

Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Córdoba
Ingeniería Electrónica

Trabajo práctico N°7:
Control de Velocidad para motor de CC a lazo
abierto

Carranza Francisco
Daparte José
Escobar Rodrigo
Nepote Emilio
Pasini Ernesto

5R1 Grupo 6

Profesor:
Ing. Avramovich Javier Alejandro

1. Objetivo

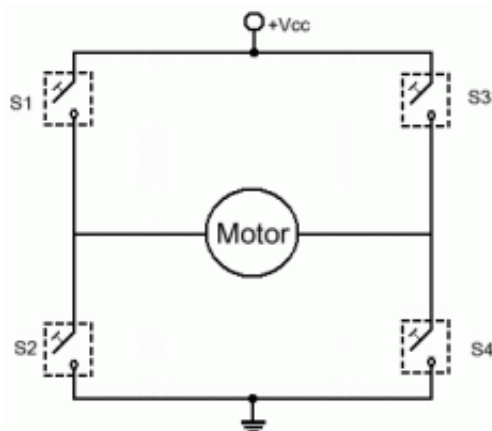
Diseñar y construir un circuito que controle un motor de corriente continua de 12V sin el regulador interno en los cuatro cuadrantes con PWM y llave H con transistores MOSFET IRF830. Con protección contra sobrecorriente en el driver de compuerta, o en la llave H. El circuito será a lazo abierto. Tensión de referencia: $\pm 5V$ (puede ser otro valor) Frecuencia de conmutación: 15kHz, y contador de revoluciones con MOC70U1 (o equivalente).

Efectuar las siguientes mediciones:

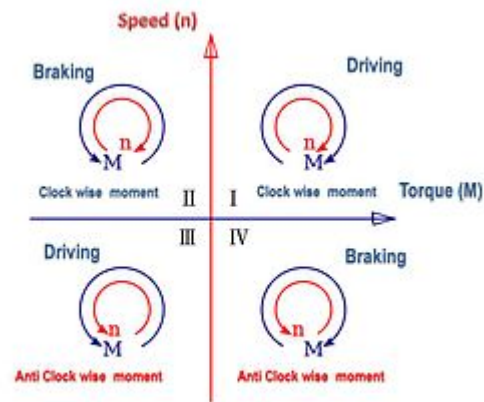
- Graficar las RPM del motor en función de la tensión de referencia.
- Verificar funcionamiento del sistema de protección contra sobrecorriente.

2. Introducción

Para cumplir con el objetivo de controlar el motor en los cuatro cuadrantes se implementa la llave H (consta de cuatro interruptores controlados). Esta permite suministrar corriente al motor en forma bidireccional y controlarlo a distintas velocidades con el par manteniéndose casi constante ya que se varía la tensión aplicada al motor y la corriente se mantiene prácticamente constante. Es decir, si se necesita variar la velocidad del motor sin variar el par motriz, se deberá variar la tensión del inducido sin modificar la corriente. Un ejemplo extremo se puede observar que, cuando el motor está parado tiene torque motriz. Si quisiéramos mover el motor, se observaría el par motriz existente.



(a) Puente H



(b) Cuadrantes de funcionamiento

Fig. 1

Siempre se activarán simultáneamente los transistores en forma diagonal (dos a la vez) por ejemplo se conmuta S1 y S4 durante el t_{on} mientras S2 y S3 están desactivados, durante el t_{off} del PWM todos los MOSFET cambian de estado. De acuerdo al ciclo de trabajo de la señal es el estado del motor, así para un ciclo de trabajo $D = 0,5$ el motor se encontrará detenido luego para $D < 0,5$ gira en un sentido aumentando su velocidad paulatinamente a medida que el ciclo de trabajo se disminuye hasta 0, caso de máxima velocidad de giro en un sentido. Por el contrario si aumentamos el ciclo de trabajo desde 0,5 hasta 1 el motor girará en el otro sentido hasta alcanzar su máxima velocidad cuando $D = 1$.

Como se dijo anteriormente el motor funciona en cuatro cuadrantes, hasta aquí describimos el funcionamiento en avance (cuadrante I y III) donde la velocidad y el torque tienen un mismo sentido, para operar en los restantes cuadrantes se cambia el ciclo de trabajo D de un valor mayor a 0,5 a uno menor o viceversa, esto cambia el signo de la tensión promedio en el motor generando un torque opuesto al sentido de giro (cuadrante II y IV) esto frena al motor rápidamente y también cuando el motor opera en estos cuadrantes genera energía la que puede devolverse a la fuente o a un capacitor para luego ser utilizada nuevamente por el mismo, es por esto se le llama frenado regenerativo. Otro tipo de frenado sucedería si mientras el motor se mantiene en movimiento cambiamos D a 0,5 en este caso el motor al motor al única fuerza que se le opone al giro es el rozamiento, así el motor se detiene lentamente.

