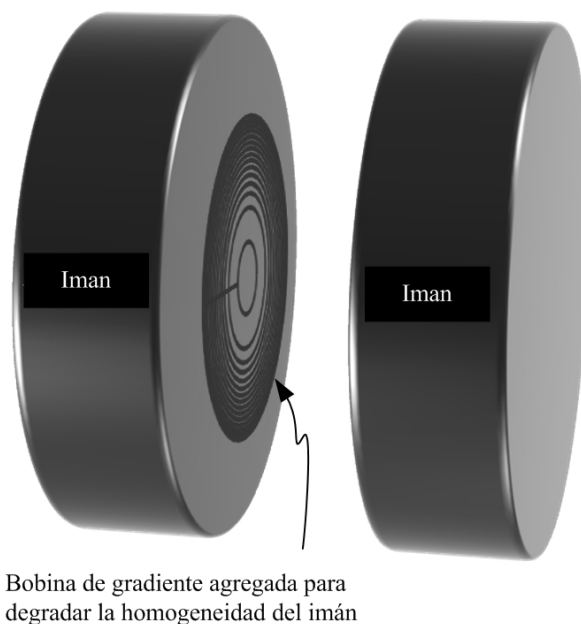


Figura 3.8: Bobina para la degradación del campo original del imán compensado con el sistema diseñado.

La siguiente prueba fue realizada con la adición de un campo magnético perturbador de la homogeneidad del imán original. Esta perturbación del campo se logró con una única bobina de gradiente ubicada en una de las caras del imán, por la cual se hizo circular una corriente de 0,75A (figura 3.8).

Los parámetros de configuración del algoritmo se dejaron como habían sido establecidos para la prueba anterior.

En este caso, la distribución espacial del campo magnético es diferente a la del experimento anterior. Sin embargo, el sistema también logró corregir la uniformidad del campo en un buen porcentaje. En la figura 3.9, se ve la mejora lograda en este segundo experimento. Esto muestra la robustez del sistema, el cual es capaz de lograr

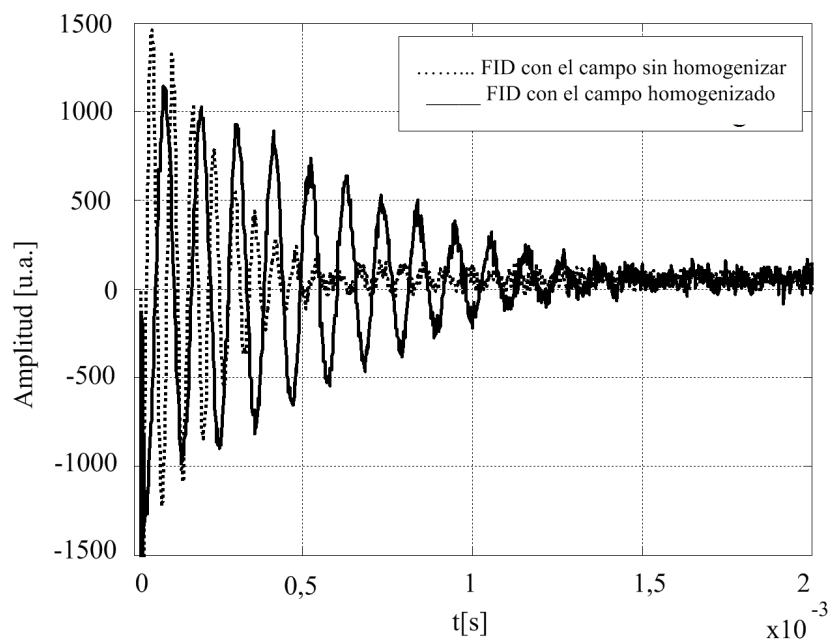


Figura 3.9: Modificación de la FID obtenida luego de corregir la homogeneidad del imán de RMN al que se le degradó el campo con la adición de una bobina de gradiente externa.

corregir el campo, a pesar de que las bobinas no hayan sido específicamente diseñadas para el tipo de distribución espacial en particular que quiere modificarse.

La mejora lograda en la homogeneidad del campo magnético para este segundo caso, también puede verse reflejada en el cambio ocurrido de los valores de los parámetros SSC mostrados en el cuadro 3.4.

Parámetro	Valor inicial	Valor final
$d_{M_a}$	0,69	0,031
$d_{D_a}$	0,5	0,032
$d_{D_{ae}}$	0,2	0,07
$T_2^*$	0,127	0,12
$f_d$	0,87	1,01

Cuadro 3.4: Variación de los parámetros SSC luego de la homogenización realizada al sistema de campo magnético degradado externamente.

Hasta ahora, la homogeneidad del campo magnético no ha sido medida directamente sobre el campo, sino que se infiere del cambio sufrido por la FID recibida, y de los parámetros SSC medidos de su envolvente. Otra manera de apreciar esta mejora en la

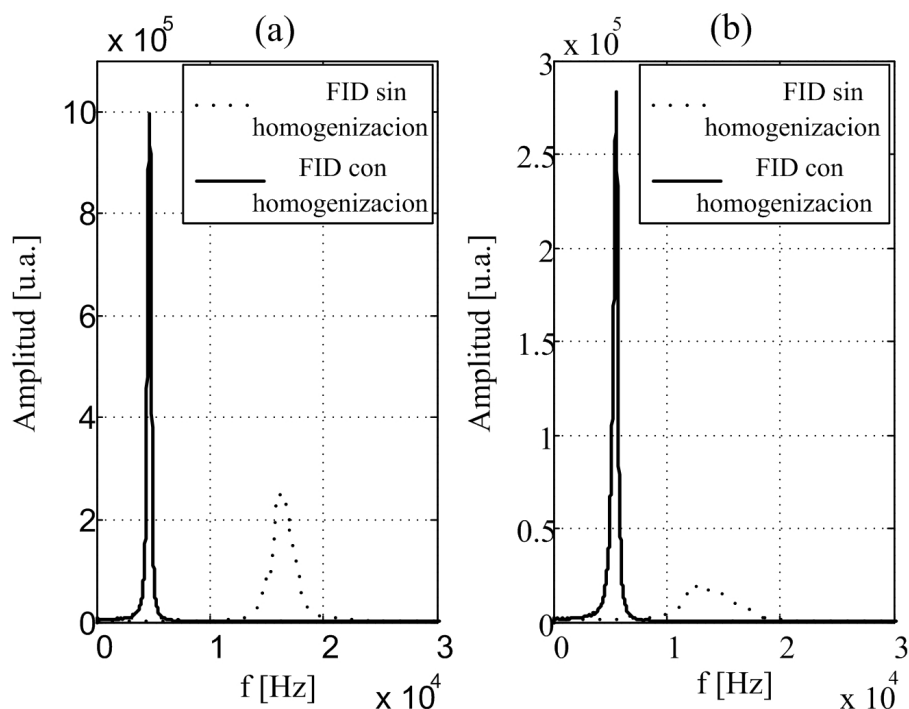


Figura 3.10: Mejora de la homogeneidad del campo vista en el dominio de la frecuencia. a) Para el campo original del imán. b) Para el campo del imán degradado con una bobina externa.

uniformidad, consiste en aplicar una secuencia de pulsos para realizar un eco de spin y observar el ancho de la línea de resonancia (transformada de Fourier de la FID recibida). Cuanto mejor es la homogeneidad del campo magnético en el cual se encuentra inmersa la muestra bajo prueba, menor será el ancho de línea. En la figura 3.10 se tiene el resultado de las homogenizaciones realizadas anteriormente, mostradas de esta manera.

### 3.5. Conclusiones del capítulo

El campo magnético de un equipo de RMN puede ser modificado en su distribución espacial, según un perfil de campo deseado, utilizando un conjunto determinado de bobinas de corrección, aunque estas no hayan sido diseñadas específicamente para un equipo determinado. Sin embargo, en la medida que se tenga en cuenta las características de distribución del campo que se quiere corregir, y la modificación que se le quiere realizar, mejor será el resultado obtenido.

---

El nivel de eficiencia en el desempeño del algoritmo depende fundamentalmente del diseño de la función discriminante  $f_d$ , y de la elección que se haga de sus parámetros. Para generar la señal de realimentación al algoritmo de homogenización se utiliza una muestra especialmente seleccionada para tal fin, optimizando la relación señal/ruido, ancho espectral y valor de  $T_2^*$ .

Además, el correcto funcionamiento del sistema, independientemente de la función  $f_d$  elegida, depende fuertemente del buen acondicionamiento que se haga de la señal realimentada (FID), tanto en su fase analógica como una vez digitalizada.

La parte más difícil del algoritmo propuesto, es encontrar los valores de sus parámetros de configuración, los cuales determinarán las características de la corrección realizada (velocidad del proceso y grado de mejora en la distribución espacial del campo). Esta tarea, debe ser realizada manualmente de manera iterativa por prueba y error, hasta conseguir que el algoritmo trabaje de manera satisfactoria.

---

## Capítulo 4

# Compensación dinámica del campo magnético para el período de evolución

**Resumen:** En este capítulo se discute el problema de la compensación automática de campos magnéticos dentro de un volumen de exclusión donde dicho campo no puede ser sensado de manera directa. Esta compensación se realiza durante la etapa de evolución del experimento de RMN a campos bajos. Se considerarán para el desarrollo del apantallamiento el campo magnético espacial medio (conocido por su término en inglés como *shielding*) y los gradientes ortogonales de primer orden (conocido por su término en inglés como *shimming*). El compensador activo *shielding-shimming*, está basado en un controlador de entradas y salidas múltiples, el cual maneja un conjunto de bobinas especialmente diseñadas para tal fin. El campo magnético medio y sus gradientes son calculados a partir de las lecturas tomadas de una serie de sensores de efecto Hall ubicados en el entorno de la zona de exclusión.



---

## 4.1. Introducción

En determinadas aplicaciones tecnológicas se requiere de la cancelación de campos magnéticos dependientes del tiempo, externos al sistema en cuestión. Un ejemplo concreto de esto puede verse en equipos de resonancia magnética nuclear con ciclado de campo donde, para determinados protocolos experimentales, las contribuciones de campo magnético externo al sistema deben ser compensadas (canceladas) dentro del rango de las frecuencias ultra bajas (ULF, por sus siglas en inglés).

Un sistema de cancelación de campos magnéticos, no solamente demanda el poder eliminar las componentes de campo constantes con el tiempo (como se hizo en el capítulo anterior), sino también aquellos campos que son dependientes del tiempo y provenientes del ambiente circundante al sitio donde se encuentra la muestra.

Antecedentes sobre cancelación activa de campos magnéticos medio en una dirección dentro de un determinado volumen, pueden encontrarse en (Kuriki et al., 2002; Platzek et al., 1999; Sergeant et al., 2003, 2007; ter Brake et al., 1993). Sin embargo, se debe considerar que, cuando se hace referencia a “compensación activa de campos magnéticos”, se está refiriendo a la idea más general de cancelación simultánea de campo magnético espacial promedio, como así también del gradiente de campo a través del volumen de exclusión. El problema del blindaje magnético activo, o compensación activa Shielding-Shimming (SHISHI), se vuelve más compleja en la medida que se desee compensar gradientes (Shimming) de mayor orden. El propósito de este blindaje magnético activo combinado (de campos magnéticos medios y gradientes) es el de compensar inhomogeneidades del campo principal de un equipo de RMN, al tiempo que cancelar las perturbaciones de campo magnéticos presentes en el ambiente donde se encuentra el instrumento de RMN y que afectan al volumen de exclusión de interés.

El problema abordado se limita a gradientes de primer orden de las componentes de campo  $B$  a lo largo de los ejes cartesianos ortogonales únicamente. Esto significa que este desarrollo es apto únicamente para aplicaciones de NMR específicas de baja resolución. Sin embargo, con un juego de bobinas que incluya las necesarias para generar gradientes de mayor orden, es posible extender el sistema de blindaje activo a casos

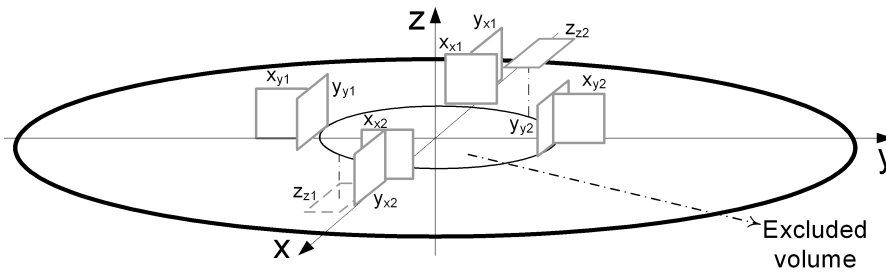


Figura 4.1: Sistema de sensado que contiene el conjunto de sensores Hall. Cada sensor mide la componente de campo magnético perpendicular a los planos indicados, los que representan la cara frontal del encapsulado del sensor.

mas complejos.

El problema del blindaje magnético activo de campos medios en un volumen o puntuales, ha sido abordado con diferentes estrategias de control, tanto con sistemas analógicos como con controladores digitales (Dedman et al., 2007; Hilgenfeld et al., 2003). La estrategia de control propuesta incluye un controlador constituido por dos etapas claramente diferenciadas, para poder resolver el problema de control multivariable. En la primera etapa, un desacoplador compensa las interacciones entre las variables de la planta, transformando al problema en un sistema lineal con matriz de funciones de transferencia diagonal, y por lo tanto, sencillo de controlar. Luego, a la planta resultante (la original con el desacoplador) se le agregó un controlador estándar para casos de entrada y salida simple (SISO, por sus siglas en inglés). De esta manera, cada par de entrada-salida de la planta es independiente del resto, y se manejarán con un controlador con acción proporcional, integral y derivativo (PID).

Luego, solo para probar el concepto, se construyó un sistema para operar hasta una frecuencia máxima de aproximadamente 150Hz. Las variables controladas son el valor medio del campo magnético y los gradientes de campo magnético de primer orden a lo largo de los ejes cartesianos a través de la muestra a la que se le está realizando la medición de RMN. Sus respectivas magnitudes, se obtienen de combinar las mediciones realizadas con 10 sensores de efecto Hall, convenientemente dispuestos en un sistema de sensado especialmente construido (figura 4.1).

---

Los campos medios se calculan haciendo:

$$\begin{cases} B_x = \frac{X_{x1}+X_{x2}+X_{y1}+X_{y2}}{4}, \\ B_y = \frac{Y_{x1}+Y_{x2}+Y_{y1}+Y_{y2}}{4}, \\ B_z = \frac{Z_{z1}+Z_{z2}}{2}, \end{cases} \quad (4.1)$$

y los gradientes,

$$\begin{cases} G_{xx} = \frac{\partial B_x}{\partial x} = X_{x2} - X_{x1}, \\ G_{yy} = \frac{\partial B_y}{\partial y} = Y_{y2} - Y_{y1}, \\ G_{zz} = \frac{\partial B_z}{\partial z} = Z_{z2} - Z_{z1}. \end{cases} \quad (4.2)$$

$B_l$  ( $l = x, y, z$ ) son los valores medios del campo magnético calculados en el centro del volumen de exclusión,  $G_{ll}$  los gradientes de  $B_x$ ,  $B_y$  y  $B_z$  a lo largo de  $x$ ,  $y$  y  $z$  respectivamente y finalmente,  $X_{x1}$ ,  $X_{x2}$ ,  $X_{y1}$ ,  $X_{y2}$ ,  $Y_{x1}$ ,  $Y_{x2}$ ,  $Y_{y1}$ ,  $Y_{y2}$ ,  $Z_{z1}$ ,  $Z_{z2}$  son las lecturas tomadas de los sensores.

El blindaje activo se desarrolló sobre una maqueta a escala (de lo que sería una versión utilizable en un instrumento de RMN). Esta consta del sistema de sensores y de las bobinas necesarias para producir el campo de compensación (en el capítulo siguiente se detalla como están construidas estas bobinas, mostradas en la figura 4.2). Se diseñó para cancelar cualquier campo magnético existente dentro del volumen de exclusión, en la medida de las posibilidades dinámicas del sistema, para todas las variables controladas introducidas en (4.1) y (4.2). Luego, cuando el blindaje activo sea aplicado al equipo de RMN, la referencia para  $B_z$  será la misma que la del campo generado por el imán principal del instrumento de RMN, siempre que se encuentre dentro del rango dinámico cubierto por los sensores. Para el caso en que el campo del imán principal estuviera mas allá de los valores que pueden medir los sensores del blindaje activo, entonces se apagará el sistema de cancelación de campos únicamente en su componente a lo largo del eje  $z$ , reiniciándolo cuando el valor de campo puede ser medido por dichos sensores.

De esta manera, para el desarrollo inicial, las señales de entrada al controlador serán únicamente las señales realimentadas, asumiendo como cero las de referencia.

---

Por otro lado, el controlador genera la señal de control para cada actuador (en este caso, las fuentes de corriente que alimentan a cada bobina). El sistema de bobinas producirá el campo de compensación deseado para poder cancelar las perturbaciones de campo magnético que afectan al sistema.

## 4.2. Conjunto de bobinas utilizados por el sistema

Para poder cancelar las componentes del campo medio en las direcciones espaciales  $x$ ,  $y$  y  $z$  ( $B_x$ ,  $B_y$  y  $B_z$ ) se utilizará un sistema compuesto por tres bobinas. Dos pares de bobinas en configuración “saddle” ubicadas transversalmente al eje del campo principal y en cuadratura entre ellas se utilizan para  $B_x$  y  $B_y$ , mientras que un par de bobinas en configuración “Helmholtz” colocadas axialmente al campo principal del imán se utiliza para cancelar las perturbaciones de campo a lo largo del eje  $z$ . Este conjunto de bobinas, fue optimizado para generar un campo magnético homogéneo dentro del volumen de exclusión donde se encuentra la muestra a la cual se le realizará el experimento de RMN. Una discusión sobre la geometría óptima de una par de bobinas “saddle” para generar un campo homogéneo se puede encontrar en Bonetto et al. (2006).

Para una bobina de radio  $R$  (radio del cilindro imaginario en torno al cual se ubican las bobinas del par), altura  $h$  y ángulo de apertura  $\theta$  (ángulo del cilindro imaginario antes mencionado, que ocupa el arco de circunferencia de uno de los lados de cada bobina del par), se obtiene un campo magnético homogéneo óptimo cuando se tiene que  $\theta = 2\pi/3$  y  $h = 4R$ . Por otra parte, para un par de bobinas en configuración “Helmholtz” la configuración óptima para tener un campo magnético lo más homogéneo posible dentro del mayor volumen posible se da cuando  $h = R$ , siendo  $h$  en este caso la distancia entre las dos bobinas que conforman el par “Helmholtz” a lo largo de su eje de simetría.

El gradiente de campo magnético de primer orden, es un tensor compuesto por nueve componentes  $G_{xx}$ ,  $G_{xy}$ ,  $G_{xz}$ ,  $G_{yx}$ ,  $G_{yy}$ ,  $G_{yz}$ ,  $G_{zx}$ ,  $G_{zy}$  y  $G_{zz}$ , siendo  $G_{xx}$  el gradiente de  $B_x$  a lo largo del eje  $x$ ,  $G_{xy}$  el gradiente de  $B_x$  a lo largo del eje  $y$ , y así sucesivamente. Por simplicidad, pero sin perder generalidad, el blindaje magnético activo se limitará a

---

las componentes principales de gradiente:  $G_{xx}$ ,  $G_{yy}$  y  $G_{zz}$ . Estos son los campos que permiten ser compensados con las bobinas dispuestas para tal fin. La cancelación de gradientes de orden superior o gradientes cruzados requiere de la construcción de las bobinas adecuadas capaces de generarlos, con toda la dificultad que ello implica (Jianming, 1999), pudiendo en este caso extender el mismo blindaje a otras componentes de gradientes. Además, se asume que el gradiente externo (el de la perturbación que se quiere cancelar) es uniforme dentro del volumen de exclusión, considerándose como uniformes aquellos gradientes cuyo valor expresado en  $G/m$  varía menos 0,1 % dentro de todo el espacio de interés (este valor es solo a los propósitos de probar la técnica, no tiene que ver estrictamente con los requerimientos de homogeneidad de un experimento de RMN). Estas componentes de gradiente están relacionadas entre ellas por medio de la ley de “Gauss ” del magnetismo, de la cual se desprende que cancelando dos de las tres componentes de gradiente, la tercera queda automáticamente eliminada ya que debe cumplirse:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (4.3)$$

Como los gradientes externos se suponen que son constantes en torno al centro geométrico del volumen de exclusión, el campo magnético generado por las bobinas de compensación de gradientes también debe presentar dicha dependencia espacial. La configuración de bobinas en “anti-saddle” fue analizada variando independientemente dos de sus tres parámetros,  $h$  y  $\theta$ , mientras que el valor del radio  $R$  se fijó en 13cm por restricciones constructivas. Los gradientes de campo magnético  $G_{xx}$ ,  $G_{yy}$  y  $G_{zz}$  fueron determinados para tres ángulos de apertura diferentes ( $\theta = \pi/3$ ,  $\theta = \pi/2$  y  $\theta = 3\pi/5$ ) y para diferentes valores de  $h$  (Forte et al., 2010). Del análisis realizado se obtuvo que la configuración óptima corresponde a  $\theta = \pi/2$  y una altura de 13,5cm. El diagrama completo de las bobinas usadas para el blindaje magnético activo se muestra en la figura 4.2.

---

### 4.3. Algoritmo de control para SHISHI

Si bien los campos magnéticos homogéneos generados con las bobinas diseñadas presentan una gran uniformidad y componentes de campo transversales despreciables, igualmente por defectos constructivos, el par de bobinas que está generando campo en un sentido (por ejemplo  $B_x$ ), podrá aportar también a sus componentes normales ( $B_y$  y  $B_z$ ). Mas aún, cuando se trata de los gradientes de campo, 4.3 indica que si existe gradiente a lo largo de alguna dirección espacial, necesariamente deberá también existir gradiente en al menos una de las otras dos direcciones, de manera que la sumatoria de todos los flujos de campo magnético entrantes y salientes dentro de un volumen cerrado sea cero. Esto indica que en el caso de los gradientes, las variables de salida (el campo producido por cada bobina) estarán fuertemente acopladas. Es decir, se está en presencia de un sistema MIMO intensamente acoplado para el caso de los gradientes y ligeramente acoplado para el caso de los campos medios.

Para diseñar el controlador, se aplicó un procedimiento de dos etapas para sistemas MIMO (Skogestad y Postlethwaite, 2005):

1. Diseño de un desacoplador para transformar al sistema de  $N$  salidas acopladas, en  $N$  sistemas de una entrada y una salida (SISO) desacoplados entre ellos.
2. Diseño de los controladores para cada sistema SISO, individualmente.

En esta sección, por simplicidad para la notación matricial, se renombran las variables controladas de la siguiente manera:

$$c_1 = G_{xx} , \quad c_2 = G_{yy} , \quad c_3 = B_x , \quad c_4 = B_y , \quad c_5 = B_z. \quad (4.4)$$

#### 4.3.1. Modelo de la planta

En una primera etapa, se estudió el efecto que tiene cada señal de control sobre cada salida controlada, cuando el sistema se encuentra en estado estacionario. Esto

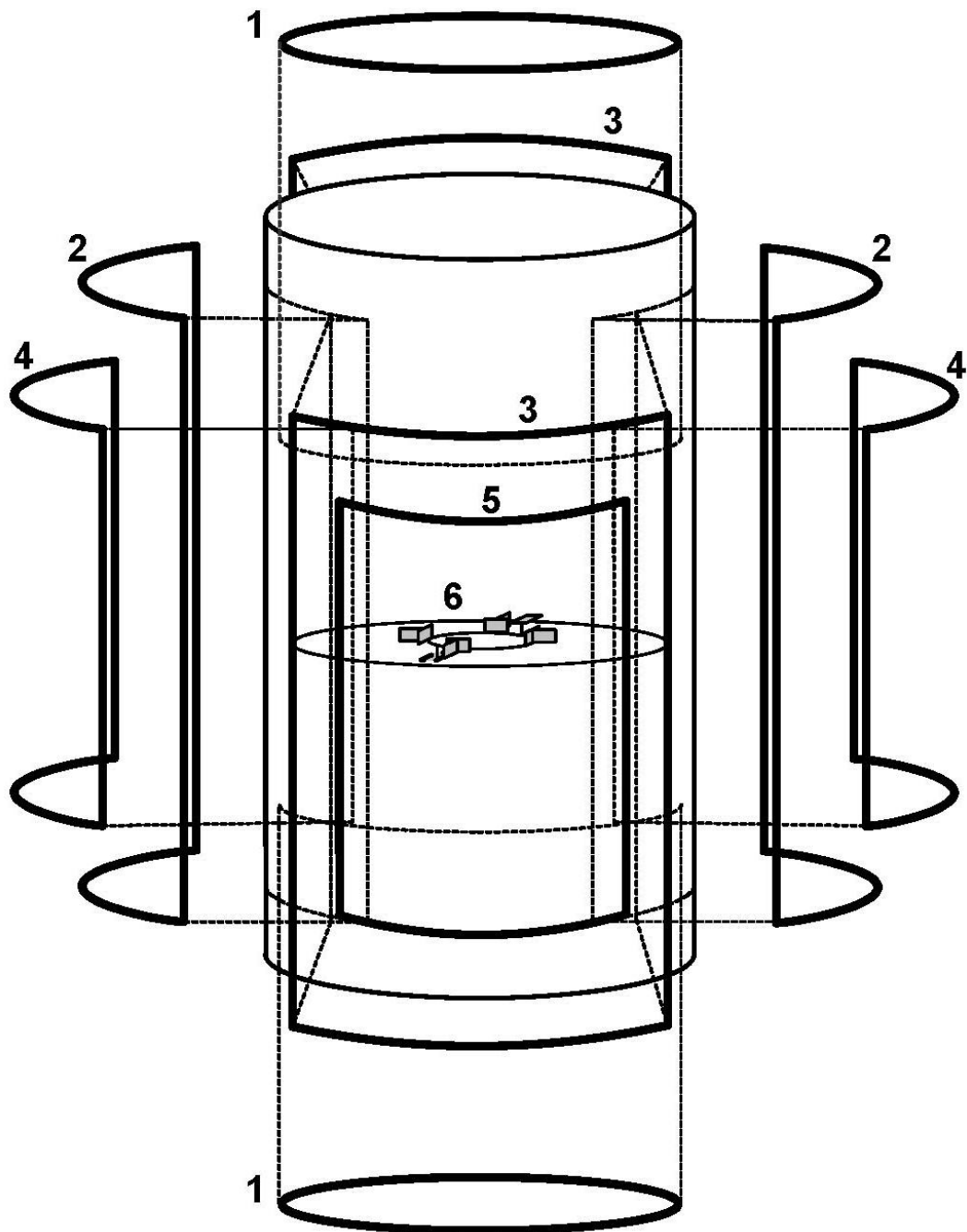


Figura 4.2: Diagrama del sistema de bobinas del blindaje activo. 1- Par “Helmholtz” usado para cancelar  $B_z$ . 2- Par “saddle” usado para compensar  $B_x$ . 3- Par “saddle” usado para compensar  $B_y$ . 4- Par “anti-saddle” usado para eliminar el gradiente  $G_{xx}$ . 5- Par “anti-saddle” usado para eliminar el gradiente  $G_{yy}$ . Sistema de sensores Hall (ver el detalle del “probe” en la figura 4.1).

podría ser posible de determinar luego de un estudio detallado de la geometría de las bobinas, de la misma manera que se hizo para diseñarlas, mediante una simulación numérica. Sin embargo, una evaluación experimental de la planta tiene el atractivo de ser mucho mas realista, principalmente debido a imperfecciones constructivas que son muy dificultosas de cuantificar. La información resultante, se muestra con la Matriz de Ganancias Relativas, obtenida a partir de la Matriz de Ganancias en Estado Estacionario. En este caso el sistema completo está compuesto por  $N$  sistemas SISO acoplados, formando un sistema MIMO de dimensión  $N \times N$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{SSGM} = \begin{bmatrix} K_{11} & \dots & K_{1N} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{N1} & \dots & K_{NN} \end{bmatrix}, \quad K_{kl} = c_k/u_l \\ k = 1, \dots, N; \quad l = 1, \dots, N. \end{array} \right. \quad (4.5)$$

donde:  $N$  es el número de entradas y salidas de la planta (en este caso  $N = 5$ ).

$u_1$  y  $u_2$  son las señales de comando enviadas a las fuentes de energía encargadas de drenar la corriente necesaria para las bobinas que generan los gradientes  $G_{xx}$  y  $G_{yy}$  respectivamente (los valores sensados de estos gradientes se encuentran en las variables  $c_1$  y  $c_2$ ).

$u_3$ ,  $u_4$  y  $u_5$  son las señales de comando enviadas a las fuentes de energía encargadas de drenar la corriente necesaria para las bobinas que generan los campos homogéneos  $B_x$ ,  $B_y$  y  $B_z$  respectivamente (los valores sensados de estos campos se encuentran en las variables  $c_3$ ,  $c_4$  y  $c_5$ ).

$u_l$  es un número entero proporcional a la corriente circulando por la bobina  $Bob_l$ .

Se asigna la siguiente nomenclatura para las bobinas:  $Bob_1$  y  $Bob_2$  las bobinas para los gradientes  $G_{xx}$  y  $G_{yy}$ ;  $Bob_3$ ,  $Bob_4$  y  $Bob_5$  para las bobinas que generan los campos



homogéneos en las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$ , respectivamente.

Los elementos de la **SSGM** fueron determinados a partir de mediciones hechas para evaluar la respuesta de cada lazo de control de manera aislada utilizando (4.5). Esto es, dándole un valor constante  $> 0$  a la entrada  $u_l$  del lazo del par entrada-salida que se está evaluando, y 0 en las otras entradas. Por ejemplo, para una señal de comando  $u_1 = 50$ , con  $u_2 = u_3 = u_4 = u_5 = 0$ , se midieron las siguientes salidas:  $c_1 = 670, c_2 = -215, c_3 = 30, c_4 = 50, c_5 = 0$  (en todos los casos, los valores medidos poseen unidades adimensionales). Entonces,  $K_{11} = 670/50 = 13,4$ ,  $K_{12} = -215/50 = -4,3$ , . . . Procediendo de manera similar con las demás señales de comando, se obtuvo:

$$\mathbf{RGA} = \begin{bmatrix} 13,4 & -4,3 & 0,6 & 1 & 0 \\ -5,6 & 10,3 & 2,4 & 0,77 & 0,9 \\ -0,6 & 0,05 & 25,5 & 1,27 & 0,9 \\ -1,7 & -1,3 & -2 & 20,8 & 1,0 \\ 0,12 & -0,72 & 2,6 & 1,04 & 60,6 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

A partir de esta información se calculó la **RGA**, según lo visto en el capítulo 2 (ecuación 2.54), obteniendo:

$$\mathbf{RGA} = \begin{bmatrix} 1,1918 & -0,2031 & 0,0009 & 0,01 & 0 \\ -0,204 & 1,195 & 0,0002 & 0,0079 & 0,001 \\ 0,0035 & 0,0006 & 0,9957 & 0,0031 & 0,0017 \\ 0,0089 & 0,0075 & 0,0049 & 0,978 & 0,008 \\ -0,001 & 0,012 & -0,016 & 0,0006 & 0,99 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

Los pares de variables entrada-salida que conformarán cada lazo de control, se asignan en base a la información brindada por la **RGA**, como se explicó en 2.2.2. Observando cuales son los lugares de la matriz donde se encuentran los elementos positivos mas cercanos a 1, se definió que entrada controla a cada salida. De esta manera, se adoptaron los pares entrada-salida  $u_l-c_l$  con  $l = 1, 2, \dots, 5$ .

La matriz **RGA**, muestra claramente que los último tres pares de variables están

débilmente acoplados. Por lo tanto, sus controladores pueden ser sintonizados independientemente como si se trataran de tres sistemas SISO aislados. Por otro lado, los primeros dos pares de variables elegidas están fuertemente acoplados, conformando de esta manera un subsistema MIMO de dimensión  $2 \times 2$  dentro del esquema general del blindaje completo, encargado de la compensación de gradientes. Un análisis de respuesta en frecuencia de la **RGA** para este subsistema MIMO muestra que sus valores permanecen constantes dentro del rango completo de frecuencias para el cual se diseña el blindaje activo.

Si bien la matriz **SSGM** permite conocer la ganancia de cada par entrada-salida, para poder sintonizar el sistema individualmente desacoplando los lazos de control, se necesita conocer la dinámica de cada uno de ellos (Ogata, 1997). Considerando que la dinámica de la planta está determinada fundamentalmente por la fuente de corriente, la cual se puede construir con un par de polos dominantes que den una respuesta de segundo orden, y si además se tienen en cuenta las demoras introducidas por los cálculos numéricos entre la entrada y la salida de la señal al controlador, entonces se puede proponer modelar la planta con un sistema de segundo orden más retardo:

$$g_{kl}(s) = \frac{K_{kl} e^{-s T_{kl}}}{\omega_{kl}^2 s^2 + 2 \zeta_{kl} \omega_{kl} s + 1} \quad (4.8)$$

donde:  $g_{pkl}(s)$  es la función de transferencia en el dominio de Laplace ( $s$ )

que relaciona la salida  $k$  con la entrada  $l$ .

$K_{kl}$  es la ganancia como se definió en la matriz **SSGM**.

$T_{kl}$  es el tiempo de retardo.

$\zeta_{kl}$  es el factor de amortiguamiento.

$\omega_{kl}$  es la frecuencia natural.

Para los subsistemas SISO, únicamente se necesitan estimar las funciones de transferencia  $g_{33}$ ,  $g_{44}$  y  $g_{55}$ , mientras que para el subsistema MIMO, es necesario conocer la función de transferencia que relaciona cada entrada con cada salida, esto es, las funciones de transferencia directas y las cruzadas. Como la dinámica del campo magnético

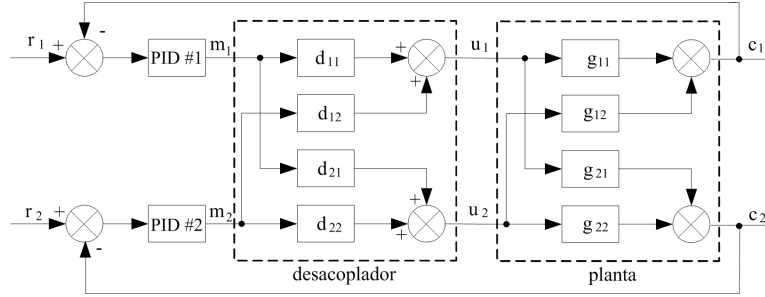


Figura 4.3: Diagrama en bloques del sistema MIMO de dimensión  $2 \times 2$  con desacoplador.

copia la de la corriente circulando por la bobina que lo genera, la dinámica estimada para el campo producido por una dada bobina en una dada dirección, puede ser extendida a las componentes de campo producidas por la misma bobina en las demás direcciones (por ejemplo,  $g_{11}$  y  $g_{21}$  tendrán la misma dinámica).

El cuadro 4.1 muestra los parámetros estimados para cada una de las funciones de transferencia directa del sistema de blindaje activo. Se aplicará un controlador del tipo PID para cerrar cada uno de los lazos de control. Para esto se introduce un *desacoplador* entre los controladores y la planta (afectando únicamente al subsistema de gradientes que es el que está fuertemente acoplado), de manera de poder sintonizarlos individualmente usando métodos de sintonización para PID bien conocidos.

	$c_1 = f(u_1)$	$c_2 = f(u_2)$	$c_3 = f(u_3)$	$c_4 = f(u_4)$	$c_5 = f(u_5)$
$K_{kl}$	13,347	10,2431	25,54	20,796	58,9
$T_{kl}$	$520 \times 10^{-5}$	$582 \times 10^{-5}$	$510 \times 10^{-5}$	$724 \times 10^{-5}$	$410 \times 10^{-5}$
$\omega_{kl}$	$136 \times 10^{-5}$	$15 \times 10^{-4}$	$14 \times 10^{-4}$	$14 \times 10^{-4}$	$14 \times 10^{-4}$
$\zeta_{kl}$	0,623	0,667	0,647	0,613	0,631

Cuadro 4.1: Parámetros de las funciones de transferencia directa del sistema.

### 4.3.2. Desacoplador

Este bloque actúa como un controlador pre-alimentado, donde una perturbación conocida (en este caso la interacción entre los diferentes circuitos de control), es compensada antes de que afecte a las demás variables controladas. La figura 4.3 muestra el esquema de un sistema MIMO de dimensión  $2 \times 2$ .

---

Se define la matriz asociada de funciones de transferencia como:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

donde:  $g_{kl}(s)$  relaciona la salida  $c_k$  con la entrada  $u_l$ .

Las funciones de transferencia que están en una misma columna tienen la misma dinámica, con parámetros definidos en el cuadro 4.1.

Las ganancias de las funciones de transferencia están definidas por la matriz **SSGM**.

El objetivo del desacoplador **D** es que cada entrada de la planta modifique únicamente una salida, sin afectar al resto. Esto es:

$$\mathbf{C} = \mathbf{V}\mathbf{M} \Rightarrow \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N_G} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & v_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & v_{N_G} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ \vdots \\ m_{N_G} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

donde:  $N_G$  es el número de circuitos de control existentes en el sistema. Para el caso del subsistema de gradientes  $N_G = 2$ .

$m_1, m_2, \dots, m_{N_G}$  son las salidas de cada controlador PID.

$v_1, v_2, \dots, v_{N_G}$  son las funciones de transferencias deseadas por cada circuito individual de la planta con desacoplador.

La planta desacoplada **V** (la cual incluye al desacoplador **D**) tiene la misma dimensión que la planta original:

$$\mathbf{V} = \mathbf{G}_p \mathbf{D}. \quad (4.11)$$

---

Multiplicando ambos lados de 4.11 por  $\mathbf{G}_p^{-1}$  se obtiene  $\mathbf{D}$ :

$$\mathbf{D} = \mathbf{G}_p^{-1} \mathbf{V} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

Este sistema tiene  $2N_G + N_G$  parámetros desconocidos y solamente  $2N_G$  ecuaciones. Por lo tanto, se tienen  $N_G$  grados de libertad, lo cual significa que  $N_G$  incógnitas (funciones de transferencia) deben ser determinadas a elección. Se utiliza como parámetro de diseño la respuesta deseada a lazo abierto para cada par de variable controlada-variable de control, de los lazos directos. Si se elige para la diagonal de  $\mathbf{V}$  las mismas funciones de transferencia que aparecen en la diagonal de  $\mathbf{G}$ , entonces cada controlador PID sintonizado independientemente sin desacoplador, puede ser aplicado al mismo sistema con todos los circuitos de control a lazo cerrado. Esto es:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 \\ 0 & g_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Luego, las funciones de transferencia que son los elementos del desacoplador, pueden ser obtenidas utilizando (4.12). Es necesario aclarar en este punto, que para poder obtener un desacoplador aplicable prácticamente, y pidiendo que las funciones de transferencia de la diagonal del sistema completo con desacoplador sean las mismas que las de cada lazo directo de la planta original, se debe cumplir que cada columna de  $G$  posea el mismo denominador. De lo contrario, cuando se resuelva (4.12), se llegará a un desacoplador con funciones de transferencias que no son causales (Oppenheim et al., 1983), y por lo tanto, que no puede ser implementado.

