3.2.2 Conversores para excitadores de motores trifásicos

En la figura 3.9a se muestra un conversor de tres polos que trabaja como excitador de ac, donde el control realimentado determina la amplitud $\hat{V}_c$ y la frecuencia f_1 del voltaje de control. Esta información se utiliza en el generador de PWM para los tres voltajes de control:

$$v_{c,A}(t) = \hat{V}_c sen(w_1 t) \qquad v_{c,B}(t) = \hat{V}_c sen(w_1 t - 120^0) \qquad v_{c,B}(t) = \hat{V}_c sen(w_1 t - 240^0) \qquad (3.22)$$

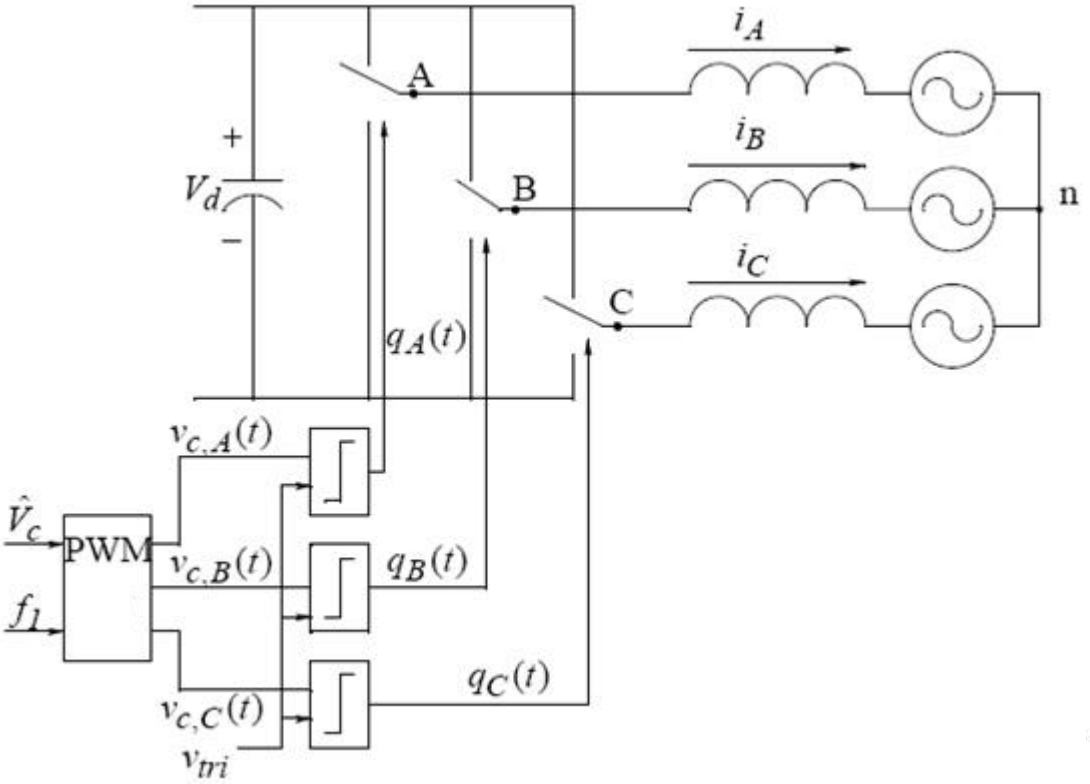


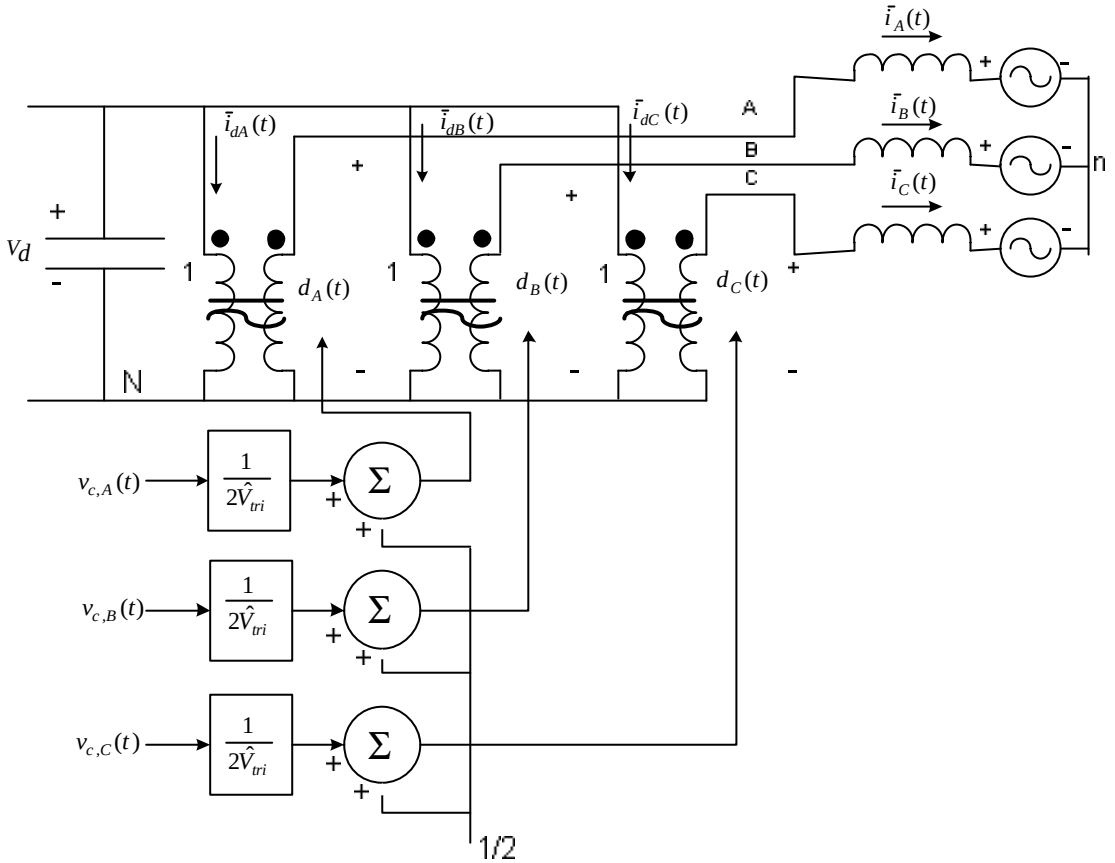
Figura 3.9 (a) Conversor en modo de conmutación para excitadores de ac.

Comparando estos voltajes de control con la misma señal triangular da como resultado la obtención de las funciones de conmutación $q_A(t)$, $q_B(t)$ y $q_C(t)$ con las siguientes relaciones de trabajo para los tres polos:

$$d_A(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} sen(w_1 t)$$

$$d_B(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} sen(w_1 t - 120^0) \tag{3.23}$$

$$d_C(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} sen(w_1 t - 240^0)$$



$$\bar{v}_{BN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2}\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} sen(w_1 t - 120^0) \tag{3.24}$$

$$\bar{v}_{CN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{2}\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_{tri}} sen(w_1 t - 240^0)$$

En el análisis anterior el ángulo de fase para la fase A se asume arbitrariamente cero; de hecho, podría ser cualquier valor. Deberíamos notar también que los offsets de dc de la ecuación 3.24 también cancelan cualquier otro en los voltajes línea-línea v_{AB}, v_{BC}, y v_{CA}.

Bajo una condición balanceada en operación sinusoidal, podemos mostrar que el potencial promedio en el neutro "n" en la carga es el mismo que en el punto central del bus de dc, o sea, $\bar{v}_{nN} = V_d / 2$. Por lo tanto, los voltajes promedio que aparecen a través de cada fase en la carga (de fase a neutro en la carga) son similares a los de la ecuación 3.24 con excepción del offset de dc $V_d / 2$:

$$\bar{v}_{AN}(t) = [\frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}]\hat{V}_c sen(w_1 t) = k_{polo} v_{c,A}(t) \tag{3.25a}$$

$$\bar{v}_{BN}(t) = [\frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}]\hat{V}_c sen(w_1 t - 120^0) = k_{polo} v_{c,B}(t) \tag{3.25b}$$

$$\bar{v}_{CN}(t) = [\frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}]\hat{V}_c sen(w_1 t - 240^0) = k_{polo} v_{c,C}(t) \tag{3.25c}$$

Donde $k_{polo} = \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}$ (como está en la ecuación 3.9) es la ganancia con la cual cada polo amplifica su voltaje de control. La ecuación 3.25 muestra que el conversor para excitadores de ac genera tres voltajes sinusoidales trifásicos de la frecuencia y la amplitud deseados.

4. Diseño de controladores realimentados para motores eléctricos

4.1 Introducción

Muchas aplicaciones como robótica y automatización industrial requieren controles precisos de velocidad y posición. En esas aplicaciones, se utiliza un control realimentado como se ve en la figura 4.1. Este control realimentado consiste en una PPU (Unidad Procesadora de Potencia), un motor y una carga mecánica. Las variables de salida tales como el torque y la velocidad se sensan y se realimentan para ser comparadas con los valores deseados (referencia). El error existente entre la referencia y la medida se amplifica para controlar la PPU y eliminarlo o minimizarlo. Un controlador realimentado bien diseñado hace que el sistema sea insensible a las perturbaciones o cambios en los parámetros.

En este capítulo discutiremos el diseño de los controladores de los motores eléctricos y tomaremos como ejemplo a un motor de DC, teniendo en cuenta que los mismos principios pueden ser aplicados a los motores de inducción con control vectorial.

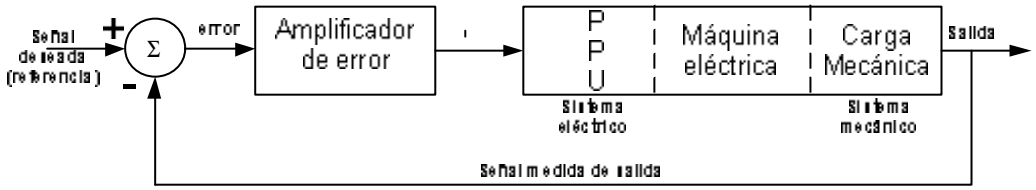


Figura 4.1 Control realimentado de un motor eléctrico

Para nuestra discusión asumiremos que la Unidad Procesadora de Potencia (PPU) trabaja en modo de conmutación y tiene una respuesta muy rápida en el tiempo. Se asume un motor de DC de imán permanente con un campo de flujo magnético f_f constante.

4.2 Objetivos de Control

El sistema de control de la figura 4.1 se muestra simplificado en la figura 4.2. donde $G_p(s)$ es la función de transferencia de la planta consistente en la unidad procesadora de potencia, el motor y la carga mecánica en el dominio de Laplace. $G_c(s)$ es la función de transferencia del controlador. Como respuesta a una referencia deseada $X^*(s)$, la salida del sistema es $X(s)$, la cual es idealmente igual a la referencia. El controlador $G_c(s)$ se diseña teniendo en cuenta lo siguiente:

- Un error cero en estado estable

- Una buena respuesta dinámica (lo cual implica un tiempo de transiente muy rápido, por ejemplo a un cambio en escalón en la entrada con una rápida estabilización y poca sobreoscilación (overshoot)).

Para hacer la discusión más simple, asumimos una realimentación unitaria. La función de transferencia en lazo abierto $G_{OL}(s)$ es:

$$G_{OL}(s) = G_c(s)\, G_p(s) \tag{4.1}$$

La función de transferencia en lazo cerrado $\frac{X(s)}{X^*(s)}$ con un sistema con realimentación unitaria es:

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{OL}(s)}{1 + G_{OL}(s)} \tag{4.2}$$

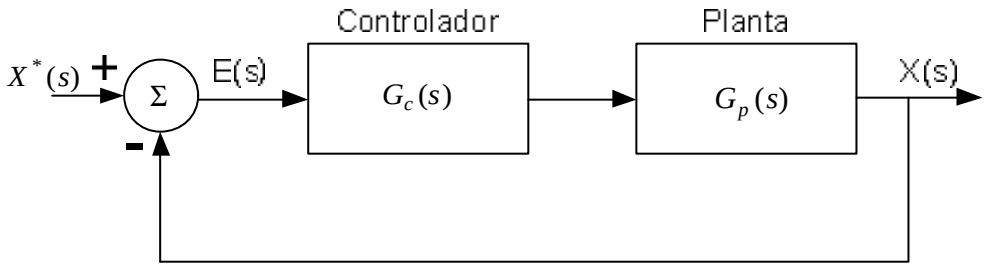


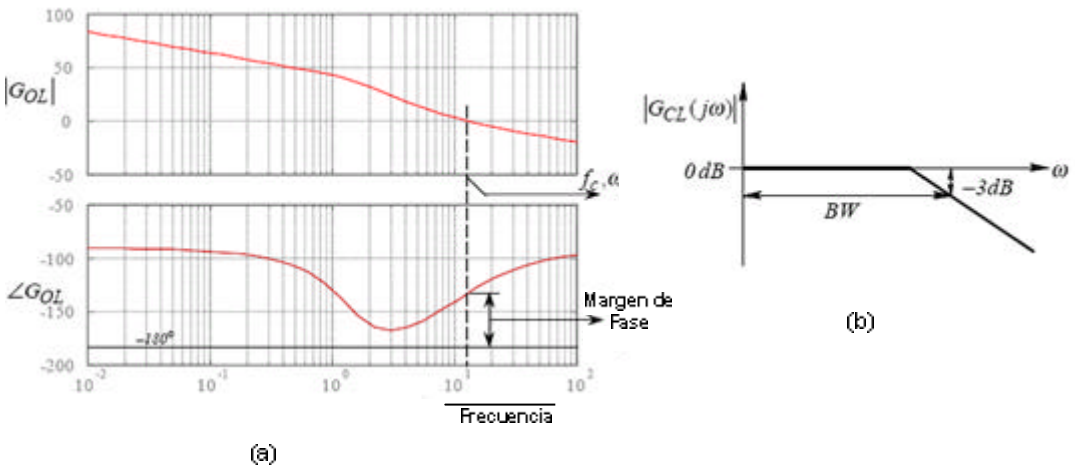
Figura 4.2: Representación simplificada de un sistema de control

Con el fin de definir los términos de control necesarios, consideremos un diagrama de Bode genérico de la función de transferencia en lazo abierto $G_{OL}(s)$ en términos de su magnitud y ángulo de fase mostrado en la figura 4.3 en función de la frecuencia. La frecuencia a la cual la ganancia se hace uno ($|G_{OL}(s)| = 0dB$) se define como la frecuencia de cruce f_c (frecuencia angular w_c). En la frecuencia de cruce, el retardo de fase introducido por la función de transferencia en lazo abierto debe ser menor de 180º para que el sistema realimentado en lazo cerrado sea estable.

