

# BLINDAJE MAGNÉTICO ACTIVO CON CONTROL MULTIVARIABLE APLICADO A RESONANCIA MAGNÉTICA NUCLEAR

Guillermo Forte†, Luis Canali‡, Esteban Anoardo†

† Facultad de Matemática Astronomía y Física, Universidad Nacional de Córdoba, Argentina  
(anoardo, forte)@famaf.unc.edu.ar

‡ Centro de Investigaciones en Informática para la Ingeniería, F.R. Córdoba, U.T.N.  
lcanali@scdt.frc.utn.edu.ar

Resumen: Se presenta un sistema de compensación activo capaz de atenuar las componentes estáticas y fluctuantes del campo ambiente dentro de un determinado volumen de interés. El equipo consta de un sistema de bobinas diseñadas para generar el campo de compensación, las fuentes de corrientes que alimenten dichas bobinas, un sistema que permita el sensado del campo y un bloque que ejecute las tareas de control. Este blindaje activo es necesario para compensar el campo magnético en sistemas de Resonancia Magnética Nuclear (RMN) con campo ciclado. Se estudiarán dos casos de control; cuando no se considera el acople entre variables y cuando son tenidos en cuenta. Copyright © 2002 IFAC

Palabras clave: control multivariable, acoplamiento de variables, MGEE, MGR, desacoplamiento.

## 1. INTRODUCCIÓN

La resonancia magnética nuclear (RMN) (Kimmich, 1997) es una técnica experimental que encontró una gran cantidad de aplicaciones en los ámbitos académicos e industriales desde su nacimiento en 1946. Determinados experimentos de RMN requieren de campos magnéticos débiles, tan débiles como sea posible compensar o eliminar las componentes estáticas y fluctuantes del campo magnético ambiente. Este es uno de los principales aspectos del problema que justifican el desarrollo del presente trabajo. El campo ambiente generalmente presenta una componente, que para los tiempos involucrados en la mayoría de los experimentos mencionados, puede ser considerada estática. En superposición con este campo estático, existe una componente fluctuante que puede ser del mismo orden o superior a la anterior.

El problema de compensar el campo magnético en determinados sistemas de RMN 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). Recientemente se propuso 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). Sin embargo, esta compensación no se puede realizar simultáneamente con el experimento. 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 (Hiles, *et al.* 1998; Bucella, *et al.*, 2002) o para atenuar el campo disperso generado en hornos de inducción (Sergeant, *et al.*, 2004).

En lo que hace al control propiamente dicho, diferentes estrategias se han utilizado para resolver problemas similares. Entre ellas, podemos citar un controlador analógico con una etapa de ganancia y un bloque integrador (Concettina, *et al.*, 2002). También se ha planteado este tipo de controlador pero implementado de manera digital (Antonini y Cristina, 2000).

En el presente trabajo, se implementa un control multivariable. Para esto se busca primero la Matriz de Ganancias Relativas MGR, obtenida en base a la Matriz de Ganancias de Estado Estacionario MGEE, que da una idea del acople entre variables. Utilizando esta información se determina cuales son los pares de variables controladas y manipuladas o si es necesario modificar la planta para poder controlar todas las variables de salida. Luego se implementa el control tratando primero de desacoplar las variables para poder aplicar un controlador convencional sobre cada par de entrada-salida como si se tratara de sistemas independientes. Se compara este resultado con el que se habría obtenido si no se tenía en cuenta el acoplamiento existente.

## 2. PLANTA A CONTROLAR

La siguiente es una descripción de algunos de los bloques que conforman la planta que debe ser controlada, según se muestra en la figura 1.

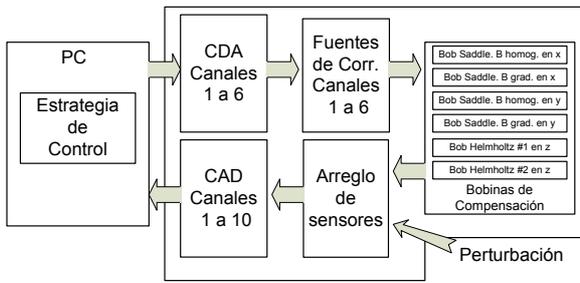


Figura 1. Planta a controlar.