Después de reemplazar en (4.9) los parámetros de  $g_{kl}$  sacados del cuadro 4.1 y resolver (4.12), se llega a:

$$d_{11} = 1,2352 \quad (4.14)$$

$$d_{12} = 0,43 \frac{e^{-0,62 \times 10^{-3} s} (1,85 \times 10^{-6} s^2 + 1,69 \times 10^{-3} s + 1)}{2,25 \times 10^{-6} s^2 + 2 \times 10^{-3} s + 1} \quad (4.15)$$

$$d_{21} = 0,675 \frac{e^{0,62 \times 10^{-3} s} (2,25 \times 10^{-6} s^2 + 2 \times 10^{-3} s + 1)}{1,85 \times 10^{-6} s^2 + 1,69 \times 10^{-3} s + 1} \quad (4.16)$$

$$d_{22} = 1,3 \quad (4.17)$$

El término exponencial de (4.16) es positivo. Esto significa que esta función de transferencia no es causal, y por lo tanto, se debe agregar un término de retardo a todos los elementos del desacoplador para que pueda ser implementado. De esta manera, se está incrementando el retardo que tenía la planta originalmente, lo cual constituye un aspecto negativo del esquema utilizado. Sin embargo, el agregado del desacoplador, mejora el comportamiento colectivo del sistema, como se verá claramente en la sección donde se muestran los resultados de las simulaciones, a pesar del retardo adicionado.

### 4.3.3. Sintonización de los controladores PID

Todos los controladores PID serán del tipo paralelo (Ziegler y Nichols, 1942) y se implementarán digitalmente (Ogata, 1987):

$$m_k(s) = K_{C_k} \left( 1 + \frac{1}{T_{I_k}} + \frac{T_{D_k} s}{1 + \frac{T_{D_k} s}{P_k}} \right) [r_k(s) + c_k(s)]. \quad (4.18)$$

donde:  $k = 1, \dots, 5$ .

$m_k(s)$  es la señal de referencia para el circuito de control de  $c_k(s)$ .

$K_{C_k}$ ,  $T_{I_k}$  y  $T_{D_k}$  son los parámetros del controlador  $k$ .

$P_k$  fija un polo que limita el efecto amplificador que tiene la derivada para los ruidos de alta frecuencia (respecto del ancho de banda del controlador).

El valor de  $P_k$  usualmente es elegido entre 3 y 20, fijándolo para el caso de esta tesis en 10. A diferencia de lo realizado en (Forte, 2007), donde se utilizó un solo método de sintonización para los PIDs, en esta tesis se sintonizan los controladores con diferentes

métodos, para luego comparar el funcionamiento con cada uno de ellos. Los métodos elegidos fueron el de *Sung* para sintonización de PIDs (Sung et al., 1998) y el método de diseño por modelo interno del sistema (IMC, por las siglas en inglés para Internal Model Control), el que puede consultarse en (Morari y Zafriou, 1989). El segundo método, posee un parámetro de sintonización  $t_c$  usado para favorecer la respuesta en la salida de la planta (valor de  $t_c$  pequeño) o para priorizar la robustez del sistema (elevado valor de  $t_c$ ). Se consideran tres sintonizaciones posibles para este controlador:  $t_c = 0,1 \tau$ ,  $t_c = \tau$  y  $t_c = 10 \tau$ ; siendo  $\tau$  el tiempo de retardo del sistema, donde se incluye tanto el retardo de la planta como el retardo agregado por el desacoplador (para el caso de los gradientes). Los parámetros del PID obtenido con cada método se muestran en el cuadro 4.2.

	PID de $c_1$	PID de $c_2$	PID de $c_3$	PID de $c_4$	PID de $c_5$
Método de Sung					
$K_{C_k} \times 10^{-3}$	25	23,4	13,6	13,5	14,3
$T_{I_k} \times 10^{-3}$	2,69	2,69	2,68	2,98	2,7
$T_{D_k} \times 10^{-3}$	1,57	1,57	1,54	1,72	1,57
Método IMC de Morari ( $t_c = 0,1 \tau$ )					
$K_{C_k} \times 10^{-3}$	21,4	20,7	12,6	10,4	6,65
$T_{I_k} \times 10^{-3}$	1,69	1,5	1,81	1,72	1,77
$T_{D_k} \times 10^{-3}$	0,423	0,375	0,453	0,429	0,442
Método IMC de Morari ( $t_c = \tau$ )					
$K_{C_k} \times 10^{-3}$	11,8	11,4	6,95	5,67	3,66
Método IMC de Morari ( $t_c = 10 \tau$ )					
$K_{C_k} \times 10^{-3}$	2,14	2,07	1,26	1,04	0,665
Los valores de $T_{I_k}$ y de $T_{D_k}$ son los mismos para todos los controladores sintonizados con el método IMC de Morari.					

Cuadro 4.2: Parámetros de los controladores PID del blindaje magnético activo.

#### 4.3.4. Análisis de estabilidad y robustez

##### Estabilidad nominal

Para verificar la estabilidad de los pares elegidos de variables de entrada-salida de la planta se utilizó el teorema de Niederlinski (Corriou, 2004). Considerando  $N$  circuitos de control individualmente estables, el sistema completo con todos los lazos de control

---

cerrados simultáneamente será inestable si se cumple que:

$$\eta = \frac{|SSGM|}{\prod_{k=1}^N K_{kk}} < 0, \quad (4.19)$$

donde:  $\eta$  es el índice de Niederlinski.

Debido a que para el caso de la tesis se obtiene  $\eta = 4,7317$  en el subsistema formado por el control de los gradientes, que es el que se encuentra fuertemente acoplado, entonces se concluye que el sistema es estable. Este teorema establece las condiciones de estabilidad necesarias y suficientes para sistemas de dimensión  $2 \times 2$ . Por lo tanto, el control de los gradientes será estable independientemente que se utilice un desacoplador antes o nó. Esto es como consecuencia del hecho de que los PIDs de cada lazo de control fueron sintonizados usando métodos que aseguran la estabilidad de cada uno de ellos individualmente. Sin embargo, como se verá en secciones siguientes, el agregado del desacoplador mejora el desempeño del blindaje magnético activo.

### **Estabilidad robusta**

Cada método de sintonización de controladores, produce sistemas con diferentes características en cuanto a respuesta y robustez, según cual sean las técnicas de diseño y los criterios adoptados durante el ajuste. En esta sección, se realiza un análisis de robustez del equipo de compensación, enfocándolo hacia las incertidumbres multiplicativas de entrada, ya que así se pueden considerar en un mismo estudio fuentes de incertidumbre tales como polos de alta frecuencia despreciados en el modelo y errores de ganancia (por ejemplo, por variación en las características de los sensores). De esta manera, se compararán las características de robustez del sistema para las diferentes sintonizaciones de los controladores mostradas en el cuadro 4.2. Dada una incertidumbre compleja multiplicativa de entrada (expresada como el producto de una matriz diagonal compleja normalizada de entrada  $\Delta$  y una matriz de pesos  $\mathbf{W}$ ), para poder estudiar la estabilidad robusta del sistema, se expresa al mismo utilizando la representación generalizada de modelo de control (Doyle, 1983). En la figura 4.4 se muestra el



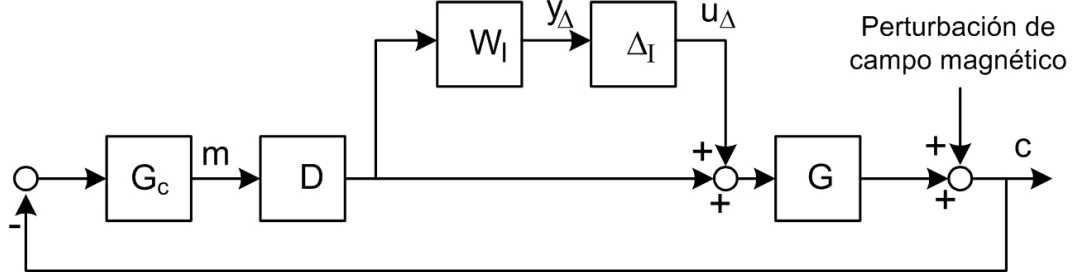


Figura 4.4: Incertidumbre multiplicativa de entrada que afecta al sistema.  $\mathbf{G}_c$ : controlador (PIDs).  $\mathbf{D}$ : desacoplador.  $\mathbf{W}$ : matriz de pesos.  $\Delta$ : incertidumbre multiplicativa.  $\mathbf{G}$ : planta a controlar.

sistema de compensación activa de campos magnéticos representado con el esquema general de control, y donde los controladores PID están contenidos en la matriz  $\mathbf{G}_c$ :

$$\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Luego se considera la estructura  $\Delta\mathbf{M}$  del sistema, esto es, la función de transferencia asociada a la perturbación (salida  $u_\Delta$  - entrada  $y_\Delta$ ). Para un modelo de incertidumbre normalizado, el sistema es robustamente estable si (Skogestad, 2003):

$$|(\mathbf{I} - \mathbf{M}\Delta(s))| \neq 0, \quad \forall \omega, \forall \Delta, \quad (4.21)$$

$$\Leftrightarrow (\mathbf{M}\Delta) \neq 1, \quad \forall i, \forall \omega, \forall \Delta. \quad (4.22)$$

Además, cuando las incertidumbres son complejas (incertidumbres no-estructuradas), se debe considerar el radio espectral ( $\rho$ ), el cual debe satisfacer:

$$\rho(\mathbf{M}\Delta(j\omega)) < 1, \quad \forall \omega, \forall \Delta. \quad (4.23)$$

El radio espectral de una matriz  $\mathbf{A}$  se define como su mayor autovalor:

$$\rho(\mathbf{A}) = \max_k |\lambda_k(\mathbf{A})|. \quad (4.24)$$

Si a  $\Delta$  se le permite ser cualquier matriz de funciones de transferencias complejas, tal que satisfaga  $\|\Delta\|_\infty < 1$ , entonces la estructura  $\mathbf{M}\Delta$  es robustamente estable si, y solo si, los valores singulares máximos  $\bar{\sigma}(\cdot)$  de  $\mathbf{M}(j\omega)$  son:

$$\bar{\sigma}(\mathbf{M}(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega. \quad (4.25)$$

Además, es posible definir el valor singular estructurado ( $\mu$ ), el cual es una generalización del valor singular y del radio espectral. Para calcular  $\mu$ , primero se debe encontrar la menor  $\Delta$  estructurada tal que la matriz  $\mathbf{I} - \mathbf{M}\Delta$  sea singular:  $\mu(\mathbf{M}) = 1/\bar{\sigma}(\Delta)$ .

Esto es:

$$\mu(\mathbf{M}) := \left\{ \min_{\Delta} [\bar{\sigma}(\Delta) \mid \det(\mathbf{I} - \mathbf{M}\Delta) = 0] \right\}_{\text{para } \Delta \text{ estructurado}}^{-1} \quad (4.26)$$

donde:  $\mathbf{M} = \mathbf{W}\mathbf{G}_{cd}\mathbf{G}_p(\mathbf{I} + \mathbf{G}_{cd}\mathbf{G}_p)^{-1}$ .

$$\mathbf{G}_{cd} = \mathbf{D}\mathbf{G}_c.$$

Luego, la condición necesaria y suficiente para tener estabilidad robusta ante una incertidumbre del tipo diagonal es:

$$\mu(\mathbf{M}(j\omega)) < 1 \quad \forall \omega. \quad (4.27)$$

Cuando una matriz de funciones de transferencia se convierte en su forma de representación en espacio de estados, lo cual es necesario para poder realizar el análisis de robustez descrito recientemente, los retardos se incluyen aplicando la aproximación de *Pade* (para tener una aproximación razonablemente exacta, de manera que permita un análisis de estabilidad confiable, se realiza una aproximación de orden 6). Esta aproximación agrega una pequeña respuesta inversa debido a que los ceros que introduce en el semiplano derecho degrada ligeramente la estabilidad del sistema completo. En consecuencia, la robustez del sistema real será mejor que los resultados obtenidos en el análisis realizado según lo descrito.

Se propone para el análisis de robustez, una matriz de pesos unitaria diagonal  $\mathbf{W}$  dentro del ancho de banda completo del sistema. Luego, se calcula la función- $\mu$  del

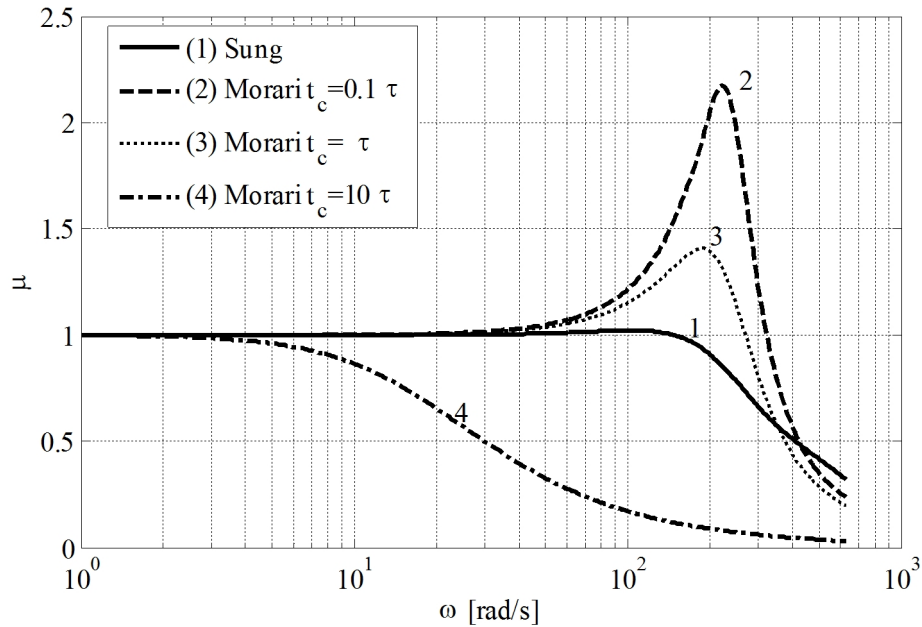


Figura 4.5: función- $\mu$  para cada una de las diferentes sintonizaciones de los controladores.

sistema utilizando el algoritmo de iteraciones D-K (Skogestad y Postlethwaite, 2005). El resultado para los diferentes controladores sintonizados puede verse en la figura 4.5. Dependiendo de que tan lejos de 1 está el valor de  $\mu$  a cada frecuencia, es lo lejos que se encuentra el sistema del límite de inestabilidad (ver la ecuación 4.27), o en cuanto se debe reducir la incertidumbre para hacer que el sistema se vuelva estable. Puede verse en la mencionada figura, que el PID sintonizado con el método de Morari es más robusto cuando se elige un valor de  $t_c$  mayor. La información obtenida en esta sección, conjuntamente con las respuestas que se obtengan en las simulaciones utilizando las diferentes sintonizaciones de los controladores, servirán para elegir el conjunto de parámetros del controlador mas adecuado a la aplicación.

#### 4.4. Evaluación del comportamiento del algoritmo mediante simulaciones

Las simulaciones fueron programadas en C++, aprovechando luego el mismo código al momento de la implementación práctica.

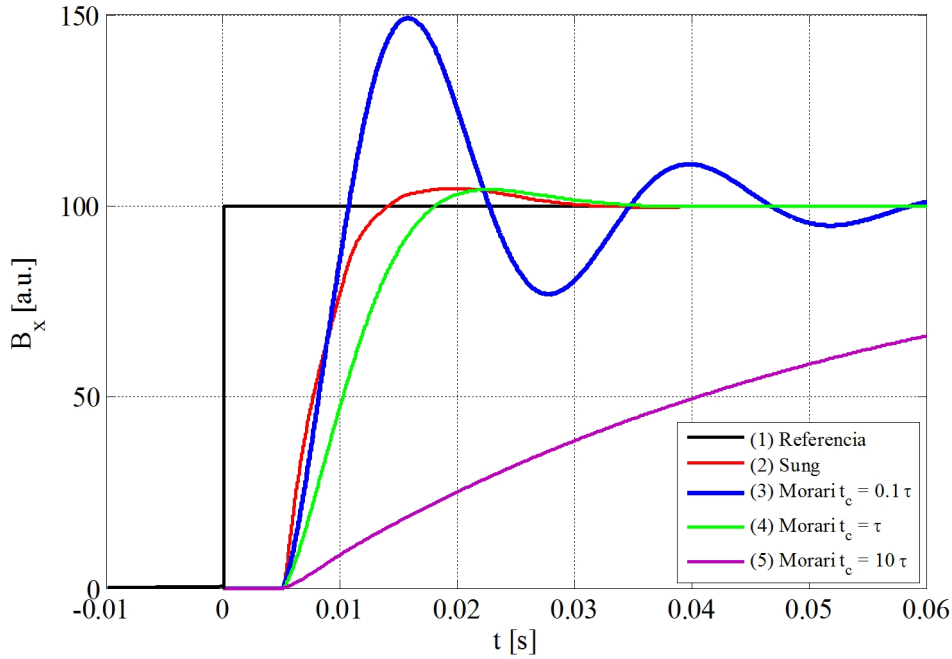


Figura 4.6: Respuesta del sistema en el circuito de control de  $B_x$  ante una entrada escalón, para diferentes sintonizaciones del controlador. Los demás lazos de control se encuentran apagados.

En la figura 4.6 se puede comparar la respuesta del sistema en la salida de  $B_x$  para diferentes conjuntos de configuraciones de los parámetros del PID, cuando se aplica una señal de referencia tipo escalón a la entrada de este circuito de control, mientras que los demás se encuentran a lazo abierto y con sus respectivas señales de comando a la planta en cero. Se puede observar que el PID sintonizado con el método de Morari presenta un gran sobrepico en su respuesta cuando se lo sintoniza para tener una planta con un pequeño tiempo de subida ( $t_c = 0, 1\tau$ ). Por el contrario, si no se quiere tener esta respuesta tan impulsiva, se deberá optar por un sistema lento sintonizando el PID con el método de Morari ( $t_c = 10\tau$ ). Por otro lado, para una respuesta con sobrepico del orden del 10% de la amplitud del escalón introducido en la señal de referencia, se obtiene un sistema más veloz si se sintoniza el PID con el método de Sung, que si se usa el método de Morari con  $t_c = \tau$ .

Considerando lo recientemente explicado y el análisis de robustez de la sección anterior, se puede concluir que el controlador sintonizado con el método de Sung es el que ofrece una mejor solución de compromiso entre velocidad de respuesta y estabilidad

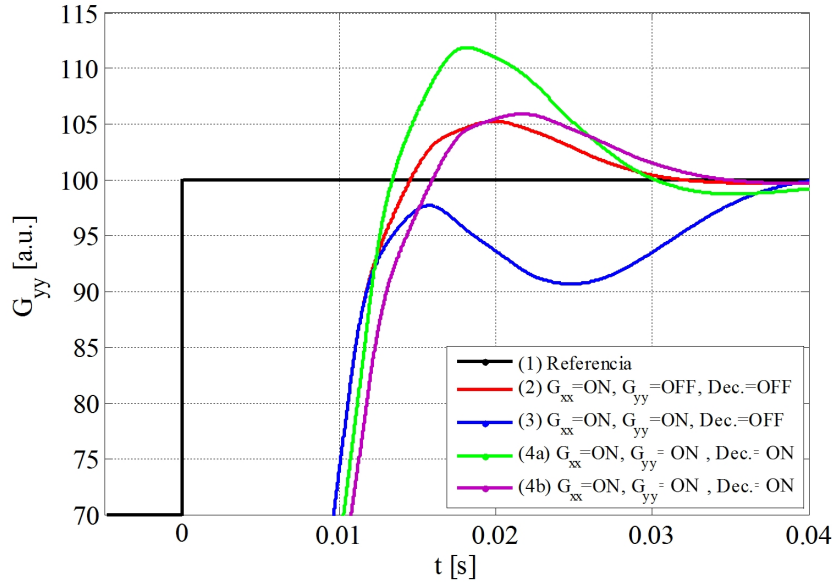


Figura 4.7: Respuesta al escalón de  $G_{xx}$ : (1) Señal de referencia. (2)  $G_{xx}$  a lazo cerrado ( $G_{xx} = \text{ON}$ ) y  $G_{yy}$  a lazo abierto ( $G_{yy} = \text{OFF}$ ), (3)  $G_{xx}$  y  $G_{yy}$  a lazo cerrado sin desacoplador (Des.=OFF), (4a)  $G_{xx}$  y  $G_{yy}$  a lazo cerrado con desacoplador y (4b), similar a (4a), pero con el PID sintonizado teniendo en cuenta el retardo agregado por el desacoplador.

robusta. Por ello, en adelante se adopta el método de Sung para la sintonización de los controladores de todos los circuitos de control ( $B_x$ ,  $B_y$ ,  $B_z$ ,  $G_x$  y  $G_y$ ).

Cuando se aplica un escalón como señal de referencia  $r_1$  del circuito de control de  $G_{xx}$ , no solamente se ve modificado el valor de  $G_{xx}$ , sino que también el de  $G_{yy}$  y  $G_{zz}$  (debido a las interacciones entre variables). Este fenómeno es el responsable de la degradación en la respuesta del sistema cuando todos los lazos de control están cerrados y no se usa desacoplador. Los mejores resultados se obtienen desacoplando y teniendo en cuenta el retardo adicional que incorpora el desacoplador al momento de sintonizar los controladores (ver la figura 4.7).

La figura 4.8 muestra el comportamiento del sistema ante una perturbación del tipo escalón afectando el lazo de  $G_{xx}$ , con amplitud 300[u.a.] e introducida en  $t = 5\text{ms}$ . Se puede ver acá la aptitud del sistema para rechazar perturbaciones de este tipo. Es importante notar que debido a la ley del magnetismo de Gauss, la perturbación no puede ser introducida únicamente en el lazo de  $G_{xx}$ , sino que afecta al menos a dos gradientes simultáneamente.

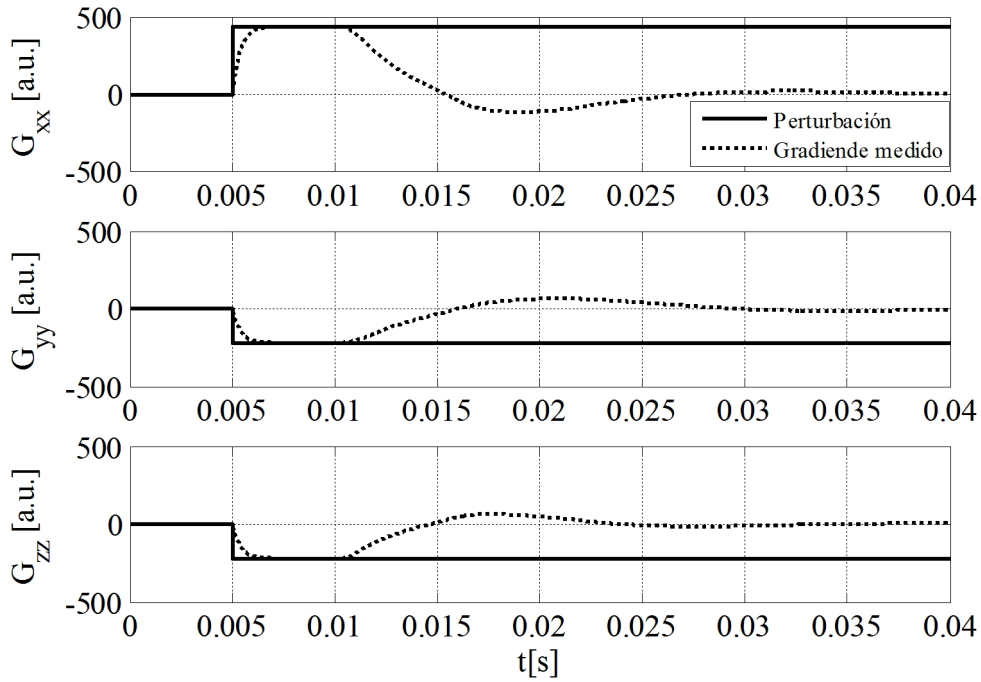


Figura 4.8: Respuesta para el rechazo de perturbaciones del tipo escalón con el sistema completo funcionando (incluyendo el desacoplador) en condiciones de lazo cerrado.

## 4.5. Resultados experimentales

El sistema real se implementa digitalmente a una frecuencia de muestreo de 2kHz, con un filtro “anti-aliasing” fijado en 400Hz.

En la figura 4.9 se muestra un diagrama en bloques del equipo de compensación activo de campos magnéticos. Estos campos son medidos utilizando sensores de efecto “Hall”, cuyas salidas se acondicionan para introducirlas al controlador, mediante una serie de amplificadores de instrumentación. Las salidas digitales de los PID son convertidas en señales analógicas para el manejo de las fuentes de corriente que están conectadas a las bobinas de compensación. En el capítulo dedicado al desarrollo del equipamiento utilizado en la tesis se presenta una descripción detallada de estos sistemas.

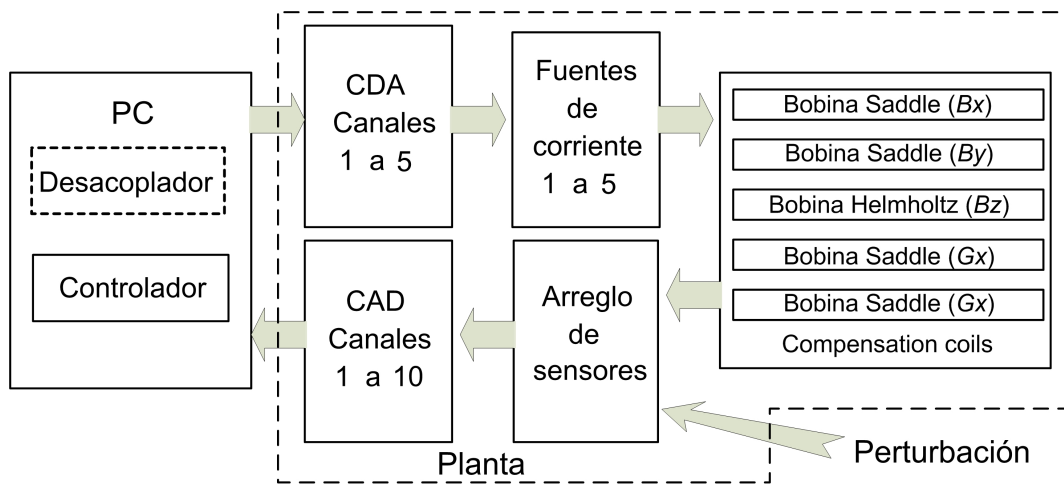


Figura 4.9: Diagrama en bloques del sistema de compensación.

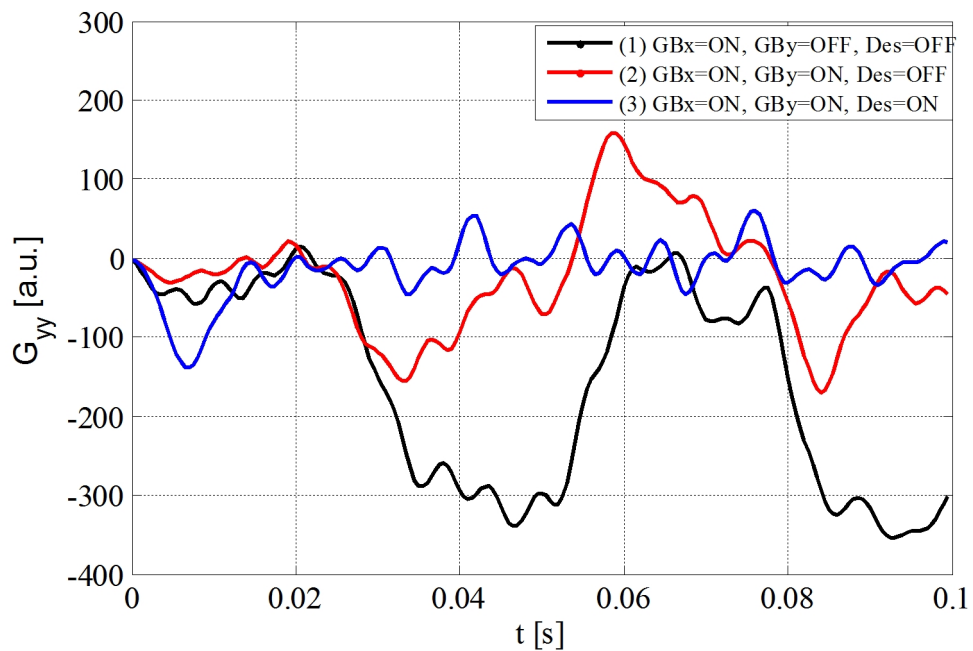


Figura 4.10: Efecto que tiene el desacoplador en el comportamiento del sistema activo de compensación de gradientes.

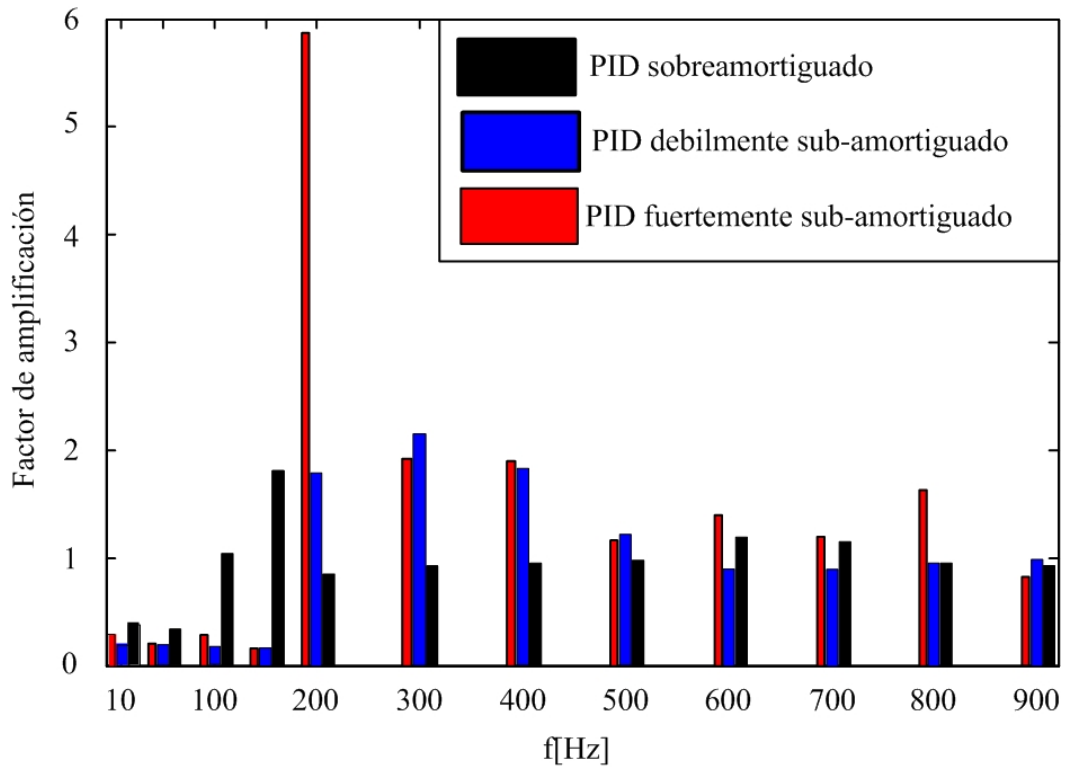


Figura 4.11: Respuesta en frecuencia del sistema para el circuito de control de  $B_x$ , según diferentes condiciones de sintonización de los controladores PID.

#### 4.5.1. Evaluación del comportamiento del sistema

El primer experimento realizado consistió en probar la respuesta de los sistemas de compensación de gradientes aplicando un escalón en la señal de referencia del circuito de control en  $G_{xx}$ . En la figura 4.10 se puede ver que la influencia de  $G_{xx}$  sobre  $G_{yy}$  está fuertemente relacionado con el hecho de si se está utilizando el desacoplador o no.

La respuesta en frecuencia del sistema se analizó introduciendo una perturbación mono-armónica de amplitud constante, y realizando un barrido en frecuencia. La ganancia del sistema fue calculada a cada frecuencia para tres sintonizaciones diferentes de los controladores PID: a) utilizando el PID sintonizado mediante el método de Sung (ligemente subamortiguado), b) modificando la sintonización del caso a) para hacerla sobreamortiguada y c) similar al caso anterior, pero para tener una respuesta del sistema fuertemente sub-amortiguado. Como se puede ver en la figura 4.11, para cada condición diferente de sintonización de los controladores, el sistema atenúa la perturbación dentro de un ancho de banda determinado, hasta un límite de fre-



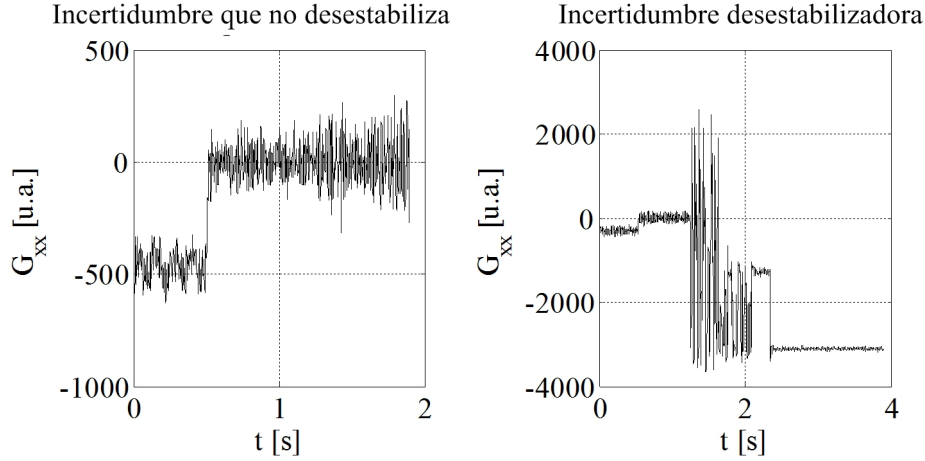


Figura 4.12: Prueba de robustez del sistema ante incertidumbres en el modelo. La planta se modificó en  $t=1.25s$

cuencia, a partir del cual la perturbación es amplificada hasta una frecuencia máxima determinada por el filtro pasabajo anti-aliasing colocado en el lazo de realimentación. Frecuencias de ordenes superiores serán canceladas por este filtro y no serán afectada por el blindaje activo de manera alguna. Este efecto se lo conoce como efecto “waterbed” (Skogestad y Postlethwaite, 2005). Considerando las respuestas obtenidas, el mejor comportamiento del sistema de blindaje activo se obtiene con una sintonización ligeramente sub-amortiguado de los controladores.

#### 4.5.2. Pruebas para evaluar la robustez del sistema

En la figura 4.12, el sistema comenzó a cancelar un gradiente constante de  $-500u.a.$  en  $t = 0,5s$ . Luego, la planta se vio modificada súbitamente (incertidumbre del modelo) en  $t = 1,25s$  cambiando el valor de ganancia y agregando un polo al modelo en  $\omega = 100r/s$ . El sistema continuó estable mientras la variación en el modelo se mantuvo por debajo del límite impuesto en la figura 4.5 (50% de variación en la ganancia y la adición del polo en  $\omega = 100r/s$ ). Sin embargo, el sistema se volvió inestable para una variación de la ganancia del 300% y la adición del mismo polo.

---

## 4.6. Conclusiones del capítulo

Se describió la implementación de un sistema de compensación de perturbaciones de campo, tanto en su componente promedio especialmente homogénea, como en su gradiente espacial de primer orden (Shielding). Así mismo, este dispositivo permite corregir dinámicamente inhomogeneidades (solo las de primer orden), del campo generado por el imán principal del equipo de RMN (Shimming), o de fuentes externas a dicho imán. El algoritmo presentado, a pesar de su simplicidad, es capaz de resolver un problema mayor que presenta este sistema y que tiene que ver con su naturaleza multivariable, logrando además una atenuación de más del 75 % (tanto en Shimming como en Shielding), dentro de un ancho de banda máxima de 150Hz. Por la acción del desacoplador utilizado, los controladores de cada canal del sistema MIMO pudieron ser sintonizados individualmente mediante métodos estándares como si se tratasen de sistemas SISO. Una dificultad encontrada, reside en el hecho de que perturbaciones dentro de cierto rango de frecuencias fuera de los 150Hz, no solamente no pueden ser atenuadas, sino que las mismas se ven amplificadas por el sistema. Por lo tanto, es imperativo para la aplicación de este tipo de equipamiento, poder establecer claramente cual será el rango de frecuencias dentro del cual podrán presentarse posibles perturbaciones magnéticas.

---

# Capítulo 5

## Cancelación de perturbaciones armónicas

**Resumen:** En este capítulo se estudia una estrategia de control, para cancelar perturbaciones periódicas de campo magnético. La estrategia de control está basada en la acción simultánea de un controlador PID convencional, y un controlador capaz de cancelar selectivamente, ciertas señales armónicas. A pesar de la simplicidad del algoritmo, se mostrará que la acción del sistema combinado es capaz de cancelar perturbaciones dentro del rango de frecuencias donde el primer controlador las amplificaría por causa del efecto “waterbead”. La estrategia propuesta es particularmente útil para la cancelación selectiva, en una señal compuesta por múltiples componentes armónicos, de alguna de ellas. El método requiere que la componente a cancelar presente una variación lenta en sus valores de frecuencia y amplitud. Además, se plantea la posibilidad de extender el algoritmo para la cancelación de múltiples armónicas simultáneamente.

---

## 5.1. Introducción

En el capítulo dedicado a la cancelación activa de perturbaciones magnéticas, se consideraron campos magnéticos sin ninguna restricción en cuanto a su dependencia temporal. Sin embargo, cuando se trata de perturbaciones que poseen una dependencia periódica con el tiempo, puede utilizarse este conocimiento previo que se tiene de la señal para mejorar el comportamiento general del sistema.

Hay muchas aplicaciones donde es necesaria la atenuación o cancelación de perturbaciones del tipo periódicas, por ejemplo, para atenuar determinados sonidos que presenta una serie de componentes armónicas constantes, como son los producidos por ductos de enfriamiento, turbinas de avión, etc. (Kuo y Morgan, 1999; Nelson y Elliot, 1992). El problema de mitigar perturbaciones del tipo periódicas cuya frecuencia es desconocida es además, muy habitual en sistemas eléctricos y mecánicos. Diferentes soluciones se han propuesto, como por ejemplo, algoritmos adaptivos para estimar la frecuencia y la amplitud de la perturbación a cancelar, en combinación con un PLL (por las siglas en inglés para Phase Lock Loop) para generar la señal de interferencia que cancelará a la perturbación (Bodson y Douglas, 1997). También se han utilizados algoritmos adaptivos basados en modelos internos (conocido por las siglas en inglés para Internal Model Adaptive Algorithm, IMAA) para poder cancelar perturbaciones armónicas (Brown y Zhang, 2004).

En la mayoría de los casos, la solución está basada en controladores trabajando en el dominio del tiempo. Este tipo de controladores, puede compensar muy bien perturbaciones con cualquier dependencia temporal y que se presenten dentro de un determinado ancho de banda. Sin embargo, en el caso de perturbaciones compuestas por muchas armónicas, aquellas dentro de determinado ancho de banda serán atenuadas, mientras que otras fuera de esas frecuencias serán amplificadas: fenómeno conocido como efecto “waterbed” (Skogestad y Postlethwaite, 2005). Si estas últimas componentes pueden ser selectivamente eliminadas por otros medios, sería posible extender el rango dinámico efectivo de un controlador actuando en el dominio del tiempo (para cancelar en forma general perturbaciones de cualquier tipo). Este segundo controlador

---

propuesto, no puede ser implementado con un controlador realimentado convencional trabajando en el dominio del tiempo, ya que estaríamos en la misma situación original que se deseaba corregir. Los algoritmos de control actualmente más usados, están relacionados con algoritmos basados en gradiente (Nelson y Elliot, 1992), también con el denominado controlador HHC (siglas en inglés para Higher Harmonic Control) o con el controlador llamado “Multicyclic” (Johnson, 1982; Patt et al., 2005).