3. Implementación

El práctico a desarrollar se divide en etapas para facilitar su entendimiento y la implementación. Este constara de un modulador de PWM, manejamos su ciclo de trabajo con una tensión de referencia, esta señal modulada se divide en dos señales donde una es la negada de la otra, también se les establece tiempo muerto (tiempo en el que las dos señales de control se encuentran en 0V). El objetivo de este tiempo es que se realice el correcto apagado de un transistor antes de encender el siguiente de la misma rama del puente H, ya que si esto sucede se genera un cortocircuito y se pueden destruir los transistores de la llave. Luego estas dos señales de control van a el driver de los transistores que en nuestro caso se realizaron con dos integrados IR2110, estos proporcionan la señal adecuada para el correcto disparo de los MOSFET y ademas constan de una entrada adicional (SD) que inhabilita los pulsos de salida, esta la utilizamos posteriormente para implementar el protector contra sobrecorriente. El driver implementado permite activar de a pares los transistores y variar el tiempo de activación de estos logrando hacer girar al motor en ambos sentidos controlando su velocidad. La etapa de medición de RPM se implemento con un TCST 2103 midiendo la frecuencia de los pulsos (en Hz) con un osciloscopio y posteriormente convertidas a RPM. Un diagrama en bloques del circuito completo se observa a continuación, seguidamente se hace una explicación detallada de cada bloque para su mejor comprensión.

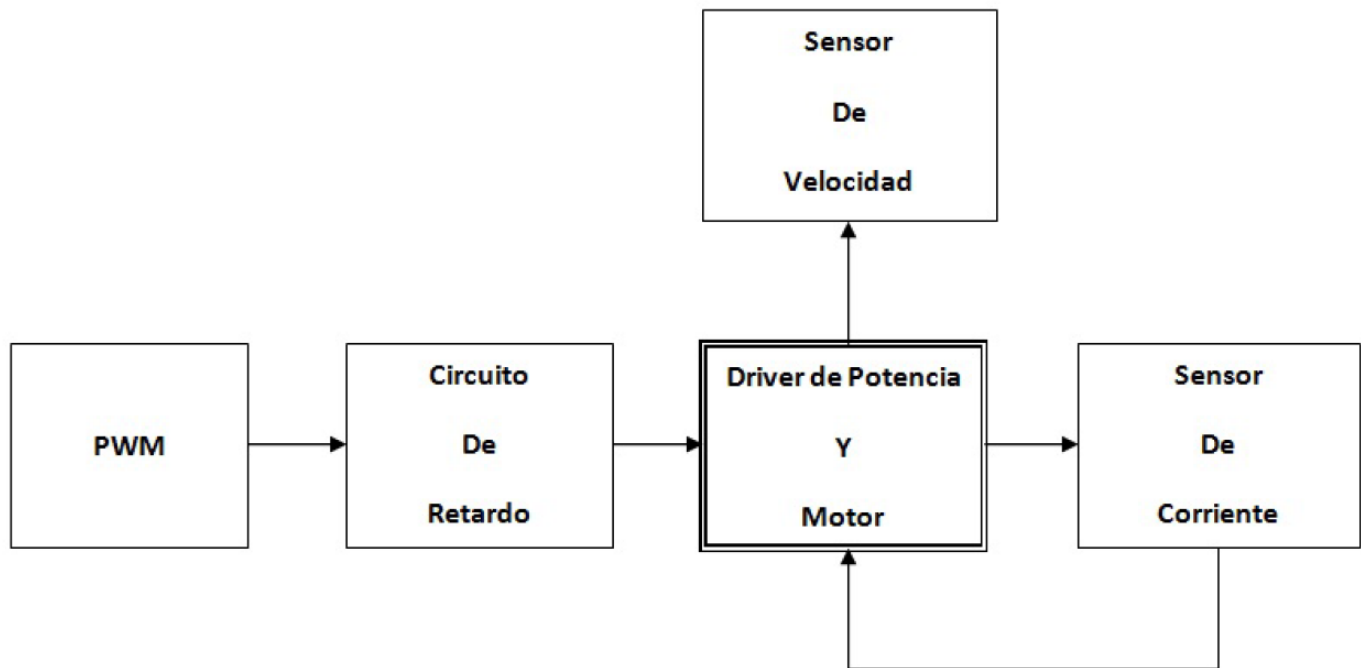


Fig. 2: Diagrama en bloques general

3.1. Generador PWM

Este circuito se basa en el CI TL494 con el circuito a utilizar en fig. 3, el integrado es un modulador de ancho de pulsos para circuitos de control con duty cicle regulable hasta 97 %, el que se ajusta variando la tensión de entrada de la entrada 4 (DTC) entre 3,3V y 0V dando el máximo y mínimo ciclo de trabajo respectivamente, la frecuencia del PWM requerida de 15KHz se la establece con un RC de timing de acuerdo a 1, colocando en R_T un trimpot para mayor precisión.

