



Universidad Nacional de Rosario  
Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y  
Agrimensura  
Escuela de Ingeniería Electrónica



---

## **INFORME DE PROYECTO:**

# **“Desarrollo e Implementación de un Sistema de Tracción y Dirección en Prototipo de Robot Desmalezador”**

### **INTEGRANTES:**

Bongiovanni, Esteban (B-5440/2)

Costamagna, Tomás (C-6074/7)

Dellarossa, Juan Cruz (D-3740/1)

### **DIRECTOR DE PROYECTO:**

Kofman, Ernesto

Fecha de entrega: 19/03/2018

## **AÑO 2018**

## Índice

1	Introducción .....	4
2	Esquema General.....	5
3	Marco Teórico .....	9
3.1	Motores Brushless DC (BLDC Motors).....	9
3.1.1	Conceptos fundamentales.....	9
3.1.2	Clasificación de motores .....	11
3.1.3	Control de Motores Brushless DC.....	13
3.2	Motor Paso a Paso (Stepper Motor) .....	21
3.2.1	Conceptos fundamentales.....	21
3.2.2	Torque en un motor paso a paso.....	23
3.2.3	Tipos de Drivers de Motores Paso a Paso .....	27
3.2.4	Microstepping.....	29
4	Especificaciones del proyecto .....	32
5	Desarrollo.....	33
5.1	Estudio de las señales del Driver Brushless DC Motor.....	35
5.1.1	Tensiones y corrientes de fase.....	35
5.1.2	Tensión del Manillar .....	39
5.1.3	Sensores de Efecto Hall.....	41
5.1.4	Cálculo de Distancia Recorrida.....	42
5.2	Circuito adaptador de la Señal de Velocidad .....	44
5.3	Modelado del sistema (Motor+Driver) a Lazo Abierto.....	46
5.3.1	Etapas de adquisición de datos .....	46
5.3.2	Ensayos a Lazo Abierto.....	46
5.3.3	Identificación del sistema.....	48
5.3.4	Cálculo constantes PI del controlador mediante método Ziegler – Nicholls .....	49
5.4	Control PI Digital .....	53
5.4.1	Control PI Discreto.....	54
5.4.2	Tiempo de muestreo .....	55
5.5	Circuito filtrado PWM-DAC.....	56
5.6	Ensayos en Lazo Cerrado.....	60
5.6.1	Ensayo Rampa Escalonada de entrada .....	60
5.6.2	Escalón de torque de carga.....	61
5.7	Relés de Reversa .....	63
5.7.1	Módulos de Relés Optoacoplados .....	63
5.7.2	Circuito adaptador de señal de disparo Relés Reversa.....	65

---

5.8	Medición de Corriente.....	67
5.8.1	Rango de medición.....	67
5.8.2	Método de sensado de corriente .....	67
5.8.3	Circuito de medición de corriente .....	68
5.8.4	Estudio en polarización del circuito .....	70
5.8.5	Estudio en señal del circuito.....	72
5.8.6	Ensayo del circuito .....	75
5.9	Driver Motor Paso a Paso.....	79
5.9.1	Características generales y especificaciones Driver M542H .....	79
5.9.2	Esquema de conexión de las señales de control .....	80
5.9.3	Interface de conexión de las señales de control.....	82
5.9.4	Conexionado del motor .....	83
5.9.5	Selección de Microstep - Resolución y corriente del motor paso a paso .....	84
5.9.6	Determinación de la velocidad de giro.....	87
5.9.7	Interferencia Electromagnética (EMI).....	89
5.10	Determinación de la Dirección - Ángulo Girado - Encoder Absoluto .....	90
5.10.1	Circuito de salida a colector abierto – Encoder.....	91
5.11	Parada de Emergencia .....	92
5.11.1	Circuito Adaptador de Señal Parada de Emergencia.....	92
5.12	Conexionado General.....	93
5.12.1	Llave de interrupción .....	94
5.12.2	Estabilización de tensión.....	94
5.12.3	Reducción de la emisión electromagnética (EMI) .....	94
5.12.4	Leds de indicación de funcionamiento.....	94
5.13	Señal del Comando Remoto .....	97
5.13.1	Potenciómetros de Ajuste.....	99
5.13.2	Decodificación Set Point de velocidad.....	102
5.13.3	Decodificación Ángulo de giro .....	102
5.14	Modos de funcionamiento.....	102
5.14.1	Modo Duty_REMOTO .....	102
5.14.2	Modo RPM_REMOTO .....	102
5.14.3	Modo Duty_PC .....	102
5.14.4	Modo RPM_PC.....	103
5.15	Comunicación Serie .....	103
5.15.1	Trama del Mensaje Recibido.....	104
5.15.2	Trama del Mensaje Enviado.....	105

5.16	Microcontrolador.....	106
5.16.1	Especificaciones .....	106
5.16.2	Conectores de Entrada/Salida.....	107
5.16.3	Compilador.....	110
5.16.4	Rutinas, Subrutinas y Servicio de Interrupciones.....	110
5.16.5	Diagramas de Flujo .....	112
5.16.6	Watchdog .....	148
6	Análisis de Resultados .....	150
6.1	Ensamble del prototipo.....	150
6.2	Puesta en marcha y evaluación en terreno.....	153
6.2.1	Ensayos de puesta en marcha .....	153
6.2.2	Evaluación en terreno.....	155
7	Conclusiones .....	156
7.1	Trabajos a futuro .....	156
8	Bibliografía.....	157
9	Anexos.....	158
9.1	Reductor de continua <b>36Vcc – 12Vcc</b> .....	158
9.2	Reductor de continua <b>12Vcc – 5Vcc</b> .....	159
9.3	Stepper Motor 24HS3021.....	160
9.4	Conexionado del cableado y controlador Kit E-Bike.....	161
9.5	Shunt resistivo WSL5931.....	162
9.6	Encoder Absoluto Omron E6CP-A .....	163

## 1 Introducción

La tecnología robótica aplicada al sector agrícola se encuentra en un estado de desarrollo avanzado, con algunas realizaciones ya plenamente comerciales y otras validadas a nivel de prototipo. La inminente necesidad de aumentar la producción sin aumentar los recursos y minimizando el impacto ambiental, demanda, tal vez de manera inexorable, dar el paso de la mecanización a la automatización de la agricultura, en donde la robótica agrícola tendrá un protagonismo destacado.

En este marco, el Centro Internacional Franco Argentino de Ciencias de la Información y de Sistemas (CIFASIS) ligado al proyecto de Unidad Ejecutora financiado por CONICET lleva a cabo la creación de un prototipo de robot desmalezador (Figura 1.1) en cuyo diseño se encuentran trabajando grupos de estudiantes de grado/postgrado de diferentes ramas de la Ingeniería de la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura (FCEIA) perteneciente a la Universidad Nacional de Rosario.

Dentro de este proyecto global, nuestro proyecto consiste en el desarrollo, implementación y puesta en marcha de un sistema de tracción y dirección para el prototipo de robot desmalezador posibilitando que el mismo sea comandado remotamente.

Por otra parte, se debe diseñar un sistema de adquisición de parámetros fundamentales del robot como lo son distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores para luego enviar la información adquirida mediante comunicación serie a una Unidad de Procesamiento y que la misma pueda ser utilizada para desarrollar diferentes sistemas de navegación. Además del envío de estos parámetros, dentro de la comunicación establecida con la unidad de procesamiento, se recibe la directiva que determina el modo de funcionamiento del robot (por ejemplo: control de velocidad o lazo cerrado, lazo abierto, etc.)

Por último, se ensamblará el proyecto con el prototipo mecánico para llevar a cabo la puesta en marcha y validación del sistema mediante una evaluación en terreno.

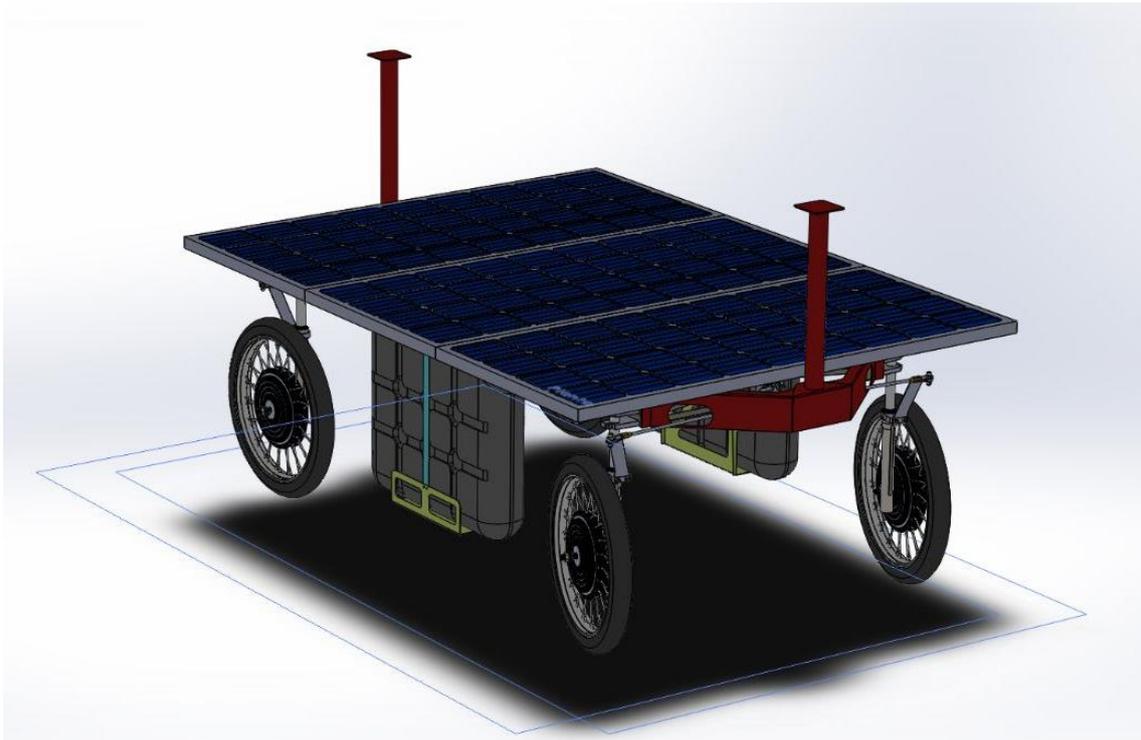


Figura 1.1: Modelo Robot Desmalezador

## 2 Esquema General

Para el desarrollo del prototipo de robot desmalezador se procedió a dividir el sistema total en diferentes subsistemas, ensayar los mismos por separado comprobando su correcto funcionamiento y luego ensamblar todos los subsistemas dentro del sistema total.

El prototipo está formado por diferentes gabinetes, los cuales cumplen una tarea específica dentro del funcionamiento total, diferentes tipos de motores y sus respectivos drivers para los sistemas de tracción y dirección, banco de baterías para proveer de la tensión alimentación y, por último, llaves y capacitores para protección y estabilización de dichas tensiones.

A continuación, se realizan las referencias de ubicación dentro del esquema del prototipo (Figura 2.1) de los dispositivos utilizados junto a una pequeña descripción de su funcionalidad dentro del sistema total. Luego, a lo largo del informe del proyecto se desarrollarán en detalle cada subsistema.

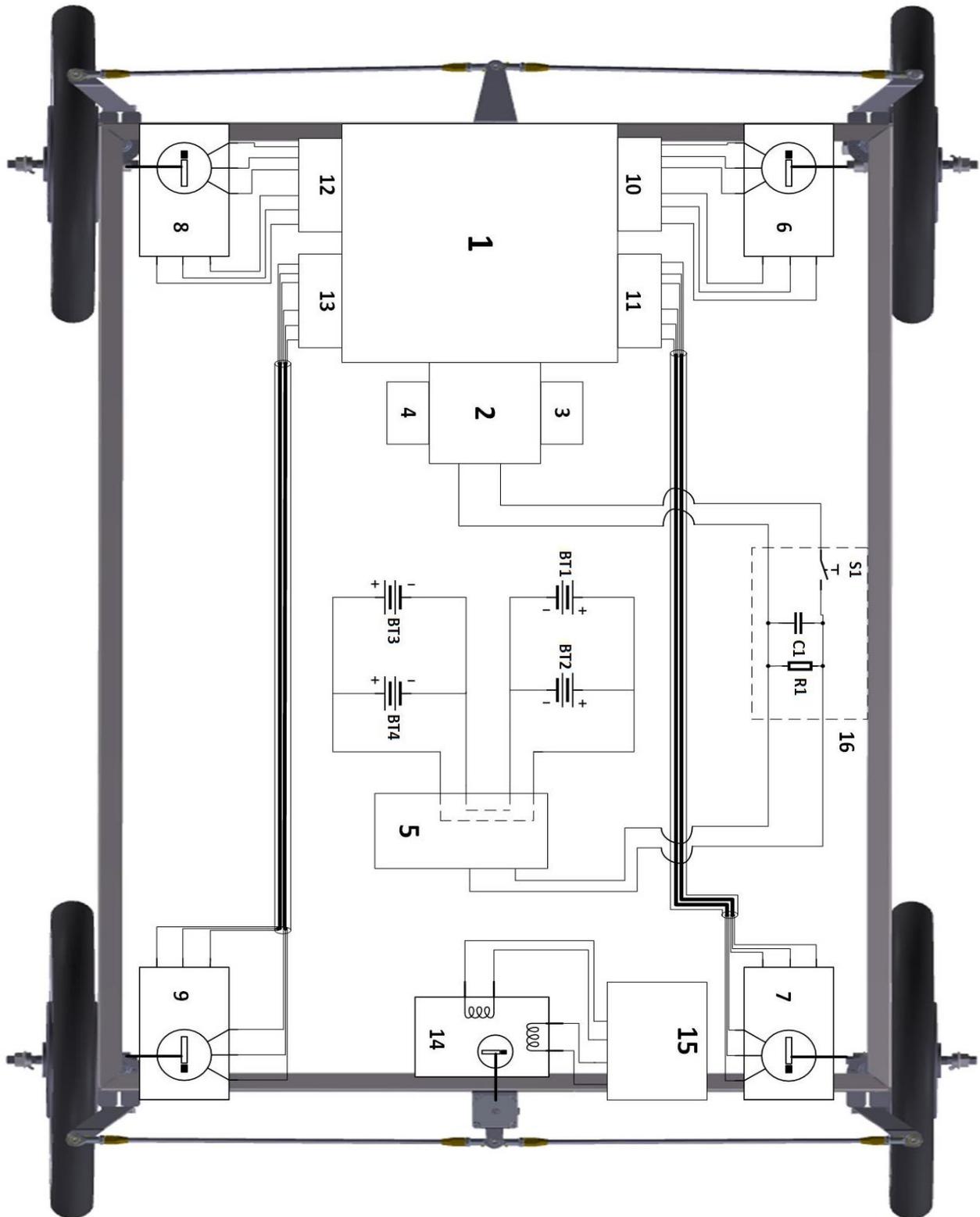


Figura 2.1: Esquema general del prototipo de robot desmalezador

1. *Gabinete Principal*: este gabinete actúa como controlador principal del sistema ya que el mismo es el encargado de coordinar y controlar el funcionamiento de todos los demás subsistemas. Dentro del mismo se encuentran una placa de desarrollo “Freescale FRDM-K64F” con un microcontrolador MK64FN1M0VLL12, dos módulos de 8 relés aislados ópticamente que realizan la conmutación necesaria para generar la inversión de giro y que el prototipo pueda funcionar en reversa y una placa de adaptación de señal diseñada tanto para el filtrado y posterior adquisición de señales fundamentales del robot (como la velocidad de giro y corriente consumida por los motores) así como también para actuar como interfaz entre el microcontrolador y los drivers de potencia.
2. *Gabinete de Alimentación o Secundario*: este gabinete funciona como punto de acceso a las diferentes tensiones (36V, 12V y 5V) provenientes del banco de baterías y de los convertidores respectivamente, con varios accesos de reserva para que futuras aplicaciones pueden hacer uso de dichas tensiones. Además, cuenta tanto con los relés pertenecientes al sistema de parada de emergencia, los cuales interrumpen la alimentación de los motores, como también con su circuito de adaptación de señal encargado de aislar ópticamente dicha señal para poder utilizarla como entrada del controlador.
3. *Convertidor 36V-12V Enertik DC-36-1220. (Anexo 9.1)*
4. *Convertidor 12V-5V Enertik DC-1224-0520. (Anexo 9.2 )*
5. *Gabinete de Carga de Baterías*: El diseño de este gabinete fue realizado por el grupo de proyectistas encargado de la carga de baterías a través paneles solares. El mismo tiene como objetivo la conexión en paralelo de las cuatro baterías (B1, B2, B3 y B4) y su correcta carga mediante la energía obtenida de los paneles solares para lograr la autonomía energética del prototipo.

El sistema de tracción del prototipo está conformado por 4 motores *in-wheel Brushless DC 350W* (uno por rueda) encargados de brindar la potencia para la marcha del robot y sus respectivos drivers, utilizados para realizar el control de velocidad de los motores.

6. *Brushless DC Motor 350W Rueda Trasera Izquierda*
7. *Brushless DC Motor 350W Rueda Delantera Izquierda*
8. *Brushless DC Motor 350W Rueda Trasera Derecha*
9. *Brushless DC Motor 350W Rueda Delantera Derecha*
10. *Driver Brushless DC Motor Rueda Trasera Izquierda (S3F84A5 Electric Bike Controller System)*
11. *Driver Brushless DC Motor Rueda Delantera Izquierda (S3F84A5 Electric Bike Controller System)*
12. *Driver Brushless DC Motor Rueda Trasera Derecha (S3F84A5 Electric Bike Controller System)*
13. *Driver Brushless DC Motor Rueda Delantera Derecha (S3F84A5 Electric Bike Controller System)*

Para el sistema de dirección del robot se utilizó un motor paso a paso *nema 24* acoplado a una reducción mecánica 10/1 y sistema de barras para convertir el movimiento angular en translacional. Para el control de dicho motor se dispuso de un driver encargado de recibir las señales del control del gabinete principal y convertir dicha señal en una señal de potencia para accionar el motor según corresponda.

---

14. *Stepper Motor MACHI-NET 24HS3021*

15. *Driver Stepper Motor M542-H Sunwind Electronics Company®*

16. *Etapa de interrupción general y protección del sistema:* La misma está formada por un cortacorrente  $S1$ , el cual produce la desconexión del Gabinete Principal y Secundario de la etapa de carga de baterías, permitiéndonos de esta manera poder aislar dichas etapas al momento de realizar distintos ensayos y comportándose como llave de encendido del prototipo. Además para la protección ante sobrevoltaje, se colocó un circuito  $RC$  formado por un capacitor tanque  $C1$  y una resistencia de carga  $R1$ . Este circuito cumple la función de estabilizador de la tensión de alimentación, por lo que si se produce un pico de tensión en la etapa de carga de baterías el mismo será suprimido por el capacitor sin llegar a producir daños en el gabinete principal.

## 3 Marco Teórico

### 3.1 Motores *Brushless DC* (*BLDC Motors*)

Como se detalló en la sección anterior, el sistema de tracción del prototipo de robot desmalezador cuenta con 4 motores *in-wheel Brushless DC 350W* (ítems 6, 7, 8 y 9). Los motores *Brushless DC* son muy utilizados en la actualidad tanto para aplicaciones de consumo como para operaciones industriales debido a su tamaño compacto, controlabilidad y alta eficiencia. Además, cuentan con la capacidad de generar un torque elevado a un costo moderado, por lo que se adecuan a las necesidades de nuestra aplicación.

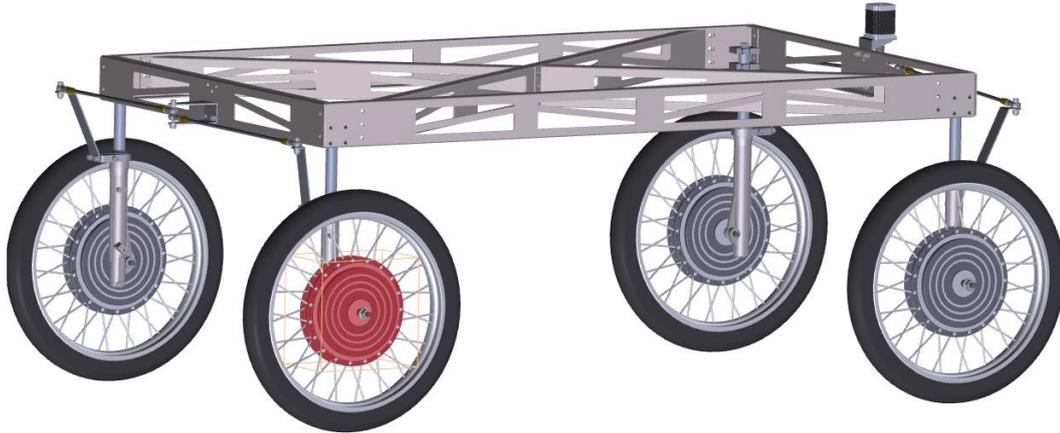


Figura 3.1: Sistema de tracción del prototipo. En rojo, motor *in-wheel Brushless* rueda trasera derecha

#### 3.1.1 Conceptos fundamentales

Para poder comprender el funcionamiento de los motores *Brushless DC (BLDC)* se comenzará por una revisión general de los conceptos básicos para luego introducirnos en los detalles de funcionamiento y control de los mismos.

##### 3.1.1.1 Estator

Existen tres tipos de *motores BLDC*: monofásico, bifásico y trifásico. Esta clasificación está determinada por el número de bobinados que posee el estator, siendo los motores *BLDC* monofásicos y trifásicos los más utilizados en distintas aplicaciones. El rotor posee imanes permanentes formando dos pares de polos magnéticos que envuelven el estator, como se ilustra en la Figura 3.2.

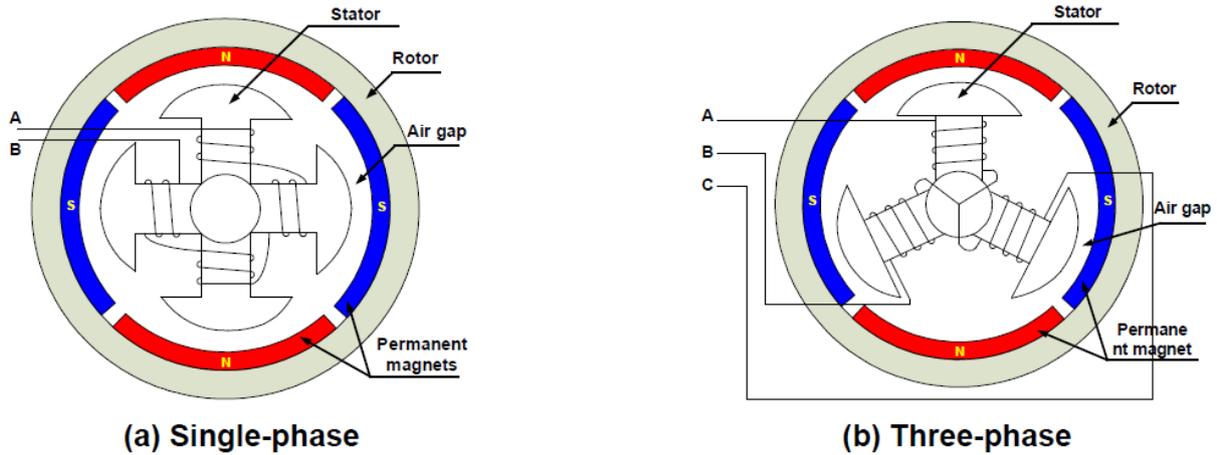


Figura 3.2: Diagrama simplificado de un motor BLDC (a) Monofásico (b) Trifásico

Un motor monofásico posee un solo devanado en el estator para producir cuatro polos magnéticos como se muestra en la Figura 3.2(a), en cambio, un motor trifásico (Figura 3.2(b)) posee tres bobinados para tal fin. En este último, cada una de las fases se alimenta secuencialmente para lograr el funcionamiento necesario para hacer que el rotor gire.

Existen además dos tipos de bobinas de estator: *trapezoidal* y *senoidal*, las cuales se relacionan con la forma de la fuerza contra electromotriz (*BEMF*) que está determinada por diferentes interconexiones entre las bobinas y la distancia de entrehierro. Un motor senoidal produce un torque electromagnético más suave a expensas de un elevado costo de fabricación, debido a la mayor utilización de cobre en sus bobinados.

### 3.1.1.2 Rotor

El rotor está conformado por un eje y un núcleo de imán permanente, los cuales están adecuadamente posicionados para formar entre dos y ocho pares de polos, que alternan su polaridad entre norte y sur. La Figura 3.3 muestra una sección transversal de tres tipos de magnetismos diferentes que se pueden utilizar en un rotor: magnetismo de montaje superficial, embebidos o insertados.

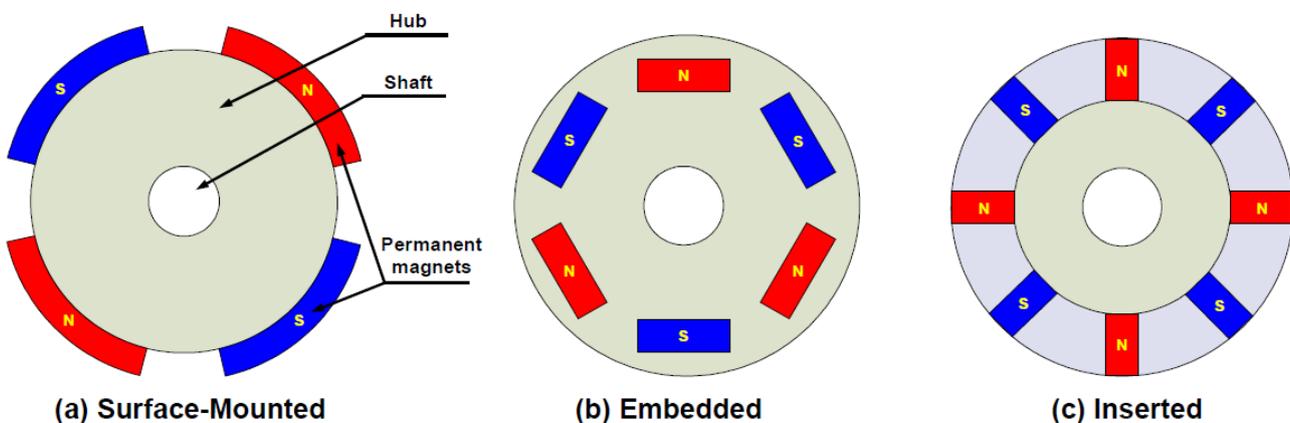


Figura 3.3: Secciones de corte – Imanes permanente del rotor

### 3.1.1.3 Teoría de funcionamiento

La operación de un motor está basada en la repulsión o atracción entre polos magnéticos. En la Figura 3.4 se utiliza el ejemplo de un motor trifásico convencional, en donde el proceso comienza cuando circula corriente a través de uno de los tres bobinados del estator y genera un polo magnético que atrae al imán permanente más cercano del polo opuesto. El rotor se moverá si la corriente se desplaza hacia el bobinado adyacente. La alimentación secuencial de cada bobinado provocará que el rotor se desplace siguiendo un campo magnético rotante.

En este ejemplo el torque depende de la amplitud de la corriente, la cantidad de espiras del bobinado del estator, la intensidad y tamaño del magnetismo permanente y el entrehierro entre el rotor y el bobinado.

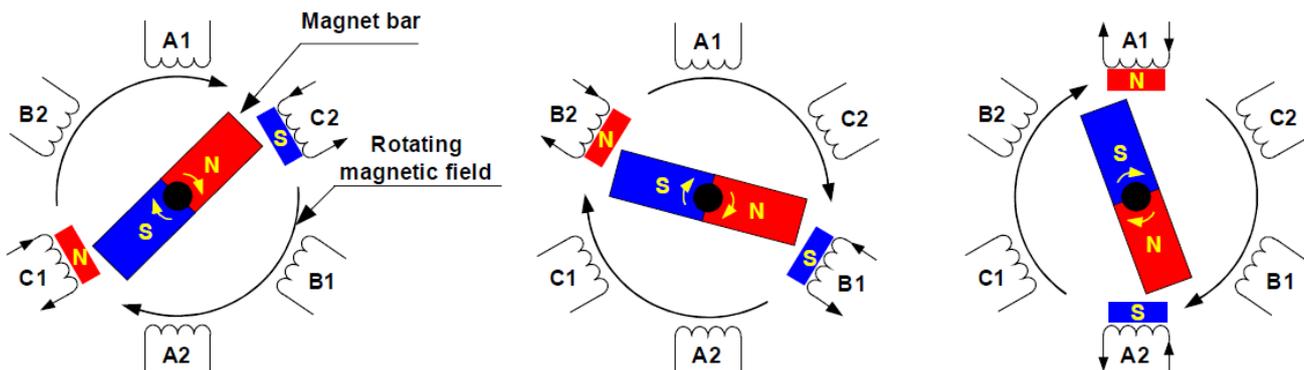


Figura 3.4: Rotación del motor

### 3.1.2 Clasificación de motores

Existe una gran variedad de motores eléctricos diferenciados por su estructuras y tipo de señal, pero generalmente se basan en el principio de funcionamiento discutido anteriormente. En la Figura 3.5 se detalla un diagrama de los diferentes tipos de motores, organizados por sus características de clasificación, y se destacan los motores utilizados en nuestra aplicación: *Brushless DC Motor (BLDC)* para el sistema de tracción y *Stepper Motor* para la dirección del prototipo (detallado en la próxima Sección 3.2).

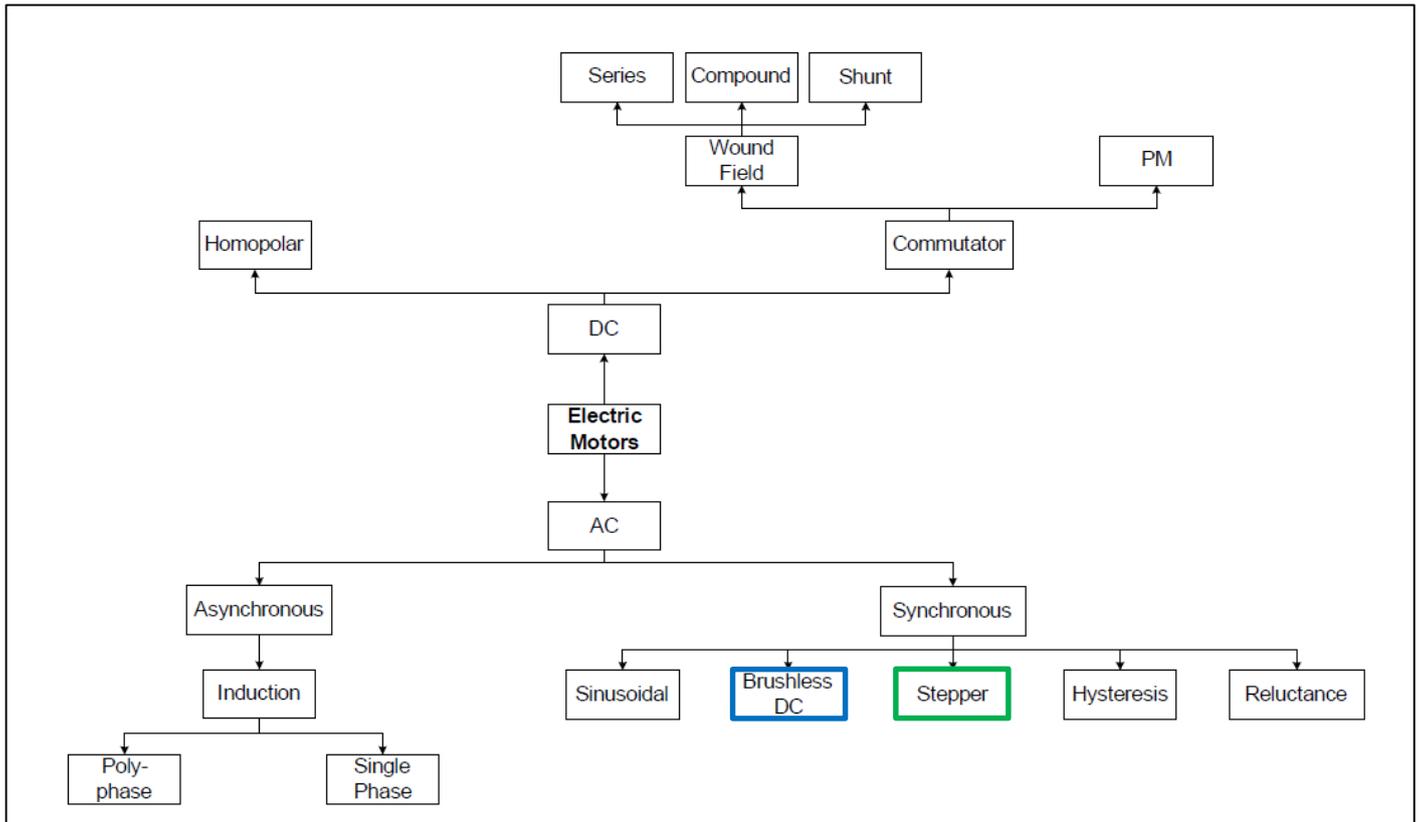


Figura 3.5: Clasificación de los diferentes tipos de motores. En azul, Motor BLDC utilizado en el sistema de tracción y en verde, Motor Paso a Paso utilizado en el sistema de dirección (Sección 3.2 Motor Paso a Paso (Stepper Motor))

La diferencia principal entre motores de alterna (AC) y de continua (DC) es el tipo de alimentación aplicada en la armadura. Dentro de esta clasificación un *motor BLDC* se encuentra dentro de los motores AC. Por otro lado, la diferencia entre motores asincrónicos y sincrónicos se encuentra en que si el rotor se desplaza o no a la misma frecuencia del estator.

En la Figura 3.6 se encuentra ilustrado un esquema del diseño de un *motor BLDC*. Dichos motores necesitan de una conmutación electrónica, utilizando la posición del rotor como realimentación, para determinar cuándo conmutar las corrientes. Generalmente la realimentación de la posición del rotor requiere de la utilización de sensores Hall o un encoder rotacional<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> Existen los llamados *Sensorless BLDC*, los cuales realizan la conmutación electrónica sin la necesidad de contar con los sensores Halls o encoders rotacionales. Para ello se basan en un sistema de *detección de cruce por cero de la BEMF*, lo que implica una mayor complejidad en la construcción de su driver.

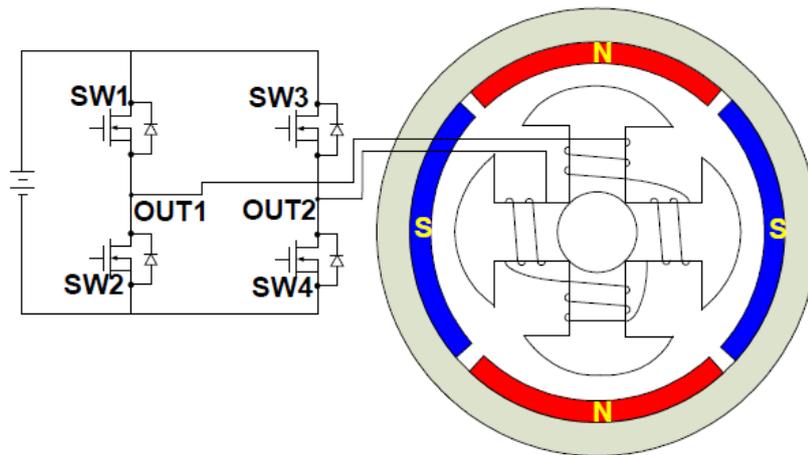


Figura 3.6: Electrónica de alimentación Motor BLDC

La principal desventaja de los *motores BLDC* es su costo, ya que a pesar de que la construcción de estos motores es más simple que los motores con escobillas o los motores AC de inducción, el costo elevado se debe a que se necesita un driver adicional para que los mismos puedan funcionar. Sin embargo, este tipo de *motores BLDC* son muy utilizados si la aplicación requiere precisión en el control de la posición y/o de velocidad.

### 3.1.3 Control de Motores Brushless DC

#### 3.1.3.1 Circuito de conmutación y modulación PWM

Como se introdujo anteriormente, los *motores BLDC* utilizan llaves electrónicas (como pueden ser *transistores MOSFET*) para lograr la conmutación de corrientes y de esta manera, provocar una rotación continua del motor. Estas conmutaciones electrónicas son usualmente logradas por un *punte H* monofásico o trifásico dependiendo del tipo de motor *BLDC* (Ver Figura 3.7).

La mayor parte de las conmutaciones son controladas utilizando modulación de ancho de pulso o *PWM*, la cual convierte una tensión *DC* en una tensión adecuadamente modulada, que limita eficientemente la corriente de arranque y controla tanto el torque como la velocidad. Generalmente al aumentar la frecuencia de conmutación de las llaves se provoca un incremento en las pérdidas del *PWM* y por otro lado, al disminuir dicha frecuencia de conmutación se limita el ancho de banda del sistema y pueden aumentar los pulsos de *ripple* en las corrientes hasta el punto que estas sean destructivas o provoquen un mal funcionamiento del driver del motor *BLDC*.

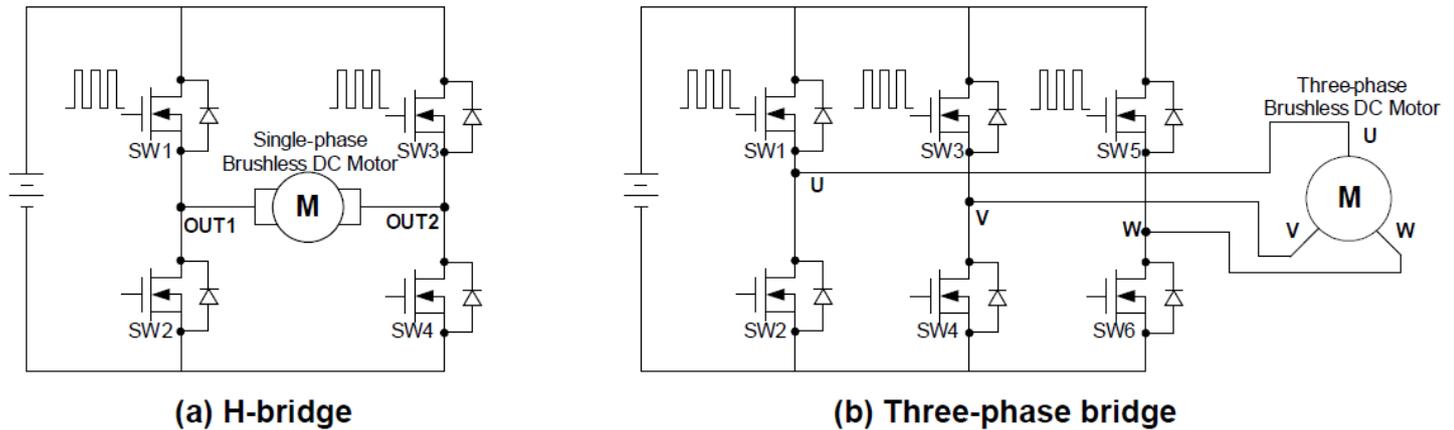


Figura 3.7: Circuito electrónico simplificado de los drivers (a) Motor Monofásico (b) Motor Trifásico

### 3.1.3.2 Principios de conmutación electrónica en motor Brushless DC Motor trifásico

Un motor *BLDC* trifásico requiere tres sensores Hall para detectar la posición del rotor. Basado en la posición física de los sensores Hall, existen dos tipos de salidas: desplazamiento de fase de  $60^\circ$  o desplazamiento de fase de  $120^\circ$ . Luego, combinando las tres señales de los sensores Hall se puede determinar la secuencia exacta de conmutación de las llaves.

La Figura 3.8 muestra la secuencia de conmutación del circuito driver para un motor trifásico *BLDC* para una rotación en sentido horario. Los tres sensores Hall "a", "b" y "c" son montados en el estator de manera de que sus señales se encuentren distanciadas  $120^\circ$  eléctricos entre sí, mientras que los bobinados trifásicos se encuentran en configuración estrella. Por cada rotación de  $60^\circ$ , uno de los sensores Hall cambia su estado, por lo que al completar un ciclo eléctrico se producirán seis cambios de estado. En funcionamiento sincrónico, la conmutación de las corrientes de fase se produce cuando se detecta un desplazamiento de  $60^\circ$ . Por cada paso, el driver es el encargado de conmutar una de las fases del motor a estado alto, otra fase en bajo y la tercera en punto flotante.

Sin embargo, un ciclo de señal puede no corresponderse a una revolución mecánica completa, ya que el número de ciclos de señal para completar una rotación mecánica está determinado por la cantidad de pares de polos del rotor. Por cada par de polos del rotor se requiere un ciclo de señal para una rotación mecánica completa, es decir, el número de ciclos de señales necesario para una rotación mecánica completa es igual al par de polos del rotor.

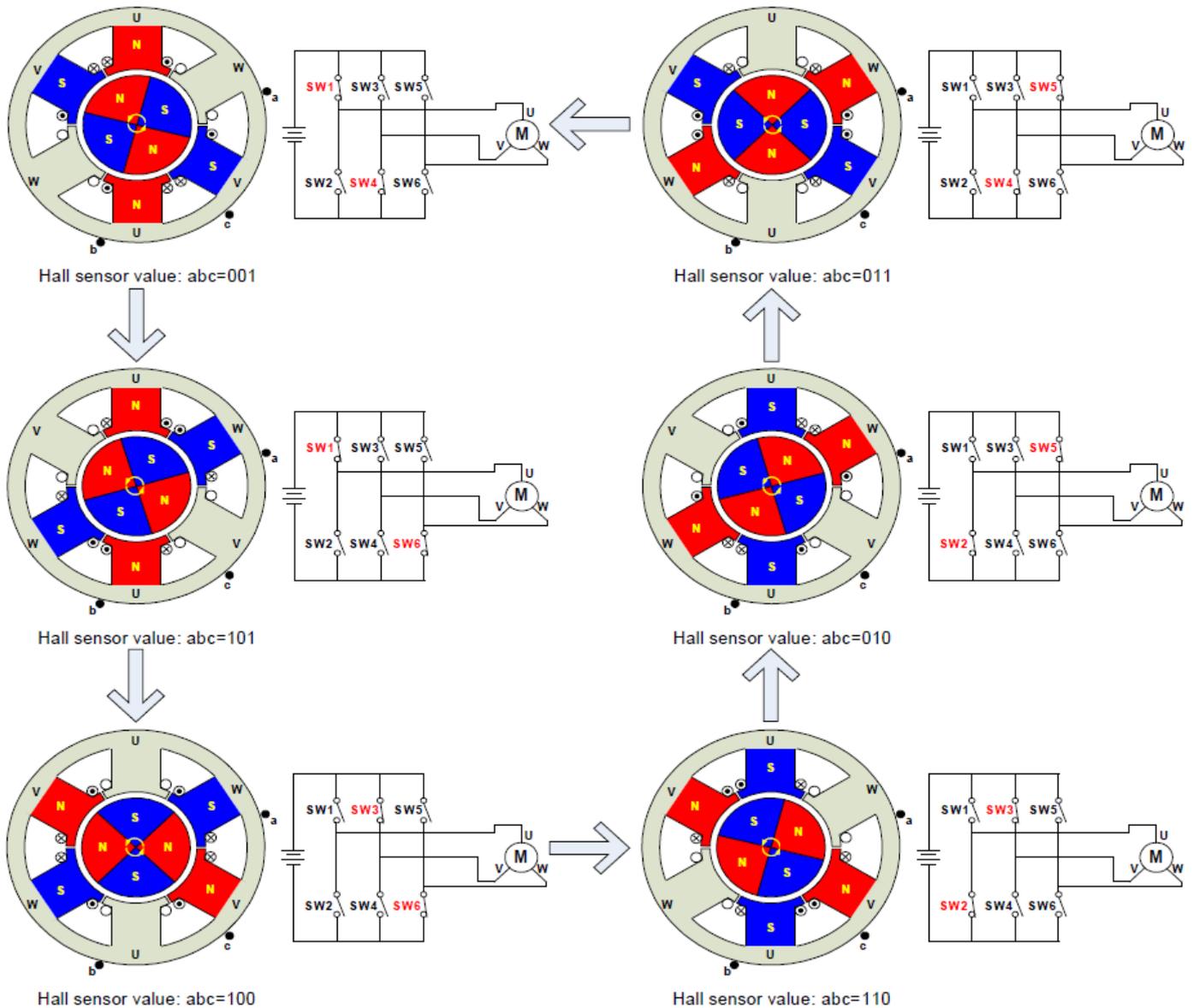


Figura 3.8: Secuencia de conmutación de un motor BLDC trifásico

La Figura 3.9 grafica un diagrama de tiempo en donde las fases del motor  $U$ ,  $V$  y  $W$  son energizadas o no en base a las señales de los sensores Hall "a", "b" y "c". En este ejemplo los sensores Hall se encuentran distanciados  $120^\circ$  entre sí y el motor gira en sentido horario.

Para variar la velocidad de rotación, se utiliza una señal de modulación de ancho de pulso  $PWM$  en las llaves, a una frecuencia mucho mayor que la frecuencia de rotación del motor. Generalmente la frecuencia de la señal  $PWM$  debería ser por lo menos diez veces mayor que la máxima frecuencia de rotación del motor. Otra ventaja de utilizar la técnica  $PWM$  es que si la tensión  $DC$  del bus es mucho mayor que la tensión nominal del motor entonces se puede limitar el ciclo de trabajo o *duty cycle* del  $PWM$  para controlar la tensión media aplicada al mismo.