La simplificación en el método propuesto, radica en el uso de la transformada rápida de Fourier (por sus siglas en inglés FFT), para extraer la información de la señal medida en la salida de la planta, necesaria para cerrar el lazo de control usando un simple controlador proporcional-integral (PI). Esta es una característica importante del algoritmo debido a que, en el contexto de este problema, no es posible medir la perturbación que se quiere eliminar aisladamente, como es normalmente hecho cuando se realiza cancelación activa de sonido (Elliott y Nelson, 1993). En este caso, la perturbación magnética y el campo magnético generado por el equipo de RMN se miden juntas, siento muy complejo poder medirlas diferenciadas.

## 5.2. Estrategia de control

En el sistema para el cual se está diseñando el blindaje magnético activo, las perturbaciones que lo afectan normalmente se presentan como una combinación de perturbaciones no-periódicas (la más común de ellas un campo constante, y que eventualmente puede variar su magnitud; por ejemplo, el campo terrestre), combinadas con perturbaciones periódicas compuesta por un número finito de componentes armónicas (la más habitual, interferencia magnética de 50Hz y su tercer armónico, provenientes de líneas de alimentación eléctrica). En el sistema de control que se propone, las primeras serán canceladas por un controlador PID convencional (C1), trabajando en el dominio del tiempo, como ya fue desarrollado en el capítulo 4. Sin embargo en este caso, un segundo controlador PI trabajando en el dominio de la frecuencia (C2), se ha agregado para tratar con las perturbaciones armónicas (figura 5.1). Cabe aclarar que, cuando se dice “controlador en el dominio de la frecuencia”, se hace referencia a la manera en que se

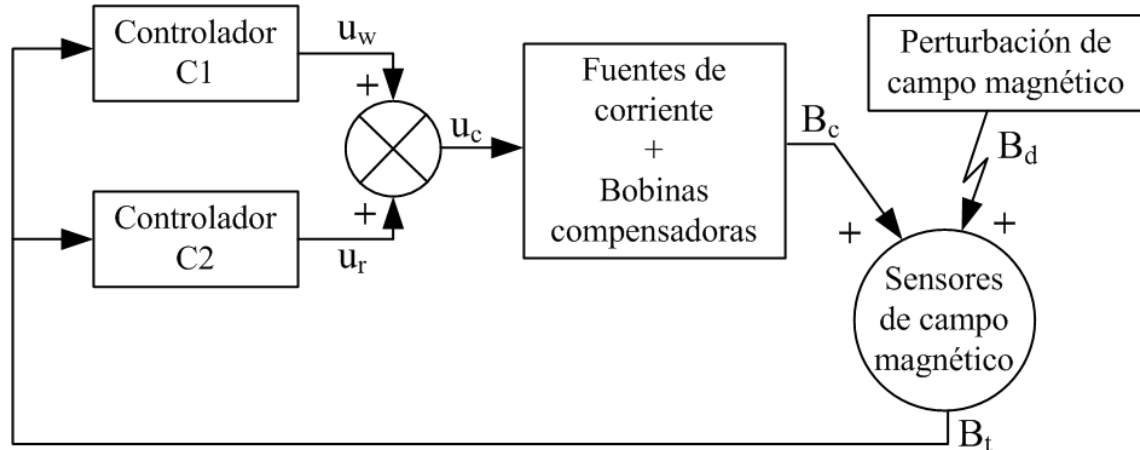


Figura 5.1: Descripción del sistema.

representan las señales de entrada a dicho controlador. Mientras que C1 trabaja con las señales tal cual ha sido medida por el sensor a lo largo del tiempo, C2 recibe como entrada de realimentación la transformada de Fourier del campo magnético medido.

Si una componente armónica se presenta a una frecuencia donde se manifiesta el efecto waterbed en el controlador C1, la acción de C2 compensará la de C1, y por lo tanto, extenderá el rango dinámico del sistema combinado.

Todos los campos magnéticos tratados en esta sección son dependientes del tiempo. Sin embargo, por simplicidad, no se incluye la dependencia con el tiempo de los diferentes campos magnéticos mencionados en el texto.

Si bien esta técnica puede aplicarse a todas las componentes espaciales del campo magnético perturbador, tanto en sus valores medios como en su gradiente de primer orden, como una primera aproximación y sin perder generalidad, se limitará al caso de la componente espacial en la dirección del campo principal (eje  $z$ ).

La señales mas relevantes que afectan al sistema mostrado en la figura 5.1 son las siguientes:

$$B_t = B_d + B_c = B_{rt} + B_{wt}, \quad (5.1)$$

---

donde:  $B_t$  es el campo magnético total sensado.

$B_d$  representa la suma de todas la perturbaciones que afectan al sistema de RMN.

$B_c$  es el campo magnético de compensación.

$B_{rt}$  es la componente de frecuencia  $f_r$  del campo magnético total.

$B_{wt}$  incluye todas aquellas componentes de  $B_t$ , cuya frecuencia son diferentes de  $f_r$ .

$$B_d = B_{rd} + B_{wd}, \quad (5.2)$$

donde:  $B_{rd}$  es la perturbación armónica que será cancelada por C2.

$B_{wd}$  representa todas las demás perturbaciones, diferentes de  $B_{rd}$ , y que deberán ser canceladas por C1.

$$B_{rd}(t) = \widehat{B}_{rd} \sin[2\pi f_{rd}t], \quad (5.3)$$

donde:  $\widehat{B}_{rd}$  es la amplitud de  $B_{rd}(t)$ .

$f_{rd}$  es la frecuencia de  $B_{rd}(t)$ .

$$B_c = B_{rc} + B_{wc}, \quad (5.4)$$

donde:  $B_{rc}$  es la señal de compensación generada por C2.

$B_{wc}$  es la señal de compensación generada por C1.

$$B_{rc}(t) = \widehat{B}_{rc} \sin[2\pi f_{rc}t + \theta_{rc}(t)], \quad (5.5)$$

donde:  $\widehat{B}_{rc}$  es la amplitud de  $B_{rc}(t)$ .

$f_{rc}$  es la frecuencia de  $B_{rc}(t)$ .

$\theta_{rc}(t)$  es la fase de  $B_{rc}(t)$  con respecto a  $B_{rd}(t)$ .

Para cualquier controlador cuya función es la de mitigar ruido del tipo armónico, la

solución a la que se llegue será equivalente a sumar una señal en contrafase a la salida de la planta, con la misma frecuencia y amplitud que aquellas del ruido que se quiere eliminar. Si los parámetros ( $\widehat{B}_{rd}$  y  $f_{rd}$ ) de la perturbación armónica (Eq. 5.3) son bien conocidos, será posible eliminar  $B_{rd}$  haciendo:

$$\widehat{B}_{rc} = \widehat{B}_{rd}, \quad (5.6)$$

$$f_{rc} = f_{rd}, \quad (5.7)$$

$$\theta_{rc} = K_{ri} \int_T |B_{rn}| dt, \quad (5.8)$$

donde:  $K_{ri}$  es un parámetro de diseño.

$T$  es el período de muestreo del lazo de control de C2.

$B_{rn}$  es la amplitud normalizada de  $B_{rt}$  definida como:  $\frac{B_{rt}}{\widehat{B}_{rd}}$ .

Si (5.6) y (5.7) se cumplen, entonces será posible encontrar un valor de  $K_{ri}$  que satisfaga  $\theta_{rc}(t) \rightarrow \pi$  cuando  $t \rightarrow \infty$ . Como se asume que la frecuencia y la amplitud de la componente armónica  $B_{rd}$  de la perturbación son constantes (o varían lentamente), entonces ambas  $\widehat{B}_{rd}$  y  $f_{rd}$  pueden ser aproximadas a través de una FFT de elevada resolución antes de comenzar el proceso de cancelación activa del campo magnético indeseado (esto significa realizando una FFT con una gran cantidad de muestras, ya que la separación entre líneas espectrales de la FFT es  $\Delta f = \frac{f_s}{N}$ , con  $\Delta f$  siendo la separación entre líneas espectrales,  $f_s$  la frecuencia de muestreo y  $N$  la cantidad de muestras utilizadas para realizar la FFT). Una vez que el controlador está completamente activo,  $B_{rt}$  es calculado periódicamente mediante una FFT, realizada esta vez con las muestras obtenidas durante el tiempo de cierre de lazo de C2 ( $T$ ).

$$\widehat{B}_{rc} \approx \widehat{B}_{rd}, \quad (5.9)$$



$$f_{rc} \approx f_{rd}, \quad (5.10)$$

$$\theta_{rc} = K_{ri} \int_T i_k |B_{rn}| dt, \quad (5.11)$$

donde:  $k$  es un índice que se incrementa con cada ciclo de control de C2:

$$i_k = \begin{cases} -i_{k-1} & \text{si } \frac{d\widehat{B}_{rt}}{dt} > \alpha \text{ y } \frac{d^2\widehat{B}_{rt}}{dt^2} > 0 \text{ o,} \\ & \text{si } \frac{d\widehat{B}_{rt}}{dt} < -\alpha \text{ y } \frac{d^2\widehat{B}_{rt}}{dt^2} > 0, \\ i_{k-1} & \text{en otro caso.} \end{cases}$$

Mediante el parámetro de diseño  $\alpha$ , se introduce histéresis en la condición de cambio de  $i_k$ . Para la primera iteración ( $k = 1$ ),  $i_k$  es inicializado con un valor de 1.

En (5.11), el signo del argumento de la integral se cambia cada vez que  $B_{rt}$  pasa por un mínimo. De esta manera, es posible mantener ambas señales ( $B_{rd}$  y  $B_{rc}$ ) en antifase, a pesar de que sus amplitudes pudieran ser diferentes. En estado estacionario, el sistema se comportará como un controlador del tipo “ON/OFF”, manteniendo a  $B_{rt}$  oscilando en torno a un mínimo (modulación de amplitud - AM por sus siglas en inglés - con un índice de modulación pequeño). Este comportamiento parece ser un factor común para este tipo de controladores, ver por ejemplo (Sergeant et al., 2007). La amplitud de la oscilación dependerá fundamentalmente del intervalo de tiempo entre el momento en que  $B_{rt}$  alcanza el mínimo, y el momento en que ocurre el cambio de signo en el argumento de la integral de (5.11). Idealmente, si este intervalo se reduce a cero, la amplitud de las oscilaciones desaparecen (no hay modulación). Sin embargo, por razones de robustez, es imperativo admitir cierta histéresis (como en todo controlador del tipo “ON/OFF”) eligiendo un valor de  $\alpha > 0$ .

Se desea que la componente del campo magnético total de frecuencia  $f_r$ , nunca sea

mayor que la perturbación a dicha frecuencia, esto es:

$$B_{rt} < B_{rd}. \quad (5.12)$$

Esta condición puede ser expresada en términos del ángulo de fase de la siguiente manera:

$$\pi - \frac{\pi}{3} < \theta_{rc} < \pi + \frac{\pi}{3}, \quad (5.13)$$

lo que a su vez implica que debe ser satisfecha la siguiente condición:

$$K_{ri} \int_T |B_{rn}| dt < \frac{\pi}{3}. \quad (5.14)$$

Como  $B_{rn}$  está normalizado, su máximo valor posible será 2 (cuando  $B_{rc}$  y  $B_{rd}$  estén en fase). Luego se tiene que:

$$K_{ri} 2 T < \frac{\pi}{3} \Rightarrow K_{ri} < \frac{\pi}{6 T} = K_{ri_{max}}. \quad (5.15)$$

Si la frecuencia de la perturbación cambia súbitamente de valor, haciendo  $f_{rd} \neq f_{rc}$ , mientras que las amplitudes no sufren modificación alguna, la envolvente de la suma  $B_{rc} + B_{rd}$  será:

$$env\{B_{rc} + B_{rd}\} = 2A \operatorname{sen}\left(\frac{|f_{rc} - f_{rd}|}{2}t\right), \quad (5.16)$$

donde:  $A = \widehat{B}_{rc} = \widehat{B}_{rd}$ .

$env\{\cdot\}$  devuelve la envolvente de la señal en su argumento.

Usando (5.16), para preservar la desigualdad (5.12), se debe satisfacer que:

$$T < \frac{2}{d_f} \operatorname{asin}\left(\frac{1}{2}\right) \Rightarrow T < \frac{\pi}{3d_f}, \quad (5.17)$$

donde:  $d_f = |f_{rd} - f_{rc}|$ .

Como la dinámica de la planta está intrínsecamente considerada por el algoritmo

---

de control de C2, la señal de comando aplicada a la planta  $u_c$  solamente dependerá del la ganancia  $K_p$  de la función de transferencia:

$$u_c = K_p^{-1} * B_{rc}, \quad (5.18)$$

donde:  $K_p$  es la ganancia de la función de transferencia de la planta. Para el caso implementado,  $K_p = K_{33}$  del cuadro 4.1.

Los controlador C1 y C2, no están acoplados mutuamente. Esto es debido a que C1 solamente puede modificar la magnitud de la perturbación vista por C2, pero de manera constante en el tiempo una vez que el sistema está en régimen, y esto será visto por la FFT que se realiza al comienzo del funcionamiento del algoritmo de control de C2. Además, C1 ve al campo magnético generado por C2 como una perturbación cualquier mas.

### 5.3. Evaluación del comportamiento del algoritmo mediante simulaciones

El algoritmo fue aplicado a un controlador dedicado a manejar un blindaje magnético activo (Forte et al., 2010). La variable controlada  $B_c(t)$  es el campo magnético medio a lo largo del eje axial al campo principal del imán. El actuador consiste en una serie de bobinas generadoras de este campo magnético homogéneo a lo largo del mismo eje de  $B_r(t)$ . La corriente que circula por estas bobinas es manejada por la acción combinada de los controladores C1 y C2. La planta es modelada por una función de transferencia de segundo orden con retardo:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-sT_p}}{\omega^2 s^2 + 2\xi\omega s + 1}, \quad (5.19)$$

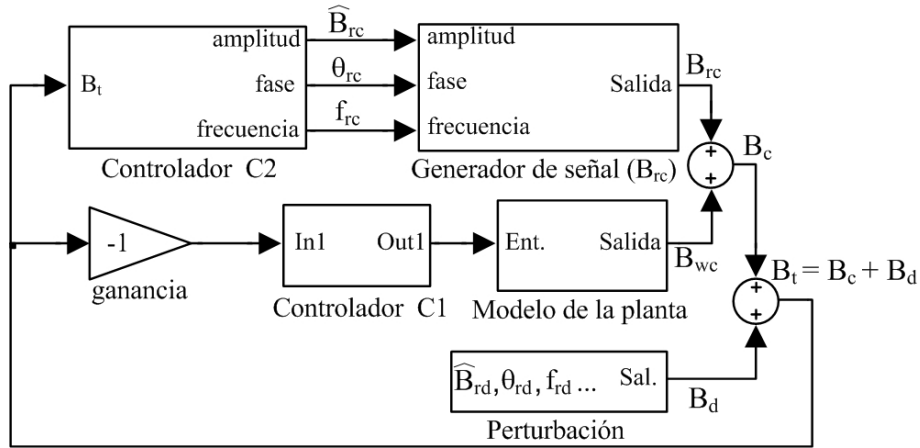


Figura 5.2: Modelo de simulación: diagrama general.

donde:  $G(s)$  es la función de transferencia en el dominio de Laplace ( $s$ ).

$T_p$  es el tiempo de retardo [s].

$\xi$  es el factor de amortiguamiento.

$\omega$  es la frecuencia natural del sistema [r/s].

Los valores de los parámetros de la función de transferencia son:  $K_p = 25.54$ ,  $T_p = 510e-5$ ,  $\xi = 0.647$  and  $\omega = 1.4e-3$  (Forte et al., 2010).

Las simulaciones fueron realizadas utilizando la herramienta Simulink de MatLab. Un diagrama en bloques general del modelo usado puede observarse en la figura 5.2. La planta ha sido modelada con una función de transferencia lineal de segundo orden, incluyendo un retardo y saturación para representar la máxima corriente de salida de las fuentes que manejan las bobinas (figura 5.3a). Como ejemplo, se considera el caso en donde el sistema tiene que tratar con una perturbación compuesta de dos componentes de frecuencia mas una señal constante (figura 5.3b).

C1 atenúa las perturbaciones constantes y las componentes armónicas cuya frecuencia están dentro del ancho de banda del controlador. Una señal de compensación se agrega para poder cancelar aquella armónica cuya frecuencia está definida dentro del rango donde se hace dominante el efecto “waterbed” para el controlador C1. Esta señal es generada por el subsistema mostrado en la figura 5.3c y es manejada por el controlador C2.

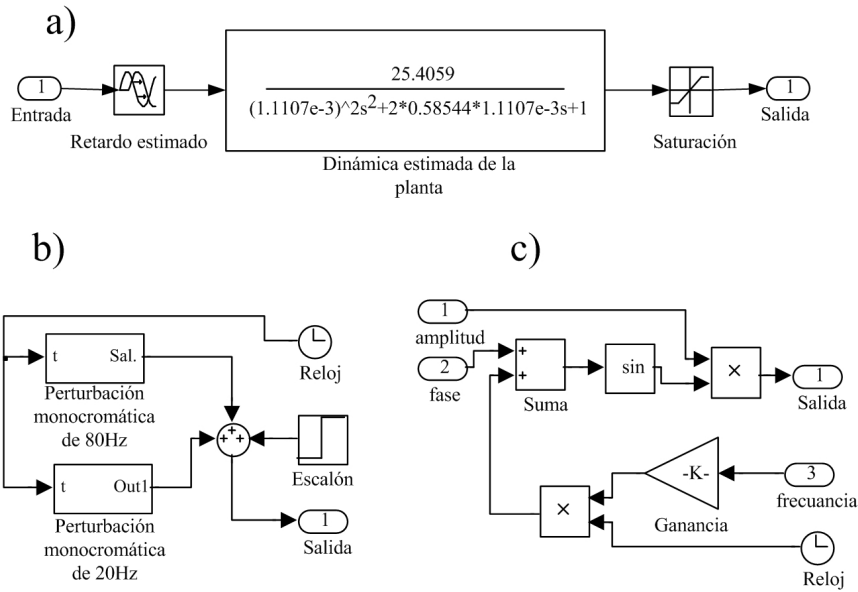


Figura 5.3: Detalles de los bloques de la figura 5.2: a) Modelo de la planta. b) Perturbación (con dos componentes de frecuencia y una señal constante). c) Generador de  $B_{rc}$ .

La señal de entrada al controlador C1 es el error  $e$  definido como sigue:

$$e(s) = r(s) - c(s) \quad (5.20)$$

donde:  $c$  es la variable controlada.

$r$  es la señal de referencia.

El propósito de este control es cancelar el campo magnético presente en la zona de exclusión, esto significa que  $e(s) = -c(s)$ . La ecuación del controlador PID (Ziegler y Nichols, 1942) es:

$$u_w(s) = K_w \left[ 1 + \frac{1}{T_{iw}s} + T_{dw}s \right] e(s) \quad (5.21)$$

donde:  $u_w(s)$  es la salida del controlador, y la entrada de control a la planta.

$K_w$ ,  $T_{iw}$  y  $T_{dw}$  son los parámetros del controlador.

Este controlador fue sintonizado siguiendo el método de Sung (Sung et al., 1998) y se obtuvo el siguiente resultado:  $K_w = 13.6e-3$ ,  $T_{iw} = 2.7$  and  $T_{dw} = 1.5e-3$ . Las simulaciones se llevaron a cabo luego de discretizar el controlador (Ogata, 1987).

---

Cuando el controlador que trabaja en el dominio de la frecuencia C2 comienza a actuar, una FFT con un gran número de muestras es realizada para poder determinar la amplitud y la frecuencia de la perturbación ( $B_{rd}$  y  $f_{rd}$ ) que se va a querer cancelar. Durante esta etapa, ambos controladores aún se encuentran sin operar. Luego, se encenderán C2 y C1 consecutivamente, en este orden. Una vez que el sistema ya se encuentra trabajando normalmente, C2 realiza una FFT de menor cantidad de muestras, solo con aquellas que se pueden adquirir en el tiempo en el cual se cierra este lazo de control. De esta manera, según la frecuencia de muestreo utilizada para C2, será posible poder seguir la variación de frecuencia de la perturbación hasta una velocidad máxima. El subsistema que sigue la variación de frecuencia, está constantemente integrando la amplitud de la componente del campo total resultante a la frecuencia  $f_{rc}$ , esto es  $B_{rc}(t) + B_{rd}(t)$ . A esta señal de realimentación se la normaliza dividiéndola por  $\widehat{B_{rd}}$ , para poder mantener la ganancia del lazo de control independiente de la magnitud de la perturbación.

Los parámetros del controlador C2 fueron fijados como sigue: frecuencia de muestreo  $f_s = 1KHz$ , período del lazo de control  $T = 64ms$ ,  $K_{ri} = 5 < \pi/(6 * T)$ . Por lo tanto, el máximo cambio posible durante un período  $T$ , de la frecuencia de la perturbación es:  $d_{f_{max}} = \pi/(3 * T) = 16,4Hz$ .

El bloque mas importante de este controlador es aquel encargado de manejar el signo del argumento de la integral de C2, el cual ajusta constantemente el valor de  $\theta_c(t)$  de manera de mantener a la perturbación y a su señal compensadora en contrafase. La decisión de conmutar el signo de manera que C2 pase de incrementar a decrementar el valor de la fase, o viceversa, es tomada en el momento en el cual la intensidad del campo total a la frecuencia  $f_{rc}$  pasa por un mínimo (ver figura 5.4). En dicha operación se aplica un filtro de promedio móvil antes y después de calcular la derivada, para minimizar el efecto de la amplificación del ruido que tiene la operación de derivar una señal. Un flip-flop J-K manejado por el signo de la derivada calculada anteriormente detecta el paso por un mínimo del campo magnético total en su componente de frecuencia  $f_{rc}$ . A la salida de este bloque, su señal es multiplicada por el valor

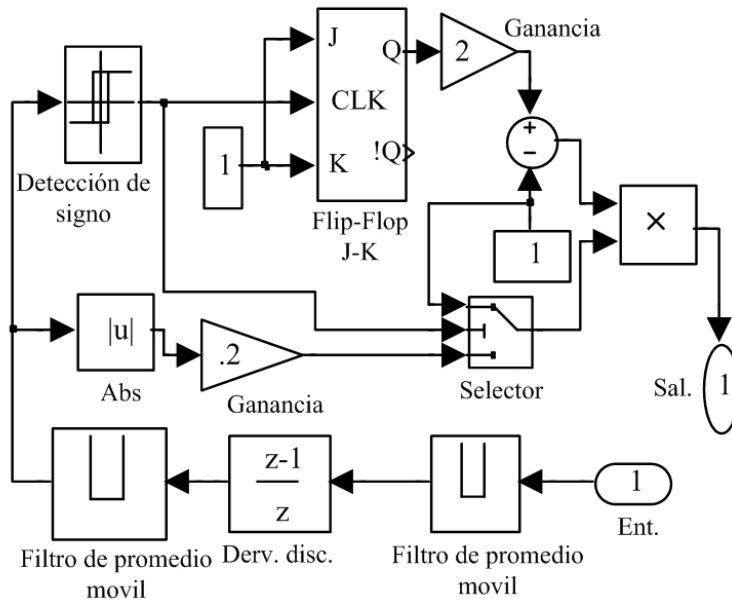


Figura 5.4: Detalles del bloque involucrado en la detección del mínimo de  $B_{rc}$ .

absoluto de la derivada, solamente cuando  $B_{rt}$  está disminuyendo en el tiempo.

Inicialmente, C1 fue probado con las siguientes dos componentes de frecuencia en la perturbación: 20Hz y 80Hz. La primera de ellas está dentro del ancho de banda donde C1 la puede reducir, mientras que la segunda es de una frecuencia a la cual se hace evidente el efecto “waterbed”. Las frecuencias mas allá del límite impuesto por la frecuencia de muestreo, serán eliminadas por el filtro “antialiasing” y no tendrán efecto en el sistema (Oppenheim et al., 1983). Luego, en  $t = 3,5s$ , se aplica un escalón de campo magnético. Como era de esperar, la componente de baja frecuencia es cancelada por el controlador, mientras que la otra será amplificada. El controlador C1 se comporta satisfactoriamente con la perturbación de tipo escalón, el cual es inmediatamente reducido. La misma perturbación fue luego aplicada al controlador C2. Debido a que este último algoritmo fue diseñado para cancelar únicamente una componente de frecuencia (la de mayor amplitud dentro de la zona de frecuencias que son amplificadas por C1), C2 atenúa únicamente la componente de campo de 80Hz sin afectar al resto de la perturbación. Es decir, que la componente constante no fue atenuada en absoluto por este controlador.

La figura 5.5 muestra el resultado de la simulación cuando ambos controladores,

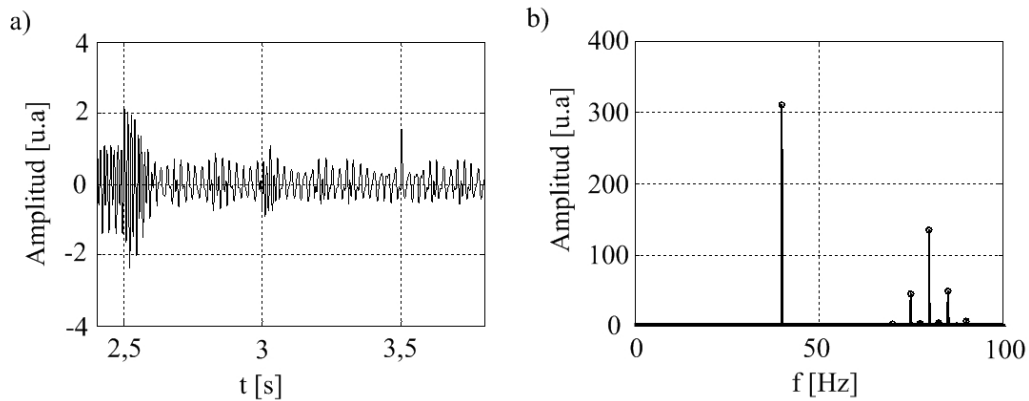


Figura 5.5: a) Campo magnético total cuando los dos controladores C1 y C2 están activos. En  $t = 3,5$ s se introduce una perturbación del tipo escalón. b) Espectro del campo magnético total después que la perturbación de tipo escalón fue aplicada.

C1 y C2, están trabajando simultáneamente. En  $t = 2,5$ s C2 comienza a atenuar la perturbación armónica con la información que tiene recolectada desde que se inició el sistema en  $t = 0$ s. C1 fue encendido en  $t = 3$ s. Se puede ver que aparecen dos pequeñas bandas laterales a la perturbación que se está cancelando, es decir, en torno a  $f = 80$ Hz. Esto es consecuencia de la modulación de amplitud que genera el controlador C2 por efecto de la histéresis introducida en el cambio de signo de la parte integral de dicho controlador. Sin embargo, la energía espectral total es convenientemente reducida por C2, lo que justifica que se admita la aparición de esta modulación.

## 5.4. Resultados experimentales

Los experimentos fueron llevados a cabo utilizando un equipo basado en un Controlador Digital de Señales (DSC, por sus siglas en inglés) TMS320F28335, el cual es el encargado de ejecutar las tareas de control. La señal de campo magnético es realimentada desde los sensores de efecto Hall, a través de unos conversores analógicos/digital (ADC por sus siglas en inglés) MAX1316. Dos conversores digital-analógicos DAC8544 proveen de las salidas analógicas utilizadas para manejar las fuentes de corriente que alimentan a las bobinas generadoras del campo magnético de compensación. La variabilidad del período de muestreo es un factor que afecta de manera crítica el desempeño



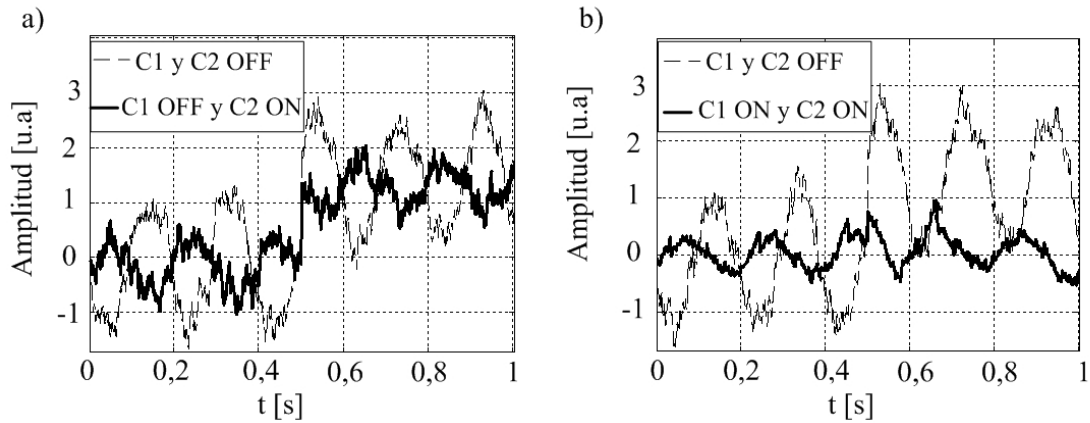


Figura 5.6: a) El controlador C2 puede atenuar una perturbación armónica pero no tiene efecto alguno sobre otras como una del tipo escalón b) La acción combinada de los dos controladores (C1 y C2) resulta en un sistema capaz de eliminar perturbaciones tanto armónicas como transitorias.

del sistema, ya que cualquier modificación del mismo se traduce en un desfase entre la señal compensadora de campo y la perturbación armónica que quiere ser eliminada. Este desfase será corregido por el algoritmo del controlador, pero mientras tanto, aparecerá (durante un lapso de tiempo) una señal armónica indeseada en el campo magnético donde se encuentra sumergida la muestra. Para minimizar este fenómeno, el tiempo de muestreo al cual se cierra el lazo de control, está determinado por un reloj de tiempo real (RTC, por sus siglas en inglés) de precisión, propio del controlador utilizado. Los detalles constructivos del equipo utilizado se describen en el capítulo 7.

En el primer experimento realizado, se caracterizó la respuesta en frecuencia de C1. En el mismo puede verse que el efecto “waterbed” comienza a manifestarse a partir de una frecuencia de aproximadamente 10Hz. En contraste con C1, el controlador C2 no presenta una región del espectro en frecuencias donde las perturbaciones sean amplificadas. Sin embargo, solo puede eliminar un número finito de componentes armónicos, para el ejemplo considerado este número se limitó a una sola. De manera que no tendrá efecto en una perturbación, por ejemplo, del tipo escalón (figura 5.6a). Los dos controladores C1 y C2, se encuentran en realidad trabajando de manera solidaria, y simultáneamente, como ya fue oportunamente explicado. De esta manera, se tiene un sistema con buenas características en frecuencia, en el sentido de que puede re-

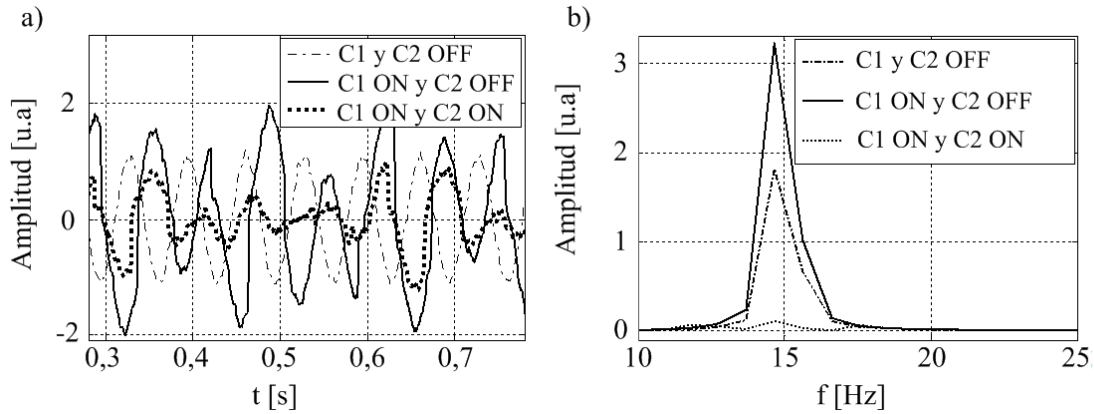


Figura 5.7: Comportamiento del sistema ante una perturbación armónica de frecuencia tal que se hace evidente el efecto “waterbed” en C1. a) Señales en el dominio del tiempo. b) Representación espectral.

ducir perturbaciones armónicas dentro de su ancho de banda operativo, y sin presentar regiones donde estas puedan ser amplificadas, al mismo tiempo que mantiene la capacidad que posee C1 de mitigar perturbaciones transitorias como un escalón (figura 5.6b). El experimento cuyo resultado se muestra en la figura 5.6, fue realizado aplicando al sistema una perturbación de campo magnético cuya frecuencia se encuentra dentro del ancho de banda de C1. La figura 5.7 muestra el caso donde la perturbación se presenta a una frecuencia donde el efecto “waterbed” es dominante. Como puede verse en la figura, esa componente puede ser prácticamente eliminada por la acción de C2, cuando ambos controladores están actuando.

## 5.5. Discusión sobre el comportamiento del control propuesto

Una deficiencia del controlador propuesto está relacionado con el algoritmo de seguimiento de fase. En el mismo, la determinación del signo del argumento de la parte integral de C2, la cual se encarga de modificar la fase de la señal de compensación de manera de mantener a ésta siempre en oposición de fase respecto de la perturbación, se realiza en base a cálculos donde interviene la derivada del campo total realimentado.

---

Como ésta operación es muy sensible a ruidos, podría introducirse un error que haga que el controlador cambie el signo antes mencionado, cuando el campo total a la frecuencia que se quiere eliminar la armónica  $B_{rt}$  todavía no pasó por un mínimo. Esta resultaría en un desfase completo y momentáneo de la señal compensadora respecto de la perturbación, de manera que produciría un pico indeseado pero transitorio en la magnitud de  $B_{rt}$  (este pico es de valor  $\widehat{B}_{rc} + \widehat{B}_{rd}$ ). Para reducir esta posibilidad, es que se hace muy importante la utilización de la derivada en su forma con ancho de banda limitado (menos sensible a ruido) y de filtros de promedio móvil para suavizado (en la señal antes de derivar, y en el resultado de la derivada después). Además, para mejorar la robustez del sistema y hacerlo mas insensible justamente a estos efectos explicados, es que se agrega histéresis en la decisión del cambio de signo.

Debido a errores propios de los cálculos numéricos que se hacen cuando se calcula la FFT, la amplitud y la frecuencia de la señal compensadora siempre diferirá en alguna medida de la perturbación que se quiere cancelar. Por esta razón, es que el controlador debe estar constantemente ajustando la fase de  $B_{rd}(t)$  para poder cancelar la señal indeseada. Esto impone al sistema el máximo valor que podrá tener el período del lazo de control. Además, en cada ciclo de control, se realiza una FFT de  $B_t(t)$  para poder obtener la señal de realimentación al controlador. Esta FFT, debe estar hecha con un número mínimo de muestras para poder caracterizar a  $B_{rt}$  con suficiente exactitud. Este número mínimo de muestras será el que limite la máxima frecuencia a la que se podrá ejecutar el ciclo de control. Por lo tanto, el algoritmo utilizado para corregir la fase de la señal compensadora, es críticamente afectado por el ancho de banda del sistema. Estas limitaciones podrían ser superadas si se sensara la perturbación de manera aislada fuera del volumen de exclusión donde se encuentra la muestra y usando un controlador prealimentado (“feedforward”). Sin embargo, en esta aplicación, el campo magnético alrededor del sitio donde se encuentra la muestra también está afectado por el campo del imán (bobina) principal del equipo de RMN.

A diferencia de otras estrategias de control comúnmente utilizadas para cancelar perturbaciones o seguir referencias que sean periódicas en el tiempo, como ser “control

---

repetitivo” (Hara et al., 1985) o control de aprendizaje iterativo (Arimoto et al., 1986), el método simple propuesto en esta tesis, puede eliminar componentes armónicos de una señal de manera selectiva. Esta es una característica importante ya que permite al sistema eliminar ciertas perturbaciones, sin afectar otras componentes de frecuencias que resulten necesarias. Los controladores actualmente utilizados para la cancelación selectiva de determinados componentes armónicos en un sistema, están basados en la estimación de dichas señales indeseadas (ver por ejemplo Bodson et al. (2001)). En el caso de esta tesis, se obtiene el valor de la señal que se quiere cancelar en cada ciclo de control mediante una FFT. De esta manera, se evita cualquier posibilidad de no convergencia que tienen los algoritmos estimadores. Además de esto, si por alguna circunstancia el controlador perdiera la fase de la señal compensadora de manera que está ya no estuviera en antifase con la perturbación a eliminar, el sistema aún es capaz de recuperarse por si mismo luego de un pequeño transitorio donde la perturbación podrá ser amplificada a lo sumo por un factor dos.

## 5.6. Conclusiones del capítulo

En este capítulo, se mostró que el efecto “waterbed” asociado a controladores que trabajan en el dominio del tiempo, puede ser parcialmente compensado utilizando un simple controlador PI cuya señal de realimentación sea la información espectral de la salida del sistema. De esta manera, se puede mejorar la respuesta dinámica del sistema combinado formado por un controlador convencional juntamente con el controlador propuesto. Además, el esquema de control presentado puede ser extendido para eliminar simultáneamente mas de una componente armónica de la señal de salida, siempre y cuando los valores de amplitud, frecuencia y fase de ellas se mantengan constantes o varíen muy lentamente en relación a la velocidad con que se cierra el lazo de control. Los resultados experimentales resumidos en la en figura 5.7 muestran claramente que una implementación práctica del controlador propuesto, además de ser sumamente sencilla, puede ser muy eficiente.

---

# Capítulo 6

## Conmutación rápida de campo

**Resumen:** En este capítulo se desarrolla un algoritmo nuevo para el control de la conmutación del campo magnético principal de un aparato FFC. El algoritmo propuesto se basa e incorpora elementos utilizados para el posicionamiento rápido de sistemas mecánicos, integrándolos e introduciendo mejoras y modificaciones que permiten su aplicación al caso particular del control de campos magnéticos.

---

## 6.1. Introducción

Según lo que ya ha sido establecido en capítulos anteriores, un experimento de RMN requiere que la muestra bajo medición, se encuentre inmersa en un campo magnético con características particulares. Además, dentro de las diferentes técnicas de medición con RMN existentes, se halla la denominada RMN con ciclado rápido de campo, la cual permite trabajar con una buena relación señal-ruido, independientemente del valor de campo al cual se hace evolucionar el experimento. En este contexto, los tres aspectos claves relacionados con el control del campo magnético, que definen la respuesta del sistema son: la velocidad de conmutación del campo, la duración del transitorio y la estabilidad del campo una vez establecido el mismo en el valor deseado. El alcance de evolución logrado llega hasta el control de la corriente mediante un banco de transistores MOSFET, manejados por un sistema de control basado en un amplificador de error y un regulador PID (proporcional-integrador-derivador), sensando la corriente en una resistencia patrón (Schweikert, 1990a). Otra alternativa consiste, en cambio, en prescindir de esta modalidad y basar el diseño en la conmutación sincronizada entre diferentes fuentes de energía (Schauer et al., 1987; Seitter y Kimmich, 1999). Estas formas de control de campo han continuado desarrollándose, pero siempre partiendo de los métodos descriptos.