### 2.1 Arreglo de bobinas de compensación.

Con el objetivo de compensar perturbaciones de campo magnético, se construyeron 3 pares de bobinas (2 pares de bobinas Saddle y 1 par Helmholtz). Se diseñaron para maximizar la homogeneidad del campo generado (Bonetto, et. al., 2006) cuando conducen la misma corriente en el mismo sentido. Debido a que en este caso los gradientes generados en  $x$  e  $y$  están demasiado acoplados, se utilizaron para ellos, dos pares de bobinas saddle extra. Estas últimas se diseñaron para minimizar el acople entre campos al mismo tiempo que maximizar el gradiente de campo generado. En el eje  $z$ , el mismo par de bobinas Helmholtz se encargan de compensar campos homogéneos así también como gradientes, resultando en una corriente circulante que se obtiene de la composición de una componente común a las dos bobinas del par y de otra diferencial. La figura 2 muestra un esquema del arreglo de bobinas utilizado.

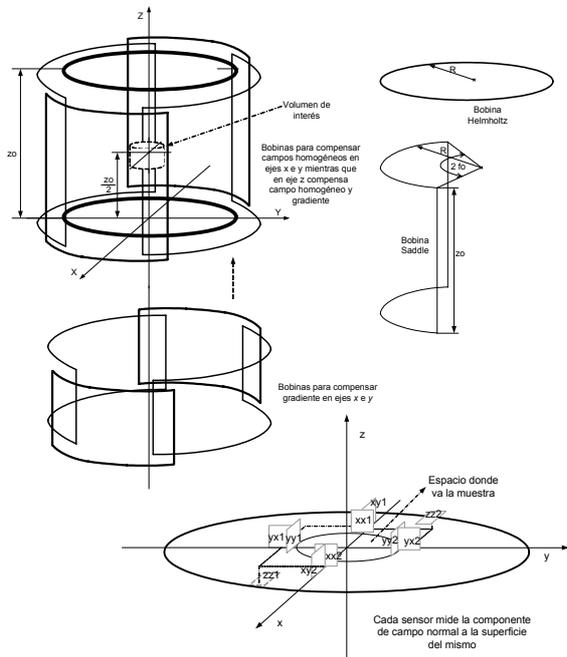


Figura 2. Bobinas para la compensación. Esquema.

### 2.2 Fuentes de corriente.

Junto con las bobinas, se requiere de los dispositivos que manejen la corriente para producir los campos de compensación necesarios. Todas las fuentes tienen la misma estructura y están compensadas para tener una

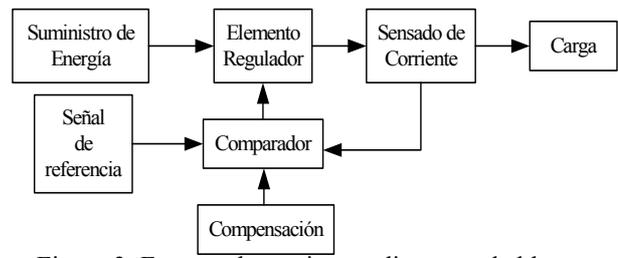


Figura 3. Fuentes de corriente; diagrama de bloques

respuesta al escalón críticamente amortiguada. En el diagrama en bloques mostrado en la figura 3 puede verse su estructura.

## 3. DISEÑO DEL CONTROL

A continuación se muestran los pasos seguidos en el diseño del controlador. El mismo tiene como característica más importante que debe tratar con variables fuertemente acopladas y optimizar la respuesta a perturbaciones.

### 3.1 Determinación de pares de variables de control y controlada.

Observando como resultó diseñado finalmente el sistema, pueden elegirse rápidamente los pares de variables controladas y manipuladas, ya que la manera en que se genera cada componente de campo (valor medio y gradiente) las define. Sin embargo, se va a verificar en base a mediciones realizadas en la planta real, si la elección de estas variables es la que permite el mejor control.

En un primer paso, se introdujo al sistema un comando tipo escalón, en cada variable de entrada. Se obtuvo una medición, en todos los casos, de cómo afecta una señal de comando en una entrada a cada una de las salidas del sistema.

Utilizando las mediciones anteriores, se encuentra la matriz de ganancia en estado estacionario MGEE de la siguiente manera:

$$MGEE = \begin{bmatrix} K_{11} & \dots & K_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K_{n1} & \dots & K_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{Donde:} \quad K_{ij} = \left. \frac{C_i}{U_j} \right|_U$$

$C_i$  y  $U_j$  son las salidas y entradas de la planta respectivamente, según se ve en la figura 5. Entonces, la función de transferencia que relaciona cada salida  $i$  con cada entrada  $j$  estará dada por:

$$G_{ij} = \frac{K_{ij} \left( \frac{s}{a_1} + 1 \right) \dots \left( \frac{s}{a_m} + 1 \right)}{\left( \frac{s}{b_1} + 1 \right) \dots \left( \frac{s}{b_n} + 1 \right)}$$

Donde  $a_m$  y  $b_n$  son los polos y ceros que definen la dinámica de la planta.