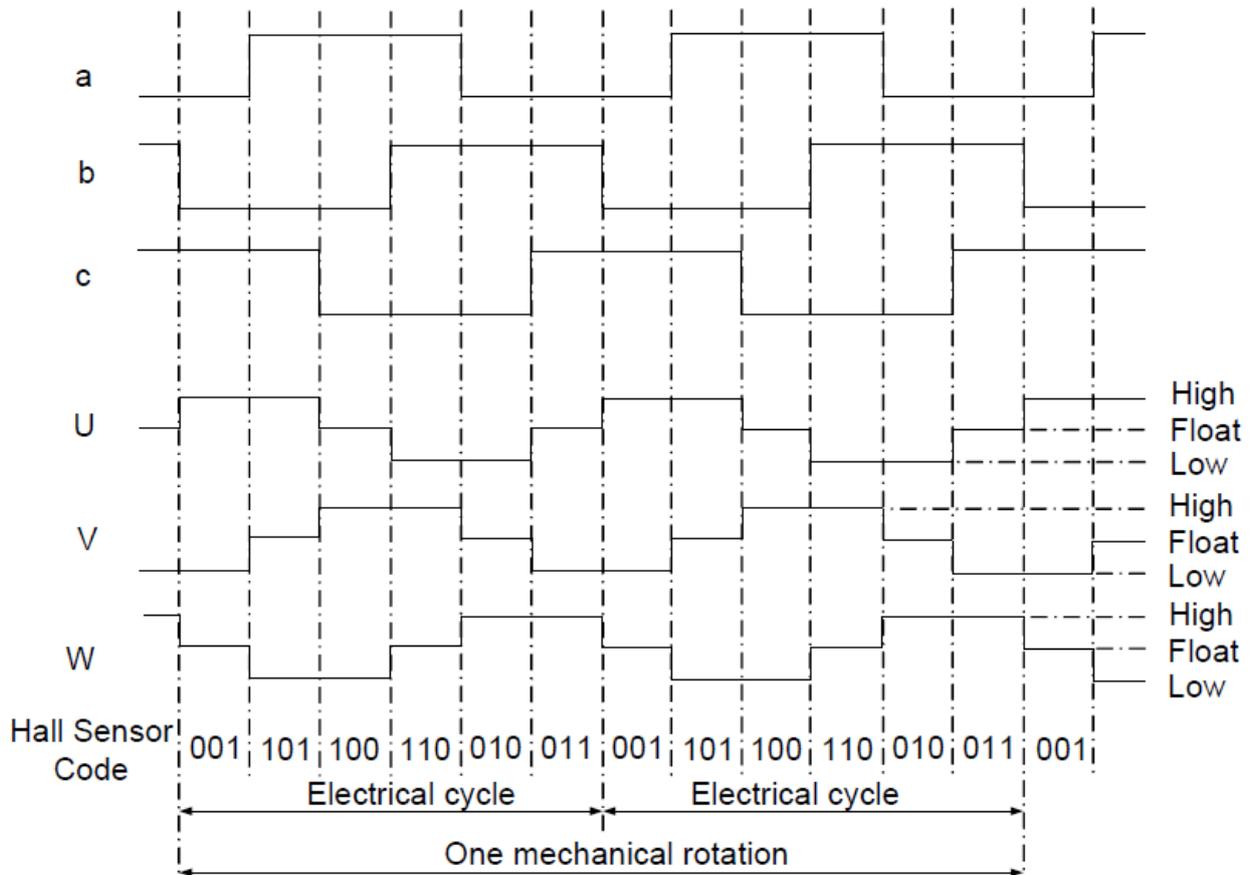


Figura 3.9: Señales fundamentales – Driver motor BLDC

### 3.1.3.3 Forma de Corriente BLDC Motor

De lo estudiado anteriormente, vale recordar que en la mayoría de los *drivers* de motores BLDC la electrónica de potencia consiste en un *punte H* inversor trifásico donde la corriente del bobinado del motor es conmutada en base a las señales de los sensores Halls de posición. Este tipo de motores pueden ser controlados mediante la *técnica trapezoidal*, en la cual conducen sólo dos bobinados al mismo tiempo y cada uno de ellos 120 grados por cada período eléctrico (Figura 3.8).

Utilizando el modelo eléctrico del motor, ilustrado en la Figura 3.10, la tensión de salida del puente inversor  $V_{ab}(t)$  se puede expresar como:

$$V_{ab}(t) = 2R i_a(t) + 2L \frac{di_a(t)}{dt} + E_a - E_b$$

Siendo  $E_a - E_b = EMF$

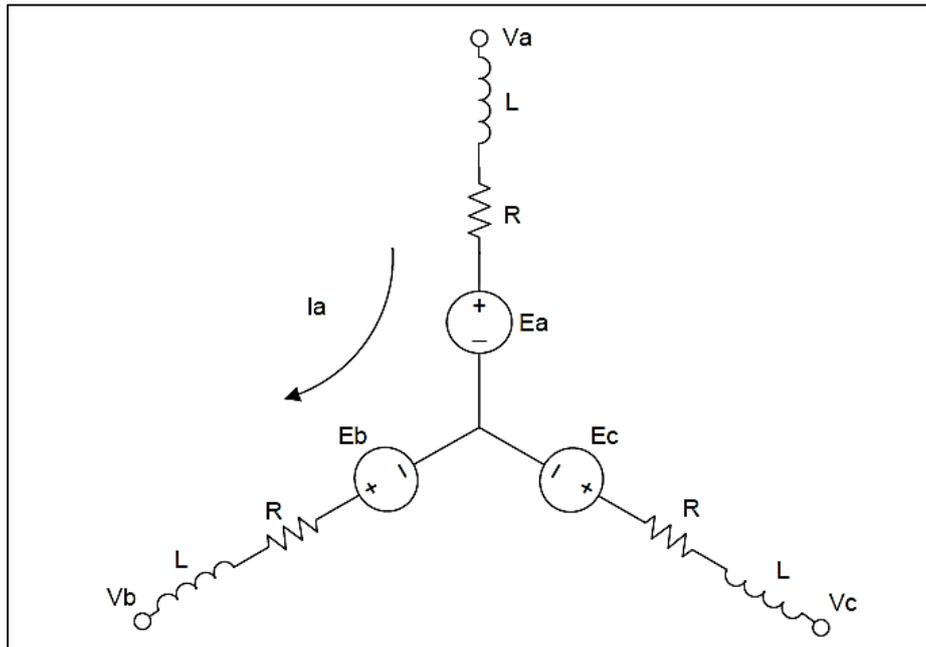


Figura 3.10: Modelo Eléctrico del motor BLDC

Observando la ecuación anterior, podemos concluir que la corriente  $i_a(t)$  depende instante a instante de los siguientes parámetros: la tensión aplicada a través de dos de los bobinados  $V_{ab}$ , la resistencia e inductancia del bobinado  $R$  y  $L$  y la fuerza contra electromotriz  $EMF$ . Además, como la  $EMF$  es proporcional a la velocidad angular del motor, en condición de reposo o de bloqueo (velocidad nula), esta tensión será nula. Esto implica que cuando el motor se encuentra detenido o bloqueado la corriente en sus bobinados está limitada únicamente por sus resistencias  $R$ , por lo que debe evitarse que el mismo permanezca un tiempo prolongado en dicha condición, ya que puede provocarse sobrecalentamiento de sus bobinados.

A continuación, se realizará un estudio de la forma de onda de corriente de bobinado de un motor *BLDC* controlado por un *driver unipolar*. Este tipo de driver, como el que se utilizará en este proyecto, permite el giro del motor en un sólo sentido, es decir, trabaja en el *segundo cuadrante*.

El funcionamiento de un driver unipolar se detalla en la Figura 3.11, en donde puede observarse que en un período de conmutación de  $60^\circ$  del puente H están activas las fases A y B, es decir, conducen los contactos  $Q_1$  y  $Q_4$ . Un detalle importante a tener en cuenta es que, para regular la velocidad del motor, este tipo de driver aplican una tensión modulada por ancho de pulso (*PWM*) sólo en uno de los transistores que conducen en cada una de las diferentes configuraciones del *puente H*. En este caso, el *switch* superior  $Q_1$  será el utilizado para la modulación (su conducción alternará en concordancia con la señal de alimentación *PWM*) y en cambio  $Q_4$  se mantendrá conduciendo el intervalo de  $60^\circ$  completo.

Cuando la señal *PWM* se encuentra en alto y por ende el *switch* superior  $Q_1$  se encuentra cerrado, los dos bobinados A y B del motores estarán energizados y el camino de corriente será el indicado en la Figura 3.11(a), siendo en este caso la corriente del bus  $I_{DC}$  igual a la corriente de dichos bobinados.

Por otro lado, cuando la señal *PWM* se encuentra en bajo y por lo tanto  $Q_1$  se encuentra abierto, la corriente de bobinado circulará por el diodo volante de  $Q_2$  y por lo tanto su valor decrecerá con el tiempo, como se detalla en la Figura 3.11(b). Durante este instante (dónde  $Q_1$  se encuentra abierto y  $Q_4$  cerrado), la corriente de bobinado no circulará por el bus *DC* de entrada, por lo que la  $I_{DC}$  será nula (Figura 3.12).

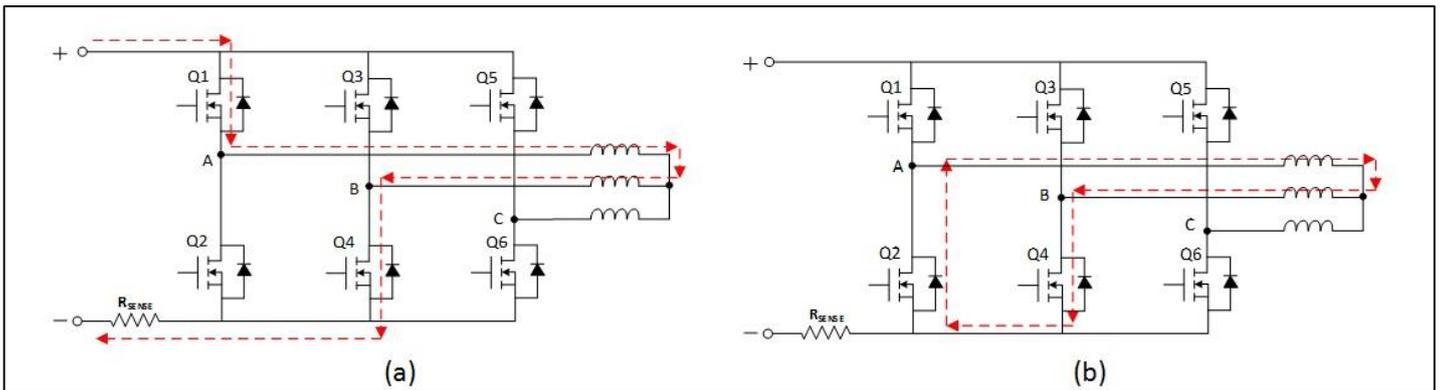


Figura 3.11 Camino de circulación de corriente (a) Transistores Q1 y Q4 cerrados (b) Transistor Q1 abierto y Q4 cerrado

Debido a esto, la forma de onda de corriente de bus  $DC$  alternará su valor entre cero y un valor de corriente determinado según el estado de la señal  $PWM$  utilizada en la conmutación:

$$I_{DC}(t) = \begin{cases} 0 & PWM = 0 \\ I_{DC} & PWM = 1 \end{cases}$$

Luego, como el bobinado del motor actúa como un filtro pasa bajos con respecto a la corriente de alimentación, la corriente de fase  $I_{fase}$  responderá al *valor medio* de la corriente  $I_{DC}$  durante el periodo de conducción de  $120^\circ$  de cada bobinado, como se observa en la siguiente simulación:

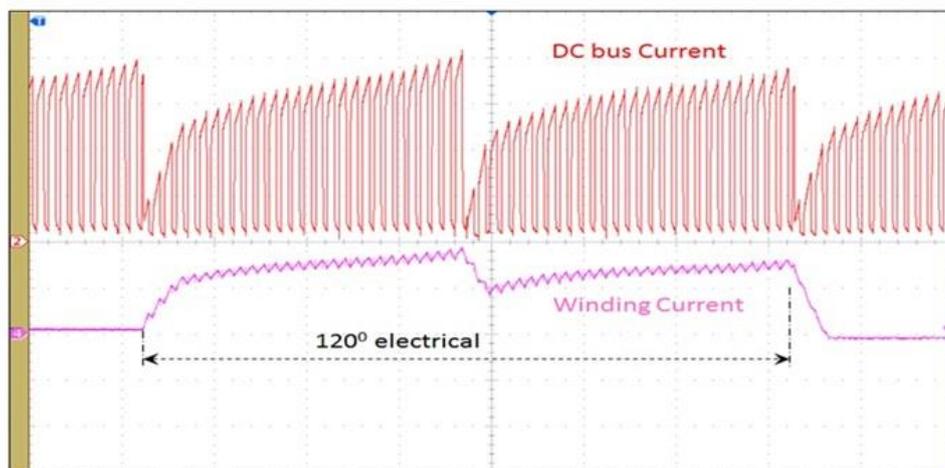


Figura 3.12. Simulación Corriente de bobinado y corriente de fuente DC – Motor BLDC

### 3.1.3.4 Diodo de protección en cargas inductivas

Recordando que en una bobina su tensión en bornes está determinada por  $V_L = L \frac{di}{dt}$ , no es posible interrumpir su corriente en un instante de tiempo, ya que se provocaría un pico de voltaje capaz de producir daños en los distintos componentes electrónicos que componen el circuito.

Una de las posibles soluciones para evitar este inconveniente consiste en colocar un diodo en *antiparalelo* a la bobina, como se detalla en la Figura 3.13, donde el mismo cumple la siguiente función:

- Cuando el *switch* se encuentra cerrado, el diodo estará polarizado en inversa, es decir, que no circulará corriente por el mismo ( $I_{off} = 0$ ) y la corriente de bus será  $I_{DC} = I_{on}$ .
- En el momento en que se abre el *switch*, el diodo entra en conducción brindando un camino de circulación a la corriente y de esta manera permitiendo disipar la energía almacenada en la bobina, por lo que  $I_{DC} = I_{off}$ .

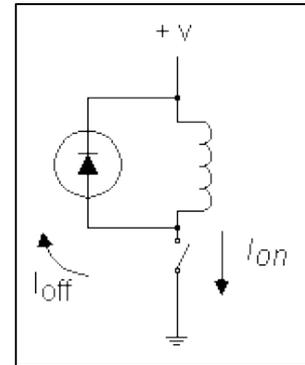


Figura 3.13 Diodo Protección

En la siguiente Figura 3.14 se observa el conexionado del puente inversor con la utilización de los diodos de protecciones  $D_1 \dots D_6$  en antiparalelo con cada una de las llaves de conmutación:

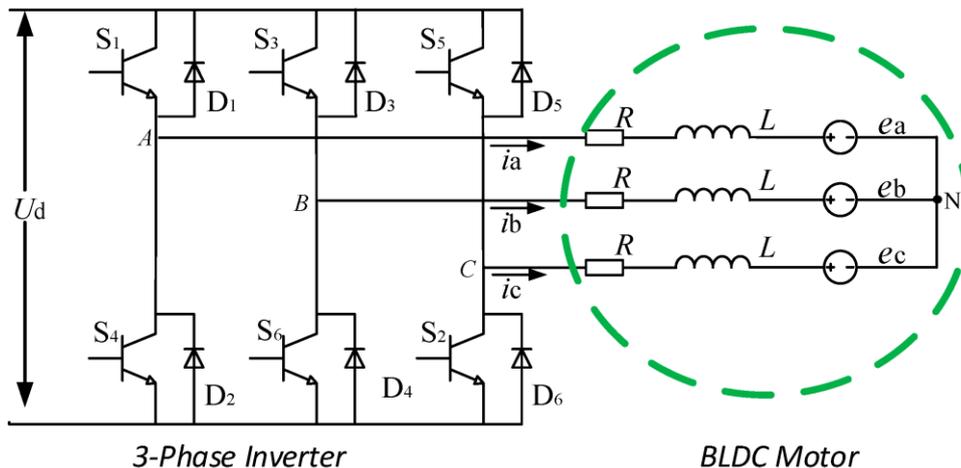


Figura 3.14: Esquema conexionado puente inversor con diodo de protección

Como se vio anteriormente, cuando el diodo entra en conducción, es decir,  $I_{DC} = I_{off}$ , la corriente de bus invierte su sentido y por lo tanto, existirá un instante de tiempo en el cual el circuito devuelve energía a la fuente de alimentación a través de picos de corriente de bus negativos. A continuación se procede a observar este comportamiento Figura 3.15 y Figura 3.16, ilustrando en un misma gráfica la tensión de un sensor Hall ( $H_A$ ), la corriente de alimentación del bus ( $I_{DC}$ ) y la corriente de una de las fases del motor BLDC ( $I_{U-Phase}$ ), siendo la corriente  $I_{DC}$  en los instantes de conmutación:

$$I_{DC} = I_{off Q1} + I_{off Q4}$$

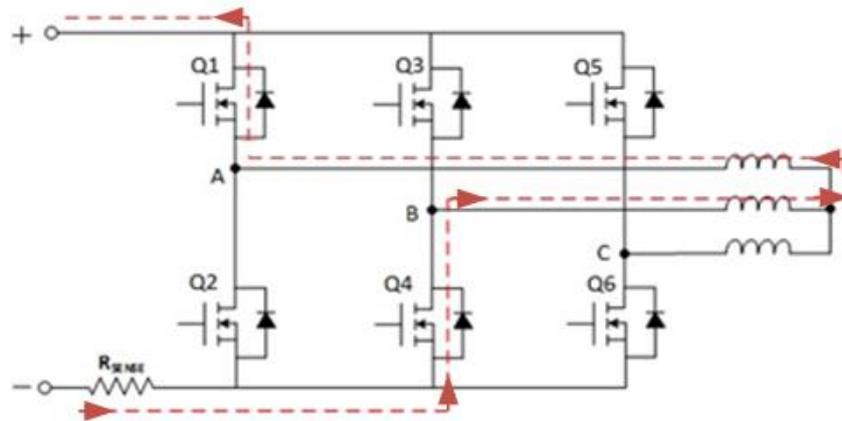


Figura 3.15 Camino de la corriente en los instantes de conmutación  $I_{DC} = I_{off\ Q1} + I_{off\ Q4}$

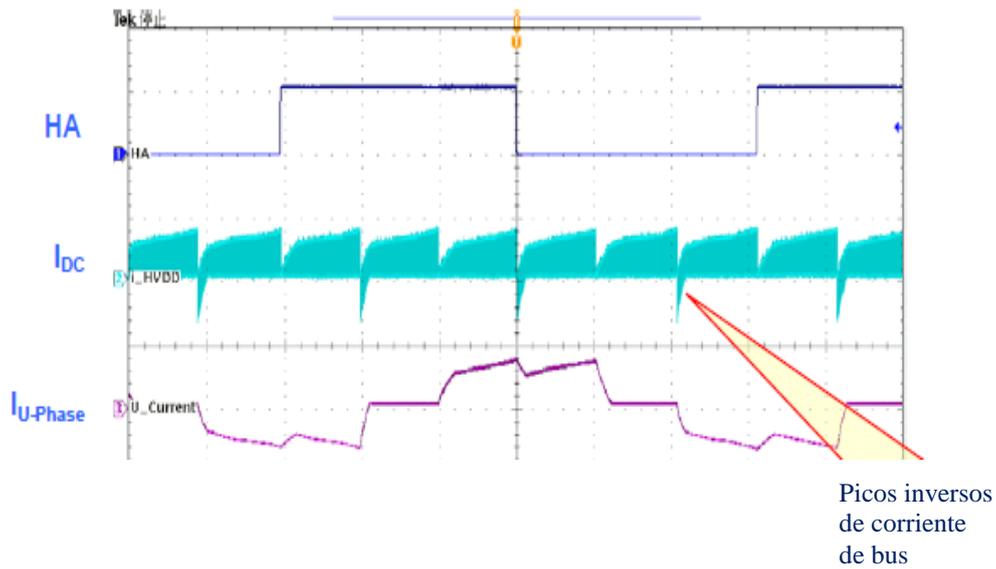


Figura 3.16. Forma de onda reales de corrientes de bus y fase

### 3.2 Motor Paso a Paso (*Stepper Motor*)

Como se puede observar en el esquema general, Figura 2.1 (*ítem 14*), para la dirección del prototipo de robot desmalezador se utilizó un motor paso a paso *Stepper Motor MACHI-NET 24HS3021*. Las especificaciones detalladas de dicho motor se encuentran en el *Apéndice 1*. El mismo es el encargado de brindar el torque necesario al sistema de dirección del robot para que este sea capaz de girar las dos ruedas delanteras cierto ángulo determinado.

Dicho sistema consta de un motor paso a paso *24HS3021* acoplado a una reducción mecánica 10/1 y un sistema de barras para convertir el movimiento angular en traslacional.

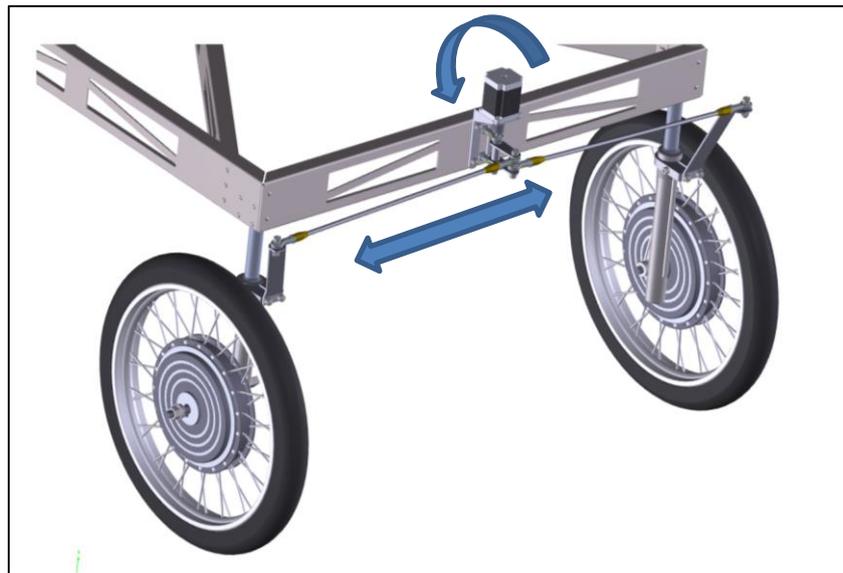


Figura 3.17. Sistema de dirección del robot - *Stepper Motor MACHI-NET 24HS3021*

#### 3.2.1 *Conceptos fundamentales*

En la Figura 3.18 se brinda una ilustración básica de un motor paso a paso. El mismo está compuesto por un rotor laminado, bobinados de fase y un sistema de control encargado de generar pulsos de alimentación en la tensión de fase para que esta última produzca que el rotor se desplace un paso por cada pulso generado. En la práctica, la mayoría de estos motores típicamente poseen mayor cantidad de polos en el devanado logrando de esta manera una mayor precisión, ya que el ángulo girado por cada paso disminuye a medida que aumenta la cantidad de pares de polos.

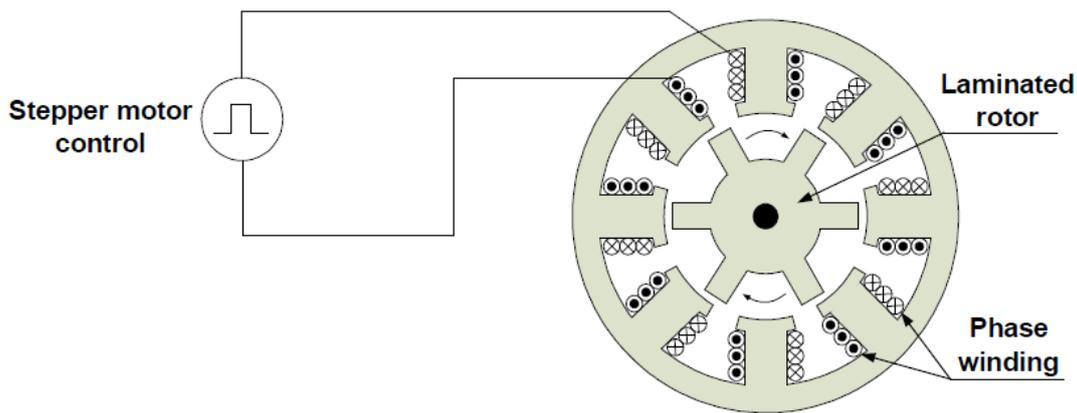


Figura 3.18 Motor Paso a Paso

Siguiendo los criterios de clasificación de motores de la Figura 3.5, en los motores paso a paso se alimenta la armadura con una tensión alterna por lo que se clasifican como motores AC y, además, como el rotor se desplaza en sincronismo con la frecuencia del estator, pertenece al grupo de los motores sincrónicos.

Los motores paso a paso se pueden dividir en dos tipos de configuraciones básicas: unipolar y bipolar. Como en este tipo de motores se desplazan un paso cuando el sentido de la corriente de campo cambia, invirtiendo el campo magnético de los polos del estator, la diferencia entre unipolar y bipolar se encuentra en el modo en el que se realiza la inversión de este campo magnético. Como se puede ver en la Figura 3.19, los motores bipolares tienen una sola bobina por fase y necesitan dos llaves de conmutación o un puente-H por cada fase. Estas llaves son las encargadas de realizar la inversión de sentido de corriente de las bobinas. En cambio, los motores unipolares poseen una sola bobina por cada fase y necesitan solo una llave de conmutación o dos transistores a masa.

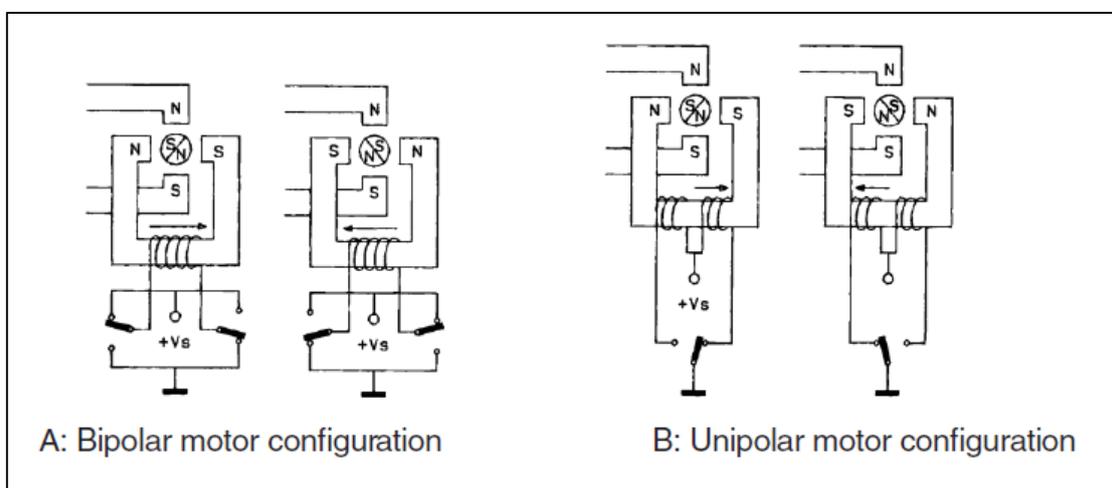


Figura 3.19. Configuraciones de motores paso a paso

### 3.2.1.1 Secuencia de pasos - motor paso a paso bipolar

De lo desarrollado en la sección anterior, los motores realizan un paso por cada vez que se invierte el sentido de la corriente de estator. Para un motor con un par de polos en el rotor, esto corresponde a 4 pasos por ciclo eléctrico. Esta secuencia de pasos se puede observar en la Figura 3.20, en donde cada vez que la corriente cambia de sentido el motor

realiza un paso de  $90^\circ$ . Vale aclarar que este ejemplo es solo explicativo ya que en las aplicaciones normalmente se utilizan motores paso a paso con un ángulo de giro  $1,8^\circ$  a  $7,5^\circ$  por paso.

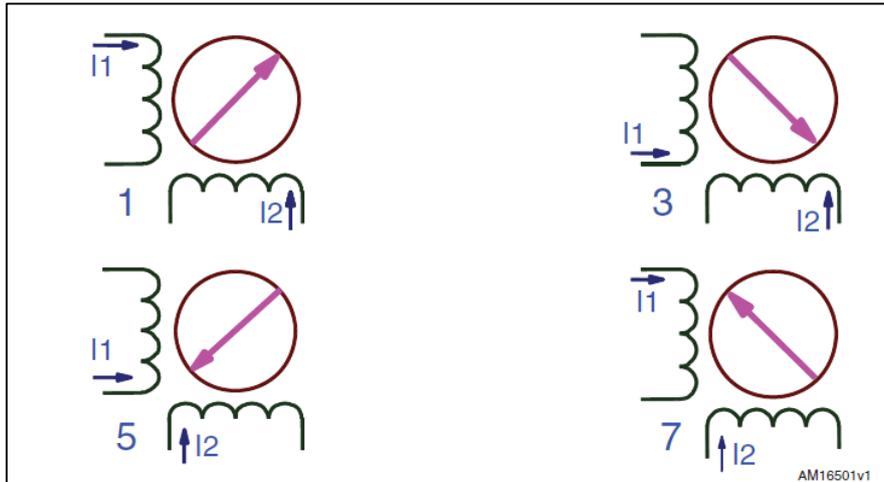


Figura 3.20. Secuencia de pasos Full-Step de un motor bipolar de dos fases

### 3.2.2 Torque en un motor paso a paso

El devanado del motor paso a paso es energizado por corrientes bipolares en cuadratura desfasadas  $90^\circ$  entre sí como se puede observar en la Figura 3.21, donde se muestra la forma de onda de corriente de devanado ideal ya que la mismas presentan *slew rate* infinito.

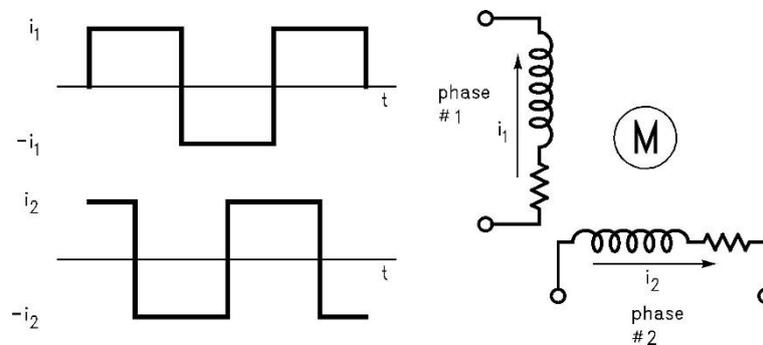


Figura 3.21. Formas de onda ideales de corriente de devanado de un Motor Paso a Paso Bipolar

Idealmente, cada fase genera un torque senoidal de la siguiente forma:

$$T_1 = -i_1 T \sin(N\theta)$$

$$T_2 = i_2 T \cos(N\theta)$$

$$[i_{1,2}] = A \quad [T \sin(N\theta)] = [T \cos(N\theta)] = \frac{N \cdot cm}{A}$$

Siendo  $i_1, i_2$  las corrientes de devanados,  $T \sin(N\theta)$  y  $T \cos(N\theta)$  constantes de torque del motor,  $\theta$  el desplazamiento angular del rotor con respecto a su posición de torque nulo,  $N$  el número de polos del motor (esta constante determina el número de ciclos eléctricos por cada ciclo mecánico o revolución). Por lo que el término  $N\theta$  representa el equivalente eléctrico de la posición mecánica del rotor.

El torque total del motor está determinado por la suma de ambos torques:

$$T_{total} = T_1 + T_2 = T(i_2 \cos(N\theta) - i_1 \sin(N\theta))$$

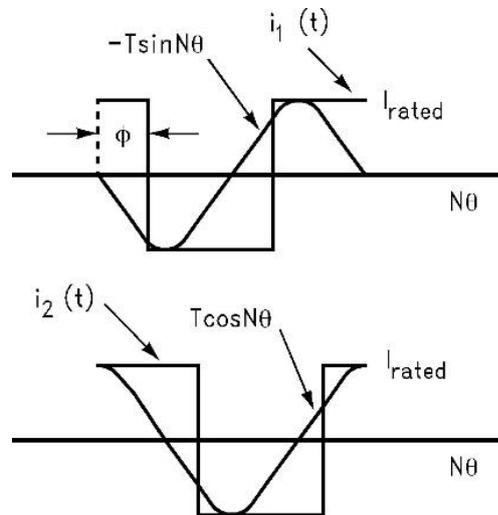


Figura 3.22. Formas de onda ideales de corriente de devanado cuadradas y constantes de torque senoidales para el cálculo del torque medio

Integrando esta ecuación en un período completo y dividiendo el resultado por dicho período se obtiene el torque promedio generado por el motor paso a paso:

$$T_{avg} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{2\pi} -i_1 T \sin(N\theta) dN\theta + \int_0^{2\pi} i_2 T \cos(N\theta) dN\theta \right) = \frac{2}{\pi} I_{rated} T \cos(\phi)$$

$$I_{rated} = \text{corriente nominal del motor}$$

Para aplicaciones de lazo abierto,  $(\phi)$  se ajusta automáticamente para generar el torque medio que el motor requiere para vencer el torque de carga y poder desplazarse. Cuando las corrientes de devanado y respectivas constantes de torque se encuentran en fase, es decir  $\phi = 0$ , el motor produce el máximo torque medio o *pull-out torque*:

$$T_{pull-out} = T_{avg}(máx) = \frac{2}{\pi} I_{rated} T$$

Sin embargo, las ondas de corriente ideales cuadradas son una buena aproximación de las corrientes de devanado solo para bajas velocidades, por esto la ecuación anterior solo es una buena estimación del torque máximo  $T_{pull-out}$  cuando el motor trabaja a bajas velocidades. En realidad, las corrientes de devanado poseen una forma de onda exponencial determinadas por las constantes de tiempo del devanado  $\tau = \frac{L}{R}$ , la tensión aplicada al mismo y en menor grado por la tensión contra electromotriz generada por el motor a medida que el rotor gira.

Para ambos devanados, su corriente ante un cambio de sentido está determinada por:

$$i(t) = \left( I_o - \frac{V_{cc} - V_{emf}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_{cc} - V_{emf}}{R}$$

Siendo:

$I_o$  la corriente inicial de devanado

$V_{cc}$  la tensión de devanado

$V_{emf}$  fuerza contra electromotriz

$R$  y  $L$  la resistencia e inductancia de devanado respectivamente.

Como se observa en la Figura 3.23, para bajas frecuencias de conmutación de corriente de devanado (o *low step rates*), asumiendo que  $V_{cc} = V_{rated} \gg V_{emf}$  (siendo  $V_{rated}$  la tensión nominal), esta alcanza fácilmente el valor de pico  $V_{rated}/R$  antes de que se produzca el cambio de su dirección. Por otro lado, cuando aumenta el *step rate*, debido a que el tiempo entre los cambios de sentido de las corrientes es menor, la misma no logra llegar a su valor de pico antes de la conmutación.

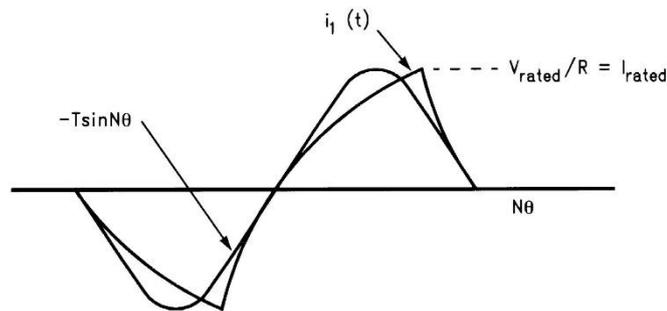


Figura 3.23. Forma de onda real de corriente y constantes de torque para baja frecuencia de conmutación

En la Figura 3.24 se observa claramente que cuando la velocidad del motor paso a paso aumenta, una disminución en las corrientes de devanado resulta en un menor *pull-out torque*

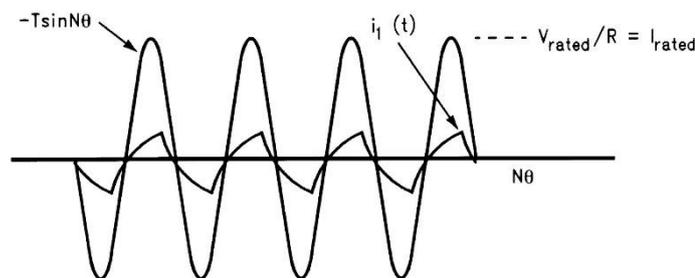


Figura 3.24. Forma de onda real de corriente y constantes de torque para frecuencia de conmutación alta.

La curva característica torque vs velocidad de un motor paso a paso (Figura 3.25) refleja este comportamiento, ya que se puede ver una caída exponencial del torque máximo con el aumento de la velocidad, independientemente del driver que se utilice (*chopper, L/R o voltage drive*).

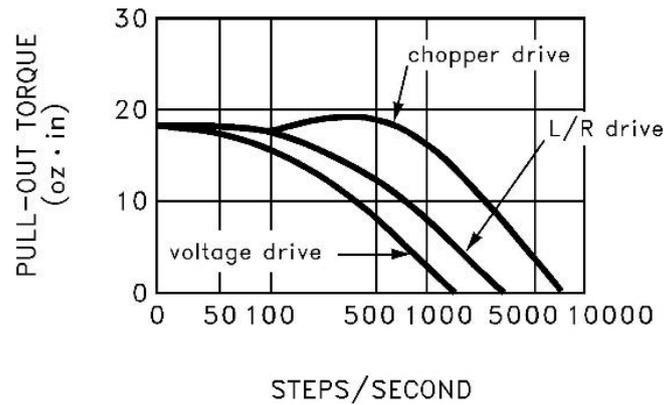


Figura 3.25. Curva torque vs velocidad característica de un motor paso a paso bipolar

Una de las formas de obtener mayor torque a altas velocidades es aumentar los *slew rates* característicos de las evoluciones de las corrientes de devanado. Una posibilidad de aumentar dicho parámetro sería subiendo la tensión de devanado  $V_{cc}$  por encima de la tensión nominal  $V_{rated}$ . De esta manera la corriente de devanado alcanzaría fácilmente el valor  $V_{rated}/R$  tanto para bajos como altos *step rates*. En la Figura 3.26 y Figura 3.27 se grafican en líneas punteadas la evolución de la corriente de devanado para  $V_{cc} = V_{rated}$  y en línea sólida dichas corrientes cuando  $V_{cc} \gg V_{rated}$  para bajos y altos *step rates*.

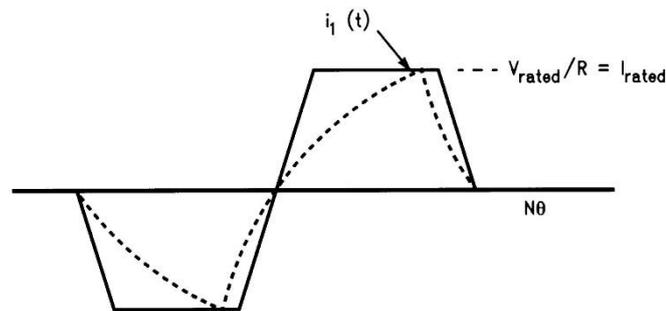


Figura 3.26. Forma de onda de corriente de devanado con  $V_{CC} \gg V_{rated}$  y bajos Step Rates

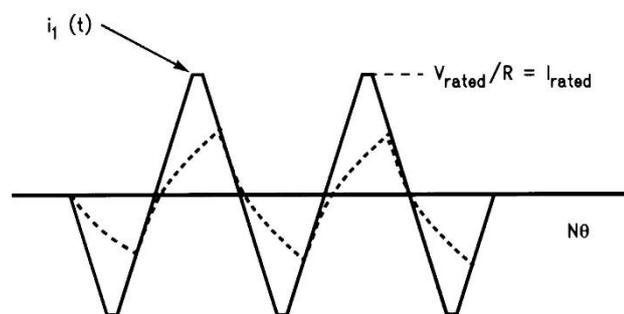


Figura 3.27. Forma de onda de corriente de devanado con  $V_{CC} \gg V_{rated}$  y altos Step Rates

En la Figura 3.26 se puede observar que para bajas tasas de conmutación la corriente llega al valor  $V_{rated}/R$  para tensiones de devanado  $V_{cc} \geq V_{rated}$ . En cambio, a medida que las conmutaciones de sentido de las corrientes aumentan su frecuencia, si  $V_{cc} = V_{rated}$  la corriente no alcanza a converger a su valor máximo, logrando esto solo si  $V_{cc} \gg V_{rated}$  (Figura 3.27).

Otra manera de incrementar el *slew rate* es disminuyendo la constante de tiempo  $\tau = \frac{L}{R}$  (en la ecuación de la página 24). Esta modificación posee el mismo comportamiento que el aumento de la tensión de devanado. Las técnicas de drivers *L/R* o *chopper* utilizan esta estrategia para lograr un *slew rate* mucho mayor que si se aplicara simplemente tensiones a los devanados. Esto se puede observar en la Figura 3.25, en donde la curva característica torque vs velocidad de un motor bipolar posee una mayor ganancia del torque máximo en altas frecuencias cuando se utilizan las técnicas *L/R* o *chopper* en comparación con *voltaje drive*.

Es importante resaltar que, al aplicar  $V_{cc} \gg V_{rated}$  también genera corrientes de devanado excesivas para bajas velocidades. Dichas corrientes deben permanecer iguales o menores que el límite de corriente nominal (usualmente  $V_{rated}/R$  por devanado) para no sobrepasar la disipación nominal del motor paso a paso ( $2 \cdot V_{rated} \cdot I_{rated}$ ).

### 3.2.3 Tipos de Drivers de Motores Paso a Paso

#### 3.2.3.1 Simple Voltage Drives

Los drivers tradicionales utilizan llaves electrónicas de potencia en configuración de puente-H para manejar las corrientes bipolares de los devanados de fase. En cada amplificador, al cerrarse *S1* y *S4* se aplica la tensión nominal en los devanados y la corriente fluye desde la alimentación hasta masa por el camino formado por *S1*, el devanado y *S4*. Luego al abrirse *S1* y *S4* y cerrarse *S2* y *S3* se invierte la dirección de las corrientes en los devanados.

En la siguiente figura se puede observar el esquema asociado a este tipo de drivers en donde solo las resistencias de devanado limitan las corrientes y  $V_{cc}$  no puede sobrepasar la tensión nominal  $V_{rated}$ .

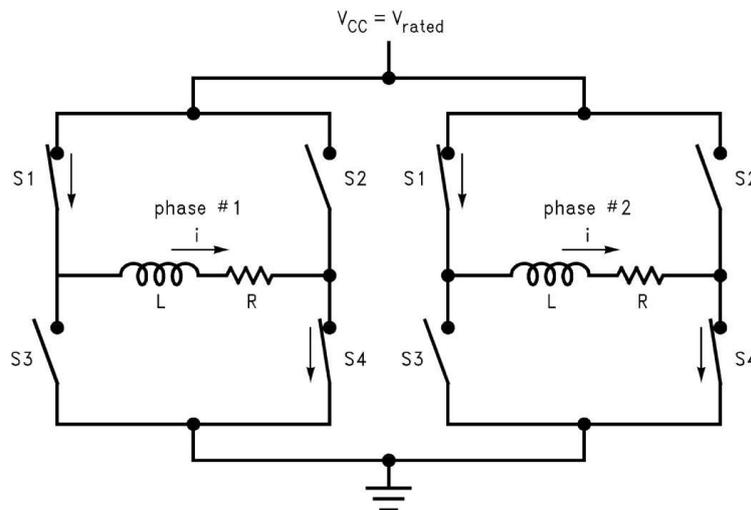


Figura 3.28 Simple Voltage Driver de un motor paso a paso bipolar

#### 3.2.3.2 L/R Drivers

Los drivers *L/R* utilizan dos resistencias de potencia en serie para aumentar la resistencia total de devanado *R* y de esta manera disminuir la constante de tiempo  $\tau = \frac{L}{R}$ . Por ejemplo, una resistencia de  $45\Omega$  en serie con cada una de las resistencias de devanado de  $15\Omega$  logra una constante de tiempo cuatro veces menor que la original. De esta manera no solo se logra una mejor evolución de la corriente, sino que también un mayor torque del motor para altas velocidades.

Cuando el motor se encuentra frenado realizando torque de sostén (*holding torque*) o gira a bajas velocidades, la serie de resistencias de potencia protegen al motor limitando las corrientes de devanado por debajo de su valor nominal.

Si bien existe una tensión máxima de alimentación para que no se exceda la tensión de nominal de los devanados, la verdadera limitación de potencia en este tipo de drivers se encuentra en la potencia disipada en las resistencias conectadas en serie. Por ejemplo, si la tensión de alimentación es de  $60V$ , la corriente nominal de devanado es de  $0,5A$  y la resistencia de devanado de  $15\Omega$ , se necesitan dos resistencias de  $105\Omega$  en serie para limitar las corrientes debajo del límite de  $0,5A$  por fase. La potencia disipada en las resistencias cuando el motor se encuentra en posición de sostén es de  $2 \times 105 \times 0,5^2 = 52,5W$ , mientras que la potencia total disipada en el driver  $2 \times 60 \times 0,5 = 60W$ , por lo que la eficiencia del driver es aproximadamente de  $12,5\%$ . Esta última es la principal desventaja de este tipo de drivers donde la eficiencia siempre se encuentra por debajo del  $25\%$ .