En este capítulo se propone una técnica nueva de control de campo, para lograr una gran velocidad de conmutación de la corriente (superior a la actual en un orden de magnitud), al tiempo de reducir el transitorio, manteniendo la estabilidad del campo con el sistema en régimen dentro de los valores deseados. Para lograrlo se propone la utilización de dos controladores diferentes, actuando cada uno de ellos en distintas etapas durante el cambio del valor de intensidad del campo magnético. El primer controlador se encargará de la conmutación rápida de corriente de un valor inicial a otro muy próximo al final deseado, utilizando para esto toda la energía disponible a tal efecto (la relación entre el campo magnético y la corriente es una constante, si se desprecian factores como el cambio de la geometría de la bobina con la variación de la temperatura, etc.). El segundo regulador, tomará el control de la corriente donde

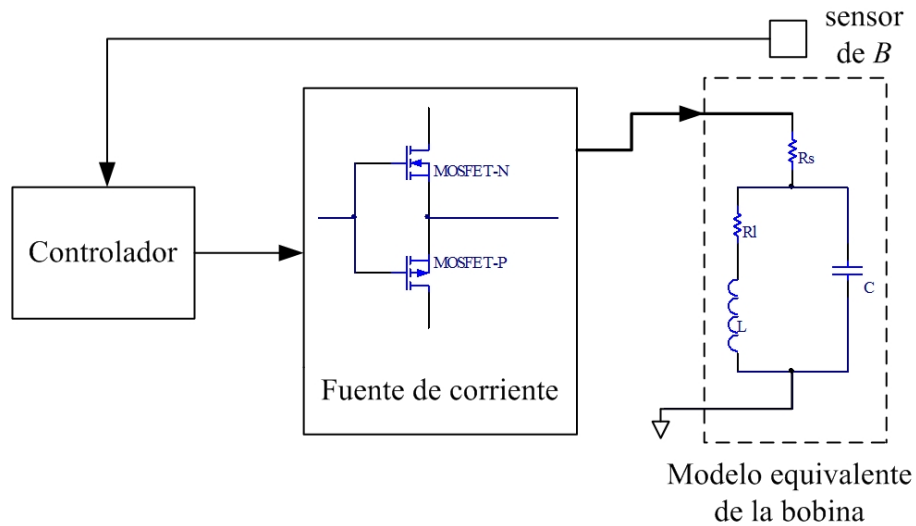


Figura 6.1: Sistema de generación del campo principal.

la haya dejado el primer controlador, y la llevará al nivel deseado suavemente, sin sobrepico, convergiendo a un valor de estado estacionario comprendido dentro del error permitido. Este algoritmo se basa en la aplicación de técnicas utilizadas para el posicionamiento rápido de sistemas mecánicos (Wang et al., 2007; Wu y Ding, 2008a,b) como la ya introducida en la sección 2.4; adaptándolas al control de campos magnéticos e incorporando modificaciones que mejoran su comportamiento.

## 6.2. Presentación del problema a resolver

El problema a resolver implica la necesidad de controlar la corriente circulante por una bobina, cuyo campo magnético axial es utilizado para la realización de experimentos de FFC-RMN (figura 6.1).

Durante la ejecución de este tipo de experimentos, se requiere la conmutación del campo magnético entre diferentes valores, pasando de campos de gran intensidad a otros muy pequeños (ver capítulo 1). En la figura 6.2 se definen valores de tiempos y campos magnéticos a utilizarse en este capítulo, para una secuencia de FFC-NMR como la presentada en el capítulo 1. En esta secuencia se destacan los siguientes aspectos:

- La conmutación de  $B_1$  a  $B_2$  debe realizarse de manera muy rápida, con  $T_{c1}$  en el

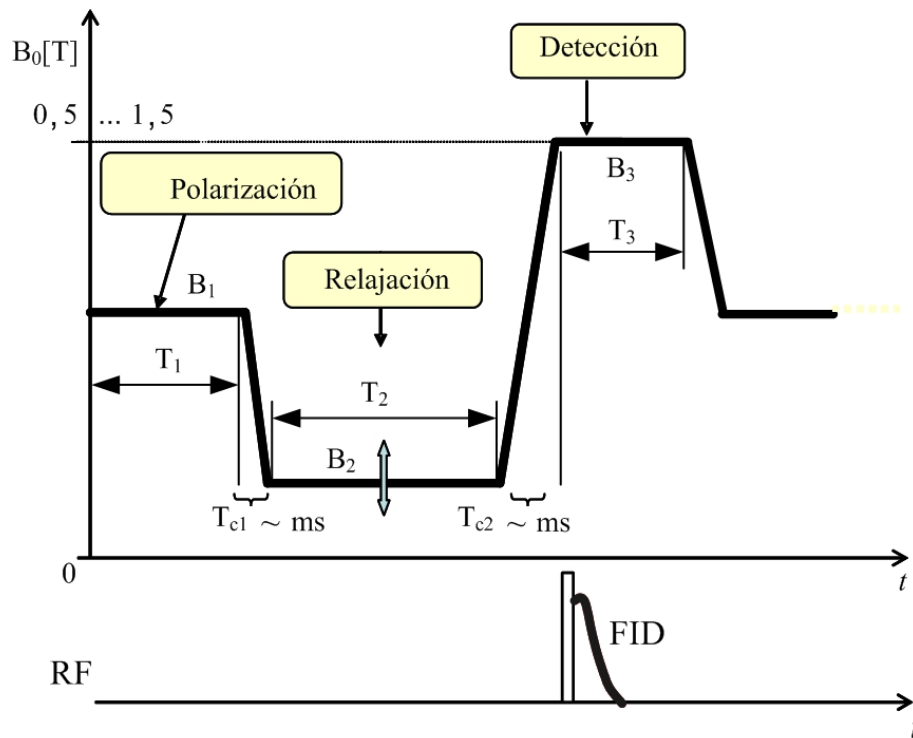


Figura 6.2: Secuencia básica en la conmutación del campo  $B$  para un experimento de FFC-NMR del tipo PP.

orden del milisegundo para un  $\Delta B = 0,5T$ .

- El decaimiento del campo de  $B_1$  a  $B_2$  debe seguir una trayectoria decreciente determinada.
- La conmutación de  $B_2$  a  $B_3$  debe realizarse de manera muy rápida, con  $T_{c2}$  en el orden del milisegundo para un  $\Delta B = 0,5T$ . Esto se cuenta desde que el valor del campo comienza a subir desde  $B_2$  hasta que se establece en  $B_3$  con un error del orden de 10 partes por millón (ppm).
- La subida del campo de  $B_2$  a  $B_3$  debe seguir una trayectoria creciente determinada (por ejemplo, exponencial), evitando los sobrepicos y oscilaciones al alcanzar el nivel de  $B_3$ .

Para alcanzar estos objetivos, se propone diseñar un controlador mixto, dividiendo las trayectorias desde  $B_1$  hasta  $B_2$  y desde  $B_2$  hasta  $B_3$  en dos etapas. La primera de ellas comienza cuando se inicia la conmutación de  $B$ , hasta que se aproxima al valor



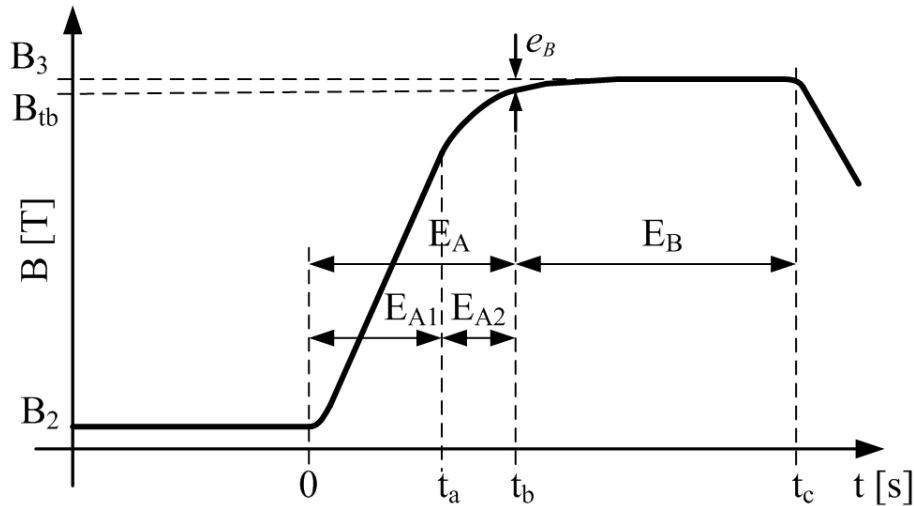


Figura 6.3: Etapas de la estrategia de control combinada.

final, con un error lo más pequeño posible, aunque no necesariamente dentro del error final deseado. Las trayectorias del campo en la conmutación pueden ser diferentes según el experimento de que se trate. Por simplicidad, en el resto del capítulo asumimos que son exponenciales.

Se establece un sistema de referencia para el tiempo centrandolo el origen en el momento que comienza la conmutación. La primera etapa, que llamaremos EA, irá desde  $t = 0$  hasta  $t = t_b$ . La segunda etapa, que denominaremos EB, abarcará desde  $t = t_b$  hasta  $t = t_c$  (siendo  $t_c$  el momento en que el campo se vuelve a conmutar a otro valor). La figura 6.3 muestra estos tiempos para el caso de un cambio ascendente de campo, caso que se utilizará para el desarrollo del controlador, el cual será luego extendido a conmutaciones en cualquier sentido. Seguidamente, se diseñará un controlador para cada una de estas etapas, y la manera de conmutar de uno a otro en  $t = t_b$  sin transitorio.

Para la etapa EA se propone utilizar un tipo de controlador llamado Bang Bang, usado mayormente para el movimiento rápido, punto a punto, de sistemas mecánicos (ver el capítulo 2). Este controlador, acelerará la corriente con toda la energía disponible, para llevarla hasta un determinado nivel, a partir del cual comenzará a frenar este crecimiento para dejarla lo más cerca posible del valor final deseado. En este momento comenzará la etapa EB, durante la cual se aplicará un segundo controlador

---

para realizar la aproximación final de forma suave, sin sobre pico. Además regulará la corriente en el nivel de régimen, rechazando perturbaciones y manteniéndola dentro del error aceptado. Este controlador tendrá la particularidad de que su velocidad de acción irá aumentando desde un mínimo hasta un máximo, permitiendo una aproximación suave y estable al comienzo cuando el error entre el campo deseado y el actual ( $e_B$ ) es grande. A medida que el tiempo transcurre y  $e_B$  disminuye su valor, el control se irá volviendo cada vez más rápido para un mejor rechazo a perturbaciones, siempre manteniendo una buena estabilidad.

Para todo el desarrollo del controlador, se considerarán condiciones estáticas para el modelo de la bobina, de manera que la relación entre la corriente circulante por la misma,  $i$  y el campo  $B$  que ella genera será solamente una constante.

## 6.3. Diseño del controlador

### 6.3.1. Controlador para la etapa EA

Durante esta etapa, un primer controlador  $C1'$  acelerará la corriente desde  $t = 0$  hasta  $t = t_a$  (ver figura 6.3) aplicando toda la energía disponible. A este período de aceleración lo llamaremos EA1. En  $t = t_a$  se iniciará la desaceleración de la corriente con toda la energía disponible para tal fin (período llamado EA2). Esto puede hacerse aplicando una tensión negativa cualquiera en bornes de la bobina que genera el campo (el caso más simple es invertir la polaridad de la misma fuente de energía utilizada para acelerar la corriente, con algún tipo de llave electrónica), o se puede simplemente aplicar tensión 0 en bornes de la bobina (cortocircuitar sus extremos). Esto se hará desde el instante  $t = t_a$  hasta  $t = t_b$ , momento en el que se conmutará al controlador de regulación, al cual llamaremos desde ahora  $C2'$ . El nivel de tensión aplicado durante el período de aceleración será llamado  $V_{a1}$  mientras que para el frenado de la corriente se aplicará una tensión  $V_{a2}$ . El instante  $t = t_b$  estará determinado por el momento en

---

que se dé la siguiente condición:

$$\frac{dB}{dt} \propto \frac{di}{dt} < \epsilon, \quad (6.1)$$

donde:  $\epsilon > 0$  es un valor tan pequeño como sea requerido y determina que tan cerca del valor final de régimen de  $B$  se produce el cambio de  $C1'$  a  $C2'$  (ver figura 6.3).

La variable de control para  $C1'$ , será el tiempo  $t_a$ . El valor de  $t_a$  para el instante inicial, al que llamaremos  $t_{ai}$  puede ser estimado a partir del modelo que se tenga de la planta, y del conocimiento de  $V_{a1}$ ,  $V_{a2}$  y de  $B_3$ . Luego, debido a errores del modelo, cuando se de 6.1, se podrá determinar el valor del error  $e_B$ :

$$e_B \Big|_{t=t_b} = B_3 - B \Big|_{t=t_b}, \quad (6.2)$$

donde:  $B \Big|_{t=t_b}$  es el valor de campo al instante  $t = t_b$ .

Aprovechando la circunstancia de que el mismo cambio de campo de  $B_2$  a  $B_3$  se repetirá en sucesivas ocasiones, se implementa un algoritmo de aprendizaje iterativo para el ajuste de  $t_a$ . Para ello se genera una tabla de consultas LT (por las siglas en ingles para Lookup Table) donde estará guardado el valor de  $t_a$  correspondiente a cada diferente cambio de  $B$  entre dos valores posibles. Cuando se tenga que realizar la conmutación del campo, por ejemplo de  $B_2$  a  $B_3$ , inicialmente se buscará el valor de  $t_a$  en la LT. Para la primera conmutación se adoptará  $t_a = t_{ai}$ . Debido a la complejidad del problema, el cálculo de  $t_{ai}$  se realiza de manera numérica con los datos anteriormente mencionados.

Se define  $B_i$  como el valor estable del campo desde el cual se inicia la conmutación del mismo. Para el caso de la figura 6.3, se tiene que  $B_i = B_2$ . Además, se define a  $B_f$  como el valor final al cual se quiere llegar; para el caso de la misma figura anterior,  $B_f = B_3$ . Luego de la conmutación  $\Delta B$  (en la cual el campo pasa del nivel  $B_i$  al

---

nivel  $B_f$ ), se utiliza (6.2) en el siguiente algoritmo de aprendizaje iterativo (Ahn et al., 2007a,b):

$$t_{a_k} = t_{a_{k-1}} + \eta e_{B_{k-1}}, \quad (6.3)$$

donde:  $k$  es el número de iteración en que se encuentra el control para la conmutación  $\Delta B$  actual.

$\eta$  es la constante de aprendizaje que determina la velocidad con la que el controlador encontrará el mejor valor de  $t_a$ .

Puede verificarse que si  $\eta$  cumple con la siguiente condición:

$$0 < \eta < 1, \quad (6.4)$$

entonces (Wu y Ding, 2008b):

$$k \rightarrow \infty \Rightarrow e_B \Big|_{t=t_b} \rightarrow 0, \quad (6.5)$$

siempre que las condiciones iniciales de  $C1'$  en  $t = 0$  sean reproducibles. Esta última condición se cumple, ya que los tiempos transcurridos entre cada conmutación de campo son suficientemente largos como para considerar al sistema en estado estacionario y con  $e_B \Big|_{t=t_c} \rightarrow 0$ .

Cuando se ajusta el valor de  $t_a$  se debe considerar el signo del error en el campo ( $e_B$ ) según las siguientes situaciones:

a) Si se pasa a un valor de campo menor al actual ( $\Delta B < 0$ ) y se termina la etapa EA con un valor de campo  $B$  mayor al deseado  $e_B > 0$ , significa que se debe agrandar el valor de  $t_a$  para que el campo se acerque más al valor final deseado (ver figura 6.4). En este caso, la ecuación (6.3) cumple con esta condición. b) Cuando se pasa a un valor de campo mayor al actual ( $\Delta B > 0$ ) y se termina la etapa EA con un valor de campo  $B$  menor al deseado  $e_B < 0$ , significa que se debe agrandar el valor de  $t_a$  para que el campo suba más (ver figura 6.5). Por lo tanto, la ecuación de actualización para este

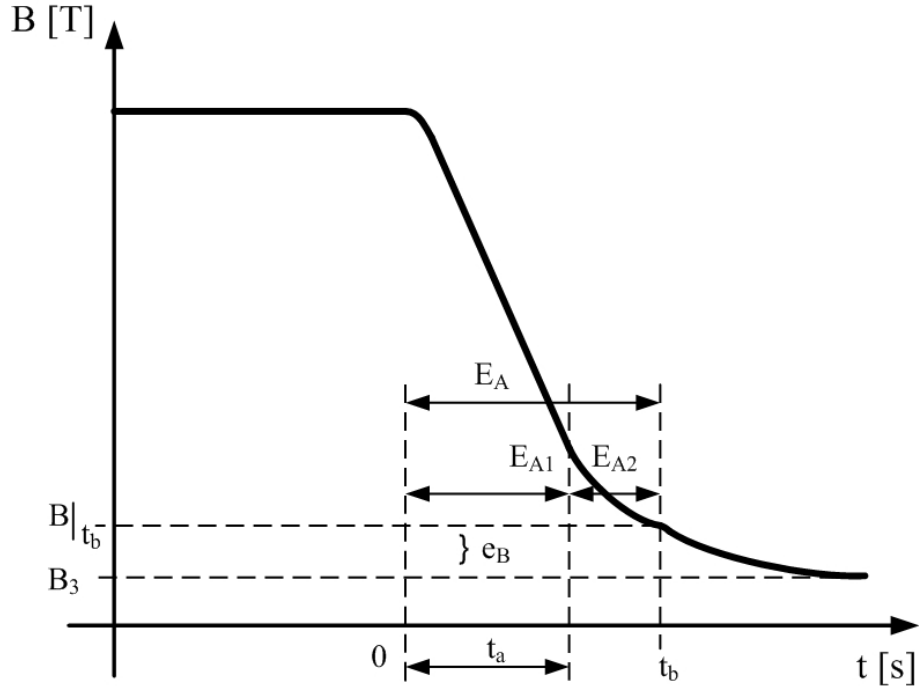


Figura 6.4: Conmutación del campo con  $\Delta B < 0$

caso debería ser:

$$t_{a_k} = t_{a_{k-1}} - \eta e_{B_{k-1}}. \quad (6.6)$$

Además del problema del signo de  $e_B$  recientemente explicado, en la ecuación (6.3) vemos que la actualización del valor actual de  $t_a$  depende de la amplitud del valor de campo  $B$  al que se está conmutando, lo que afecta a la convergencia del algoritmo de aprendizaje (Wu y Ding, 2008b). Para independizar al controlador de la amplitud de  $B$ , asegurando así la convergencia, siempre que  $\eta$  cumpla con la condición impuesta en (6.4), se propone normalizar (6.3) respecto del  $\Delta B$  actual, de la siguiente manera:

$$\Delta t_{a_k} = \eta \frac{e_{B_{k-1}}}{\Delta B}, \quad (6.7)$$

$$t_{a_k} = t_{a_{k-1}} + \Delta t_{a_k}. \quad (6.8)$$

Esta normalización permite además extender la ley de aprendizaje tanto para el caso en que se quiere un aumento de  $B$  en la conmutación, como para cuando se trata

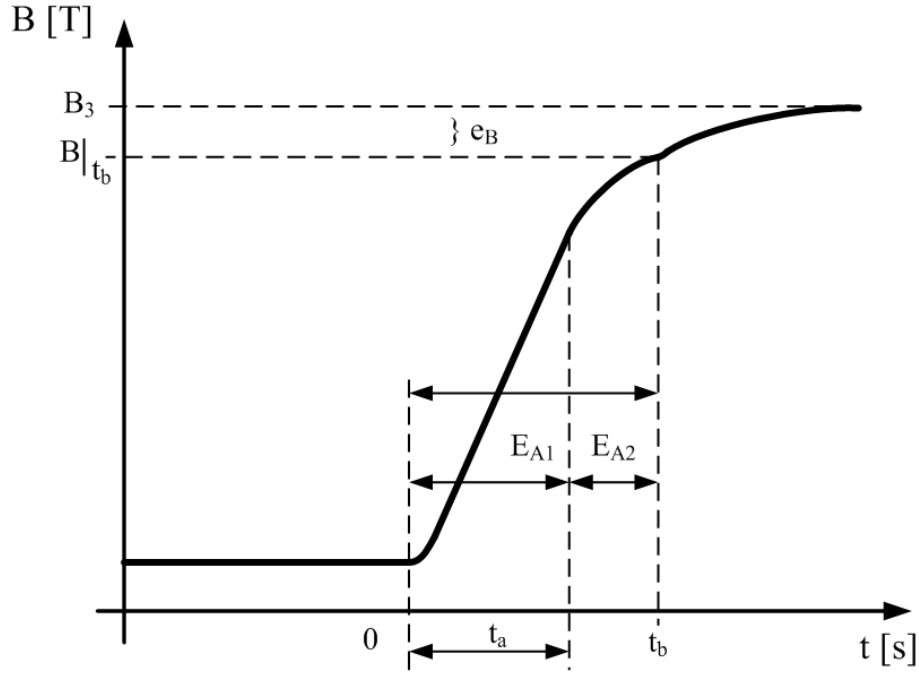


Figura 6.5: Conmutación del campo con  $\Delta B > 0$

de una disminución de  $B$ , solucionando el problema del signo de  $e_B$ .

Para incrementar la robustez del sistema, se limitará la variabilidad de  $t_a$  para las situaciones en que se presenten perturbaciones de importante magnitud, introduciendo la siguiente restricción:

$$t_{a_k} = \begin{cases} t_{a_{max}} & \text{si } t_{a_{k-1}} + \Delta t_{a_k} > t_{a_{max}}, \\ t_{a_{min}} & \text{si } t_{a_{k-1}} + \Delta t_{a_k} < t_{a_{min}}, \\ t_{a_{k-1}} + \Delta t_{a_k} & \text{en otro caso.} \end{cases} \quad (6.9)$$

donde:  $t_{a_{max}}$  es el límite superior fijado para el valor de  $t_a$ , calculado como un porcentaje de  $t_{ai}$ , para cada conmutación de campo  $\Delta B$  diferente.  $t_{a_{min}}$  es el límite inferior fijado para el valor de  $t_a$ , calculado de manera análoga a  $t_{a_{max}}$ .

Luego de cada actualización del valor de  $t_a$  deberá actualizarse también la LT, de manera que para cada  $\Delta B$  en particular el sistema se comporte de manera repetitiva.

Es importante destacar que C1' nunca utiliza el modelo de la planta en su diseño,

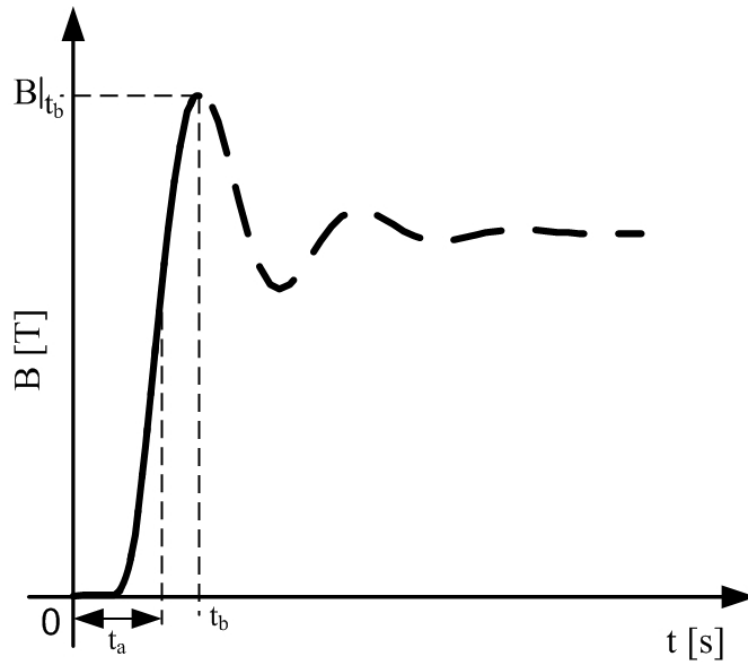


Figura 6.6: Crecimiento de  $B$  en la etapa Ea.

ni siquiera es necesario que esta sea lineal, presentando una gran robustez. Además, como el controlador actúa aplicando una tensión constante en los bornes de la bobina que genera  $B$ , el campo seguirá una trayectoria exponencial durante la conmutación, como era deseado. La velocidad de crecimiento o decrecimiento de  $B$  estará limitado únicamente por las características eléctricas de la bobina y de la fuente de energía disponible.

### Cálculo de $t_a$ inicial ( $t_{ai}$ )

El cálculo de  $t_{ai}$  se realiza numéricamente considerando dos situaciones posibles:

a) *Cuando se trata de un sistema subamortiguado:*

Para este caso, se calcula cuanto tiene que valer  $t_a$  para que  $B|_{t=t_b}$ , tome el valor del primer pico máximo (figura 6.6), el que se detecta como ya se vio usando la ecuación (6.1). Si  $\epsilon = 0$  entonces  $t_b$  estará medido hasta la cima del primer pico, mientras que si  $\epsilon > 0$  podrá conmutarse del controlador C1' a C2' cuando  $B$  aún se encuentra creciendo. Esto permite una conmutación mas suave de C1' a C2' en las primeras ejecuciones de un determinado salto  $\Delta B$ , cuando aún  $e_B|_{t=t_b}$  tiene un valor  $> 0$  significativo.

---

La dinámica del sistema de generación de campo  $B$ , dada por la respuesta de una fuente de corriente alimentando una carga inductiva puede modelarse, como ya se describió en la sección 4.3.1, con un sistema de segundo orden según la ecuación:

$$\frac{B(s)}{U(s)} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (6.10)$$

donde:  $b_2, b_1, b_0, a_1$  y  $a_0$  son parámetros que definen la planta.

$U$  es la señal de control a la planta (la cual se transforma en última instancia en una tensión aplicada en bornes de la bobina generadora del campo).

Además, como en todo sistema de segundo orden (Ogata, 1997) se tiene que:

$$a_1 = 2 * \zeta \omega_n, \quad a_0 = \omega_n^2, \quad (6.11)$$

donde:  $\zeta$  es el factor de amortiguamiento de la planta.

$\omega_n$  es la frecuencia natural de la planta.

Mediante un cálculo numérico se inicializará  $t_{ai}$ , en una primera aproximación, con la mitad del tiempo que tomaría para un sistema de segundo orden subamortiguado, llegar al primer pico si se le aplicara un escalón de entrada:

$$t_{ai} = \frac{t_p}{2}, \quad t_p = \frac{\pi}{\omega_d}, \quad \omega_d = \omega_n * \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (6.12)$$

donde:  $t_p$  es el tiempo pico y  $\omega_d$  es la frecuencia amortiguada de la planta (Ogata, 1997).

Luego:

$$t_{ai} = \frac{\pi}{\omega_n * \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (6.13)$$

Con este valor primero de  $t_{ai}$ , se diseña un algoritmo de cálculo numérico que



---

convergerá al valor final de  $t_{ai}$  que haga satisfacer:

$$e_B \Big|_{t=t_b} \rightarrow 0, \quad (6.14)$$

para el sistema del modelo estimado. Luego, el algoritmo de aprendizaje iterativo mostrado anteriormente, ajustará este primer cálculo para cualquier diferencia que pudiera producirse en el modelo de la planta.

En la figura 6.7 se presenta un diagrama de flujo del procedimiento de cálculo de  $t_{ai}$ . En este esquema, se definen las siguientes variables:  $T_s$  es el tiempo de muestreo para la simulación del campo  $B$  generado por la bobina principal (en el bloque 9).  $T_{ta}$  es el paso inicial utilizado para realizar las aproximaciones sucesivas que converjan en el  $t_{ai}$  buscado.  $N_{ts}$  y  $N_{ta}$  son dos factores utilizados para inicializar  $T_s$  y  $T_{ta}$ , respectivamente, en función del valor de comienzo de  $t_{ai}$ . Este es un algoritmo que encuentra el valor inicial de  $t_a$  por aproximaciones sucesivas. Partiendo de un valor de comienzo de  $t_a$ , se lo va modificando en pasos de tamaño fijo  $T_{ta}$ , siempre en el mismo sentido creciente o decreciente, según corresponda para el signo del error  $e_B$ . A medida que  $t_a$  se ajusta, el error se va reduciendo, hasta que llega un momento en que cambia de signo. En este instante, se cambia el sentido de modificación de  $t_a$  (si antes crecía ahora comienza a decrecer y viceversa) y además se reduce el valor de  $T_{ta}$  a la mitad. A partir de acá comienzan las aproximaciones sucesivas a medida que el error se va reduciendo, oscilando en torno a cero, hasta que cae por debajo de un umbral definido al iniciar el algoritmo ( $e_{Bd}$ ). Para calcular el error con el que termina el campo  $B$  respecto del deseado  $B_3$ , luego de cada iteración, en cada una de ellas se simula la evolución del campo generado por la bobina. Esto se hace considerando una tensión aplicada constante de aceleración  $V_{a1}$  desde  $t = 0$  hasta  $t = t_b$  y luego, otra tensión de desaceleración de la corriente circulante por la bobina, y por lo tanto del campo, desde  $t > t_b$  hasta que el campo generado termine de crecer, definido por la condición dada en 6.1.

El algoritmo recientemente explicado, presupone que el sistema parte de condiciones iniciales nulas, y se pretende realizar un cambio de campo  $\Delta B > 0$ . Sin embargo, si el sistema se encuentra en régimen, y se desea realizar una variación de  $B$  en cualquier

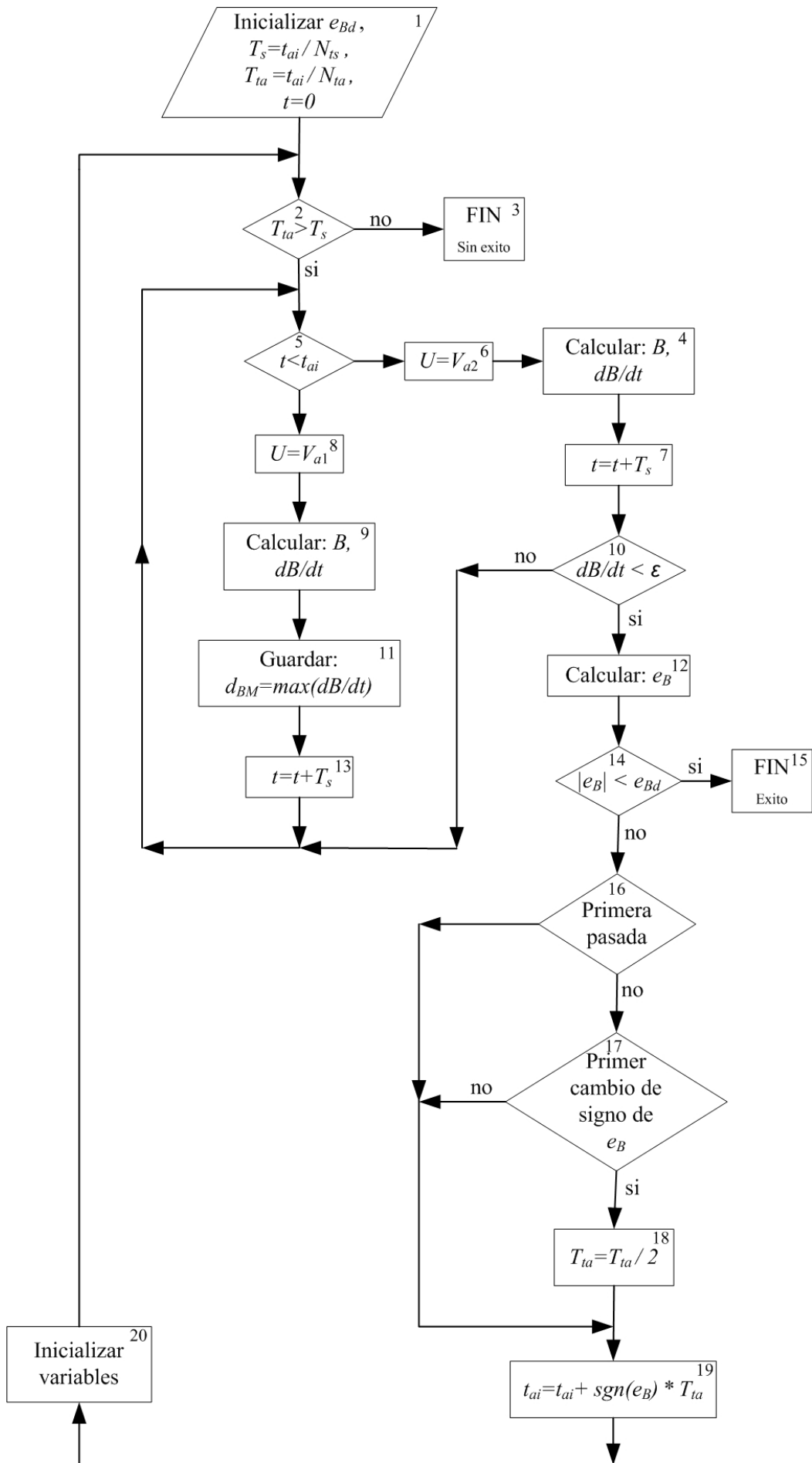


Figura 6.7: Diagrama de flujo del algoritmo de inicialización de  $t_{ai}$ .

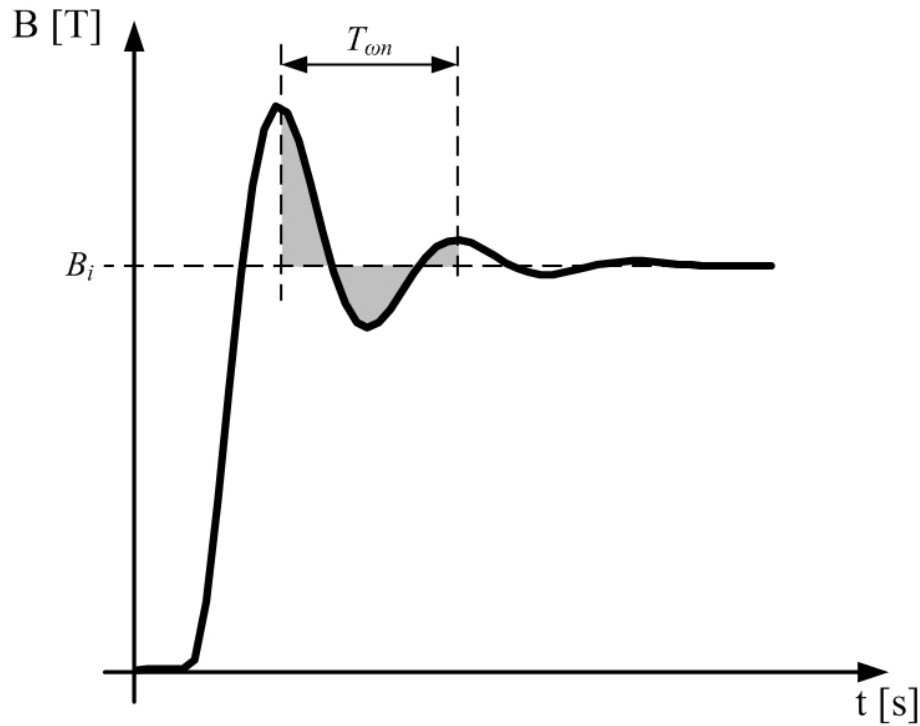


Figura 6.8: Área del error que se integra para determinar que el sistema está en régimen.

sentido ( $\Delta B$  positivo o negativo), entonces se deben introducir algunas modificaciones al esquema de la figura 6.7 que permitan generalizarlo. En primer lugar, cuando se simula la evolución del campo  $B$ , se deberá partir de un sistema en las mismas condiciones iniciales que para el cambio pedido. Esto requiere la introducción de un ciclo cerrado de simulación en el cual se hará evolucionar el modelo de la bobina, hasta llevar al campo generado por ella, al nivel del campo inicial desde el cual se quiere realizar un  $\Delta B$ . El final de este ciclo se determina cuando:

$$\int_{T_{wn}} e_B dt < \nu \quad (6.15)$$

donde:  $T_{wn}$  es el período oscilatorio correspondiente a la frecuencia natural  $\omega_n$  del sistema (ver figura 6.8).

$\nu$  es el umbral elegido para considerar al sistema como en régimen.

Una vez que se ha puesto al sistema en régimen, sin inicializar ninguna variable, se comienza con el mismo algoritmo de la figura 6.7, al que se le introducen las siguientes

---

modificaciones:

- Si se está realizando una conmutación creciente  $\Delta B$  donde  $B_i < B_f$ , entonces en el bloque 20 de la figura 6.7, luego de inicializar las variables se debe llevar el sistema a régimen con el valor de campo  $B_i$  en que se encontraba el campo antes de iniciar el cambio. El resto del algoritmo se mantiene todo de la misma manera.
- Si se está realizando una conmutación decreciente  $\Delta B$  donde  $B_i > B_f$ , entonces se deben introducir las siguientes modificaciones al algoritmo:
  - Primero, se debe detectar esta situación, por lo que se agrega una variable a la que llamaremos  $p$ , la que tomará valor  $+1$  o  $-1$  según que la pendiente de  $\Delta B$  sea positiva o negativa, respectivamente.
  - En los bloques donde se calcula la derivada de  $B$  (bloques 4 y 9), se le agrega el factor  $p$  antes calculado, para independizar el resultado cualquiera sea el sentido en el cambio del campo.
  - Los valores de tensión para mover la corriente que generan a  $B$  se invierten, entonces en la primera parte del control EA1 (desde  $t = 0$  hasta  $t = t_a$ )  $U = V_{a2}$ , y en la etapa de frenado EA2,  $U = V_{a1}$ .

*b) Cuando se trata de un sistema críticamente amortiguado o sobreamortiguado:*

En esta situación, el procedimiento es, en líneas generales, similar al ya presentado en el caso a). La diferencia radica en que ahora el sistema no tiene oscilaciones en la salida mientras se estabiliza, luego de un cambio del tipo escalón en la señal de comando. Por lo tanto, como no puede definirse un valor de  $t_p$ , se plantea otra manera de calcular un valor primero para  $t_{ai}$ . Si  $\zeta > 1$  se comienza el algoritmo de cálculo de  $t_{ai}$  inicializando esta variable con el valor de tiempo que haría llevar a la salida del sistema a la mitad del valor final de régimen, para una señal de entrada del tipo escalón. Se sabe que para  $\zeta > 1$  y una entrada del tipo escalón, la salida de la planta tendrá la

---

siguiente forma (Ogata, 1997):

$$B(t) = 1 - e^{(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_n t}.$$

Entonces, si se quiere saber el tiempo para que la salida alcance el 50 % del valor de régimen, se hace:

$$0,5 = 1 - e^{(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_n t_{ai}},$$

$$0,5 = e^{(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_n t_{ai}},$$

$$\ln 0,5 = (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_n t_{ai},$$

$$t_{ai} = \frac{0,6931}{\omega_n(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})}. \quad (6.16)$$

### 6.3.2. Controlador para la etapa EB

Para esta etapa del ciclo del campo magnético, se utilizará un controlador diseñado en espacio de estados (EE), y con velocidad de respuesta variable. Este controlador tiene la particularidad de que sus polos se mueven a medida que el error entre el  $B$  actual y el deseado como final en estado estacionario ( $B_f$ ) se hace cada vez más pequeño. Inicialmente, el sistema controlado mediante  $C2'$ , tendrá sus polos de manera tal que la aproximación de  $B$  a su estado estacionario ocurra sin sobrepico. Esto significa que deberá dar una respuesta sobreamortiguada. A medida que  $e_B$  se reduce, el controlador irá alejando los polos del sistema realimentado haciéndolo más rápido hasta llegar a un límite definido experimentalmente. Así, se tendrá una aproximación suave y elevada estabilidad para un error  $e_B$  inicialmente grande, y un sistema rápido y con elevada capacidad de rechazo a perturbaciones durante el período estacionario.