Por lo tanto, en f_c el ángulo de fase $f_{OL}\big|_{fc}$ de la función de transferencia en lazo abierto, medida con respecto a -180º, se define como el margen de fase:

$$\text{Margen de Fase} = f_{OL}\big|_{fc} - (-180^\circ) = f_{OL}\big|_{fc} + 180^\circ \tag{4.3}$$

Note que $f_{OL}\big|_{fc}$ tiene un valor negativo. Para una respuesta dinámica satisfactoria sin oscilaciones el margen de fase debe ser mayor que 45º, preferiblemente, cercano a 60º.



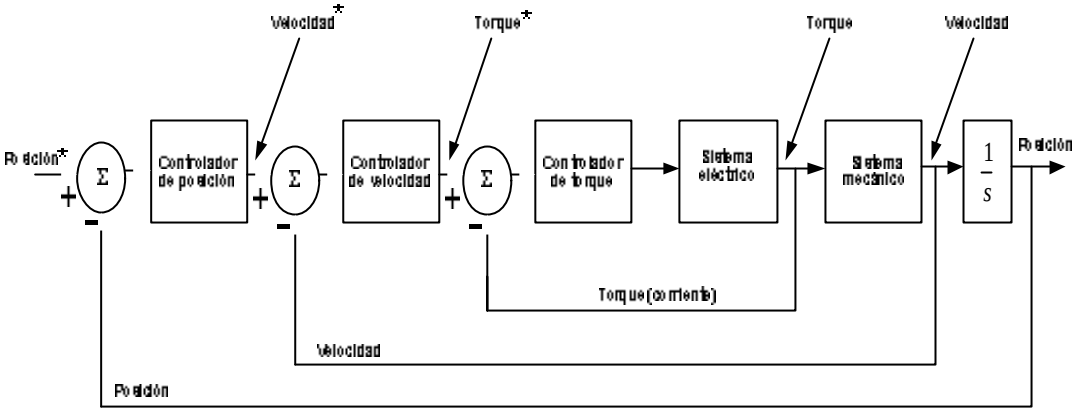


Figura 4.4: Control en cascada para un motor eléctrico

4.4 Pasos para diseñar el control realimentado

Los sistemas de control de movimiento normalmente deben responder a grandes cambios en los valores deseados (referencia) de torque, velocidad y posición. Deben permanecer inmunes a perturbaciones inesperadas en la carga. Para grandes cambios, el sistema en su conjunto es con frecuencia no lineal. Esta no linealidad aparece porque la carga mecánica es con frecuencia no lineal. Una no linealidad adicional se introduce por los límites de voltaje y corriente impuestos por la unidad procesadora de potencia y el motor. Por lo tanto, teniendo en cuenta lo anterior, se sugieren los siguientes pasos para el diseño de controladores:

1. El primer paso es asumir que alrededor del punto de operación en estado estable, los cambios en la entrada de referencia y las perturbaciones en la carga son pequeños. En un análisis de pequeñas señales, todo el sistema se puede asumir lineal alrededor del punto de operación de estado estable, permitiendo así la aplicación de los conceptos básicos de teoría de control lineal.

2. Con base en la teoría de control lineal, una vez diseñado el controlador, todo el sistema puede ser simulado en un computador para evaluar su funcionamiento. Entonces se deben hacer los ajustes necesarios.

4.5 Representación de sistemas para análisis de pequeñas señales

Para facilidad del análisis del sistema descrito enseguida, el sistema de la figura 4.4 se asume lineal y el punto de operación en estado estable se asume cero para todas las variables. Este análisis lineal puede ser extendido a sistemas no lineales y a condiciones de operación en estado estable diferentes de cero.

El sistema de control en la figura 4.4 se diseña con el ancho de banda más amplio (asociado con el lazo del torque), el cual es una o dos veces más pequeño que la frecuencia de conmutación f_s. Como resultado, al diseñar el controlador, los componentes de la frecuencia de conmutación no representan ningún problema. Por lo tanto, utilizaremos las variables promedio discutidas en el capítulo 3, donde se despreciaron los componentes de la frecuencia de conmutación.

Representación promedio de la unidad procesadora de potencia

Para diseñar el control realimentado, asumiremos que el voltaje de suministro V_d mostrado en la figura 4.5 es constante. Siguiendo el análisis promedio del capítulo anterior, la representación promedio del conversor en modo de conmutación se muestra en la figura 4.5b.

En términos del voltaje de suministro V_d y el voltaje de pico de la señal triangular $\hat{V}_{tri}$, el voltaje promedio de salida $\bar{v}_a(t)$ del conversor es linealmente proporcional al voltaje de control:

$$\bar{v}_a(t) = k_{PWM} v_c(t) \qquad k_{PWM} = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} \tag{8.5}$$

Donde k_{PWM} es la ganancia constante del conversor PWM como se muestra en la figura 4.5c:

$$V_a(s) = k_{PWM} V_c(s) \tag{4.6}$$

Donde $V_a(s)$ es la transformada de Laplace de $\bar{v}_a(t)$ y $V_c(s)$ es la transformada de Laplace de $v_c(t)$. La representación anterior es válida en el rango lineal donde $-\hat{V}_{tri} \le v_c \le \hat{V}_{tri}$.

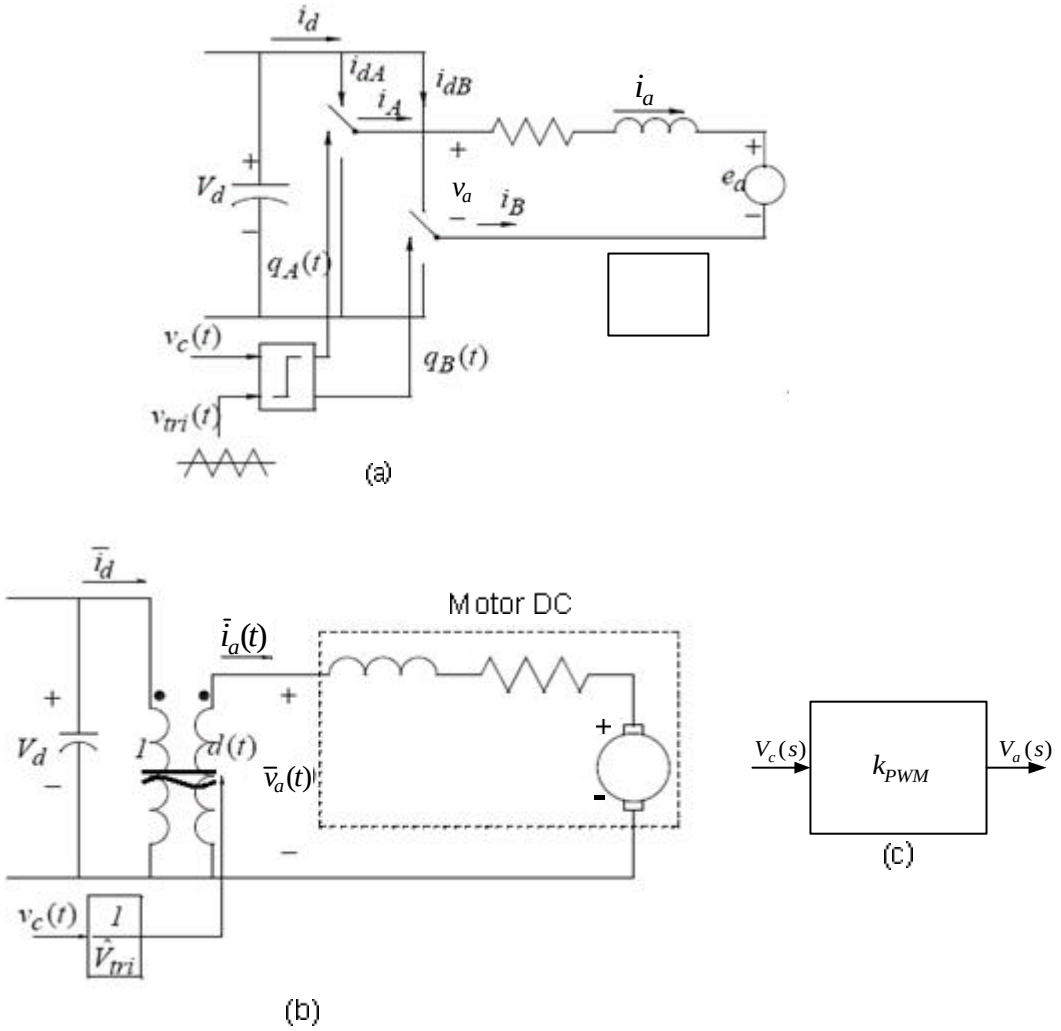


Figura 4.5: (a) Conversor en modo de conmutación para motores eléctricos; (b) Modelo promedio del conversor en modo de conmutación (c) Representación linealizada

4.5.2 Modelado de la máquina de DC y la carga mecánica

El motor de DC y la carga mecánica se modelan como se muestra en el circuito equivalente de la figura 4.6a, en la cual se asume que la velocidad $w_m(t)$ y la fuerza contraelectromotriz $e_a(t)$ no contienen componentes de la frecuencia de conmutación.

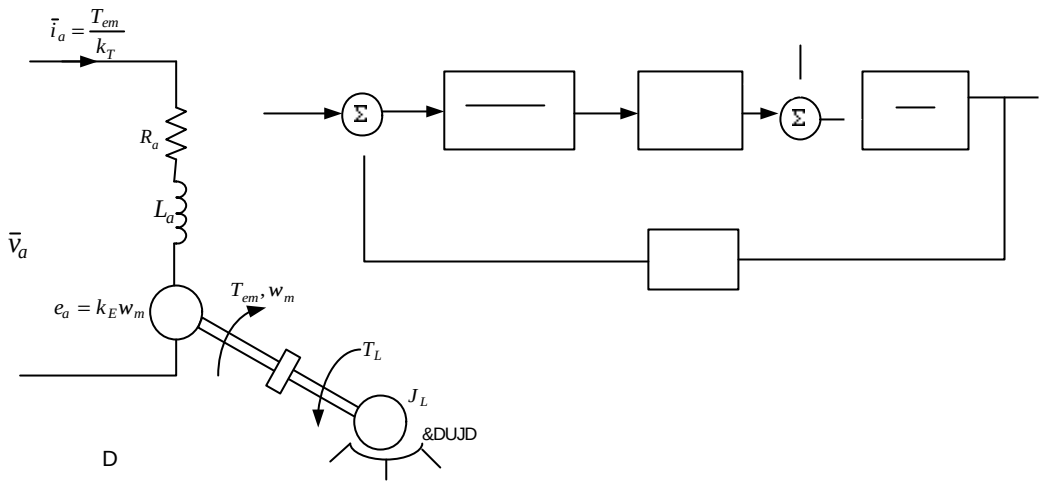


Figura 4.6 Motor y carga mecánica (a) circuito equivalente; (b) diagrama de bloques

Las ecuaciones eléctricas y mecánicas correspondientes a la figura 4.6 son:

$$\bar{v}_a(t) = e_a(t) + R_a \bar{i}_a(t) + L_a \frac{d}{dt}\bar{i}_a(t), \qquad e_a(t) = k_E w_m(t) \tag{4.7}$$

Y

$$\frac{d}{dt} w_m(t) = \frac{\bar{T}_{em}(t) - T_L}{J_{eq}}, \qquad \bar{T}_{em}(t) = k_T \bar{i}_a(t) \tag{4.8}$$

Donde la inercia equivalente de la carga $J_{eq} = (J_M + J_L)$ es la suma de la inercia del motor y la inercia de la carga, y se desprecia el amortiguamiento (podría combinarse con el torque de la carga T_L). En el procedimiento simplificado que se presenta, el controlador se diseña para seguir los cambios en los valores de referencia del torque, la velocidad y la posición (y por lo tanto, el torque de la carga en la ecuación 4.8 se desprecia). Las ecuaciones 4.7 y 4.8 puede ser expresada en el dominio de Laplace como:

$$V_a(s) = E_a(s) + (R_a + sL_a) I_a(s) \tag{4.9}$$

O

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - E_a(s)}{R_a + sL_a}, \qquad E_a(s) = k_E w_m(s) \tag{4.10}$$

Podemos definir la constante de tiempo eléctrica t_e como

$$t_e = \frac{L_a}{R_a} \tag{4.11}$$

Por lo tanto, la ecuación 4.10 puede ser escrita en términos de t_e como

$$I_a(s) = \frac{1/R_a}{1+\frac{s}{1/t_e}}\{V_a(s) - E_a(s)\}, \qquad E_a(s) = k_e w_m(s) \tag{4.13}$$

De la ecuación 4.8 y despreciando el torque de la carga,

$$w_m(s) = \frac{T_{em}(s)}{sJ_{eq}}, \qquad T_{em}(s) = k_T I_a(s) \tag{4.13}$$

Las ecuaciones 4.10 y 4.13 pueden ser combinadas y presentadas en forma de diagrama de bloques como se muestra en la figura 4.6b.