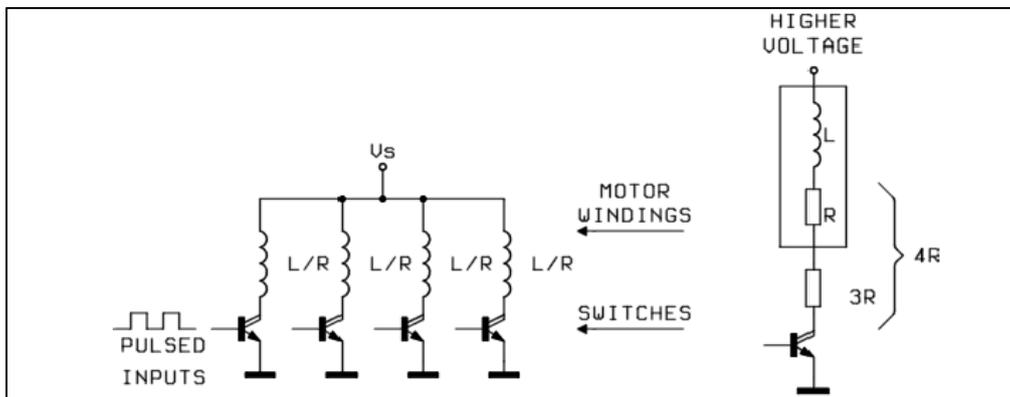


Figura 3.29 L/R Drivers

### 3.2.3.3 Chopper Drivers

Los *Chopper Drivers* incrementan el *slew rate* de las corrientes de devanado al aplicar una tensión  $V_{cc} \gg V_{rated}$ . Las realimentaciones en las conmutaciones de los puentes-H son las encargadas de mantener la corriente de devanado por debajo de su límite nominal. Las Figura 3.30 y Figura 3.31 muestran los diferentes estados de un puente H mediante la aplicación de la técnica *chopper*. La resistencia de sensado  $R_s$  entre el puente y tierra convierte el valor de la corriente de devanado en una tensión proporcional a dicha corriente para ser utilizado como realimentación, luego dicho valor de tensión es comparado con una tensión de referencia.

Cuando la tensión de realimentación  $V_{R_s}$  se mantenga por debajo de la referencia, las llaves  $S1$  y  $S4$  aplican al devanado el total de la tensión de alimentación y las corrientes de devanado aumentan rápidamente. Luego cuando la tensión  $V_{R_s}$  es igual a la tensión de referencia, es cuando el valor de corriente es el deseado y por lo tanto  $S1$  y  $S2$  le quitan la alimentación devanado por un periodo de tiempo fijo u *off-time*. Durante este tiempo, las corrientes de devanado decaen lentamente y luego al finalizar dicho periodo de tiempo  $S1$  y  $S4$  vuelven a energizar al devanado con el total de la tensión de alimentación y las corrientes vuelven a incrementarse.

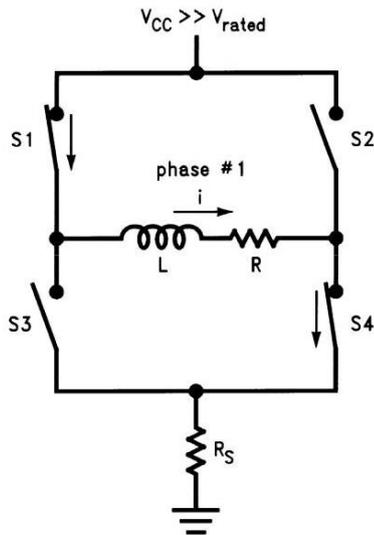


Figura 3.30. Tensión de bobinado igual a VCC (Chopper Driver)

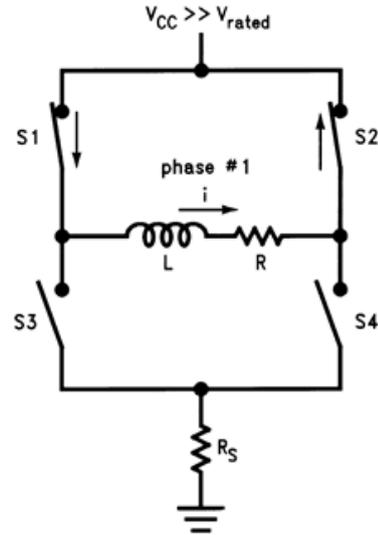


Figura 3.31. Recirculación de corriente (Chopper Driver)

La repetición de esta secuencia resulta en una forma de corriente que posee un *ripple* similar a un diente de sierra con un periodo  $t_{off}$ , como se puede observar en la Figura 3.32. Esta acción de ‘*choppeado*’ de la corriente limita su valor máximo en un nivel determinado por la tensión de referencia y la resistencia de sensado siendo  $I_{limite} = V_{ref}/R_s$ .

El corte o *chopping* de la corriente solo ocurre cuando esta última alcanza el valor límite deseado (usualmente el valor nominal del devanado). Cuando la corriente de devanado cambia de sentido para realizar un paso en el motor, el comportamiento es el explicado anteriormente, siendo las llaves S1 y S3 las que conmutan para limitar el valor de corriente.

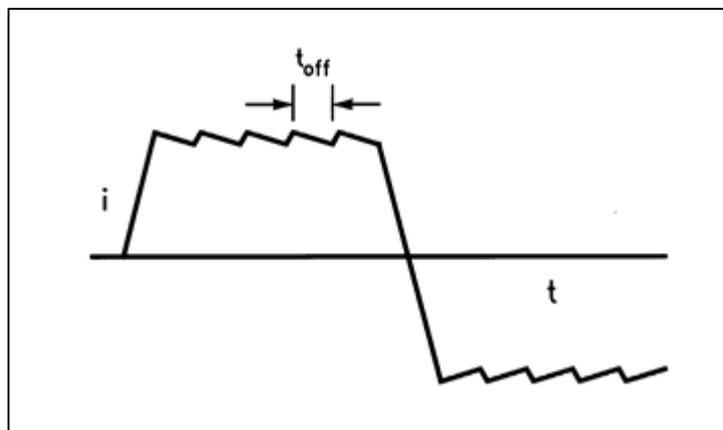


Figura 3.32. Forma de onda de corriente de fase característica *Chopper Drivers*

Debido a que el *punte-H* desenergiza a los devanados por un periodo de tiempo fijo, este tipo de driver es comúnmente llamado *fixed off-time drive*. A comparación de los drivers *L/R*, al no utilizar las resistencias en serie, se incrementa de gran manera su eficiencia teniendo comúnmente una eficiencia mayor al 75%.

### 3.2.4 Microstepping

En muy pocos casos los motores paso a paso tienen una curva torque vs posición del eje puramente senoidal, la mayoría de las veces poseen altos componentes armónicos que distorsionan esta curva y afectan la eficiencia del motor.

Este problema se puede solucionar, en parte, utilizando el método *microstepping* ya que la onda posee menor cantidad de armónicos y se aproxima a una senoidal, pero como veremos a continuación este método tiene la desventaja de reducir el torque en el eje.

Existen tres métodos básicos para el manejo de posición de motores paso a paso:

- *Full Step*
- *Half Step*
- *Microstepping*

El primero de los métodos, el *Full Step* posee la ventaja de brindar el mayor torque, pero a su vez es el método de menor eficiencia debido a que la corriente de fase es una onda cuadrada provocando mayor consumo de las baterías.

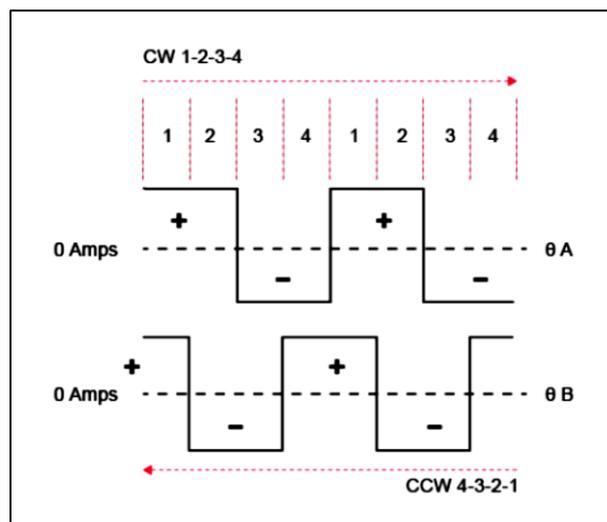


Figura 3.33: Corriente de fase método *Full Step* – Motor Paso a Paso

El método de *Half Step* a comparación del método anterior brinda torque de motor levemente inferior, pero a la vez mejora su eficiencia debido a que la onda de corriente posee conmutaciones de menor amplitud.

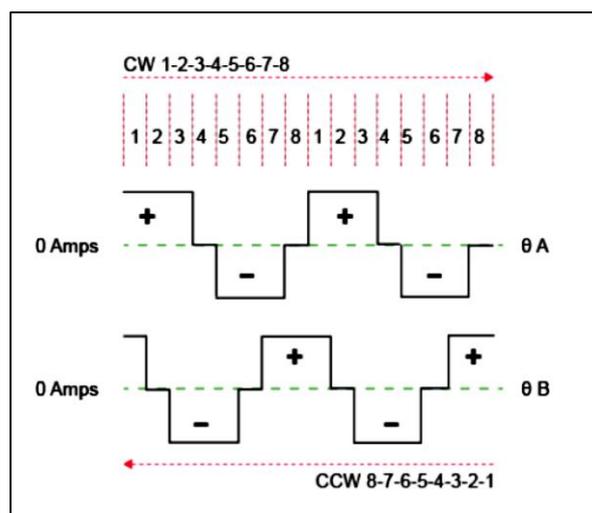


Figura 3.34: Corriente de fase método *Half Step* – Motor Paso a Paso

Por otro lado, si aumentamos la división del paso utilizamos el método *Microstepping* que posee ventajas y desventajas opuestas al *Full Step* siendo este el método que brinda el menor torque de motor, pero a su vez el de mayor

eficiencia, ya que su forma de onda de corriente de fase se va aproximando cada vez a una senoidal a medida que mayor sea la cantidad de micropasos a realizar.

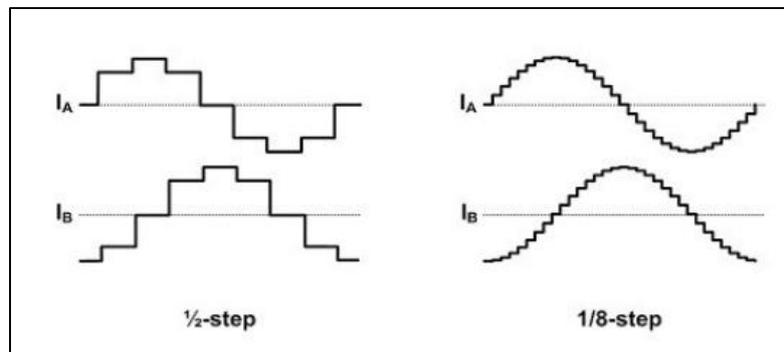


Figura 3.35: Formas de onda de corriente de fase - *Microstepping*

Como se vio anteriormente el compromiso es que a medida que se incrementa el número de *microsteps* por pasos, el torque incremental disminuye drásticamente como se puede observar en la siguiente tabla:

Tabla 1: Torque de sostén vs método Microsteps

<i>Microsteps</i> utilizado	<i>Holding torque</i> incremental
1	100 %
2	70.71 %
4	38.27 %
8	19.51 %
16	9.80 %
32	4.91 %
64	2.45 %
128	1.23 %
256	0.61 %

Fuente: Stepper Motor Technical Note: Micromo

## 4 Especificaciones del proyecto

Previo el comienzo del desarrollo del prototipo, se debió realizar una etapa de análisis o anteproyecto, en donde se llevó a cabo el estudio del problema a resolver, se plantearon diferentes propuestas de solución y se comenzó a seleccionar los elementos necesarios para arribar a dichas soluciones.

El plan de tareas que se determinó en esta etapa previa fue el siguiente:

- Estudio y relevamiento de las señales de comando del controlador y evaluación de su posible utilización dentro del sistema de control de velocidad de los motores.
- Desarrollo e implementación de sistema digital de adquisición de distancia recorrida, velocidad y corriente del motor.
- Diseño de un sistema de control de velocidad, utilizando estrategias de control digital.
- Implementación de un control para el sistema de dirección.
- Adaptación de un sistema de accionamiento remoto para comandar velocidad y dirección.
- Implementación del sistema de comunicación para transmitir la información adquirida por el MCU (distancia recorrida, velocidad y corriente) a una Unidad de Procesamiento.
- Puesta en marcha y validación del sistema. Evaluación en terreno.

Luego a medida que se comenzó el diseño del prototipo fueron surgiendo diferentes necesidades tanto de nuestro proyecto como también para la correcta coordinación con los demás grupos de trabajo pertenecientes al proyecto global. Debido a esto debieron agregarse nuevas tareas dentro del plan diseñado en el anteproyecto como lo puede ser el diseño de circuitos de protección entre las diferentes etapas.

## 5 Desarrollo

En primer lugar, se detalla un esquema completo del gabinete principal (Figura 5.1), en el cual se ilustra la interconexión de todos los subsistemas que conforman el mismo y también señales externas provenientes de otros gabinetes y elementos que componen el prototipo. Luego a lo largo de esta sección se estudiará en detalle cada circuito y su función específica dentro del funcionamiento total.

### ***Cronograma de trabajo:***

Para el desarrollo del prototipo del robot desmalezador cumpliendo con las especificaciones detalladas en la Sección 4 se debió comenzar con el estudio y relevamiento de las señales de comando del driver de los motores *Brushless DC* y el desarrollo un sistema digital de adquisición de señales fundamentales como distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores. Dentro de los estudios realizados, se pueden mencionar el mecanismo para provocar la inversión de giro del motor realizando conmutaciones de señales ya disponibles.

En la etapa *relevamiento de señales* se decidió utilizar una señal del sensor hall del motor para la medición de velocidad, por lo la cual dicha señal fue correctamente filtrada analógicamente. Una vez realizado este sensado de velocidad, se procedió a obtener un modelo del sistema formado por el *motor+driver*, realizando una validación previa para de esta manera poder diseñar un método de control PI digital de velocidad de los motores.

Por otro lado, se analizó el driver del motor paso a paso para poder obtener el conocimiento necesario que permita luego poder diseñar el control de dirección del prototipo. El sistema de control tanto para la velocidad del robot, como para su dirección se implementó sobre un MCU de la familia de *Freescale K64F*, MK64FN1M0VLL12. Es un MCU ARM® Cortex™-M4 32-bit con instrucciones DSP y Unidad de Punto Flotante (FPU) con una frecuencia máxima de trabajo de 120MHz. La información adquirida por el MCU (distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores) es enviada mediante comunicación serie a una Unidad de Procesamiento que no forma parte de este proyecto.

Durante el desarrollo del prototipo se agregaron herramientas de indicación y seguridad como lo son pilotos luminosos, parada de emergencia y circuito de protección ante sobrevoltajes.

Una vez culminadas las tareas anteriormente detalladas, se ensambló el proyecto con el prototipo mecánico para llevar a cabo la puesta en marcha y validación del sistema mediante una evaluación en terreno.

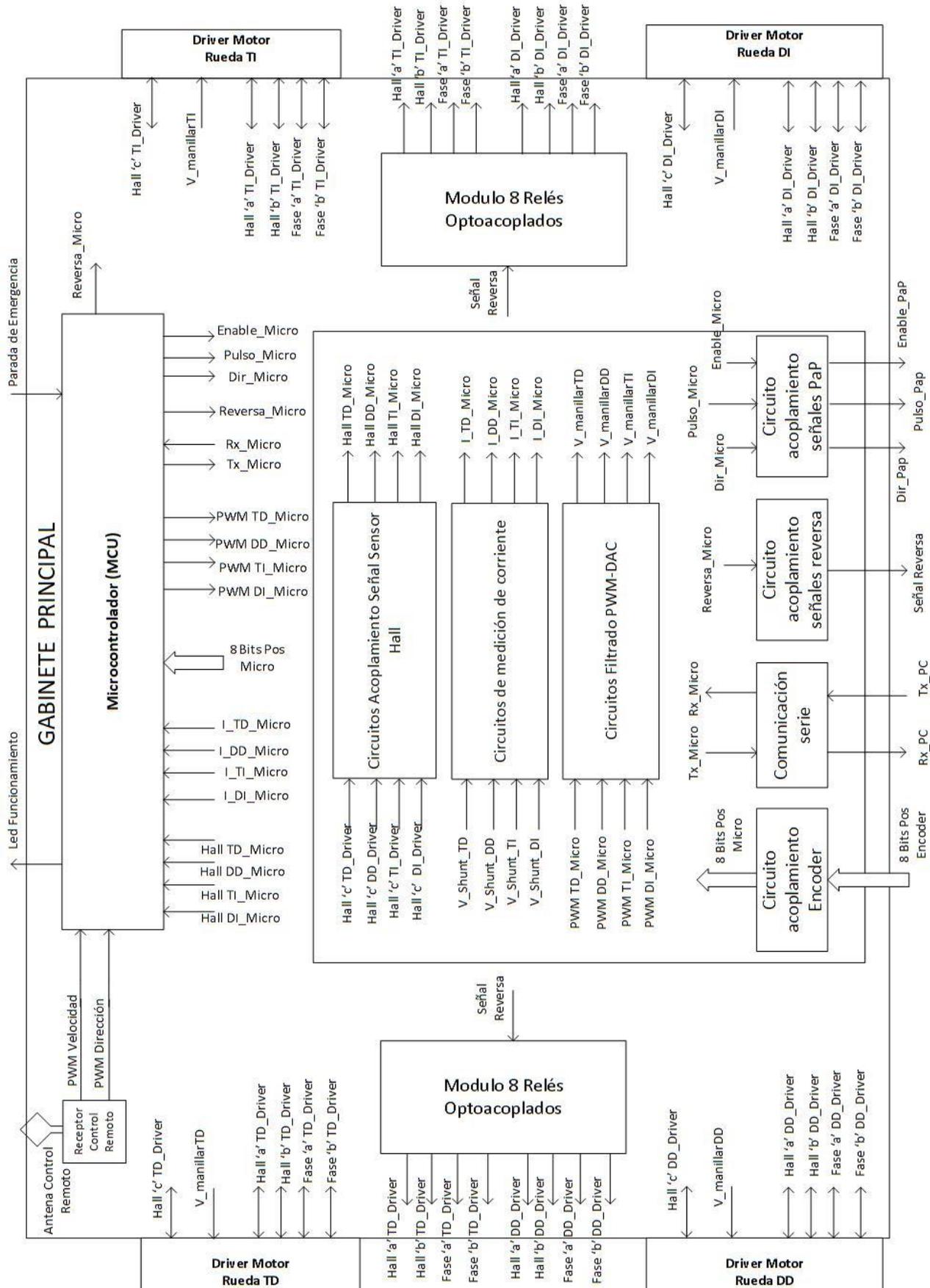


Figura 5.1 Conexión completo Gabinete Principal

## 5.1 Estudio de las señales del Driver Brushless DC Motor

Para el manejo de los motores BLDC del sistema de tracción se dispuso de 4 controladores utilizados comúnmente dentro de kits de “e-Bike”<sup>2</sup>, los cuales están compuestos por: motor brushless de DC 36V 350W, controlador electrónico (driver), manillar, frenos, sensor de pedaleo, tablero de encendido e iluminación y batería de 36V. Los detalles del conexionado de estos Kits se encuentran en el Anexo 9.4.

En primera instancia se procedió a visualizar tanto las señales de comando de los distintos componentes del driver (como lo son las señales provenientes del manillar, frenos y sensor de pedaleo), así como también las señales características del motor (tensión y corriente por fase, y señales de los sensores de efecto hall internos).

Una vez realizado el estudio de las formas de onda de estas señales, se debió asociar las mismas con el funcionamiento de un motor BLDC, explicado en la sección 3.1 y se observó que la señal de tensión continua relacionada al manillar y las tensiones de los sensores Hall de cada uno de los drivers eran de utilidad para realizar un control de velocidad externo al mismo. La tensión continua proveniente del manillar se utilizó como variable de manipulación o variable de control, ya que al aumentar dicha tensión se aumentaba la velocidad de giro del motor de manera proporcional. Por otro lado, se constató que las tensiones de conmutación pertenecientes a los sensores Hall actuaban de la misma manera que un *encoder incremental*, es decir, enviando una cantidad de pulsos constante por cada giro completo del motor. A partir de esto, resultó posible calcular el valor instantáneo de velocidad de giro del motor, midiendo el intervalo de tiempo entre cada uno de estos pulsos.

### 5.1.1 Tensiones y corrientes de fase

Para comenzar con el desarrollo del prototipo, se procedió a realizar diferentes ensayos característicos para asociar los resultados experimentales obtenidos con los conceptos de funcionamiento de los motores *BLDC* y la estrategia de control de velocidad llevada a cabo por los drivers de potencia, desarrollados en la sección 3.1.

#### 5.1.1.1 Tensiones de fase

El driver modula la tensión de fase del motor con una señal PWM, regulando el voltaje promedio de entrada y cambiando de esta forma su velocidad de giro. En base a lo anterior, cuando se quiera obtener la máxima velocidad, el ciclo útil del PWM será de 100%, generando una entrada de voltaje promedio igual al bus de alimentación del sistema. Del mismo modo, cuando se requiera una velocidad de aproximadamente la mitad de la máxima alcanzada por el motor, el ciclo útil del PWM será de 50%, generando un voltaje promedio igual a la mitad del bus de alimentación del sistema.

---

<sup>2</sup> Es un tipo de vehículo eléctrico consistente en una bicicleta a la que se le ha acoplado un motor eléctrico para ayudar en el avance de la misma.

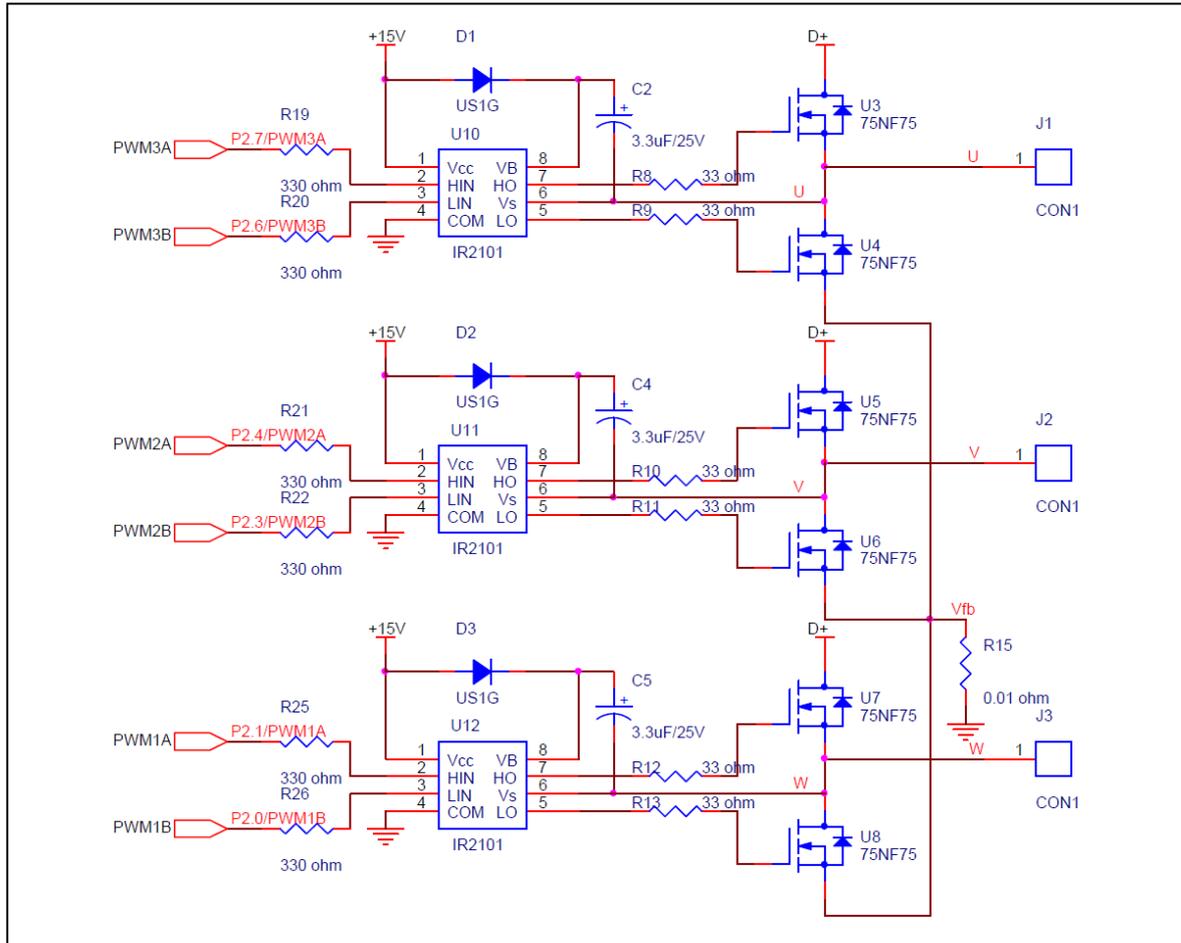


Figura 5.2 Puente-H Trifásico utilizado en el Driver Brushless DC

A continuación, se puede observar, con distintas escalas de tiempo, la forma de tensión de fase del motor *Brushless DC* utilizado para una misma velocidad de giro, en donde es posible visualizar la forma de onda PWM en concordancia con el funcionamiento de este tipo de motores.

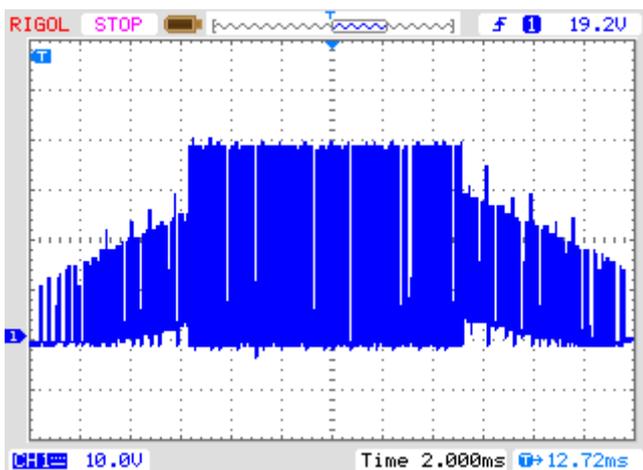


Figura 5.3. Tensión de fase del motor. Escala de tiempo 2 ms

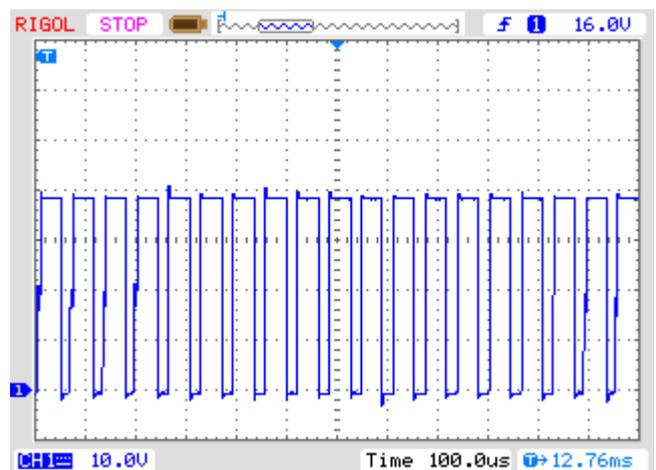


Figura 5.4: Tensión de fase del motor. Escala de tiempo 100  $\mu$ s

Se puede observar en la forma de onda de la tensión de fase de la Figura 5.3, la aparición del voltaje contra inducido o Back EMF de forma trapezoidal. El mismo es el resultado de energizar dos de los tres devanados de la configuración del motor, en el cual los campos magnéticos producidos por estos, afectarán al tercer devanado

desconectado e inducirán en éste una forma de voltaje de acuerdo al movimiento del rotor (imán permanente). En la fase desconectada, aparece un voltaje contra inducido que varía respecto a la interacción de campos magnéticos entre las fases conectadas y el imán permanente del rotor.

En la siguiente gráfica (Figura 5.5), se puede observar con mayor detalle este comportamiento:

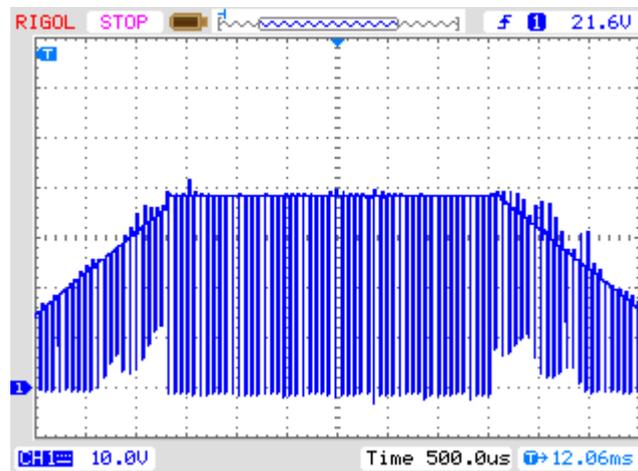


Figura 5.5: CH1: Tensión de fase A del motor. Escala de tiempo 500  $\mu$ s

Como se explicó anteriormente existen dos tipos de bobinas de estator: *trapezoidal* y *senoidal*, las cuales refieren a la forma de la fuerza contra electromotriz (BEMF) que está determinada por diferentes interconexiones entre las bobinas y la distancia de entrehierro. Por lo observado se puede comprobar que el motor utilizado posee bobinado de estator de tipo trapezoidal.

Por último, según lo estudiado, las tres señales correspondientes a las tensiones de fases se encuentran desfasadas 120° con respecto a las demás. En la Figura 5.6, se comprueba este desfase al ilustrar dos tensiones de fase del motor para una velocidad de giro determinada.

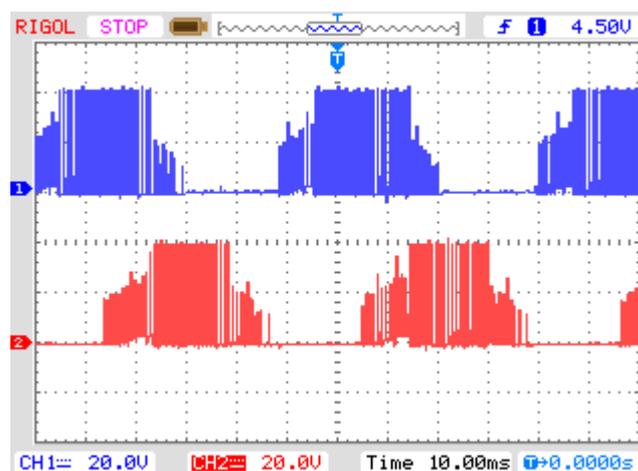


Figura 5.6: CH1: Tensión de fase A CH2: Tensión de fase B

### 5.1.1.2 Corrientes de fase y bus DC

En esta sección se detallan diferentes ensayos que se llevaron a cabo para poder realizar el estudio de las formas de onda de las corrientes de fase del motor y de alimentación provenientes del banco de baterías DC.

En primer lugar, se procedió a ilustrar en la Figura 5.7 las formas de onda de tensión *PWM* y corriente correspondientes a una misma fase del motor *BLDC*. En la misma se puede distinguir claramente los distintos períodos de conmutación del puente inversor, siendo la corriente positiva cuando la fase correspondiente se encuentra en alto, nula cuando se encuentra en punto flotante y negativa cuando se encuentra en estado bajo.

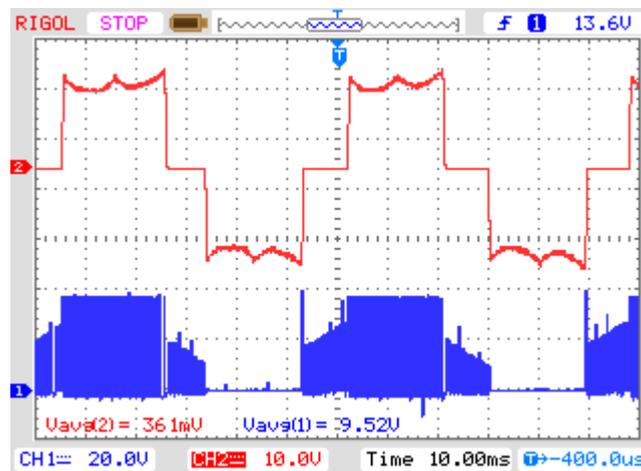


Figura 5.7: CH1: Corriente de fase A (Escala  $1 \frac{V}{A}$ ) CH2: Tensión de fase A

El segundo ensayo consistió en observar la corriente de alimentación proveniente del banco de baterías en sincronía con la tensión *PWM* de fase del motor. En este caso la corriente de alimentación será siempre positiva debido a que la misma está determinada por la suma de las tres corrientes de fase y la corriente de consumo propio del driver. Esta corriente será luego la utilizada en la sección 5.8, para realizar la medición de corriente consumida por los motores.

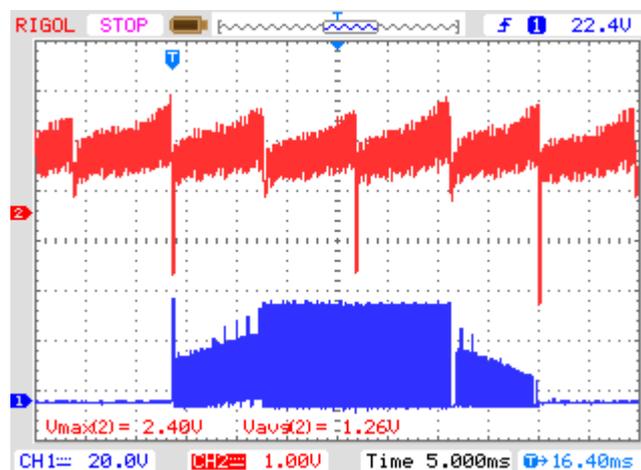


Figura 5.8: CH1: Corriente de alimentación (Escala  $1 \frac{V}{A}$ ) CH2: Tensión de fase A

En esta misma figura, también se pueden comprobar los picos de corriente de alimentación negativos que se provocan al momento de la interrupción de la circulación de corriente en uno de los bobinados, comportamiento estudiado en la sección 3.1.3.4 (Figura 3.16).

Por último, se ilustran ambas corrientes en una misma grafica (Figura 5.9), en donde se observa que durante el período en el que la fase bajo estudio se encuentra alimentada, la corriente de fase  $I_{fase}$  responde al valor medio de la corriente de alimentación  $I_{DC}$ , debido a su carácter altamente inductivo.

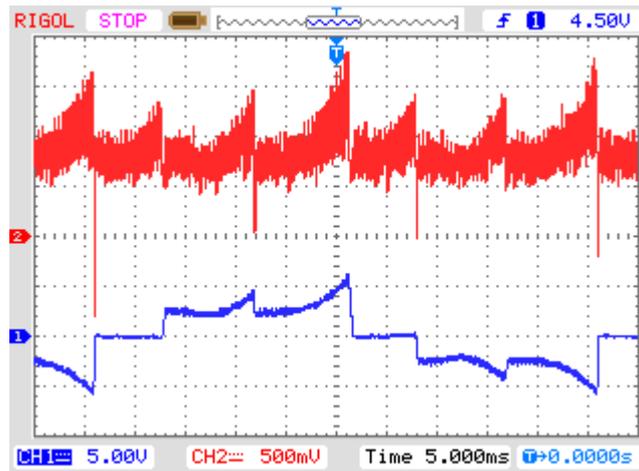
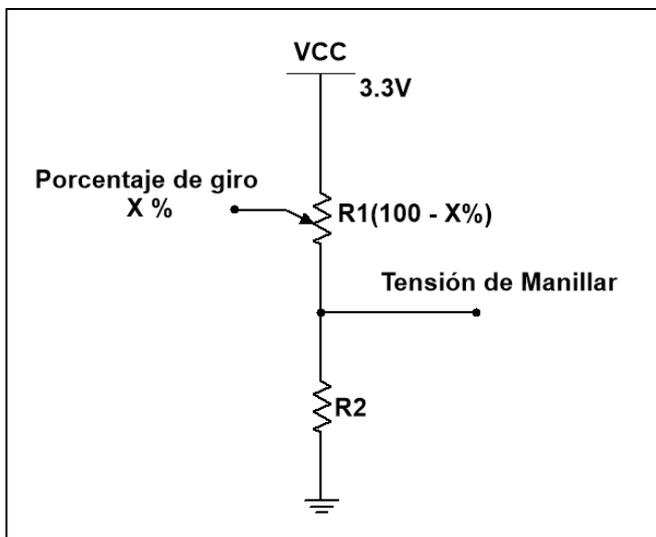


Figura 5.9: CH1: Corriente de alimentación CH2: Corriente de fase A (Escala 100mV/A)

### 5.1.2 Tensión del Manillar

La señal correspondiente al manillar es una tensión continua que varía su valor al girarse el mismo. Esta señal parte de un valor mínimo, con el motor detenido, de aproximadamente  $0,8\text{ V}$  y alcanza un valor máximo, el cual se corresponde con la máxima velocidad de giro del motor, de  $3,3\text{ V}$ .

El comportamiento de la tensión manillar con respecto a su porcentaje de giro se puede asociar con el de un divisor resistivo formado por una resistencia variable  $P1$  y otra fija  $R2$  en serie.



$$P_1 = R_1(100 - X\%) \quad X: \text{Porcentaje de giro}$$

$$V_{manillar} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{P_1 + R_2}$$

Luego, como:

$$\begin{cases} X = 0\% \rightarrow P_1 = R_1 \rightarrow V_{manillar} = 0,8\text{ V} \\ X = 100\% \rightarrow P_1 = 0 \rightarrow V_{manillar} = V_{CC} = 3,3\text{ V} \end{cases}$$

Despejando se obtiene que:

$$R_1 = 3,125 R_2$$

En esta etapa fue necesario conocer exactamente el valor mínimo de tensión continua de manillar que se necesita para dar arranque al motor, ya que este voltaje corresponderá a la variable manipulada en el lazo de control de velocidad del mismo. Para determinar este valor mínimo, se reemplazó el manillar por una fuente de  $CC$  y se fue variando el valor de la tensión hasta observar que el motor comenzó a girar, resultando la *tensión mínima de arranque*:

$$V_{manillar_{min}} = 1.365\text{ V}.$$

**Tabla Tensión de entrada  $V_{in}$  vs. R. P. M. Del Motor**

Para confeccionar esta tabla se fue variando la tensión del manillar, mientras se visualizaba en el osciloscopio la señal de uno de los sensores de efecto hall del motor. Estas señales varían su período de acuerdo a la velocidad de giro por lo que se midió dicho período con el osciloscopio, y se transformó ese valor a *revoluciones por minuto RPM*<sup>3</sup>.

Tabla 2: Tensión de Manillar Vs Velocidad del Motor

$V_{manillar}$ [V]	Velocidad Motor [RPM]
(0 - 1.365)	0
1.385	8
1.45	19.36
1.55	37.5
1.60	41.75
1.70	64.6
1.80	73.6
1.92	101.9
2.09	128.4
2.59	207.2
3.00	262.2
3.53	302.4

Al observar la curva característica  $V_{manillar}$  vs RPM (Figura 5.10), se puede comprobar que la misma presenta un comportamiento prácticamente *lineal* dentro del rango de funcionamiento normal del motor. Este comportamiento resulta fundamental para que dicha tensión pueda ser utilizada como variable manipulada, es decir, que el valor de la misma sea calculado por el controlador digital en función del error de velocidad del sistema.

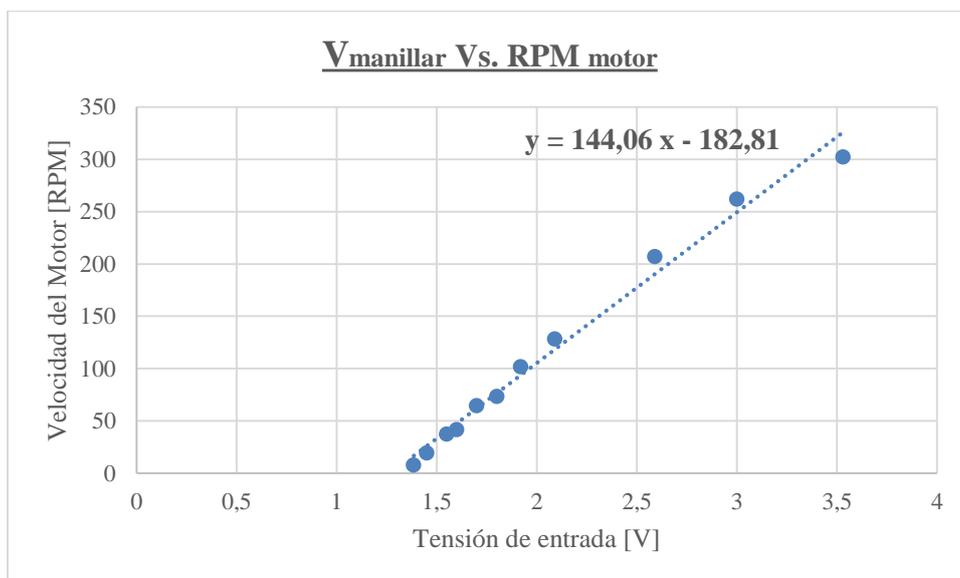


Figura 5.10: Curva característica  $V_{manillar}$  vs RPM

<sup>3</sup> Esta procedimiento se detallará al momento del estudio de las señales de los sensores Hall del motor, en la sección 5.1.3.1

### 5.1.3 Sensores de Efecto Hall

Como se vio anteriormente un motor *BLDC* trifásico requiere tres sensores Hall para detectar la posición del rotor. Basado en la posición física de los sensores Hall, se realiza la conmutación electrónica dentro de los drivers. Estos tres sensores Hall "a", "b" y "c" son montados en el estator distanciados  $120^\circ$  físicos entre sí por lo que las señales de dichos sensores también se encuentran desfasadas  $120^\circ$  eléctricos como se puede observar en la siguiente Figura 5.11:

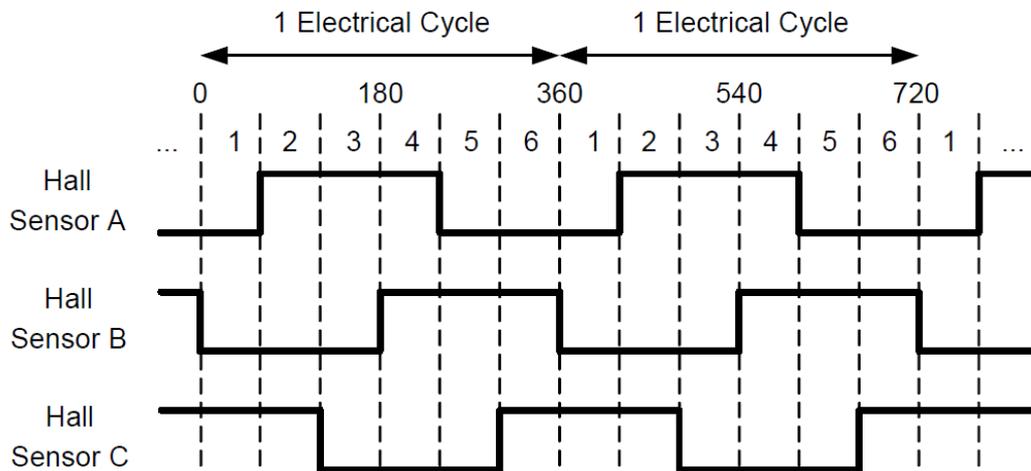


Figura 5.11 Señales sensores Halls

En nuestro caso se observan 24 pulsos por vuelta del motor y como el número de ciclo de señales necesario para una rotación mecánica completa es igual al par de polos de rotor, podemos comprobar que el motor *BLDC* trifásico utilizado posee 24 pares de polos en su rotor.

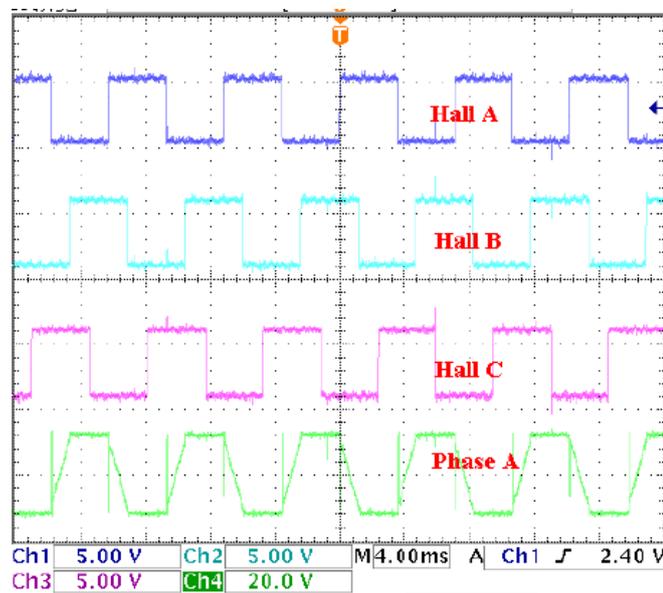


Figura 5.12: CH1,2,3 Señales sensores Hall de posición CH2: Tensión de fase A<sup>4</sup>

#### 5.1.3.1 Cálculo de la Velocidad

<sup>4</sup> Imagen obtenida de **Samsung Electronics**. S3F84A5 Electric Bike Controller System. Enero de 2010.