Para el diseño del controlador, primeramente debe plantearse el modelo en EE para el sistema de control de campo, en su forma canónica controlable (Ogata, 1997). Se

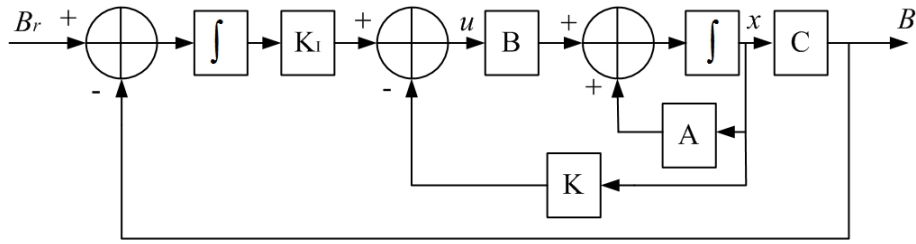


Figura 6.9: Controlador representado en espacio de estados.

adopta un modelo de segundo orden para representar el sistema de fuente de corriente mas bobina:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}, & \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C} = \begin{bmatrix} (b_0 - a_0 b_2) & (b_1 - a_1 b_2) \end{bmatrix}, & \mathbf{D} = \begin{bmatrix} b_2 \end{bmatrix}, \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u, \end{cases} \quad (6.17)$$

donde:  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $a_0$  y  $a_1$  son los parámetros de la planta.

$\mathbf{x}$  es el vector de variables de estado del sistema.

El controlador en EE para la planta modelada con (6.17), tendrá la forma de la figura 6.9. En este controlador, lo que se debe encontrar son los valores de  $\mathbf{K}$  y  $K_I$  que ubiquen los polos del sistema a lazo cerrado para tener la respuesta deseada.

En referencia a la figura 6.9, se denomina planta ampliada a la que incluye al integrador agregado. La evolución de dicho sistema se puede representar mediante la siguiente ecuación de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_e(t) \\ \dot{\xi}_e(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e(t) \\ \xi_e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u_e(t), \quad (6.18)$$

---

donde:  $x_e(t) = x(t) - x(\infty)$ .

$$\xi_e(t) = \xi(t) - \xi(\infty).$$

$$\mu_e(t) = \mu(t) - \mu(\infty).$$

$$\dot{\xi}(t) = B - B_r.$$

Entonces, para una planta de orden  $n$ , ahora se tienen un nuevo vector de error de dimensión  $n + 1$  dado por:

$$\mathbf{e}(t) = \begin{bmatrix} x_e(t) \\ \xi_e(t) \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Además, para esta planta de orden  $n$ , se deben definir  $n + 1$  polos, que para el caso de estudio son 3. Uno de estos polos se ubica con  $K_I$  y los otros dos polos con el vector  $\mathbf{K}$  que tendrá dimensión  $n$ , es decir:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

En la ecuación (6.18) se definen las matrices de estado de la planta ampliada como:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.21)$$

Luego, la dinámica de la planta ampliada (Ogata, 1997) se representa con las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{B}}u_e, \\ u_e = -\hat{\mathbf{K}}\mathbf{e}, \\ \hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \vdots & -K_I \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (6.22)$$

Como ya fue explicado, las raíces del sistema deberán moverse de manera de hacer su respuesta cada vez más rápida, a medida que el error de  $B$  se reduce. Estos polos, se definirán en un lugar de raíces, con dos de ellos, los dominantes, que serán complejos conjugados (c.c.) y se moverán a lo largo de sendas rectas definidas en el diseño. El tercer polo, se moverá a lo largo del eje real del plano c.c. de las raíces. Inicialmente, los dos polos c.c. podrán estar ubicados en cualquier lugar del plano de raíces, sin embargo,

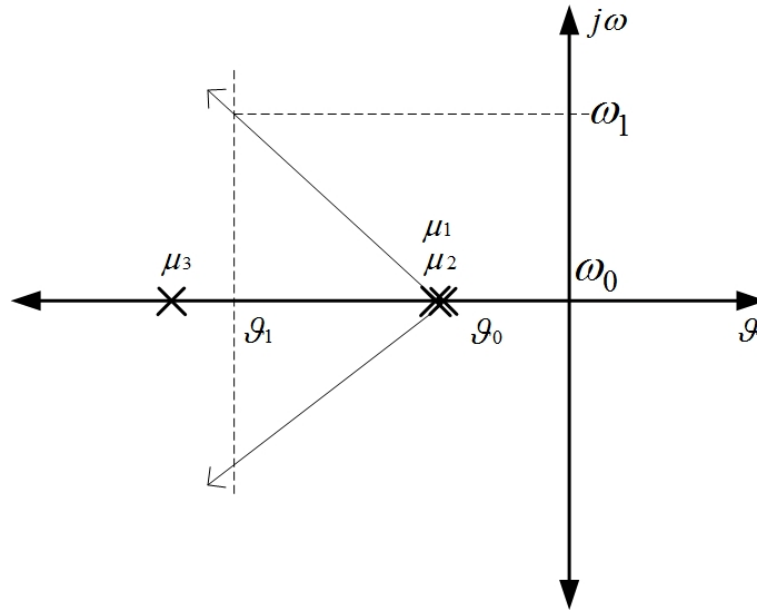


Figura 6.10: Trayectorias por las que se mueven las raíces de  $C2'$ , a medida que el error de  $B$  se reduce. Ver texto para definición de parámetros.

normalmente se los elegirá para tener una respuesta inicial sobreamortiguada, y luego se irán desplazando como puede verse en la figura 6.10, haciendo al sistema más rápido y pasando a tener una respuesta subamortiguada.

Se definen los siguientes parámetros de diseño:  $\vartheta_0$  es la parte real de donde salen los polos c.c.  $\vartheta_1$  es el valor de la parte real máxima a donde llegarán.  $\omega_0$  es la parte imaginaria de donde parten los polos c.c. (normalmente será 0).  $\omega_1$  es la parte imaginaria a donde llegan los polos c.c.  $\theta$  es la relación entre la parte real de los polos c.c., con el polo real (ver la figura 6.10). Una vez elegidos estos parámetros de diseño, se establece el lugar por donde se moverán las raíces. Para esto se propone la siguiente manera de representar las raíces del sistema:

$$\mu_1 = \gamma(-1 + j\beta), \quad \mu_2 = \gamma(-1 + j\beta), \quad \mu_3 = -\theta \gamma, \quad (6.23)$$

donde:  $\gamma$  y  $\beta$  determinan el lugar de origen de los polos dominantes y la pendiente de la recta por donde se desplazarán.

$\theta$  es un parámetro de diseño que define la ubicación del polo real ( $\mu_3$ ), en función de la parte real de los polos dominantes ( $\mu_1$  y  $\mu_2$ ).



Es necesario definir la relación entre  $\gamma$  y  $\beta$  con el error actual del campo  $e_B$ , de manera que la respuesta del sistema se modifique según sea requerido en función de  $e_B$ . En primer lugar, se fijan dos extremos al movimiento de  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  y  $\mu_3$  limitando el valor máximo del error utilizado para desplazar las raíces. Estos extremos serán:  $e_{Bm}$  para el mínimo error y  $e_{BM}$  para el máximo error. De esta manera se deberá cumplir con las siguientes condiciones de diseño:

$$\vartheta = \begin{cases} \vartheta_0 & \text{si } e_B \geq e_{BM}, \\ \vartheta_1 & \text{si } e_B \leq e_{Bm}, \end{cases} \quad \omega_d = \begin{cases} \omega_0 & \text{si } e_B \geq e_{BM}, \\ \omega_1 & \text{si } e_B \leq e_{Bm}, \end{cases} \quad (6.24)$$

donde:  $\vartheta$  es la parte real de los polos  $\mu_{1, 2}$ .

$\omega$  es la parte imaginaria de los polos  $\mu_{1, 2}$ .

Además, se limita el error  $e_B$  utilizado para calcular la variación en la respuesta de la planta, de la siguiente manera:

$$e_B = \begin{cases} e_{BM} & \text{si } e_B \geq e_{BM}, \\ e_{Bm} & \text{si } e_B \leq e_{Bm}. \end{cases} \quad (6.25)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (6.23) y las condiciones dadas por la ecuación (6.24), se tiene que:

$$\text{si } e_B = e_{BM} \text{ luego, } \gamma = \vartheta_0 \text{ y si } e_B = e_{Bm} \text{ luego, } \gamma = \vartheta_1. \quad (6.26)$$

Para lograr (6.26) se propone hacer:

$$\gamma = \mu_a + \mu_b e_B. \quad (6.27)$$

Con (6.26) y (6.27) se puede armar el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} a) \vartheta_0 = \mu_a + \mu_b e_{BM}, \\ b) \vartheta_1 = \mu_a + \mu_b e_{Bm}. \end{cases} \quad (6.28)$$

Luego, de (6.28a) se tiene:

$$\mu_a = \vartheta_0 - \mu_b e_{BM}, \quad (6.29)$$

y de (6.29) y (6.28b) se encuentra:

$$\mu_b = \frac{\vartheta_1 - \vartheta_0}{e_{Bm} - e_{BM}}. \quad (6.30)$$

Reemplazando (6.30) en (6.28a):

$$\vartheta_0 = \mu_a + \frac{\vartheta_1 - \vartheta_0}{e_{Bm} - e_{BM}} e_{BM}, \quad (6.31)$$

$$\therefore \mu_a = \frac{\vartheta_0 e_{Bm} - \vartheta_1 e_{BM}}{e_{Bm} - e_{BM}}. \quad (6.32)$$

Con las ecuaciones (6.30) y (6.32) queda definida  $\gamma$  para cumplir con la condición de  $\vartheta$  en (6.24). Ahora falta determinar la forma de  $\beta$  para que se termine de cumplir con la condición fijada para  $\omega$  en (6.24). Para esto llamaremos  $\gamma_m$  a la suma  $\mu_a + \mu_b e_{Bm}$  y  $\gamma_M$  a la suma  $\mu_a + \mu_b e_{BM}$ . Luego, se quiere que:

$$\begin{cases} a) \gamma_m \beta = \omega_1, \\ b) \gamma_M \beta = \omega_0. \end{cases} \quad (6.33)$$

Para esto se propone hacer:

$$\beta = \mu_c + \mu_d e_B. \quad (6.34)$$

Considerando (6.33) y (6.34) se llega al siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} a) \ \omega_1 = \gamma_m (\mu_c + \mu_d e_{Bm}), \\ b) \ \omega_0 = \gamma_M (\mu_c + \mu_d e_{BM}). \end{cases} \quad (6.35)$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones, se termina de establecer los lugares por donde se moverán los polos del sistema a lazo cerrado. De esta manera se llega a:

$$\mu_d = \frac{\gamma_m \omega_0 - \gamma_M \omega_1}{\gamma_m \gamma_M (e_{BM} - e_{Bm})}, \quad (6.36)$$

$$\mu_c = \frac{\omega_1}{\gamma_m} - \mu_d e_{Bm}. \quad (6.37)$$

Los polos ubicados utilizando las ecuaciones anteriores se irán moviendo por el plano de polos y ceros de la planta, siguiendo las trayectorias mostradas en la figura 6.10. Estos polos partirán de una posición inicial establecidas en  $\vartheta_0 - j\omega_0$ ,  $\vartheta_0 + j\omega_0$  y  $\vartheta_0\theta$ , cuando el error es muy grande y comenzarán a alejarse hacia el destino final en  $\vartheta_1 - j\omega_1$ ,  $\vartheta_1 + j\omega_1$  y  $\vartheta_1\theta$  a medida que el error se reduce.

Considerando los polos deseados para el sistema realimentado ampliado (6.23), se encuentra el polinomio característico deseado para dicho sistema:

$$\begin{aligned} (s - \mu_1)(s - \mu_2) &= s^2 - s(\mu_1 + \mu_2) + \mu_1\mu_2 \\ \mu_1 + \mu_2 &= \gamma(-1 + j\beta) + \gamma(-1 - j\beta) = -\gamma + j\beta - \gamma - j\beta = -2\gamma \\ \mu_1\mu_2 &= \gamma^2(-1 + j\beta)(-1 - j\beta) = \gamma^2(1 - j\beta + j\beta - j^2\beta^2) = \gamma^2(1 + \beta^2) \\ (s - \mu_1)(s - \mu_2)(s - \mu_3)(s^2 + s2\gamma + \gamma^2(1 + \beta^2))(s + \gamma\theta) &= \\ &= s^3 + s^2(2\gamma + \gamma\theta) + s(\gamma^2(1 + \beta^2) + 2\gamma^2\theta) + \gamma^3(1 + \beta^2)\theta. \end{aligned}$$

Finalmente, la ecuación característica será:

$$(s - \mu_1)(s - \mu_2)(s - \mu_3) = s^3 + s^2(2\gamma + \gamma\theta) + s(\gamma^2(1 + \beta^2) + 2\gamma^2\theta) + \gamma^3(1 + \beta^2)\theta. \quad (6.38)$$

La ecuación (6.38) se tendrá que igualar con la ecuación característica que modela la evolución del error para el sistema ampliado (6.22). Considerando (6.17), (6.20), (6.21) y (6.22) se encuentra:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_0 & -a_1 & 0 \\ -(b_0 - a_0b_2) & -(b_1 - a_1b_2) & 0 \end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & -K_I \end{bmatrix},$$

$$\hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ K_1 & K_2 & -K_I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Phi = \hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}}\hat{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_0 - K_1 & -a_1 - K_2 & K_I \\ -(b_0 - a_0b_2) & -(b_1 - a_1b_2) & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.39)$$

Luego, la ecuación característica del sistema regulador realimentado queda:

$$\begin{aligned} [sI - \Phi] &= \begin{bmatrix} s & -1 & 0 \\ a_0 + K_1 & s + a_1 + K_2 & -K_I \\ (b_0 - a_0b_2) & (b_1 - a_1b_2) & s \end{bmatrix} = \\ &= s[(s + a_1 + K_2)s + K_I(b_1 - a_1b_2)][(a_0 + K_1)s + K_I(b_0 - a_0b_2)] = \\ &= s(s^2 + a_1s + K_2s + K_Ib_1 - K_Ia_1b_2) + (sa_0 + sK_1 + K_Ib_0 - K_Ia_0b_2) = \\ &= s^3 + a_1s^2 + K_2s^2 + K_Ib_1s - K_Ia_1b_2s + a_0s + K_1s + K_Ib_0 - K_Ia_0b_2 = \\ &= s^3 + s^2(a_1 + K_2) + s(K_Ib_1 - K_Ia_1b_2 + a_0 + K_1) + (K_Ib_0 - K_Ia_0b_2). \end{aligned} \quad (6.40)$$

Como se quiere que los polos del sistema a lazo cerrado se ubiquen según (6.38),

igualando a ésta con (6.40), se obtienen las siguientes condiciones:

$$\begin{cases} a_1 + K_2 = 2\gamma + \gamma\theta, \\ K_I b_1 - K_I a_1 b_2 + a_0 + K_1 = \gamma^2(1 + \beta^2) + 2\gamma^2\theta, \\ K_I b_0 - K_I a_0 b_2 = \gamma^3(1 + \beta^2)\theta. \end{cases} \quad (6.41)$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones se llega finalmente a las ecuaciones que deben cumplir los elementos del vector de realimentación para que los polos del sistema se desplacen como se ha pedido:

$$K = [K_1 \quad K_2], \quad (6.42)$$

$$K_1 = \gamma^2(1 + \beta^2 + 2\theta) - a_0 - \frac{\gamma^3(1 + \beta^2)\theta(b_1 - a_1 b_2)}{(b_0 - a_0 b_2)}, \quad (6.43)$$

$$K_2 = \gamma(2 + \theta) - a_1, \quad (6.44)$$

$$K_I = \frac{\gamma^3(1 + \beta^2)\theta(b_1 - a_1 b_2)}{(b_0 - a_0 b_2)}. \quad (6.45)$$

Por último, la señal de control a la planta es:

$$u = \xi K_I - x_1 K_1 - x_2 K_2 \quad (6.46)$$

## Observador de estados

El controlador descrito recientemente para la etapa EB, fue realizado utilizando realimentación de variables de estados. Para esto es necesario poder medir cada una de las variables de estado realimentadas (cada uno de los elementos de  $\mathbf{x}$ ). Sin embargo, por simplicidad al momento de la implementación práctica, y porque no todo el vector  $\mathbf{x}$  es físicamente medible, solo se sensorará la salida final del sistema (campo  $B$ ). A partir de la medición realizada de  $B$  se estimarán, mediante un observador de estados de

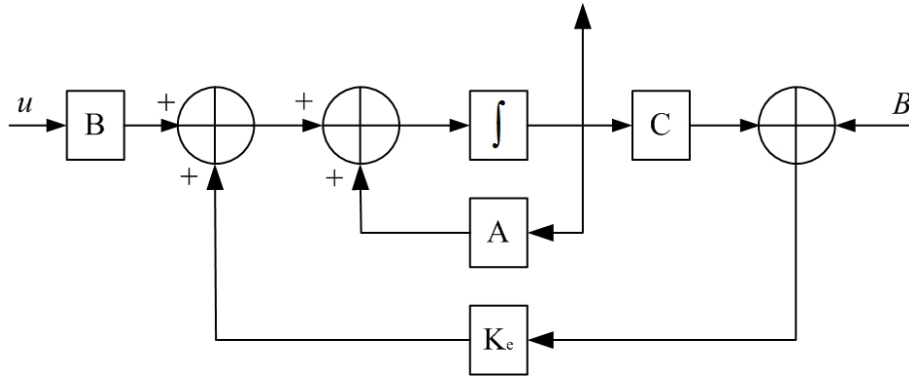


Figura 6.11: Observador de estados utilizado por el controlador de la etapa EB.

orden completo (Ogata, 1997), todo el vector de estados  $\mathbf{x}$ . Como el observador de estados trabaja por comparación entre la salida actual real medida de la planta y la que se tiene de un sistema construido en base al modelo matemático de la planta que se está controlado, y a las que se le a aplicado en la entrada la misma señal de control que a la planta real, es necesario realizar un buen modelado de la planta a controlar. La figura 6.11 muestra un diagrama del observador de estados aplicado al controlador de la etapa EB.

El modelo en espacio de estados para este observador está dado por la siguiente ecuación:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{K}_e(y - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}), \quad (6.47)$$

donde:  $\tilde{\mathbf{x}}$  es el vector de estado estimado.

$\mathbf{K}_e$  es el vector de realimentación del observador.

Y la ecuación del error de este sistema, está dada entonces por la diferencia entre el verdadero valor del vector de estado del sistema  $\mathbf{x}$  y el vector de estado estimado  $\tilde{\mathbf{x}}$ .

Por lo tanto:

$$\dot{\mathbf{x}} - \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{B}u - \mathbf{K}_e(y - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}), \quad (6.48)$$

$$\mathbf{C}\mathbf{x} = y - \mathbf{C}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}, \quad e_{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}} \quad (6.49)$$

---

De 6.48 y 6.49 se encuentra la ecuación de error que es:

$$\dot{e}_{\tilde{x}} = e_x(A - K_e C) \quad (6.50)$$

La matriz  $A - K_e C$  es la que determina la evolución del error del observador, cuyos polos se ubican arbitrariamente según la elección que se haga de  $K_e$ , si el sistema es completamente observable. Además, este observador, deberá ser al menos 2 a 5 veces más rápido que la respuesta del sistema que se está controlando a lazo cerrado (Ogata, 1997).

### 6.3.3. Conmutación entre controladores

Un aspecto clave para el funcionamiento del controlador completo, formado por  $C1'$  y  $C2'$ , es lo que ocurre en el momento de conmutar de uno a otro. El controlador  $C2'$  espera recibir un sistema con condiciones iniciales nulas, sin embargo, el sistema que recibe se encontrará fuera del origen, con su salida próxima al valor de estado estacionario. Al tener  $C2'$  inicialmente su salida y todas sus variables internas con condiciones iniciales nulas, al momento de la conmutación se producirá un transitorio importante en  $t = t_b$ , y el controlador deberá llevar al sistema a su estado estacionario partiendo de un error inicial muy grande. En referencias donde se utiliza este tipo de controladores, este tema no es tratado (Wang et al., 2007; Wu y Ding, 2008a,b), debido a que al haber sido utilizado para movimiento punto a punto de sistemas mecánicos, y al ser estos sistemas de elevada inercia, este fenómeno no tiene mayor relevancia en la respuesta final de la planta. Sin embargo, debido a la elevada velocidad de conmutación del sistema que se está controlado, y a las exigencias propias de un sistema de RMN, este efecto debe ser tenido en cuenta.

En un primer abordaje al problema, podría pensarse en hacer evolucionar el controlador  $C2'$  durante todo el tiempo que  $C1'$  esté actuando, utilizando para esto la misma señal de comando que recibe  $C1'$ , y cerrando el lazo de  $C2'$  a través del modelo matemático que se tiene de la planta. Sin embargo, lo que ocurrirá será que el tiempo

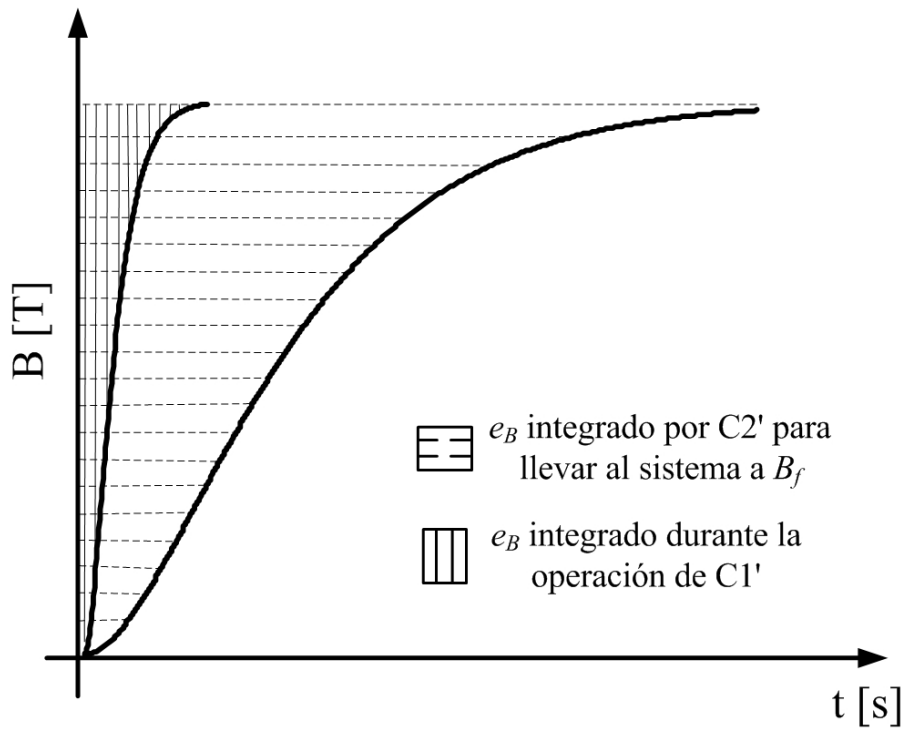


Figura 6.12: Diferencia entre el error integrado por  $C2'$  para llevar a  $B$  al valor final  $B_f$ , con el error integrado durante el tiempo de operación de  $C1'$ .

que le hubiera tomado a  $C2'$  llevar a  $B$  al nivel donde lo deja  $C1'$ , es mayor que el tiempo que efectivamente le tomó a  $C1'$  aplicando una tensión constante de aceleración y otra de frenado. En este último caso, el error que integre  $C2'$  será mucho menor que el que hubiera integrado si hubiera sido éste el controlador para toda la etapa EA (figura 6.12). Debido a esta causa, la salida de la planta caerá abruptamente, para luego recuperarse lentamente (figura 6.13). Este transitorio debe ser minimizado para evitar una respuesta total del sistema mas lenta, y además, mas alejada de una evolución exponencial. A continuación, se trata este problema en mayor detalle.

### Inicialización de $C2'$ y conmutación entre controladores

Sea  $T_{C1'}$  el tiempo que le tomaría a  $C2'$  llevar la planta al nivel en que la dejó  $C1'$ . Se define  $e_B$  como el error entre el valor actual de campo y el deseado, mientras que  $E_B$  es su integral para un intervalo de integración  $T_{C1'}$  (como si el sistema hubiera evolucionado durante la etapa EA con el controlador  $C2'$  en lugar de con  $C1'$ ). Este error final al que se llega y y el resultado de su integral, son utilizados para inicializar



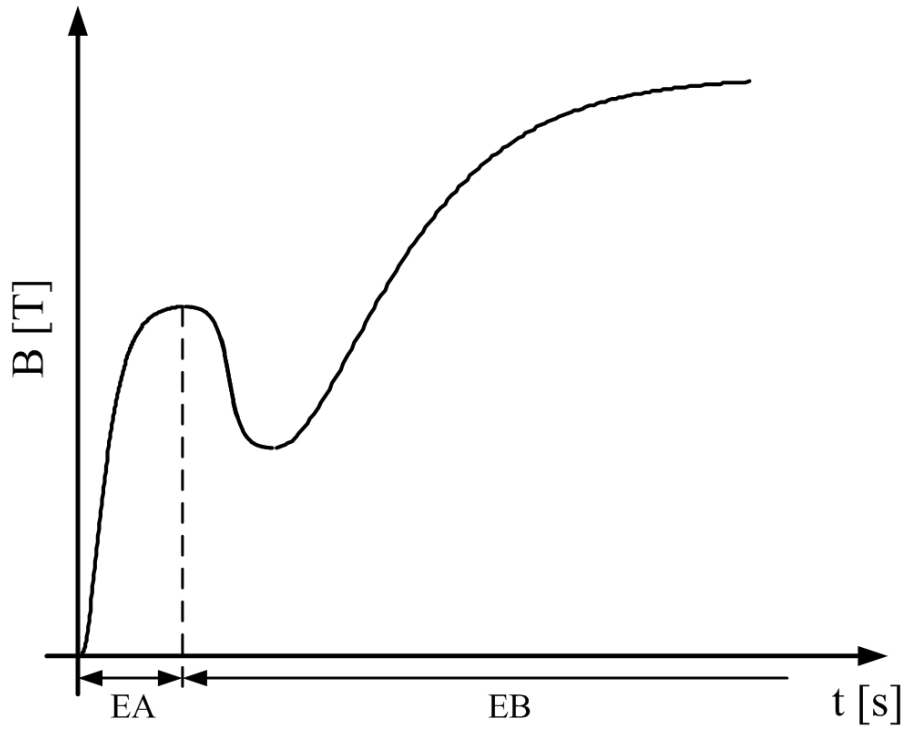


Figura 6.13: Transitorio en la conmutación de C1' a C2' cuando C2' no está correctamente inicializado.

el controlador C2'. Para inicializar  $E_B$ , se utiliza el siguiente modelo de la planta:

$$\frac{B(s)}{B_r(s)} = \frac{P(s)}{Q_d(s)}$$

donde:  $B(s)$  es la salida del sistema (campo magnético) en el dominio de Laplace.

$B_r(s)$  es el campo magnético de referencia en el dominio de Laplace (figura 6.9).

$Q_d(s)$  es el polinomio deseado definido en (6.38).

$P(s)$  son los ceros del sistema a lazo cerrado.

La salida de este sistema ante una entrada escalón de amplitud  $B_f$  será:

$$B(s) = \frac{P(s)}{Q_d(s)} \frac{B_f}{s} \tag{6.51}$$

---

La ecuación (6.51) puede ser descompuesta en fracciones parciales quedando:

$$B(s) = \frac{B_f}{s} - \frac{B_f R_1}{s + \mu_1} - \frac{B_f R_2}{(s + \mu_2)^2} - \frac{B_f R_3}{(s + \mu_3)}. \quad (6.52)$$

En la ecuación (6.52) se consideró que los dos polos c.c. partirán del mismo lugar ( $\mu_1 = \mu_2$ ) sobre el eje real ( $\omega_0 = 0$ ). Esto dará lugar a una respuesta inicial del sistema críticamente amortiguada. Entonces, cuando finalice la etapa EA y C1' conmute a C2', la aproximación final al valor deseado de campo  $B_f$  será suave y sin sobrepico.

La respuesta temporal del sistema se encuentra mediante la antitransformada de Laplace de la ecuación (6.52). Sabiendo que  $\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{(s+\alpha)^{n+1}}\right\} = \frac{t^n}{n!}e^{-\alpha t}$ , se obtiene:

$$\mathcal{L}^{-1}\{B(s)\} = B(t) = B_f - B_f R_1 e^{-\mu t} - B_f R_2 t e^{-\mu t} - B_f R_3 e^{-\mu_3 t}. \quad (6.53)$$

Considerando que se ha aplicado a la entrada una señal del tipo escalón de amplitud  $B_f$ , la señal de error será (de acuerdo a la figura 6.9):

$$e_B = B_r - B = B_f - B. \quad (6.54)$$

Entonces, de (6.53) y (6.54) se tiene:

$$e_B(t) = B_f (R_1 e^{-\mu t} - R_2 t e^{-\mu t} - R_3 e^{-\mu_3 t}). \quad (6.55)$$

El desarrollo realizado para llegar a la ecuación (6.55) es válido para cuando el cambio de campo se produce desde un valor inicial de campo  $B_i = 0$ . Para producir un  $\Delta B$  desde un  $B_i$  cualquiera, se debe considerar las condiciones iniciales en la transformada de Laplace. De esta manera, la ecuación (6.53) se transforma en:

$$B(t) = (B_f - B_i) (1 - R_1 e^{-\mu t} - R_2 t e^{-\mu t} - R_3 e^{-\mu_3 t}) + B_i. \quad (6.56)$$

Luego, utilizando (6.54) y (6.56), el error quedará:

$$e_B(t) = (B_f - B_i) (R_1 e^{-\mu t} - R_2 t e^{-\mu t} - R_3 e^{-\mu_3 t}). \quad (6.57)$$

Ahora se debe calcular la integral del error en el intervalo  $T_{c1}$ :

$$\int_0^{T_{c1}} e_B(t) dt = \Delta B \left\{ \underbrace{\int_0^{T_{c1}} R_1 e^{-\mu t} dt}_{\text{a)}} + \underbrace{\int_0^{T_{c1}} R_2 t e^{-\mu t} dt}_{\text{b)}} + \underbrace{\int_0^{T_{c1}} R_3 e^{-\mu_3 t} dt}_{\text{c)}} \right\}. \quad (6.58)$$

Se resuelven las 3 integrales de (6.58):

$$\text{a)} = R_1 \frac{-1}{\mu} e^{-\mu t} \Big|_0^{T_{c1}} = -\frac{R_1}{\mu} (e^{-\mu T_{c1}} - 1), \quad (6.59)$$

$$\text{b)} = R_2 \frac{e^{-\mu t}}{(-\mu)^2} (-\mu t - 1) \Big|_0^{T_{c1}} = -R_2 \left( \frac{e^{-\mu T_{c1}}}{\mu^2} (\mu T_{c1} + 1) - \frac{1}{\mu^2} \right), \quad (6.60)$$

$$\text{c)} = R_3 \frac{-1}{\mu_3} e^{-\mu_3 t} \Big|_0^{T_{c1}} = -\frac{R_3}{\mu_3} (e^{-\mu_3 T_{c1}} - 1). \quad (6.61)$$

Luego:

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_{c1}} e_B(t) dt = \\ &= \frac{R_1}{\mu} (e^{-\mu T_{c1}} - 1) + R_2 \left( \frac{e^{-\mu T_{c1}}}{\mu^2} (\mu T_{c1} + 1) - \frac{1}{\mu^2} \right) + \frac{R_3}{\mu_3} (e^{-\mu_3 T_{c1}} - 1) = \\ &= -\Delta B \left\{ \frac{R_1}{\mu} e^{-\mu T_{c1}} - \frac{R_1}{\mu} + \frac{R_2}{\mu} T_{c1} e^{-\mu T_{c1}} + \frac{R_2}{\mu} e^{-\mu T_{c1}} - \frac{R_2}{\mu^2} + \frac{R_3}{\mu} e^{-\mu_3 T_{c1}} - \frac{R_3}{\mu_3} \right\} = \\ &= -\Delta B \left\{ e^{-\mu T_{c1}} \left[ \frac{R_1}{\mu} + \frac{R_2}{\mu} (T_{c1} + 1) \right] + e^{-\mu_3 T_{c1}} \frac{R_3}{\mu_3} - \left( \frac{R_1}{\mu} + \frac{R_2}{\mu^2} + \frac{R_3}{\mu_3} \right) \right\}. \end{aligned}$$

Definiendo:

$$\Gamma_1 = \frac{R_1}{\mu} + \frac{R_2}{\mu}(T_{c1} + 1),$$

$$\Gamma_2 = \frac{R_3}{\mu_3},$$

$$\Gamma_3 = \frac{R_1}{\mu} + \frac{R_2}{\mu^2} + \frac{R_3}{\mu_3},$$

se obtiene:

$$\int_0^{T_{c1}} e_B(t)dt = -\Delta B (\Gamma_1 e^{-\mu T_{c1}} + \Gamma_2 e^{-\mu_3 T_{c1}} - \Gamma_3). \quad (6.62)$$

La ecuación (6.62) solo es válida para cuando el sistema se inicia y el controlador C2' no tenía error integrado de períodos anteriores. Pero si el sistema ya estaba funcionando, se debe considerar en dicha ecuación, el error integrado en el período previo a producirse el  $\Delta B$  actual. En dicho cambio de campo, debe calcularse el error desde el comienzo de la conmutación, hasta que se alcanzó el valor de régimen  $B_f$ . Esto es:

$$E_B = E_{B_0} + \int_0^{T_{c1}} e_B(t)dt \quad (6.63)$$

donde:  $E_{B_0}$  indica todo el error  $e_B$  integrado en la conmutación  $\Delta B$  anterior a la actual.

Para el cálculo de  $E_{B_0}$ , se considera que el sistema siempre alcanza el valor de régimen  $B_f$  antes de realizar una nueva conmutación de campo. Es decir, lo ultimo que se está integrando será siempre un error  $e_B = 0$ . Esto permite calcular  $E_{B_0}$  tomando límite para cuando  $T_{c1} \rightarrow \infty$ . Entonces se tiene:

$$E_{B_0} = \int_0^{\infty} e_B(t)dt = \lim_{T_{c1} \rightarrow \infty} -\Delta B (\Gamma_1 e^{-\mu T_{c1}} + \Gamma_2 e^{-\mu_3 T_{c1}} - \Gamma_3) = -\Delta B (\Gamma_1 + \Gamma_2 - \Gamma_3). \quad (6.64)$$

De esta manera, utilizando (6.62), (6.63) y (6.64) puede inicializarse la parte integral del controlador. Sin embargo, la realimentación del sistema a través de la matriz  $\mathbf{K}$ ,

---

no solamente incluye la integral del error  $E_B$ , sino que también multiplica a los estados de la planta.

Habiendo encontrado la integral del error, lo que resta definir para poder realizar el cálculo es el valor del límite de integración ( $T_{c1}$ ). Este cálculo se realiza numéricamente haciendo evolucionar al sistema con un período de simulación 10 veces menor que la constante de tiempo mas rápida del sistema, y hasta que el mismo entra en régimen. Al igual que se hizo anteriormente en el algoritmo para inicializar  $t_{ai}$ , para determinar si el campo  $B$  ha alcanzado su valor de régimen  $B_f$ , se utiliza 6.15.

De la misma manera en que se hizo con C1' para ajustar el valor de  $t_a$  y minimizar el error de convergencia, en este caso también se utilizó un método de aprendizaje iterativo para corregir cualquier transitorio generado en la conmutación (a pesar del cálculo para la inicialización de  $E_B$ , por errores o cambios en el modelo). Las condiciones iniciales de C2', también son incorporadas a la LT de manera de poder tener un proceso repetitivo para cada una de las posibles conmutaciones de campo que ocurren durante el experimento de FFC-RMN. En la sección que sigue se explica este procedimiento.

#### **6.3.4. Ajuste fino de las condiciones iniciales del segundo controlador mediante aprendizaje iterativo**

Cuando el sistema conmuta del controlador C1' al controlador C2', pueden presentarse tres situaciones. Antes de explicar cada una de ellas, debe aclararse que se asume que el controlador C1' ya posicionó la salida de la planta ( $B$ ) en el valor deseado  $B_f$ . Si bien, inicialmente puede ocurrir que en el momento de la conmutación entre controladores exista un error  $e_B \neq 0$ , este error se irá reduciendo gradualmente hacia cero por acción del algoritmo de aprendizaje iterativo aplicado en C1'. Por ello, luego de suficiente cantidad de iteraciones, el error inicial  $e_B$  al momento de la conmutación de controladores satisficará la condición de la ecuación (6.5). Entonces, las situaciones que pueden ocurrir cuando se produce dicha conmutación, en relación a la salida de la planta  $B$ , son las siguientes:

- a. Que la salida de la planta continúe con el mismo nivel y con la misma derivada

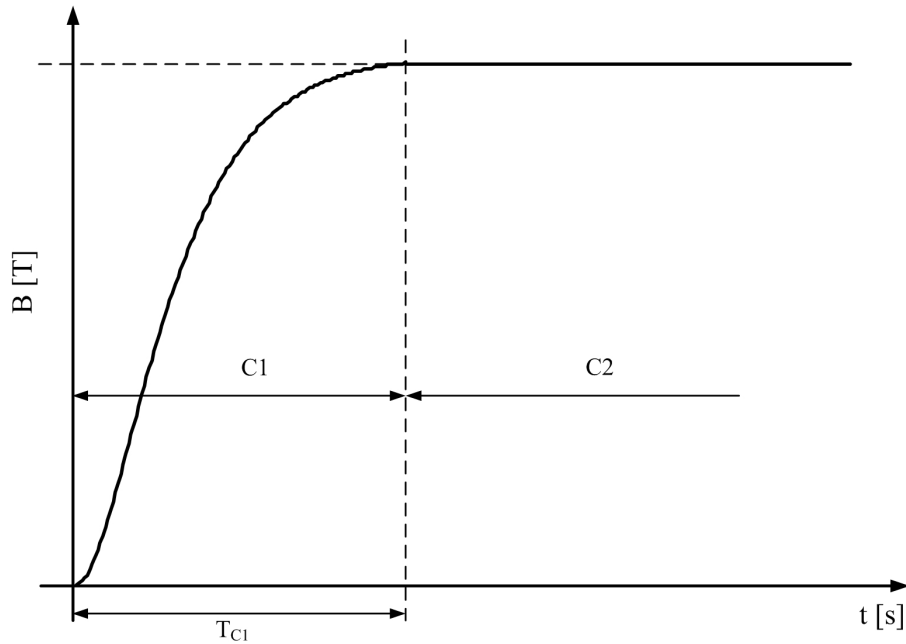


Figura 6.14: Caso ideal al conmutar entre controladores.

(figura 6.14). Para que esto sea así, es necesario que el error de  $C2'$  en  $t = t_b$  sea nulo y además, que la integral de este error ( $E_B$ ) tenga un determinado valor. De no ser así, se producirá un transitorio.

- b. Que la salida de la planta comience a decrecer inmediatamente que se conmuta del controlador  $C1'$  al  $C2'$ , aunque el error  $e_B$  al término del funcionamiento de  $C1'$  haya sido nulo. Luego, el error volverá a converger a cero por acción de  $C2'$ , pero generando un transitorio importante. La figura 6.15 muestra este transitorio tanto para cuando hay un cambio creciente de  $B$ , como para cuando el cambio es en el sentido inverso.
- c. Que la salida de la planta presente un transitorio apenas se produzca la conmutación del controlador  $C1'$  al  $C2'$ , aunque el error  $e_B$  al término del funcionamiento de  $C1'$  haya sido nulo. Al igual que en el caso anterior, el error volverá a converger hacia cero por acción de  $C2'$ . De esta manera, se habrá producido nuevamente, un importante transitorio en el cambio de controlador. La figura 6.16 muestra dicho transitorio tanto para cuando hay un cambio creciente de  $B$ , como para cuando el cambio es negativo.