4.6 Diseño del controlador

La estructura del controlador en cascada mostrada en la figura 4.4 se diseña de acuerdo con los objetivos discutidos en la sección 4.2. En la sección siguiente se describe un procedimiento de diseño simplificado.

4.6.1 Controladores PI

Los sistemas de control de movimiento utilizan con frecuencia controladores PI , como se muestra en la figura 4.7. La entrada del controlador es el error $E(s) = X^*(s) - X(s)$, que es la diferencia entre la referencia y la medida.
En la figura 4.7, el controlador proporcional produce una salida proporcional al error:

$$V_{c,p}(s) = k_p E(s) \tag{4.14}$$

Donde k_p es la ganancia proporcional del controlador. En los lazos del torque y la velocidad, si se usan solamente controladores proporcionales, dan como resultado un error en estado estable en la respuesta a un escalón en la referencia. Por lo tanto se usan en combinación con el controlador integral descrito enseguida.

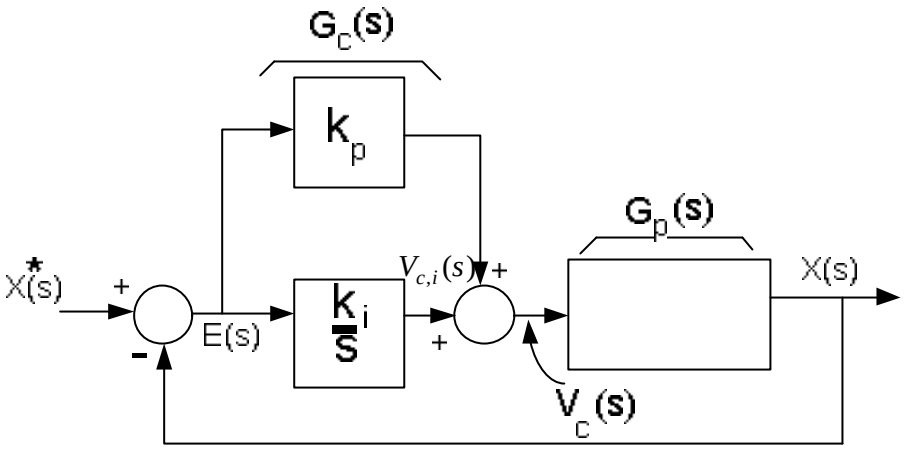


Figura 4.7: Controlador PI

En el controlador integral de la figura 4.7, la salida es proporcional a la integral del error E(s), expresado en el dominio de Laplace como:

$$V_{c,i}(s) = \frac{k_i}{s} E(s) \tag{4.15}$$

donde k_i es la ganancia integral del controlador. Este controlador responde lentamente porque su acción es proporcional a la integral del error. El error en estado estable de la respuesta al escalón se hace finalmente cero porque la acción del integrador continúa indefinidamente hasta tanto el error se haga cero.

En sistemas de control de movimiento, un controlador P se utiliza en el lazo de posición y un controlador PI se utiliza en el lazo de velocidad y torque. Por lo tanto, no tomaremos en consideración controladores diferenciales D. Como se muestra en la figura 4.7, $V_c(s) = V_{c,p}(s) + V_{c,i}(s)$. Por lo tanto, usando las ecuaciones 4.14 y 4.15, la función de transferencia de un controlador PI es:

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = (k_p + \frac{k_i}{s}) = \frac{k_i}{s}[1 + \frac{s}{k_i / k_p}] \tag{4.16}$$

Dadas estas consideraciones refiérase al anexo *Guías de laboratorio para controlar motores de inducción y motores de DC utilizando un RCP* donde encontrará ejemplos de diseño.

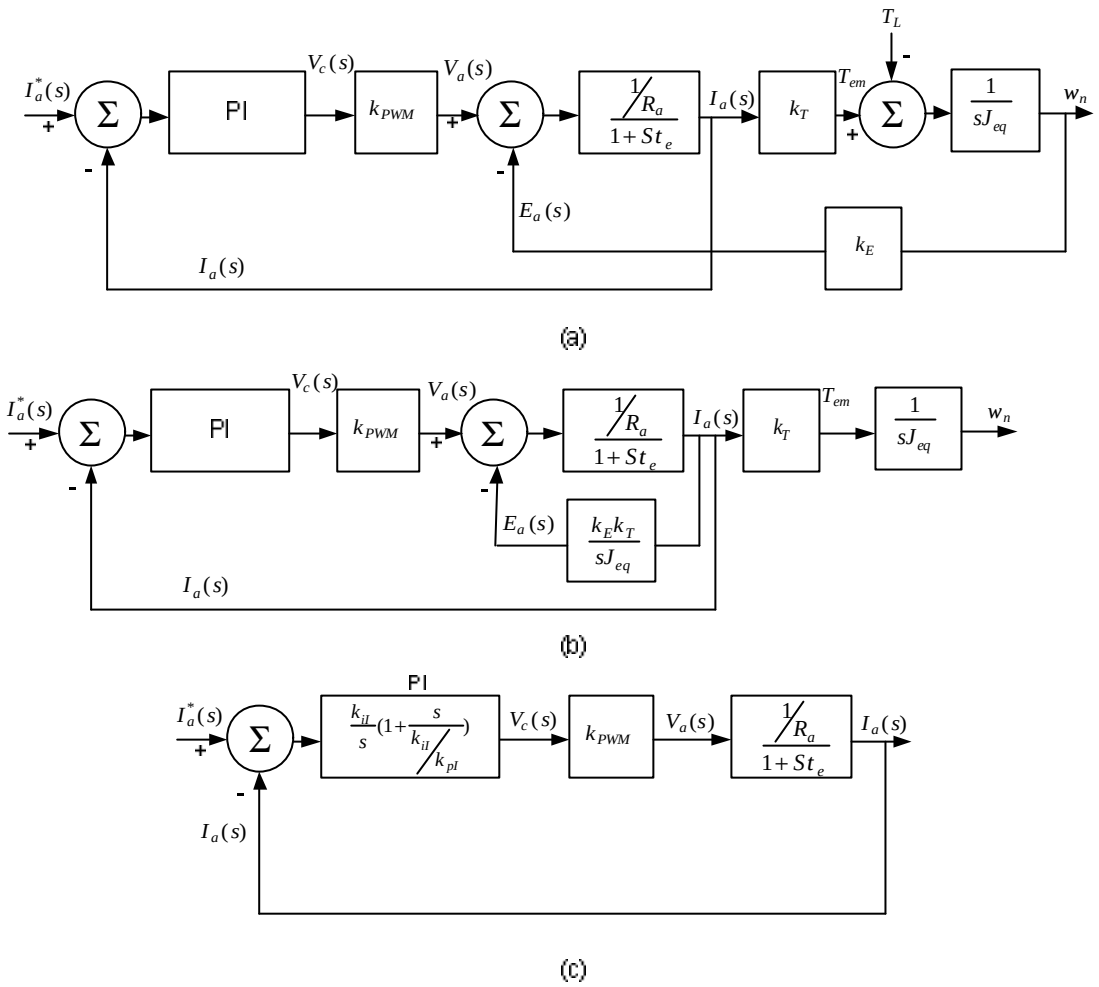


Figura 4.8 Diseño del lazo de control del torque

4.7 Diseño del lazo de control del Torque (corriente)

Como se mencionó anteriormente comenzaremos con el lazo más interno de la figura 4.8a (utilizando la función de transferencia del diagrama de bloques de la figura 4.6b para representar la combinación motor – carga, la figura 4.5c representa la PPU y la figura 4.7 representa el controlador PI).

En motores de DC de imán permanente en los cuales j_f es constante, la corriente y el torque son proporcionales relacionados por la constante del torque k_T. Por lo tanto, consideraremos a la corriente como la variable de control. Note que existe una realimentación en el lazo de corriente desde la salida de velocidad. Esta realimentación gobierna la fuerza contraelectromotriz inducida. Si despreciamos T_L y considerando la corriente como salida, $E_a(s)$ puede ser calculada en términos de $I_a(s)$ en la figura 4.8 como $E_a(s) = \frac{k_T k_E}{sJ_{eq}} I_a(s)$.

Por lo tanto, la figura 4.8a puede ser redibujada como se ve en la figura 4.8b. Nótese que el término de realimentación depende inversamente de la inercia J_{eq}. Asumiendo que la inercia es lo suficientemente grande como para despreciar el efecto de la realimentación, podemos simplificar el diagrama de bloques como se ve en la figura 4.8c.

El controlador de corriente en la figura 4.8c es un proporcional – integral (PI) con una ganancia proporcional k_{pI} y la ganancia integral k_{iI}. Su función de transferencia está dada por la ecuación 4.16. El subíndice "I" se refiere a la corriente del lazo. La función de transferencia en lazo abierto $G_{I,OL}(s)$ del lazo simplificado de corriente de la figura 4.8c es

$$G_{I,OL}(s) = \underbrace{\frac{k_{iI}}{s}\left[\frac{k_{iI}}{s}\left(1+\frac{s}{k_{iI}/k_{pI}}\right)\right]}_{PI-controller}\underbrace{k_{PWM}}_{PPU}\underbrace{\frac{1/R_a}{1+\frac{s}{1/t_e}}}_{motor}. \tag{4.17}$$

Para seleccionar las constantes de las ganancias del controlador PI en el lazo de corriente, se sugiere un procedimiento de diseño simple, el cual resulta en una fase por debajo de 90 grados:

- Seleccione el cero (k_{iI}/k_{pI}) del controlador PI, para cancelar el polo del motor en $(1/t_e)$ debido a la constante de tiempo eléctrica t_e del motor. Bajo estas condiciones,

$$\frac{k_{iI}}{k_{pI}} = \frac{1}{t_e} \quad \text{ó} \quad k_{pI} = t_e k_{iI} \tag{4.18}$$

La cancelación del polo en la función de transferencia del motor devuelve la función de transferencia en lazo abierto

$$G_{I,OL}(s) = \frac{k_{I,OL}}{s} \tag{4.19a}$$

Donde

$$k_{I,OL} = \frac{k_{iI}k_{PWM}}{R_a} \tag{4.19b}$$

- En la función de transferencia de lazo abierto de la ecuación 8.19a, la frecuencia de corte $w_{cl} = k_{I,OL}$. Seleccionaremos la frecuencia de corte $f_{cl}(=w_{cl}/2p)$ del lazo abierto de corriente para que sea aproximadamente uno o dos ordenes de magnitud más pequeña que la frecuencia de conmutación de la unidad de procesamiento de potencia para evitar interferencia en el lazo de control proveniente del ruido de la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, en la frecuencia de corte seleccionada , de la ecuación 4.19b,

$$k_{iI} = \frac{w_{cI} R_a}{k_{PWM}} \tag{4.20}$$

Con esto se completa el diseño del lazo del torque (corriente). Las constantes k_{pI} y k_{iI} pueden calcularse de las ecuaciones 4.18 y 4.20.

4.8 Diseño del lazo de velocidad

El ancho de banda del lazo de control de velocidad debe seleccionarse un orden de magnitud más pequeño que el del lazo de corriente (torque). Por lo tanto, se puede asumir que el lazo cerrado de corriente es ideal y representado por la unidad como se puede ver en la figura 4.9. El lazo de velocidad es un PI. La función de transferencia en lazo abierto resultante $G_{\Omega,OL}(s)$ del lazo de velocidad en el diagrama de bloques de la figura 4.9 es como sigue, teniendo en cuenta que el subíndice Ω se refiere al lazo de velocidad.

$$G_{\Omega,OL}(s) = \underbrace{\frac{k_{i\Omega}}{s}\left[1 + s/(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})\right]}_{controlador PI} \quad \underbrace{1}_{lazo de corriente} \quad \underbrace{\frac{k_T}{sJ_{eq}}}_{Torque+inercia} \tag{4.21}$$

La ecuación 4.21 puede ser reacomodada como:

$$G_{\Omega,OL}(s) = \left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}}\right) \frac{1 + s/(k_{i\Omega}/k_{p\Omega})}{s^2} \tag{4.22}$$

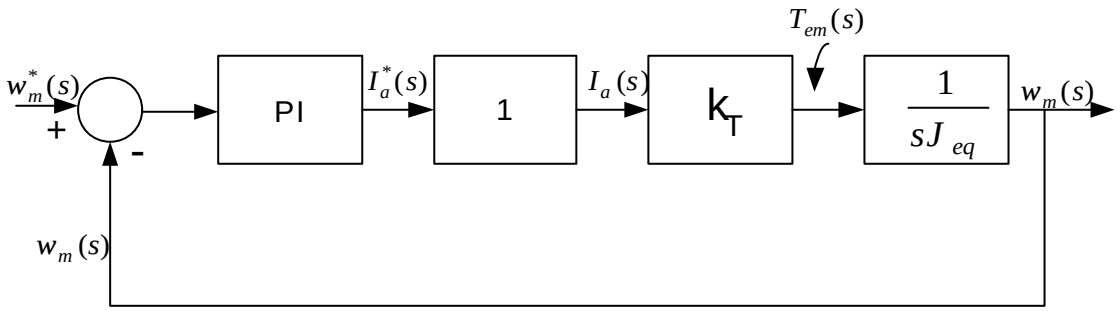


Figura 4.9: Diagrama de bloques del lazo de velocidad

Esto muestra que la función de transferencia en lazo abierto consiste en un doble polo en el origen. A bajas frecuencias en el diagrama de Bode, este doble polo en el origen hace que la magnitud disminuya con una rata de -40 dB por década mientras que el ángulo de fase permanece en -180º. Podemos seleccionar la frecuencia de corte $w_{c\Omega}$ un orden de magnitud

más pequeña que la del lazo de corriente. De modo similar, podemos escoger un valor razonable para el margen de fase $f_{pm,\Omega}$. Por lo tanto la ecuación 4.22 nos genera dos ecuaciones en la frecuencia de corte:

$$\left| \left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s/k_{i\Omega}/k_{p\Omega}}{s^2} \right|_{s = jw_{c\Omega}} \tag{4.23}$$

Y

$$\angle \left(\frac{k_{i\Omega} k_T}{J_{eq}} \right) \frac{1 + s/k_{i\Omega}/k_{p\Omega}}{s^2} \Bigg|_{s = jw_{c\Omega}} = 180^{o} + f_{pm,\Omega} \tag{4.24}$$

Las dos constantes de ganancia del controlador PI pueden ser calculadas resolviendo estas dos ecuaciones.