A partir de cualquiera de las 3 señales de los sensores Hall se puede obtener el valor de la velocidad de giro instantánea del motor. Debido a que los 24 polos se encuentran distribuidos uniformemente en el rotor, el motor gira un ángulo constante ( $\theta_{girado}$ ) por cada periodo de estas señales.

$$\theta_{girado} = \frac{2\pi}{24} = \frac{\pi}{12} rad = 15^\circ$$

Nuestro objetivo consiste en poder determinar período de la señal proveniente de un sensor Hall ( $T_{Hall}$ ), para luego calcular la velocidad de giro instantánea del motor de la siguiente manera:

$$\omega_{motor} = \frac{\theta_{girado}}{T_{Hall}} = \frac{\frac{\pi}{12}}{T_{Hall}} rad\ seg$$

Dado que  $\omega = 2\pi f$ , se puede expresar la ecuación anterior como:

$$f_{motor} = \frac{1}{24 T_{Hall}} \frac{1}{seg}$$

Finalmente, la cantidad de vueltas que da el motor durante un minuto (*RPM*) será:

$$RPM_{motor} = 60 f_{motor} = \frac{60}{24 T_{Hall}}$$

Como se expresó anteriormente, para la adquisición de la velocidad instantánea de giro del motor, es necesario obtener el valor del período  $T_{Hall}$ . Para ello, se utilizarán entradas del microcontrolador configuradas como interrupciones en modo captura de tiempo (Ver sección 5.16.5.3 Diagrama). Para asegurar que no se produzcan falsas interrupciones debido al ruido eléctrico montado en la señal del Hall, fue necesario realizar una etapa de adaptación y filtrado, de manera que la medición de velocidad sea lo más precisa posible. El desarrollo de esta etapa se encuentra detallado más adelante en la sección 0.

#### 5.1.4 Cálculo de Distancia Recorrida

Al igual que para el cálculo de la velocidad de giro del motor, la distancia recorrida puede obtenerse a partir de las señales de los sensores Hall. Recordando lo visto anteriormente, sabemos que el rotor cuenta con 24 polos distribuidos uniformemente en el espacio, es decir, que siempre existirán 24 períodos  $T_{Hall}$  de la señal por cada vuelta. Esto implica entonces que la suma de pulsos recibidos de esta señal en el tiempo constituye una variable directamente proporcional a la distancia recorrida por la rueda.

Por otro lado, si se conoce el radio  $\Gamma$  de la rueda acoplada al motor, puede calcularse el perímetro de la misma, que equivale a la distancia que se recorre por cada vuelta:

$$Perímetro_{rueda} = 2\pi\Gamma$$

Luego, dividiendo por 24 (pulsos por vuelta) la cantidad de pulsos acumulados para cierto instante de tiempo, se puede obtener el número de vueltas realizadas y a partir de estas es posible calcular la distancia recorrida por la rueda como se expresa a continuación:

$$Dist_{Recorrida} = \frac{Cant_{Pulsos}}{24} 2\pi\Gamma$$

En nuestro caso, el radio de la rueda acoplada al motor BLDC del prototipo es de:

$$\Gamma = 27,2 cm = 0,27 m$$

Esto implica que, por cada vuelta, recorrerá una distancia igual al perímetro de la rueda:

$$Perímetro_{rueda} = 2\pi r = 0,54\pi m = 1,6964 m$$

Por lo que, a modo de ejemplo, si se tienen un total de 1000 pulsos en cierto instante de tiempo, la distancia recorrida hasta ese instante resulta:

$$Dist_{Recorrida} = \frac{Cant_{pulsos}}{24} 2\pi r = \frac{1000}{24} \times 1,6964 m = 70,68 m$$

Otro cálculo que se puede realizar, a partir del perímetro de la rueda, es el pasaje del valor de velocidad expresado en *rpm* a un valor expresado en  $Km/h$  (ya que esta unidad de velocidad es la más utilizada para expresar la velocidad de los vehículos en general). Para ello, realizando en primer lugar el producto entre la velocidad en *rpm* y el perímetro de la rueda, se obtiene la velocidad en metros por minuto. Luego, la velocidad en metros por segundo está dada por:

$$Vel_{m/s} = \frac{Perímetro_{rueda} Vel_{rpm}}{60}$$

Y finalmente, la velocidad en kilómetros por hora resulta:

$$Vel_{Km/h} = 3,6 Vel_{m/s} = \frac{3,6 Perímetro_{rueda} Vel_{rpm}}{60} = 0,06 Perímetro_{rueda} Vel_{rpm}$$

A continuación, en la Tabla 3, se presentan diversos valores de velocidad expresada en  $Km/h$  para el prototipo del robot implementado:

Tabla 3: Valores de velocidad expresados en *rpm* y  $Km/h$

<b>Velocidad<sub>rpm</sub></b>	<b>Velocidad<sub>Km/h</sub></b>
50	5,07
100	10,14
150	15,21
200	20,28
250	25,35
300	30,42

Observando la tabla anterior, se puede notar claramente que para nuestro caso, la relación existente entre *rpm* y  $Km/h$  es de aproximadamente 10.

## 5.2 Circuito adaptador de la Señal de Velocidad

En la sección anterior vimos que se utiliza la señal del sensor Hall para determinar la velocidad de giro instantánea del motor y dado que dicha velocidad es la variable a controlar, es imprescindible lograr un buen sentido de la misma. Para cumplir este objetivo, el circuito a implementar debe satisfacer ciertos requerimientos:

- Ser capaz de suprimir el ruido eléctrico montado a la señal de entrada, por lo que debe comportarse como un filtro *pasa bajos*, cuya frecuencia de corte sea lo suficientemente baja como para eliminar este ruido de alta frecuencia y a su vez, lo suficientemente alta como para no atenuar la señal original.
- La señal de salida va a disparar interrupciones, esta debe conmutar su valor entre las tensiones máximas y mínimas que existen dentro del rango permitido por las entradas del microcontrolador. Además, esta señal debe ser lo más *cuadrada* posible, por lo que el circuito tiene que contar con una etapa comparadora encargada de lograr este comportamiento.
- Asegurar que las entradas del microcontrolador estén aisladas de las señales provenientes del motor, para evitar que estas provoquen cualquier tipo de daño a la unidad de procesamiento.

El circuito diseñado para realizar la adaptación de la señal de velocidad puede observarse a continuación:

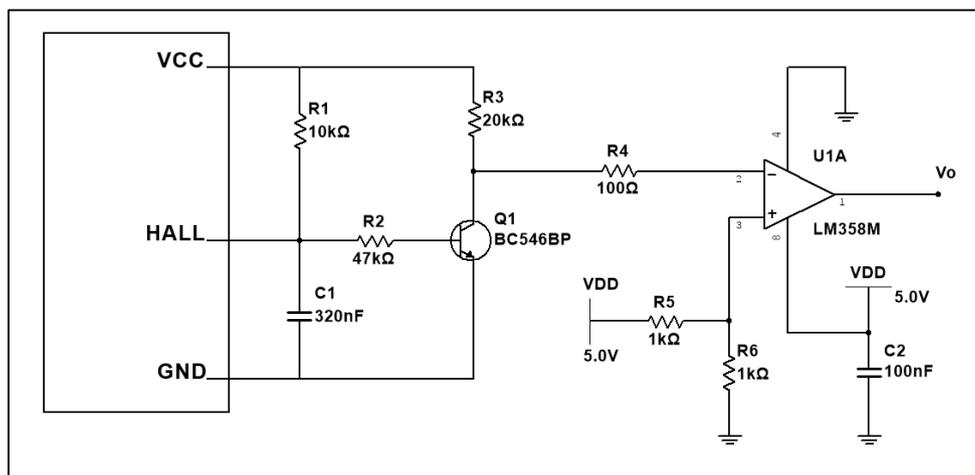


Figura 5.13: Circuito adaptador de la Señal de Velocidad

El mismo está compuesto por una etapa previa de filtrado formada por  $R_1$  y  $C_1$ , seguido por una etapa inversora formada por  $R_2$ ,  $R_3$  y el transistor  $Q_1$ , y por último un comparador conformado por  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $C_2$  y un amplificador operacional  $U_1$ . Vale aclarar que este último debe ser capaz de lograr una excursión de salida lo más amplia posible, idealmente entre su tensión de alimentación y masa<sup>5</sup>.

El nivel de referencia del comparador se adoptó igual a la mitad del rango de excursión de la señal, para de esta manera minimizar los efectos del ruido sobre las conmutaciones del mismo, es decir:

$$V_{ref} = V_{DD} \frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{V_{DD}}{2}$$

Analizando el circuito se puede deducir que cuando la señal del sensor hall  $H_2$  se encuentra en estado bajo, es decir  $H_2 = 0$ , el transistor  $Q_1$  se encuentra cortado por lo cual su tensión de colector  $V_{C_{Q1}}$  será:

<sup>5</sup> Existen amplificadores operacionales del tipo "Rail to Rail" que logran que su salida excursions en todo el rango de la tensión de alimentación. El amplificador utilizado en el circuito adaptador, el *LM358M*, a pesar de no ser de este tipo se caracteriza no solo por contar con una amplia excursión de salida, sino que también por alcanzar una saturación negativa muy próxima a los 0 V, lo que satisface en gran medida los requisitos de esta aplicación.

$$V_{C_{Q_1}} = e^- = V_{DD} > V_{ref} = \frac{V_{DD}}{2}$$

y por lo tanto la salida del comparador satura negativamente, es decir  $V_o = 0V$

En caso contrario, cuando la señal del sensor Hall  $H_2$  se encuentra en estado alto, es decir  $H_2 = V_{CC}$ , el transistor  $Q_1$  se encuentra saturado por lo cual  $V_{C_{Q_1}}$  será:

$$V_{C_{Q_1}} = V_{sat} \cong 0,2 V = e^- < V_{ref} = \frac{V_{DD}}{2}$$

y en este caso, la salida del comparador satura positivamente  $V_o = V_{DD}$

Se verifica entonces que la señal de salida será una onda cuadrada que alterna su valor entre:

$$V_o = \begin{cases} V_{DD} & \text{para } H_2 = V_{CC} \\ 0 V & \text{para } H_2 = 0V \end{cases}$$

El comportamiento como filtro pasa bajos se logra mediante el capacitor  $C_1$ , el cual actúa como circuito abierto en las frecuencias de trabajo del sensor hall y en cambio, se comporta como un cortocircuito ante el ruido de alta frecuencia montado en la señal. De esta manera, se evita que el comparador se dispare por ruido y conmute inadecuadamente, lo que provocaría un sensado erróneo de velocidad en el microcontrolador.

Para lograr la aislación requerida, además de la etapa inversora formada por el transistor  $Q_1$ , se alimentó el amplificador operacional  $U_1$  del comparador con una tensión  $V_{DD}$ , distinta de la tensión de saturación positiva del sensor Hall de entrada ( $V_{CC}$ ), aislando de esta manera la señal de entrada al microcontrolador de las provenientes del motor.

En la siguiente Figura 5.14, se puede observar las formas de onda de las tensiones de entrada y salida del circuito, comprobando que el mismo cumple con los requerimientos de diseño preestablecidos.

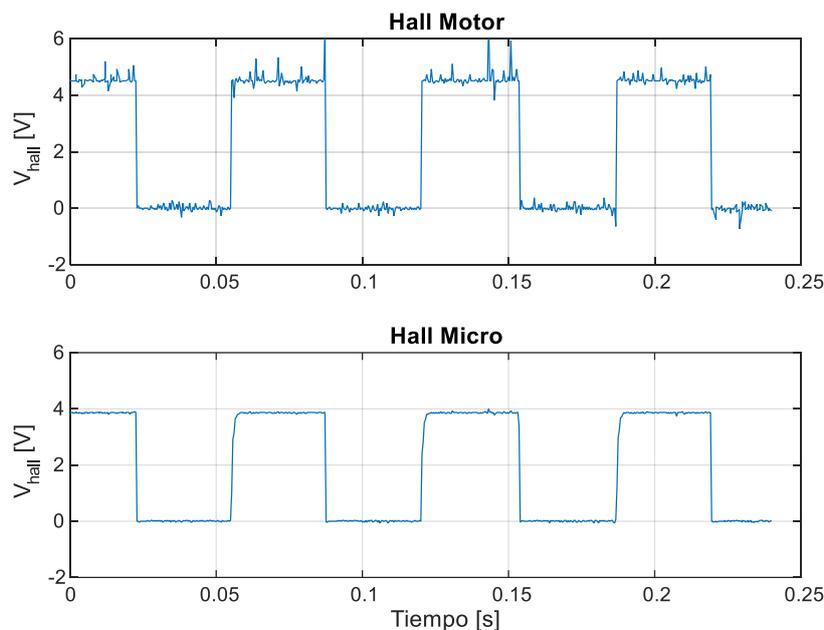


Figura 5.14: Comparación entre la señal de velocidad a la entrada (*Hall Motor*) y a la salida (*Hall Micro*) del circuito adaptador

### 5.3 Modelado del sistema (Motor + Driver) a Lazo Abierto

En esta etapa se llevaron a cabo diferentes ensayos para identificar la dinámica del sistema “Motor + Driver”. Luego con el modelo obtenido, se procederá a diseñar el control digital adecuado de manera de lograr una regulación de velocidad en lazo cerrado.

Como se detalló en la sección 5.1.2, al variar la *tensión continua de manillar* del driver (Entrada del sistema) se logra una variación lineal de la *velocidad de giro del motor* (Salida del sistema), siendo esta última obtenida mediante un adecuado procesamiento de filtrado analógico de la señal de un sensor Hall (sección 0).

En la siguiente Figura 5.15 se observa el esquema del sistema a lazo abierto:

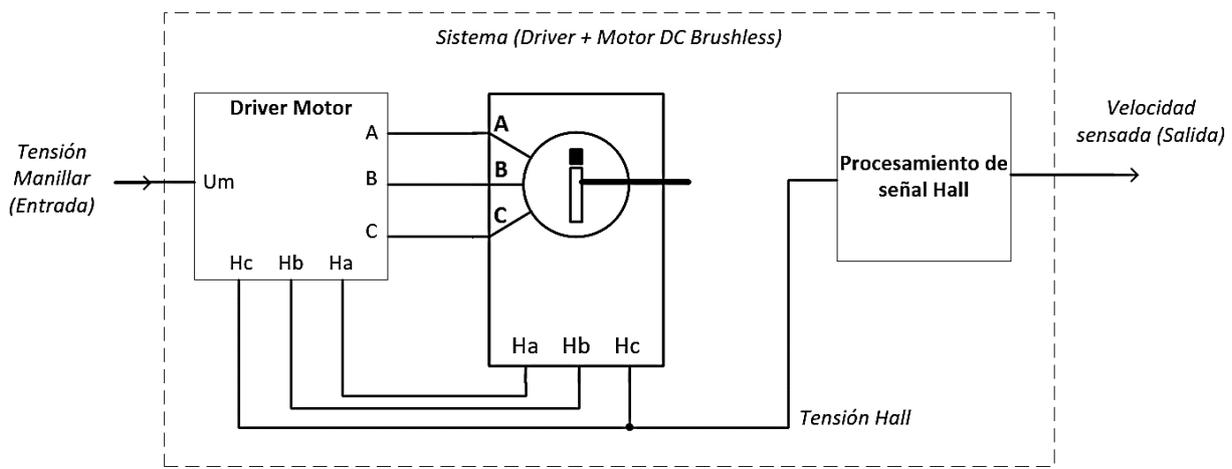


Figura 5.15: Diagrama del sistema a Lazo Abierto

#### 5.3.1 Etapa de adquisición de datos

Para la conversión analógica/digital de datos se utilizó una placa de adquisición de la línea *Measurement Computing (MC) USB-1208FS*, que digitaliza señales analógicas con una resolución de 12-bits para su posterior análisis computacional.

En los distintos ensayos realizados, se adquirieron los datos de la tensión de manillar  $V_{manillar}$  y la tensión del sensor Hall  $V_{Hall}$  mediante dicha placa de conversión A/D, siendo el período de muestreo utilizado de  $T_s = 1ms$ .

Luego mediante el software *MATLAB* se procesaron adecuadamente los datos adquiridos para calcular el valor de la velocidad de giro del motor instante a instante y, de esta manera, obtener su evolución en el tiempo. Por último, con las señales de entrada y salida del sistema, se procederá a realizar el modelado del mismo.

#### 5.3.2 Ensayos a Lazo Abierto

Para modelar el sistema “Motor + Driver” se procedió a analizar la evolución de la velocidad del motor ante un escalón unitario de tensión de manillar. Es decir, se utilizó el método de *modelado del sistema mediante la respuesta al escalón unitario en su entrada* como se puede observar en la siguiente Figura 5.16.

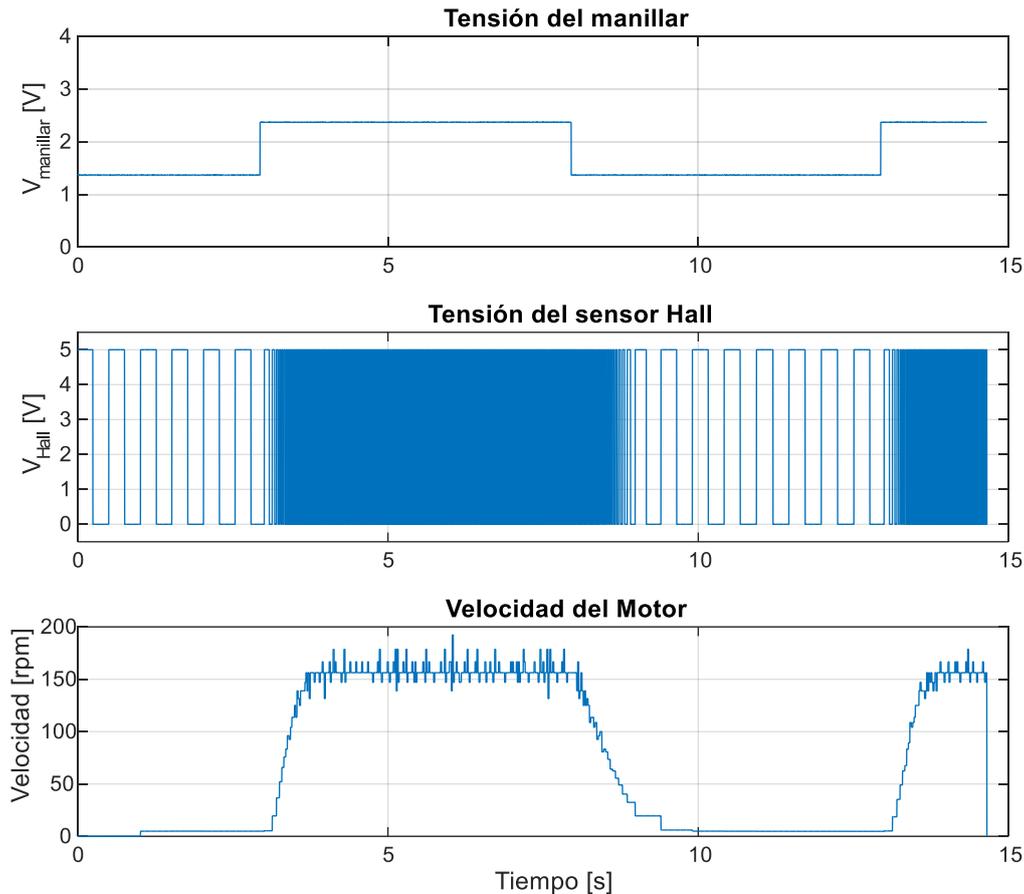


Figura 5.16: Evolución del sistema ante un escalón unitario

En la evolución de la señal de velocidad de giro del motor se puede observar que la misma presenta ruido para altas velocidades. Esto se debe a que, para altas velocidades de giro del motor, el tiempo de muestreo utilizado ( $T_s$ ) se asemeja cada vez más al período de las señales del sensor Hall ( $T_{Hall}$ ). A medida que estos dos últimos valores se hacen comparables, el error que se comete en el cálculo del período  $T_{Hall}$  será mayor y por ende, también será mayor el error en el cálculo del valor de velocidad ya que:

$$RPM_{motor} = \frac{60}{24 T_{Hall}} \rightarrow \Delta RPM_{motor} = \frac{60 \Delta T_{Hall}}{24 T_{Hall}} RPM_{motor}$$

A modo de ejemplo, para una velocidad de giro del motor de 150 rpm, corresponde un período:

$$T_{Hall} = \frac{60}{24 RPM_{motor}} = 16,667 \text{ ms}$$

Luego, el error obtenido para una variación en el período  $\Delta T_{Hall} = 1 \text{ ms}$ , será:

$$\Delta RPM_{motor} = \frac{60 \Delta T_{Hall}}{24 T_{Hall}} RPM_{motor} = \frac{60}{24} \times \frac{1 \text{ ms}}{16,66 \text{ ms}} \times 150 \text{ rpm} = 22,5 \text{ rpm}$$

Este comportamiento no es un inconveniente a la hora de realizar el modelado debido a que en dicha evolución se puede observar claramente tanto los valores a la que la misma converge, como los tiempos de subida y bajada de su régimen transitorio. Cabe señalar que este problema será correctamente solucionado cuando se realice la implementación

del control digital en el microcontrolador (Sección 5.16.5.3 Diagrama “Captura de Entrada”, “GetHall” y “GetVelocidad” )

### 5.3.3 Identificación del sistema

Luego de observar la evolución de la salida (velocidad del motor) ante un escalón de tensión unitario en la entrada (tensión de manillar), se pudo comprobar que la misma se asimila a la repuesta de un *sistema de primer orden con retardo* cuya función transferencia característica es:

$$G(s) = e^{-T_d s} \frac{G_o}{1 + T_o s}$$

Siendo los parámetros característicos de la respuesta al escalón unitario de estos tipos de sistemas los siguientes:

- $G_o$ : ganancia estática
- $T_o$ : constante de tiempo
- $T_d$ : retardo puro o tiempo muerto

A continuación, se detalla la método experimental utilizado para obtener estos parámetros mediante la respuesta al escalón unitario de nuestro sistema:

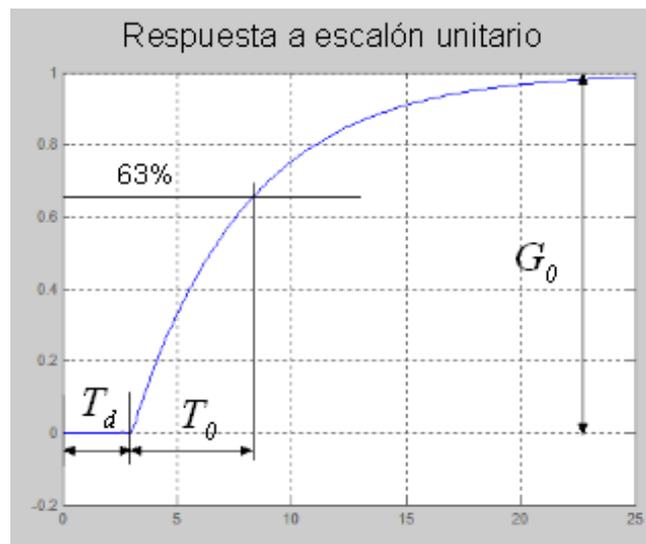


Figura 5.17: Respuesta al escalón unitario característica

Se obtuvo que, para el ensayo realizado de la Figura 5.16, el modelo de primer orden del sistema cuya respuesta se ajustaba mejor poseía los siguientes parámetros:

- $G_o$ : 151.3
- $T_o$ : 0.3 seg
- $T_d$ : 0.2 seg

Por lo que su función transferencia  $G(s)$  es:

$$G(s) = e^{-0.2s} \frac{151.3}{0.3s + 1}$$

A continuación, se grafican superpuestas la curva real de velocidad del ensayo realizado y la respuesta teórica del modelo obtenido, ante el mismo escalón de entrada:

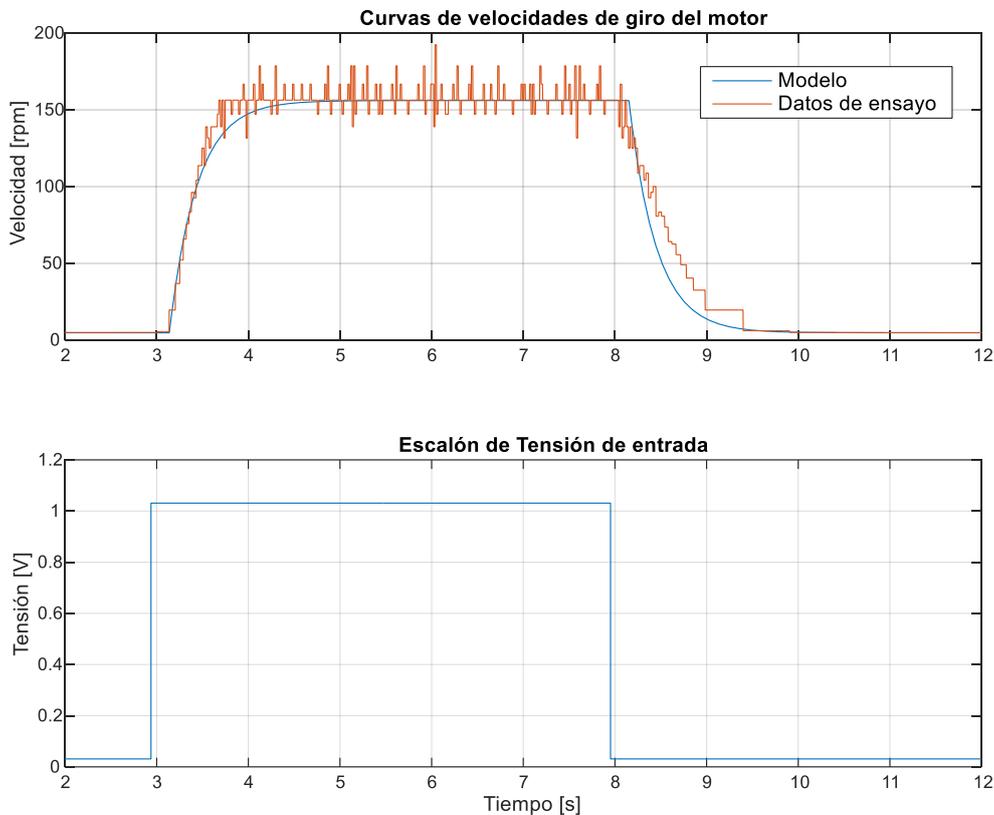


Figura 5.18: Comparación entre la respuesta al escalón experimental y la respuesta teórica del modelo obtenido

Se puede comprobar claramente que el modelo teórico obtenido se ajusta al comportamiento del sistema real dentro del entorno en que fueron realizados los ensayos, ya que al observar las gráficas de la Figura 5.18 se corrobora la similitud existente entre ambas respuestas. Es importante señalar que, como se detalla en la Tabla 2, existe un rango de tensión de entrada de 0 a 1,365 V para el cual el motor se encuentra detenido. Es por esto, que el escalón unitario de tensión de entrada se realizó a partir del valor de *tensión mínima de arranque* del motor ( $V_{manillar_{min}} = 1,365 V$ ), es decir, que el mismo excursiona desde 1,365 a 2,365 V.

### 5.3.4 Cálculo constantes PI del controlador mediante método Ziegler – Nicholls

Una vez identificado nuestro sistema, se procedió a realizar la determinación de cada uno de los parámetros del controlador. En nuestro caso se utilizó un control del tipo PI ya que, como se verá a continuación, este tipo de controladores se caracteriza por poseer error nulo de la variable controlada (velocidad del motor).

La ecuación que describe un controlador PID en tiempo continuo es:

$$PID(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_d s = K_p + \frac{K_p}{T_I s} + K_p \cdot T_d s$$

Donde:  $\left\{ \begin{array}{l} K_p \text{ es la constante proporcional} \\ K_i, T_i \text{ son la constante y tiempo integrativos} \\ K_d, T_d \text{ son la constante y tiempo derivativos} \end{array} \right.$

En nuestro caso al ser un control PI, es decir  $T_d = 0$

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{T_i s} = \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s}$$

Resultando el esquema realimentado del sistema  $G(s)$  el observado en la Figura 5.19, donde  $R(s)$  corresponde a la referencia o *setpoint* de velocidad,  $Y(s)$  a la salida del sistema y  $E(s)$  al error definido como la diferencia entre ambas señales.

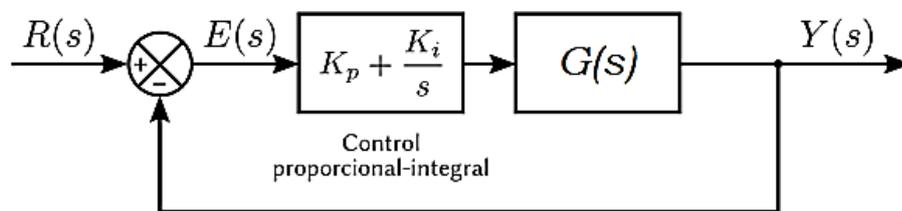


Figura 5.19: Esquema de realimentación del sistema

Luego, la función transferencia de lazo cerrado del sistema se puede expresar como:

$$H_{LC}(s) = \frac{PI(s) G(s)}{1 + PI(s) G(s)} = \frac{\frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s)}{1 + \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s)}$$

Siendo la entrada una referencia constante de velocidad  $K_{SP}$ , la respuesta al escalón del sistema será:

$$Y(s) = \frac{K_{SP}}{s} H_{LC}(s) = \frac{K_{SP}}{s} \frac{\frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s)}{1 + \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s)}$$

Por lo que el error de velocidad  $E(s)$  queda determinado por:

$$E(s) = R(s) - Y(s) = \frac{K_{SP}}{s} - E(s) \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s)$$

$$E(s) \left( 1 + \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s) \right) = \frac{K_{SP}}{s}$$

$$E(s) = \frac{\frac{K_{SP}}{s}}{\left( 1 + \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} G(s) \right)}$$

Entonces, en estado estacionario dicho error será:

$$Error_{Reg. Perm} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \frac{K_{SP}}{\left(1 + \frac{K_p (T_I s + 1)}{T_I s} G(s)\right)} = 0$$

Se verifica por lo tanto que al utilizar un controlador *PI*, para un sistema a lazo abierto estable, el error en régimen permanente de la variable controlada a lazo cerrado será nulo.

A continuación, se procedió a realizar el diseño del controlador en el dominio continuo, para el cual se utilizó el método de Ziegler – Nicholls. Este método se basa en estudiar la respuesta del sistema en lazo abierto para luego, mediante un análisis matemático de la forma de onda de dicha respuesta, llegar al valor de las variables del controlador  $K_p$  y  $T_I$  deseadas.

En el método de Ziegler – Nicholls, la respuesta en lazo abierto está caracterizada por dos parámetros, el tiempo de retardo ( $L$ ) y la constante de tiempo ( $T$ ). Estos dos parámetros son hallados trazando la tangente de la respuesta del sistema en el punto de inflexión, y observando los puntos de cruce entre dicha tangente y los respectivos ejes vertical y horizontal, como puede observarse a continuación:

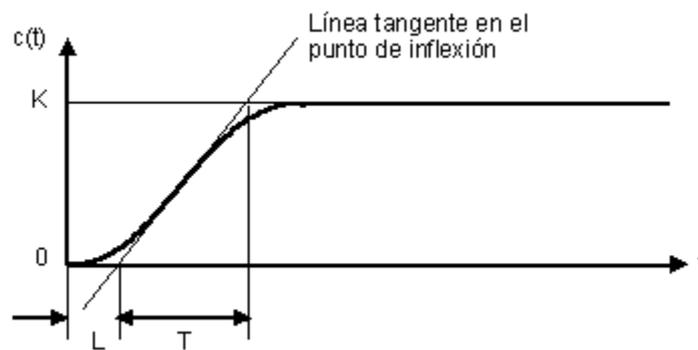


Figura 5.20: Caracterización de la respuesta en LA según el Método Ziegler – Nicholls

A continuación se procede a aplicar este análisis en la respuesta al escalón del modelo del sistema obtenido en la sección 5.3.3:

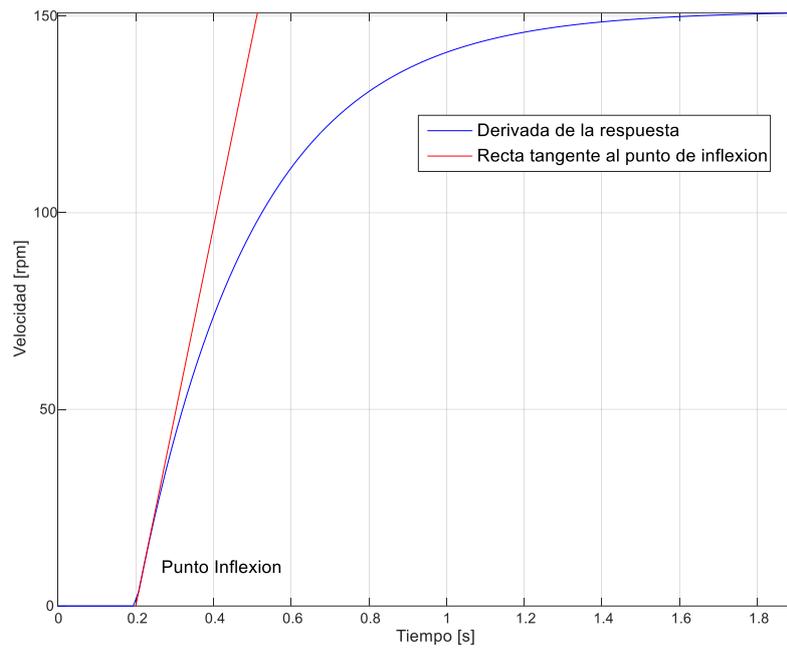


Figura 5.21: Método Ziegler – Nichols aplicado al modelo teórico del sistema

De la figura anterior se puede obtener de manera experimental los parámetros  $L$ ,  $T$  y  $K$  siendo:

$$L = 0.2$$

$$T = 0.3112$$

$$K = 151.3$$

Por último, basado en este método, los parámetros del controlador se pueden calcular según la siguiente Tabla 4:

Tabla 4: Selección de parámetros del controlador según el Método Ziegler – Nichols

Tipo PID	$K_P$	$T_I = \frac{K_P}{K_I}$	$T_D = \frac{K_D}{K_P}$
P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
PI	$0.9 \times \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \times \frac{T}{L}$	$2 \times L$	$0.5 \times L$

En nuestro caso:

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} = 1.5$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = 0.67$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = 2.24$$

Siendo la función transferencia del controlador  $PI$  a utilizar:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} = 1.5 + \frac{2.24}{s}$$

#### 5.4 Control $PI$ Digital

Teniendo en cuenta que en nuestro sistema el encargado de realizar el control a lazo cerrado es un procesador digital, es necesario obtener un equivalente discreto de la función transferencia del controlador. Esto implica migrar la función  $PI(s)$  desde el dominio frecuencial hacia el dominio discreto  $PI(z)$ , mediante un método de digitalización.

Una de las maneras de diseñar un sistema de control computarizado es realizando el diseño del mismo en tiempo continuo y luego obtener la aproximación discretizada de dicho controlador.

La ecuación que describe actualmente al controlador  $PI(s)$  diseñado en tiempo continuo es:

$$PI(s) = C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s}$$

Al realizar la discretización del sistema, la variable discreta  $z$  y continua  $s$  están relacionadas de la siguiente manera:

$$z = e^{sT} \quad \text{donde } T \text{ es el periodo de muestreo}$$

Utilizando la aproximación diferencial correspondiente al método de *Forward difference* o método de *Euler*, la ecuación anterior se puede aproximar como:

$$z = e^{sT} \approx 1 + sT$$

Vale aclarar que la estabilidad del sistema a lazo cerrado también se verá afectada por la discretización, en este caso al utilizar el método de *Forward difference* puede suceder que un polo estable del sistema en tiempo continuo se convierta en un polo inestable del sistema luego de la discretización. Recordando que:

$$\text{Estabilidad sistema continuo} \leftrightarrow \operatorname{Re}(s_i) < 0; \quad s_i : \text{ polos del sist. continuo}$$

$$\text{Estabilidad sistema discretizado} \leftrightarrow |z_i| < 1; \quad z_i : \text{ polos del sist. discreto}$$

En la Figura 5.22 se detalla la relación entre las zonas de estabilidad del sistema en ambos dominios. Puede deducirse que al llevar a cabo la discretización existirán polos estables en el sistema continuo que se volverán inestables en el dominio discreto, debido a que se encontrarán fuera de la circunferencia unitaria  $|z_i| = 1$ .

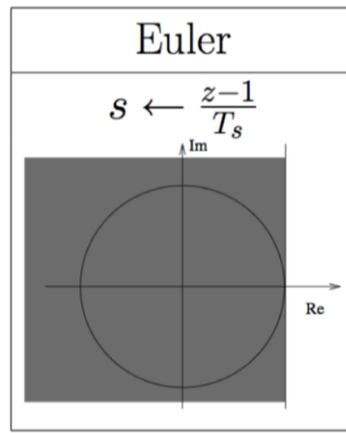


Figura 5.22: Estabilidad Método Euler

A causa de lo concluido en el párrafo anterior, al momento de la implementación del control discreto, se deberá prestar especial atención para evitar que el sistema a lazo cerrado se inestabilice a causa del método de discretización utilizado. Es decir, será necesario comprobar que los polos estables del sistema en tiempo continuo lo sigan siendo en el dominio discreto.

#### 5.4.1 Control PI Discreto

Para calcular la función transferencia discreta del controlador  $C_d(z)$ , siguiendo el método de *Euler*, se debe realizar la siguiente sustitución de la variable "s" en  $C(s)$ :

$$s = \frac{(z - 1)}{T_s} ; \quad T_s : \text{tiempo de muestreo}$$

Partiendo de la función del controlador en tiempo continuo

$$C(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s}$$

Al realizar la sustitución se obtiene que  $C_d(z)$  está determinada por:

$$PI(z) = C_d(z) = K_p + \frac{K_p}{T_i} \frac{T_s}{(z - 1)}$$

Siendo

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p : \text{ganancia proporcional} \\ T_s : \text{periodo de muestreo} \\ T_i : \text{tiempo integrativo} \end{array} \right.$$

Luego definiendo:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 = K_p \\ K_2 = K_p \left( \frac{T_s}{T_i} - 1 \right) \end{array} \right.$$

La señal de control en el dominio discreto será:

$$U(z) = PI(z) E(z) = \left( K_p + \frac{K_p T_s}{T_I (z-1)} \right) E(z)$$

Utilizando las constantes  $K_1$  y  $K_2$ , resulta:

$$U(z) = K_1 E(z) + \frac{K_1 + K_2}{(Z-1)} E(z)$$

$$U(z) = \frac{(K_1 Z + K_2 + K_1 - K_1)}{Z-1} E(z) = \frac{K_1(Z-1)}{(Z-1)} E(z) + \frac{K_1 + K_2}{(Z-1)} E(z)$$

$$(Z-1) U(z) = (K_1 Z + K_2) E(z)$$

$$Z U(z) = U(z) + K_1 Z E(z) + K_2 E(z)$$

Por último, realizando la *Anti-transformada Z* a la ecuación anterior obtenemos la *ecuación en diferencias* de la variable de control que será utilizada en el correspondiente bloque *PI* del microcontrolador.

$$u(k+1) = u(k) + K_1 e(k+1) + K_2 e(k)$$

#### 5.4.2 Tiempo de muestreo

Uno de los puntos clave al momento de realizar la discretización de la función transferencia del controlador *PI* es la determinación del número de muestras por unidad de tiempo que se toman de la señal continua a controlar para transformar la misma en una señal discreta, es decir, seleccionar el periodo de muestreo del sistema discretizado.

Como en nuestra aplicación se requiere que el prototipo se desplace a una velocidad relativamente baja, cercana a los  $5 \text{ km/h}$  equivalente a una velocidad de giro de los motores de alrededor de  $50 \text{ rpm}$  (ver Tabla 3), por lo cual la tasa de actualización de la velocidad sensada (que es igual al periodo de la señal del sensor Hall<sup>6</sup>) será:

$$T_{Hall} = \frac{60}{24 \text{ RPM}_{motor}} \cong 50 \text{ ms}$$

Luego, se debió adoptar un periodo de muestreo  $T_s$  determinado teniendo en cuenta que, por un lado sea adecuado para que un mismo valor de velocidad sensada no entre varias veces al lazo de control y por otro, que el sistema a lazo cerrado siga conservando la estabilidad al ser discretizado. El valor finalmente utilizado fue:

$$T_s = 100 \text{ ms}$$

Por lo que el valor de las constantes del  $K_1$  y  $K_2$  del controlador discreto quedan determinadas por:

$$\begin{cases} K_1 = K_p = 1,5 \\ K_2 = K_p \left( \frac{T_s}{T_I} - 1 \right) = 1.5 \left( \frac{100 \text{ ms}}{0.67} - 1 \right) = -1,276 \end{cases}$$

<sup>6</sup> Detallado en *Sección 5.1.3.1 Cálculo de la Velocidad*

### 5.5 Circuito filtrado PWM-DAC

Como vimos en la sección anterior, la salida del control *PI* discreto corresponde a la tensión que debe ser aplicada al driver del motor para controlar su velocidad. Para ello, es necesario entonces realizar una *conversión digital-analógica* de dicha tensión, es decir, transformar este valor digital en una tensión real que pueda ser aplicada a la entrada del driver. Con el objetivo de lograr esta conversión se decidió implementar una *modulación PWM*, la cual permite modificar la tensión media de una señal cuadrada variando su ciclo de trabajo o *duty cycle*, y luego extraer este valor de continua mediante un adecuado filtrado de la señal.

La modulación *PWM* se llevó a cabo a partir de *módulos PWM* que posee el microcontrolador, los cuales se encargan de transformar el valor de tensión de salida del controlador en una señal analógica, y para poder aplicar el filtrado necesario a dicha señal se utilizó el circuito ilustrado a continuación (Figura 5.23 y Figura 5.24):

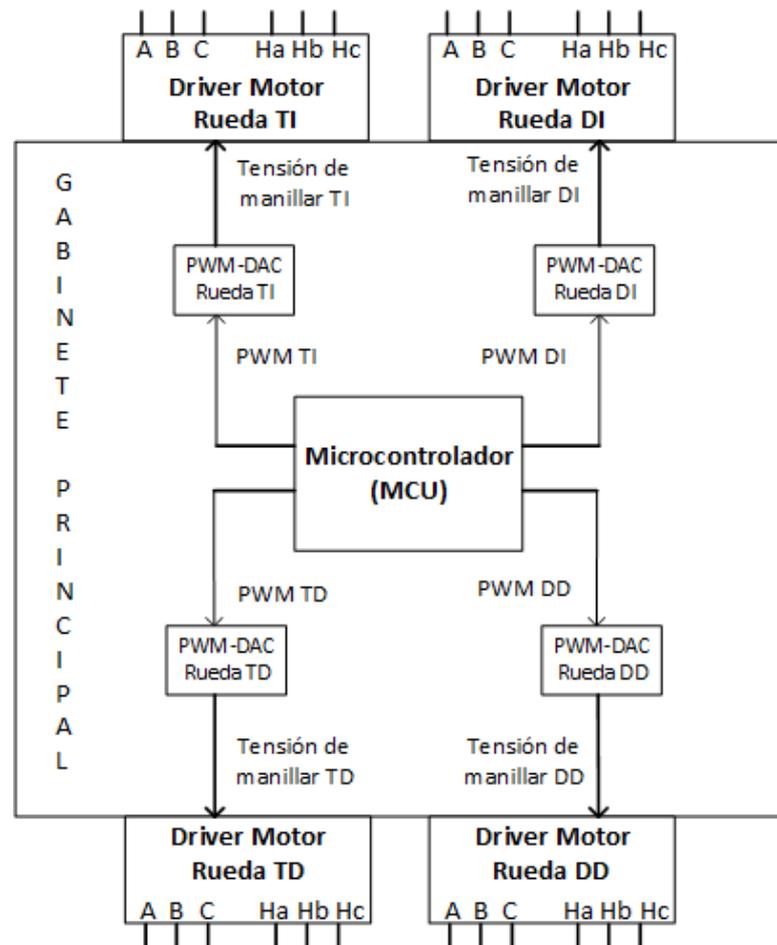


Figura 5.23 Esquemático PWM-DAC dentro del gabinete principal

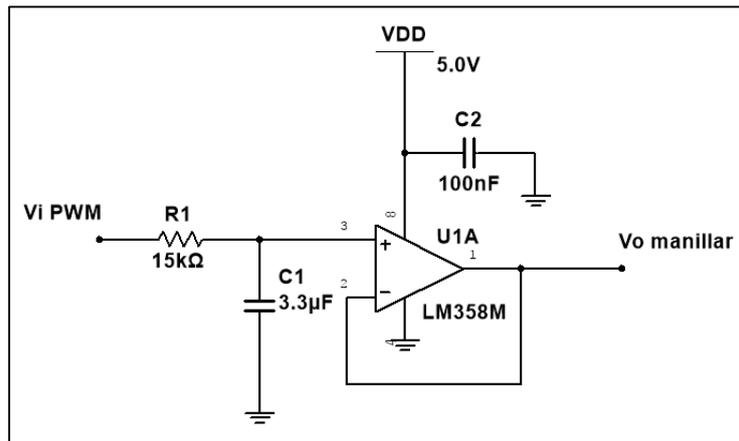


Figura 5.24: Circuitos PWM-DAC implementados

El mismo corresponde a un filtro *pasa bajos* de primer orden, conformado por la resistencia  $R_1$  y el capacitor  $C_1$ , más un circuito seguidor o *buffer* compuesto por el amplificador operacional  $U_1$  y el capacitor  $C_2$ . El objetivo de esta etapa seguidora es reducir considerablemente la impedancia de salida del circuito y de esta manera evitar que, al alimentar el driver con la tensión de salida, este último “cargue” la etapa previa.