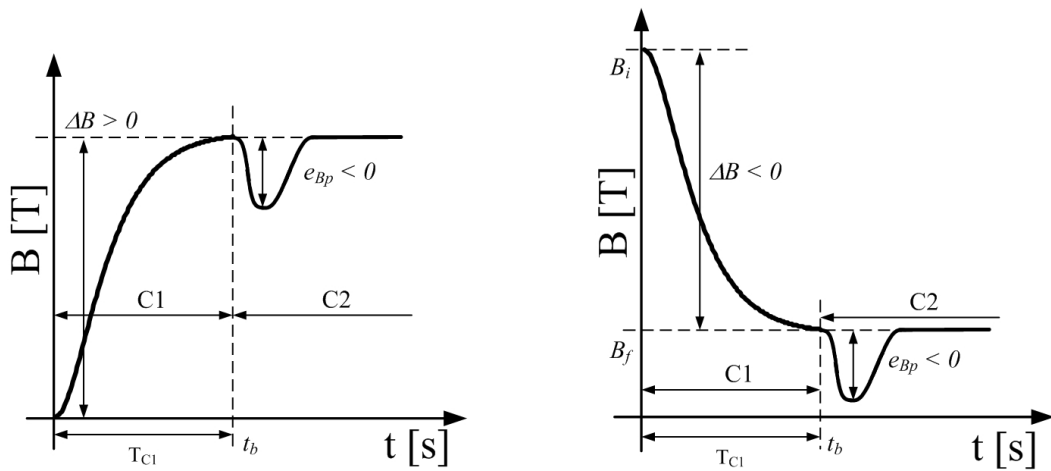


Figura 6.15: Transitorio que aparece en la conmutación entre controladores, cuando el segundo controlador está inicializado con un valor de  $E_B$  menor del que debiera tener ( $e_{Bp}$  es el valor máximo que toma este transitorio).

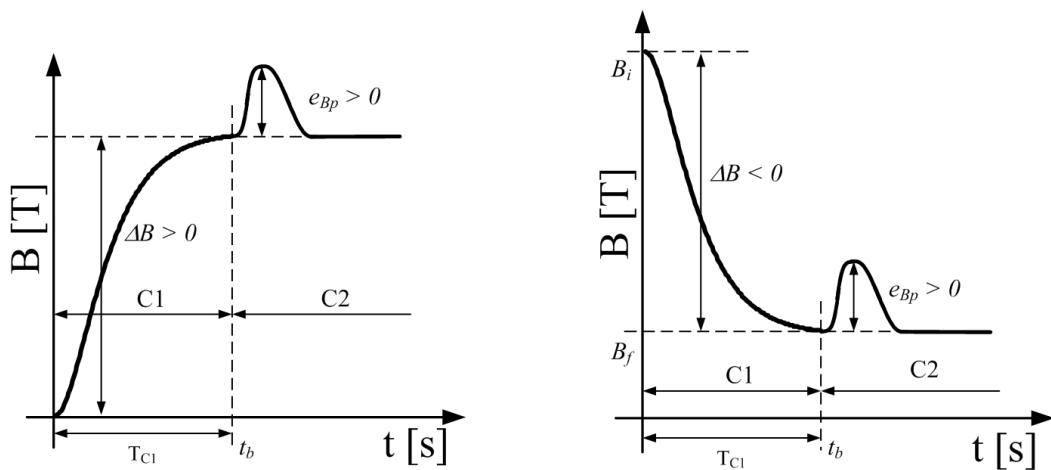


Figura 6.16: Transitorio que aparece en la conmutación entre controladores, cuando el segundo controlador está inicializado con un valor de  $E_B$  mayor del que debiera tener.

---

El caso a. es una situación ideal y representa la solución requerida. En las situaciones b. y c., se deben corregir las condiciones iniciales del controlador  $C2'$  para eliminar el transitorio aparecido en la conmutación entre controladores en  $t = t_b$ . Cabe enfatizar que la condición inicial de  $E_B$  será determinante en la intensidad del transitorio ocurrido. En el caso b.,  $E_B$  posee un valor por debajo del que debiera tener para que no exista transitorio en  $t = t_b$ . Por lo contrario, cuando  $E_B$  comienza con un valor demasiado elevado, se producirá la situación explicada en c.

Por lo expuesto, se propone una ley de aprendizaje que modifique el valor de  $E_B$  mediante el ajuste de  $E_{B_0}$ , haciendo que éste se reduzca para el caso a. y se incremente para el caso b. Es decir, el valor de  $E_{B_0}$  se calculará una única vez para cada  $\Delta B$  diferente, y este resultado será incorporado a una LT. Luego, cada vez que se produzca una conmutación de campo en la iteración  $n$ , cuyo  $\Delta B$  en la iteración  $n - 1$  coincida con el actual, se buscará el correspondiente  $E_{B_0}$  en la LT. Seguidamente, en función del transitorio ocurrido en  $t = t_b$  se corregirá dicho valor de  $E_{B_0}$ , actualizando la LT para la próxima vez. La ley de aprendizaje propuesta es la siguiente:

$$E_{B_{0n}} = E_{B_{0n-1}} - \Delta E_B, \quad (6.65)$$

donde:  $n$  está indexando el valor de  $E_{B_0}$  para iguales cambios de campo  $\Delta B$ .

$$\Delta E_B = \alpha \frac{e_{Bp}}{\Delta B^2} \xi_{0n-1}. \quad (6.66)$$

donde:  $\alpha$  es una constante que regula la velocidad de aprendizaje.

$e_{Bp}$  es el valor de error pico al producirse el transitorio luego de  $t = t_b$

(ver las figuras 6.15 y 6.16).



---

## 6.4. Prueba en simulación del controlador propuesto

Para realizar pruebas en simulación del sistema, se obtuvo primeramente valores para un modelo, el cual fue validado realizando mediciones sobre una planta real. La estructura del modelo utilizado es el mismo a partir del cual se ha hecho todo el desarrollo del controlador. Los parámetros del modelo fueron estimados a partir de mediciones realizados sobre una planta a escala que representa a la real en cuanto a características dinámicas, aunque no en cuanto a intensidades de campo  $B$  que puede generar. La planta utilizada tiene la forma ya vista en la figura 6.1. Este equipo utiliza un electroimán (así se designa normalmente a la bobina que produce el campo principal) de características similares a los que actualmente poseen equipos comerciales. Dicha bobina está especialmente construida para tener una constante de tiempo baja, además de las características propias que se necesitan en el  $B$  que genera para un experimento de FFC-RMN. Los valores de los principales parámetros del modelo equivalente para esta bobina (Ferrante y Sykora, 2004) son los siguientes:

- $L = 330\mu H$
- $R_L = 0,075\Omega$
- $C_L = 2,92pF$
- $B_{max} = 1,143T$
- $I_{max} = 400A$
- $V_{max} = 30,1V$

Sin embargo, las características de conmutación de la planta no solamente están dadas por los valores del modelo equivalente de la bobina, sino por todos los componentes del sistema (en particular por la etapa de salida de la fuente de corriente que la alimenta). Debido a las dificultades existentes para manipular una fuente de corriente

---

con capacidad para drenar los niveles de corriente necesarios para alcanzar los valores de campo que se utilizan en un experimento real de FFC-RMN (corrientes en el orden de los 300A para campos en el orden de 0,5T), además de su elevado costo, se utilizó una fuente de corriente con similares características de conmutación pero que solo puede manejar una fracción de la corriente que utilizaría un equipo real (el equipo utilizado puede manejar hasta 3A). Se hizo de esta manera, sabiendo que las fuentes de corriente que comercialmente se están usando en un equipo de RMN, tienen en su salida un banco de transistores MOSFET conectados en paralelo. Por lo tanto, se asume que si solo se usa uno de estos pares de transistores, y se mantiene la capacidad de drenaje de corriente para cargar la capacidad de compuerta en el mismo tiempo que es cargada cuando está formando parte del banco de transistores, los tiempos de conmutación serán los mismos tanto para un único transistor como para la totalidad conectados en paralelo (Watson, 1989).

Para comprobar la validez del modelo encontrado se aprovecha el hecho de que se conocen los tiempos de conmutación de un equipo comercial estándar de RMN, y también de que se sabe que en dichos equipos el campo es controlado utilizando simplemente un controlador del tipo PID. Estos datos son usados para validar el sistema equivalente al real y a escala, de la manera que se explica a continuación.

El procedimiento utilizado para encontrar el modelo matemático que representa la planta a controlar puede resumirse en los siguientes pasos:

- I. Se obtuvo la respuesta de la planta (controlador a lazo abierto + fuente de corriente + bobina) para una entrada de control a la planta tipo escalón.
- II. Usando cualquiera de los métodos ya conocidos de ajuste de modelos (Ljung, 1987), se estimaron los parámetros de un modelo como el dado en la ecuación (6.17).
- III. Se sintonizó un controlador del tipo PID para el modelo obtenido, y se simuló su funcionamiento para una prueba dada como dato técnico en un equipo comercial. Esto es el tiempo de establecimiento (Ogata, 1997) ante un cambio de campo del

tipo escalón. Se debió simular esta situación en lugar de implementar el experimento para hacerla con la misma intensidades de campo que las especificaciones dadas, ya que el equipo construido en esta tesis, como ya se explicó, no puede lograr los niveles de corriente necesarios. La respuesta obtenida arrojó el siguiente resultado:

- El tiempo de establecimiento con un error de estado estacionario del orden de 40ppm, para una conmutación de 0T a 0,5T (que equivale a un escalón de corriente de 0A a 250A) fué de 1,25ms, para una sintonización del controlador utilizando el método de Sung (Sung et al., 1998), el cual optimiza la velocidad de conmutación a la vez que minimiza el transitorio.

IV. Las especificaciones de un equipo comercial para una conmutación de campo como la probada, indican que el tiempo de establecimiento dentro de las 40ppm del error del orden del milisegundo (Ferrante y Sykora, 2004).

V. Finalmente se concluye que el modelo obtenido es representativo de un equipo real actualmente utilizado. Por lo tanto, resulta útil para comparar las prestaciones del controlador propuesto con los que están actualmente en uso.

En la figura 6.17 puede verse una imagen de la pantalla del osciloscopio mientras se realizaban las mediciones necesarias para identificar el modelo de la planta. En trazo azul aparece la señal de control enviada a las fuentes de corriente, mientras que en trazo amarillo se muestra una tensión que es proporcional a la corriente circulante por la bobina, y por lo tanto, proporcional también al campo  $B$  generado por ella misma. Los resultados obtenidos luego de identificar el modelo de la planta fueron los siguientes:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -58 & -30,464 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ C = \begin{bmatrix} 58 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}, \end{array} \right. \quad (6.67)$$

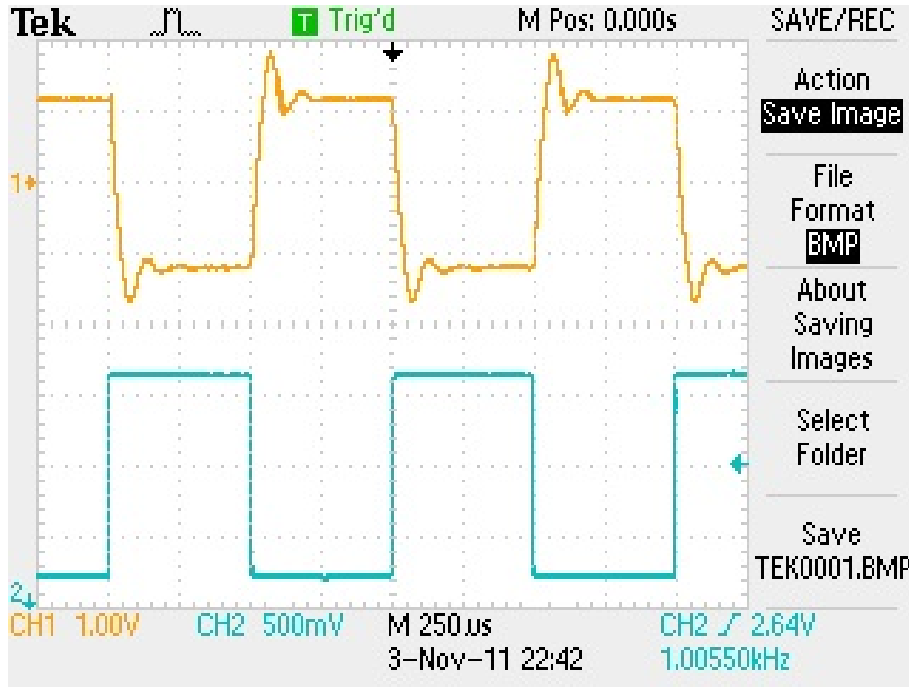


Figura 6.17: Pantalla del osciloscopio que muestra la prueba realizada para identificar el modelo de la planta.

Los valores de tensión utilizados para acelerar y frenar el crecimiento de la corriente fueron:  $V_{a1} = 25V$ ,  $V_{a2} = 0V$ . Estos niveles de tensión, son los mismos con los que se limita la salida del controlador PID contra el cual se compara el comportamiento del controlador propuesto en este trabajo. Además, se eligieron los siguientes valores para los parámetros de  $C2'$ :  $\vartheta_0 = -7,5$ ,  $\vartheta_1 = -15$ ,  $\omega_0 = 0$ ,  $\omega_1 = 47$ ,  $\theta = 4$ .

Los resultados de las simulaciones realizadas, se muestran en las figuras 6.18, 6.19 y 6.20. En la primera, puede verse el transitorio que aparece al momento de la conmutación de controladores de  $C1'$  a  $C2'$  (en  $t \approx 0,2ms$  y en  $t \approx 10,2ms$ ). Este transitorio se debe a inexactitudes en el cálculo del valor de inicialización de  $C2'$ . También puede observarse que el primer controlador  $C1'$ , dejó un error  $e_B$  significativo al momento del cambio de controlador, lo que significa que también hay un error en el cálculo del valor inicial de  $t_a$ . Sin embargo, estos dos valores se van a ir corrigiendo iterativamente a medida que transcurran las sucesivas conmutaciones y se repitan los valores de  $\Delta B$ . En la figura 6.19 se observa este proceso de aprendizaje iterativo, reduciéndose los transitorios en el cambio de controlador y aumentando la velocidad de conmutación a medida que se va ajustando el valor de  $t_a$  y las condiciones iniciales de  $C2'$ . Finalmen-

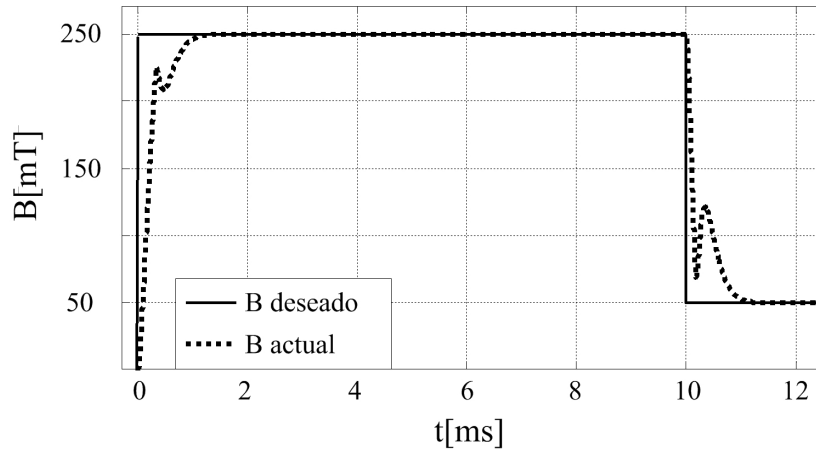


Figura 6.18: Transitorio que ocurre cuando se pasa el control de C1' a C2', si el segundo no está correctamente inicializado.

te, en la figura 6.20, puede compararse el incremento de la velocidad de conmutación, frente a un controlador de características similares a los usados actualmente en este tipo de problemas, con estructura PID sintonizado para tener una respuesta ligeramente subamortiguada. Además, el controlador propuesto también reduce el sobrepico al momento de aproximar el campo  $B$  al valor de estado estacionario  $B_f$ , antes de la próxima conmutación.

## 6.5. Resultados experimentales

Los experimentos fueron realizados con un modelo a escala del real, en cuanto a niveles de intensidad de campo  $B$  utilizados en las simulaciones. El equipo está formado por una fuente de corriente que alimenta una bobina especialmente construida para tener una constante de tiempo baja, además de las características propias que se necesitan en el  $B$  que genera. El control de la fuente de corriente se realiza mediante un procesador, el cual también recibe la señal medida de realimentación, cerrando el lazo de control. Un esquema de este sistema ya fue mostrado al comienzo del capítulo en la figura 6.1. Los detalles sobre el equipamiento utilizado para la realización de los experimentos pueden consultarse en el capítulo 7.

La figura 6.21 muestra los resultados experimentales obtenidos. Se observa una clara

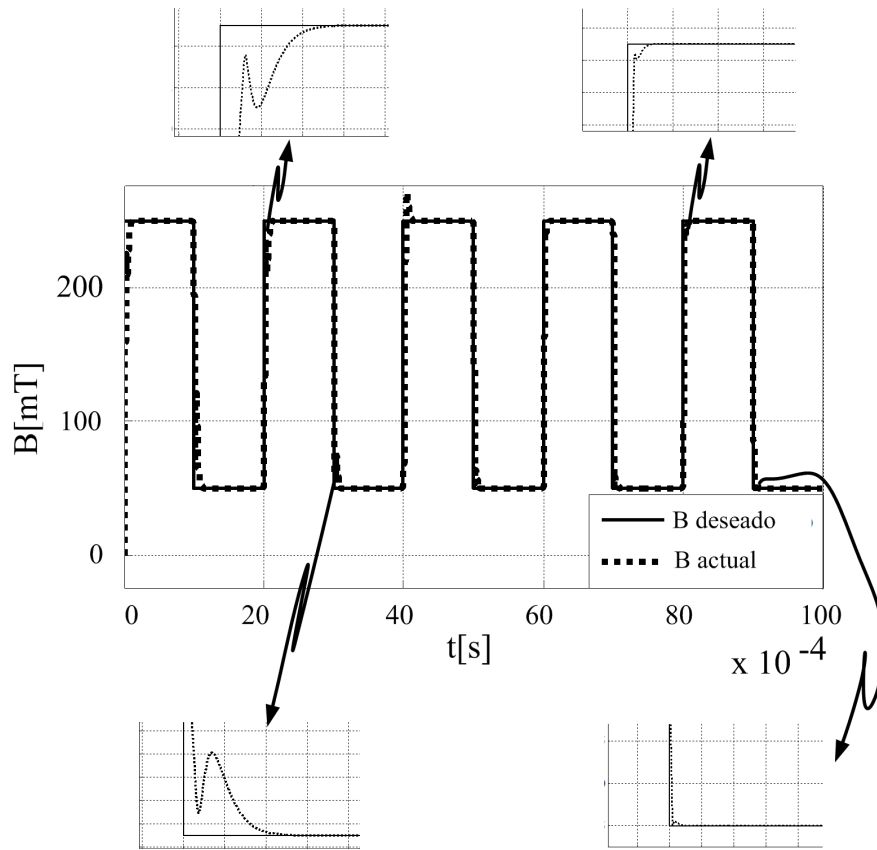


Figura 6.19: Aprendizaje del sistema a medida que transcurre el tiempo y se repiten los valores de  $\Delta B$  en conmutaciones sucesivas.

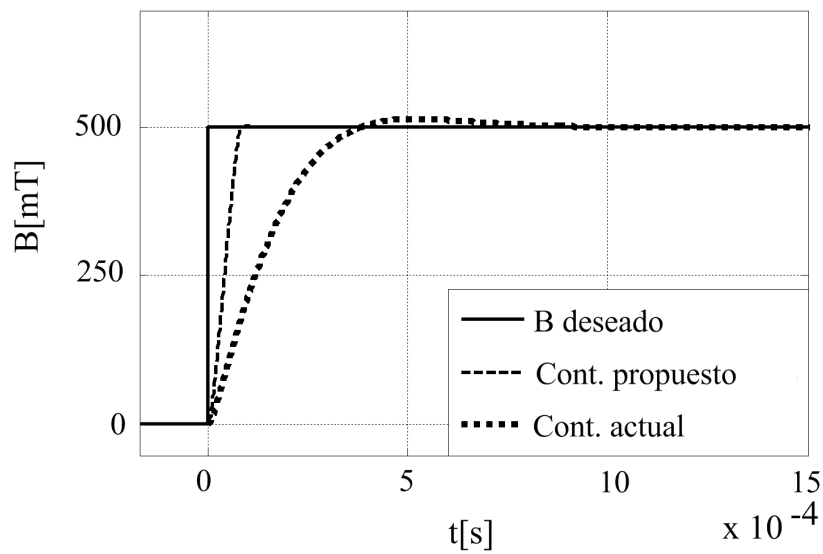


Figura 6.20: Comparación de la respuesta obtenida con el controlador propuesto en este trabajo, con el controlador que está siendo utilizado actualmente.

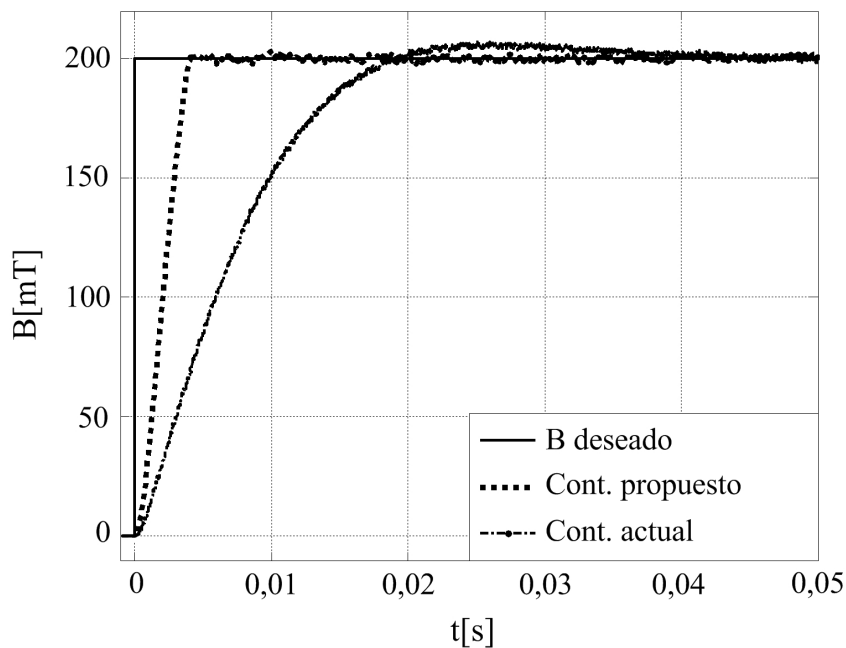


Figura 6.21: Resultado comparativo de un experimento a escala de un cambio en el valor del campo, luego de que el sistema ha aprendido la mejor manera de realizarlo.

mejora en el desempeño frente a los controladores PID utilizados actualmente, tal como fue anticipado en las simulaciones previas.

## 6.6. Conclusiones del capítulo

Se presentó una nueva estrategia de control para la conmutación de campos magnéticos en equipos de FFC-RMN. Se realizó una adaptación exitosa y original de un tipo de controlador de uso masivo en dispositivos mecánicos. La acción de un controlador tipo Bang Bang, para la etapa de aceleración inicial, seguido de un controlador con velocidad de respuesta variable para la aproximación final al valor de régimen, permitió obtener elevadas velocidades de conmutación. Además, las características en la trayectoria seguida durante la conmutación del campo, fueron las necesarias, sin sobrepico y de forma exponencial.

Las características repetitiva del ciclado de campo que se realiza durante esta técnica experimental, permitió aplicar un algoritmo de aprendizaje iterativo.

Una consideración práctica importante al momento de implementar este contro-

---

lador, tiene que ver con las características del conversor analógico/digital utilizado para adquirir la señal de realimentación. En la primera etapa de acción del control EA se requiere de una gran velocidad de muestreo, ya que el campo se encuentra variando muy rápidamente, y una pequeña variación en el momento elegido para frenar el crecimiento del mismo se traduce en un importante error final. Sin embargo, este conversor no necesita de una gran resolución ya que la aproximación final al valor de campo deseado quedará para el controlador de la etapa EB. En esta segunda etapa, en cambio, se requiere de una gran precisión si se quiere un pequeño error de estado estacionario (esto significa utilizar un conversor de 24 bits para un error del orden de 10ppm). Sin embargo, la velocidad no es crítica en este caso. De manera que pueden combinarse 2 conversores diferentes para un óptimo funcionamiento, gran velocidad y baja resolución en EA y a la inversa en EB. La disponibilidad comercial y el costo de estos dos conversores es notablemente mas ventajosa que si se tuviera que utilizar un único conversor de elevada velocidad y resolución.



---

# Capítulo 7

## Hardware

**Resumen:** En este capítulo se hace una descripción del equipamiento implementado para la realización de los experimentos destinados a evaluar el funcionamiento de los diferentes algoritmos propuestos en esta tesis. Estos equipos incluyen un modelo a escala del sistema de bobinas generadoras de campos magnéticos con sus fuentes de energía y el sistema de sensado, adquisición y procesamiento de datos. Finalmente se resume muy brevemente el pre-procesamiento que se hace de los datos adquiridos antes de aplicar los diferentes algoritmos de control.

---

## 7.1. Introducción

La mayor parte del equipamiento utilizado para la realización de los diferentes experimentos con los que se probó el comportamiento de cada uno de los algoritmos y técnicas desarrolladas en esta tesis, fue diseñado y construido especialmente con éste fin. En este equipamiento se está incluyendo un modelo a escala del sistema de bobinas y sensores que se implementará luego en un tomógrafo de RMN con ciclado rápido de campo actualmente en desarrollo en el Laboratorio de Resonancia Magnética y Técnicas Especiales - LaRTE (Anoardo, 2010). La razón de la utilización de un modelo a escala en lugar de implementar el sistema directamente en el equipo en desarrollo se fundamenta principalmente en los costos que demanda la construcción de tal equipamiento, al tener que cubrir rangos muy grandes de valores de campo. Esto complica tanto la generación de campo de valores muy elevados (en el orden de  $1T$ ), como la medición de intensidades dentro de un rango de valores demasiado extenso ( $5 \times 10^{-5}T - 1T$ ). Sin embargo, el sistema implementado reúne todos los requisitos necesarios a los fines de comprobar la validez de las soluciones propuestas. La figura 7.1 muestra un diagrama en bloques del sistema completo con el cual se realizaron las diferentes pruebas de funcionamiento de los algoritmos desarrollados en la tesis. En la figura 7.2 se observa una foto del equipo real, en el cual se identifica cada parte del mismo según el número de bloque correspondiente en la figura 7.1. En las secciones que siguen, se hace una breve descripción de cada uno de estos componentes, indicando sus principales características. Algunos de estos elementos (las fuentes de corrientes, el sistema de bobinas y el arreglo de sensores) fueron desarrollados para el trabajo de Forte (2007).

## 7.2. Actuadores

Los actuadores encargados de generar los campos de compensación para cancelar ciertas perturbaciones magnéticas que afectan (según lo visto en los capítulos 3, 4 y 5) al sistema, o bien, para generar una determinada secuencia de conmutaciones del campo

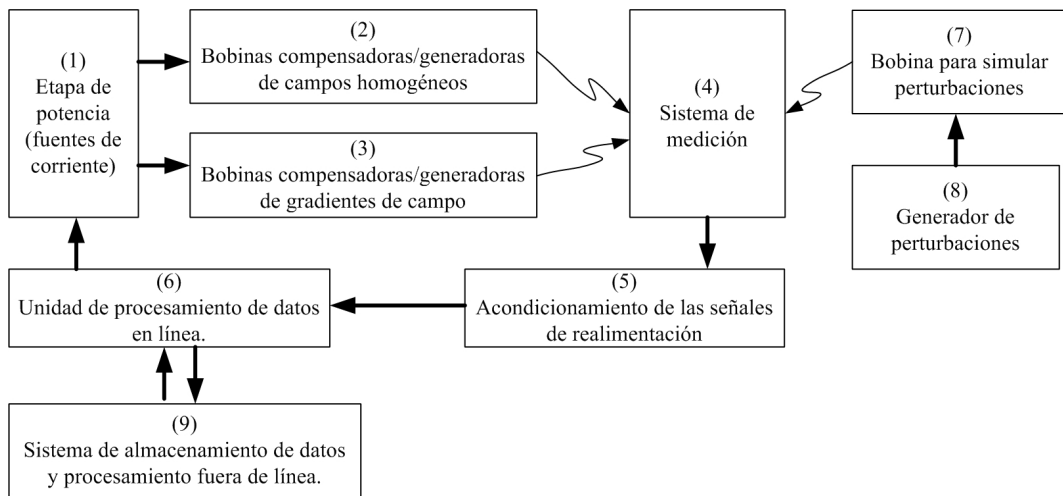


Figura 7.1: Diagrama en bloques del sistema completo.

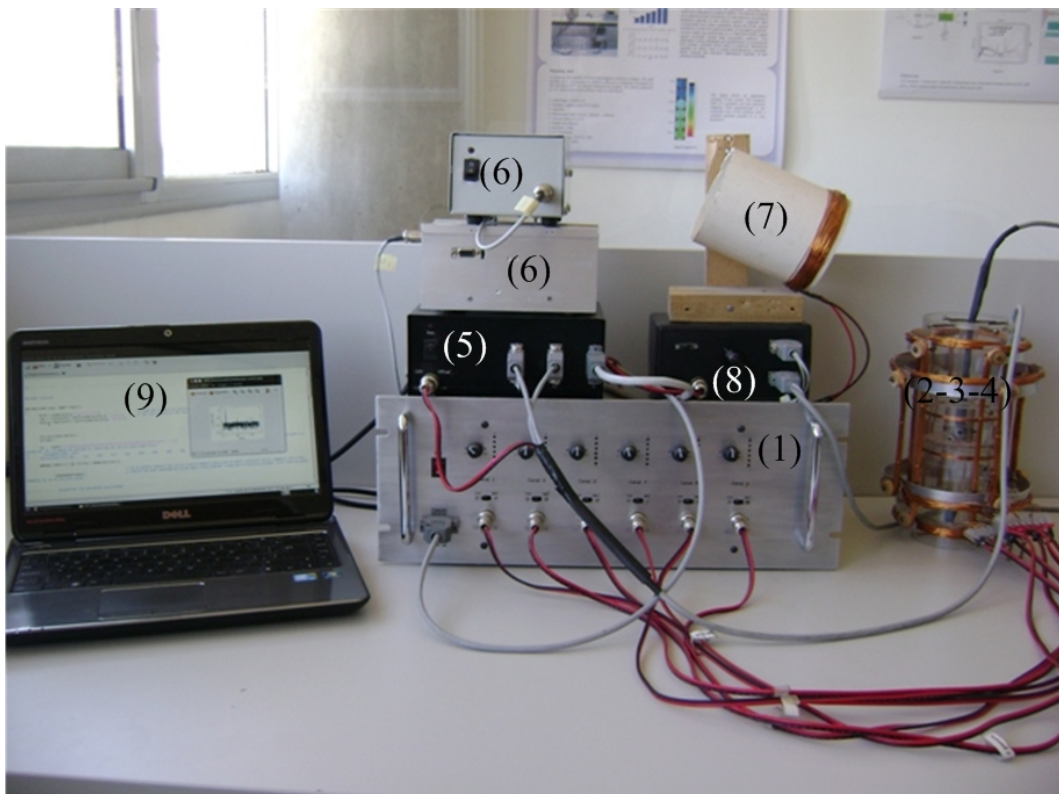


Figura 7.2: Foto del equipamiento en relación al diagrama en bloques de la figura 7.1. Los números corresponden a los diferentes bloques que conforman el sistema.

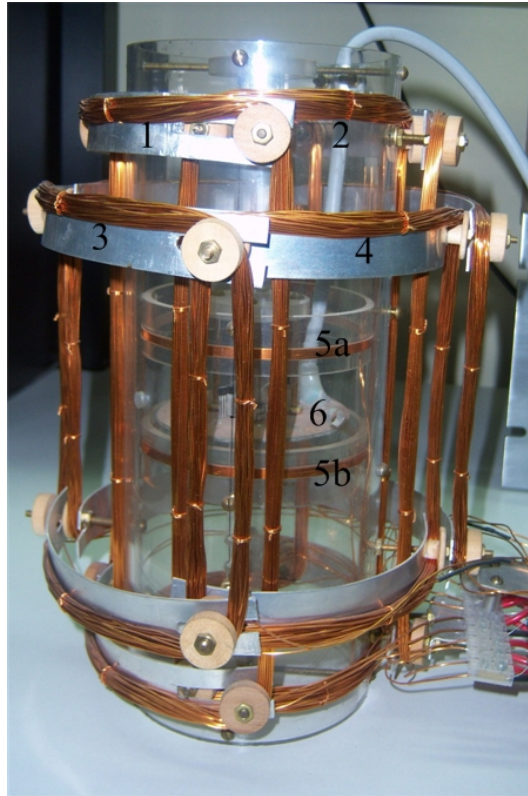


Figura 7.3: Modelo a escala del sistema de bobinas de compensación de campos. 1-Bobina del par Saddle de compensación de campos homogéneos en la dirección  $x$ . 2-Bobina del par Saddle de compensación de campos homogéneos en la dirección  $y$ . 3-Bobina del par Saddle de compensación de gradientes de campos en la dirección  $x$ . 4-Bobina del par Saddle de compensación de gradientes de campos en la dirección  $y$ . 5a, 5b-Par de bobinas Helmholtz para compensación de campos homogéneos en la dirección  $z$ . 6-Sensores de campo.

principal  $B$  de un equipo de RMN (capítulo 6), se compone de una serie de bobinas especialmente diseñadas para tal fin, cada una de ellas conectada a su respectiva fuente de corriente. Estas últimas son comandadas por la unidad de procesamiento, encargada de las tareas de control.

### 7.2.1. Sistema de bobinas

Las bobinas para la generación del campo de compensación se realizaron de acuerdo a lo diseñado en la sección 4.2 (ver figura 4.2). Las bobinas están montadas sobre un soporte cilíndrico de acrílico de radio 50 mm. Sobre éste se ubican en primer lugar las bobinas para la generación de campos homogéneos en el plano  $(x - y)$ , a una distancia

---

del centro del cilindro de 52 mm y 65 mm para los campos  $B_x$  y  $B_y$  respectivamente. Según lo visto en la sección 4.2, para máxima homogeneidad, al ser los radios de cada bobina Saddle ligeramente diferentes, las alturas también deberían ser diferentes. Sin embargo, por simplicidad constructiva, y sin afectar significativamente el comportamiento del sistema, se tomó una altura promedio para ambas bobinas de 214 mm. Por fuera de las bobinas para cancelación de campos homogéneos, se sitúan las bobinas en configuración Saddle para la cancelación de gradientes, las cuáles tienen un radio de 72mm para  $G_{B_x}$  y 82mm para  $G_{B_y}$ , con una altura para las dos de 142mm.

Para cancelar la componente media de campo magnético en la dirección  $z$ , el par Helmholtz (ver sección 4.2) se ubicó en el interior del cilindro, sobre un soporte diferente con un radio de 40 mm. Estas mismas bobinas en  $z$  también son las utilizadas para las pruebas de conmutación rápida de campo (capítulo 6). En la figura 7.3 se muestra una fotografía del modelo a escala con las bobinas de compensación.

Las intensidades de campo generadas por las diferentes bobinas están dadas entonces, según las dimensiones utilizadas, por las siguientes ecuaciones (Bonetto et al., 2006; Reitz y Milford, 1967).

$$B_x = B_y = 0, 2In, \quad B_z = 0, 1In, \quad G_{xx} = G_{yy} = 0, 75In, \quad (7.1)$$

donde:  $B_x$ ,  $B_y$  y  $B_z$  están expresados en  $G$ .

$G_{xx}$  y  $G_{yy}$  están dados en  $G/m$ .

$I$  es la corriente [A] circulando por la bobina.

$n$  son las vueltas de cada bobina.

Para los gradientes de campo, las ecuaciones 7.1 muestran la intensidad generada en la dirección principal de cada bobina (recordar que en este caso las bobinas generan gradientes no solo en su dirección principal, sino que en las transversales a ésta también). Las bobinas para compensar campos homogéneos permiten cancelar perturbaciones de hasta  $15G$ , mientras que las de gradientes, alcanzan valores de hasta  $200G/m$ , utilizando 35 vueltas y hasta  $3A$  en todas ellas.

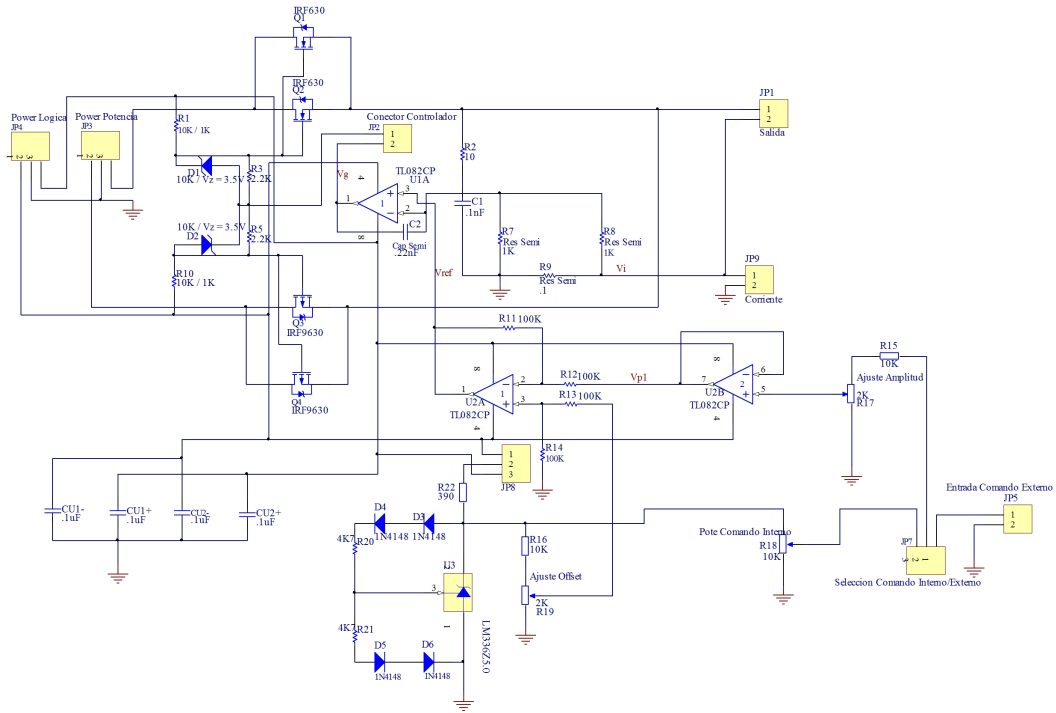


Figura 7.4: Circuito esquemático de la fuente de corriente.