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T * C_T} = \frac{1}{667\Omega * 100nF} \quad (1)$$

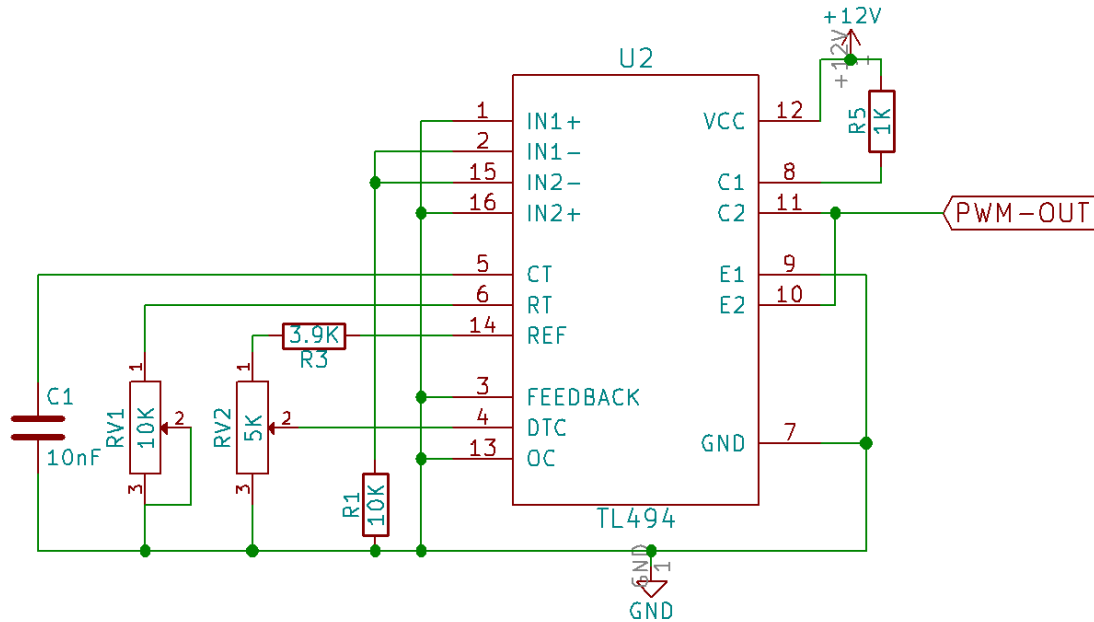


Fig. 3: Circuito generador de PWM

3.2. Tiempos muertos

Para comandar los transistores se utilizan dos señales de PWM teniendo estas el tiempo muerto antes mencionado ya que es el tiempo que el toma los MOSFET conmutar al estado OFF.

Para este circuito utilizamos el bloque de compuertas NOT del CI CD4049 con la configuración mostrada a continuación.

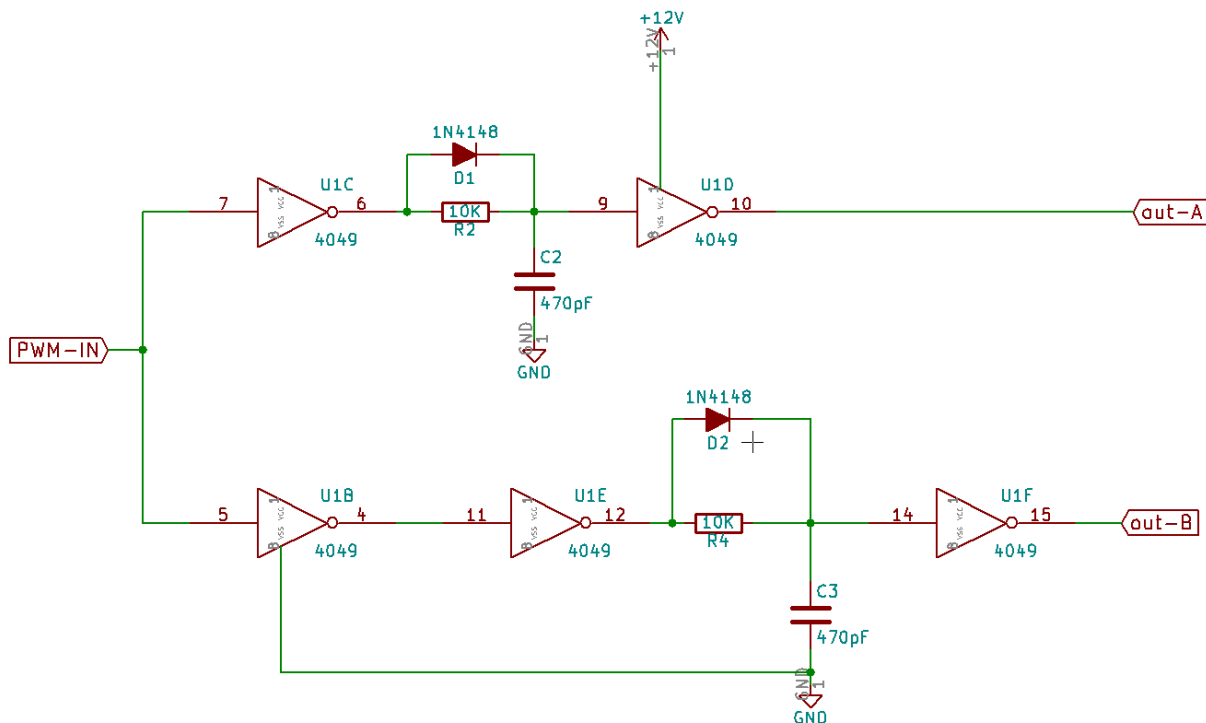


Fig. 4: Generador de tiempos muertos

La señal del PWM llega a dos compuertas, a la salida de estas se colocan los circuitos RC que establecerá un tiempo mayor al de compuerta (este tiempo es aproximadamente igual al tiempo muerto ya que el de las compuertas es mucho menor). Un nivel alto en la salida de los inversores anteriores a los RC produce la carga rápida del capacitor a través del diodo (esto también quiere decir que el valor pasa a la siguiente compuerta rápidamente), al cambiar de estado el inversor antes mencionado el capacitor ya cargado se descarga por las resistencias y la compuerta a un tiempo mayor al de carga. Luego a una de las ramas se le coloca otra compuerta porque como se menciona una señal de control debe ser la negada de la otra.