Para normalizar la MGEE y hacerla independiente de las unidades, se define la matriz de ganancias relativas (Bristol, 1966), como sigue:

MGR =

$$C_1 \begin{bmatrix} U_1 & \cdot & \cdot & \cdot & U_n \\ u_{11} & \cdot & \cdot & \cdot & u_{1n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ C_n \begin{bmatrix} u_{n1} & \cdot & \cdot & \cdot & u_{nm} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$u_{ij} = \frac{\frac{\partial C_i}{\partial U_j} \bigg|_U}{\frac{\partial C_i}{\partial U_j} \bigg|_C}$$

Bristol (1966), indica que la matriz de ganancias relativas estará dada por la transpuesta de la inversa de la matriz de estado estacionario, multiplicando cada término de la nueva matriz por el término correspondiente en la matriz original. Esta nueva matriz también es conocida como “matriz de medida de interacción”. Para este caso el resultado obtenido fue:

MGR =

$$\begin{matrix} & I_{cx} & I_{cy} & I_{cz} & I_{dx} & I_{dy} & I_{dz} \\ B_{x0} & 0.71 & -0.03 & 0.01 & 0.15 & -0.01 & 0.16 \\ B_{y0} & 0.05 & 0.96 & 0.00 & -0.00 & -0.00 & -0.01 \\ B_{z0} & 0.01 & -0.00 & 0.98 & 0.00 & 0.00 & -0.00 \\ = G_{Bx} & 0.03 & 0.05 & -0.00 & 3.19 & -0.81 & -1.46 \\ G_{By} & 0.12 & 0.04 & 0.00 & -1.05 & 3.30 & -1.42 \\ G_{Bz} & 0.05 & -0.02 & 0.00 & -1.29 & -1.45 & 3.72 \end{matrix}$$

MGEE =

$$\begin{matrix} & I_{cx} & I_{cy} & I_{cz} & I_{dx} & I_{dy} & I_{dz} \\ B_{x0} & 26,92 & 1,27 & 0,90 & -0,57 & 0,05 & -0,77 \\ B_{y0} & -2,78 & 21,03 & -1,11 & -1,69 & -1,28 & -2,08 \\ B_{z0} & -0,93 & -0,38 & 24,54 & 0,25 & 0,04 & -0,14 \\ = G_{Bx} & 0,58 & 1,05 & -0,01 & 14,05 & -4,27 & -10,61 \\ G_{By} & 2,43 & 0,77 & 0,95 & -5,63 & 12,59 & -9,51 \\ G_{Bz} & 0,75 & -0,41 & 0,15 & -5,68 & -5,95 & 17,43 \end{matrix}$$

En las corrientes  $I$  el subíndice  $c$  indica que producen campo homogéneo y  $d$  gradiente. El siguiente subíndice indica el eje sobre el que se aplica. En los campos,  $G$  indica gradiente,  $B_{x0}$  campo homogéneo, donde el primer subíndice es el eje al que corresponde.

Se observa claramente que  $B_{x0}$ ,  $B_{y0}$  y  $B_{z0}$  estarán controladas por  $I_{cx}$ ,  $I_{cy}$  e  $I_{cz}$  respectivamente. Estas variables se encuentran débilmente acopladas, especialmente las dos últimas. Los demás pares serán  $G_{Bx}-I_{dx}$ ,  $G_{By}-I_{dy}$  y  $G_{Bz}-I_{dz}$  donde puede notarse un elevado acople entre variables.

### 3.2 Aplicación de un Controlador PID a cada lazo de control.

Una vez que se ha establecido cuales son los pares de variables controladas y manipuladas, se aplicarán un controlador en cada circuito de control. Se elegirá alguna de las configuraciones existentes para controladores con acción proporcional, integral y derivativa (PID). Una vez que se posea la estructura

del controlador, será necesario fijar el valor de sus parámetros. Para esto será necesario aplicar alguno de los métodos existentes para la sintonización de controladores PID. En determinados casos, se requiere poseer un modelo aproximado de la planta con determinadas características para poder aplicar dicho algoritmo de sintonización. Por lo tanto, el primer paso a realizar será estimar un modelo que cumpla con los requerimientos del método de sintonización y represente lo mejor posible a cada lazo de control. Cabe aclarar, que el ajuste de cada circuito de control, se realiza con los demás circuitos abiertos, es decir que para esta tarea, no entra en juego el efecto de acople entre variables.