4.9 Diseño del lazo de control de posición

Se selecciona el ancho de banda del lazo de control de posición de tal manera que sea un orden de magnitud más pequeño que el de velocidad. Por lo tanto el lazo de velocidad puede ser idealizado y representado por la unidad como se muestra en la figura 4.10. Para el controlador de posición es adecuado tener solamente una ganancia proporcional k_{pq} debido a la presencia de un integrador $\left(\frac{1}{s}\right)$ en la función de transferencia en lazo abierto figura 4.10. Este integrador reducirá el error de estado estable a cero para un cambio en escalón en la posición de referencia. Con esta escogencia el controlador y asumiendo que la respuesta en lazo cerrado de la velocidad es ideal, la función de transferencia en lazo abierto

$$G_{q,OL}(s) = \frac{k_q}{s} \tag{4.25}$$

Por lo tanto, seleccionando la frecuencia de corte w_{cq} del lazo abierto permite que k_q sea calculado así:

$$k_q = w_{cq} \tag{4.26}$$

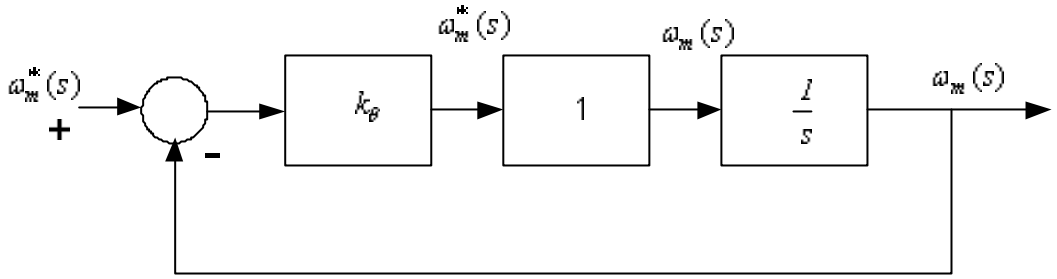


Figura 4.10 Diagrama de bloques del lazo de control de posición

4.10 El efecto de los límites

Como se señaló anteriormente, una de las ventajas que conlleva el uso del control en cascada es que las variables intermedias tales como el torque (corriente) y la señal de control para el generador de PWM pueden ser limitadas a rangos aceptables poniendo límites en sus valores de referencia. Esto significa que hay más seguridad en la operación del motor, del conversor electrónico de potencia y de todo el sistema mecánico.

De manera similar, existe un límite inherente a la salida de la unidad procesadora de potencia PPU cuya magnitud no puede exceder V_d . Para un cambio muy grande en la referencia o una perturbación muy grande, el sistema puede alcanzar esos límites, eso hace que se vuelva no lineal e introduce un retardo posterior en el lazo cuando se alcanzan los límites. Por ejemplo, un controlador lineal puede exigir una corriente muy grande al motor para suplir un incremento repentino del torque, pero el límite de corriente hace que el lazo de corriente responda de una manera muy lenta a esta demanda del torque de la carga.

Dado que el controlador fue diseñado asumiendo linealidad, su comportamiento en presencia de esos límites debe ser simulado.

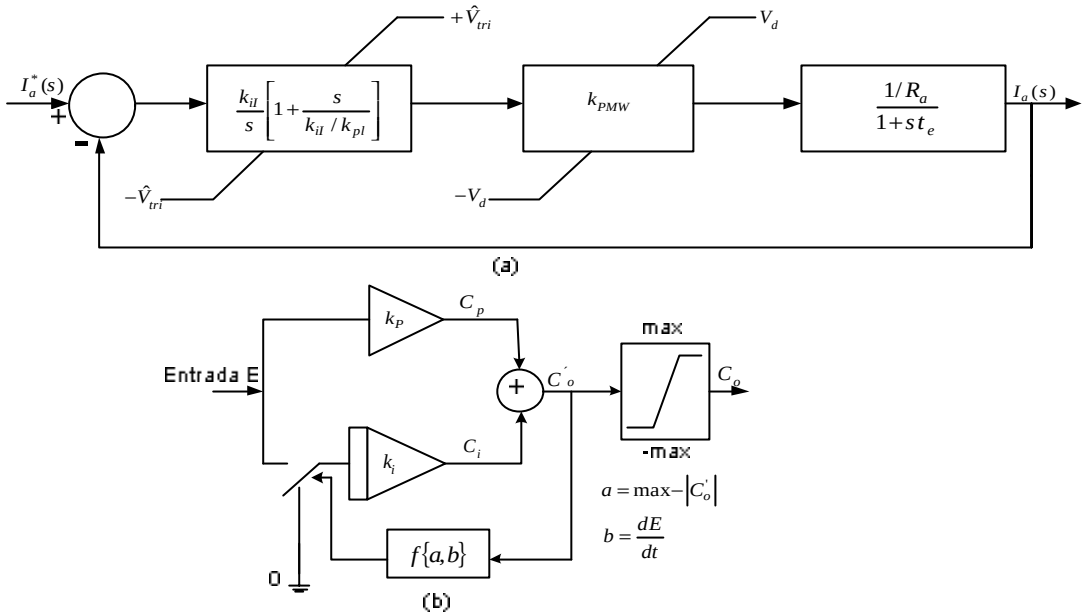


Figura 4.11 (a) Límites del controlador PI (b) PI con *antisaturación* integral.

4.11 Saturación integral

Para que el sistema sea estable en presencia de los límites, se debe prestar especial atención a los controladores que tienen integradores, tales como el controlador PI de la figura 4.11b.

En la protección contra la saturación integral de la figura 4.11b, si la salida del controlador alcanza su límite, la acción del integrador se bloquea cortocircuitando la entrada del integrador a tierra si la saturación se incrementa en la misma dirección.

PARTE III
MARCO EXPERIMENTAL

5 Montaje del RCP y comprobación experimental

En este capítulo, se detallan los aspectos prácticos del montaje del RCP para que pueda ser utilizado de una manera muy sencilla y pueda cumplir su objetivo de ser una herramienta para ser utilizada en cursos de pregrado y posgrado.

La herramienta de desarrollo DSP, DS1104 R&D Controller Board de la firma dSPACE viene para ser insertada directamente en un bus PCI, por lo tanto siempre estará integrada con la CPU del computador.

La interfaz de potencia va instalada en una consola metálica. La intercomunicación entre el sistema de desarrollo DSP y la interfaz de potencia donde están instalados los inversores trifásicos se hace por un sistema de conectores y una tarjeta de conexiones instalados respectivamente en la parte superior de la consola y en el interior de la misma.

Los instrumentos de laboratorio necesarios para la realización de las prácticas, se instalan sobre la consola, lo mismo que los motores con los cuales se va a trabajar. Ver gráfica 5.1.

Se realizaron una serie de prácticas con motores, las cuales se pueden consultar en el anexo 2 *"Guías de Laboratorio para controlar Motores de Inducción y Motores de DC Utilizando un RCP (Rapid Control Prototyping)"*.

Para la comprobación experimental se hizo el diseño de un Conversor DC de conmutación con monitoreo de un motor DC sin carga y un control de posición con motor de DC.

5.1 Conversor DC de conmutación y monitoreo del motor sin carga

5.1.1 Introducción

En este experimento se estudiará el funcionamiento de un conversor de potencia DC de conmutación. Primero se hará el diagrama de bloques para ser utilizado en la simulación de la operación del conversor. Después se implementará un algoritmo PWM para un conversor de potencia DC. El propósito de la implementación en tiempo real es obtener voltaje variable en la salida del conversor de potencia mientras se controla su amplitud con una interfaz de usuario basada en dSPACE.

Figura 5.1:Consola de trabajo para el RCP

5.1.2 Simulación del conversor DC de conmutación.

5.1.2.1 Forma de onda triangular

Para modular el ancho de los pulsos de voltaje en un conversor de potencia, una señal de voltaje de control debe compararse con una señal triangular. Antes de construir el modelo para el conversor se debe construir un generador de onda triangular en simulink usando el bloque de secuencias *sources/repeating.*

Se hace un nuevo modelo en Simulink y en un bloque Repeating Sequence de la librería *Sources* se ajustan los siguientes parámetros:

- ✓ *Time values:* [0 0,5/fsw 1/fsw]
- ✓ *Output values* [-1 1 -1]

Donde la variable fsw es nuestra frecuencia de conmutación seleccionada como una variable global en *Matlab.*
Se introduce el valor de fsw en *Matlab* (fsw=10000, que significa 10Khz.).
Se ajustan los parámetros de simulación en los siguientes valores:

- ✓ *Stop time*: 0.002
- ✓ *Fixed Step Size*: 0.000001
- ✓ *Solver options: fixed step*, *ode1 (Euler)*

Y se corre el experimento, teniendo como resultado la figura 5.2

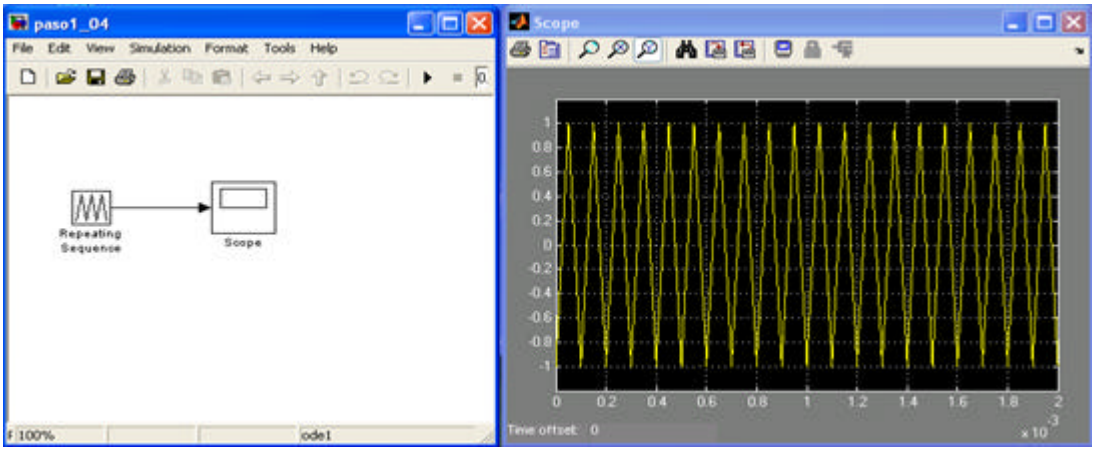


Figura 5.2: Generador de onda triangular con una frecuencia de 10 Khz.

5.1.2.2 Relación de trabajo (Duty Ratio) y función de conmutación

Para obtener la relación de trabajo de la generación de un PWM, usamos las ecuaciones (3.7) y (3.10):

$$d_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{v_{control,A}}{\hat{V}_{tri}}$$

$$d_A = \frac{\overline{v}_{AN}}{V_d}$$

Solucionando estas ecuaciones y considerando la amplitud del voltaje triangular igual a la unidad; $\hat{V}_{tri} = 1$, obtenemos la relación para el control de voltaje de un conmutador:

$$v_{control,A} = \frac{2\overline{v}_{AN}}{V_d} - 1 \qquad (5.1)$$

La relación 5.1 se implementa en Simulink. El voltaje de control se compara con la señal triangular. El bloque relé (*Relay Block*) de salida se ajusta en 1 cuando la diferencia es positiva y 0 cuando es negativa.
El voltaje deseado $\bar{v}_{AN}$ con respecto a tierra DC, se ajusta por medio de un bloque Constante (*Constant Block*) a un valor de 1, y puede ser variado con una ganancia deslizable (*Slider Gain*) desde 0 hasta el máximo valor del bus DC V_d. El modelo en Simulink se muestra en la figura 5.3.

5.1.2.3 Modelo del conversor de dos polos

Para obtener el modelo de un conversor de DC añadimos a nuestro modelo dos bloques para un conmutador. Un bloque es el ***Switch*** de la librería ***Non Linear***, el cual permite que la señal superior pase cuando la entrada intermedia es más grande que el umbral especificado y la señal inferior es el caso opuesto. El voltaje de salida del conversor será la diferencia entre los dos voltajes de salida del conmutador medidos con respecto a la tierra DC.

Ahora, el valor de referencia para nuestro modelo será v_{AB}. Sabemos que:

$$\bar{v}_{AB} = \bar{v}_{AN} - \bar{v}_{BN} \tag{5.2}$$

En algún instante de tiempo, los voltajes de control de los dos conmutadores son complementarios así:

$$v_{control,A} = -v_{control,B} \tag{5.3}$$

Así, resolviendo la ecuación 3.7 mediante 5.3, podemos escribir:

$$v_{control,A} = -v_{control,B} = \frac{\bar{v}_{AB}}{V_d} \tag{5.4}$$

Y

$$d_A = \frac{1}{2}(v_{control,A} + 1)$$

$$d_B = \frac{1}{2}(v_{control,A} + 1) \tag{5.5}$$

Estas relaciones se implementan en un modelo Simulink, junto con los conmutadores de dos polos como en la figura 5.4. La entrada es el valor deseado del voltaje promedio de salida v_{AB}. El valor instantáneo del voltaje de salida es una señal cuadrada y el valor promedio es igual al valor ajustado con la ganancia deslizable (*Slider Gain*).