El tiempo de apagado del IRF830 es 42nS para asegurarnos del apagado se elige inicialmente 4.7us, este luego se lo puede disminuir para aumentar la velocidad del motor.

$$\tau = R * C = 10K\Omega * 470pF = 4,7us$$

Llevado a la practica debido a la tolerancia de los componentes medimos un tiempo muerto de 3,9us que para nuestro caso mejorara el rendimiento del circuito.

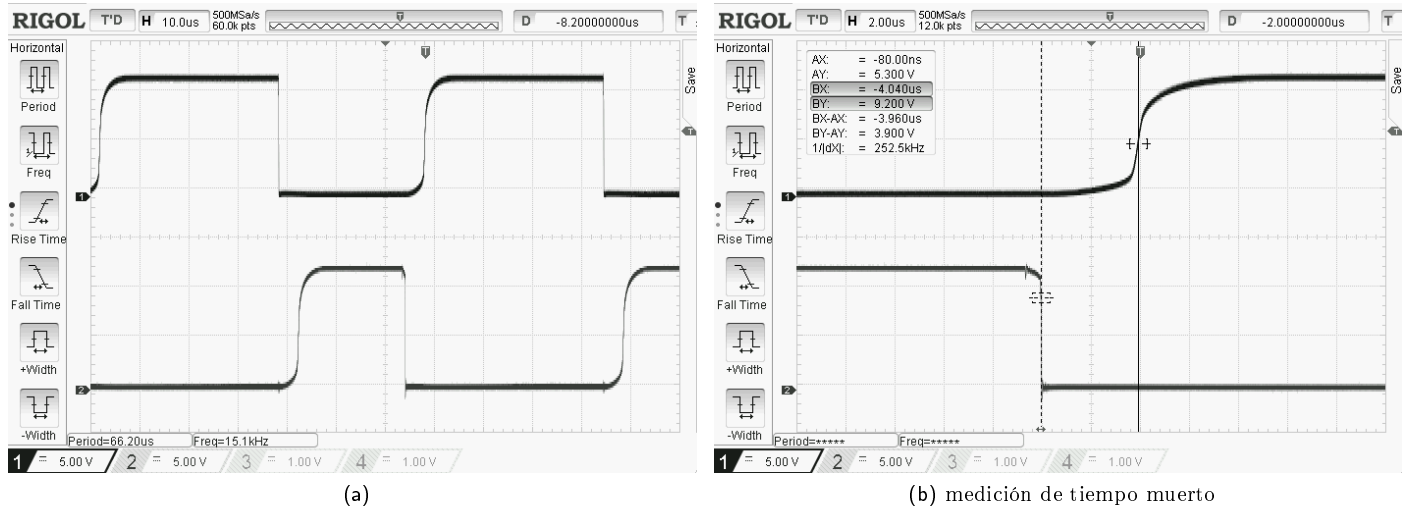


Fig. 5: Salidas out-A y out-B

3.3. Driver y puente H

La función de los drivers es la de proveer a los transistores la corriente de compuerta adecuada y entregar tensión flotante entre gate y source. Se utilizarán dos integrados IR2110, al cual se le entrega el pulso PWM en la entrada A y el pulso de PWM negado en la entrada B. Mientras haya un 1 en la entrada HIN o LIN, dicho integrado me entrega tensión suficiente para saturar los MOSFET de la llave "H", entre las salidas Ho y Vs ó entre Lo y COM.

Para entregar una tensión flotante entre Ho y Vs, se utiliza un diodo junto a un capacitor, en la configuración denominada Bootstrap (se utiliza el mismo valor que en calculado para la fuente conmutada). Este consiste en un diodo en serie con un capacitor. Cuando la tensión en Vs es puesta a 0V a través de la saturación del transistor entre Lo y COM, el capacitor se carga a VCC. Cuando el transistor esta en corte, el capacitor entrega tensión flotante y el diodo impide que la corriente se vaya a través de VCC.

La entrada C es la que habilita o no los pulsos de salida hacia los MOSFET, el jumper JP1 es utilizado para inhabilitar la alimentación a los transistores en caso de presentarse algún inconveniente en las señales de encendido y apagado de estos para no destruirlos, el motor se conecta en los bornes de P1, mientras que la muestra tensión proporcional a la corriente se toma de D.