*Estimación de la planta completa.* Se caracterizó la respuesta de cada circuito de control en forma independiente, con una función de transferencia de segundo orden con retardo. Esto es:

$$G(s) = \frac{K e^{-sT}}{\tau^2 s^2 + 2\zeta \tau s + 1}$$

Siendo  $K$  la ganancia definida en la MGEE,  $T$  el retardo,  $\zeta$  el factor de amortiguamiento y  $\tau$  es la frecuencia natural. Se encontraron los valores de cada uno de los parámetros experimentalmente. Para esto se aplicó una señal de onda cuadrada como comando y se observó la respuesta transitoria de cada variable controlada. La función de transferencia calculada incluye a todo aquello que puede afectar la respuesta del sistema, entre que se genera una señal de control a la planta, hasta que se tiene el valor de la variable controlada. Es decir, se está incluyendo dentro de la respuesta el convertor DA con su filtro de salida, la planta, los sensores, el acondicionamiento de señal, el filtro anti-aliasing, el convertor AD, y el filtro pasa bajos aplicado a cada variable controlada.

En la figura 4, pueden verse dos ejemplos de la respuesta obtenida para el caso del valor medio de campo en  $x$  y del gradiente en el mismo eje, cuando se aplicó una onda cuadrada para las señales de control. Puede compararse la respuesta real de la planta, con la salida del modelo estimado para la misma entrada (el modelo fue aproximado con un conjunto de pares de valores entrada-salida, diferentes al que se utilizó para compararlo con la respuesta real de la planta).

El valor de cada parámetro de las funciones de transferencias de segundo orden con retardo, estimadas con los experimentos cuyos resultados se muestran en la figura 4, son los que se muestran en la tabla 1.

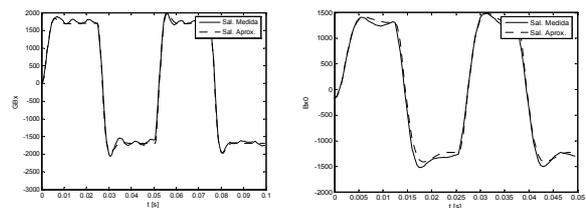


Figura 4. Prueba realizadas para la identificación

**Tabla 1. Parámetros estimados de las funciones de transferencia de segundo orden con retardo**

	Campo homogéneo en x ( $B_{x0}$ )	Campo homogéneo en y ( $B_{y0}$ )	Campo homogéneo en z ( $B_{z0}$ )
$K$	25,54	20,796	25,14
$T$	510e-5	724e-5	400e-5
$\tau$	0,0014	0,0014	0,0014
$\zeta$	0,647	0,613	0,625
	Gradiente de campo en x ( $G_{Bx}$ )	Gradiente de campo en y ( $G_{By}$ )	Gradiente de campo en z ( $G_{Bz}$ )
$K$	13,347	10,2431	18,66
$T$	520e-5	582e-5	438e-5
$\tau$	0,00136	0,0015	0,00135
$\zeta$	0,623	0,667	0,636

En la tabla 2 se muestra una estimación de la mejor función de transferencia de primer orden con tiempo muerto de la forma:

$$G(s) = \frac{K e^{-sT}}{\tau s + 1}$$

que se aproxima a cada sistema.

**Tabla 2. Parámetros estimados de las funciones de transferencia de primer orden con retardo**

	PID de $B_{x0}$	PID de $B_{y0}$	PID de $B_{z0}$
$K_C$	0,0633	0,0771	0,0696
$T_i$	0,0021	0,0021	0,0021
$T_d$	0,30e-3	0,30e-3	0,28e-3
	PID de $G_{Bx}$	PID de $G_{By}$	PID de $G_{Bz}$
$K_C$	0,1137	0,1547	0,00838
$T_i$	0,0020	0,0023	0,0020
$T_d$	0,31e-3	0,34e-3	0,30e-3

Como era de esperar, se observa que el valor de ganancia en estado estacionario (cuando  $s = 0$ ) en todas las funciones estimadas, se aproxima la ganancia calculada a partir de las mediciones realizadas para hallar la MGEE.