Analizando el circuito se puede ver que la tensión en el capacitor  $C_1$  está determinada por:

$$e^+ = V_i \frac{X_{C1}}{X_{C1} + R_1}$$

$$e^+(s) = V_i \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1} + R_1} = \frac{V_i}{1 + sR_1C_1}$$

Luego, como el amplificador operacional se encuentra con realimentación negativa, se cumple que  $e^+ = e^-$  y como su configuración es de un circuito seguidor o *buffer*, se tiene:

$$V_o(s) = e^+(s) = \frac{V_i}{1 + sR_1C_1}$$

$$V_o(s) = \frac{V_i}{1 + sR_1C_1}$$

Al observar la ecuación anterior se verifica que el circuito se comporta como un filtro *pasa bajos* de primer orden, cuyos parámetros característicos son:

$$\text{Ganancia en continua: } V_o(s = 0) = V_i$$

$$\text{Frecuencia de corte: } \omega_0 = \frac{1}{R_1C_1} = \frac{1}{15k\Omega \cdot 3,3\mu F} \cong 20,20 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

y como  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , resulta:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \cong 3,21 \text{ Hz}$$

A continuación, se obtuvo la respuesta en frecuencia del circuito mediante simulación, en donde se puede comprobar el valor de la frecuencia de corte anteriormente calculada:

$$A_{dB}(f_1 = 3,21 \text{ Hz} = f_{o_{\text{Filtro RC}}}) = -3 \text{ dB}$$

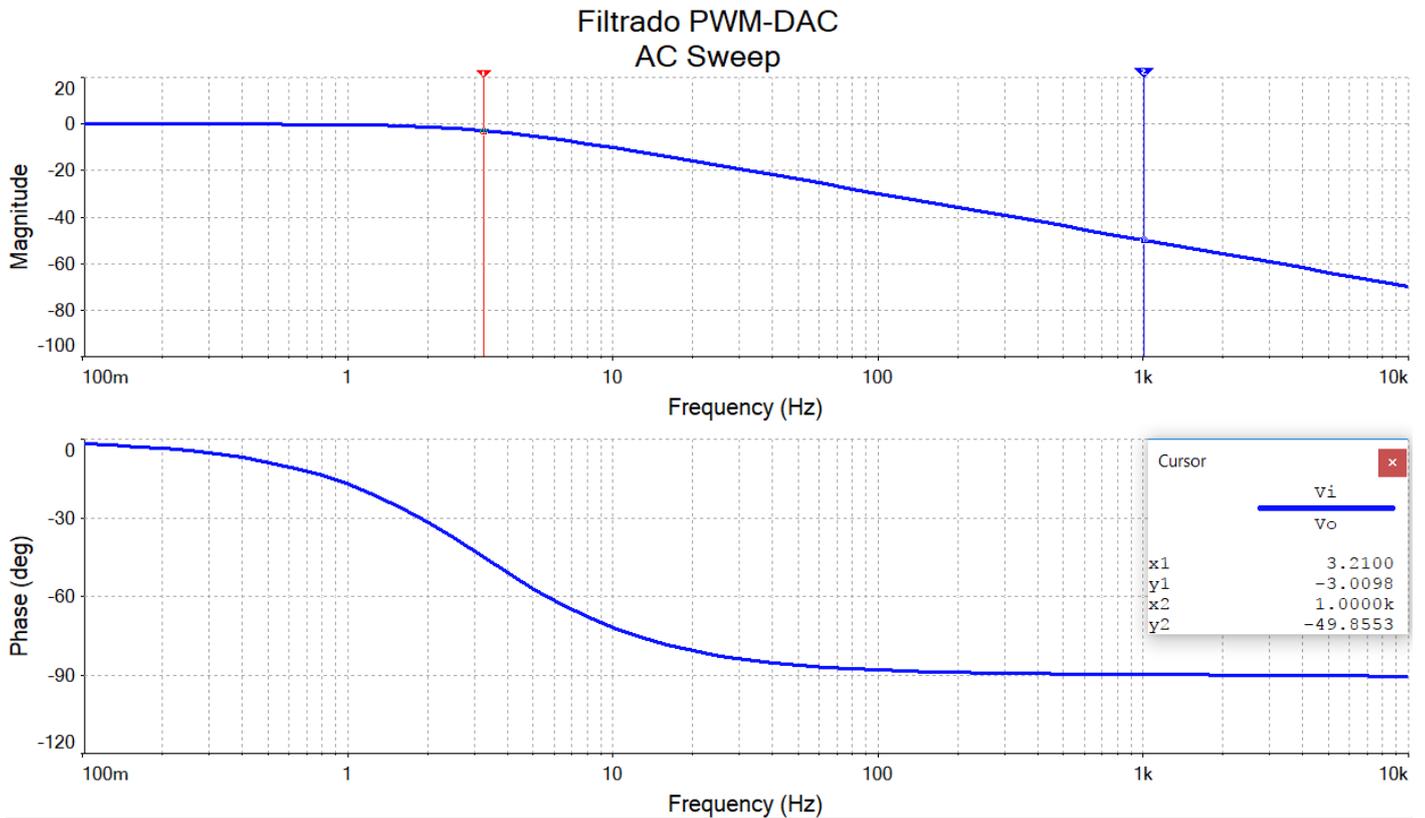


Figura 5.25: Bode Circuito PWM-DAC

Por último, se procedió a ensayar el circuito analógico para una señal *PWM* de entrada de frecuencia  $f_2 = 1 \text{ KHz}$ . Si se observa el diagrama de bode de la Figura 5.25 resulta que para una frecuencia  $f_2 = 1 \text{ KHz}$  se tiene una atenuación de  $-49,9 \text{ dB}$ , por lo que a la salida del circuito se debería visualizar una señal prácticamente constante cuyo valor corresponda al nivel de continua de la señal de entrada. El resultado del ensayo realizado se puede apreciar en la siguiente Figura 5.26:

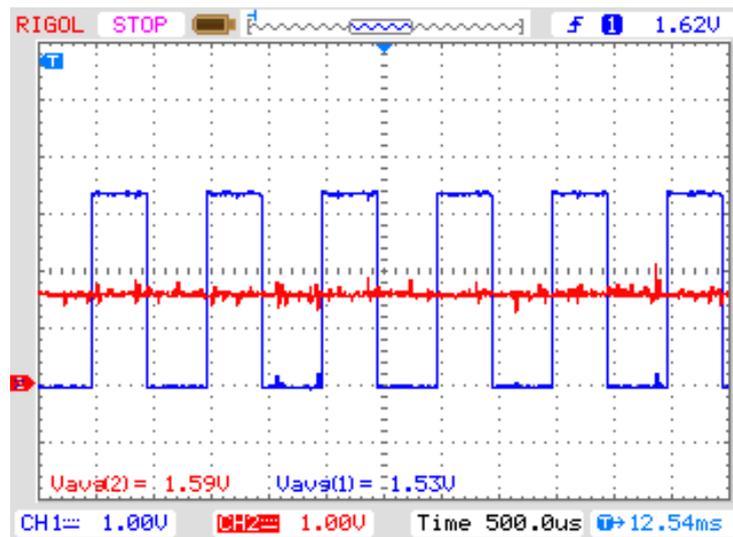


Figura 5.26: CH1: Tensión PWM de entrada CH2: Tensión continua de salida

Donde se cumple que:

$$V_{av}(salida) = 1,59V \approx V_{av}(entrada) = 1,53V$$

Se puede concluir entonces que mediante esta configuración "PWM + Filtro" es posible implementar la *conversión digital-analógica* deseada.

## 5.6 Ensayos en Lazo Cerrado

En esta sección se detallan los ensayos realizados en el sistema controlado de la Figura 5.27. Dichos ensayos consistieron en aplicar una rampa escalonada en la referencia de velocidad de entrada y un escalón de torque de carga al eje del motor, para de esta manera poder evaluar el desempeño del sistema a lazo cerrado.

Recordando que la tensión de manillar ( $V_{manillar}$ ) y la velocidad del motor ( $\omega_{motor}$ ) son la *Variable manipulada* ( $U_{control}$ ) y la *Salida* del sistema respectivamente, el esquema del lazo de control será:

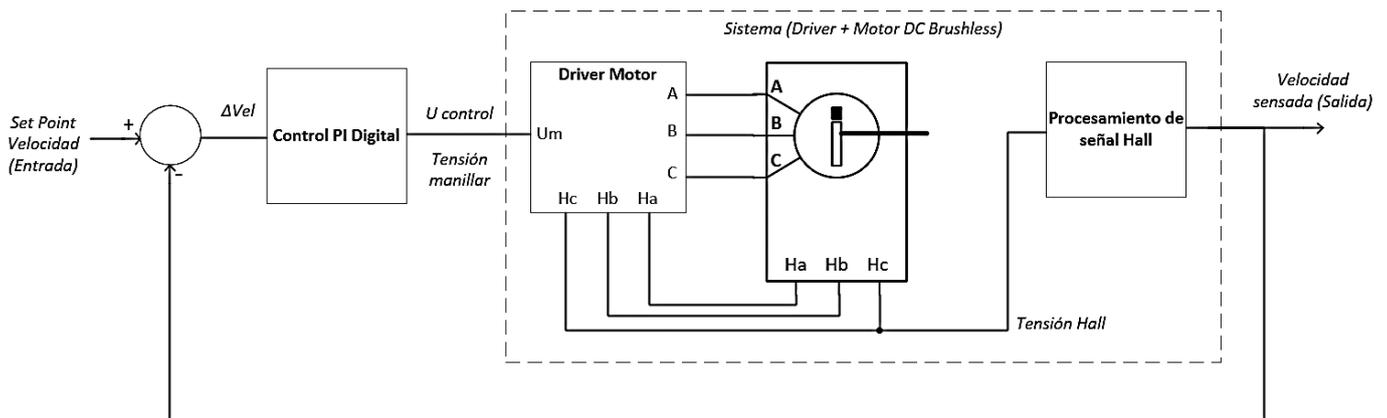


Figura 5.27: Diagrama del sistema a Lazo Cerrado

Al comenzar los ensayos a lazo cerrado con la técnica de control implementada observamos que la ganancia  $K_p$  calculada anteriormente resultó ser muy baja, ya que el sistema real tenía una respuesta excesivamente lenta o, en algunos casos, la excitación proveniente del lazo de control no era suficiente para vencer los torques de carga. Es por ello que decidimos aumentar dicha ganancia lo suficiente como para obtener una respuesta que nos resultara óptima.

Cabe destacar, que una de las posibles causas de este comportamiento se remite a que tanto el modelado del sistema como el posterior diseño del controlador *PI* fueron realizados para los motores *in-wheel Brushless DC* sólo con la inercia perteneciente a las ruedas del prototipo. Luego, a la hora de la implementación y evaluación en terreno, se agregaron las inercias pertenecientes al chasis del robot, los gabinetes y todos los elementos restantes, por lo que la inercia total del modelo aumentó considerablemente.

Finalmente, los valores de la ganancia proporcional  $K_p$  y el tiempo integrativo  $T_i$  utilizados resultan:

$$K_p = 15$$

$$T_i = 0.25$$

### 5.6.1 Ensayo Rampa Escalonada de entrada

Una vez reajustadas las variables del controlador, se llevó a cabo el siguiente ensayo, el cual consistió en aplicar una rampa escalonada de referencia de velocidad a la entrada del sistema y observar la acción del controlador sobre la evolución de la velocidad de salida.

La señal de entrada excursiona desde 0 a 30 *rpm* con escalones de amplitud de 10 *rpm* y duración variable, como se observa en la siguiente Figura 5.28.

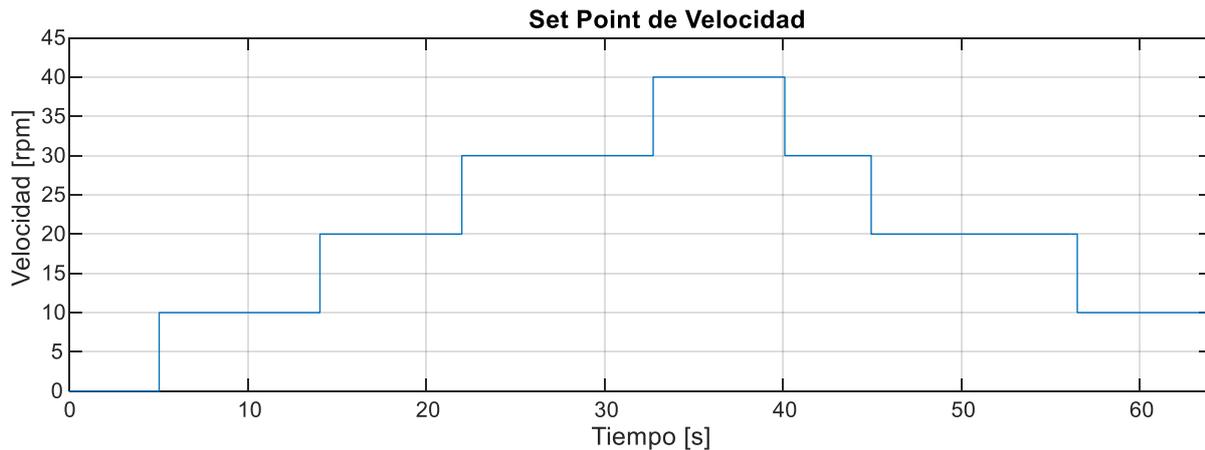


Figura 5.28: Referencia escalonada de velocidad

A continuación, se puede observar la evolución de la velocidad de salida en la Figura 5.29. En cada uno de los escalones aplicados podemos comprobar que la velocidad del motor, transcurrido un tiempo transitorio aceptable, sigue adecuadamente la referencia de entrada. Por otro lado, se puede visualizar un sobrevalor de hasta el 50% en la evolución del motor sólo cuando el mismo parte de una situación de reposo. Este comportamiento se debe a la existencia de un retardo en la dinámica del sistema, como se estudió en la Sección 5.3: Modelado del sistema (Motor + Driver) a Lazo Abierto.

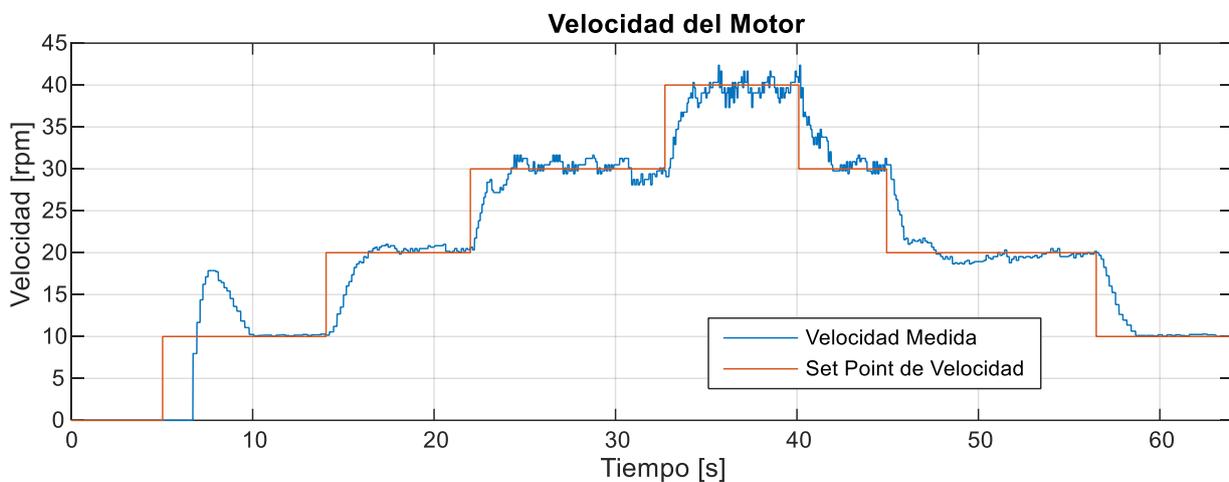


Figura 5.29: Evolución de señales de referencia y variable controlada

### 5.6.2 Escalón de torque de carga

Otro de los ensayos realizados consistió en comprobar la regulación de velocidad cuando se aplica un escalón de torque de carga en el motor. Para esto, se comenzó por *setear* una referencia de velocidad de entrada, esperar que el motor evolucione hasta alcanzar el valor de *setpoint* y una vez que el mismo se encontraba en régimen permanente, aplicar un torque de carga sobre el eje del motor. Una vez transcurrido el régimen transitorio, se procedió a quitar el torque de carga y a registrar dicha evolución hacia su estado inicial como se puede observar a continuación (Figura 5.30):

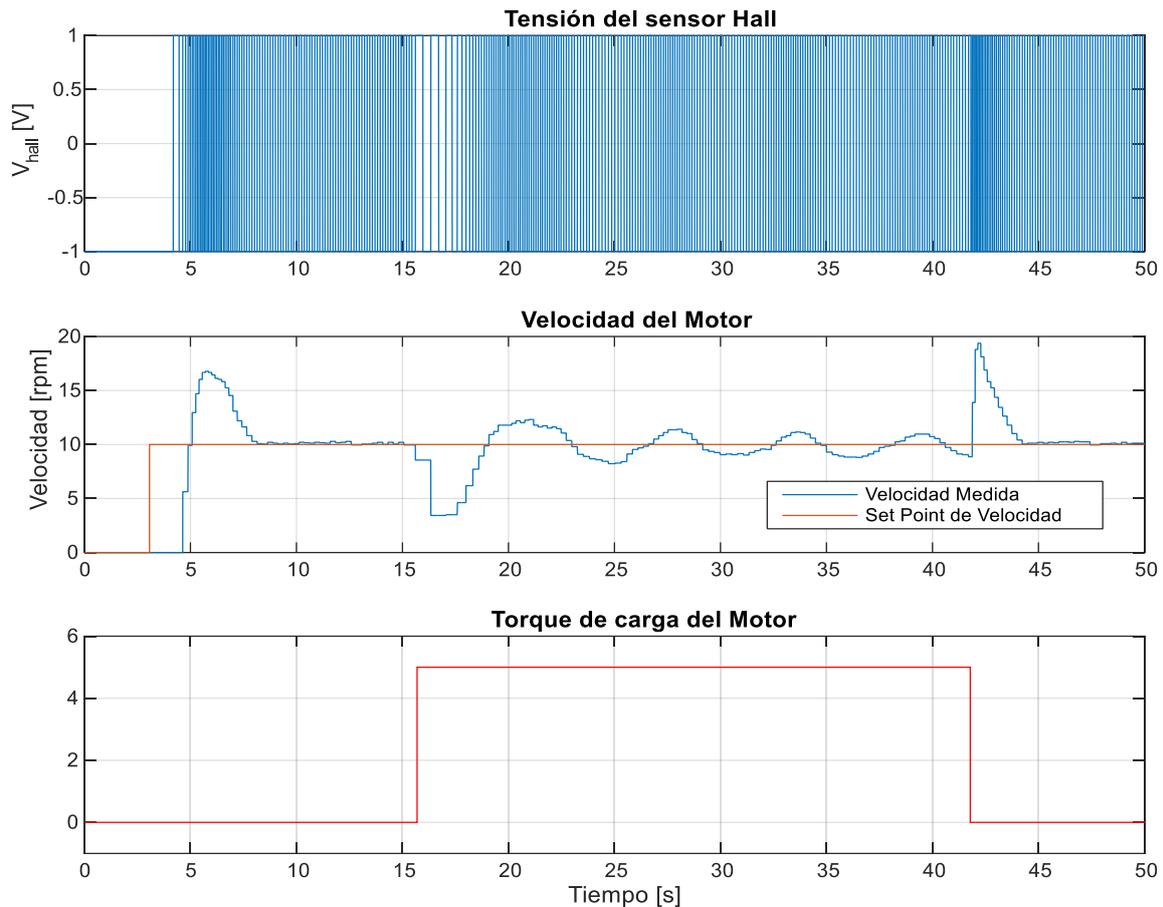


Figura 5.30: Ensayo escalón de torque

Analizando la evolución de la velocidad de salida, se observa que la misma disminuye considerablemente su valor en el instante en que se produce el escalón de torque. Debido a esto, el módulo del error de velocidad aumenta y la acción de control comienza entonces a evolucionar adecuadamente de manera de lograr que este error tienda a cero, transcurrido un tiempo transitorio aceptable. Del mismo modo, al momento de eliminar el torque de carga la velocidad aumenta considerablemente, por lo que el módulo del error aumenta y la acción de control vuelve a evolucionar hasta alcanzar su estado inicial, es decir, se produce el comportamiento inverso en la evolución de la salida. Las oscilaciones que presenta la velocidad en torno al valor del setpoint son causadas por variaciones en el torque de carga aplicado al eje del motor y no debido a una mala regulación por parte del controlador, como podría pensarse al observar la respuesta. Estas variaciones fueron originadas por la imposibilidad de contar, al momento del ensayo, con herramientas que nos provean la capacidad de aplicar un torque de carga constante.

Por último, finalizados ambos ensayos, se pudo concluir que los valores a los cuales fueron ajustados las constantes del controlador resultan en principio apropiados. Cabe mencionar que la verificación final del correcto funcionamiento del sistema a lazo cerrado se llevará a cabo una vez realizado el ensamble del prototipo, y su posterior evaluación en terreno. Esto se debe a que existen ciertos parámetros que no pueden ser recreados al momento de los ensayos, como lo son las condiciones irregulares del terreno, el peso total del prototipo, la acción conjunta de la tracción de cada rueda, etc.

## 5.7 Relés de Reversa

Una de las principales limitaciones de los drivers que nos fueron suministrados, es decir, aquellos que teníamos disponibles para el control de los motores *Brushless DC*, se encuentra en la incapacidad de realizar el cambio de sentido de giro de los motores con el conexionado estándar. Esto constituye en principio un problema, ya que resulta primordial que el prototipo pueda marchar en ambos sentidos.

Para resolver este inconveniente y de esta manera, poder lograr la inversión de giro deseada, se debió conmutar dos fases y dos sensores hall por cada motor para entonces poder contar con la opción que el robot marche en reversa.

La implementación utilizada para este fin se detalla en la Figura 5.31:

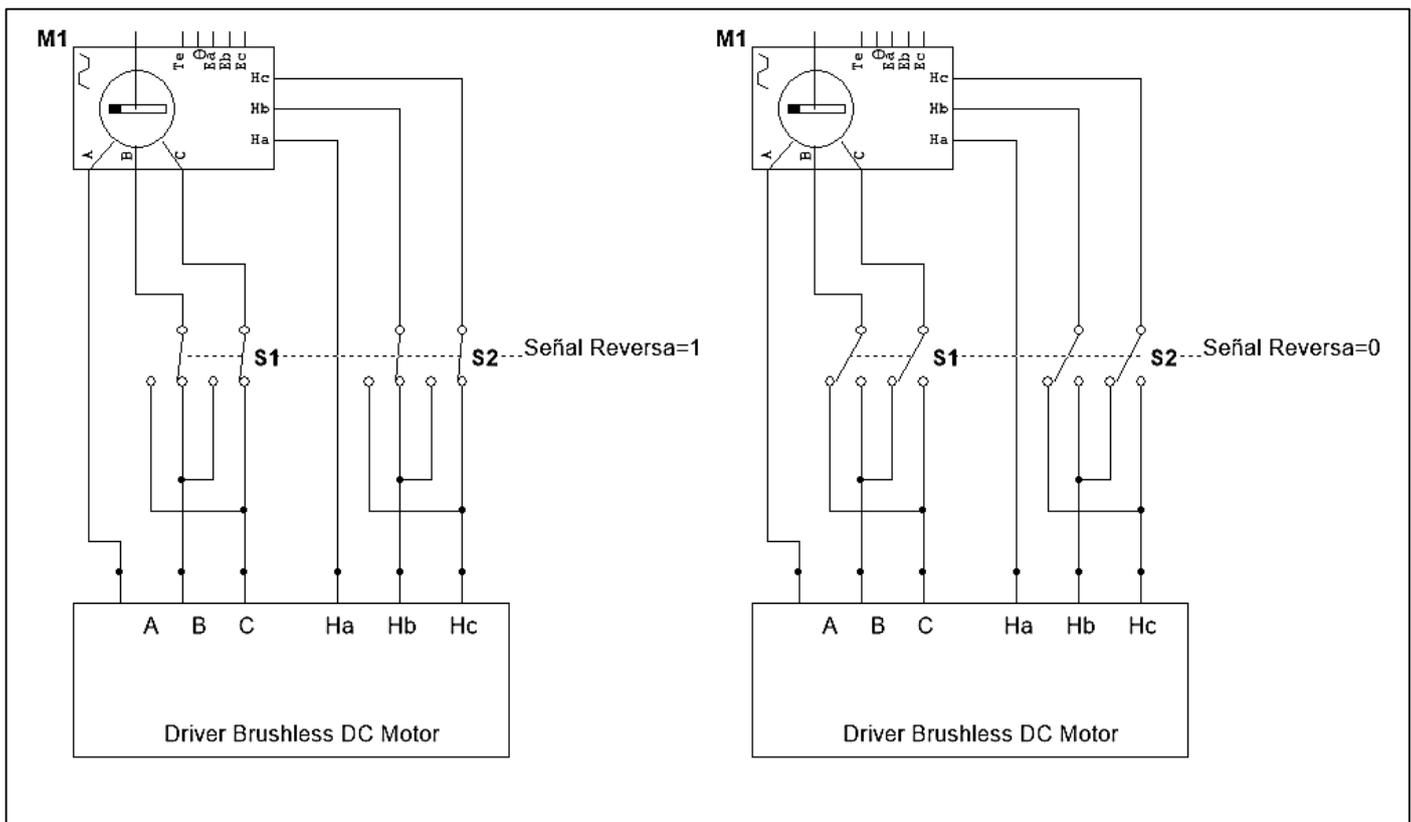


Figura 5.31: Circuito Relé de Reversa

Es necesario aclarar que para realizar la conmutación de las señales detalladas anteriormente se deben “desenergizar” previamente los motores para luego, una vez que las velocidades sensadas de cada uno de ellos sea nula, provocar la conmutación por medio de la “Señal de Reversa”. En caso contrario, el pico de corriente que se genera al conmutar resulta excesivo y puede provocar daños al circuito electrónico.

### 5.7.1 Módulos de Relés Optoacoplados

Como se explicó anteriormente, se necesitan conmutar 4 señales para lograr la inversión de giro de cada motor, por lo que se utilizaron 2 módulos de 8 Relés Optoacoplados disponibles en el mercado local, como los que se pueden observar en la Figura 5.32.

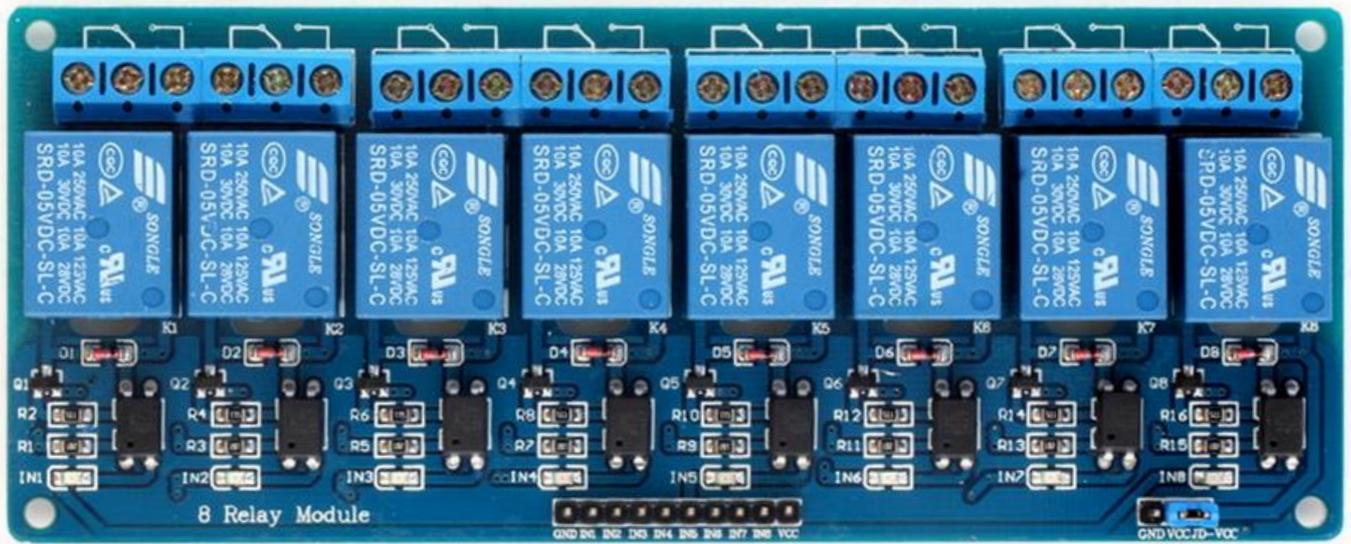


Figura 5.32: Módulo de relés de 8 canales optoacoplados

Una de las características principales de estos módulos es que cada uno de sus 8 canales independientes se encuentran optoacoplados. Cada canal cuenta con un circuito de excitación de la bobina del relé como el observado a continuación en la Figura 5.33:

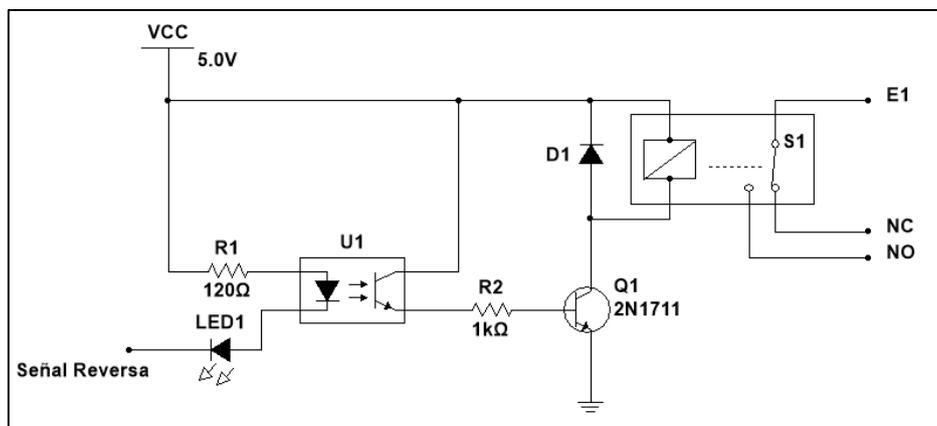


Figura 5.33: Circuito de excitación de la bobina del relé de cada canal

Cuando el motor se encuentra en funcionamiento normal, la señal de reversa proveniente del controlador se encuentra en *estado alto*, impidiendo la circulación de corriente a través del diodo de  $U_1$ , y provocando que el transistor  $Q_1$  se encuentre cortado y que la bobina del relé  $S_1$  esté desenergizada. Por lo tanto, el conexionado del driver corresponde el estudiado anteriormente, estando los contactos normales cerrados ( $NC$ ) en continuidad con el terminal  $E1$ :

$$NC = E1$$

Luego, al momento de provocar la inversión de giro, la señal de reversa se encuentra en *estado bajo*, permitiendo la polarización del diodo de  $U_1$  y la sucesiva conducción del transistor  $Q_1$ . De esta forma se alimenta la bobina del relé  $S_1$ , existiendo ahora continuidad entre los contactos normales abiertos ( $NO$ ) y el terminal  $E1$ :

$$NO = E1$$

El diodo  $D1$  cumple la función de recortar los picos de sobretensión que se provocan al cortarse  $Q1$ , ya que el mismo brinda un camino de circulación a la corriente y de esta manera permite disipar la energía almacenada en la bobina del relé  $S1$ .

### 5.7.2 Circuito adaptador de señal de disparo Relés Reversa

Para poder disparar los módulos de relés, se debió realizar una pequeña etapa de potencia entre la salida del microcontrolador y la señal de disparo, ya que con una única señal se deben alimentar las bobinas de 16 relés y esto no sería posible para el rango de corriente que manejan las salidas del micro. Esta etapa adaptadora está conformada por un transistor NPN en configuración inversora, trabajando en corte y saturación, como se detalla en la siguiente Figura 5.34:

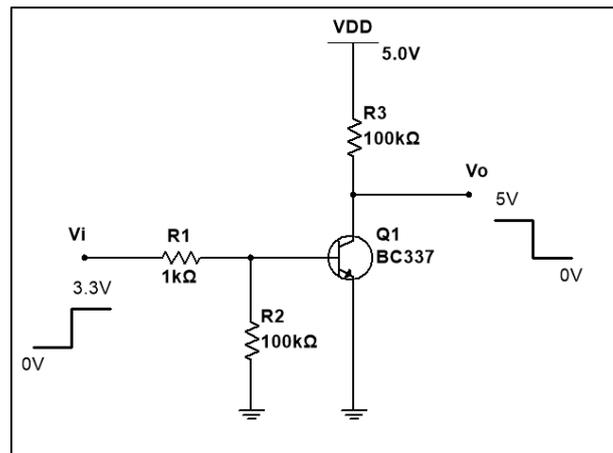


Figura 5.34: Etapa de potencia de salida

El divisor resistivo formado por  $R_1$  y  $R_2$  cumple la función de fijar una tensión en la base del transistor  $Q_1$ , por lo que si  $V_i = 0$  y dicho transistor se encuentra abierto, se asegura que  $V_{B_{Q_1}} = 0$ . Se debe notar que, como se cumple que  $R_2 \gg R_1$ , entonces se puede aproximar la tensión de base como:

$$V_{B_{Q_1}} = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx V_i$$

Si no estaría este divisor, cuando  $V_i = 0$  la base de  $Q_1$  quedaría a circuito abierto corriendo el riesgo que se induzca una tensión y se dispare de manera indeseada la reversa por ruido eléctrico.

A continuación, se detalla en la Figura 5.35 la interconexión de este circuito con los módulos de relés para formar el circuito total, en donde la entrada del mismo  $V_i$  proviene del microcontrolador y luego de su adecuado acondicionamiento, energiza y desenergiza las bobinas de cada relé según corresponda.

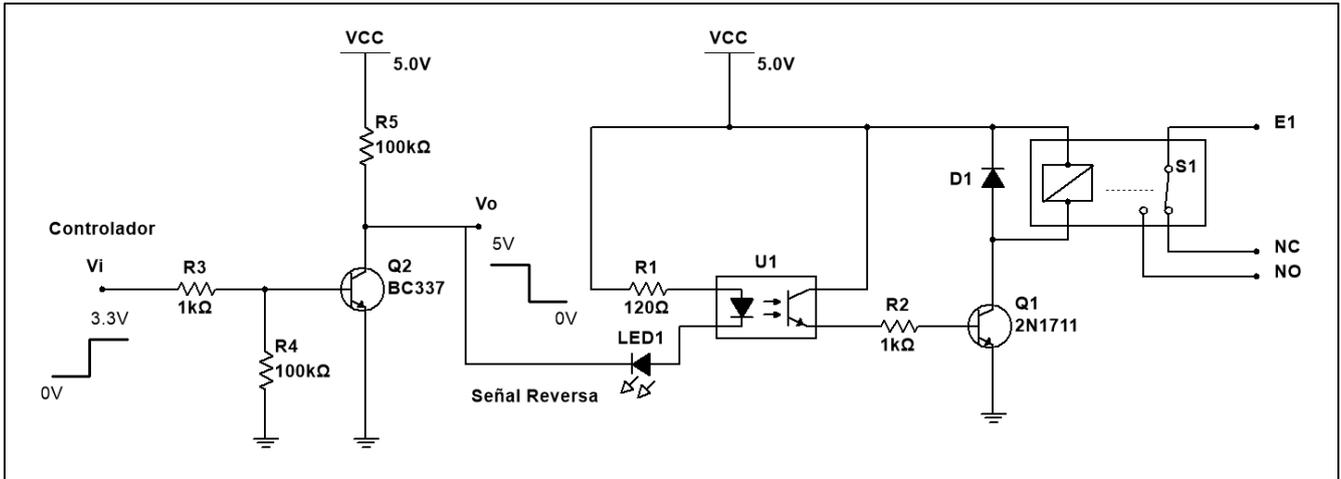


Figura 5.35: Circuito total implementado

Analizando este esquema resulta que cuando  $V_i$  está en *estado bajo*, la salida  $V_0$  (que corresponde a la entrada “Señal Reversa” de la siguiente etapa) se encuentra en *estado alto*, y de lo visto anteriormente, resulta  $NC = E1$ . Para el caso contrario, si  $V_i$  está en *estado alto*, la salida  $V_0$  se encuentra ahora en *estado bajo* y resulta entonces  $NO = E1$ .

En resumen, el comportamiento del circuito total de reversa se puede expresar como:

$$\left\{ \begin{array}{l} NC = E1 \rightarrow \text{"Marcha Directa"}; \text{ para } V_i = 0V \\ NO = E1 \rightarrow \text{"Marcha Reversa"}; \text{ para } V_i = 3,3V \end{array} \right.$$

## 5.8 Medición de Corriente

Uno de los objetivos de nuestro proyecto fue diseñar un sistema de adquisición de parámetros fundamentales del robot como lo son distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores para luego enviar la información adquirida a una Unidad de Procesamiento. La forma de obtener el valor de los dos primeros parámetros fue detallada previamente en la Sección 5.1.3, a continuación, se verá en detalle el diseño del circuito de medición de corriente utilizado.

Basándose en el funcionamiento de los motores *Brushless* utilizados en el sistema de tracción, resulta que el torque entregado en su eje es directamente proporcional a la corriente consumida por los mismos. Es por esto que resulta de suma importancia poder sensar de manera precisa dicho valor, para entonces poder estimar el torque ejercido basado en la ecuación de conversión electromecánica:

$$T_e(t) = K_\Phi I_e(t)$$

Siendo  $T_e$  el torque en el eje,  $K_\Phi$  la constante de torque característica del motor y  $I_e$  su corriente de estator.

Dado que en nuestra aplicación el objetivo final de la medición de corriente es poder estimar el *torque medio* entregado por los motores se concluye de la ecuación anterior que, para cumplir con este requerimiento, se debe realizar la medición de la *corriente media* del motor.

### 5.8.1 Rango de medición

La potencia nominal que puede disipar cada uno de los drivers utilizados es de  $350\text{ W}$  y estos a su vez son alimentados con una tensión de  $36\text{ V}$  proveniente del banco de baterías, por lo que la corriente nominal que pueden entregar a los motores resulta:

$$I_{nom} = \frac{P_{nom}}{36\text{ V}} = 9,72\text{ A}$$

El rango de medición de corriente queda determinado entonces por:

$$I_{sens\ min} = 0 < I_{sensada} < 9,72\text{ A} = I_{sens\ máx}$$

### 5.8.2 Método de sensado de corriente

Basándose en que la información a enviar a la Unidad de Procesamiento debe ser un variable digital que contenga el valor muestreado de la corriente media consumida, resulta necesario entonces realizar una *conversión analógica – digital* de dicha variable, es decir, transformar este valor analógico en una variable digital que pueda ser transmitida junto con los demás parámetros fundamentales. Con el objetivo de lograr esta conversión se decidió utilizar un elemento sensor capaz de transformar el valor de corriente en una tensión proporcional al mismo para luego utilizar esta tensión como entrada al módulo *ADC (Analog to digital converter)* del controlador.

En nuestro caso se optó por utilizar como elemento sensor una resistencia de sensado o *Shunt resistivo WSL5931* de *Vishay Dale*, de valor óhmico  $2\text{ m}\Omega - 1\%$  (Anexo 9.5) por lo que la relación entre corriente y tensión responde a la Ley de Ohm:

$$V_{shunt} = R_{shunt} I_{sens}$$

Recordando que la corriente máxima a sensar  $I_{sens\ máx} = 9,72\text{ A}$ , se puede obtener el valor de potencia máxima que deberá soportar el Shunt resistivo como se expresa a continuación:

$$P_{máx} = (I_{sens\ máx})^2 R_{shunt} = (9,72\text{ A})^2 \cdot 2\text{ m}\Omega = 0,19\text{ W}$$

De la hoja de datos se obtiene que la potencia máxima que el Shunt puede soportar es  $5 W$ . Se puede comprobar entonces que, para el rango de medición de corriente visto en la sección anterior, nos encontramos muy por debajo de este valor máximo permitido. Sin embargo, es necesario mencionar que el valor de potencia máxima detallada en la hoja de datos depende de la temperatura de trabajo del dispositivo, por lo que depende a su vez de la temperatura ambiente y de la sobretensión provocada por la circulación de corriente por el mismo. No obstante, como en nuestro caso el valor de potencia máxima consumida se encuentra en un valor menor al 5 % de la potencia máxima, podemos decir que el elemento sensor seleccionado resulta, en principio, adecuado para nuestra aplicación.

Por otro lado, vale aclarar que se optó por seleccionar dicho elemento teniendo en cuenta la baja deriva del valor resistivo con la temperatura, ya que el aumento de la temperatura de trabajo de la resistencia de sensado produce un aumento en su valor óhmico, y dado que la tensión en bornes del mismo es proporcional a dicho valor, esta variación se propaga finalmente como un error en la medición.

### 5.8.3 Circuito de medición de corriente

El circuito de medición de corriente debe contar con los siguientes requerimientos propios de la aplicación:

En primer lugar, debe poseer la capacidad de extraer el valor medio de la señal de tensión del *Shunt*, ya que como se detalló anteriormente, la misma es proporcional a la corriente media. Esto implica realizar un filtrado a dicha señal, por lo que el circuito debe comportarse como un filtro, cuya frecuencia de corte sea lo más próxima a cero posible.

Además, la amplitud de la tensión de *Shunt* se encuentra en el orden de los  $mV$  para el rango de corriente especificado (debido al bajo valor óhmico de la resistencia de sensado). El circuito debe realizar entonces una amplificación de esta tensión para adecuarla al rango de tensión de entrada del *ADC*.

Otra particularidad a cumplir es contar con un nivel de polarización de salida para corriente de entrada nula. Esta polarización es necesaria ya que los amplificadores operacionales de propósito general<sup>7</sup> no logran excursionar su salida hasta los  $0 V$ , por lo que se debe proveer un offset de tensión para remediar este inconveniente.

Por último, es fundamental realizar una medición diferencial sobre la resistencia de sensado. Esto resulta importante para sensar verdaderamente la caída de tensión sobre la misma, ya que las resistencias propias de los conductores por donde circula la corriente a sensar tienen valores comparables al valor resistivo del *Shunt*, y esto trae aparejados errores en la medición.

El circuito implementado para cumplir estos requisitos se detalla en la Figura 5.36:

---

<sup>7</sup> En nuestro caso, utilizar un AO “*Rail to Rail*” hubiera sido la mejor opción, pero no contamos con la posibilidad de conseguir amplificadores de este tipo en el mercado regional.

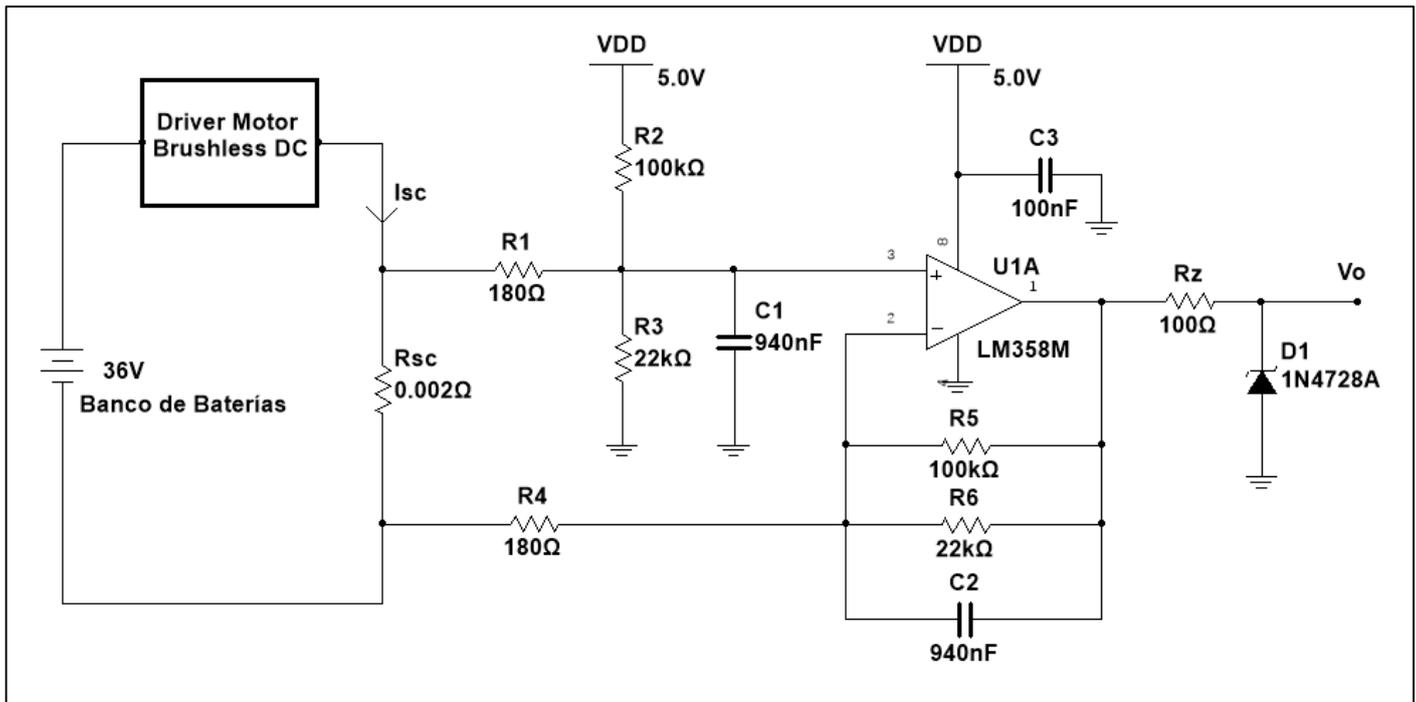


Figura 5.36 Circuito de medición de corriente

Donde, la resistencia  $R_{SC}$  corresponde al *Shunt*. El divisor resistivo conformado por las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  es el encargado de brindar la polarización a la salida para corriente de sensado  $I_{SC}$  nula. Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  componen el filtro de primer orden que extrae el valor medio de la tensión de *Shunt*, y el capacitor  $C_3$  actúa como filtro para los ruidos presentes en la tensión de alimentación  $V_{DD}$ . Puede observarse también la medición diferencial sobre el *Shunt resistivo*, a través de las resistencias  $R_1$  y  $R_4$ , y una protección contra sobrevoltaje a la salida, mediante el diodo zener  $D_1$  y la resistencia  $R_Z$ , para evitar que la tensión a la entrada del ADC sea mayor a 3,3 V. El paralelo entre las resistencias  $R_5$  y  $R_6$  cumple la función de verificar una de las condiciones impuestas para el diseño del circuito, ya que debe cumplirse que la resistencia de realimentación del amplificador operacional  $U1$  sea igual al paralelo entre  $R_2$  y  $R_3$ .