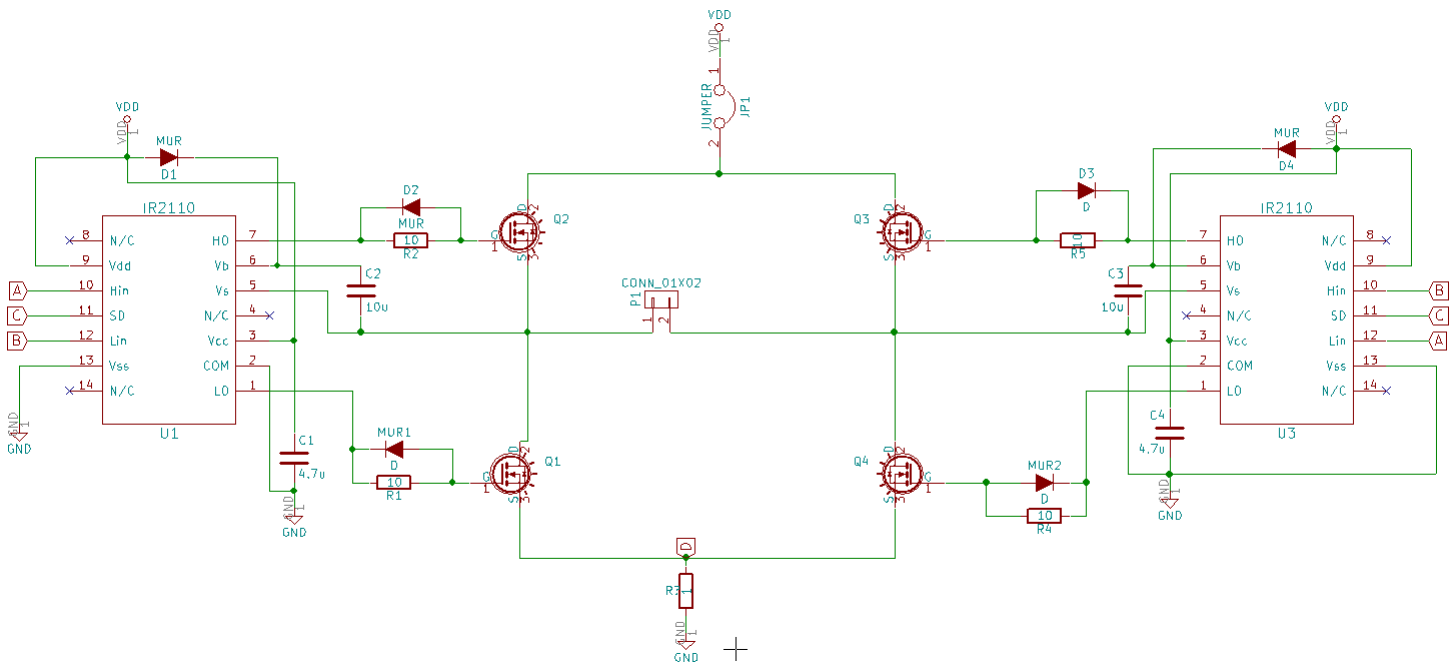


Fig. 6: Driver y puente H

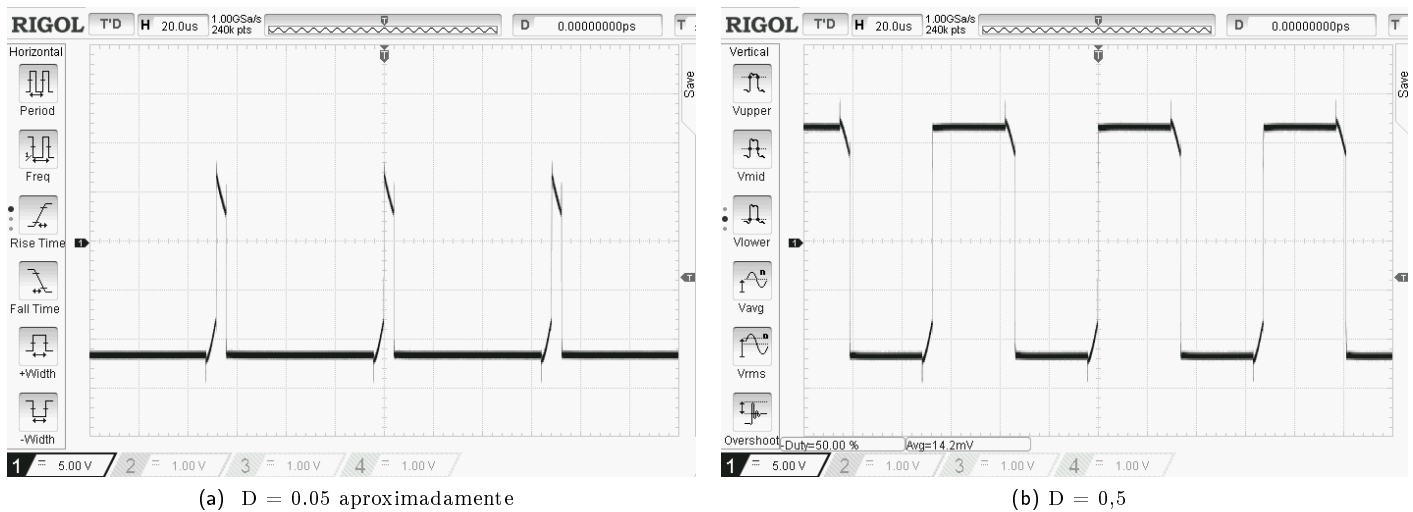


Fig. 7: Tensión en motor

3.4. Protector de sobrecorriente

La señal de entrada D, corresponde a la caída de tensión de la resistencia sensora, la cual es proporcional a la corriente de consumo del motor. El trimpot RV1 permite ajustar el nivel de referencia de la comparación. Al producirse sobrecorriente el nivel de la tensión en D superará el nivel de referencia, provocando la saturación de operacional, el cual excitará el gate del SCR activándose el mismo, en consecuencia en C habrá Vdd, esta tensión aparece en la entrada SD de los IR2110 inhabilitándolos y deteniendo el motor simultáneamente se enciende el led D5, este es testigo de que el protector actuó. Para habilitar nuevamente el funcionamiento del