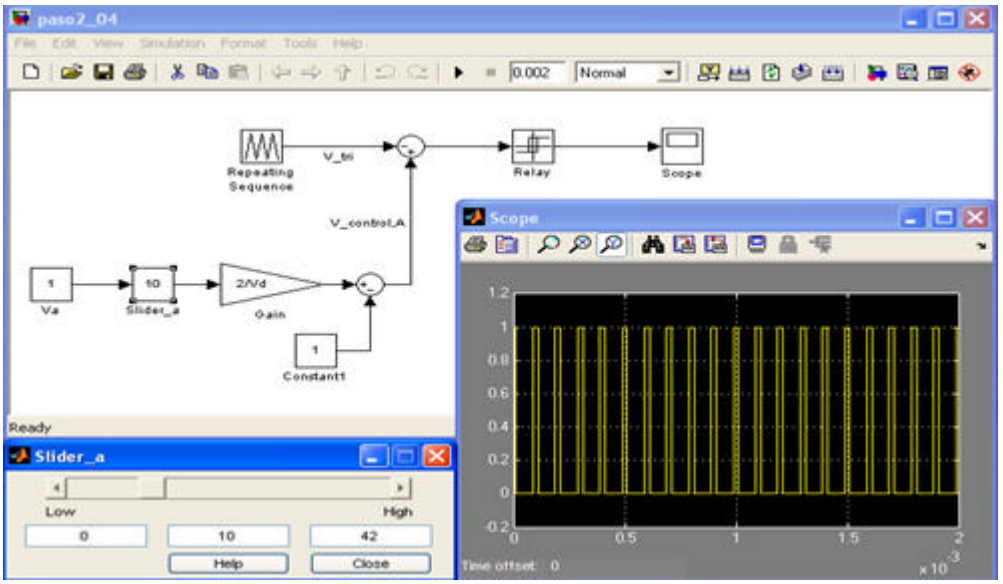


Figura 5.3: Generación de la señal de conmutación para un inversor de un polo simple

Variando el valor de la ganancia deslizable, (es decir, variando el valor deseado del voltaje promedio de salida), cambia el voltaje de salida. Ajustamos el tiempo de simulación a ***inf*** y simulamos. En la figura 5.4 observamos la forma de onda del voltaje de salida.

5.2 Implementación de un conversor DC de conmutación de dos polos en Simulink

El lado inferior del modelo se agrupa en un "***Duty Factor Calculator***". Debido a que en la implementación en tiempo real la parte superior está presente físicamente fuera del PC, el único cálculo requerido es la relación de trabajo *(Duty Ratio)* de cada polo del inversor.

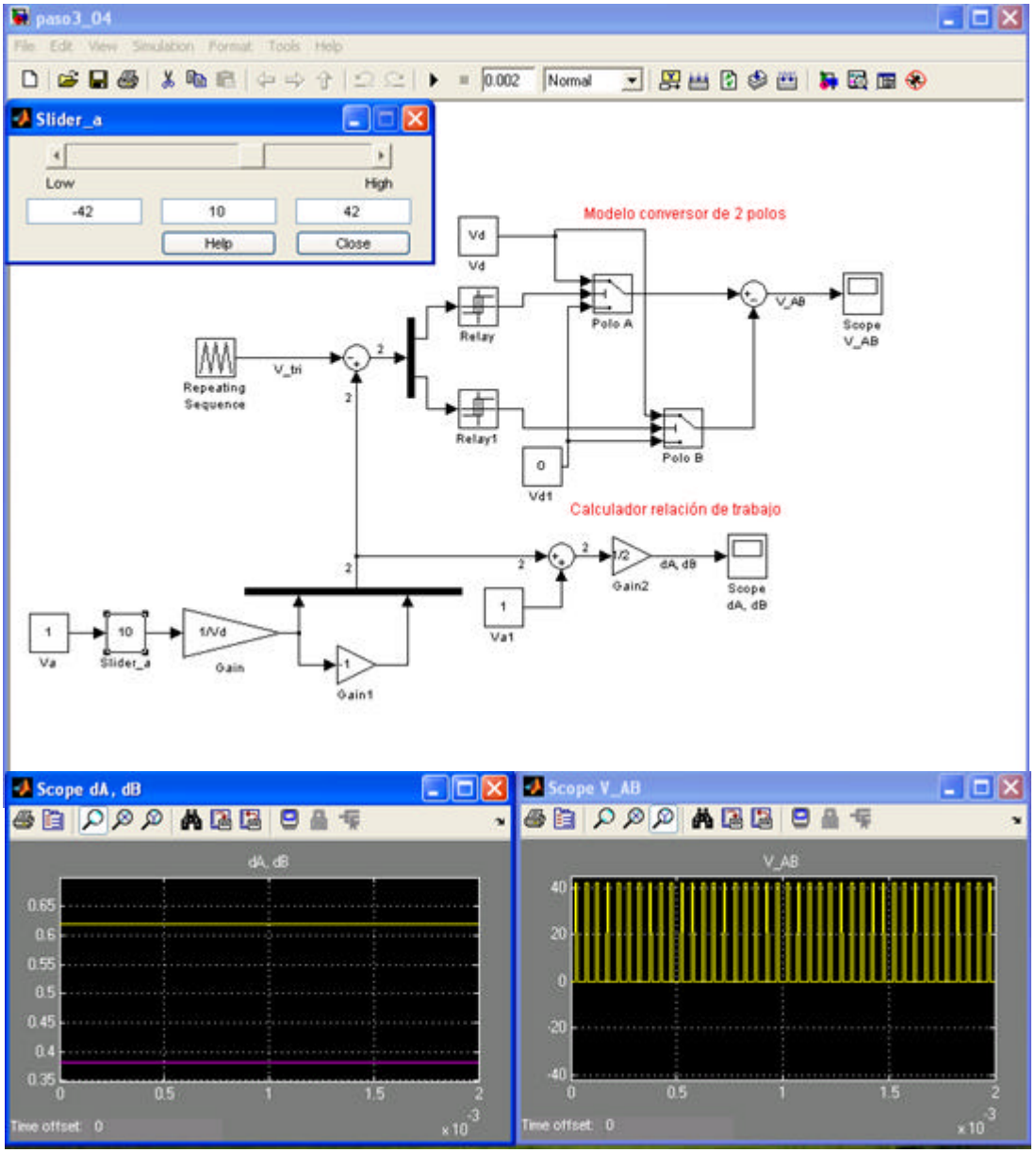


Figura 5.4: Modelo del conversor de conmutación de dos polos en Simulink

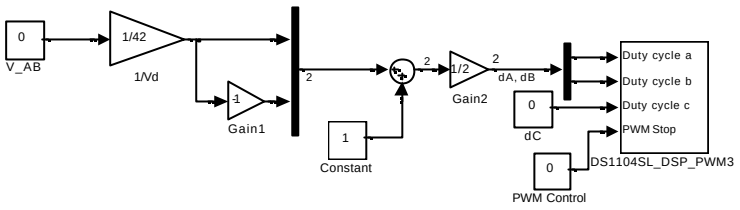


Figura 5.5 : Modelo del conversor de conmutación de dos polos en Simulink

dSPACE provee un bloque llamado **DS1104SL_DSP_PWM3** el cual, involucra el generador de onda triangular y el comparador para todos los polos del inversor. Así, cuando se construya un sistema en tiempo real, toda la parte superior del modelo se reemplaza con este bloque de dSPACE para generar la señal de PWM como se muestra en la figura 5.5. Las entradas en el **DS1104SL_DSP_PWM3** son las relaciones de trabajo *(Duty Ratios)* necesarios para el control del conversor.

5.2.1 Modelo en Simulink para implementación en tiempo real

Se creó un modelo en Simulink con el bloque DS1104SL_DSP_PWM3 de la librería dSPACE (Figura 5.5) ajustando la frecuencia de conmutación en 10000 Hz y una banda muerta de 0

5.2.2 Creación de la interfaz del usuario en Control Desk

Ahora estamos listos para crear la interfaz del usuario mediante Control Desk, en la cual incluimos un graficador para monitorear la relación de trabajo como se muestra en la figura 5.6.

5.2.3 Resultados en tiempo real del conversor conmutado de DC

Se realizó la simulación en simulink del modelo del conversor de conmutación de dos polos, correspondiente a la figura 5.4. Se hicieron variaciones en el control deslizante *slider_a* y se observaron los siguientes resultados:

- *Slider_a* = - 42. Se comprueban experimentalmente las formulas de la ecuación 3.17. en la figura 5.6 se visualizan las graficas de los ciclos de trabajo dA y dB y la salida V_AB, la cual es la diferencia entre los voltajes de salida de cada polo. En esta simulación el valor del ciclo de trabajo es de -1 y la salida es -42 V.

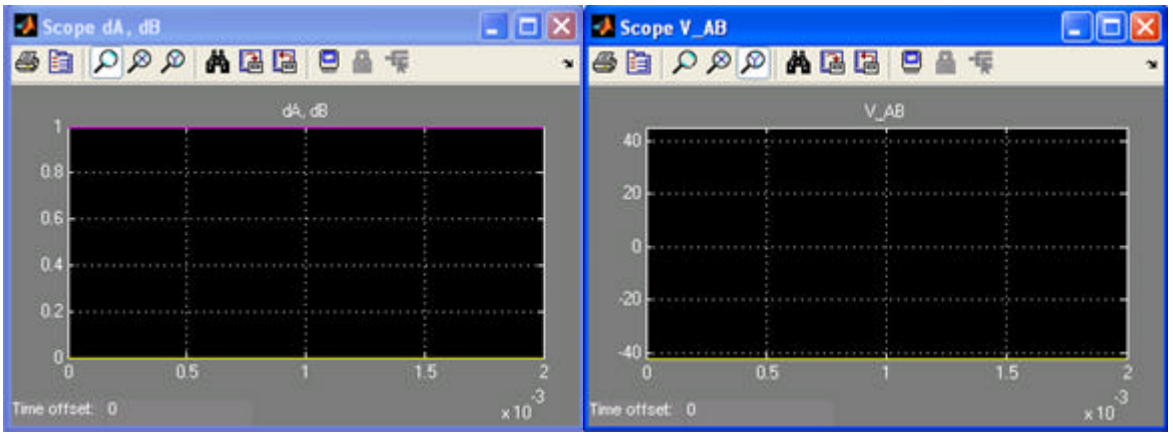


Figura 5.6 Ciclo de trabajo y voltaje de salida (*slider_a* = -42)

- *Slider_a* = - 25. En la figura 5.7 se visualizan las graficas de los ciclos de trabajo dA y dB y la salida V_AB. Podemos observar que el control deslizante determina el valor del voltaje promedio de salida V_AB

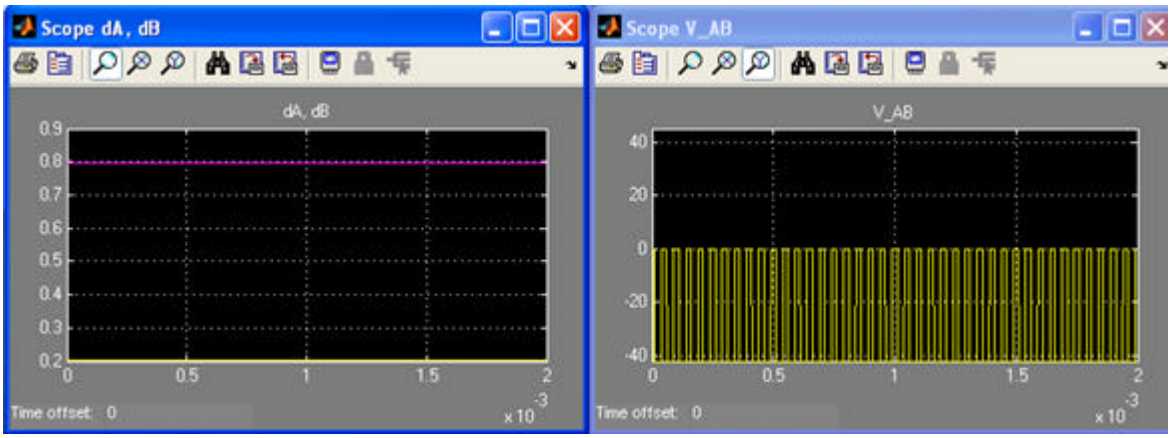


Figura 5.7 Ciclo de trabajo y voltaje de salida (*slider_a* = -25)

- *Slider_a* = 0. En la figura 5.8 se visualizan las graficas de los ciclos de trabajo dA y dB y la salida V_AB. Vemos que tanto el ciclo de trabajo, como el valor de salida están en cero para este caso.