Idealmente, para poder obtener el valor de la corriente total que consume cada motor, debe colocarse el elemento sensor en el punto donde se “suman” las corrientes que circulan por cada una de las ramas del puente inversor, dentro del driver que controla al motor (nodo  $V_{SC}$ , resistencia  $R_{SC}$ , en Figura 5.37). Sin embargo, en nuestro caso no es posible implementar este esquema de medición debido a la imposibilidad de agregar una resistencia de *Shunt* dentro de dicho driver. En su lugar, se optó por realizar la medición de corriente colocando el *elemento sensor* en la rama de retorno de la corriente hacia la batería, como se puede observar en la Figura 5.36. Esto trae aparejado un inconveniente ya que el valor de corriente media sensada tiene sumado en todo momento el consumo propio del driver. Este consumo es el que presenta cuando no se está accionando al motor y corresponde al necesario para alimentar su electrónica interna, por lo que su valor es aproximadamente constante y además despreciable, para el rango de corriente que consumen los motores (esto puede corroborarse con los ensayos presentes en la Sección 5.8.1). Dicho esto, resulta sencillo obtener el valor de la corriente que consume el motor, restando el consumo del driver al valor de corriente sensada.

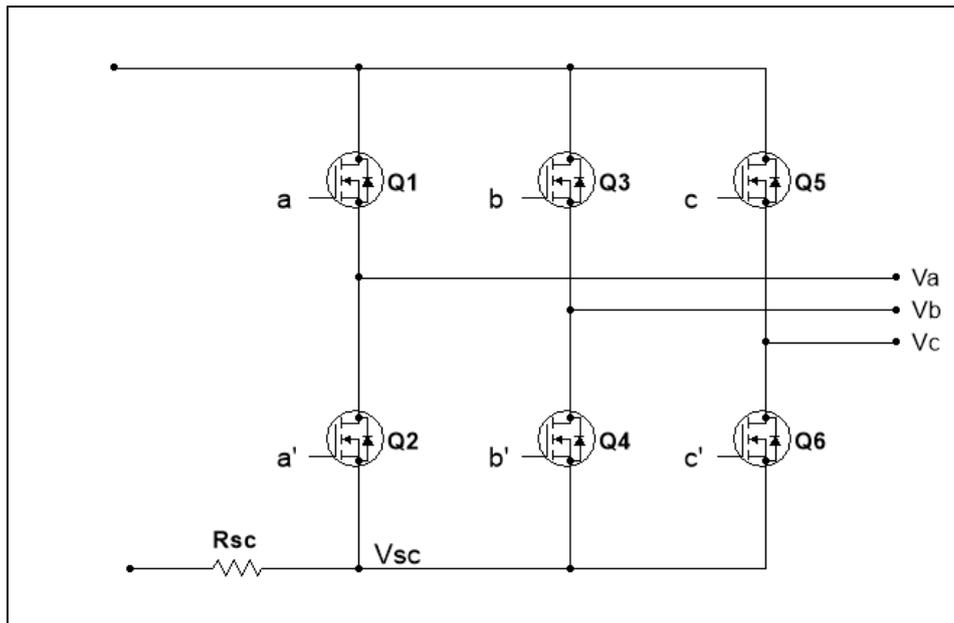


Figura 5.37 Elemento de sensado en puente inversor

#### 5.8.4 Estudio en polarización del circuito

Para realizar el estudio en polarización se debe considerar la corriente de sensado nula, es decir *pasivar* la entrada, de manera tal que exista una caída de tensión en la resistencia de *Shunt* igual a 0 V. El circuito en esta condición se presenta a continuación (Figura 5.38), donde se quitaron los capacitores (ya que no tienen efecto alguno en polarización) y el circuito de protección a la salida (que solo actúa al presentarse un sobrevoltaje en la tensión de salida).

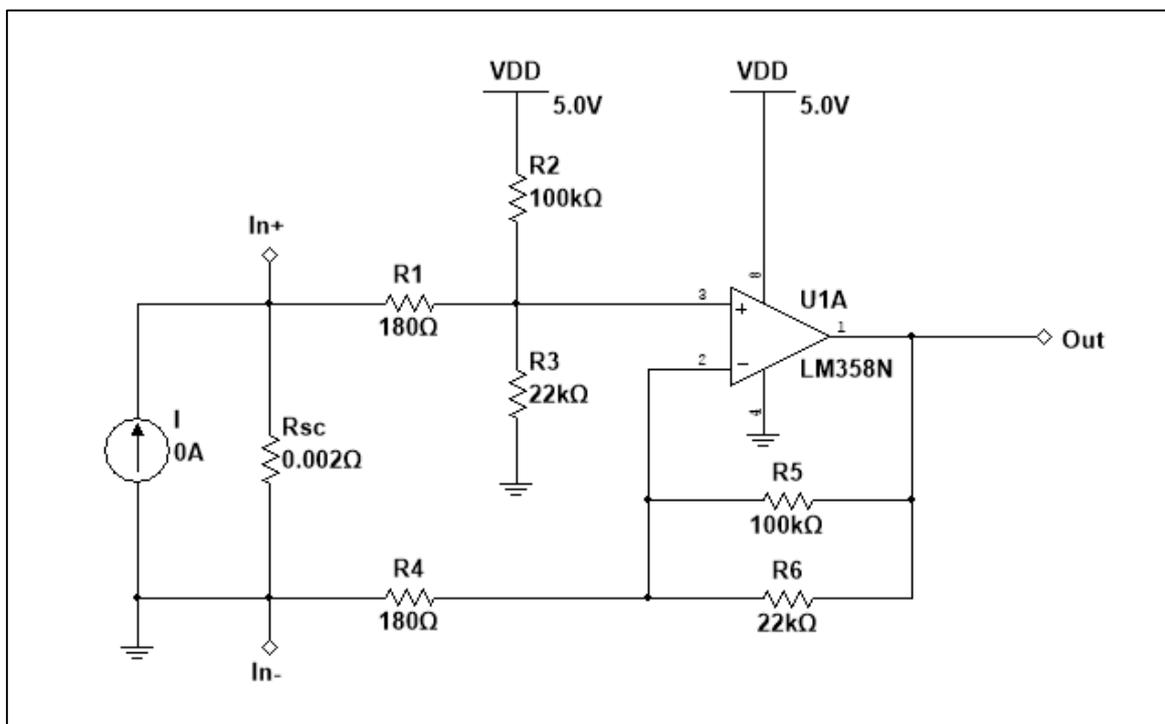


Figura 5.38 Circuito Estudio en Polarización

Analizando este esquema, puede obtenerse el voltaje aplicado al terminal positivo  $e^+$ :

$$e^+ = \frac{R_3 // (R_1 + R_{SC})}{R_2 + [R_3 // (R_1 + R_{SC})]} V_{CC}$$

Si tenemos en cuenta que  $R_{SC} \ll R_1$ , entonces:

$$e^+ \approx \frac{R_3 // R_1}{R_2 + (R_3 // R_1)} V_{CC} = \frac{22k\Omega // 180\Omega}{100k\Omega + 22k\Omega // 180\Omega} \cdot 5V = 8,91 \text{ mV}$$

Además, el amplificador operacional  $U1$  se encuentra realimentado negativamente. Resultando entonces que el circuito se comporta como un amplificador no inversor cuya ganancia de tensión  $A_V$  esta dada por:

$$A_V = \left(1 + \frac{R_5 // R_6}{R_4}\right) = \left(1 + \frac{100k\Omega // 22k\Omega}{180\Omega}\right) = 101,1821$$

Por lo tanto, la tensión a la salida del amplificador cuando la corriente de entrada es nula, valdrá:

$$v_{o(I=0)} = A_V e^+ = (101,1821) \cdot 8,91 \text{ mV} = 0,9015 \text{ V}$$

#### 5.8.4.1 Simulación del estudio de polarización del circuito

Para comprobar los valores calculados anteriormente, se procedió a simular el circuito mediante el software *Multisim 14*<sup>8</sup>:

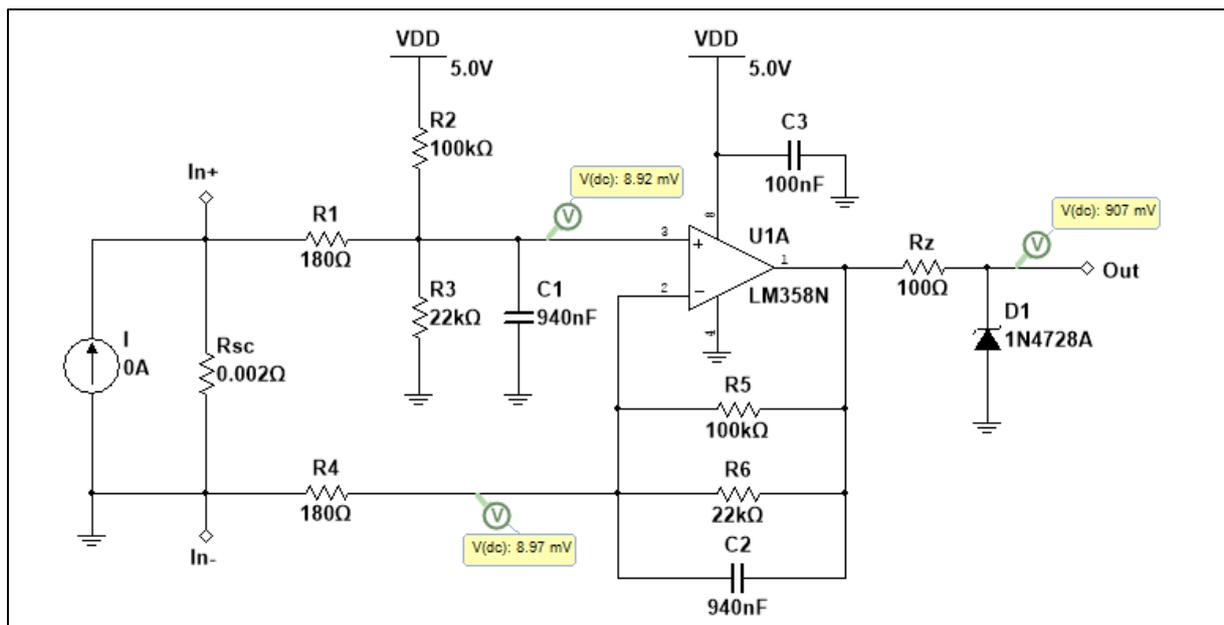


Figura 5.39 Simulación circuito de polarización

Se puede verificar que los resultados que arroja la simulación se asemejan en gran medida a los cálculos teóricos:

$$v_{o(I=0)}_{teórico} = 0,9015 \text{ V} \cong 0,907 \text{ V} = v_{o(I=0)}_{simulación}$$

<sup>8</sup> Entorno de simulación de circuitos electrónicos basado en *SPICE*, de *National Instruments*.

### 5.8.5 Estudio en señal del circuito

El circuito a analizar para el estudio en señal se observa en la Figura 5.40, donde se pasivó la fuente de tensión que realiza la polarización a la entrada del AO y se representó la corriente que circula por el *Shunt* a través de la fuente de corriente  $I_{SC}$ .

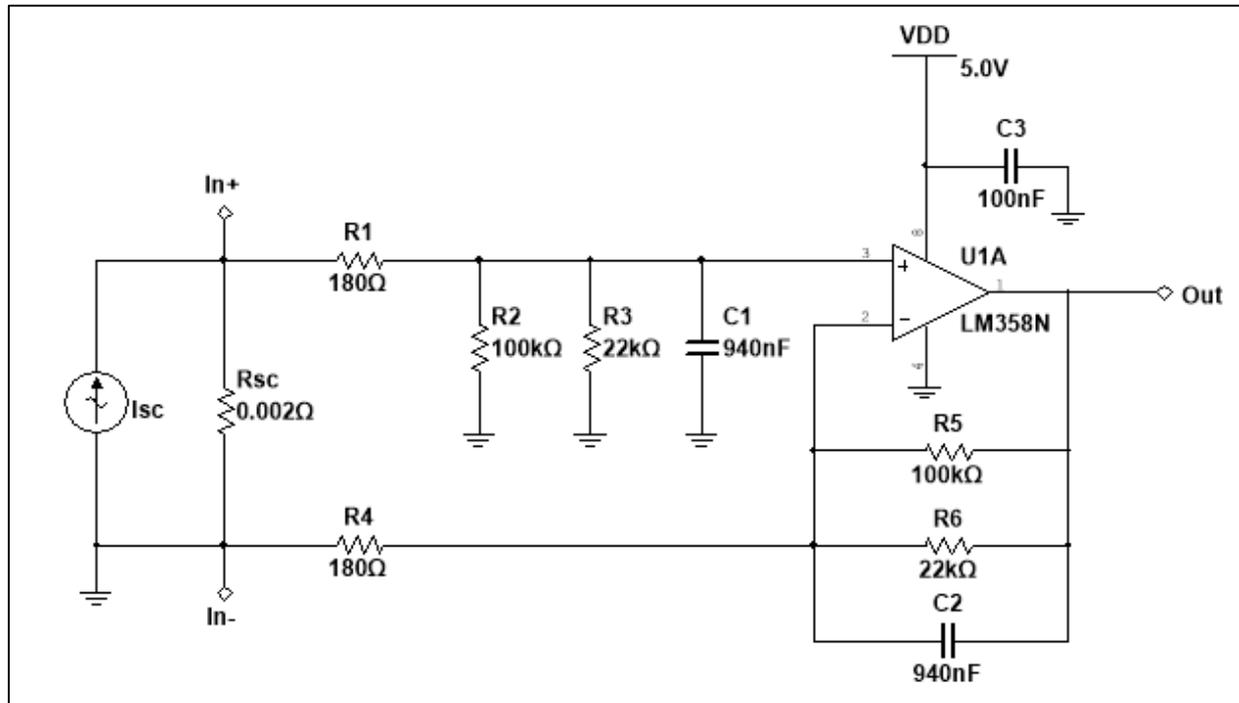


Figura 5.40 Circuito Estudio en Señal

Para el análisis resulta conveniente realizar el *equivalente de Thévenin* a la entrada del sistema, es decir, calcular la tensión ( $v_{th}$ ) y la resistencia ( $R_{th}$ ) vistas desde los puntos  $I_n^+$  e  $I_n^-$  hacia la izquierda. Resultando:

$$\text{Equivalente de Thévenin} \begin{cases} v_{th} = I_{SC} \cdot R_{SC} \\ R_{th} = R_{SC} \end{cases}$$

El circuito obtenido, aplicando este método, se ilustra en la Figura 5.41:

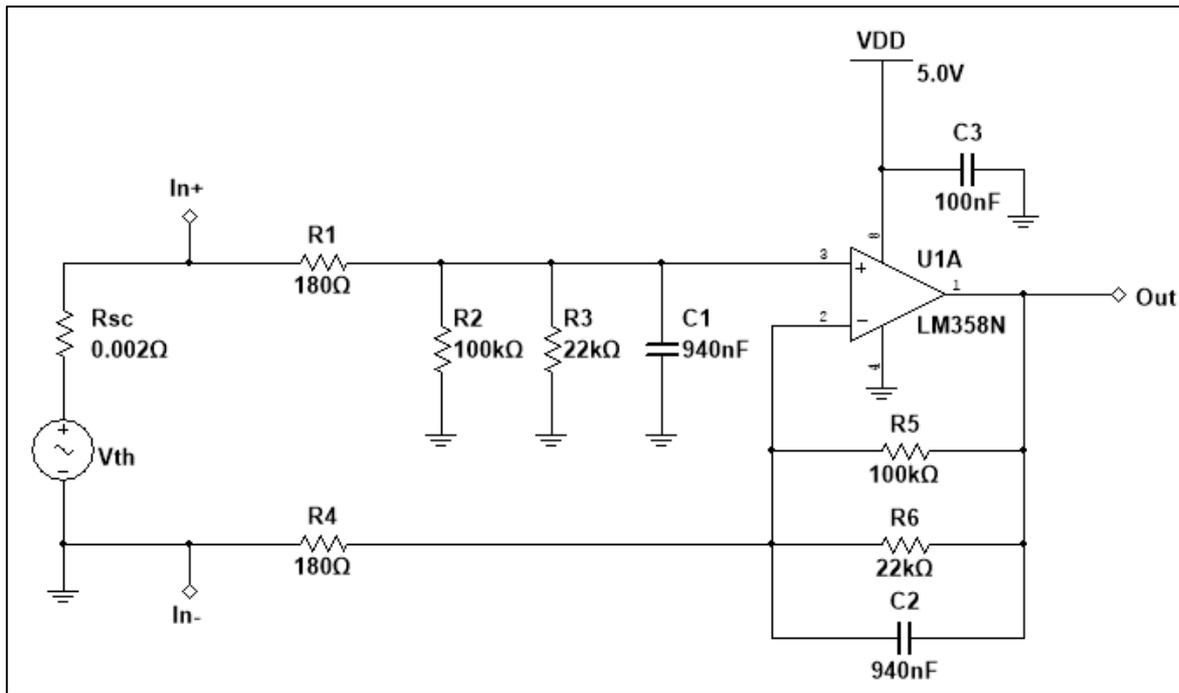


Figura 5.41 Equivalente de Thevenin

Se puede observar claramente que el circuito es un amplificador no inversor, por lo tanto la tensión de salida  $V_o(s)$  se puede calcular como:

$$V_o(s) = v_{th} \left( \frac{R_2 // R_3 // X_1}{R_{SC} + R_1 + (R_2 // R_3 // X_1)} \right) \left( 1 + \frac{R_5 // R_6 // X_2}{R_4} \right)$$

$$= v_{th} \left( \frac{R_2 // R_3 // X_1}{R_{SC} + R_1 + (R_2 // R_3 // X_1)} \right) \left( \frac{R_4 + (R_5 // R_6 // X_2)}{R_4} \right)$$

Luego, la ganancia  $A_V(s) = V_o/v$  del sistema está dada por:

$$A_V(s) = \left( \frac{R_2 // R_3 // X_1}{R_{SC} + R_1 + (R_2 // R_3 // X_1)} \right) \left( \frac{R_4 + (R_5 // R_6 // X_2)}{R_4} \right)$$

Recordando que  $R_{SC} \ll R_1$  y  $R_1 = R_4$  se verifica que  $R_{SC} + R_1 \approx R_4$  y además  $X_1 = X_2$ ,  $R_2 = R_5$  y  $R_3 = R_6$ , la ecuación anterior se puede expresar:

$$A_V(s) = \frac{R_2 // R_3 // X_1}{R_4} = \frac{\frac{1}{\frac{R_2 + R_3}{R_2 \cdot R_3} + sC_1}}{R_4} = \frac{\left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right) \left( \frac{1}{1 + s \left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right) C_1} \right)}{R_4}$$

$$A_z(s) = R_{SC} \cdot A_V(s) = \frac{R_{SC} \left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_4 \left( 1 + s \left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right) C_1 \right)}$$

De donde se puede obtener la ganancia estática  $A_{zcc}$  y el ancho de banda  $BW$  del circuito:

$$A_{zcc} = \frac{R_{SC} \left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_4} = \frac{2m\Omega \left( \frac{100k\Omega \cdot 22k\Omega}{100k\Omega + 22k\Omega} \right)}{180\Omega} = 200,36 \frac{mV}{A} = -13,96 \text{ dB}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi \left( \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \right) C_1} = \frac{1}{2\pi \left( \frac{100k\Omega \cdot 22k\Omega}{100k\Omega + 22k\Omega} \right) 940nF} = 9,39 \text{ Hz}$$

### 5.8.5.1 Simulación del estudio en señal del circuito

Para complementar el estudio en señal del circuito, se realizaron las siguientes simulaciones:

- *Respuesta en frecuencia:* El software permite realizar un barrido de frecuencia de la señal de entrada para obtener el comportamiento de la salida del sistema (diagrama de bode) en cada una de las frecuencias comprendidas dentro del rango seleccionado de simulación.
- *Característica de Transferencia:* Esta simulación consiste en calcular el valor en régimen permanente de la salida del circuito para distintos valores, dentro de un rango de entrada determinado, dando como resultado una curva característica de entrada/salida.

Recordando que el valor teórico calculado de la frecuencia de corte del circuito es  $BW = 9,39\text{Hz}$ , para la simulación frecuencial se adoptó el siguiente rango de frecuencias de entrada:

$$f_{simul} : [ f_{mín} = 10^{-1}BW ; f_{máx} = 10^4 BW ] = [ 1 \text{ Hz} ; 100 \text{ kHz} ]$$

En la Figura 5.42 se presenta el diagrama de Bode obtenido para dicho rango de entrada.

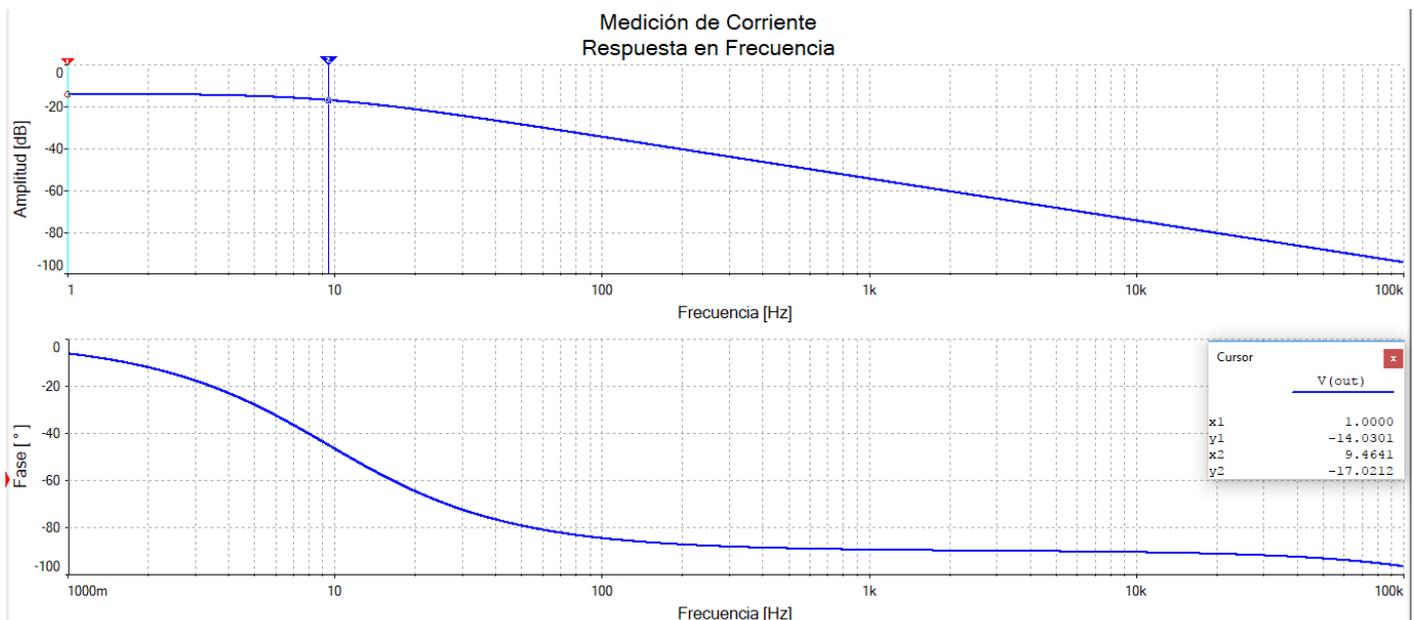


Figura 5.42 Bode Circuito medición de corriente

De la curva anterior se puede obtener la ganancia de continua del sistema, a través de la lectura del cursor N°1:

$$A_{z_{simul}}(f_1 = 1\text{Hz}) = -14,03 \text{ dB} \cong -13,96 \text{ dB} = A_{z_{CCteórico}}$$

Luego, teniendo en cuenta que la frecuencia de corte está definida como el valor de frecuencia para la cual la ganancia del circuito cae 3 dB respecto de la ganancia de continua, se puede obtener dicho parámetro a partir de la lectura del cursor N° 2:

$$A_{z_{simul}}(f_2 = 9,46\text{Hz}) = -17,02 \text{ dB} \cong A_{z_{CC_{simul}}} - 3 \text{ dB}$$

Por lo tanto:

$$f_2 = 9,46 \text{ Hz} \cong BW$$

Para el caso de la simulación correspondiente a la curva característica de entrada/salida, se ajustó la corriente de entrada de manera que la misma excursionase desde los 0 A hasta un valor de corriente mayor a la  $I_{sens\ máx}$  calculada en la Sección 5.8.2, resultando:

$$I_{simul} : [ I_{sens_{\min}} ; 1,5 I_{sens_{\max}} ] = [ 0 \text{ A} ; 15 \text{ A} ]$$

A continuación, se detallan los resultados de la simulación (Figura 5.43):

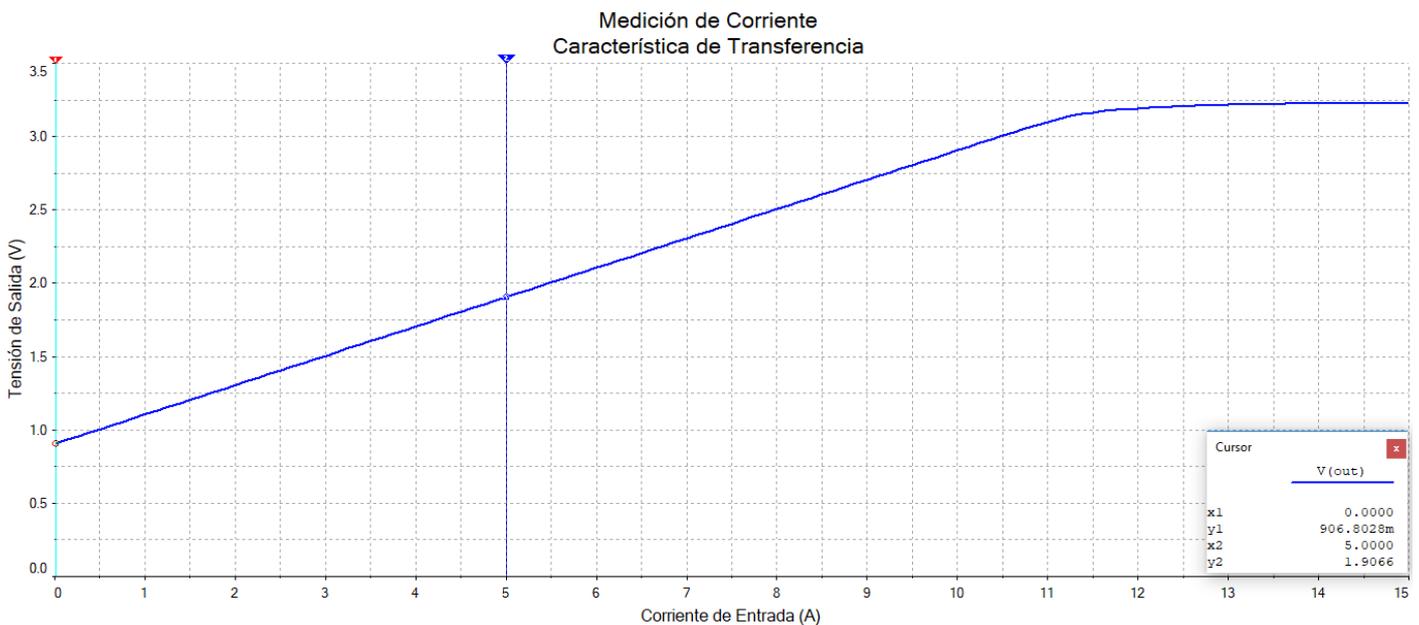


Figura 5.43 Curva característica de simulación

A través de los valores señalados por los cursores  $N^{\circ} 1$  y  $N^{\circ} 2$  se puede calcular la pendiente de la curva de transferencia como se observa a continuación:

$$A_{z_{CC_{simul}}} = \frac{\Delta V_{salida}}{\Delta I_{entrada}} = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \frac{1,9068 \text{ V} - 0,9068 \text{ V}}{5 \text{ A} - 0 \text{ A}} = 0,2 \frac{\text{V}}{\text{A}} = 200 \frac{\text{mV}}{\text{A}}$$

De este resultado se puede concluir que la pendiente obtenida en base a la simulación, se asemeja en gran medida a la ganancia de continua calculada teóricamente, ya que:

$$A_{z_{CC_{simul}}} = 200 \frac{\text{mV}}{\text{A}} \cong 200,36 \frac{\text{mV}}{\text{A}} = A_{z_{CC_{teórica}}}$$

### 5.8.6 Ensayo del circuito

Una vez realizados tanto los cálculos teóricos como las simulaciones del circuito de medición de corriente, se procedió a ensayar el circuito analógico de manera de contrastar estos resultados.

### 5.8.6.1 Ensayo 1 – Característica Experimental de Transferencia

El primer ensayo realizado consistió en intentar replicar la característica de transferencia obtenida por simulación. Para esto se implementó el esquema que se observa en la Figura 5.44, donde se utilizó una fuente de tensión variable  $V_e$  en serie con una resistencia de carga  $R_e$  y el *Shunt* resistivo. De esto último, la corriente de entrada queda determinada por:

$$I_{entrada} = I_{shunt} + I_{R_1}$$

Luego, como la resistencia del elemento sensor es despreciable frente a la impedancia de entrada del circuito  $R_{sc} \ll Z_{in}$  y además como se adoptó  $R_e \gg R_{sc}$ , la expresión anterior se puede reescribir como:

$$I_{shunt} \approx I_{entrada} = \frac{V_e}{R_{sc} + R_e} \cong \frac{V_e}{R_e}$$

De esto resulta que, al modificar el valor de la tensión  $V_e$ , se puede obtener una fuente de corriente variable de entrada al nuestro sistema.

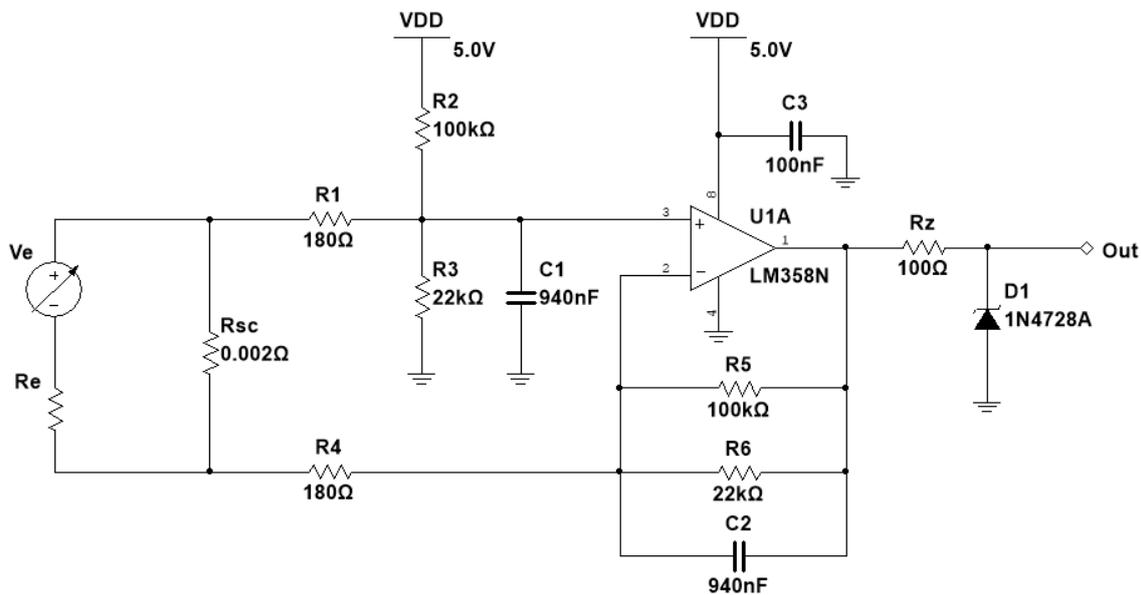


Figura 5.44 Fuente de corriente implementada

El procedimiento a realizar para llevar a cabo este ensayo consiste en variar la *corriente media de entrada* que circula por la resistencia de *Shunt* y con un voltímetro registrar el *valor medio de tensión de salida*. Los resultados experimentales obtenidos se observan en la siguiente Tabla 5.

Tabla 5: Resultado del Ensayo 1 – Corriente de entrada Vs Tensión de salida

$I_{Entrada}$ [A]	$V_{Salida}$ [V]
0	0,824
0,17	0,861
0,325	0,893
0,5	0,93
0,7	0,974
0,875	1,01
1,02	1,04
1,18	1,077

1,425	1,13
1,5	1,147
1,645	1,178
1,785	1,208
2,01	1,258
2,195	1,298
2,41	1,346
2,55	1,374
2,665	1,403
2,815	1,433

En la Figura 5.45 se grafica la *Característica de Transferencia experimental* que resulta del ensayo previo:

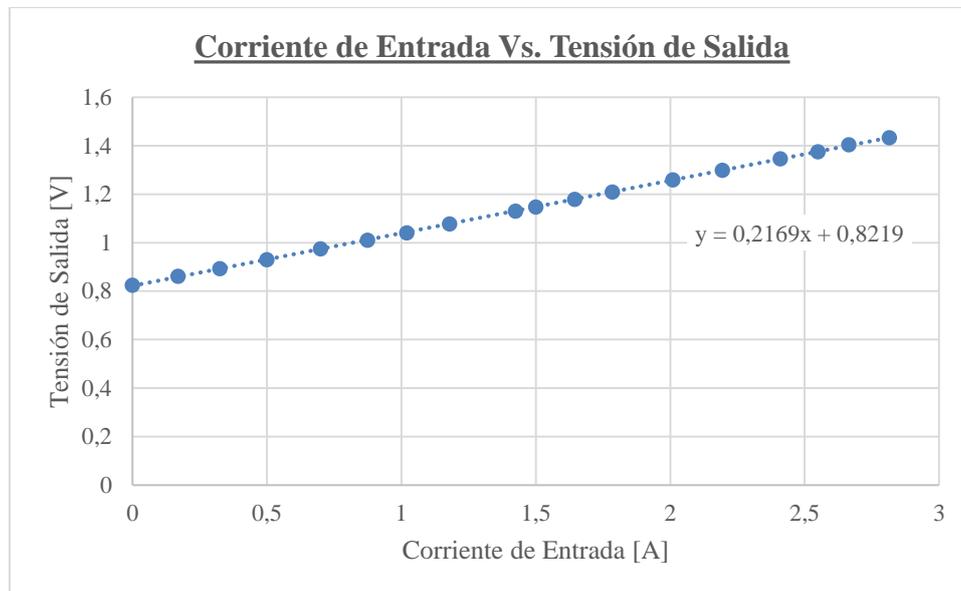


Figura 5.45 Curva de transferencia

Realizando una aproximación lineal de 1er orden del conjunto de datos detallados en dicha gráfica, resulta:

$$V_{salida}[V] = 0,2169 I_{entrada} + 0,8219 [V]$$

donde:

$$\begin{cases} A_{Z_{CCreal}} = 0,2169 \text{ V/A} \\ v_{o(t=0)real} = 0,8219 \text{ V} \end{cases}$$

Al comparar el valor de estos dos parámetros experimentales con los obtenidos de forma teórica se puede concluir que:

$$A_{Z_{CCsimul}} = 200,36 \frac{mV}{A} \cong 216,9 \frac{mV}{A} = A_{Z_{CCreal}}$$

$$v_{o(t=0)simul} = 0,9015 \text{ V} \cong 0,8219 \text{ V} = v_{o(t=0)real}$$

### 5.8.6.2 Ensayo 2 – Funcionamiento Medidor de Corriente en Prototipo

Una vez diseñado, implementado y ensayado en forma individual el circuito de medición de corriente se procedió a realizar una evaluación final para validar su comportamiento dentro del funcionamiento total del prototipo.

Dado que el objetivo final es sensar la corriente de cada uno de los motores, el sistema consta de cuatro circuitos de medición de corriente. A pesar de que todos los circuitos fueron implementados a partir de los mismos cálculos teóricos de la Sección 5.8.3, existen discrepancias en las curvas características de entrada/salida de cada uno de ellos debido a la dispersión existente en los componentes electrónicos que los conforman (resistencias, capacitores, etc). De lo anterior, como paso previo, se debió volver a obtener la función transferencia del circuito bajo estudio, resultando:

$$V_{salida}[V] = 0,205 \frac{V}{A} I_{entrada} + 0,954 V$$

Luego, utilizando la nueva curva característica, se llevó a cabo el ensayo correspondiente a esta sección. El mismo consistió en fijar una referencia de velocidad al robot y luego de que el sistema de control alcance su estado estacionario, aplicar un torque de carga para que de esta manera la corriente a medir tenga un valor considerable (el valor de consumo de corriente del motor funcionando en vacío es despreciable). En estas condiciones, se obtuvieron las evoluciones de la Figura 5.46, donde:

- CH1: Tensión de salida del circuito de medición de corriente.
- CH2: Corriente de Shunt  $I_{SC}$  (Escala  $1 \frac{A}{V}$ )

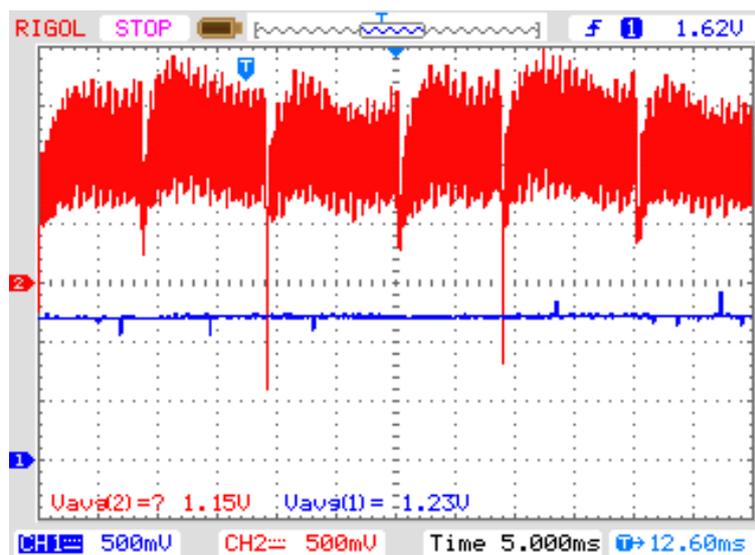


Figura 5.46 Ensayo medición de corriente en prototipo

De la grafica anterior, se puede comprobar el correcto filtrado de la señal de entrada ya que se observa una tensión de salida prácticamente constante. Además, se obtiene que:

$$V_{CH1_{media}} = 1,23 V = V_{salida}$$

$$V_{CH2_{media}} = 1,15 V \rightarrow I_{entrada} = 1,15 A$$

Luego reemplazando estos valores en la función transferencia calculada anteriormente, obtenemos el valor de tensión de salida esperado, resultando el mismo cercano al valor experimental:

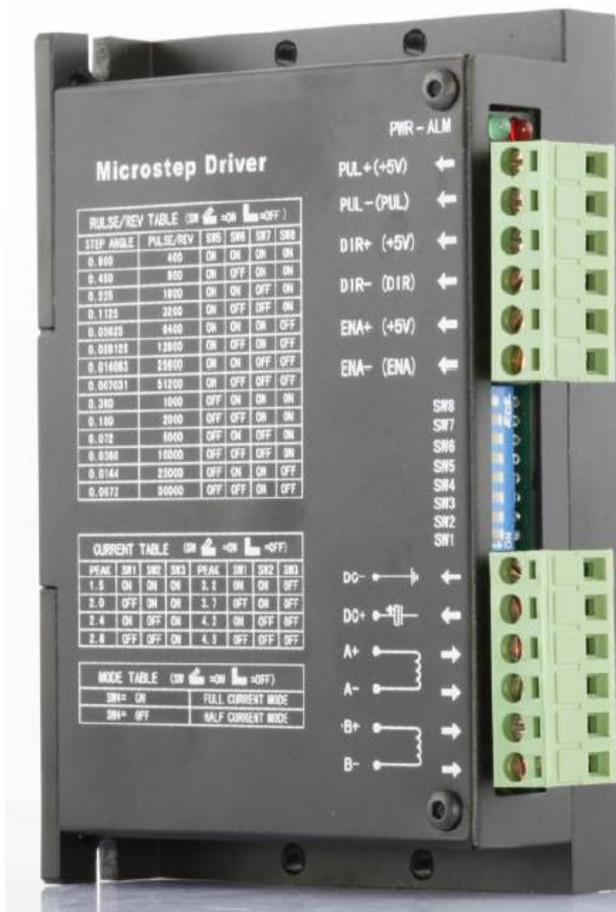
$$V_{salida}[V] = 0,205 \frac{V}{A} I_{entrada} + 0,954 V = 0,205 \frac{V}{A} 1,15 A + 0,954 V = 1,19 V \cong 1,23 V = V_{CH1_{media}}$$

## 5.9 Driver Motor Paso a Paso

El sistema de dirección del robot consta de un motor paso a paso *24HS3021* acoplado a una reducción mecánica 10/1 y sistema de barras para convertir el movimiento angular en traslacional. El funcionamiento de este conjunto mecánico fue estudiado con detalle en la Sección 3.2.

Para el adecuado manejo de dicho motor paso a paso se utilizó un *Stepper Motor Driver M542H*, el cual es un driver basado en el método de *microstepping* con tecnología patentada por *Sunwind®*. El mismo resulta apropiado para controlar motores paso a paso híbridos tanto de 2 como de 4 fases. Mediante la utilización de la técnica *bipolar constant-current chopping*, este driver posee la ventaja de lograr un mayor torque a altas velocidades, en comparación con otros drivers como por ejemplo los *L/R* (Figura 3.25).

### 5.9.1 Características generales y especificaciones Driver M542H



- Bajo costo y buen torque a altas velocidades.
- Soporta sobretensiones de alimentación mayores a 100 VDC.
- Corriente de salida mayor a 4,5 A.
- Frecuencia de pulsos mayor a 300 KHz.
- Tecnología de control de corriente de tres estados.
- Adecuado tanto para motores de 2 fases como de 4 fases.
- Protecciones contra sobre voltajes y cortocircuitos.
- 16 resoluciones de *microstepping* seleccionables.
- *DIP switch* para *setear* entre 8 diferentes valores de corriente de salida.
- Entradas aisladas mediante octoacopladores.

#### Especificaciones de ambiente operativo:

- Temperatura de funcionamiento:  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  a  $65\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Máxima temperatura de operación:  $70\text{ }^{\circ}\text{C}$

#### 5.9.1.1 Especificaciones eléctricas ( $T_j=25^{\circ}\text{C}$ )

Tabla 6: Parámetros Driver PaP

Parámetros	DM542H			Unidad
	Mín.	Típico	Máx.	
Corriente de Salida	1.00	-	5.00 (3.0 RMS)	A
Tensión de Entrada	+20	+50	+100	VDC
Corriente Señal Lógica	7.00	10	16	mA
Frecuencia Pulso Entrada	0.00	-	300	KHz
Ancho Pulso	2.50	-	-	$\mu s$
Voltaje del Pulso	5.00	-	24	VDC
Resistencia de aislamiento	500.00			M $\Omega$

### 5.9.2 Esquema de conexión de las señales de control

Como se puede observar en la Figura 5.47 el driver *M542H* posee dos secciones de pines de entrada. La primera de ellas para conexión de las señales de control (*Pulse*, *Enable* y *Direction*) y la segunda para conexión de las señales de potencia, como lo son la alimentación y las fases del motor paso a paso.