motor debe presionarse SW1 (interruptor normalmente cerrado) lo que interrumpirá la corriente del SCR desactivándolo (nuevamente va a haber 0V en C).

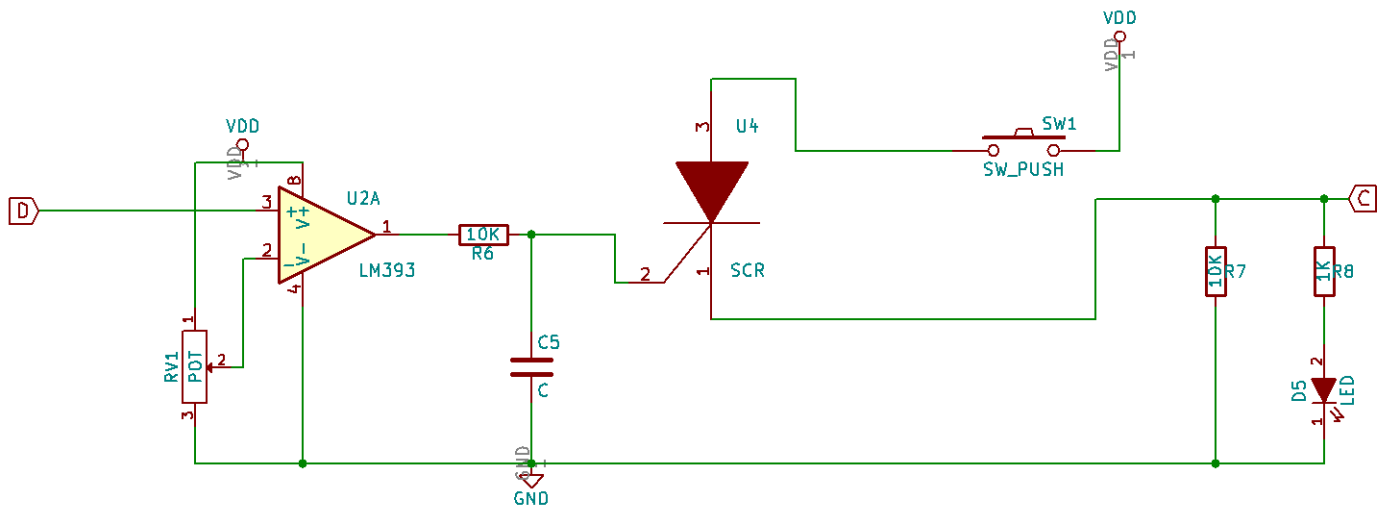


Fig. 8: Protector de sobrecorriente

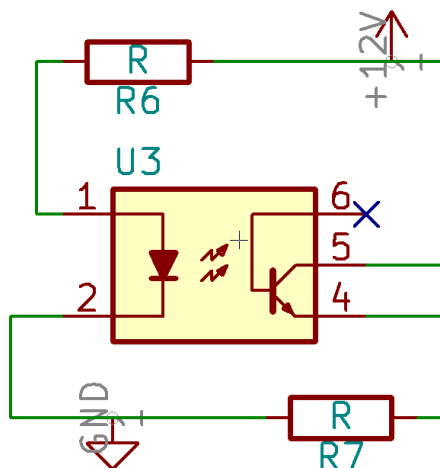
Calibración del protector

Se coloca el motor sin carga en serie con el resistor sensor alimentando este circuito a 12V, la tensión medida en el resistor es también por conversión directa ($V = 1\Omega * I$) la corriente de funcionamiento normal del motor, se procede a frenar al mismo observando que la tensión en R3 se eleva, aumentando por ende la corriente del motor debido al mismo forzado al que se lo somete. La tensión de referencia establecida por RV1 debe ser poco menor a esta para cuando suceda en una situación real de sobrecorriente este actúe.