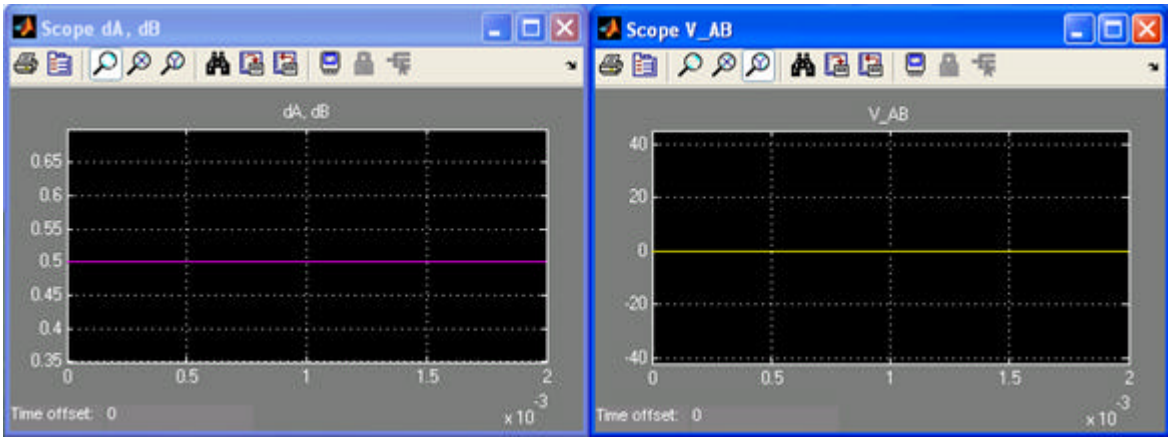


Figura 5.8 Ciclo de trabajo y voltaje de salida (*slider_a* = 0)

- *Slider_a* = 25. Se visualizan las graficas de los ciclos de trabajo dA y dB y la salida V_AB. Para este caso los valores analizados son positivos, tal como se aprecia en la figura 5.9 el ciclo de trabajo es de 0.6 y el valor de la salida de 25 V.

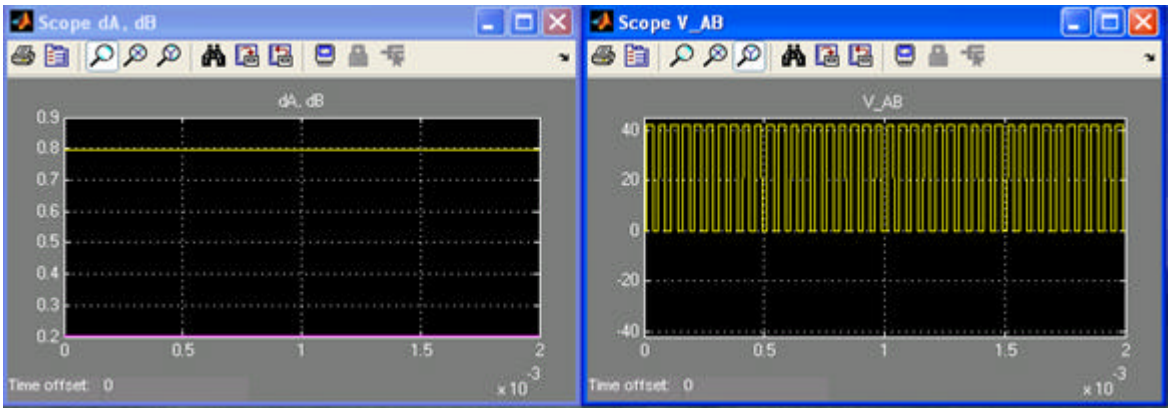


Figura 5.9 Ciclo de trabajo y voltaje de salida (*slider_a* = 25)

- *Slider_a* = 42. En la figura 5.10 se visualizan las graficas de los ciclos de trabajo dA y dB y la salida V_AB. En este caso la salida esta en 42 V y el ciclo de trabajo en 1. Las variaciones del ciclo de trabajo están entre -1 y 1, mientras que los voltajes de salida entre -42 V y 42 V

- Comparando las graficas de la señal triangular con la señal del PWM se observa que el periodo de este último es la mitad del periodo de la señal triangular. Ver figura 5.11.

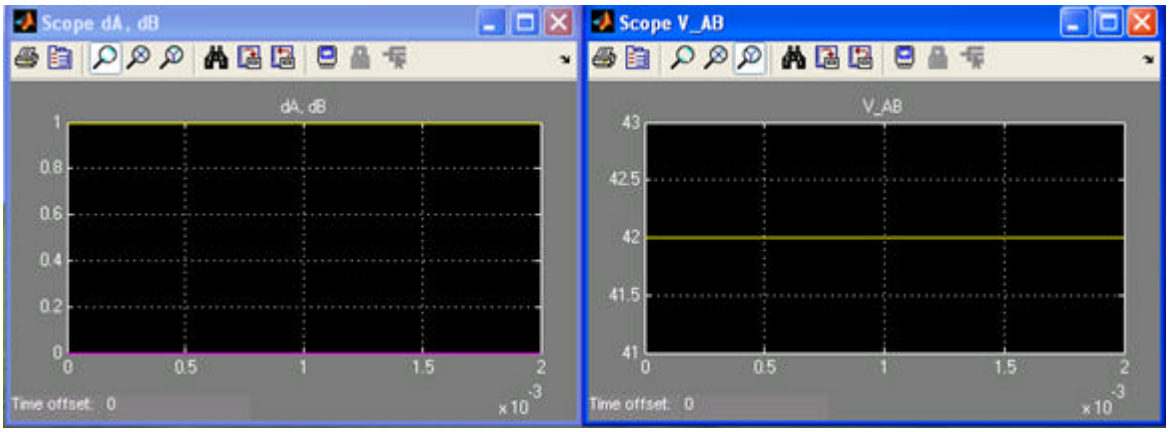


Figura 5.10 Ciclo de trabajo y voltaje de salida (*slider_a* = 42)

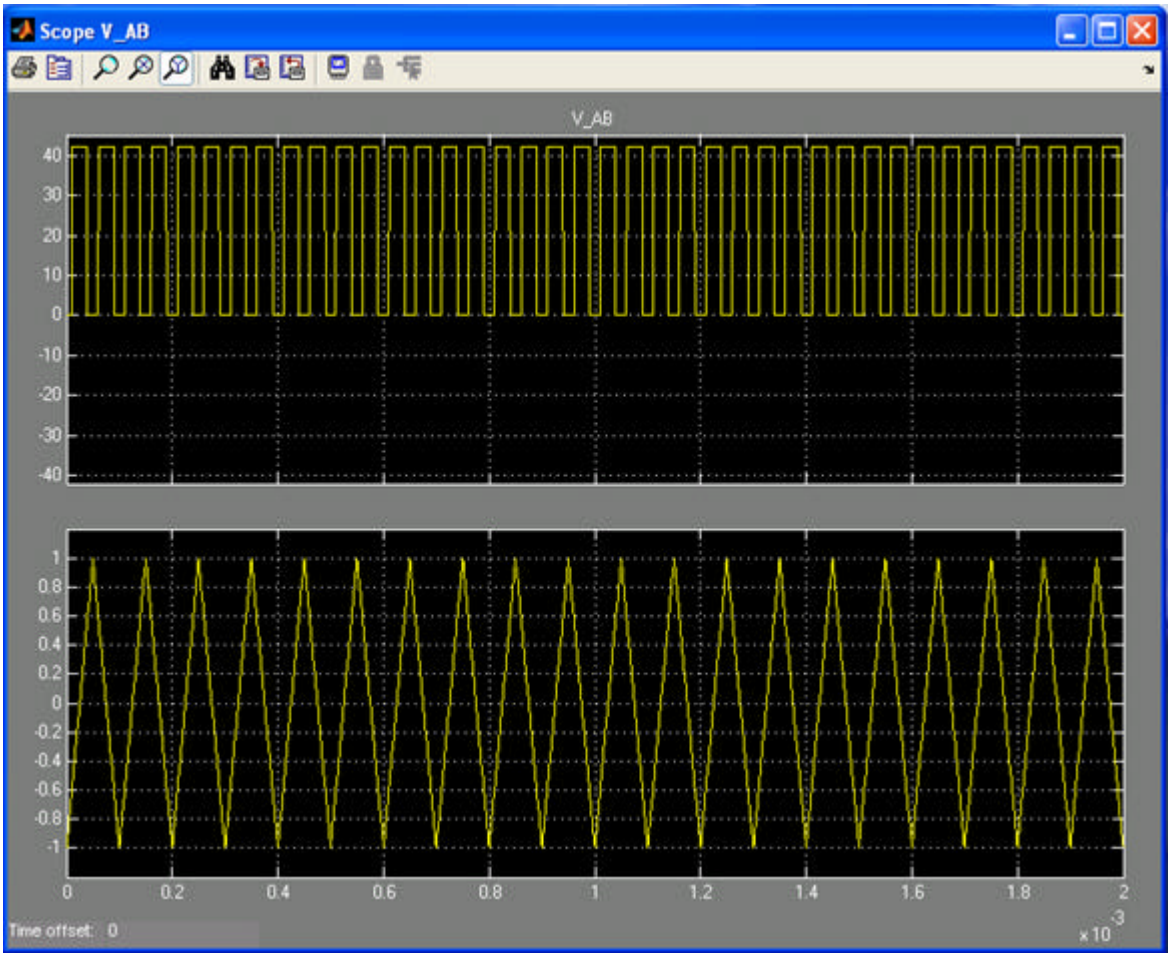


Figura 5.11 Formas de onda PWM y señal triangular

5.3 Control en lazo abierto y monitoreo de un motor DC sin carga

Se conectó el motor de DC a la salida de los dos polos A y B del conversor y el puerto de medición de corriente IA1 de la tarjeta de los puentes trifásicos se conecta al *Channel 5 A/D* del controlador de dSPACE.
La velocidad de un motor DC puede ser modificada variando su suministro de voltaje. El modelo del control del voltaje de salida para el conversor de conmutación DC fue discutido en el capítulo 3.
Se utilizó un motor de imán permanente marca MOTRONICS CORPORATION, 24 voltios, 1.4 amperios y aislamiento clase H. El sistema se ve en la figura 5.12

Figura 5.12 Control de motor DC en lazo abierto sin carga

5.3.1 Implementación del modelo en Simulink

Se creó un modelo para controlar y monitorear en tiempo real un motor DC mediante la utilización del bloque DS1104SL_DSP_PWM3, el cual puede generar señales trifásicas de PWM originales e invertidas en modo simétrico, con una relación de trabajo variable. Se ajusto su frecuencia de conmutación en 10000 Hz y una banda muerta de 0, se le dio a una constante la etiqueta de V_motor para ser la entrada de nuestro sistema de manejo del motor DC. El modelo se puede ver en la figura 5.13.

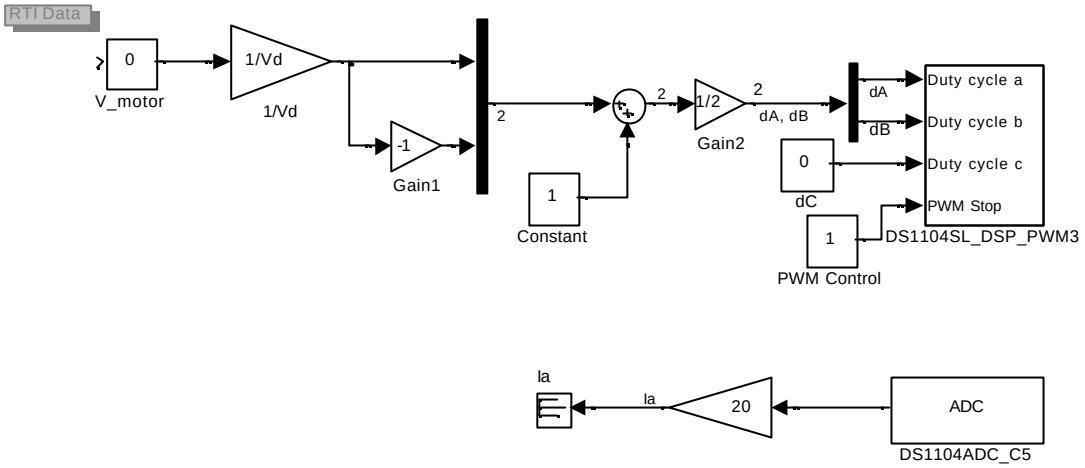


Figura 5.13 Modelo en simulink para control en lazo abierto y monitoreo de corriente

5.3.2 Creación de interfaz de usuario en Control Desk

En los parámetros de simulación se ajustó el *fixed step size* en 0.0001 y se construyó el código DSP del modelo de Simulink (CTRL+B), ver figura 5.14.
Se anexó un graficador para el monitoreo de la corriente e instrumentos para visualizar el ciclo de trabajo, también se instaló un control deslizante al cual se le asignó la variable V_motor. La interfaz de Control Desk quedó tal como se aprecia en la figura 5.15.

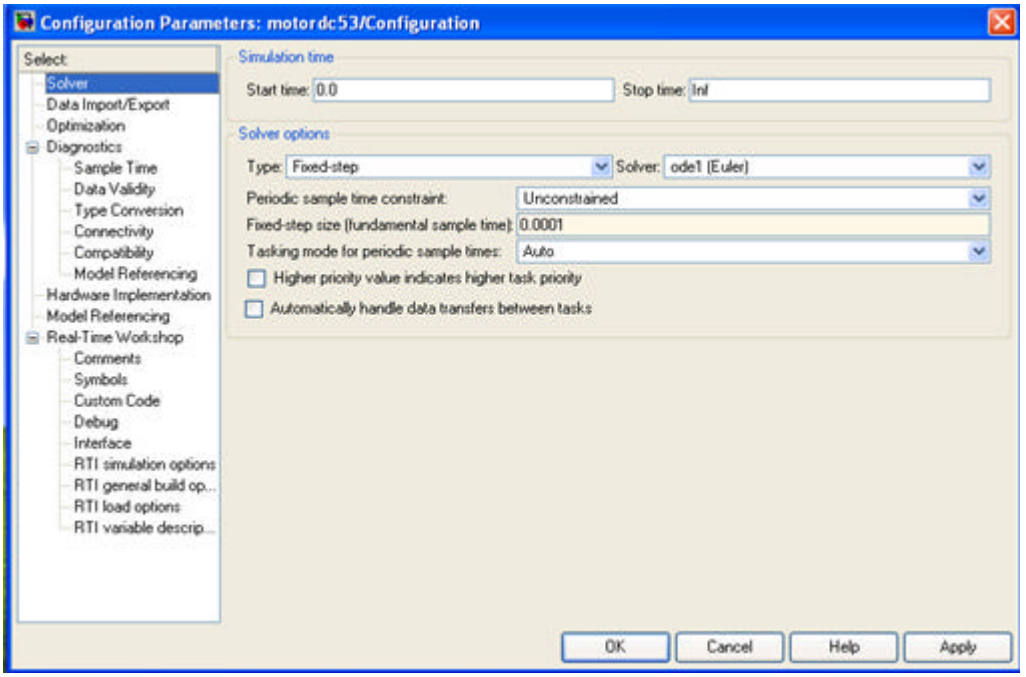


Figura 5.14 configuración de parámetros motor DC en lazo abierto

Figura 5.15 Interfaz de Control Desk para control motor DC en lazo abierto

5.3.3 Medición de corriente

Para la medición de la corriente utilizamos el Canal 5 del conversor A/D. El dato debe ser "escalizado" por 10. Además, el sensor de corriente de la tarjeta que maneja el motor suministra 1V cuando hay una corriente de 2 amperios, de tal manera que necesita ser escalizado en total por un valor de 20.
Se utilizó el bloque **DS1104ADC_C5** de la librería dSPACE para captura de la señal, se conectó a un bloque de ga nancia igual a 20, para poder visualizar su valor real.