*Sintonización de cada PID.* El controlador utilizado es el controlador ideal o paralelo, en el cual se puede modificar alguno de los parámetros correspondientes a las acciones proporcional, integral o derivativa, sin modificar el resto. Este tiene la forma dada por la ecuación:

$$M(s) = K_C \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d s}{N}} \right] (R(s) - C(s))$$

Donde:  $K_C, T_i, T_d$  son los parámetros de cada controlador;  $N$  es un parámetro que fija un polo para limitar el efecto derivativo en altas frecuencias que podría resultar en un valor muy elevado indeseable.  $M$  es la salida del controlador (ver figura 5). Normalmente el valor de  $N$  se fija entre 3 y 20; en este caso se definió  $N=10$ .

Existen diferentes algoritmos para sintonizar un PID. En este trabajo se probó con los dos métodos que

presentan un mejor funcionamiento tanto cuando el sistema funciona como regulador como cuando lo hace como servomecanismo (Alfaro, 2003a 53-62 y 2003b 13-29). Estos son, el método que optimiza el índice de desempeño IAE (de las siglas en inglés para integral del error absoluto) (método de Rovira, Murrill y Smith) y el método de Sung donde la condición de diseño es la minimización de la ITAE (Integral del error absoluto por el tiempo). Las tablas 3 y 4 muestran los resultados obtenidos para los parámetros de los controladores calculados con cada método.

**Tabla 3. Parámetros obtenidos para los controladores PID con el método de Rovira, Murrill y Smith.**

	PID de $B_{x0}$	PID de $B_{y0}$	PID de $B_{z0}$
$K_C$	0,0137	0,0135	0,0134
$T_i$	0,0027	0,0030	0,0026
$T_d$	0,0015	0,0017	0,0015
	PID de $G_{Bx}$	PID de $G_{By}$	PID de $G_{Bz}$
$K_C$	0,0249	0,0357	0,0194
$T_i$	0,0025	0,0029	0,0024
$T_d$	0,0015	0,0016	0,0014

**Tabla 4. Parámetros obtenidos para los controladores PID con el método de Sung.**

	Campo homogéneo en x ( $B_{x0}$ )	Campo homogéneo en y ( $B_{y0}$ )	Campo homogéneo en z ( $B_{z0}$ )
$K$	27,02	22,41	26,53
$T$	0,00083	0,00082	0,00076
$\tau$	0,0014	0,0014	0,0014
	Gradiente de campo en x ( $G_{Bx}$ )	Gradiente de campo en y ( $G_{By}$ )	Gradiente de campo en z ( $G_{Bz}$ )
$K$	13,54	10,44	18,95
$T$	0,00087	0,00095	0,00084
$\tau$	0,0013	0,0015	0,0013

La implementación de un PID digitalmente, es básicamente una aproximación numérica de su ecuación diferencial en tiempo continuo. Para obtener la función de transferencia pulso se discretizan estas ecuaciones aproximando el término integral mediante la sumatoria trapezoidal y el término derivativo mediante la diferencia de 2 puntos (Ogata, 1996). De esta manera se obtiene la parte proporcional:

$$m_p[n] = K_{cd} e[n]; \quad e[n] = r[n] - c[n]$$

la parte integral:

$$m_i[n] = (K_{id} (e[n] + e[n-1]) + 2 m_i[n-1]) / 2$$

Y la parte derivativa como:

$$m_d[n] = K_{d1d} m_d[n-1] + K_{d2d} (e[n] - e[n-1])$$

Donde:

$$K_{id} = \frac{K_c T}{T_i}, \quad K_{d1d} = \frac{T_d}{T_d + NT}, \quad K_{d2d} = \frac{K T_d N}{T_d + NT}$$

$$m[n] = m_p[n] + m_i[n] + m_d[n]$$

### 3.3 Desacoplador.

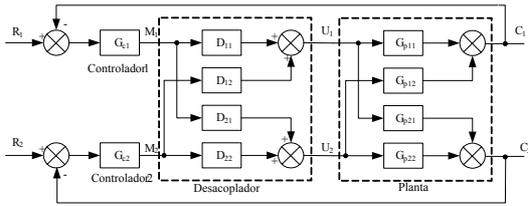


Figura 5. Diagrama en bloques del desacoplador

Un mejor desempeño del equipo se lograría si la sintonización de cada lazo de control, se viera afectada lo menos posible por el hecho de que los demás circuitos estuvieran cerrados o a lazo abierto. Esto sería posible, si se colocara algo entre la planta y el controlador que compensara la interacción entre circuitos. Este bloque llamado desacoplador, tiene por objetivo compensar el efecto que tiene una señal de comando aplicada en una de las entradas de la planta sobre el resto de las variables de salida que no están siendo controladas por ella. La figura 5 muestra el caso general de un desacoplador para un sistema MIMO de 2x2. De lo desarrollado previamente, sabemos que la situación más crítica en lo que tiene que ver con el acoplamiento entre variables, se presenta para el control de los gradientes; por lo que será a estos tres circuitos donde se aplicará un desacoplador.