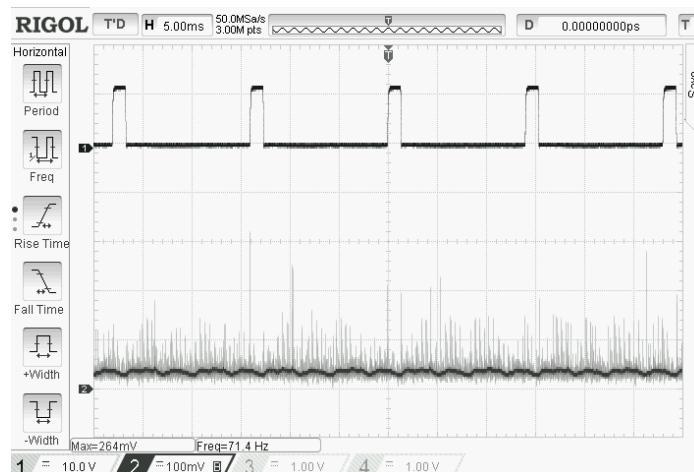
4. Medición de velocidad del motor

Se acopla al motor un fototransistor, en el cual se puede visualizar en el osciloscopio la frecuencia de giro del motor, debido a que a este se le añadió un elemento que por cada revolución interrumpe una vez el flujo de luz infrarroja del fotodiodo que llega al transistor, generando un pulso en el pin 4 por cada interrupción a una determinada frecuencia. Determinando así sus RPM:

$$RPM = f_{medida} * 60s$$



(a) Circuito sensor de velocidad



(b) Máxima velocidad en sentido directo

Fig. 9: Medición de velocidad de motor

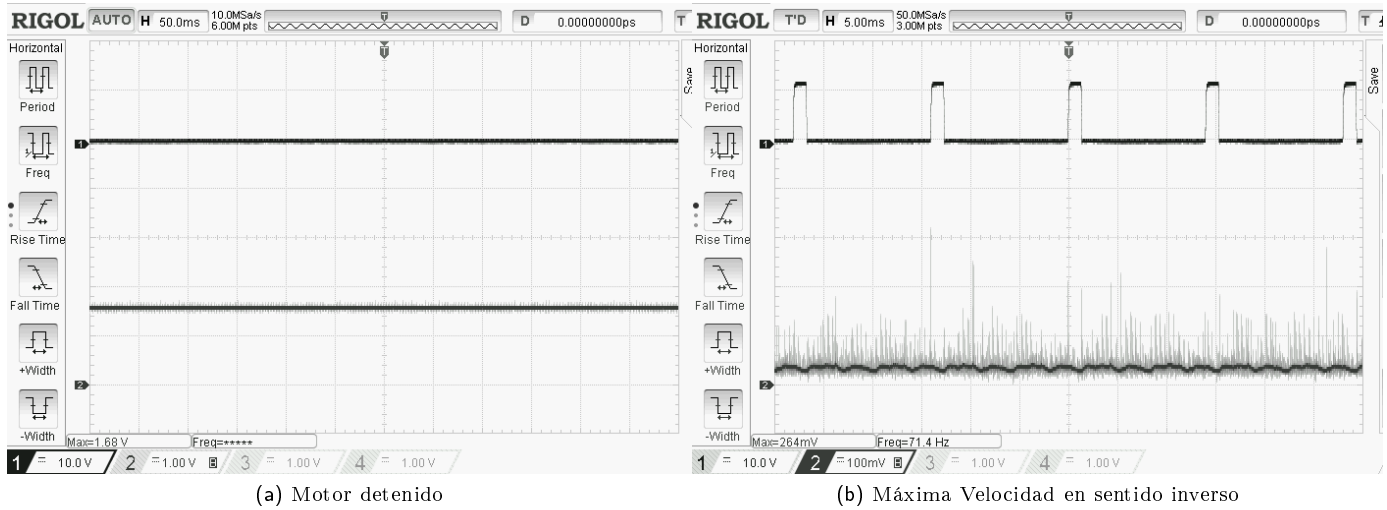


Fig. 10: Medición de velocidad de motor

Se hace un barrido de la tensión del PWM y compara con las RPM del motor en la tabla 1 y posteriormente se grafican en la fig. 11.

$V_{ref}[V]$	$f_{medida}[Hz]$	RPM
3.04	92.6	5556
2.8	80	4800
2.6	65.8	3984
2.4	54	3240
2.3	43.5	2610
2.2	32	1920
2.1	28.1	1686
2	21.6	1296
1.9	15.4	924
1.8	12.6	756
1.7	9.1	546
1.6	0	0
1.2	6.5	390
1.1	8	480
1	10.4	624
0.9	14.7	882
0.8	22	1320
0.65	32	1920
0.5	37.3	2238
0.4	48.1	2886
0.3	58.1	3486
0.2	64.1	3846
0.1	69	4140
0.05	71.4	4284

Tab. 1: Vref vs RPM

Cabe destacar que la velocidad máxima de giro en un sentido es mayor que en el otro debido a que no se puede variar el 100 % del ciclo de trabajo del PWM.