### 7.2.2. Fuentes de corriente

Los campos magnéticos producidos por las bobinas descritas en la sección anterior, son generados a partir de la corriente circulante por ellas, las que son controladas por una serie de fuentes de corrientes lineales analógicas. Se construyeron seis fuentes de corrientes modulares, utilizando una diferente con cada para de bobina de compensación. Todas ellas comparten un único bloque de alimentación de energía a partir de la red eléctrica domiciliaria. Esta construcción modular, permite una rápida reposición de cualquiera de estas fuentes de corrientes individuales en caso de algún desperfecto. La figura 7.4 presenta el circuito esquemático de cada uno de estos módulos. La etapa de salida está compuesta por una serie de transistores MOSFET en configuración simetría complementaria. Esta estructura, permite el agregado de la cantidad de MOSFETs en paralelo que sean necesarios para la intensidad máxima de corriente que quiera hacerse circular por las bobinas.

Debido a la baja resistencia de las bobinas (menos de 1 ohm), para hacer circular la corriente requerida por los campos que se quieren generar, la tensión necesaria es solo

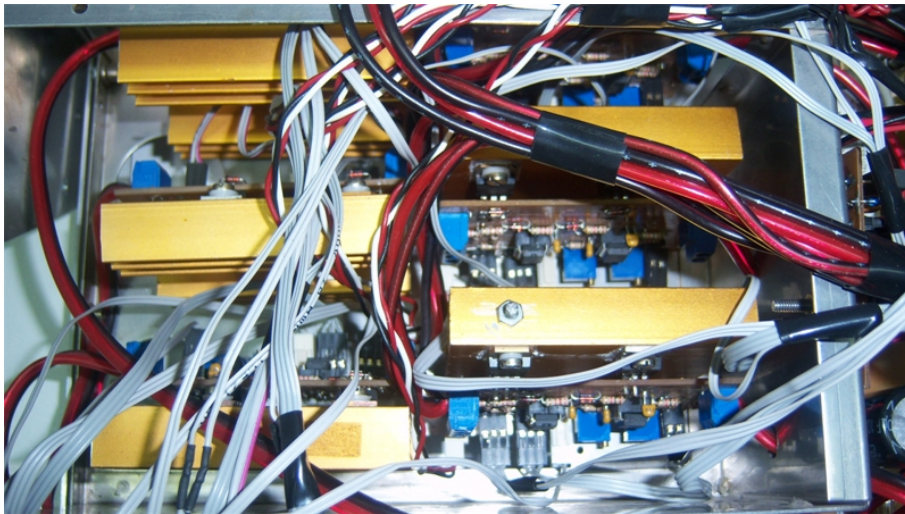


Figura 7.5: Foto en detalle de los módulos individuales con las fuentes de corriente para cada canal.

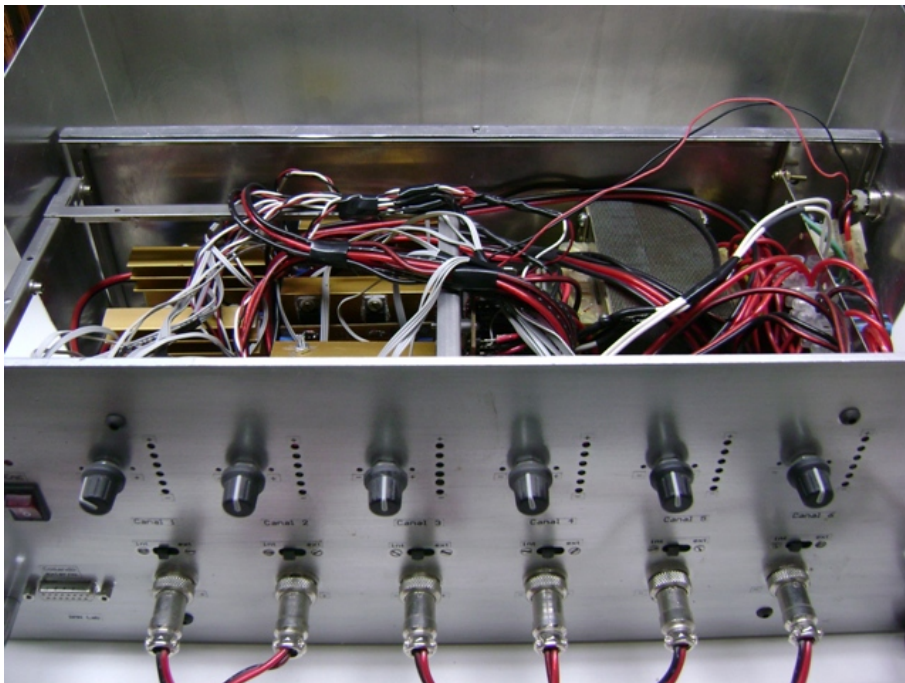


Figura 7.6: Foto del sistema de energía completo.

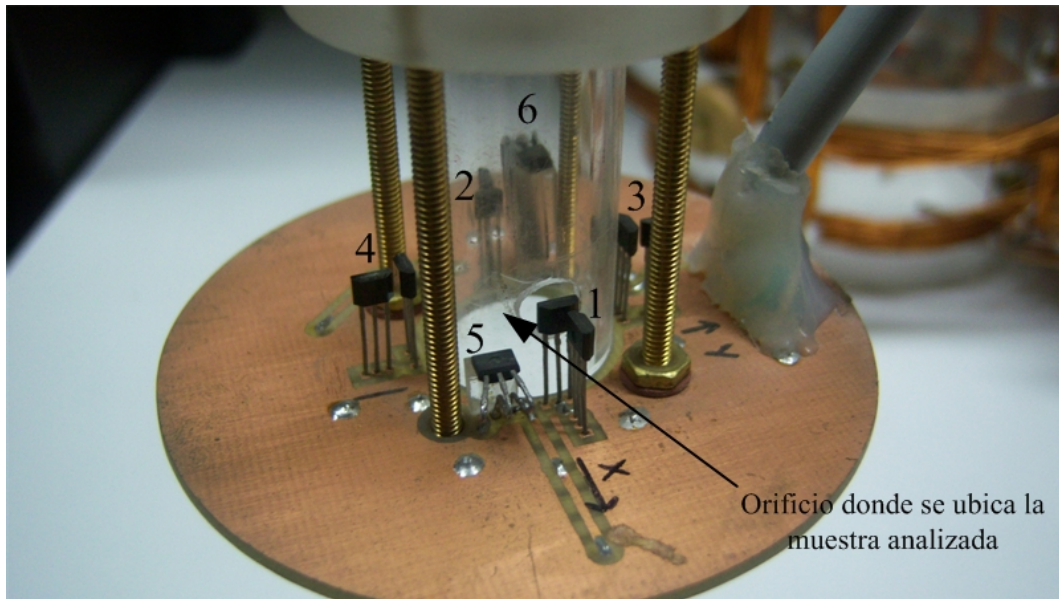


Figura 7.7: Foto del montaje con el arreglo de sensores. 1-Sensores  $X_{x1}$  y  $Y_{x1}$ , 2-Sensores  $X_{x2}$  y  $Y_{x2}$ , 3-Sensores  $X_{y1}$  y  $Y_{y1}$ , 4-Sensores  $X_{y2}$  y  $Y_{y2}$ , 5-Sensor  $Z_{z1}$ , 6-Sensor  $Z_{z2}$ .

de algunos pocos volts. Entonces, la conducción de los MOSFETs puede manejarse con unos operacionales estándar. El control de corriente es realizado por  $U1A$ , el cual recibe la realimentación de corriente a través del divisor resistivo formado por  $R7$  y  $R8$ , que junto con  $C2$ , dan una respuesta a la fuente de corriente ligeramente subamortiguada. Las figuras 7.5 y 7.6 muestran los módulos controladores de corriente, y la fuente completa con todos los canales de control de corriente, respectivamente.

### 7.3. Sensado y acondicionamiento de las señales de realimentación

Los valores de campo magnético en las diferentes direcciones, tanto en su valor medio como en el gradiente de primer orden, que serán realimentados, se obtienen con un arreglo de sensores ubicado de acuerdo a lo diseñado en 4.1. En la figura 7.7 se observan los sensores montados sobre un circuito impreso en las posiciones que corresponden. El orificio central de 20 mm de diámetro permite la ubicación de la muestra bajo análisis de RMN, cuyo volumen típico es de 1 a 2  $\text{cm}^3$ .

Los sensores elegidos son de efecto Hall, de la marca *Allegro*, con número de par-



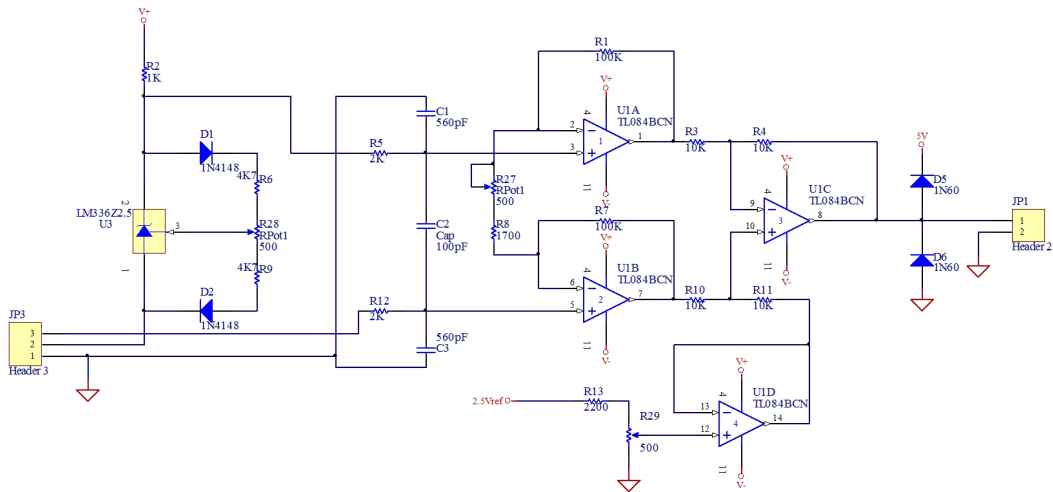


Figura 7.8: Circuito esquemático del amplificador de instrumentación implementado.

te *A1321LUA*. Estos sensores incluyen una primera etapa de amplificación integrada en el mismo dispositivo. Sus principales características, según los datos provistos por el fabricante (<http://www.allegromicro.com/Products/Magnetic-Linear-And-Angular-Position-Sensor-ICs/Linear-Position-Sensor-ICs/A1321-2-3.aspx>), son:

- Tensión de alimentación  $V_{cc}$ : mínima 4,5V típica 5V, máxima 5V.
- Sensibilidad: mínima 4,75 mV/G, típica 5,000 mV/G, máxima 5,250 mV/G.
- Ancho de banda: 30 KHz.
- Tensión de salida para campo 0:  $V_{cc} / 2$ .
- Ruido de salida pico a pico máximo: 25mV.

La señal de salida proveniente de los sensores, es acondicionada en una etapa constituida por amplificadores de instrumentación. En la figura 7.8 se muestra el circuito esquemático de este bloque. Este acondicionador debe llevar los niveles de tensión provistos por los sensores para el rango de variación de campo magnético que se quiere medir, a un valor de entre 0V y 5V (rango de tensión de entrada aceptada por los conversores analógicos-digital que se usarán).

---

El valor máximo de campo medio que se quiere medir en el centro de la zona de exclusión es de  $5G$ , mientras que el gradiente máximo admitido será de  $200G/m$ . Como los sensores están separados entre ellos una distancia de  $0,02m$ , entonces la máxima variación de campo que afectarán a los sensores debido a los gradientes de campo es de  $\pm 2G$ . Esto determina un rango máximo del campo a medir de  $\pm 7G$ , lo que se traduce en una variación de la tensión de salida del sensor de  $\pm 36,75mV$  alrededor de  $V_{cc}/2$ . Esto significa que el amplificador de instrumentación deberá tener una ganancia máxima de 75,18 veces. Este amplificador de instrumentación incluye en su entrada un filtro formado por R5, R12, C1, C2 y C3, el cual fija el ancho de banda para la señal de entrada tanto en modo diferencial  $AB_{md}$ , como para la señal en modo común ( $AB_{mc}$ ). El  $AB_{md}$  se fija en un valor unas 10 veces más grande que el ancho de banda de trabajo del sistema, estableciéndolo en 3KHz. El  $AB_{mc}$  se suele elegir un 10% menor al ancho de banda del amplificador para ganancia unitaria (3MHz). Con estos datos, se pueden definir los valores de los elementos del filtro de entrada, como así también los valores de las resistencias de realimentación R1, R7, R8 y R27, (Graeme et al., 1971). De manera similar a la forma constructiva modular como se realizaron las fuentes de corriente, la etapa amplificadora también fue diseñada como módulos capaces de acondicionar la señal proveniente de dos sensores, cada uno de ellos. Estos módulos son soportados por una placa base que posee la etapa de alimentación de energía para todos ellos. Esta estructura modular permite, al igual que en las fuentes de corriente, un rápido remplazo de alguno de ellos en caso de fallo. En la figura 7.9 se presenta una fotografía del sistema de acondicionamiento de señales, donde puede verse el esquema modular del mismo, mientras que uno de estos módulos se observa en la figura 7.10.

## 7.4. Procesamiento de datos

En esta etapa, se reciben los datos provenientes de los sensores (a través de los acondicionadores de señal) y se realizan las tareas de control que correspondan según el algoritmo aplicado, enviando luego las señales de comando a las fuentes de corriente para que, de esta manera, el arreglo de bobinas produzcan los campos magnéticos

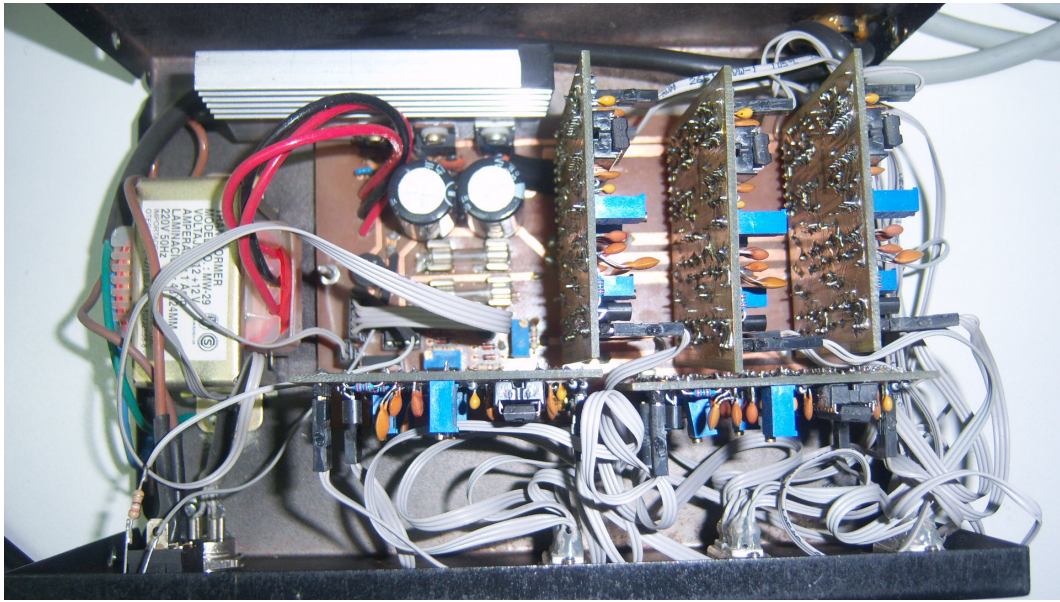


Figura 7.9: Equipo de acondicionamiento de las señales proveniente de los sensores.

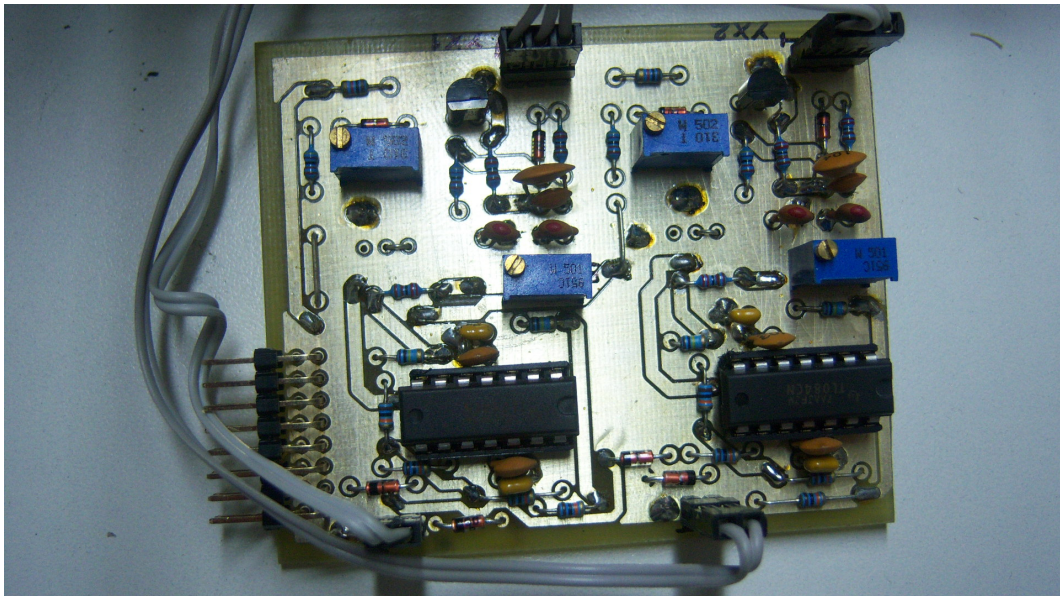


Figura 7.10: Módulo acondicionador de señal para dos sensores.

---

deseados.

#### 7.4.1. Dispositivos utilizados para el procesamiento de datos

Para implementar este bloque se utilizaron dos alternativas. Primeramente se implementó una plataforma de desarrollo basada en una PC estándar, la que se comunica con la planta a controlar a través de una placa de adquisición de datos para bus PCI de la marca *Eagle*, modelo *PCI-726*. Este sistema presenta la flexibilidad necesaria para implementar diferentes algoritmos de manera muy sencilla y rápidamente. Sin embargo, manteniendo costos relativamente bajos, se tiene una limitada capacidad de procesamiento en cuanto a velocidades posibles para el cierre de un lazo de control.

En una segunda etapa, se implementó un sistema embebido dedicado para las tareas de control, en base a un DSC (por las siglas en inglés para Controlador Digital de Señales). El dispositivo elegido fue un DSC de la empresa *Texas*, el modelo *TMS320F28335*, el cual permite trabajar nativamente con datos en punto flotante (un diagrama de bloques funcionales se muestra en la figura 7.11). Entre sus principales características se enumeran las siguientes (pueden obtenerse los datos completos del fabricante en <http://www.ti.com/product/tms320f28335>):

- Velocidad: 150MIPS (MFLOPS).
- Bits ALU: 32.
- RAM: 68KB.
- Flash: 512KB.
- Comunicación para programación/depuración: JTAG.
- Permite la transferencia de datos desde y hacia el DSC a través de ciclos de Acceso Directo a Memoria (DMA, por las siglas en inglés para Direct Memory Acces).

El DSC, requiere de una serie de dispositivos periféricos para poder realizar las tareas de control. Los mas importantes de ellos son, conversores analógicos/digitales

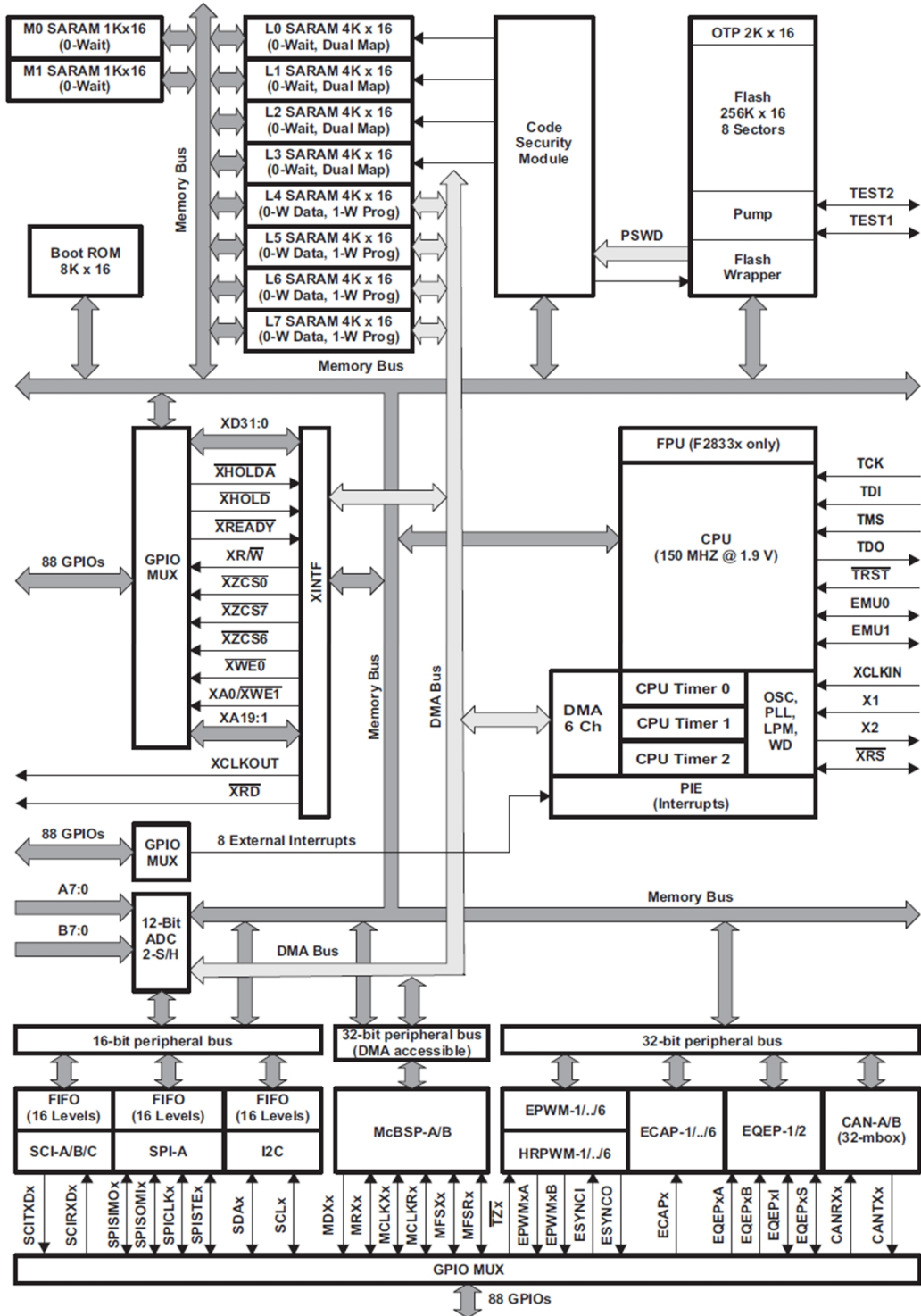


Figura 7.11: Diagrama funcional en bloques del DSC TMS320F28335 (Texas Instruments, 2008).

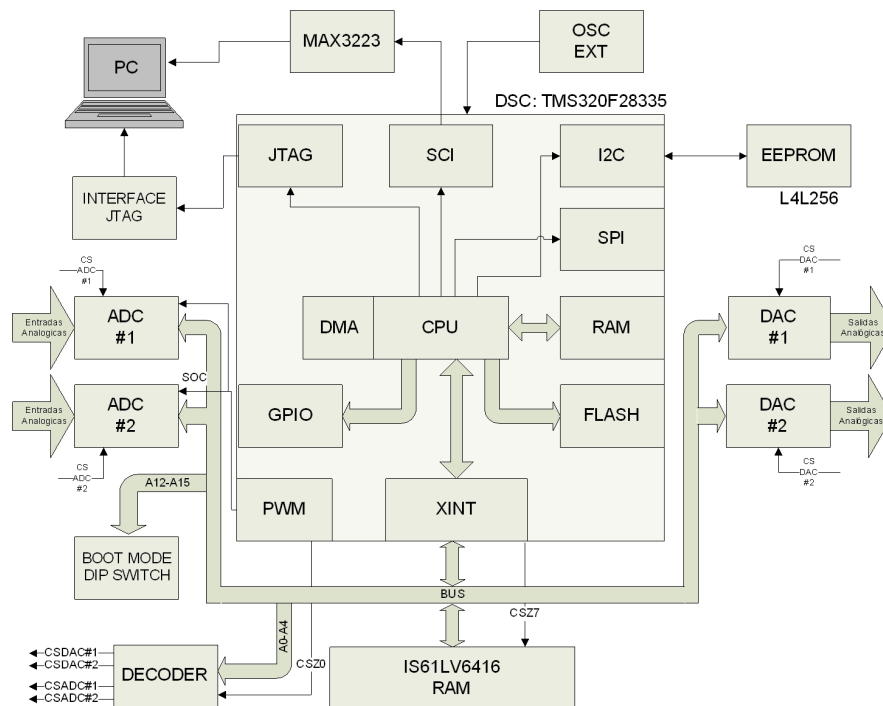


Figura 7.12: Diagrama en bloques del controlador construido en base al DSC TMS320F28335.

(CAD) para adquirir las señales de entrada provenientes de los sensores, conversores digitales/análogos (CDA) que permitan enviar las señales de comando analógicas, y un canal de comunicación con el exterior. Adicionalmente, esta unidad de procesamiento cuenta con una memoria RAM externa que amplía la capacidad del propio DSC. En la figura 7.12 se tiene un diagrama en bloques de la plataforma de control implementada, donde se distinguen los diferentes bloques constitutivos.

Para el bloque de entradas analógicas se utilizan CADs de la marca *Maxim*, número de parte *MAX1316*. En estos conversores se destacan las siguientes características más importantes (hoja de datos completa en <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id>

- Canales de entradas analógicas: 8.
- Resolución: 14 bits.
- Transferencia de datos de conversión: paralelo.

- 
- Tiempo de conversión:  $3,7\mu s$  para los ocho canales.
  - Frecuencia de transferencia de datos: 250 ksps para los ocho canales.
  - Todas las entradas se muestrean simultáneamente (cada una de ellas cuenta con un elemento de muestreo y retención propio).

La transferencia de datos desde los CADs hacia el DSC se realiza vía DMA para optimizar la velocidad de operación del controlador.

Por otra parte, las salidas analógicas se implementan utilizando dos CDAs de la marca Texas Instruments con número de parte DAC8544, cuyas principales características son las siguientes (hoja de datos completa en <http://www.ti.com/product/dac8544>):

- Canales de salidas analógicas: 4.
- Resolución: 16 bits.
- Transferencia de datos de salida: paralelo.
- Tiempo de establecimiento:  $8\mu s$
- Todas las salidas del CDA son actualizadas simultáneamente mediante el uso de dos registros, un registro de entrada en el cual se cargan los datos a convertir de manera individual y un registro de salida, al que pasan todos los datos al mismo tiempo desde el registro de entrada.

Al igual que como se hace con los CADs, la transferencia de datos desde el DSC hacia los CDAs se realiza mediante ciclos de DMA.

En la figura 7.13 se muestra una fotografía del dispositivo completo construido para el procesamiento de los datos (Barra et al., 2009). El mismo se compone de dos placas conectadas en forma de columna. Una de ellas, la superior, soporta al DSC (figura 7.13) y los periféricos asociados al propio funcionamiento (RAM, comunicación, etc.), mientras que la inferior contiene las dispositivos de entradas/salidas analógicas (figura 7.14).



Figura 7.13: Fotografía del controlador completo construido, donde se observa en detalle el DSC.

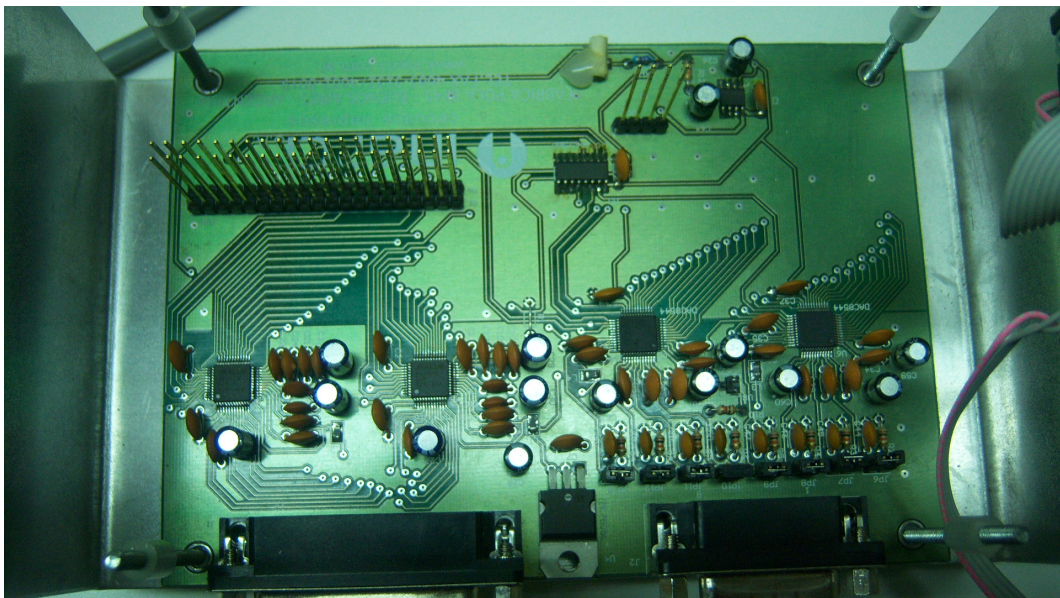


Figura 7.14: Periféricos de entradas/salidas analógicas.



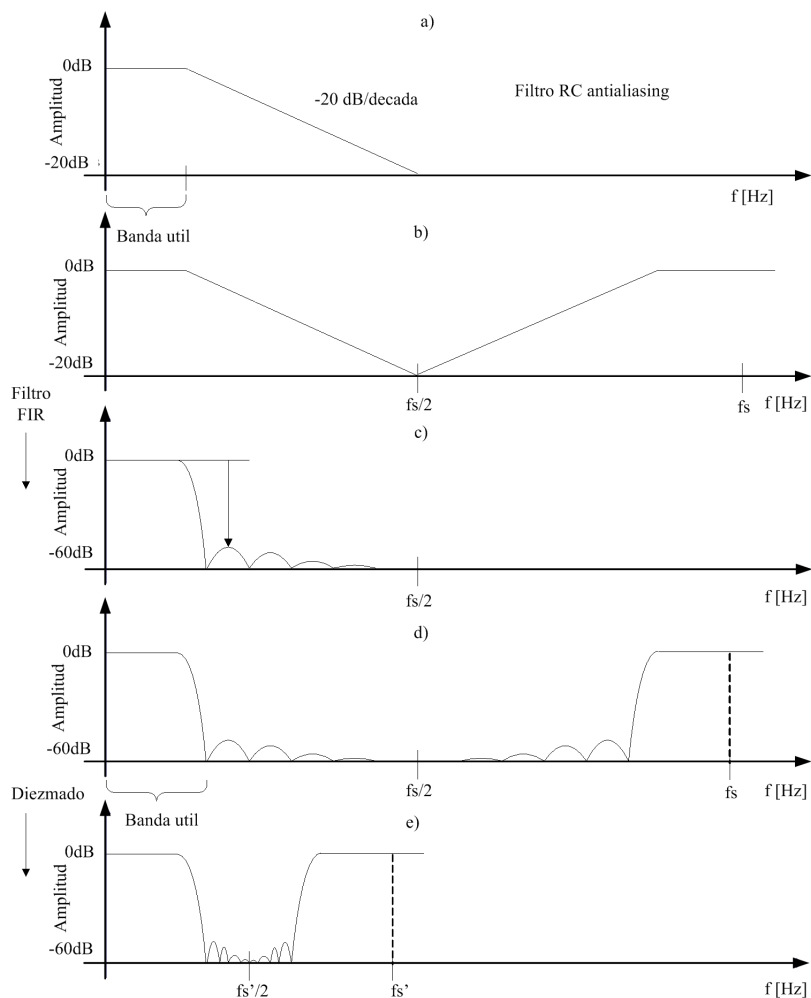


Figura 7.15: Filtro aplicado a las se\u00f1ales adquiridas.

## 7.4.2. Tratamiento de los datos adquiridos

Las se\u00f1ales anal\u00f3gicas de entrada pasan por un filtro pasa bajos (filtro anti-aliasing) realizado simplemente con una red R-C. Este filtro presenta una pendiente de corte muy suave ( $-20$ db/d\u00e9cada), por lo que la zona de la banda de paso que no es plana ocupa una porci\u00f3n importante del espectro, lo que origina una importante distorsi\u00f3n en la se\u00f1al adquirida (Figura 7.15a).

Para eliminar esta porci\u00f3n de la banda de paso cuya se\u00f1al est\u00e1 fuertemente distorsionada se implemente un filtro digital de corte abrupto. Un filtro de este tipo, pasa-bajos, idealmente corresponde a una convoluci\u00f3n en el dominio del tiempo con una funci\u00f3n del tipo *sinc*, la cual cae a cero en  $t = \infty$ . Al ser esto f\u00edsicamente irrealizable, entonces

---

se requiere recortar este filtro a una cantidad finita de muestras, introduciendo de esta manera distorsión en la banda de paso. Para reducir esta distorsión, se aplica una ventana a la señal de entrada antes de ser tratada con un filtro FIR (Finite Impulse Response). Esto es equivalente a multiplicar cada elemento de la señal obtenida antes de ser procesada, por una función de la misma longitud que la señal a tratar. Entre las funciones utilizadas habitualmente para corregir el efecto de truncamiento de la función *sinc* suelen utilizarse las funciones *ventana de Hamming* o *ventana de Blackman* (Parks y Burrus, 1987). Esto da como resultado un nuevo filtro (señal a convolucionar con los datos muestreados) conocida por término en inglés como *windowed-sinc*. Finalmente, la señal útil obtenida está en una porción en la parte inferior del espectro total muestreado. Entonces, es posible reducir la cantidad de datos y la frecuencia con la que se presentan estas muestras realizando un diezmado de la señal obtenida luego del filtrado. Es decir que, por cada cierto número de muestras adquiridas, se toma una y se descartan el resto (diezmar).

En los casos implementados, se utilizó una frecuencia de muestreo de  $f_s = 80\text{KHz}$ , ubicando la frecuencia de corte del filtro RC en  $f_{cRC} = 10\text{KHz}$ , con lo que a  $f = f_s/2$  la atenuación del filtro está en -18dB. Luego se aplicó un filtro digital FIR pasabajos con frecuencia de corte en 4KHz (Figura 7.15c), de 150 elementos con un roll-off de 500Hz y ventana Blackman. Finalmente, tomando una muestra de cada diez en la señal de salida, se está bajando la frecuencia de la señal final adquirida a un ancho de banda efectivo de 4KHz (Figura 7.15e).

## 7.5. Conclusiones del capítulo

Se construyó un modelo a escala de un posible sistema de compensación de campos para equipos de RMN. Este modelo a escala del sistema de compensación está asociado a un sistema de procesamiento de datos para la realización de las tareas de control. Para la implementación de este último bloque se consideraron dos alternativas. Primeramente se trabajó sobre una plataforma PC, la cual cuenta con una placa de adquisición de datos para la comunicación con el entorno a través de una serie de señales analógicas.

---

Esta estructura es sumamente flexible para la realización de diferentes experimentos de pruebas de funcionamiento. Sin embargo, posee algunas limitaciones en cuanto a velocidades de trabajo, y a la posibilidad de implementar versiones finales de sistemas para ser incluidos en un equipo real de RMN. Pensando fundamentalmente en este segundo requerimiento, el cual implica la necesidad de realizar equipo de dimensiones reducidas, se diseñó un sistema de control embebido en un plataforma dedicada a estas tareas específicamente, construida en base a un DSC de arquitectura Harvard con CPU de 32 bits y altas prestaciones en cuanto a velocidad y capacidad de cálculos. Esta plataforma para desarrollo y experimentación de algoritmos de control destinados a la implementación de sistemas SHISHI logró satisfacer los requerimientos exigidos por la aplicación particular de esta tesis, y además, es lo suficientemente flexible para ser adaptado a futuros desarrollos.

---

## Capítulo 8

# Conclusiones

En este capítulo se reseñan los principales resultados obtenidos en esta tesis, puntualizando las conclusiones que pueden obtenerse del análisis de ellos.

---

## **8.1. Implementación de un sistema de corrección estática de distribución espacial de campo magnético**

Se completó un estudio previamente iniciado con un trabajo final (Segnorile et al., 2006), llevándose a la práctica un sistema de corrección estática de distribución espacial de campo magnético para instrumentos de RMN. Como resultado de esta aplicación, fue posible analizar la validez de los algoritmos teóricos propuestos originalmente, y formular las correcciones y ajustes necesarios para lograr su exitosa implementación.

Este trabajo derivó en la aplicación de una patente, considerándose de momento su desarrollo tecnológico detallado en el marco de un emprendimiento spin-off del laboratorio (Trovintek, incubadora de empresas del Parque Científico Tecnológico de la UNC).

## **8.2. Compensación dinámica de campos magnéticos para sistemas aplicados a la RMN con campo ciclado**

Se realizó un sistema de compensación SHISHI el cual constituye una aproximación inicial a la solución del problema de cancelación dinámica de perturbaciones de campo magnético y compensación dinámica de distribución espacial de los mismos. El estudio realizado proveyó de la plataforma bajo la cual se probaron, y se seguirá haciendo en el futuro, diferentes estrategias de control destinadas a estos fines. Con este simple sistema se logra una atenuación de campo mayor al 75 %, tanto para señales de campo magnético homogéneas como para gradientes, dentro de un ancho de banda de respuesta de 150Hz. Debido al fuerte acoplamiento entre variables que existe en el sistema de compensación de campos, fundamentalmente con los gradientes, se utilizó un desacoplador para tratar al sistema MIMO inicial, como una serie de sistemas

---

tipo SISO independientes. De esta manera, se pudieron sintonizar las variables de cada controlador con métodos convencionales.

Se mostró que el efecto “waterbed” asociado a los sistemas de control actuando en el dominio del tiempo puede ser salvado utilizando una estructura convencional (como un PI), trabajando en el dominio de la frecuencia. Este fenómeno ocurre cuando se quiere controlar el comportamiento temporal de la salida del sistema, siguiendo una referencia cuyo ancho de banda no puede limitarse a un rango que pueda ser cubierto por el controlador (o cancelando una perturbación con esta misma característica). De esta manera, combinando un controlador que pueda seguir selectivamente ciertas componentes de frecuencia sin ser afectado por el resto, con un controlador estándar, se puede mejorar el rango dinámico de operación de todo el conjunto.

Este esquema puede ser extendido para el tratamiento selectivo de mas de una componente armónica, particularmente para el caso en que estas presenten características estáticas en cuanto a amplitud, frecuencia y fases relativas. Los resultados experimentales de la figura 5.7, muestran claramente que la implementación práctica de la solución propuesta, a pesar de la simplicidad de los conceptos involucrados, puede ser sumamente efectiva.

### **8.3. Conmutación del campo magnético principal de un equipo de RMN**

Mediante la adaptación exitosa de un controlador ampliamente utilizado en sistemas mecánicos de posicionamiento, se mostró que es posible mejorar características actuales de conmutación de campos magnéticos en aplicaciones de FFC-NMR. Esta nueva estrategia (en esta aplicación particular) combina la acción de un controlador tipo Bang-Bang en la etapa inicial de incremento de la corriente, seguido de un controlador cuya velocidad de respuesta se incrementa con el tiempo. De esta manera, se logró obtener una respuesta en el cambio del valor de campo magnético, sustancialmente más rápida que lo que se consigue actualmente, manteniendo las características en

---

la trayectoria seguida por la corriente según los requerimientos típicos de FFC. Gracias a la repetitividad del ciclado del campo magnético, se pudo aplicar un algoritmo de aprendizaje iterativo para obtener una conmutación suave de controladores entre la etapa de cambio rápido y la de ajuste fino del valor final de campo. Cabe señalar además que la estrategia adoptada permite la optimización de los recursos físicos utilizados para la implementación del sistema.