5.3.4 Toma de datos

Utilizando la interfaz de Control Desk en la ventana del layout, se tomaron las lecturas de la tabla 5.1. Se ajustaron valores de voltaje negativos y positivos por medio de un control deslizante y se tomaron en un display las lecturas de corriente.

Vmotor	(V)	-20	-15	-10	-5.0	-3.0	-1.0	-0.5	0.5	1.0	3.0	5.0	10	15	20
Corriente	(A)	1.2	1.1	1.1	1.09	1.13	0.459	0.264	0.166	0.322	1.11	1.09	1.09	1.1	1.2

Tabla 3.1 Medidas Sin Carga

5.4 Control de posición con un motor de DC

Se trata de hacer un control de posición lineal en un solo eje utilizando un motor de corriente continua y un mecanismo de desplazamiento con un tornillo sinfín acoplado al motor. Ver figura 5.16. El motor, al moverse, hace girar el tornillo sinfín, el cual, a su vez, desplaza el cursor que hace contacto con el potenciómetro lineal, de tal manera que suministra la medida de la posición. Esta medida debe realimentarse al RCP, en donde se produce una señal de error, la cual, de acuerdo al diseño del controlador hace que el motor se desplace en uno u otro sentido hasta que la medida sea igual a la señal de referencia.

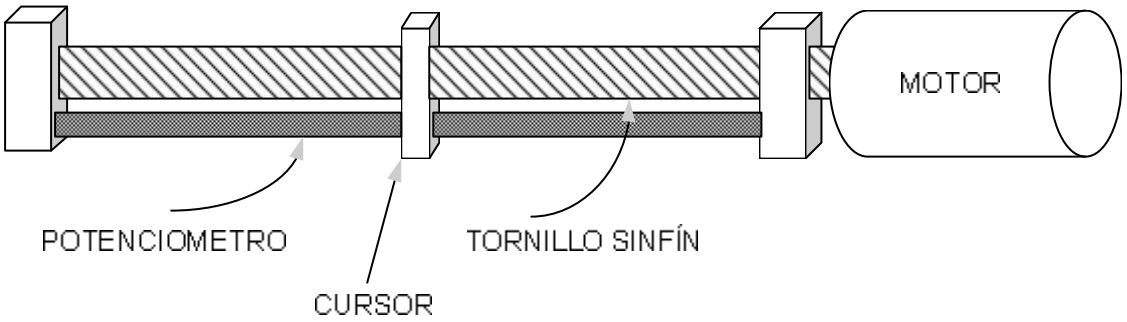


Figura 5.16 Sistema mecánico para el control de posición

5.4.4 Diseño del controlador

El controlador se diseñó de acuerdo a los parámetros especificados en la sección 4.7.3. Por lo tanto seleccionamos un control P, y de acuerdo al diagrama de bloques tenemos una ganancia en lazo abierto $G_{q,OL}(s) = \frac{k_q}{s}$.

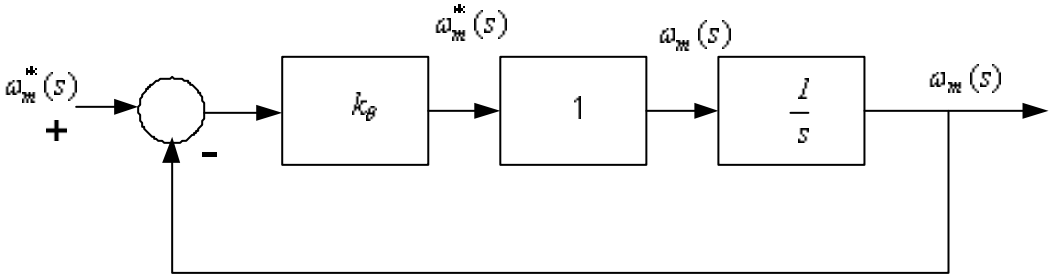


Figura 5.17 diagrama de bloques del control de posición

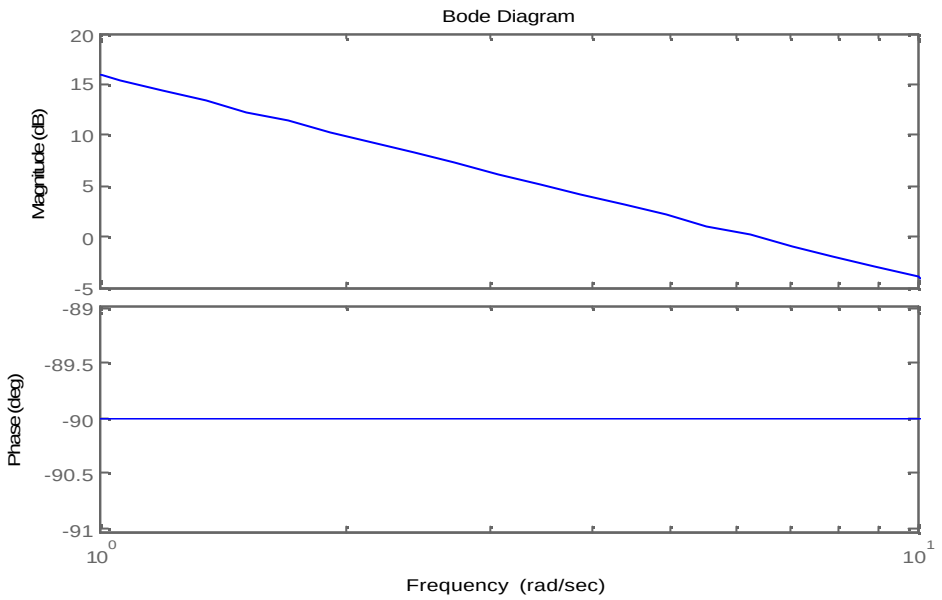


Figura 5.18 Diagrama de bode del control de posición en lazo abierto

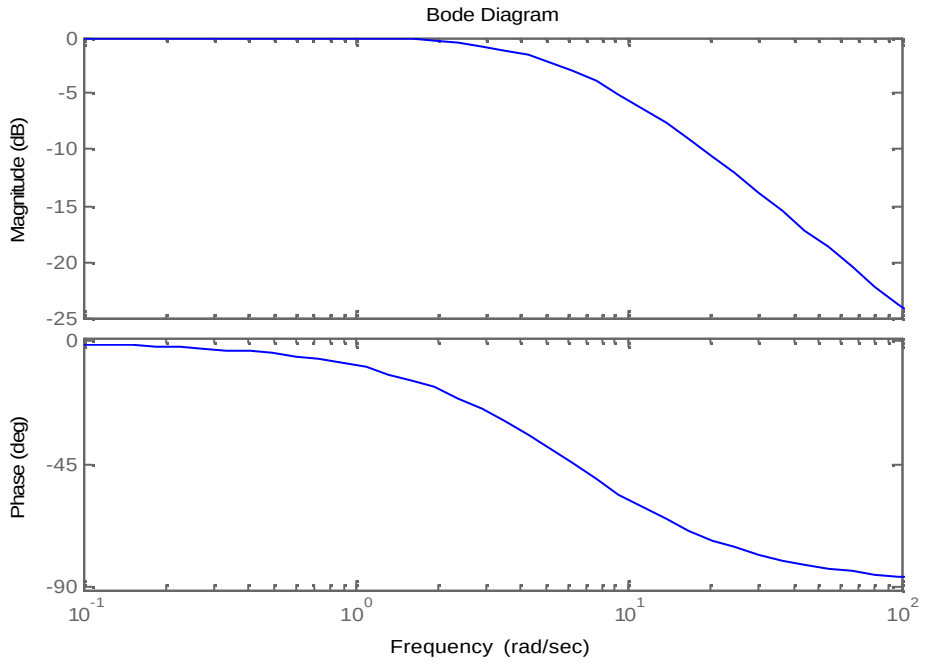


Figura 5.19 Diagrama de Bode del control de posición en lazo cerrado

De acuerdo al diagrama de bloques tendremos una ganancia en lazo cerrado.

$$G_{q,CL}(s) = \frac{k_q}{s + k_q} \ .$$

Asumiendo una frecuencia f_{cq} = 1 Hz y w_{cq} = 6.28 rad/s , se obtienen los diagramas de Bode del control de posición en lazo abierto y en lazo cerrado como se muestran en las figuras 5.18 y 5.19.

Hacemos un modelo en Simulink del control de posición tal como se muestra en la figura 5.20, donde se involucra un generador de PWM, al cual se le varia el ciclo de trabajo, tal como se explicó en el capítulo 4.

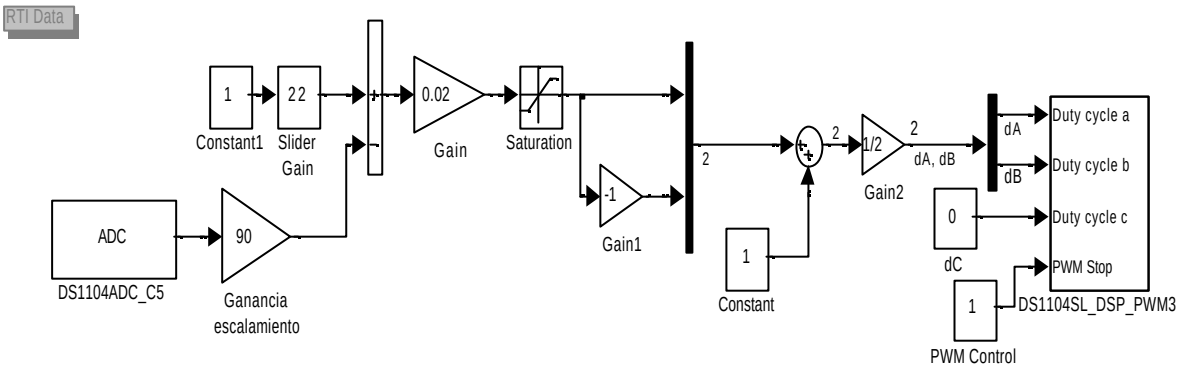


Figura 5.20 Modelo en Simulink del Control de Posición

El paso siguiente consiste en generar el código DSP y enviarlo al sistema de desarrollo dSPACE, para ello se debe hacer la configuración de parámetros tal como se muestra en la figura 5.21

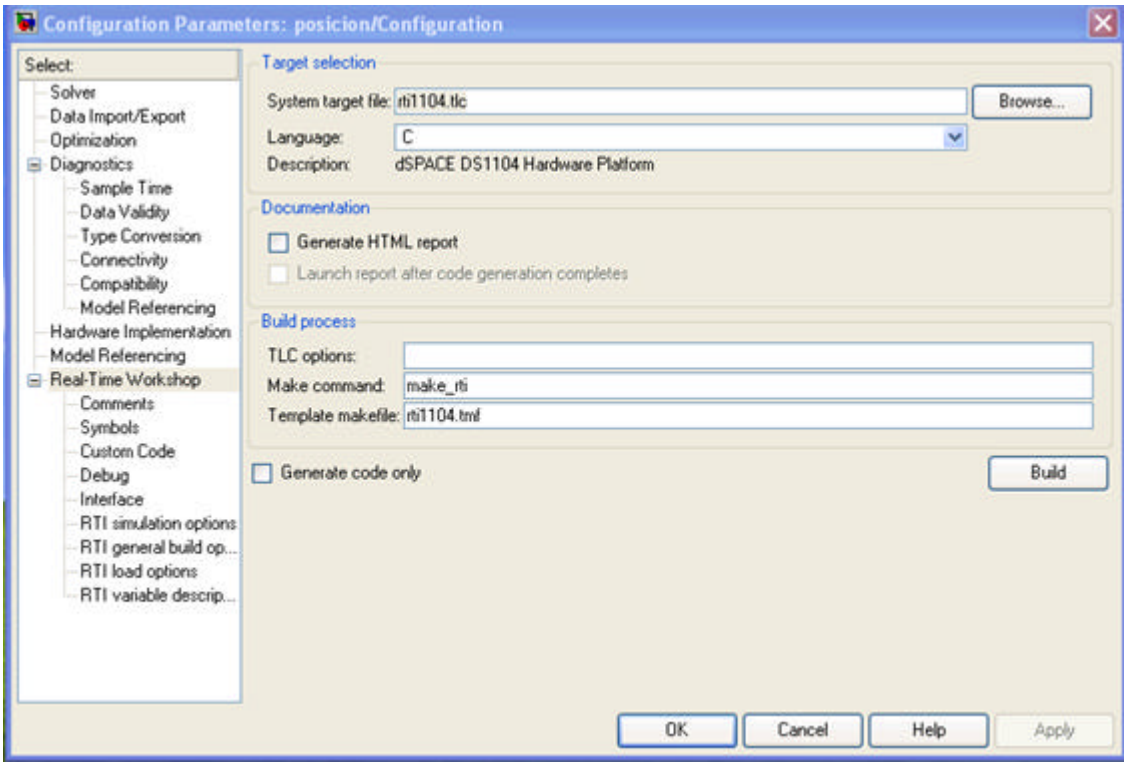


Figura 5.21 Configuración de parámetros para generación del código DSP

En la figura 5.22 tenemos el proceso de codificación que Matlab realiza para descargar el programa al sistema de desarrollo DSP.