Para el diseño del desacoplador, se trabajará con modelos matemáticos de la forma P-canónico. Hay diferentes razones por las que se elige esta estructura para representar la planta y buscar un desacoplador (Warwick y Rees, 1988). Una de ellas es que en la forma P-canónica el modelo puede ser determinado directamente de experimentos a lazo abierto, como se realizó anteriormente para encontrar la MGEE. El objetivo de que cada variable de salida sea controlada por una única variable manipulada, puede escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & N_2 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & N_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ \vdots \\ M_n \end{bmatrix}$$

Donde  $N_1, N_2, \dots, N_n$  es el resultado de interponer el desacoplador a la planta y representa cualquiera de las funciones que se desea entre cada entrada y cada salida. Es decir:

$$N = G_p \cdot D$$

Para encontrar la matriz del desacoplador se multiplica ambos lados por  $G_p^{-1}$ , luego

$$D = G_p^{-1} N$$

Este es un sistema con  $n^2 + n$  parámetros desconocidos, pero solamente  $n$  ecuaciones, existiendo  $n$  grados de libertad que deben ser fijados para poder definir el desacoplador. Puede fijarse como parámetro de diseño cada una de las funciones

a lazo abierto deseada para cada par de variables controlada-manipulada ( $N$ ). Sin embargo, para simplificar el desacoplador, normalmente se fijan los elementos que pertenecen a la diagonal principal de  $D$  iguales a 1.

Llamemos  $G_p^{-1} = G'_p$ . Resolviendo el sistema se encuentra qué:

$$D_{ij} = \frac{G'_{ij}}{G'_{jj}}$$

Para el presente caso, se desea realizar un desacoplador para las variables de salida  $G_{Bx}$ ,  $G_{By}$  y  $G_{Bz}$ , las que son controladas por las señales de comando  $I_{dx}$ ,  $I_{dy}$  e  $I_{dz}$ , respectivamente. Se define una matriz  $G_p$  que relaciona estas variables de la siguiente manera:

$$G_p = \begin{bmatrix} G_{Bx} & I_{dx} & I_{dy} & I_{dz} \\ G_{By} & G_{p11} & G_{p12} & G_{p13} \\ G_{Bz} & G_{p21} & G_{p22} & G_{p23} \\ & G_{p31} & G_{p32} & G_{p33} \end{bmatrix}$$

$$G_p = \begin{bmatrix} 14.0590 & -4.2726 & -10.6166 \\ -5.6380 & 12.5904 & -9.5110 \\ -5.6894 & -5.9548 & 17.4380 \end{bmatrix}$$

Luego, el desacoplador será:

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0,7454 & 1,1398 \\ 0,9356 & 1 & 1,2658 \\ 0,6458 & 0,5847 & 1 \end{bmatrix}$$

### 3.4 Análisis de estabilidad.

En la elección de los pares de variables controladas y de control, su estabilidad se verifica mediante el teorema de Niederlinski. En el mismo se ubican los pares propuestos de variables controladas y de control en la diagonal de la MGEE de dimensión  $n$ . Se diseñan además  $n$  lazos de control de forma que cada uno de ellos es estable individualmente. Entonces, este sistema será inestable si y solo si:

$$N = \frac{|MGEE|}{\prod_{i=1}^n K_{ii}} < 0$$

En este caso resulta ser:

$$N = 0.4815$$

Este teorema representa condiciones necesarias y suficientes únicamente para sistemas de 2x2, en el caso de sistemas de mayor orden un resultado negativo asegura inestabilidad, pero lo opuesto no se puede afirmar y dependerá de los parámetros del controlador.

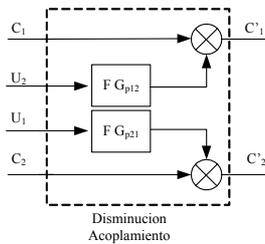


Figura 6. Diagrama de bloques para disminuir el acoplamiento de la variable controlada

Como se verá en las simulaciones, si bien el error se estabiliza en un valor, al haber un elemento integrador del mismo, el control finalmente se satura y deja de actuar. Para evitar esto se colocó a la salida de la planta, un bloque que le agrega al valor de campo medido, una fracción del campo generado por las corrientes de los otros ejes y con su misma dinámica de manera de tener una nueva variable controlada pero esta vez con menor acoplamiento. Este bloque se muestra en la figura 6. Con esto se consiguió llevar el error del controlador a cero (no el error real generado por la perturbación), evitando la saturación del actuador. El factor  $F$  que se observa en la misma figura, es en cuanto se va a disminuir el acoplamiento. Este mismo factor se tuvo en cuenta para modificar el desacoplador aplicándolo en la forma  $(1 - F)$ . En este trabajo se logró un buen resultado con una disminución del acoplamiento del 30%.