## 8.4. Conclusiones finales

Durante el transcurso de esta tesis, se adquirió una amplia experiencia en la medición y el control de campos magnéticos para aplicaciones de RMN asociada a la técnica FFC. Se aplicaron estrategias de control que no habían sido exploradas hasta el momento en el campo de la RMN, introduciendo además modificaciones que posibilitaron mejoras sustanciales en el comportamiento de los sistemas estudiados. Por último, como consecuencia del instrumental desarrollado para la implementación de los algoritmos propuestos, el laboratorio donde se ejecutó la tesis cuenta actualmente con una plataforma flexible que posibilita la experimentación de nuevos desarrollos.

## 8.5. Aportes generales de la tesis

Esta tesis fue realizada en el Laboratorio de Relaxometría y Técnicas Especiales (LaRTE) de la Facultad de Matemática, Astronomía y Física de la Universidad Nacional de Córdoba, como parte de las tareas realizadas en el marco de una serie de proyectos acreditados. A partir del trabajo realizado para esta tesis, se publicaron los siguientes artículos en revistas y presentaciones en congresos:

### 8.5.1. Publicaciones en revistas

1) IEEE Transactions on control systems technology: *Automatic Shielding-Shimming magnetic field compensator for excluded volume applications*. Guillermo O. Forte, Germán Farrher, Luis R. Canali and Esteban Anoardo. Volume: 18, Issue: 4, Page(s): 976 – 983.

---

2) Latin American Applied Research: Harmonic disturbance rejection control for magnetic field compensation applications. G. O. Forte and E. Anoardo. Volume. 43, N. 1, January 2013.

3) IEEE Latin American Transactions: NMR-SSC magnetic field profiler applied to magnetic field shimming. H. H. Segnorile, G. O. Forte, G. D. Farrher and E. Anoardo. Volume: 11, Issue: 1, Page(s): 257 – 262, Feb. 2013. ISSN: 1548-0992.

### 8.5.2. Trabajos presentados en congresos con referato

4) RPIC: XII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control. Controlador para sistema multivariable fuertemente acoplado aplicado en un blindaje magnético activo. Guillermo Forte, Luis Canali, Esteban Anoardo.

5) MACI: Congreso de Matemática Aplicada, Computacional e Industrial. Control H-Infinito para cancelar perturbaciones de campo magnético. Guillermo O. Forte, Luis Canali, Esteban Anoardo.

6) ARGENCON: Frequency and time domain dual control system for harmonic noise rejection. Guillermo O. Forte and Esteban Anoardo.

7) ARGENCON: Sistema de control dual Bang-Bang / estructura variable con aprendizaje iterativo para generación de campos magnéticos pulsados. Guillermo O. Forte y Esteban Anoardo.

8) ARGENCON: NMR-SSC magnetic field profiler applied to magnetic field shimming. H. H. Segnorile, G. O. Forte, G. D. Farrher and E. Anoardo.

### 8.5.3. Presentaciones en congresos como póster

Extractos de los trabajos anteriores fueron mostrados como póster en los siguientes congresos:

9) 6th Colloquium on Mobile Magnetic Resonance, Aachen – Alemania, 2006: Universal active magnetic shielding & compensating system for NMR applications.

10) 5th Conference on Field Cycling NMR Relaxometry, Torino, Italy, 2007: Multivariable controller applied to an active magnetic compensating system for fast-field-



---

*cycling NMR.*

11) 6TH Conference on field cycling NMR relaxometry, Torino, Italia, 2009: *Magnetic field conditioning system for field-cycling NMR.*

#### **8.5.4. Otros aportes**

##### **Patentes**

E. Anoardo, H. Segnorile, G. Forte, G. Farrher, P. Novisardi y L. Revello, *Dispositivo automático de control de campo magnético estático basado en análisis estadístico de señales de resonancia magnética nuclear.* Presentada al INPI: número de solicitud P20110104380 (2011).

Como parte de esta tesis se llevo a cabo la implementación real del sistema de ajuste de dependencia espacial de campo magnético previamente diseñado. El mismo había sido probado combinando el controlador real, con un señal de resonancia magnética nuclear, generada mediante simulación. Para la implementación física fue necesario modificar completamente el programa que implementa el algoritmo, agregar un sistema de monitoreo en tiempo real de la FID medida para comprobar la actuación del sistema y solucionar diversos inconvenientes que aparecen al trabajar con el sistema físico real (como ser ruidos de amplitud y fase en la señal medida, perturbaciones en el campo magnético sobre el que actúa el equipo debido a los límites de estabilidad de las fuentes de corriente que generan los campos correctores, etc.). Además, se incorporó una serie de modificaciones en la estructura principal del algoritmo de control de dependencia espacial de campo. Estas modificaciones están centradas en la función de decisión de la cual depende cual será la combinación de corriente óptima que genera la dependencia espacial de campo deseada. Esta participación en la patente da lugar al capítulo 3 de la tesis.

##### **Incubación de empresa relacionada**

Título del proyecto incubado: *Creación de una Empresa de Base Tecnológica EBT para desarrollo y comercialización de tecnología de sistemas magnéticos y resonancia*

---

*magnética nuclear*. Este proyecto fue presentado en la convocatoria tecnoemprendedores 2012 lanzada por la Universidad Nacional de Córdoba para ser incubado en el Parque Científico Tecnológico que funciona en predios de la misma Universidad, obteniendo el primer lugar. La incubación de esta EBT se basa en el desarrollo de tres productos potencialmente comerciables, dos de ellos estrechamente vinculados con tareas efectuadas como partes de esta tesis y en avanzado estado evolución.

El primero de estos productos consiste en un aparato para medir campo magnético (conocido como magnetómetro, gausímetro o teslámetro). El primer prototipo se origina a pedido de una empresa que se dedica a la comercialización de imanes, con la cual se firma un convenio de colaboración con la Universidad Nacional de Córdoba, EXP-UNC 1570/2008 51-08-7478. En este desarrollo se aplicaron conocimientos y experiencia ganada a partir de la necesidad de la tesis de la medición de campos magnéticos. Este primer equipo fue reingenierizado con el objetivo de optimizar la relación costo/calidad, construyendo un prototipo que se encuentra en condiciones de ser pasado a producción luego de realizar mínimos retoques. Por lo tanto, el objetivo tecnológico en este caso es el de lograr un aparato que evolucione en el tiempo, lanzando a futuro nuevas versiones de instrumentos con mayores prestaciones cada vez. El mercado para estos instrumentos se encuentra básicamente en dos grupos: la industria (usuarios de imanes para la fabricación de diferentes dispositivos magnéticos, fabricas de transformadores para medición de flujo disperso, entre otros) y por otro lado, como producto de tecnología educativa: es una pieza clave en trabajos prácticos de laboratorio de magnetismo en carreras de grado y terciarios de física, química, ingenierías varias, etc. La experiencia obtenida durante el ejecución de los trabajos de esta tesis para la medición de campos magnéticos, resultaron en un valioso aporte para la obtención de este producto.

Un segundo proyecto esta basado en un desarrollo con alto grado de innovación, con una patente citada anteriormente y un prototipo comprobado e instalado en uno de los instrumentos del laboratorio donde se realizó esta tesis. Se trata de un sistema que permite adecuar la dependencia espacial de un campo magnético, mediante un conjunto de bobinas correctoras (“magnetic field profiler” o MFP). Este producto es un

---

desprendimiento directo del desarrollo realizado para el capítulo 3, donde pueden consultarse los detalles técnicos del mismo. Finalmente, el proyecto propone el desarrollo y comercialización de sistemas, partes y/o accesorios para instrumental de RMN.

## 8.6. Aplicaciones y Trabajos futuros

Además del interés teórico, los temas desarrollados en esta tesis son de directa aplicación a una diversa variedad de situaciones que requieren de una solución de ingeniería. Utilizando la RMN como parte del dispositivo sensor de campo, el sistema de control estático de dependencia espacial de campo magnético permite aplicar esta técnica a cualquier otra aplicación que la requiera. Por otra parte, la cancelación dinámica de perturbaciones de campos electromagnéticos es de utilidad en la construcción de sistemas de blindajes activos no solo para aplicaciones de RMN, sino también en diferentes dispositivos como ser: blindajes electromagnéticos activos para laboratorios de mediciones de señales electromagnéticas de origen biológico, en el acondicionamiento de ambientes donde funcionan determinados instrumentos de medición (como ser microscopios electrónicos) que demandan que el campo magnético presente esté siempre por debajo de cierto valor máximo, en la atenuación de Interferencia Electromagnética (EMI) generada por diferentes dispositivos y equipamientos eléctricos como fuentes conmutadas y hornos de inducción. En este último caso, cuando la perturbación que se quiere atenuar posea determinadas componentes de frecuencias dominantes y estables, es de gran utilidad el algoritmo de control propuesto en el capítulo 5. Fuera del campo de la electrónica y la electricidad, existen diferentes sistemas físicos donde se pueden aplicar estas técnicas desarrolladas como parte de la tesis, pudiendo mencionar sistemas mecánicos activos de cancelación de vibraciones y cancelación dinámica de sonido, entre otros.

En lo que hace a los avances alcanzados estrictamente relacionados con la Resonancia Magnética Nuclear, una conmutación mas rápida pero controlada del campo magnético principal de un equipo de RMN permite medir tiempos de relajación mas cortos por un lado, pero también es importante en experimentos de doble resonan-

---

cia y espectroscopia a campo nulo. De esta manera se mejoran las posibilidades para varios experimentos que se hacen con los equipos de campo ciclado. Además, justamente para poder alcanzar tales valores de campo, es donde se hace imprescindible un adecuado sistema de compensación de perturbaciones magnéticas. Concretamente, como ejemplo, los sistemas con campo ciclado para imágenes que se hicieron hasta ahora son de velocidad de conmutación moderada. Conmutando más rápido, es también posible diseñar "medios de contraste" que acorten el  $T_1$  en forma selectiva y extender considerablemente el rango de tiempos de relajación accesibles, aumentando de esta manera el contraste en imágenes pesadas por tiempos de relajación y reduciendo el tiempo total de adquisición para la construcción de la imagen. Sin embargo, la mayor importancia radica en la posibilidad de experimentar variantes imposibles en sistemas convencionales o con campo ciclado a baja velocidad.

La continuidad de los trabajos hasta ahora realizados, estará dada tanto con la evolución de los métodos y técnicas presentadas en esta tesis, como con su aplicabilidad. El desarrollo presentado en el capítulo 3 ya ha sido probado y comprobada su efectividad en un equipo de RMN, logrando claras mejoras en el desempeño del mismo, siendo el próximo paso de evolución la transferencia directa a la sociedad a través de un producto comercial (ver 8.5.4). En cuanto a los algoritmos presentados en los capítulos 4, 5 y 6; éstos han sido probados en una maqueta a escala de un equipo real de RMN, estudiando sus efectos sobre el campo magnético presente en una dada región del espacio. La siguiente etapa en cuanto a la utilidad de estos desarrollos deberá centrarse en su aplicación a un verdadero equipo de RMN, analizando las mejoras logradas en las prestaciones de dicho instrumento.

En investigaciones por realizar en relación a la RMN-FFC, se podrá probar la posibilidad de construir una imagen sensible al estado de ordenamiento molecular. Experimentos previos demostraron que al conmutar el campo magnético en forma abrupta, ante la existencia de campos locales no promediados, pueden inducirse coherencias de espines que decaen con un tiempo característico normalmente menor al tiempo de relajación espín-red que correspondería a ese valor de campo en caso de que dichos campos

---

locales estuvieran promediados. Como consecuencia, el decaimiento de la magnetización es más veloz, y si este efecto se confunde con relajación pura, el falso tiempo de relajación medido puede resultar muy inferior. Este efecto ocurre solamente en presencia de campo local y conmutando el campo magnético a elevados valores de “slew-rate” en la región de campo local. Es posible sacar provecho de este resultado para generar imágenes con alto contraste en sistemas heterogéneos donde existan regiones con diferentes campos locales.

---

# Índice de figuras

1.1. a) Dos posibles orientaciones de $\mu$ para el átomo de $^1\text{H}$ en presencia de un campo externo. b) Conjunto de niveles de energía posibles para el átomo de a) en presencia de un campo $\mathbf{B}$ . . . . .	20
1.2. Exceso de espines en estado de menor energía . . . . .	22
1.3. Evolución de la magnetización longitudinalmente y transversalmente . .	23
1.4. Espectro de absorción y dispersión cuando se suma al campo constante $\mathbf{B}$ , otro transversal y variable $\mathbf{B}_1$ . . . . .	24
1.5. Pulso de $\frac{\pi}{2}$ . . . . .	25
1.6. FID obtenida en un experimento de pulsos. . . . .	26
1.7. Secuencia básica PP. . . . .	28
1.8. Secuencia básica NP. . . . .	28
1.9. Ejemplo de un gráfico de dispersión de la constante de relajación $T_1$ . Dependencia en frecuencia del tiempo de relajación espín-red $T_1$ en las fases N, $\text{SmA}_2$ y $\text{SmC}_2$ del $\text{DB}_8\text{Cl}$ (Carvalho et al., 2001) . . . . .	29
1.10. Diagrama en bloques de un equipo de RMN con campo ciclado. . . . .	31
2.1. Sistema de control realimentado. . . . .	39
2.2. Conexión de sistemas MIMO. a) Serie. b) Sistema realimentado. . . . .	47
2.3. Señales en un sistema de control realimentado. . . . .	48
2.4. Sistema multivariable $G(s)$ . . . . .	49
2.5. Direcciones del vector de entrada al sistema de la figura 2.4. . . . .	51
2.6. Norma $\  \cdot \ _2$ del vector de salida del sistema de la figura 2.4 según la dirección del vector de entrada (figura 2.5) . . . . .	51

---

2.7.	Sistema mecánico de posicionamiento en una dirección. . . . .	59
2.8.	Gráfico de Bode típico para la magnitud de la función sensibilidad $S$ . . .	62
3.1.	Señal de resonancia recibida (FID) con el sistema fuera de resonancia. Cuando el campo es perfectamente homogéneo la envolvente es una función del tipo exponencial. Ver nota al pie de página. . . . .	66
3.2.	Señales que utiliza el algoritmo de corrección de distribución espacial de campo magnético. . . . .	69
3.3.	Diagrama en bloques simplificado del sistema completo. . . . .	78
3.4.	Bobinas de corrección utilizadas en el equipo construido. . . . .	79
3.5.	Vista de la interfaz con el usuario del módulo de comando. . . . .	80
3.6.	Modificación de la FID recibida luego de la homogenización. . . . .	83
3.7.	Evolución de los parámetros SSC. . . . .	83
3.8.	Bobina para la degradación del campo original del imán compensado con el sistema diseñado. . . . .	84
3.9.	Modificación de la FID obtenida luego de corregir la homogeneidad del imán de RMN al que se le degradó el campo con la adición de una bobina de gradiente externa. . . . .	85
3.10.	Mejora de la homogeneidad del campo vista en el dominio de la frecuencia. a) Para el campo original del imán. b) Para el campo del imán degradado con una bobina externa. . . . .	86
4.1.	Sistema de sensado que contiene el conjunto de sensores Hall. Cada sensor mide la componente de campo magnético perpendicular a los planos indicados, los que representan la cara frontal del encapsulado del sensor. . . . .	90

---

4.2. Diagrama del sistema de bobinas del blindaje activo. 1- Par “Helmholtz” usado para cancelar $B_z$ . 2- Par “saddle” usado para compensar $B_x$ . 3- Par “saddle” usado para compensar $B_y$ . 4- Par “anti-saddle” usado para eliminar el gradiente $G_{xx}$ . 5- Par “anti-saddle” usado para eliminar el gradiente $G_{yy}$ . Sistema de sensores Hall (ver el detalle del “probe” en la figura 4.1). . . . .	95
4.3. Diagrama en bloques del sistema MIMO de dimensión $2 \times 2$ con desacoplador. . . . .	99
4.4. Incertidumbre multiplicativa de entrada que afecta al sistema. $\mathbf{G}_c$ : controlador (PIDs). $\mathbf{D}$ : desacoplador. $\mathbf{W}$ : matriz de pesos. $\mathbf{\Delta}$ : incertidumbre multiplicativa. $\mathbf{G}$ : planta a controlar. . . . .	105
4.5. función- $\mu$ para cada una de las diferentes sintonizaciones de los controladores. . . . .	107
4.6. Respuesta del sistema en el circuito de control de $B_x$ ante una entrada escalón, para diferentes sintonizaciones del controlador. Los demás lazos de control se encuentran apagados. . . . .	108
4.7. Respuesta al escalón de $G_{xx}$ : (1) Señal de referencia. (2) $G_{xx}$ a lazo cerrado ( $G_{xx} = \text{ON}$ ) y $G_{yy}$ a lazo abierto ( $G_{yy} = \text{OFF}$ ), (3) $G_{xx}$ y $G_{yy}$ a lazo cerrado sin desacoplador (Des.=OFF), (4a) $G_{xx}$ y $G_{yy}$ a lazo cerrado con desacoplador y (4b), similar a (4a), pero con el PID sintonizado teniendo en cuenta el retardo agregado por el desacoplador. . . . .	109
4.8. Respuesta para el rechazo de perturbaciones del tipo escalón con el sistema completo funcionando (incluyendo el desacoplador) en condiciones de lazo cerrado. . . . .	110
4.9. Diagrama en bloques del sistema de compensación. . . . .	111
4.10. Efecto que tiene el desacoplador en el comportamiento del sistema activo de compensación de gradientes. . . . .	111
4.11. Respuesta en frecuencia del sistema para el circuito de control de $B_x$ , según diferentes condiciones de sintonización de los controladores PID. . . . .	112



---

4.12. Prueba de robustez del sistema ante incertidumbres en el modelo. La planta se modificó en $t=1.25s$ . . . . .	113
5.1. Descripción del sistema. . . . .	118
5.2. Modelo de simulación: diagrama general. . . . .	124
5.3. Detalles de los bloques de la figura 5.2: a) Modelo de la planta. b) Perturbación (con dos componentes de frecuencia y una señal constante). c) Generador de $B_{rc}$ . . . . .	125
5.4. Detalles del bloque involucrado en la detección del mínimo de $B_{rc}$ . . . . .	127
5.5. a) Campo magnético total cuando los dos controladores C1 y C2 están activos. En $t = 3,5s$ se introduce una perturbación del tipo escalón. b) Espectro del campo magnético total después que la perturbación de tipo escalón fue aplicada. . . . .	128
5.6. a) El controlador C2 puede atenuar una perturbación armónica pero no tiene efecto alguno sobre otras como una del tipo escalón b) La acción combinada de los dos controladores (C1 y C2) resulta en un sistema capaz de eliminar perturbaciones tanto armónicas como transitorias. . . . .	129
5.7. Comportamiento del sistema ante una perturbación armónica de frecuencia tal que se hace evidente el efecto “waterbed” en C1. a) Señales en el dominio del tiempo. b) Representación espectral. . . . .	130
6.1. Sistema de generación del campo principal. . . . .	135
6.2. Secuencia básica en la conmutación del campo $B$ para un experimento de FFC-NMR del tipo PP. . . . .	136
6.3. Etapas de la estrategia de control combinada. . . . .	137
6.4. Conmutación del campo con $\Delta B < 0$ . . . . .	141
6.5. Conmutación del campo con $\Delta B > 0$ . . . . .	142
6.6. Crecimiento de $B$ en la etapa Ea. . . . .	143
6.7. Diagrama de flujo del algoritmo de inicialización de $t_{ai}$ . . . . .	146

---

6.8. Área del error que se integra para determinar que el sistema está en régimen. . . . .	147
6.9. Controlador representado en espacio de estados. . . . .	150
6.10. Trayectorias por las que se mueven las raíces de $C2'$ , a medida que el error de $B$ se reduce. Ver texto para definición de parámetros. . . . .	152
6.11. Observador de estados utilizado por el controlador de la etapa EB. . . . .	158
6.12. Diferencia entre el error integrado por $C2'$ para llevar a $B$ al valor final $B_f$ , con el error integrado durante el tiempo de operación de $C1'$ . . . . .	160
6.13. Transitorio en la conmutación de $C1'$ a $C2'$ cuando $C2'$ no está correctamente inicializado. . . . .	161
6.14. Caso ideal al conmutar entre controladores. . . . .	166
6.15. Transitorio que aparece en la conmutación entre controladores, cuando el segundo controlador está inicializado con un valor de $E_B$ menor del que debiera tener ( $e_{Bp}$ es el valor máximo que toma este transitorio). . . . .	167
6.16. Transitorio que aparece en la conmutación entre controladores, cuando el segundo controlador está inicializado con un valor de $E_B$ mayor del que debiera tener. . . . .	167
6.17. Pantalla del osciloscopio que muestra la prueba realizada para identificar el modelo de la planta. . . . .	172
6.18. Transitorio que ocurre cuando se pasa el control de $C1'$ a $C2'$ , si el segundo no está correctamente inicializado. . . . .	173
6.19. Aprendizaje del sistema a medida que transcurre el tiempo y se repiten los valores de $\Delta B$ en conmutaciones sucesivas. . . . .	174
6.20. Comparación de la respuesta obtenida con el controlador propuesto en este trabajo, con el controlador que está siendo utilizado actualmente. . . . .	174
6.21. Resultado comparativo de un experimento a escala de un cambio en el valor del campo, luego de que el sistema ha aprendido la mejor manera de realizarlo. . . . .	175
7.1. Diagrama en bloques del sistema completo. . . . .	179

---

7.2.	Foto del equipamiento en relación al diagrama en bloques de la figura 7.1. Los números corresponden a los diferentes bloques que conforman el sistema. . . . .	179
7.3.	Modelo a escala del sistema de bobinas de compensación de campos. 1-Bobina del par Saddle de compensación de campos homogéneos en la dirección $x$ . 2-Bobina del par Saddle de compensación de campos homogéneos en la dirección $y$ . 3-Bobina del par Saddle de compensación de gradientes de campos en la dirección $x$ . 4-Bobina del par Saddle de compensación de gradientes de campos en la dirección $y$ . 5a, 5b-Par de bobinas Helmholtz para compensación de campos homogéneos en la dirección $z$ . 6-Sensores de campo. . . . .	180
7.4.	Circuito esquemático de la fuente de corriente. . . . .	182
7.5.	Foto en detalle de los módulos individuales con las fuentes de corriente para cada canal. . . . .	183
7.6.	Foto del sistema de energía completo. . . . .	183
7.7.	Foto del montaje con el arreglo de sensores. 1-Sensores $X_{x1}$ y $Y_{x1}$ , 2-Sensores $X_{x2}$ y $Y_{x2}$ , 3-Sensores $X_{y1}$ y $Y_{y1}$ , 4-Sensores $X_{y2}$ y $Y_{y2}$ , 5-Sensor $Z_{z1}$ , 6-Sensor $Z_{z2}$ . . . . .	184
7.8.	Circuito esquemático del amplificador de instrumentación implementado.	185
7.9.	Equipo de acondicionamiento de las señales proveniente de los sensores.	187
7.10.	Módulo acondicionador de señal para dos sensores. . . . .	187
7.11.	Diagrama funcional en bloques del DSC TMS320F28335 (Texas Instruments, 2008). . . . .	189
7.12.	Diagrama en bloques del controlador construido en base al DSC TMS320F28335.	190
7.13.	Fotografía del controlador completo construido, donde se observa en detalle el DSC. . . . .	192
7.14.	Periféricos de entradas/salidas analógicas. . . . .	192
7.15.	Filtro aplicado a las señales adquiridas. . . . .	193

---

# Índice de cuadros

2.1. Valores de las constantes en las ecuaciones de sintonización de un PID ideal y modelo de la planta de primer orden, para el método de Rovira et al. (1969). . . . .	45
3.1. Valores de los parámetros de configuración del algoritmo de corrección.	82
3.2. Orden de las bobinas. . . . .	82
3.3. Variación de los parámetros SSC luego del proceso de corrección de campo.	84
3.4. Variación de los parámetros SSC luego de la homogenización realizada al sistema de campo magnético degradado externamente. . . . .	85
4.1. Parámetros de las funciones de transferencia directa del sistema. . . . .	99
4.2. Parámetros de los controladores PID del blindaje magnético activo. . .	103

---

# Bibliografía

- H. S. Ahn, Y.Q. Chen, y K. L. Moore. Iterative learning control. robustness and monotonic convergence for interval systems. 2007a.
- H. S. Ahn, K. L. Moore, y Y.Q. Chen. Iterative learning control brief survey and categorization. *IEEE Transactions on systems, man and cybernetics-part C: applications and reviews*, 37:1099–1121, 2007b.
- A. Anderson y A. C. Redfield. Proceedings of the fifth international conference on low temperature physics. 1957.
- E. Anoardo. Famaf desarrollará un instrumento de resonancia magnética nuclear con campo ciclado. *Principia - Revista digital de la Facultad de Matemática, Astronomía y Física de la Universidad Nacional de Córdoba - Sección Divulgación*, 2010.
- E. Anoardo y G. Ferrante. Magnetic field compensation for field-cycling NMR relaxometry in the ULF band. *Appl. Magn. Reson.*, 24:85–96, 2003.
- E. Anoardo, G. Galli, y G. Ferrante. Fast field cycling nmr: Applications and instrumentation. *Applied Magnetic Resonance*, 20:365, 2001.
- E. Anoardo, E. A. Romero, D. Pusiol, W. Zaninetti, y C. A. Marqués. Magnet current control system for fast field cycling nmr. *Revista de Física Aplicada e Instrumentação*, 10:55, 1995.
- S. Arimoto, S. Kawamura, y F. Miyazaki. Convergence, stability and robustness of learning control schemes for robot manipulators. *Proceedings of the International*

- 
- Symposium on Robot Manipulators on Recent trends in robotics: modeling, control and education*, págs. 307–316, 1986.
- F. A. Barra, B. T. Reyes, y W. I. A. Salinas. *Proyecto final de grado: Control Embebido para blindaje magnético activo*. UTN-FRC, Córdoba, 2009.
- A. Bielecki, D. B. Zax, K. W. Zilm, y A. Pines. Zero field nmr and nqr spectrometer. *Review of Scientific Instruments*, 57:393–403, 1986.
- M. Blanz, T. J. Rayner, y J. A. S. Smith. A fast field cycling nmr/nqr spectrometer. *Measurement in Science and Technology*, 4:48, 1993.
- F. Bloch. Nuclear induction. *Physical Review*, 70:460–474, 1946.
- F. Bloch, W. W. Hansen, y M. Packard. The nuclear induction experiment. *Physical Review*, 70:474–485, 1946.
- J. O. Blumhagen, M. Fenchel, y R. Ladebeck. Method for imaging a portion of an examination object in a magnetic resonance scanner. *United States Patent Application*, 20120056621, 2012.
- B. Blümich. *NMR Imaging of Materials*. Clarendon Press, Oxford, 2000.
- H. W. Bode. *Network analysis and feedback amplifier design*. 1945.
- M. Bodson y S. C. Douglas. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency. *Automatica*, 33:2213–2221, 1997.
- M. Bodson, J. S. Jensen, y S.C. Douglas. Active noise control for periodic disturbances. *IEEE Transactions on control systems technology*, 9:200–205, 2001.
- F. Bonetto, E. Anoardo, y M. Polello. Saddle coils for uniform static magnetic field generation in nmr experiments. *Concepts Magn. Reson. Part B (Magn. Reson. Engineering)*, 29B:9–19, 2006.
- E. H. Bristol. On a new measure of interaction for multivariable process control. *IEEE Trans. Autom. Control*, 11:133, 1966.

- 
- L. J. Brown y Qing Zhang. Periodic disturbance cancellation with uncertain frequency. *Automatica*, 40:631–637, 2004.
- C. Bucella, M. Feliziani, y V. Fuina. Elf magnetic field mitigation by active shielding. *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, 3:994–998, 2002.
- A. Carvalho, P. J. Sebastião, A. C. Ribeiro, H. T. Nguyen, y M. Vilfan. Molecular dynamics in tilted bilayer smectic phases: A proton nuclear magnetic resonance relaxometry study. *Journal of Chemical Physics*, 115:10484–10492, 2001.
- J. P. Corriou. *Process Control: Theory and Applications*. Springer, London, 2004.
- E. Danieli, J. Mauler, J. Perlo, B. Blümich, y F. Casanova. Mobile sensor for high resolution nmr spectroscopy and imaging. *Journal of Magnetic Resonance*, 198:80–87, 2009.
- C. Dedman, R. Dall, L. Byron, y A. Truscott. Active cancellation of stray magnetic fields in a bose-einstein condensation experiment. *Rev. Sci. Instrum.*, 78:024703, 2007.
- J. C. Doyle. Synthesis of robust controllers and filters. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, 6:109–114, 1983.
- S. J. Elliott y P. A. Nelson. Active noise control. *IEEE Signal processing magazine*, págs. 12–35, 1993.
- T. C. Farrar y E. D. Becker. Pulse and fourier transform nmr. 1971.
- G. Ferrante y S. Sykora. Technical aspects of fast field cycling. *Advances in Inorganic Chemistry*, 57:405–470, 2004.
- G. O. Forte. *Blindaje magnético activo con control multivariable aplicado a resonancia magnética nuclear*. Tesis de Magister, Universidad Tecnológica Nacional, 2007.

- 
- G. O. Forte, G. Farrher, L. R. Canali, y E. Anoardo. Automatic shielding-shimming magnetic field compensator for excluded volume applications. *IEEE Transactions on control systems technology*, 18:976–983, 2010.
- B. A. Francis. *A course in  $H_\infty$  control theory*. Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1987.
- A. G. Glenday, C. E. Cramer, D. F. Phillips, y R. L. Walsworth. Limits on anomalous spin-spin couplings between neutrons. *Physical Review Letters*, 101:261801, 2008.
- J. G. Graeme, G. E. Tobey, y L. P. Huelsman. Operational amplifiers. design and applications. 1971.
- S. Hara, T. Omata, y M. Nakano. Synthesis of repetitive control systems and its application. *Proceedings of the 24th conference on decision and control*, págs. 1387–1392, 1985.
- L. C. Hebel y C. P. Slichter. Nuclear spin relaxation in normal and superconducting aluminum. *Physics Review*, 113:1504–1519, 1959.
- M. L. Hiles, R. G. Olsen, K. Ilolte, D. R. Jensen, y K. L. Griffung. Power frequency magnetic field management using a combination of active and passive shielding technology. *IEEE Transactions on power delivery*, 13:171–179, 1998.
- B. Hilgenfeld, E. Strahmel, H. Nowak, y J. Hauei-sen. Active magnetic shielding for biomagnetic measurement using spatial gradient fields. *Physiological Measurement*, 24:661–669, 2003.
- H. L. Hirsch. *Statistical Signal Characterization*. Artech House Publishers, Norwood, 1991.
- J. S. Freudenberg J. Chen y C. N. Nett. The role of the condition number and the relative gain array in robustness analysis. *Automatica*, 30:1029–1035, 1994.
- J. Jianming. *Electromagnetic Analysis and Design in Magnetic Resonance Imaging*. CRC Press, Boca Raton London, U.K., 1999.



- 
- W. Johnson. *Self-tuning regulators for multicyclic control of helicopter vibration*. National Aeronautics and Space Administration, Scientific and Technical Information Branch, Washington, D.C., 1982.
- C. Juchem, S. McIntyre T. W. Nixon and, D. L. Rothman, y R. A. de Graaf. Magnetic field homogenization of the human prefrontal cortex with a set of localized electrical coils. *Magnetic Resonance in Medicine*, 63:171–180, 2010.
- R. Kimmich. *Diffusometry, Relaxometry, NMR Tomography*. Springer-Verlag, Berlin, 1997.
- R. Kimmich y E. Anoardo. Field-cycling NMR relaxometry. *Progress in nuclear magnetic resonance spectroscopy*, 44:257–320, 2004.
- A. Kolb, H. F. Wehrl, M. Hofmann, M. S. Judenhofer, L. Eriksson, R. Ladebeck, M. P. Lichy, L. Byars, C. Michel, y H. P. Schlemmer. Technical performance evaluation of a human brain pet/mri system. *European Radiology DOI*, 2012.
- S. M. Kuo y D. R. Morgan. Active noise control: a tutorial review. *Proc. IEEE*, 87:943–973, 1999.
- S. Kuriki, A. Hayashi, T. Washio, y M. Fujita. Active compensation in combination with weak passive shielding for magnetocardiographic measurements. *Rev.Sci. Instrum.*, 73:440–445, 2002.
- H. Kwakernaak. Robust control and  $\mathcal{H}_\infty$ -optimization - tutorial paper. *Automatica*, 29:255–273, 1993.
- L. Ljung. *System identification: Theory for the user*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.
- D. J. Lurie, M. A. Foster, D. Yeung, y J. M. S Hutchinson. Design, construction and use of a large-sample field-cycled pedri imager. *Physics in Medicine and Biology*, 43:1877–1886, 1998.

- 
- N. I. Matter, G. C. Scott, T. Grafendorfer, A. Macovski, y S. M. Conolly. Rapid polarizing field cycling in magnetic resonance imaging. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 25:84–93, 2006.
- M. Morari y E. Zafiriou. *Robust Process Control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs (NY), 1989.
- P. A. Nelson y S. J. Elliot. *Active control of sound*. Academic Press, San Diego, 1992.
- F. Noack. Nmr field cycling spectroscopy: principles and applications. *Progress in NMR Spectroscopy*, 18:171, 1986.
- K. Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1987.
- K. Ogata. *Modern control engineering, 3rd ed.* Prentice Hall, Englewood Cliffs, NY, 1997.
- A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, y I. T. Young. *Signals and systems*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983.
- T. W. Parks y C. S. Burrus. *Digital Filter Design*. JOHN WILEY & SONS, Inc., New York, EEUU, 1987.
- Patente Exp. INPI: P20110104380. H. Segnorile, P. Novisardi, L. Revello, G. Farrher, G. Forte y E. Anoardo. Dispositivo automático de control de campo magnético estático basado en análisis estadístico de señales de resonancia magnética nuclear. 2011.
- D. Patt, L. Liu, J. Chandrasekar, D. S. Bernstein, y P. P. Friedmann. Higher-harmonic-control algorithm for helicopter vibration reduction revisited. *Journal of guidance, control, and dynamics*, 28:918–930, 2005.
- D. Platzek, H. Nowak, F. Giessler, J. Röther, y M. Eiselt. Active shielding to reduce low frequency disturbances in direct current near biomagnetic measurements. *Rev. S. Instrum.*, 70:2465–24709, 1999.

- 
- M. Polello, A. Galkin, G. M. Ferrante, E. Anoardo, y D. Carty. Local magnetic field compensation for low-field relaxometry. *4th Conference on Field Cycling NMR Relaxometry*, 2005.
- E. Purcell, H. Torrey, y R. Pound. Resonance absorption by nuclear magnetic moments in a solid. *Physical Review*, 69:37–38, 1946.
- A. G. Redfield, W. Fite II, y H. E. Bleich. Precision high speed current regulators for occasionally switched inductive loads. *The Review of Scientific Instruments*, 39:710, 1968.
- J. R. Reitz y F. J. Milford. *Foundations of electromagnetic theory*. Addison Wesley, 1967.
- E. A. Romero, C. A. Marqués, y E. Anoardo. Sistema controlador de corriente para rmn de ciclaje rápido de campo. *Revista Telegráfica Electrónica*, 98:940, 1993.
- E. Rommel, K. Mischker, G. Osswald, K. H. Schweikert, y F. Noack. A powerful nmr field-cycling device using gtos and mosfets for relaxation dispersion and zero-field studies. *Journal of Magnetic Resonance*, 70:219, 1986.
- A. Rovira, P. Murrill, y C. Smith. Tuning controllers for setpoint changes. *Instruments and Control Systems*, 42:67–69, 1969.
- G. Schauer, W. Nusser, M. Blanz, y R. Kimmich. Nmr field cycling with a superconducting magnet. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, 20:43, 1987.
- K. H. Scheweikert. *Aufbau und Erprobung eines Feldzyklus NMR Spektrometers für Deuteronen-Relax.* Tesis Doctoral, Universidad de Stuttgart, 1990a.
- K. H. Scheweikert. *Aufbau und Erprobung eines Feldzyklus NMR Spektrometers für Deuteronen-Relax., Tesis Doctoral.* Universidad de Stuttgart, Stuttgart, 1990b.
- H. Segnorile, L. Revello, y P. Novisardi. *Proyecto final de grado: Control automático de homogenización de campo magnético para equipos de RMN.* UTN-FRC, Córdoba, 2006.

- 
- R. O. Seitter y R. Kimmich. *Relaxometers. Encyclopedia of Spectroscopy and Spectrometry 2000 – 2008*. Academic Press, London, 1999.
- P. Sergeant, L. Dupré, J. Melkebeek, y L. Van den Bossche. Magnetic field computation for optimized shielding of induction heaters. *Journal of Computational and applied Mathematics*, 168:437–446, 2004.
- P. Sergeant, L. Dupré, M. De Wulf, y J. Melkebeek. Optimizing active and passive magnetic shields in induction heating by a genetic algorithm. *IEEE Trans. Magn.*, 39:3486–3496, 2003.
- P. Sergeant, A. Van Den Bossche, y L. Dupré. Hardware control of an active magnetic shield. *IET Sci. Meas. Technol.*, 1:152–159, 2007.
- R. Sitnikov, I. Furó, U. Hernriksson, y F. Tóth. Nmr spectrometer with a frequency range extended below the megahertz region. *Review of Scientific Instruments*, 71:450, 2000.
- S. Skogestad. Simple analytic rules for model reduction and pid controller tuning. *Journal of Process Control*, 13:291–309, 2003.
- S. Skogestad y I. Postlethwaite. *Multivariable feedback control. Analysis and Design*. John Wiley and Sons, Ltd., Chippenham, Wiltshire, 2005.
- C. P. Slichter. *Principles of Magnetic Resonance*. Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- D. M. Sousa, P. A. L. Fernandes, G. D. Marques, A. C. Ribeiro, y P. J. Sebastião. Novel pulsed switched power supply for a fast field cycling nmr spectrometer. *Solid State Nuclear Magnetic Resonance*, 25:160, 2004.
- G. Stein. Respect the unstable. *IEEE Control Systems Magazine*, 23:12–25, 2003.
- S. W. Sung, I. B. Lee, y J. Lee. Automatic tuning of pid controller using second-order plus time delay model. *Journal of Chemical Engineering of Japan*, 29:990–999, 1996.

- 
- S. W. Sung, I. B. Lee, y J. Lee. New process identification method for automatic design of pid controllers. *Automatica*, 24:513–520, 1998.
- H. J. M. ter Brake, R. Huonker, y H. Rogalla. New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms. *Meas. Sci. Technol.*, 4:1370–1375, 1993.
- Texas Instruments. *TMS320F28xxx Digital Signal Controllers DSCs. Data Manual*. Houston, Texas 77001, 2008.
- Y. Wang, Z. Xiong, y H. Ding. Fast response and robust controller based on continuous eigenvalue configurations and time delay control. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 23:152–157, 2007.
- J. Watson. *Analog and switching circuit design. Using integrated and discrete devices, 2nd ed.* John Wiley and Sons, Singapore, 1989.
- J. H. Wu y H. Ding. Fast response controller for high acceleration motion stages. *Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2008a.
- J. H. Wu y H. Ding. Iterative learning variable structure controller for high-speed and high-precision point-to-point motion. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 24:384–391, 2008b.
- J. G. Ziegler y N. B. Nichols. Optimum settings for automation controllers. *Transactions of the ASME*, 64:759–768, 1942.