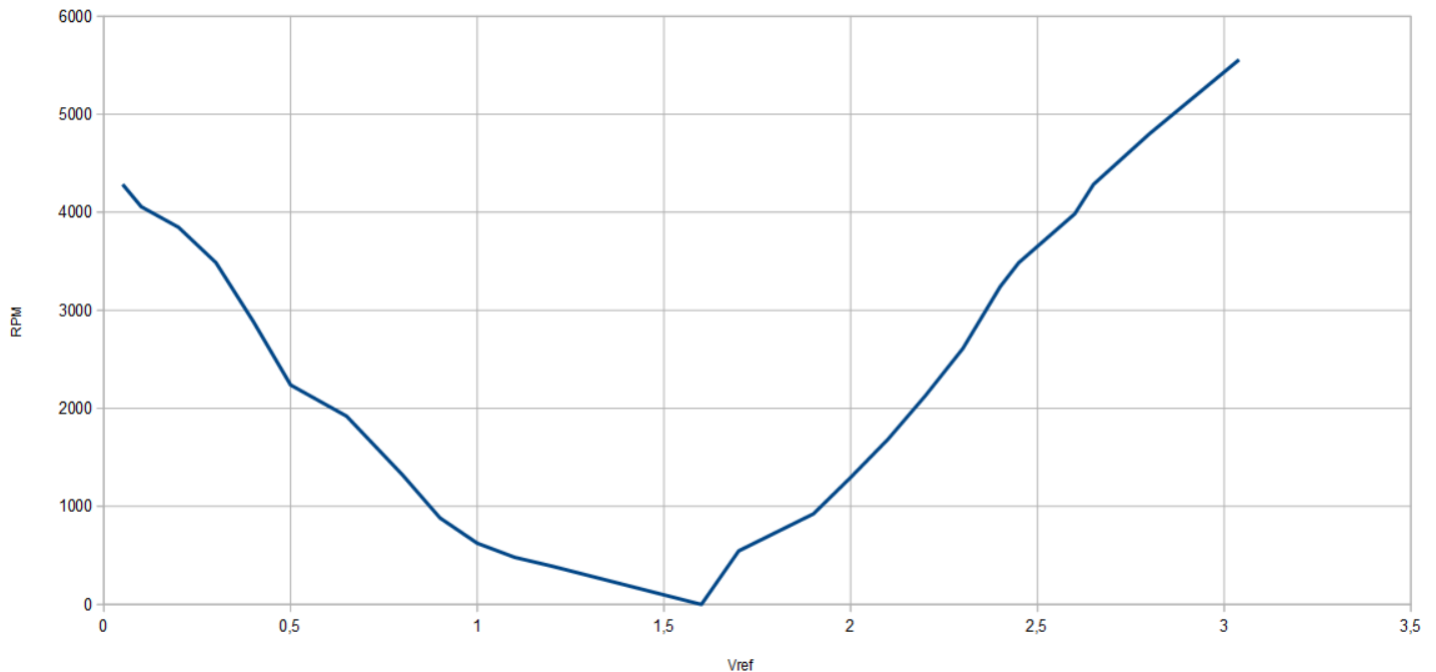


Fig. 11: Gráfico RPM vs Vref

5. Conclusión

El objetivo principal del práctico es observar el funcionamiento de un motor de DC, el cual es controlado mediante una señal PWM. Para un D menor al 0,5 el sentido de giro es horario, cuando este llega a este valor se detiene, manteniendo su par motriz, y por encima de este gira en sentido antihorario. En la figura 7 se puede observar claramente esto, en la (a) donde D es aproximadamente 0 la tensión a bornes del motor es -12V, en cambio en (b) donde ciclo de trabajo está a la mitad se puede observar que la tensión promedio aplicada al motor es 0V. La etapa de la generación de tiempos muertos es clave para el buen funcionamiento del circuito. El hecho de que dos transistores comiencen a conducir en el mismo momento puede llegar a producir una falla por cortocircuito también el rendimiento del circuito se puede mejorar disminuyendo el tiempo muerto sin riesgo para los transistores ya que el establecido es muy superior al de conmutación de los MOSFET. Otro aspecto a tener en cuenta es que la velocidad en el sentido de giro antihorario es menor que en sentido horario, esto se debe principalmente a la característica del driver que no puede funcionar al 100 % del ciclo de trabajo como se mencionó anteriormente.

Controlar un motor de esta forma con frenado regenerativo carece de sentido para este tipo de aplicaciones pero se torna de suma importancia en aplicaciones a gran escala ya que la eficiencia es un factor determinante como así también el frenado es de mucha utilidad por ejemplo en vehículos eléctricos donde la energía almacenada durante freno es considerable y sumado a la gran ventaja que es un sistema de freno del vehículo incorporado.

En cuanto al circuito de protección de corriente destacamos que con los valores calculados al pasar al montaje final no funcionó correctamente y se debió modificar la tensión de referencia levemente ya que al variar rápidamente el D actuaba el protector.

Referencias

- [1] R. C. Oros, Fuentes conmutadas, inversores, UPS y regulación de motores
- [2] "TL494 Datasheet", Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>
- [3] "CD4049UB and CD4050B C Datasheet", Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/ds/schs046j/schs046j.pdf>
- [4] "IR2110 Datasheet", International Rectifier, http://www.ee.bgu.ac.il/~dcdc/notes/Additional_2012/ir2110.pdf
- [5] "IRF830 Datasheet", Vishay Siliconix, <http://www.vishay.com/docs/91063/sihf830.pdf>