#### 4. RESULTADOS

En un primer paso, se simuló el funcionamiento del sistema en una computadora. Para las simulaciones, los gradientes se calcularon solamente como las diferencias entre lectura de sensores, sin considerar la distancia entre ellos que es de 0,01m. Los resultados obtenidos son los que se muestran a continuación:

##### 4.1 Simulaciones.

Comparando las figuras 7, 8 y 9 puede verse como se degrada la respuesta de un controlador cuando pasa a funcionar el sistema completo (aumentaron las oscilaciones). También se observa la mejora en la respuesta con la aplicación del desacoplador. La figura 10 muestra el efecto de controlar una variable menos acoplada con la real. En este caso, el error del controlador va a cero (no así el efecto de la perturbación).

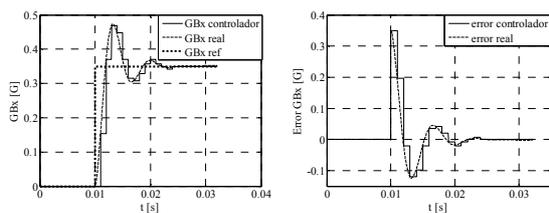


Figura 7. Gradiente de campo y error de gradiente de campo en funcionamiento aislado.

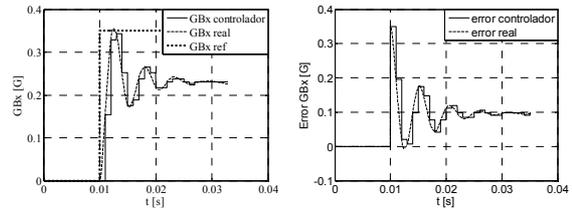


Figura 8. Gradiente y error de gradiente de campo con todos los circuitos en automático.

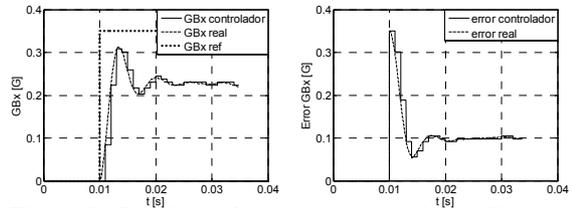


Figura 9. Gradiente de campo y error de gradiente de campo con desacoplador.

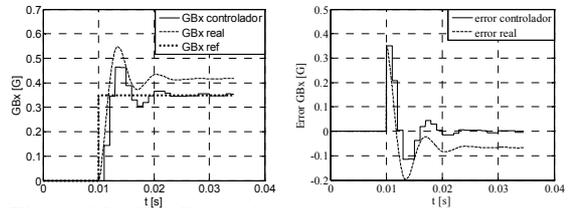


Figura 10. Gradiente de campo y error de gradiente de campo con desacoplador y acoplamiento disminuido.

##### 4.2 Prueba de funcionamiento.

Las pruebas de funcionamiento fueron llevadas a cabo con el equipo construido según se muestra en la figura 11.

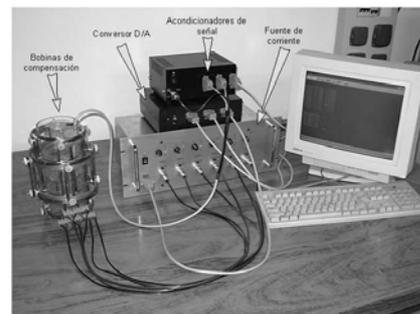


Figura 11. Foto del equipo utilizado para probar el funcionamiento.

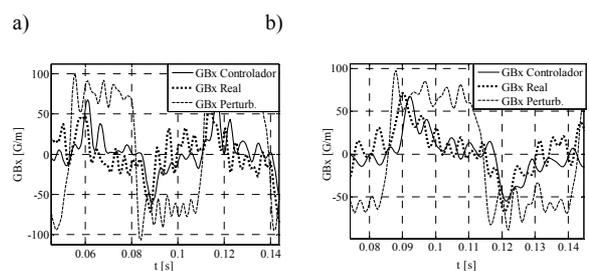


Figura 12. Comp. de gradiente GBx. a) con solo el lazo de GBx funcionando, b) con todo el sist. en automático sin desacoplador.