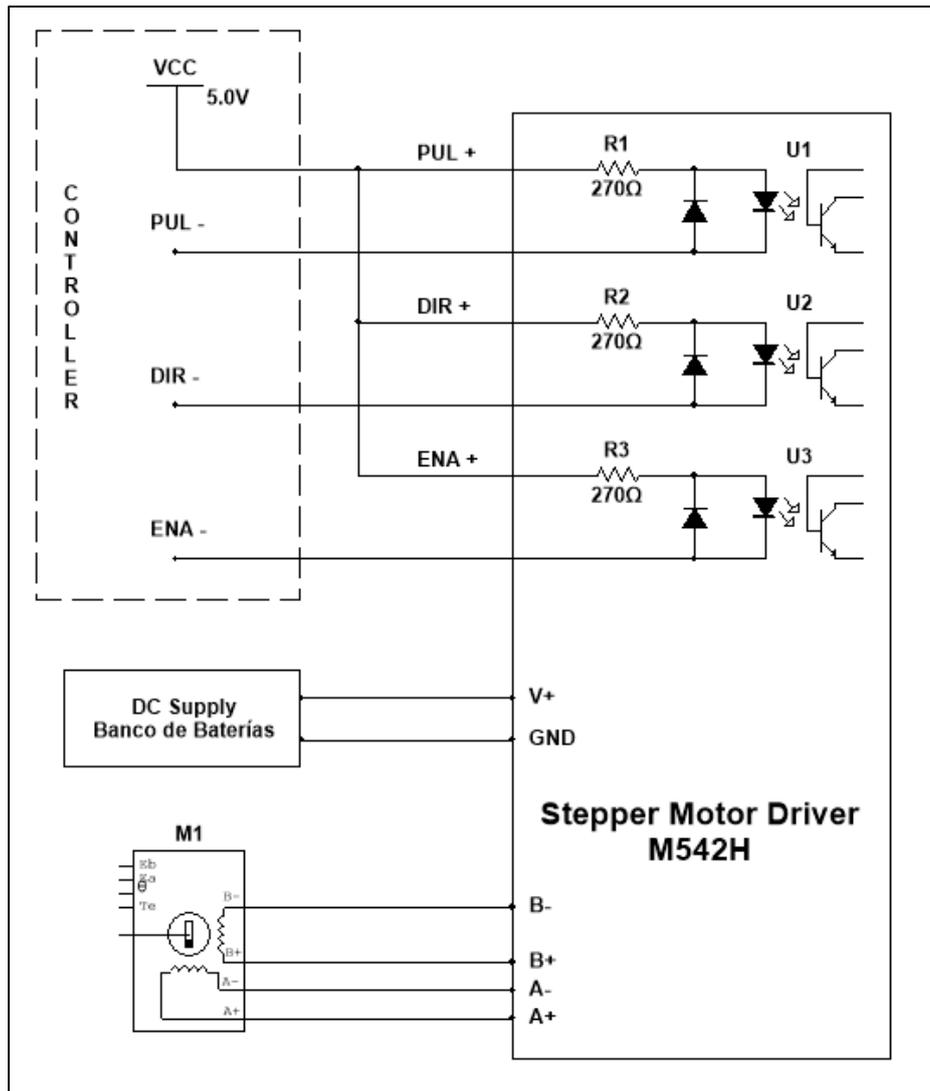


Figura 5.47 Conexión Driver M542H

### 5.9.2.1 Señales de Control

Tabla 7: Señales de Control

Señal	Detalle
PUL+ (5V)	<u>Señal de pulsos</u> : por cada pulso efectivo de esta señal el motor realiza un paso en el sentido de rotación <i>seteado</i> .
PUL- (PUL)	
DIR+ (5V)	<u>Señal de dirección</u> : esta señal posee dos niveles, alta/baja tensión, representando los dos sentidos de rotación del motor.
DIR- (DIR)	
ENA+ (5V)	<u>Señal enable</u> : esta señal es utilizada para habilitar/deshabilitar el driver.
ENA- (ENA)	

### 5.9.2.2 Señales de Potencia

Tabla 8: Señales de Potencia

Entrada	Detalle
V+ , GND	<i>DC power supply</i> La misma debe encontrarse en el rango de 20 – 100 VDC incluido fluctuaciones de voltaje y emisiones electromagnéticas
A+ , A-	<i>Fase A</i> del motor paso a paso
B+ , B-	<i>Fase B</i> del motor paso a paso

### 5.9.3 Interface de conexión de las señales de control

Para realizar una adaptación entre las salidas del microcontrolador y las señales de entrada de control del driver utilizado se implementó una etapa amplificadora conformada por un transistor NPN en configuración inversora, trabajando en corte y saturación. De esta manera se obtiene una señal que conmuta entre 0 y 5V dependiendo de la acción deseada.

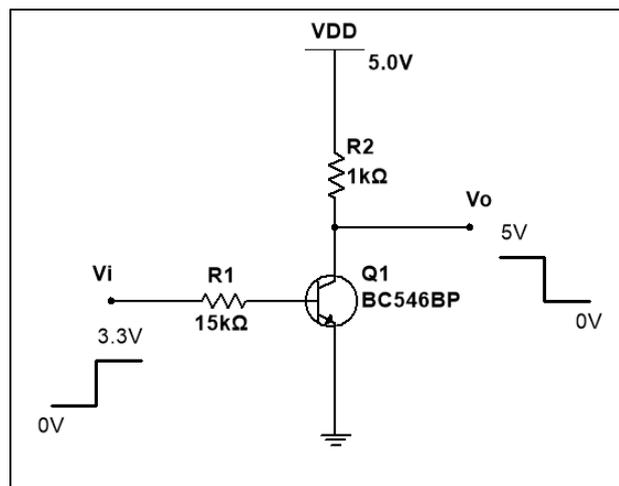


Figura 5.48 Etapa de potencia

El driver *M542H* posee 3 entradas lógicas aisladas ópticamente a las cuales llegan las señales de control: *Pulse*, *Enable* y *Direction* (Figura 5.49). Lo anterior se realiza para minimizar o eliminar la inserción de ruido eléctrico montado sobre estas señales. En la siguiente figura se pueden observar dichas entradas conectadas a las señales diferenciales provenientes del microcontrolador.

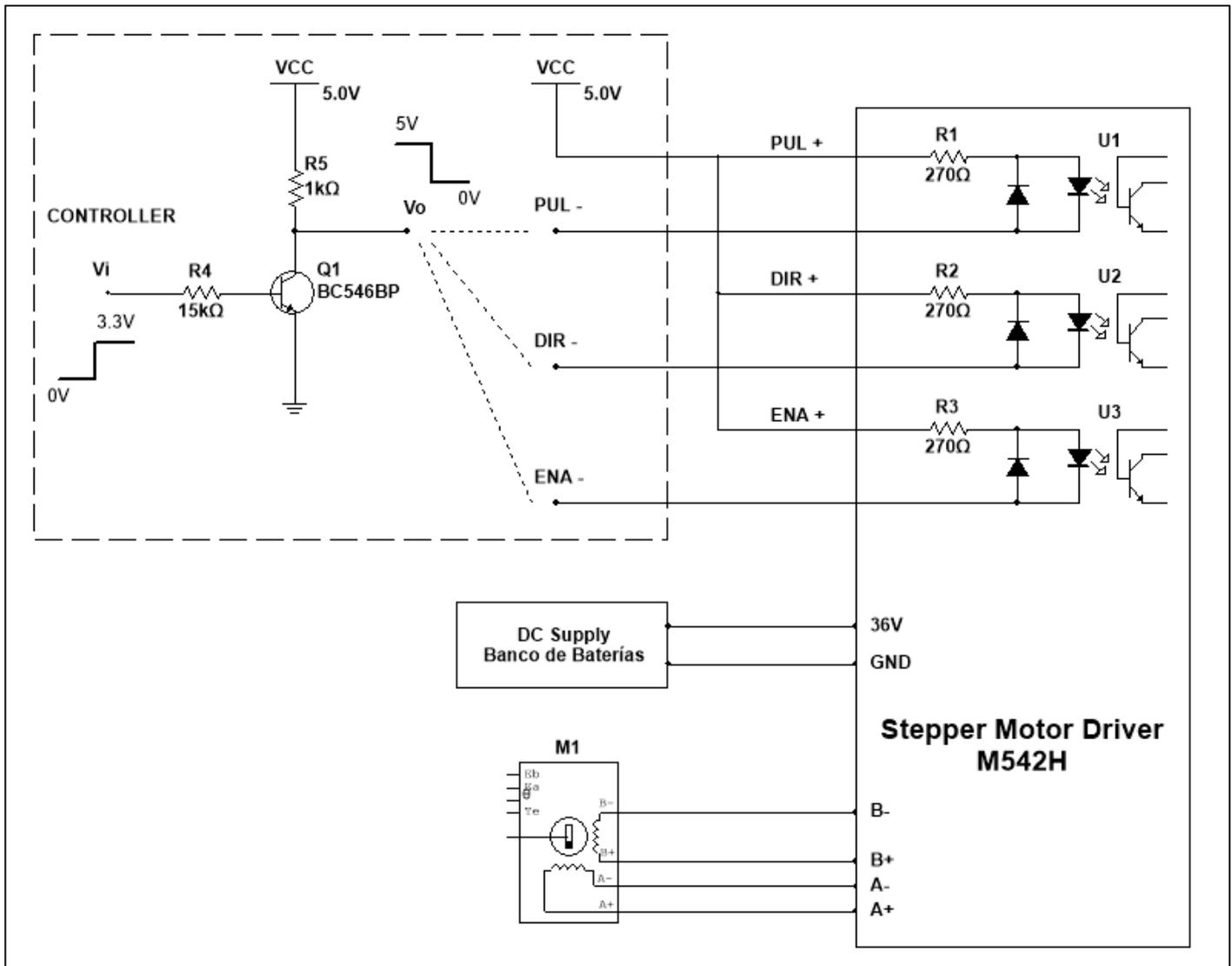


Figura 5.49 Circuito Conexionado implementado

#### 5.9.4 Conexión del motor

El motor paso a paso utilizado cuenta con la posibilidad de acceder en bornes a cada uno de los extremos de sus cuatro bobinados, es decir, existen 8 cables de conexión. Según como se utilicen estos últimos, el mismo puede ser conectado en *configuración serie* o *configuración paralelo*. Como se verá a continuación, cada una de estas configuraciones posee ciertas ventajas y desventajas, por lo que se debe optar por una de ellas de acuerdo a la aplicación a implementar.

##### 5.9.4.1 Conexión Serie

La conexión serie del motor, detallada en la Figura 5.50, se utiliza típicamente para aplicaciones donde se necesite alto torque a bajas velocidades, aunque, debido a que esta configuración posee la mayor inductancia, el rendimiento comienza a disminuir cuando se trabaja en este rango de velocidades. Por otro lado vale destacar que en la conexión serie la corriente de los motores se debe limitar al 70% de su valor máximo para prevenir el sobrecalentamiento de sus bobinados.

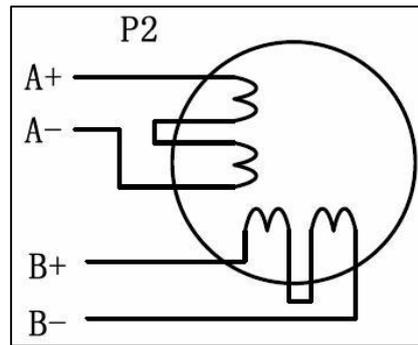


Figura 5.50. Conexión serie del motor paso a paso

### 5.9.4.2 Conexión Paralelo

Por otro lado, cuando un motor paso a paso se conecta en configuración paralelo disminuye su torque a bajas velocidades, pero debido a su menor inductancia, permite obtener un mayor torque cuando se trabaja a altas velocidades. Además, el calentamiento de los bobinados es menor en comparación con el producido en la configuración serie.

Como en nuestra aplicación se requiere que el tiempo que demanda el robot para cambiar su dirección no sea excesivo, resulta necesario que el torque entregado por el motor paso a paso sea lo suficientemente alto para velocidades de giro no tan bajas. Por esto último, se decidió utilizar el tipo de *conexión paralelo* de la Figura 5.51, para de esta forma contar con las ventajas mencionadas anteriormente en este rango de velocidades.

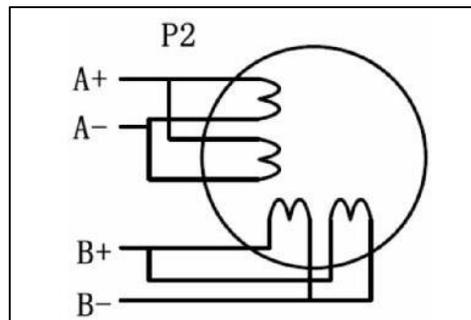


Figura 5.51 Conexión paralelo del motor paso a paso

### 5.9.5 Selección de Microstep - Resolución y corriente del motor paso a paso

El driver utilizado cuenta con 8 *DIP switch* que nos permiten seleccionar tanto la resolución del microstep como la corriente máxima de funcionamiento del motor, como se detalla a continuación:

- *DIP 1-2-3*: Corriente máxima de funcionamiento del paso a paso (*Dynamic Current*)
- *DIP 4*: Corriente de sostén (*Standstill Current*)
- *DIP 5-6-7-8*: Resolución de *microstep*

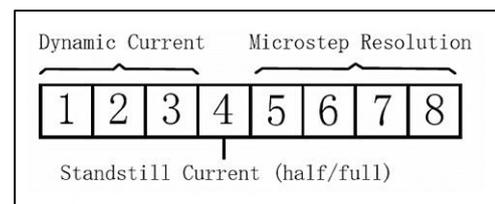


Figura 5.52 *DIP switch*

#### 5.9.5.1 Selección de la corriente

Los primeros 3 *selectores* (*SW1*, *SW2* y *SW3*) del *DIP switch* son utilizados para *setear* la corriente dinámica del motor, en base a la aplicación en la que será utilizado, como se muestra a continuación:

Tabla 9: Switch Driver PaP Corriente

Peak current (A)	RMS (A)	SW1	SW2	SW3
1.50	0.71	on	on	on
2.00	1.00	off	on	on
2.40	1.18	on	off	on
2.80	1.35	off	off	on
3.20	1.60	on	on	off
3.70	1.82	off	on	off
4.20	2.10	on	off	off
4.50	2.22	off	off	off

Vale aclarar que, debido a la inductancia del motor, la corriente real que circule por la misma puede ser menor que la corriente dinámica seteada, especialmente en aplicaciones en donde el motor gira a altas velocidades. Es por esto que la acción de este conjunto de selectores limita la máxima corriente de funcionamiento del paso a paso.

El *switch SW4*, se utiliza para establecer el valor de corriente de sostén (*Standstill Current*) que el motor consume cuando entrega el torque de sostén o  *Holding Torque* de la siguiente manera:

Cuando *SW4 = OFF*, la corriente de sostén valdrá la mitad de la corriente dinámica seleccionada con *SW1, 2, 3*. En cambio, si *SW4 = ON*, estas dos corrientes serán iguales.

Un detalle a tener en cuenta es que al utilizar la primera opción (*SW4 = OFF*), la corriente automáticamente se reduce a la mitad del valor seleccionado transcurrido un segundo luego del último pulso. Esto posee la ventaja principal de reducir el calentamiento del motor alrededor del 36% en comparación con el valor original.

Debido a que nuestra aplicación demanda que el motor paso a paso sea capaz de entregar el mayor torque posible, necesitaremos utilizar la mayor corriente dinámica. Por otro lado, se busca además reducir el calentamiento del motor como se explicó anteriormente, por lo que se optó por utilizar la siguiente configuración:

$$SW1 = SW2 = SW3 = SW4 = OFF$$

### 5.9.5.2 Selección de la resolución de Microstep

La resolución de *Microstep* es configurada mediante los *switch SW5, SW6, SW7 y SW8* del *DIP* como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 10: Switch Driver PaP Microstepping

Step Angle	Pulse/Rev	SW5	SW6	SW7	SW8
0.9	400	ON	ON	ON	ON
0.45	800	ON	OFF	ON	ON
0.225	1600	ON	ON	OFF	ON
0.1125	3200	ON	OFF	OFF	ON
0.05625	6400	ON	ON	ON	OFF
0.028125	12800	ON	OFF	ON	OFF
0.014063	25600	ON	ON	OFF	OFF
0.007031	51200	ON	OFF	OFF	OFF
0.36	1000	OFF	ON	ON	ON
0.18	2000	OFF	OFF	ON	ON
0.072	5000	OFF	ON	OFF	ON
0.036	10000	OFF	OFF	OFF	ON
0.0144	25000	OFF	ON	ON	OFF
0.0072	50000	OFF	OFF	ON	OFF

Teniendo en cuenta lo explicado en la Sección 3.2.4, a medida que disminuimos el ángulo girado por cada paso, se obtiene mayor precisión en el giro, pero el torque ejercido por el motor será menor. Por este motivo se decidió utilizar el método *Half-Step*, cuya forma de onda de corriente se detalla en la Figura 5.53. Este método brinda un buen torque de motor y a la vez una eficiencia satisfactoria, resultando la técnica que proporciona la mejor performance torque/eficiencia para nuestra aplicación.

Para utilizar este método, la configuración adoptada resultó:

$$SW5 = SW6 = SW7 = SW8 = ON$$

por lo que el ángulo girado por pulso (*step angle*) será:

$$Step\ Angle = 0,9^\circ$$

y se necesitaran entonces 400 *pulsos* para obtener un giro completo.

A continuación, se procedió a ensayar el motor paso a paso para la configuración adoptada de los 8 *DIP switch* que determina una  $I_{m\acute{a}x\,seteada} = 4,5\ A$  y la utilización del método *Half – Step*.

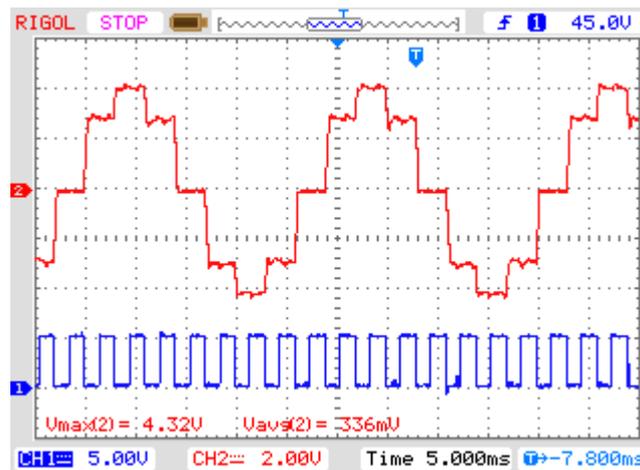


Figura 5.53 Forma de onda Corriente de fase y Señal *Pulse*

En la figura anterior, se visualiza en el CH1 señal de control *pulse* del driver y en el CH2 la corriente de la fase A del motor paso a paso. Observando la señal de *pulse*, se puede comprobar que son necesarios dos flancos negativos por cada paso del motor, siendo este comportamiento el esperado para el método *half-step* utilizado.

Para mayor entendimiento del funcionamiento del motor se procedió a graficar ambas corrientes de fase del mismo, comprobándose el desfase de  $90^\circ$  entre las mismas estudiado en la Sección 3.2.2.

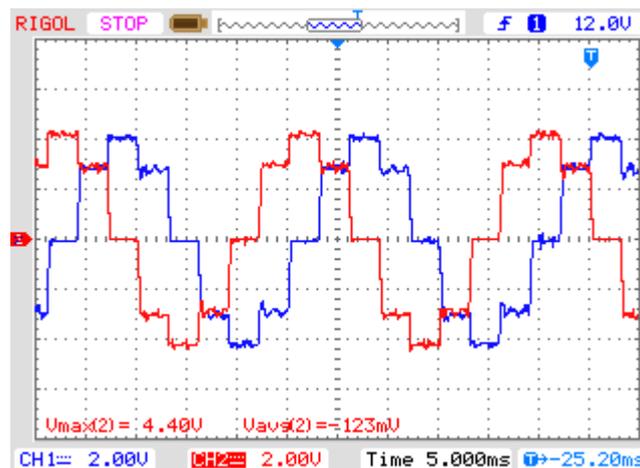


Figura 5.54 CH1: Corriente de fase A CH2: Corriente de fase B (Escala 100mV/A)

que nos permiten seleccionar tanto la resolución del microstep como la corriente máxima de funcionamiento del motor

### 5.9.6 Determinación de la velocidad de giro

Como se puede observar en la siguiente curva del torque de un motor paso a paso en función de la velocidad de giro, el valor de torque permanece constante e igual al *holding torque* para bajas velocidades. Luego a medida que se aumenta la velocidad de giro, más precisamente al superar la velocidad de corte (*cutoff speed*), el torque comienza a disminuir en forma exponencial hasta aproximarse a cero, donde se alcanza la máxima velocidad o *maximum speed*.

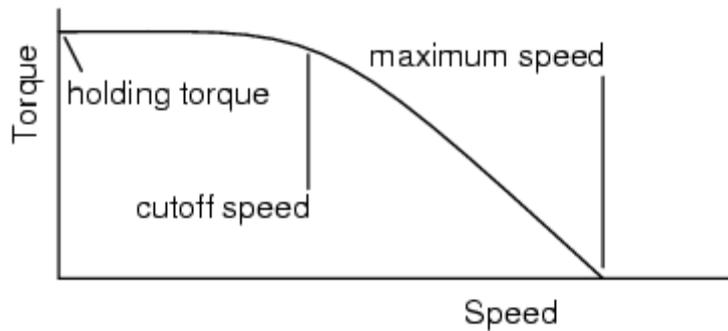


Figura 5.55 Característica torque vs velocidad

Por lo estudiado anteriormente, para que el motor paso a paso brinde el mayor torque debe funcionar dentro de un rango de velocidades bajas (menores a la velocidad de corte). Sin embargo, velocidades muy bajas de funcionamiento del motor se traducen en tiempos de giro del sistema de dirección del robot excesivos. Teniendo en cuenta esto, nos encontramos en una situación de compromiso al momento de seleccionar el valor de la velocidad de giro utilizada, ya que la misma debe ser lo suficientemente baja para que el torque resulte adecuado para nuestra aplicación y, a la vez, lo suficientemente alta para lograr un menor tiempo de giro.

En base a lo anterior, se decidió utilizar el siguiente periodo de la señal de control *pulse* ( $T_{pulso}$ ):

$$T_{pulso} = 3 \text{ ms}$$

Luego, teniendo en cuenta que en nuestra configuración se necesitan 400 *pulsos* para obtener un giro completo del motor, resulta:

$$T_{giro} = 400 T_{pulso} = 1,2 \text{ seg}$$

Por lo que la velocidad de giro del paso a paso establecida en *RPMs* será:

$$RPM_{motor} = \frac{60}{T_{giro}} = 50 \text{ rpm}$$

Luego como la reducción utilizada en el sistema de dirección fue  $N_{reducción} = 10/1$ , se obtiene una velocidad angular de cambio de dirección del robot:

$$RPM_{sistema \ dir} = \frac{RPM_{motor}}{N_{reducción}} = 5 \text{ rpm}$$

Si consideramos que las ruedas delanteras poseen un ángulo de giro máximo igual a  $\theta_{dir_{m\acute{a}x}} = 112,5^\circ$ , entonces partiendo de la velocidad angular de dirección  $RPM_{sistema \ dir}$ , se puede obtener el tiempo  $T_{dir_{m\acute{a}x}}$  que demora el robot en realizar un giro completo de su dirección, como se detalla a continuación:

$$RPM_{sistema \ dir} = 5 \text{ rpm} \Rightarrow T_{vuelta} = \frac{60 \text{ s}}{5} = 12 \text{ s}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{vuelta} = 360^\circ \rightarrow T_{vuelta} = 12 \text{ s} \\ \theta_{dir_{m\acute{a}x}} = 112,5^\circ \rightarrow T_{dir_{m\acute{a}x}} = \frac{112,5^\circ \times 12 \text{ s}}{360^\circ} \end{array} \right.$$

por lo tanto:

$$T_{dir_{max}} = 3,75 \text{ s}$$

### 5.9.7 Interferencia Electromagnética (EMI)

Uno de los retos claves al momento del diseño de circuitos electrónicos es resolver o minimizar los problemas que acarrea la interferencia electromagnética (*ElectroMagnetic Interference o EMI*). Entre las fuentes de EMI que se pueden encontrar en aplicaciones generales se incluyen: contactos auxiliares y de alimentación, motores CA y CC, generadores CA y CC, fuentes de alimentación conmutables, cableado de alimentación, etc.

Como se puede observar en las Figura 5.56 y Figura 5.57, tanto las fases del motor paso a paso como la alimentación de su driver, poseen una forma de corriente pulsante. Sumado a esto último, otro factor negativo resulta la considerable distancia de cableado entre el gabinete principal y el motor paso a paso.



Figura 5.56. Corriente de alimentación del driver M542H

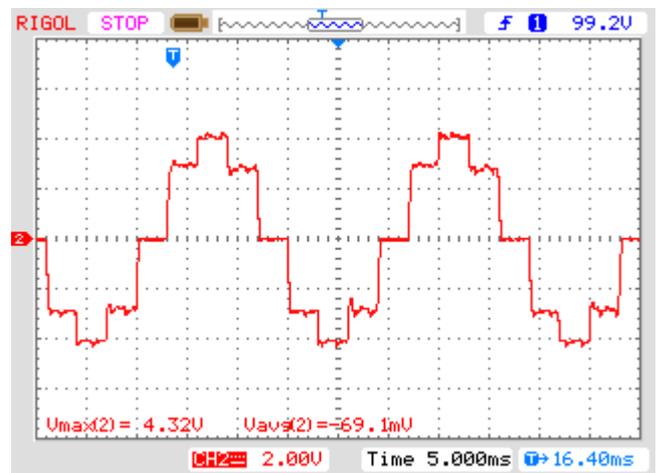


Figura 5.57. Corriente de fase A – Motor PaP

De lo estudiado anteriormente se concluye que existen diferentes fuentes de ruido eléctrico en nuestro sistema, por lo que se tuvieron en cuenta las siguientes recomendaciones para mejorar la performance anti-interferencia y de esta manera reducir los efectos de la EMI en el funcionamiento total:

- Se cablearon por separado los cables pertenecientes a las señales de *pulse/direction* y los pertenecientes a la alimentación del motor, para prevenir la incursión de ruido eléctrico en las señales de instrumentación.
- Utilización de cable mallado en los cables por donde circula una corriente pulsante. Un ejemplo es el cable de alimentación del driver paso a paso que, además de tener una corriente de gran magnitud y pulsante, tiene una gran longitud física favoreciendo a la contaminación electromagnética.
- Se colocó el driver lo más cerca posible del motor paso a paso, para de esta manera reducir la longitud de los cables pertenecientes a las fases del motor.

### 5.10 Determinación de la Dirección - Ángulo Girado - Encoder Absoluto

Una manera de determinar la posición angular del sistema de dirección podría ser utilizando la cantidad de pulsos dados en la señal de control *pulse* y luego multiplicar este valor por el ángulo girado por cada pulso o *step angle*:

$$\theta_{girado} = N_{pulsos} \text{ Step Angle} = N_{pulsos} 0,9^\circ$$

Debido a que el prototipo de robot desmalezador debe estar preparado para funcionar en condiciones irregulares del terreno, como lo pueden ser un terreno agrícola, el mismo tiene que ser capaz de soportar vibraciones mecánicas que pueden provocar un cambio en el ángulo de giro de la dirección sin haber recibido un pulso en la señal de control.

Como la posición angular del sistema de dirección se considera una variable fundamental para su funcionamiento, se decidió colocar un encoder absoluto OMRON E6CP-A (Anexo 9.6) acoplado al motor paso a paso de manera de asegurarnos una medición precisa del ángulo girado. El mismo se puede observar ensamblado en la Sección 6.1.

El encoder absoluto utilizado codifica la posición angular del eje en una señal analógica de 8 bits, donde cada posición esta unívocamente relacionada con una combinación de cada uno ellos. De lo anterior, la resolución en la medición del ángulo girado queda determinada por:

$$\text{Resolución} = 2^{N_{Bits}} = 2^8 = 256$$

Por lo que la mínima variación angular que se puede medir será:

$$\Delta\theta_{encoder} = \frac{360^\circ}{256} = 1,4^\circ$$

A continuación, en la Figura 5.58, se puede observar las formas de onda de cada uno de los bits que componen la señal de salida del encoder, que luego serán utilizados como entradas al microcontrolador para obtener el valor digital de la variable en cuestión. Vale aclarar que el cifrado de las posiciones se encuentra bajo código gray.

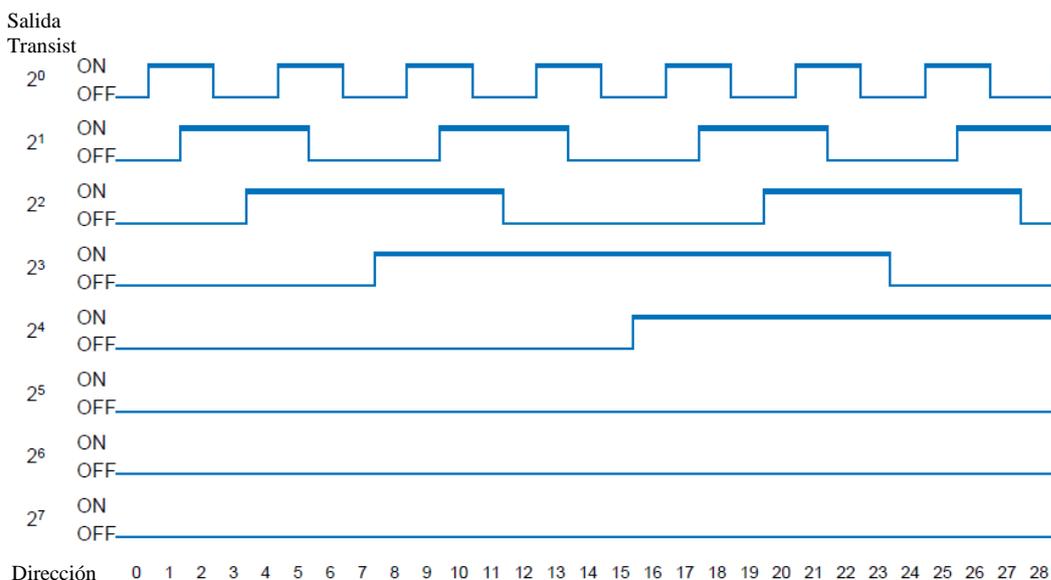


Figura 5.58 Señales encoder OMRON E6CP-A

5.10.1 Circuito de salida a colector abierto – Encoder

Como se detalla en el Anexo 9.6, de la página 163, cada una de las 8 salidas del encoder se encuentran en configuración *NPN* a colector abierto por lo que se debió colocar una resistencia de polarización. El valor de la misma debe ser calculado de manera que no se supere la máxima corriente permitida.

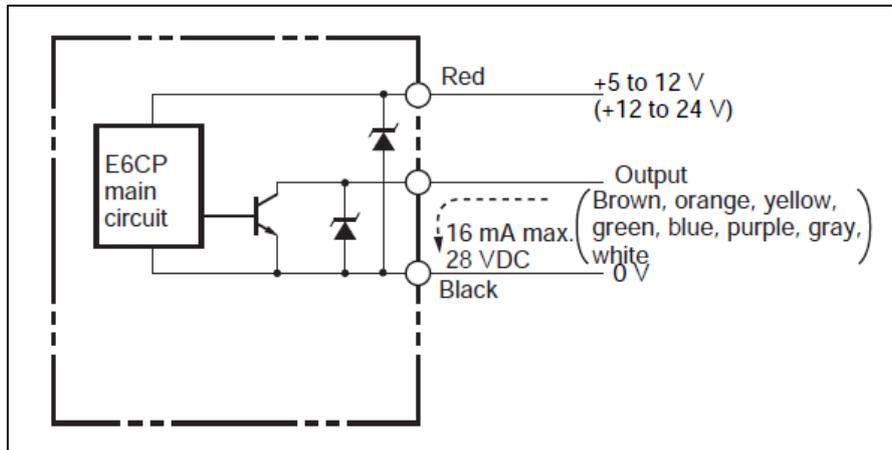


Figura 5.59 Salida a colector abierto

En nuestro caso se conectó cada salida a una tensión de 5V (tensión de entrada máxima que admite el microcontrolador) mediante una resistencia de colector  $R_c = 1K\Omega$  por lo que la corriente de colector  $I_c$  resulta:

$$I_c = \frac{5V - V_{sat}}{R_c} = \frac{5V - 0,2V}{1K\Omega} = 4,8 mA < I_{c\ max} = 16 mA$$

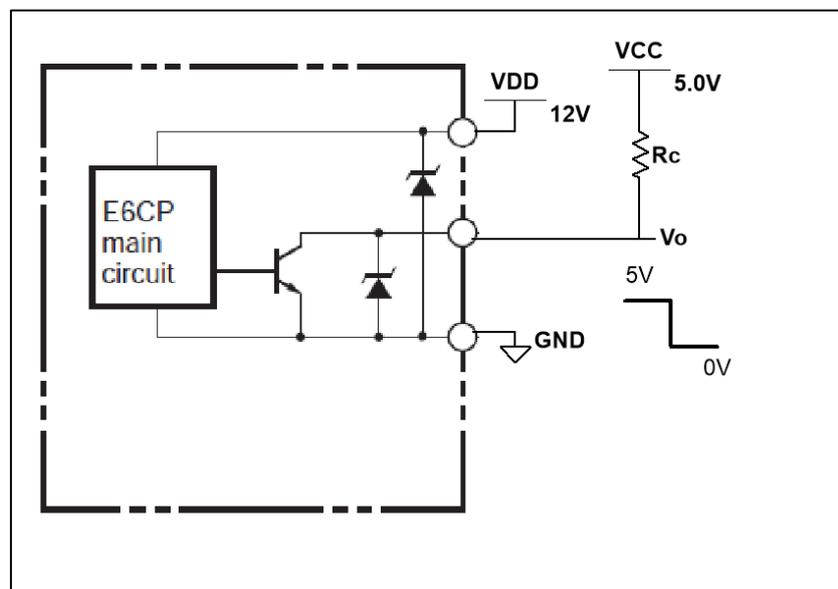


Figura 5.60 Circuito de salida utilizado

## 5.11 Parada de Emergencia

Como medida de seguridad, se optó por colocar una *parada de emergencia* en la parte trasera del robot, de manera de contar con la posibilidad de interrumpir el funcionamiento del mismo en caso de ser necesario. Este apagado de emergencia debe ser capaz de detener la marcha del prototipo sin alterar el funcionamiento normal de su CPU. En la Figura 5.61 puede observarse un esquema de la solución implementada, la cual consta de un pulsador de golpe de puño *PE* con retención por giro, y un relé  $K_1$  con tensión de alimentación de 12 VDC y contacto auxiliar *NA* asociado (el diodo  $D_1$  cumple la misma función que el mencionado en la sección anterior). La misma puede visualizarse implementada en la Sección 6.1.

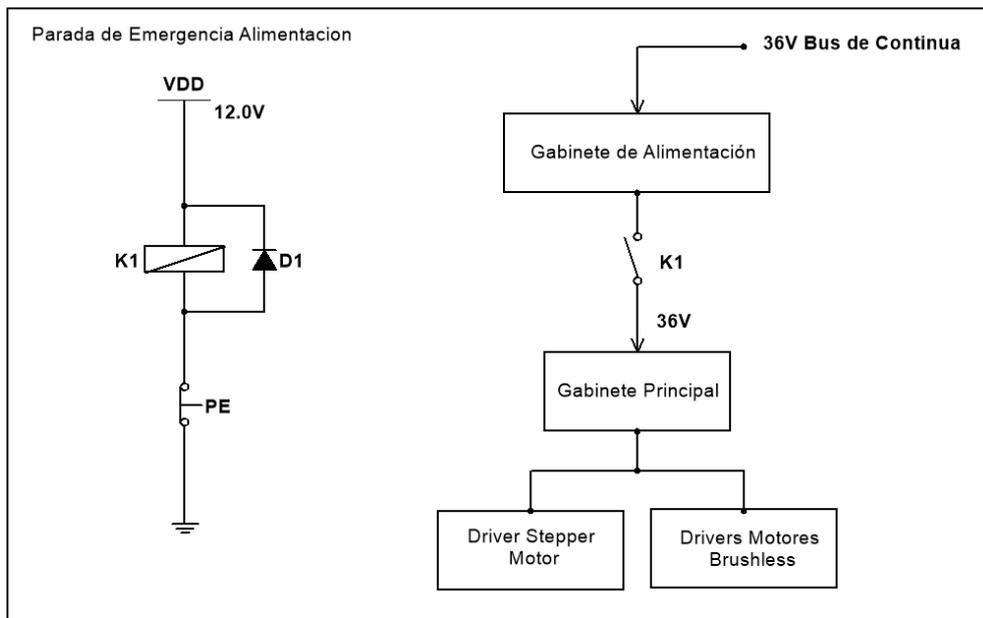


Figura 5.61 Parada de emergencia

Cuando el pulsador de parada de emergencia *PE* es activado, se interrumpe la alimentación de la bobina del relé  $K_1$ , y este a su vez abre su contacto auxiliar *NA*, desabasteciendo al gabinete principal de la tensión de alimentación de 36V y por ende, a todas las partes que componen la tracción y dirección del prototipo (Driver Motor paso a paso y Drivers Motores Brushless). De esta forma se logra una detención forzada hasta que se libere nuevamente el pulsador, aunque sin alterar el funcionamiento de la CPU, ya que se corta la alimentación de los drivers, pero no así las tensiones de 12 y 5V que alimentan los demás sistemas.

### 5.11.1 Circuito Adaptador de Señal Parada de Emergencia

Debido a la necesidad de contar con una entrada del microcontrolador que nos indique cuando fue accionada la parada de emergencia, se procedió a realizar un circuito de acoplamiento entre la parte de potencia (Bobina del Relé  $K_1$ ) y la parte de señal.

El circuito de la Figura 5.62 cumple con el objetivo de aislar eléctricamente dicha entrada del microcontrolador mediante la utilización de un optoacoplador 6N136, que consta de un LED de AlGaAs ópticamente acoplado a un transistor fotodetector de alta velocidad, trabajando en corte y saturación.

La corriente que circula por el diodo LED  $I_{D_{U1}}$  se adoptó de manera que el mismo se encuentre correctamente polarizado, siendo:

$$I_{D_{U1}} = \frac{V_{DD} - V_{D_{U1}}}{R_1} = \frac{12V - 2V}{1k\Omega} = 10 \text{ mA} < I_{D_{U1}m\acute{a}x} = 25 \text{ mA}$$

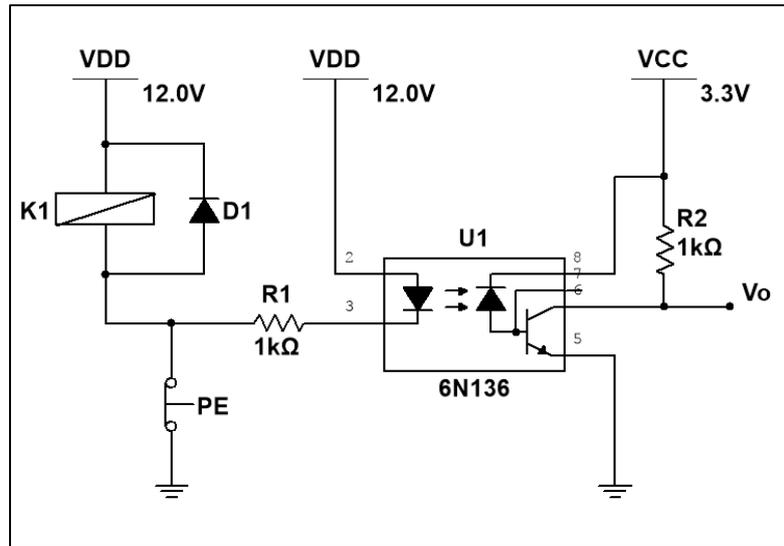


Figura 5.62 Circuito adaptación de señal parada emergencia

Analizando el circuito se puede comprobar que estando la parada de emergencia desactivada, la corriente  $I_{D_{U1}}$  posee un camino de circulación a través de ella, por lo que el fotodetector de salida se encuentra saturado (la resistencia  $R_2$  es la encargada de asegurar este estado de saturación) y por ser la tensión  $V_0$  igual a la tensión colector-emisor del transistor, se tiene:

$$V_0 \cong 0,2 \text{ V}$$

Caso contrario, si la parada de emergencia es activada, se interrumpe el camino de circulación de la corriente de diodo, cortando el fotodetector y teniéndose entonces una tensión de salida:

$$V_0 = 3,3 \text{ V}$$

En conclusión, la salida analógica  $V_0$  de este circuito, es decir, la entrada del microcontrolador que indique cuando se accione la parada de emergencia, responde a la siguiente lógica:

$$Entrada_{PE} (micro) = V_0 = \begin{cases} 0,2 \text{ V} & P.E. \text{ no activada} \\ 3,3 \text{ V} & P.E. \text{ activada} \end{cases}$$

### 5.12 Conexión General

Posteriormente a las etapas de diseño, implementación y ensayo de cada subsistema por separado, se procedió a realizar el ensamble total de los mismos para comprobar la correcta sincronización durante el funcionamiento en paralelo de todos los subsistemas que integran el sistema total. El esquema final se puede observar en la Figura 5.64.

Previo a finalizar el ensamble, durante el desarrollo de esta etapa, surgieron diferentes inconvenientes propios de una puesta en marcha, como lo pueden ser cuestiones de seguridad y mejoras de performance. A continuación, se detallan las modificaciones realizadas para satisfacer los distintos problemas:

### 5.12.1 Llave de interrupción

Como medida de seguridad, se decidió contar con una llave de interrupción general del sistema. Para lograr esto se colocó un cortacorriente  $S1$ , el cual produce la desconexión del Gabinete Principal y Secundario de la etapa de carga de baterías mediante paneles solares. Esto nos permitió además de actuar como “llave de encendido” del robot, poder aislar dichas etapas al momento de realizar distintos ensayos experimentales.

Cabe destacar que la llave utilizada debe ser adecuadamente seleccionada para soportar, en el peor de los casos, una corriente de circulación cercana a  $40 A$ . Por este motivo, se optó por utilizar en nuestra aplicación una llave cortacorriente automotriz.

### 5.12.2 Estabilización de tensión

Otra medida de seguridad necesaria que surgió en esta etapa fue contar con un circuito de protección de sobrevoltaje en el banco de baterías. Para esto se colocó un circuito  $RC$  formado por un capacitor tanque  $C1$  y una resistencia de carga  $R1$ . De esta manera si se produce un pico de tensión en la etapa de carga de baterías el mismo será suprimido por el capacitor sin llegar a producir daños en el gabinete principal.

La resistencia  $R1$ , cumple la función de lograr una forma de onda exponencial de corriente de carga del capacitor, determinada por la constante de tiempo  $\tau = R_1 C_1$ . De esta manera se evitan picos de corrientes cuando se conecta el capacitor y el mismo se encuentra descargado. Una vez que el capacitor se cargó a la tensión de las baterías, se cortocircuita dicha resistencia con una llave  $S2$  que se encuentra en paralelo de la misma.

### 5.12.3 Reducción de la emisión electromagnética (EMI)

A pesar de que se llevaron a cabo una serie de medidas para reducir los efectos de la  $EMI$  en el conexionado del driver del motor paso a paso (Sección 5.9.7), a la hora de comprobar el funcionamiento en paralelo del sistema total nos encontramos que todavía seguíamos teniendo diferentes inconvenientes debido a la gran emisión electromagnética generada.

Por lo detallado anteriormente, se realizaron las siguientes reformas para mejorar aún más la performance anti-interferencia del sistema ensamblado:

- Modificación de la distribución física de los gabinetes, separando lo más posible la parte de potencia de la parte de señal y ubicando todos los drivers de los motores fuera del gabinete principal.
- Colocación de capacitores de filtrado en diferentes puntos estratégicos del sistema. Algunos ejemplos de estos puntos son: borneras de las distintas tensiones de alimentación, tensión alimentación de todos los amplificadores operacionales en la placa de adquisición diseñada, pines de entradas del microcontrolador, etc.
- Conexión al terminal negativo del banco de baterías (puesta a tierra) de diferentes puntos de los gabinetes (tapa, placa de montaje, borneras de tierra, etc) como así también del chasis mecánico del robot.

### 5.12.4 Leds de indicación de funcionamiento

Con el fin de poder observar ciertos parámetros de funcionamiento cuando el gabinete se encuentra cerrado, se colocaron 4 Leds que actúan como indicadores luminosos de las siguientes situaciones:

- Indicación de las diferentes tensiones de alimentación ( $36V$ ,  $12V$  y  $5V$ ) en los *Leds* 1, 2 y 3 respectivamente.

- Indicación de los distintos estados de funcionamiento del microcontrolador (intermitencia en *Led4*). Dentro de estos estados se encuentra, por ejemplo, *modo calibración* del control remoto y estado de la parada de emergencia (accionada/no accionada).