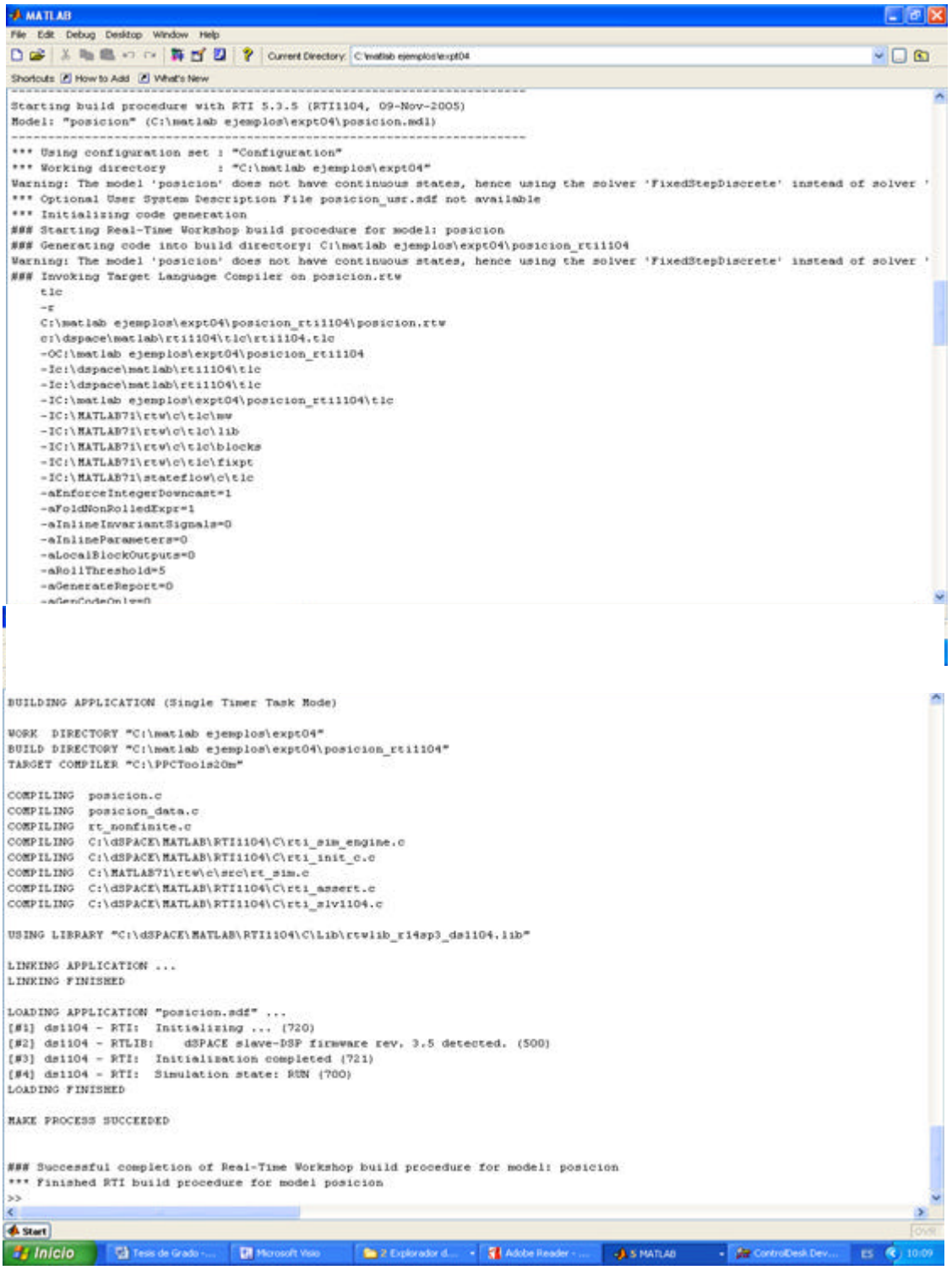


Figura 5.22 Código DSP para el control de posición

El paso siguiente consiste en crear una interfaz de usuario amigable para poder monitorear el experimento y hacer modificaciones en tiempo real. Para esto dSPACE ha provisto una herramienta llamada Control Desk.

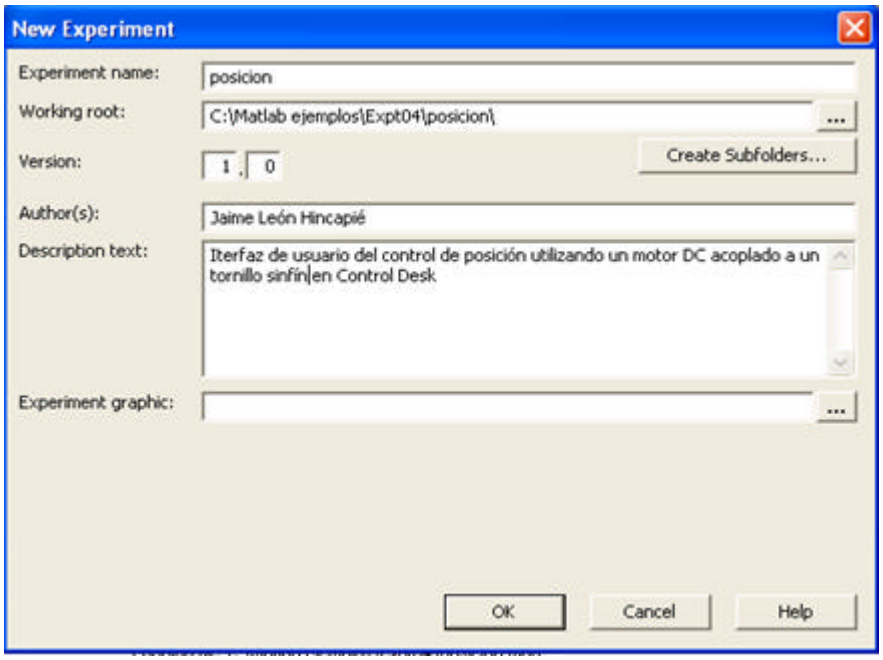


Figura 5.23 Creación de la interfaz de usuario en Control Desk

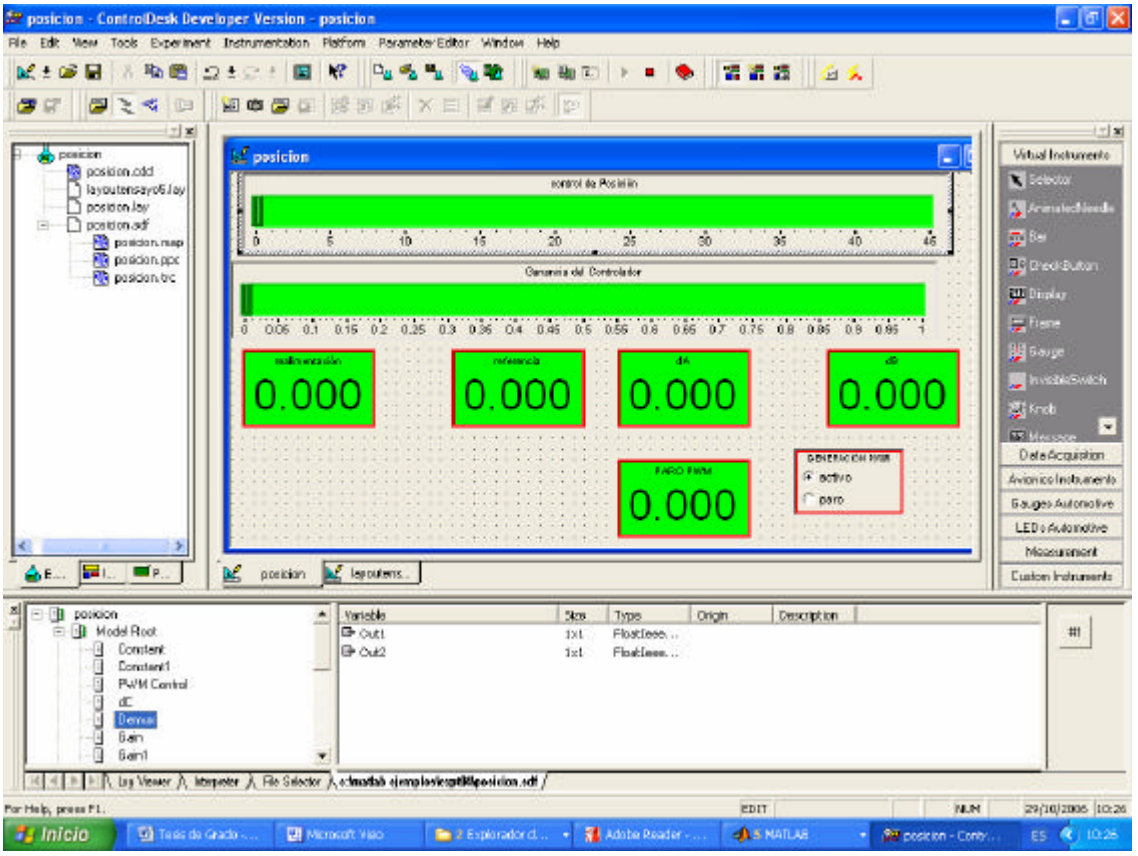


Figura 5.24 Interfaz de usuario en Control Desk

Finalmente en la figura 5.25 vemos la implementación del experimento con el RCP, dado que es muy sencillo realizar modificaciones en tiempo real, podemos experimentalmente determinar un valor ideal para nuestros parámetros.

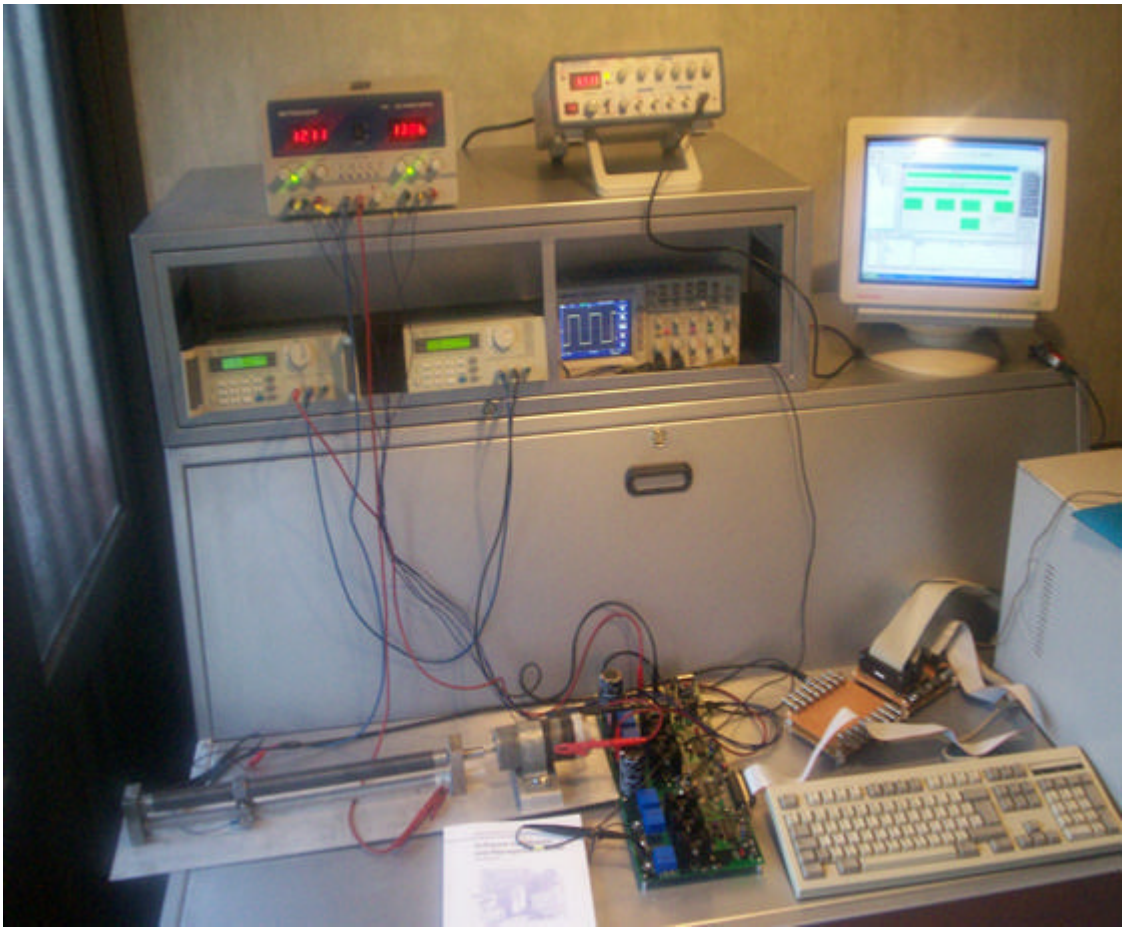


Figura 5.25 Control de posición con el RCP