Se aplicó una onda cuadrada de perturbación en el gradiente del eje x y se observó como respondía el control en las diferentes situaciones. La perturbación, incluía además la propia existente en el ambiente donde se realizó el experimento.

Comparando las mediciones mostradas en las figuras 12a), 12b) y 13), puede notarse la diferencia entre el valor de campo real y el compensado por el controlador. Esto se debe a la variable controlada modificada que se utilizó para disminuir el acoplamiento y permitir un control estable. También puede notarse una mejora en el funcionamiento cuando se utilizó el desacoplador calculado.

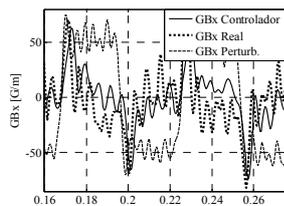


Figura 13. Comp. de grad. con todo el sist. completo y desacoplado.

## 5. CONCLUSIONES

Se pudieron compensar gradientes de campo dentro del volumen de exclusión, a pesar del fuerte acoplamiento existente entre las bobinas destinadas a realizar dicha compensación.

Con los campos homogéneos no se presentó esta dificultad debido a que el acoplamiento entre ellos y con los gradientes es débil. Si bien el sistema de gradientes es estable en el sentido de que el error converge a un valor finito, el PID seguirá integrando este error y finalmente se saturará. Para solucionar este problema debió agregarse un módulo que introduce una disminución en el acoplamiento de la variable controlada (no del campo real). Con esto se llevó el error del compensador a cero evitando la saturación, si bien existe un campo de perturbación remanente.

## 6. TRABAJOS FUTUROS

Futuros trabajos incluyen modificar la estrategia de control por una que naturalmente trate con sistemas acoplados sin necesidad de incluir un bloque de desacople. Esto podría ser un control predictivo. Además se trabajará en el diseño de bobinas que disminuyan la interacción entre variables controladas.

## REFERENCIAS

Alfaro V. M., 2003a  
*Optimización del desempeño de los reguladores y servomecanismos PID*, Ingeniería 13 (1,2): 53-62, 2003 San José, Costa Rica.

Alfaro, V. M., 2003b  
*Métodos de sintonización de controladores PID que operan como servomecanismos*, Ingeniería 13 (1,2): 13-29, 2003 San José, Costa Rica.

Anoardo, E. y Ferrante, G. M., (2003).  
*Magnet field compensation for field-cycling NMR relaxometry in the ULF band*, Applied Magnetic Resonance **24**, 85.

Antonini, G.; Cristina S., Agosto de 2000.  
*An efficient digital controller for active shielding Circuits*; Electromagnetic Compatibility, 2000. IEEE International Symposium on Volume 1, 21-25 Page(s):49 - 53 vol.1.

Bonetto, F., Anoardo, E. y Polello, M. (2006)  
*Saddle Coils for Uniform Static Magnetic Field Generation in NMR Experiments*. Concepts Magn Reson Part B (Magn Reson Engineering) 29:B 9-19, Wiley Periodicals, Inc. 2006

Bucella, C., Feliziani, M. y Fuina, V., (2002).  
*ELF Magnetic field mitigation by active shielding*; IEEE 0-7803-7369-3, 994

Bristol, E. H., 1966  
*On a New Measure of Interaction for Multivariable Process Control*, Trans. IEEE. 1966.

Concettina, B., Feliziani, M., Fuina, V., 2002.  
*ELF Magnetic Field Mitigation by Active Shielding*; Industrial Electronics, ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Volume 3 , 26-29 May 2002 Page(s):994 - 998 vol.3

Hiles, M. L., Olsen, R. G, Iolte, K. , Jensen, D. R. y Griffung, K. L., (1998).  
*Power frequency magnetic field management using a combination of active and passive shielding technology*; IEEE Transactions on power delivery **13**, 171.

Kimmich, R., (1997).  
*NMR, Tomography, Diffusometry, Relaxometry*. Springer-Verlag, Berlin

Ogata, K., 1996  
*Sistemas de control en tiempo discreto*, ISBN 0-13-034281-5, Prentice Hall Hispanoamericana.

Sergeant, P., Dupré, L., Melkebeek, J. y Van den Bossche, L., (2004).  
*Magnetic field computation for optimized shielding of induction heaters*; Journal of Computational and applied Mathematics **168**, 437.

Warwick, E. K. y Rees, D., (1988)  
*IEEE Control Engineering Series 37*, Peter Peregrinus, 1988.