A continuación, se detalla la polarización de cada uno de los *LED de indicación de funcionamiento* ubicados en el gabinete secundario (Figura 6.5):

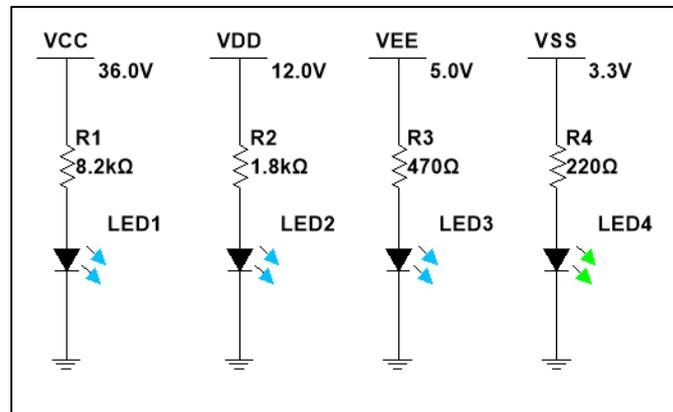


Figura 5.63 Polarización LEDs de indicación

#### 5.12.4.1 Led de indicación de tensión de alimentación 36V

$$V_{LED1} = 4V$$

$$I_{LED1} = \frac{V_{CC} - V_{LED1}}{R_1} = \frac{36V - 4V}{8,2k\Omega} = 3,92 \text{ mA}$$

#### 5.12.4.2 Led de indicación de tensión de alimentación 12V

$$V_{LED2} = 2,8V$$

$$I_{LED2} = \frac{V_{DD} - V_{LED2}}{R_2} = \frac{12V - 2,8V}{1,8k\Omega} = 5,11 \text{ mA}$$

#### 5.12.4.3 Led de indicación de tensión de alimentación 5V

$$V_{LED3} = 2,9V$$

$$I_{LED3} = \frac{V_{EE} - V_{LED3}}{R_3} = \frac{5V - 2,9V}{470\Omega} = 4,46 \text{ mA}$$

#### 5.12.4.4 Led de indicación de funcionamiento del microprocesador 3,3V

$$V_{LED4} = 2,9V$$

$$I_{LED4} = \frac{V_{SS} - V_{LED4}}{R_4} = \frac{3,3V - 2,9V}{220\Omega} = 1,81 \text{ mA}$$

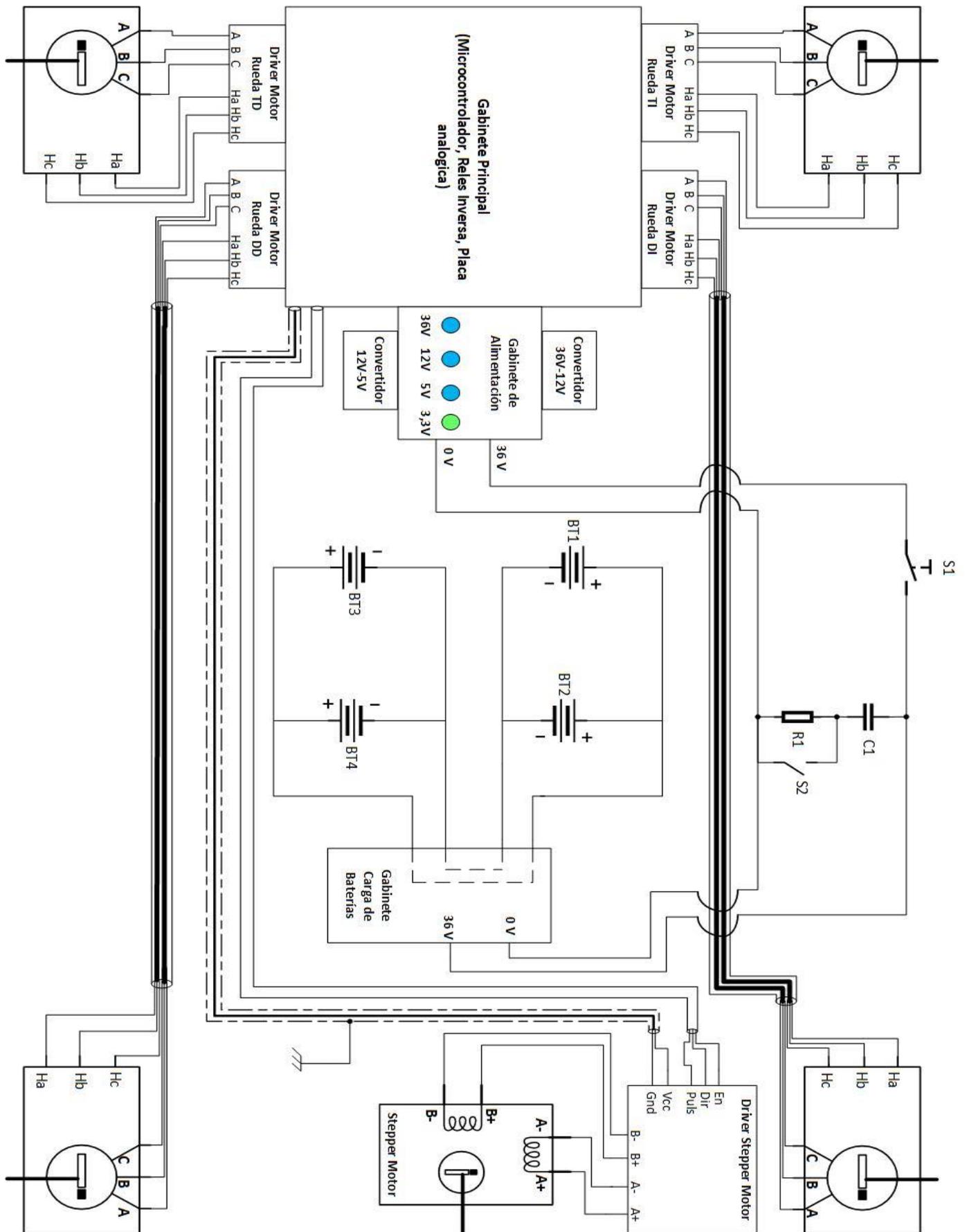


Figura 5.64 Conexión general del prototipo

### 5.13 Señal del Comando Remoto

Para el accionamiento a distancia del robot se utilizó un control remoto de la marca *Exceed-RC* (ilustrado en la Figura 5.70) capaz de transmitir dos señales, *dirección* y *velocidad*, similares a la ilustrada en la Figura 5.65, hacia un receptor ubicado dentro del gabinete principal. Dichas señales codifican la información de cada parámetro variando el tiempo  $T_{on}$  en que se encuentra en alto una señal cuadrada, como se puede observar en la Figura 5.66, donde puede notarse también que existen valores máximos y mínimos para este tiempo en alto ( $T_{m\acute{a}x}$  y  $T_{m\acute{i}n}$  en la gráfica).

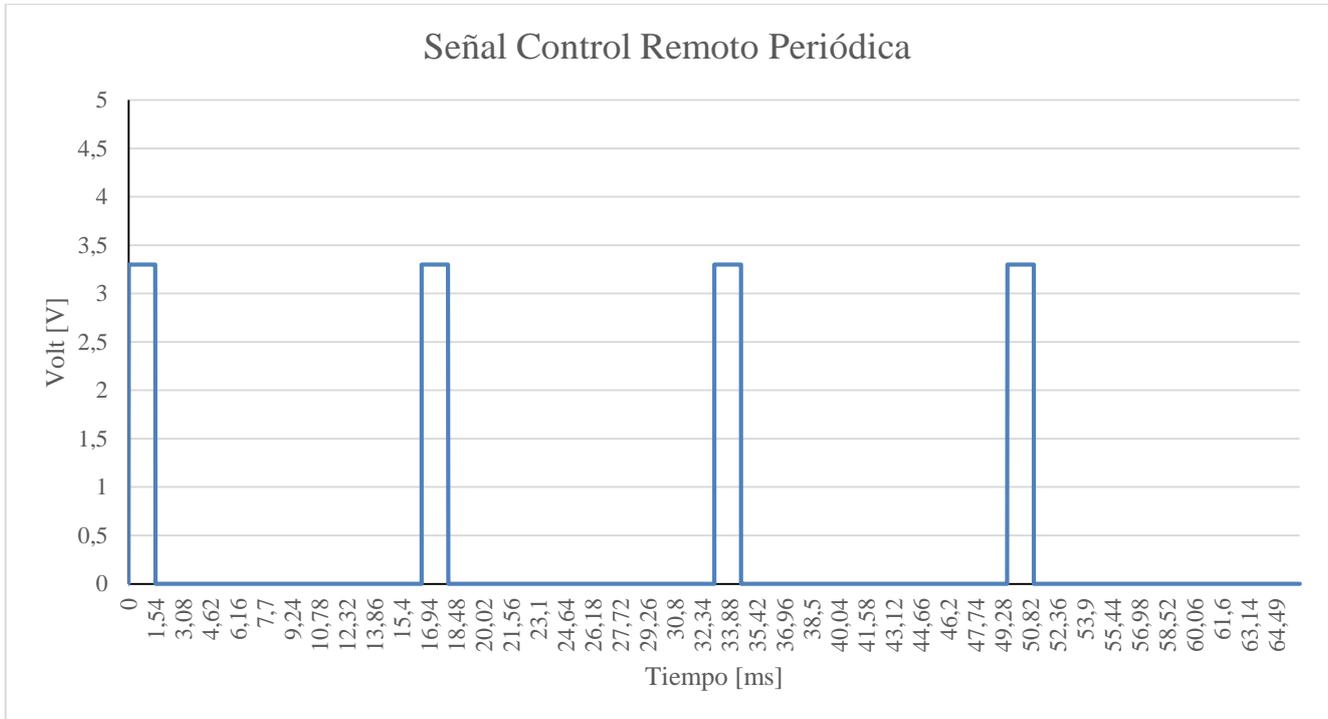


Figura 5.65: Forma de onda Señal periódica transmitida.

La variación de estas señales se encuentra controlada por una *perilla* y un *gatillo* (Figura 5.70 (b) y (c), que se encuentra más adelante), encargados de modificar el tiempo en alto de la señal de dirección y velocidad respectivamente. Ambos actuadores pueden además ser accionados en dos direcciones posibles, partiendo de una posición de reposo, correspondiente al tiempo  $T_{cero}$ . De esta forma es posible codificar ambas señales transmitidas no sólo con los datos de la velocidad y la dirección, sino también con la información necesaria para determinar si el prototipo se encuentra marchando en *reversa* y si el giro es hacia la *izquierda* o hacia la *derecha*.

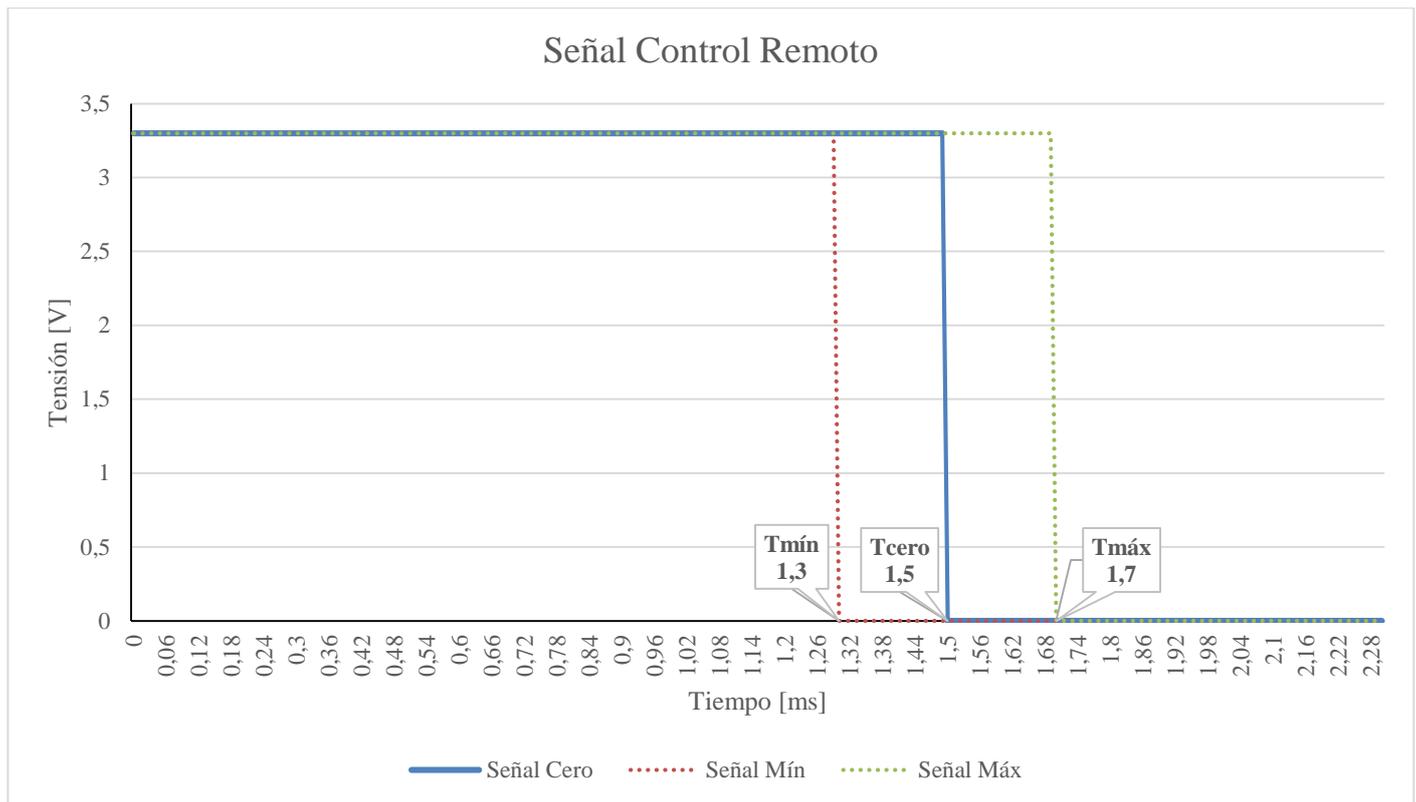


Figura 5.66: Forma de onda Señal entregada por el control remoto, para 3 casos posibles.

Las señales tanto de *velocidad* como de *dirección*, una vez recibidas dentro del gabinete principal, deben ser direccionadas hacia el microcontrolador, para ser decodificadas y extraer los valores correspondientes a dichos parámetros. Las entradas hacia las cuales son direccionadas ambas señales se detallan en la Figura 5.75, de la página 108.

La curva detallada de la siguiente Figura 5.67 esquematiza el comportamiento de la señal de velocidad, de acuerdo a la forma en que es interpretada por el microcontrolador.

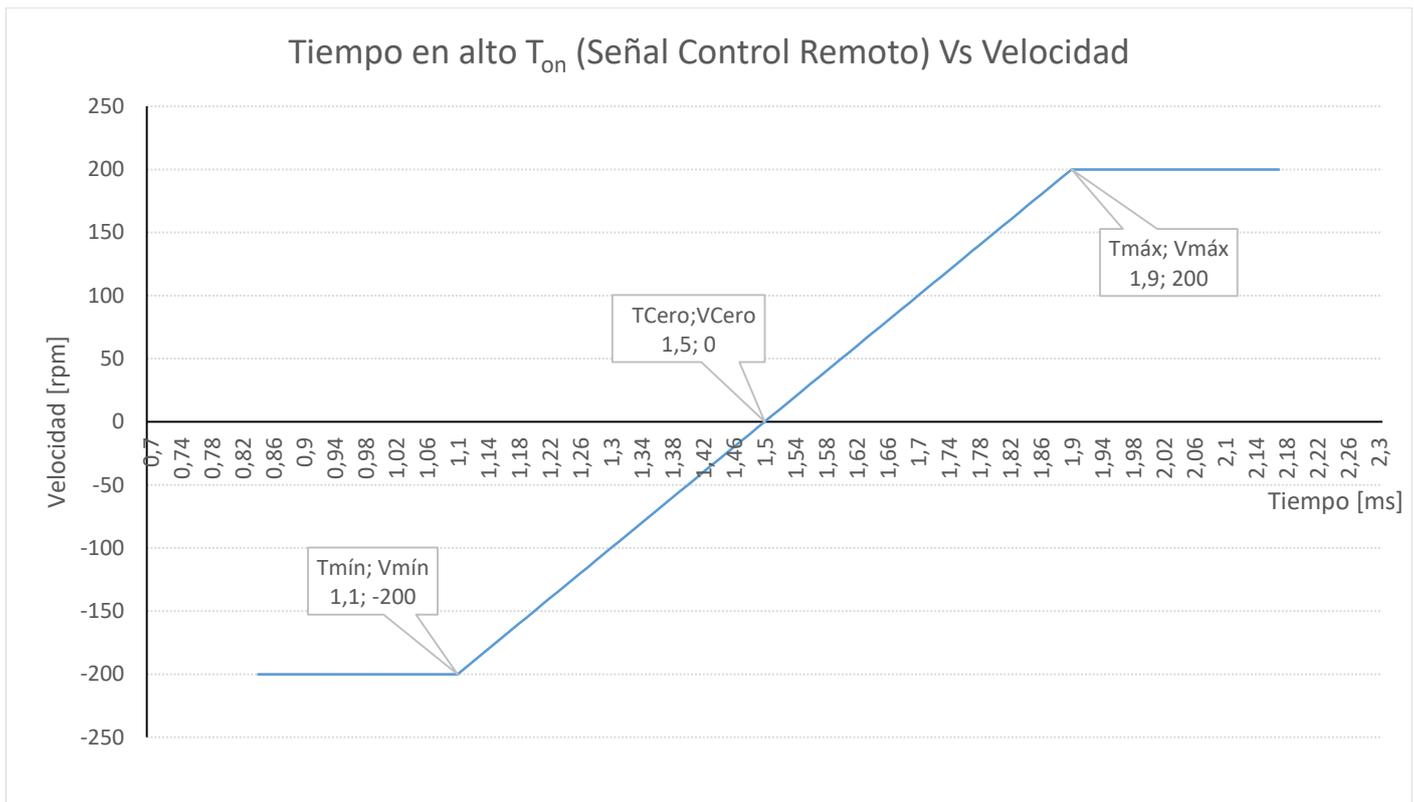


Figura 5.67: Tiempo en alto  $T_{on}$  Vs Velocidad

Al encontrarse el gatillo en posición de reposo (es decir, sin estar accionado) la señal se corresponde con el punto  $(T_{cero}; V_{cero})$ , por lo que posee un tiempo en alto  $T_{on}$  de 1,5 ms. Al presionar el gatillo en alguna de las dos direcciones posibles, se modifica este tiempo  $T_{on}$  siguiendo la pendiente que se observa en la gráfica, variándose de esta forma la velocidad en  $rpm$ , hasta alcanzar la saturación en los puntos  $(T_{mín}; V_{mín})$  y  $(T_{máx}; V_{máx})$ . A partir de estos puntos si se continúa presionando el gatillo, a pesar de modificarse el  $T_{on}$ , el microcontrolador interpretará que se ha alcanzado el valor máximo permitido (ya sea hacia un sentido o hacia el otro).

### 5.13.1 Potenciómetros de Ajuste

Resulta importante aclarar que el control remoto permite realizar diversos ajustes a las señales transmitidas, por medio de 2 *potenciómetros de ajuste*. Estos potenciómetros son capaces de realizar las siguientes modificaciones:

- *Ajuste del  $T_{cero}$* : es posible modificar el valor (en *mseg*) del tiempo  $T_{cero}$ , es decir, modificar el valor temporal para el cual se produce el flanco descendente de la señal, lo que se traduce en un corrimiento del punto donde la función característica  $T_{on}$  Vs Velocidad corta al eje de las abscisas.
- *Ajuste  $T_{mín}$  y  $T_{máx}$* : para este caso existe la posibilidad de variar los valores correspondientes al  $T_{mín}$  y al  $T_{máx}$  en igual proporción, dicho en otras palabras, es posible modificar el ancho de la ventana de excursión del  $T_{on}$ , lo que se corresponde con una variación en la pendiente de la función característica.

Estos efectos producidos por los 2 potenciómetros de ajuste se pueden observar en las siguientes figuras, donde la Figura 5.68 corresponde al *Ajuste del  $T_{cero}$*  y la Figura 5.69 al *Ajuste del  $T_{mín}$  y  $T_{máx}$* :

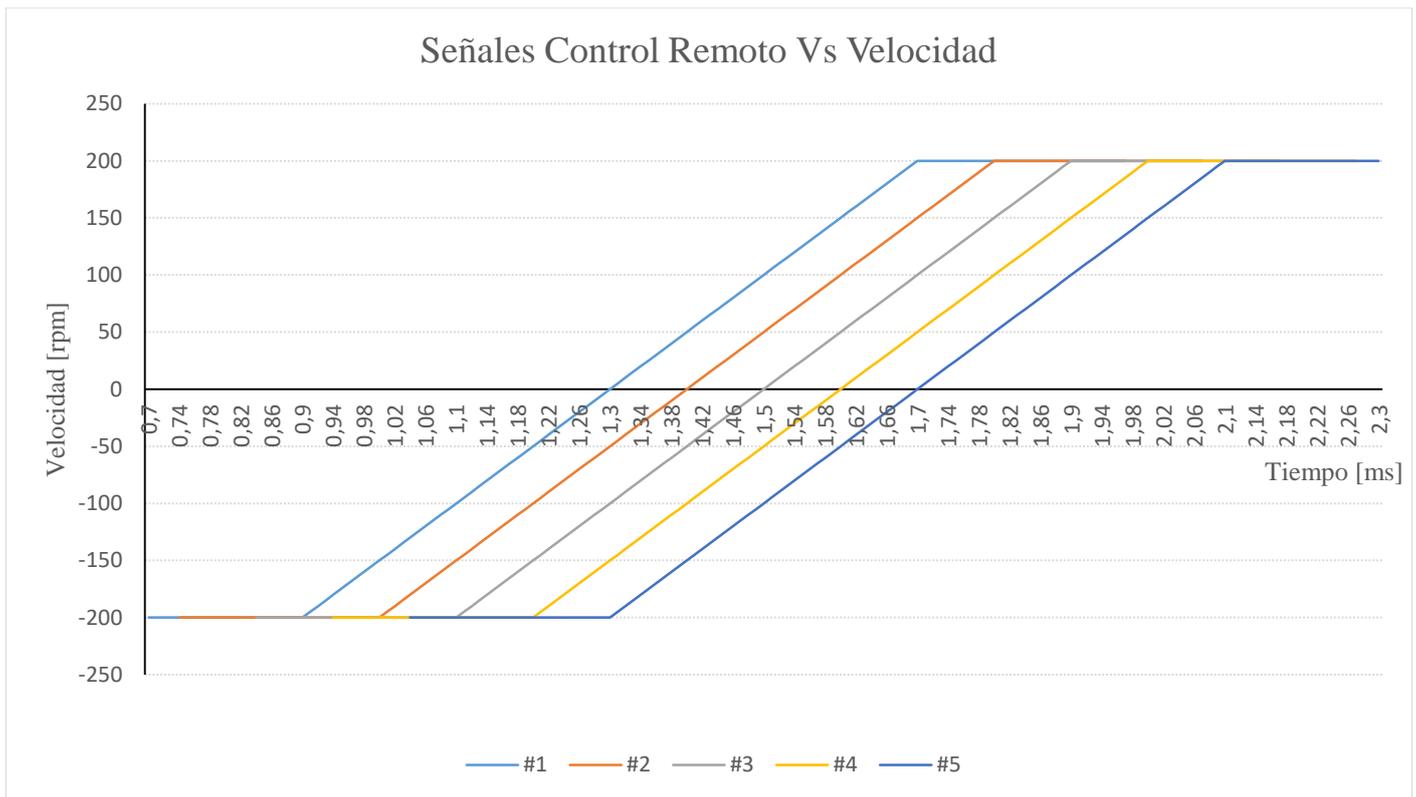


Figura 5.68: Efecto de la variación del potenciómetro de ajuste del  $T_{cero}$ , en la función característica  $T_{on}$  Vs Velocidad.

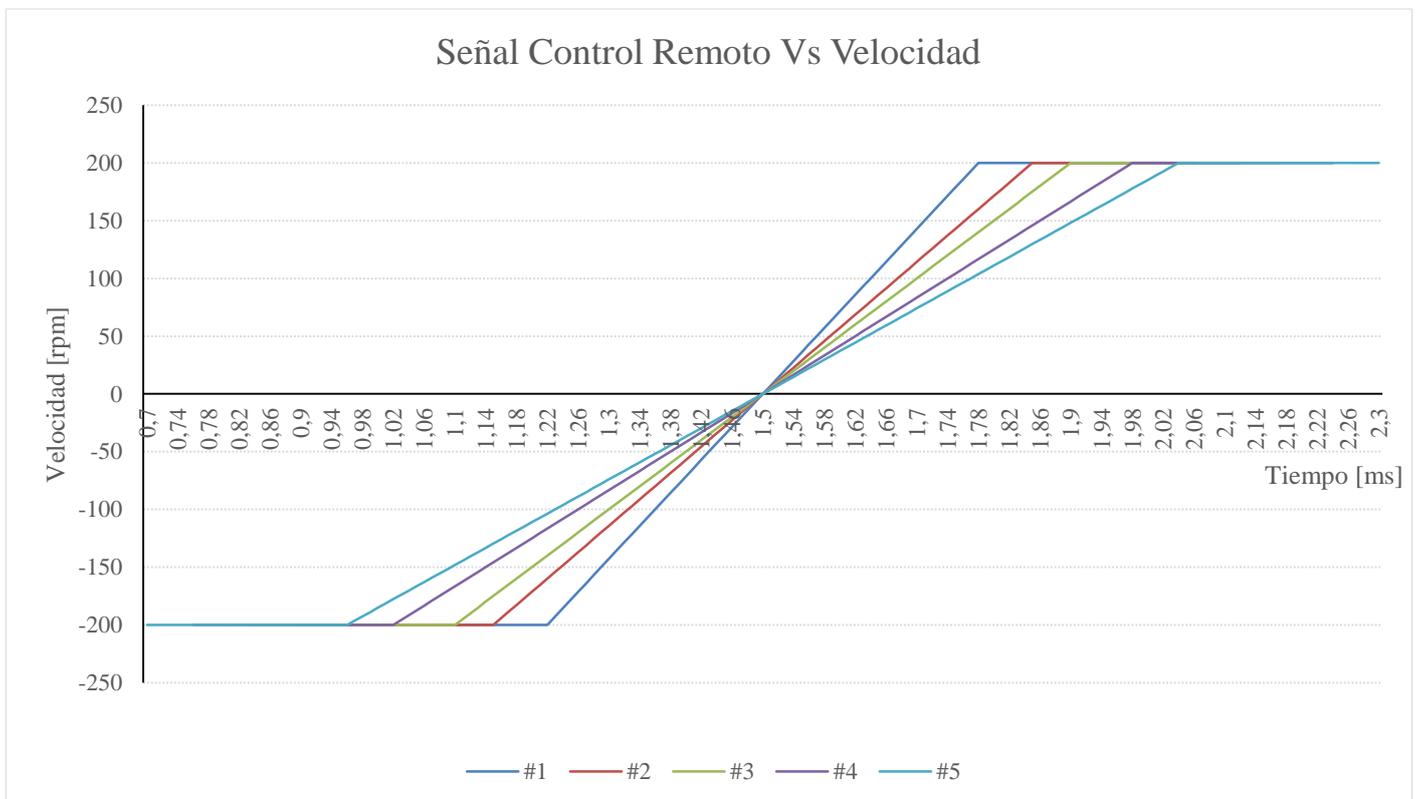


Figura 5.69: Efecto de la variación del potenciómetro de ajuste del  $T_{min}$  y  $T_{max}$ , en la función característica  $T_{on}$  Vs Velocidad.

De lo anterior se puede comprobar que el usuario cuenta con la posibilidad de modificar libremente tanto la pendiente como el  $T_{cero}$  de la función característica siendo posible que, para una misma posición del gatillo, existan dos

valores totalmente diferentes de velocidad. Por ejemplo, en la gráfica de la Figura 5.68, para un mismo valor de  $T_{on} = 1,5\text{ ms}$ , la curva #1 presenta un valor de velocidad decodificada de aproximadamente  $100\text{ rpm}$ , mientras que, por el contrario, el valor para la curva #5 es de  $-100\text{ rpm}$ . Esto demuestra claramente que la existencia de estos potenciómetros representa un inconveniente para la decodificación, ya que influyen drásticamente en la forma que el microcontrolador interpreta los parámetros transmitidos de *velocidad y dirección*.

Como solución a este comportamiento resulta necesario realizar una etapa de *Calibración* previa a la decodificación de la información transmitida, de manera de evitar que se produzcan comportamientos indeseados por accionamiento involuntario de los potenciómetros de ajuste. El procedimiento llevado a cabo por esta etapa se encuentra detallado en la Sección 5.16.5.11.

Por último, vale aclarar que todo el análisis realizado anteriormente respecto a la señal de velocidad del control y su método de ajuste puede extenderse de manera directa para la señal de dirección. Es decir, que la forma en que el microcontrolador interpreta esta señal resulta análoga a la representada en la Figura 5.67 y que existen en total 4 potenciómetros de ajuste, 2 por cada una de las señales. Estos potenciómetros se pueden visualizar en las siguientes figuras:

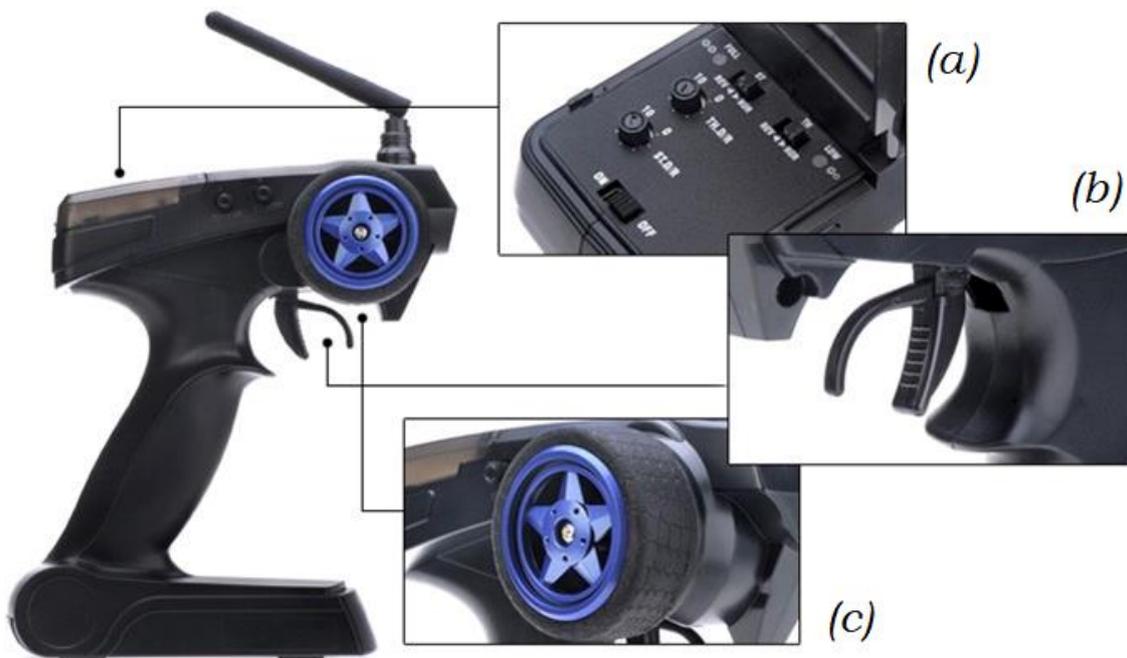


Figura 5.70: Control Remoto Exceed RC (a) Potenciómetros de “Ajuste  $T_{min}$  y  $T_{máx}$ ” (b) Gatillo de velocidad (c) Perilla de dirección



Figura 5.71: Potenciómetros de “Ajuste de  $T_{cero}$ ”

### 5.13.2 Decodificación Set Point de velocidad

Una vez que obtenida la referencia de velocidad para los cuatro motores a través de la señal de *velocidad*, el controlador debe realizar las siguientes tareas:

- Actualizar el valor de referencia de velocidad en los lazos *PI* de cada motor si el mismo se encuentra en modo lazo cerrado o, en caso contrario, alimentar a lazo abierto los drivers de los motores con el valor de tensión correspondiente.
- Accionar los módulos de reversa, detallados en la Sección 5.7, en el caso de que el sentido de velocidad deseado sea inverso.

### 5.13.3 Decodificación Ángulo de giro

Como se detalló anteriormente, la señal de *dirección* posee la información del ángulo que se desea girar y su sentido por lo que luego de recibida la misma, el controlador debe lograr que el sistema de dirección del robot alcance un ángulo girado igual a este valor de referencia. Para ello, debe conformar adecuadamente las señales de control *pulse/direction* y luego a partir de estas, accionar el driver del motor paso a paso que comanda el movimiento.

## 5.14 Modos de funcionamiento

Como uno de los requerimientos de nuestra aplicación es responder a una unidad de procesamiento externa, nuestro sistema debe ser capaz de recibir ciertas directivas de funcionamiento y realizar todo lo necesario para cumplir estas directivas de la forma requerida.

Para llevar a cabo esto, el sistema fue diseñado con la posibilidad de poseer diferentes *modos de funcionamiento*, determinados por la configuración del sistema de control de velocidad (Lazo Abierto o Lazo Cerrado) y la forma en que se recibe el valor de los parámetros fundamentales de cada modo (Control Remoto o Comunicación Serie).

En la gráfica de la Figura 5.72 se esquematiza el comportamiento anterior, donde se clasifican los distintos modos de funcionamiento que se detallan a continuación:

### 5.14.1 Modo Duty\_REMOTO

- **Duty:** El sistema de control trabaja a Lazo Abierto, es decir, el valor recibido debe ser una variable proporcional a la *tensión de control de los drivers* expresada en porcentaje.
- **Remoto:** La información es enviada a través del *control remoto*.

### 5.14.2 Modo RPM\_REMOTO

- **RPM:** El sistema de control trabaja a Lazo Cerrado, es decir, el valor recibido debe ser la *referencia de velocidad* deseada.
- **Remoto:** La información es enviada a través del *control remoto*.

### 5.14.3 Modo Duty\_PC

- **Duty:** El sistema de control trabaja a Lazo Abierto, es decir, el valor recibido debe ser una variable proporcional a la *tensión de control de los drivers* expresada en porcentaje, permite setear una tensión por cada driver, es decir para cada rueda.
- **PC:** La información es enviada a través de una *comunicación serie* con la unidad de procesamiento.

#### 5.14.4 Modo RPM\_PC

- **RPM:** El sistema de control trabaja a Lazo Cerrado, es decir, el valor recibido debe ser la *referencia de velocidad* deseada, permite setear una velocidad por cada rueda.
- **PC:** La información es enviada a través de una *comunicación serie* con la unidad de procesamiento.

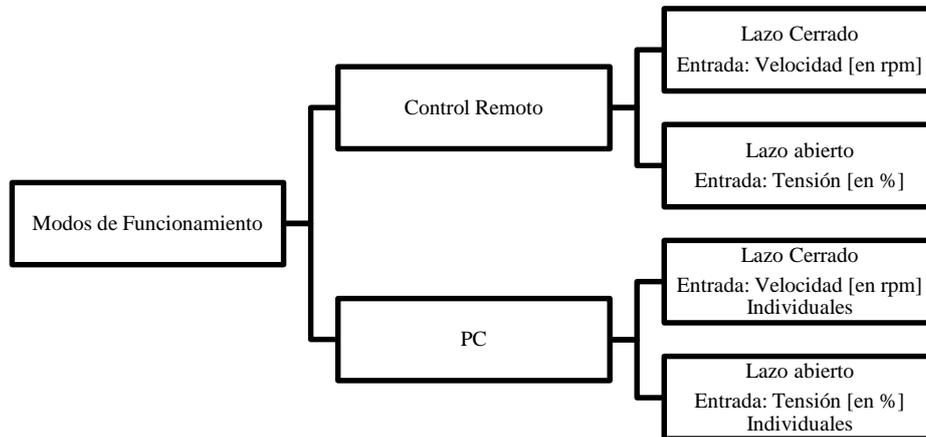


Figura 5.72: Gráfica clasificación modos de funcionamiento

#### 5.15 Comunicación Serie

Como se introdujo anteriormente, una vez que se logró la correcta adquisición de parámetros característicos del robot, como lo son distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores, se debió enviar esta información a la Unidad de Procesamiento.

Por otro lado, junto con el Grupo de Proyectistas encargados del desarrollo del sistema de navegación, se decidió que además del envío de dichos parámetros, por medio de la comunicación establecida, era necesario recibir información sobre el modo de funcionamiento del robot y el *seteo* de diversos parámetros según cual sea el modo seleccionado, los cuales se encuentran detallados en la Sección 5.14. Por esto último fue necesario implementar una comunicación que posibilite tanto el envío como también la recepción de datos.

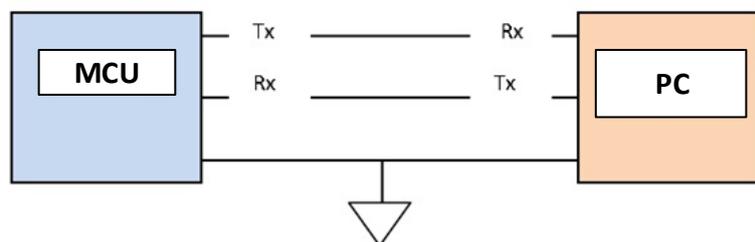


Figura 5.73: Esquema típico de la comunicación Serie entre dos dispositivos

Para nuestra aplicación se optó por utilizar una comunicación serie mediante el módulo de comunicación UART integrado en el microcontrolador. Se puede observar el conexionado de los terminales *Rx* y *Tx*, que interconectan la Unidad de Procesamiento con el microcontrolador detallados en el esquema de entradas/salidas (Figura 5.75 y Figura 5.76 en la página 108 y 109 respectivamente).

Con el fin de estandarizar los mensajes, los cuales no solo envían información del estado del vehículo sino que también poseen datos de control, se implementó las codificaciones detalladas en las Secciones 5.15.1 y 5.15.2 respectivamente. Una característica común tanto para el envío como para la recepción, es que el mensaje se debe encontrar dentro de paréntesis [ ( *mensaje* ) ] y finalizar con los *caracteres de retorno y salto de línea* ( $\backslash r$  y  $\backslash n$ ).

### 5.15.1 Trama del Mensaje Recibido

A continuación, se detallan las diferentes tramas del mensaje que deben utilizarse para cada uno de los modos de funcionamiento:

(	Estado	:	Parámetros configurables	)	$\backslash r$	$\backslash n$
---	--------	---	--------------------------	---	----------------	----------------

- Estado:
  - 1: Duty\_REMOTO
  - 2: RPM\_REMOTO
  - 3: Duty\_PC
  - 4: RPM\_PC
- Parámetros configurables: estos deben expresarse separados por coma, siendo los mismos diferentes para cada uno de los modos de funcionamientos.

#### 5.15.1.1 Modo 1: Duty\_REMOTO

(	1	:	dutyMáximo	)	$\backslash r$	$\backslash n$
---	---	---	------------	---	----------------	----------------

- *dutyMáximo*: valor porcentual de 0 a 100 común a todas las tensiones de control de los drivers.

#### 5.15.1.2 Modo 2: RPM\_REMOTO

(	2	:	rpmMáximo	)	$\backslash r$	$\backslash n$
---	---	---	-----------	---	----------------	----------------

- *rpmMáximo*: valor de referencia de velocidad 0 a 200 *rpm* común a todas las ruedas del robot.

#### 5.15.1.3 Modo 3: Duty\_PC

(	3	:	dutyDD	,	dutyDI	,	dutyTD	,	dutyTI	,	Reversa	,	Dirección	)	$\backslash r$	$\backslash n$
---	---	---	--------	---	--------	---	--------	---	--------	---	---------	---	-----------	---	----------------	----------------

- *dutyDD*, *dutyDI*, *dutyTD* y *dutyTI*: valor porcentual de 0 a 100 para cada una de las tensiones de control de los drivers correspondientes.
- *Reversa*: 0 = *Marcha adelante* ; 1 = *Reversa*
- *Dirección*: (-100 a 100) = (*Izquierda a Derecha*)

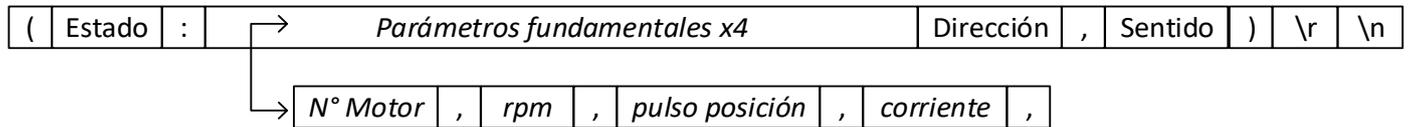
#### 5.15.1.4 Modo 4: RPM\_PC

(	4	:	rpmDD	,	rpmDI	,	rpmTD	,	rpmTI	,	Reversa	,	Dirección	)	$\backslash r$	$\backslash n$
---	---	---	-------	---	-------	---	-------	---	-------	---	---------	---	-----------	---	----------------	----------------

- *rpmDD*, *rpmDI*, *rpmTD*, *rpmTI*: valor de referencia de velocidad 0 a 200 *rpm* para cada una de las ruedas del robot correspondientes.
- *Reversa*: 0 = *Marcha adelante* ; 1 = *Reversa*
- *Dirección*: (-100 a 100) = (*Izquierda a Derecha*)

### 5.15.2 Trama del Mensaje Enviado

El mensaje enviado es común en todos los modos de funcionamiento y se encuentra determinada por:



- Estado:
  - **1:** Duty\_REMOTO
  - **2:** RPM\_REMOTO
  - **3:** Duty\_PC
  - **4:** RPM\_PC
- Parámetros fundamentales: estos deben expresarse separados por coma, siendo los mismos comunes para cada uno de los modos de funcionamientos:
  - *N° Motor:* 1 (*rueda DD*), 2 (*rueda DI*), 3 (*rueda TD*) y 4 (*rueda TI*).
  - *rpm:* velocidad angular instantánea del motor.
  - *pulso posición:* variable proporcional a la distancia recorrida por el motor.
  - *corriente:* corriente consumida por el motor.

## 5.16 Microcontrolador

En esta sección se describe al microcontrolador utilizado junto con el código implementado en el diseño del control de tracción y dirección.

Como unidad de procesamiento se utilizó una placa de desarrollo “Freescale FRDM-K64F”, siendo esta una plataforma constituida bajo la arquitectura ARM Cortex-M4 con un microcontrolador MK64FN1M0VLL12 de la serie Kinetic K. Este micro posee una frecuencia máxima de funcionamiento de 120 MHz, 1 MB de memoria flash, 256 KB de RAM, un controlador USB de alta velocidad, un controlador Ethernet, un controlador host digital seguro y algunas entradas/salidas analógicas y digitales. A continuación, se detallan algunas especificaciones.

### 5.16.1 Especificaciones

#### Rendimiento

- 120 MHz ARM® Cortex®-M4 con instrucciones DSP y unidad de punto flotante

#### Memorias e Interfaces de Memoria

- Hasta 1 MB memoria programable flash y 256 KB RAM
- Hasta 28 KB FlexNVM y 4 KB FlexRAM en dispositivos con FlexMemory
- Interfaz de Bus Externa FlexBus

#### Periféricos del Sistema

- Múltiples modos bajo consumo. Unidad de reactivación de bajo consumo
- Unidad de Protección de Memoria
- Controlador DMA 16 Canales
- Monitor de Vigilancia Externo (Watchdog)

#### Módulos de Seguridad e Integridad

- Hardware Módulo CRC
- Hardware Generador de Números Aleatorios
- Hardware de Encriptación Compatible con DES, 3DES, AES,

#### Algoritmos MD5, SHA-1 y SHA-256

- Número de Identificación Único (ID) de 128 bits por chip

#### Módulos Analógicos

- 2 ADC 16-bit SAR
- 2 DAC 12-bit
- 3 Comparadores Analógicos (CMP)

- Voltaje de Referencia

#### Controlador Ethernet con interfaz MII y RMII

- Controlador On-the-Go USB
- Módulo de Red de Área de Controlador (CAN)
- 3 Módulos SPI
- 3 Módulos I2C
- 6 Módulos UART
- Controlador de host digital seguro (SDHC)
- Módulo I2S

#### Temporizadores

- 2 Temporizadores de 8 Canales (PWM/Motor)
- 2 Temporizadores de 2 Canales (PWM/Quad decoder)
- Temporizadores IEEE 158
- PIT de 32 bits y Temporizadores de Bajo Consumo de 16 bits
- Reloj de Tiempo Real (RTC)
- Bloque de Retardo Programable

#### Relojes

- Oscilador de Cristal de 3 a 32 MHz y 32 kHz
- PLL, FLL y Múltiples Osciladores Internos
- Reloj de Referencia Interno de 48 MHz (IRC48M)

#### Características de Funcionamiento

- Rango de Voltaje: 1.71 to 3.6 V
- Rango de Voltaje de Escritura del Flash: 1.71 to 3.6 V
- Rango de Temperatura: -40 to 105°C

### 5.16.2 Conectores de Entrada/Salida

El microcontrolador MK64FN1M0VLL12 se encuentra en un encapsulado de 100 pines. De la totalidad de estos pines, solo algunos son accesibles desde los Header que se observan en la siguiente figura. Los demás pines, son los encargados de la alimentación, del conexionado con los puertos USB, el Debugger, el acelerómetro, el LED RGB y con otros diversos circuitos integrados dentro de la placa.

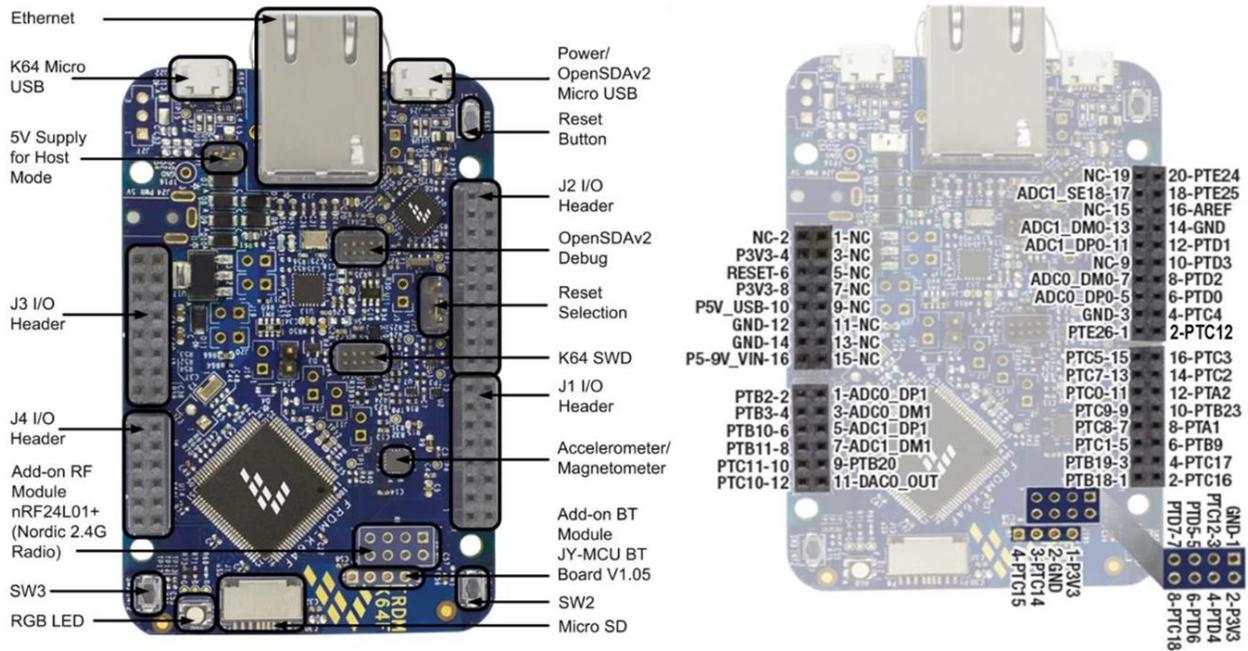


Figura 5.74: FRDM K64F - Distribución de los Componentes Principales y Pinout

Para poder llevar a cabo la totalidad de las tareas requeridas, se realizó el siguiente conexionado de entradas/salidas que se detalla en el diagrama a continuación. Este diagrama ayudara a comprender mejor el código y su funcionamiento.

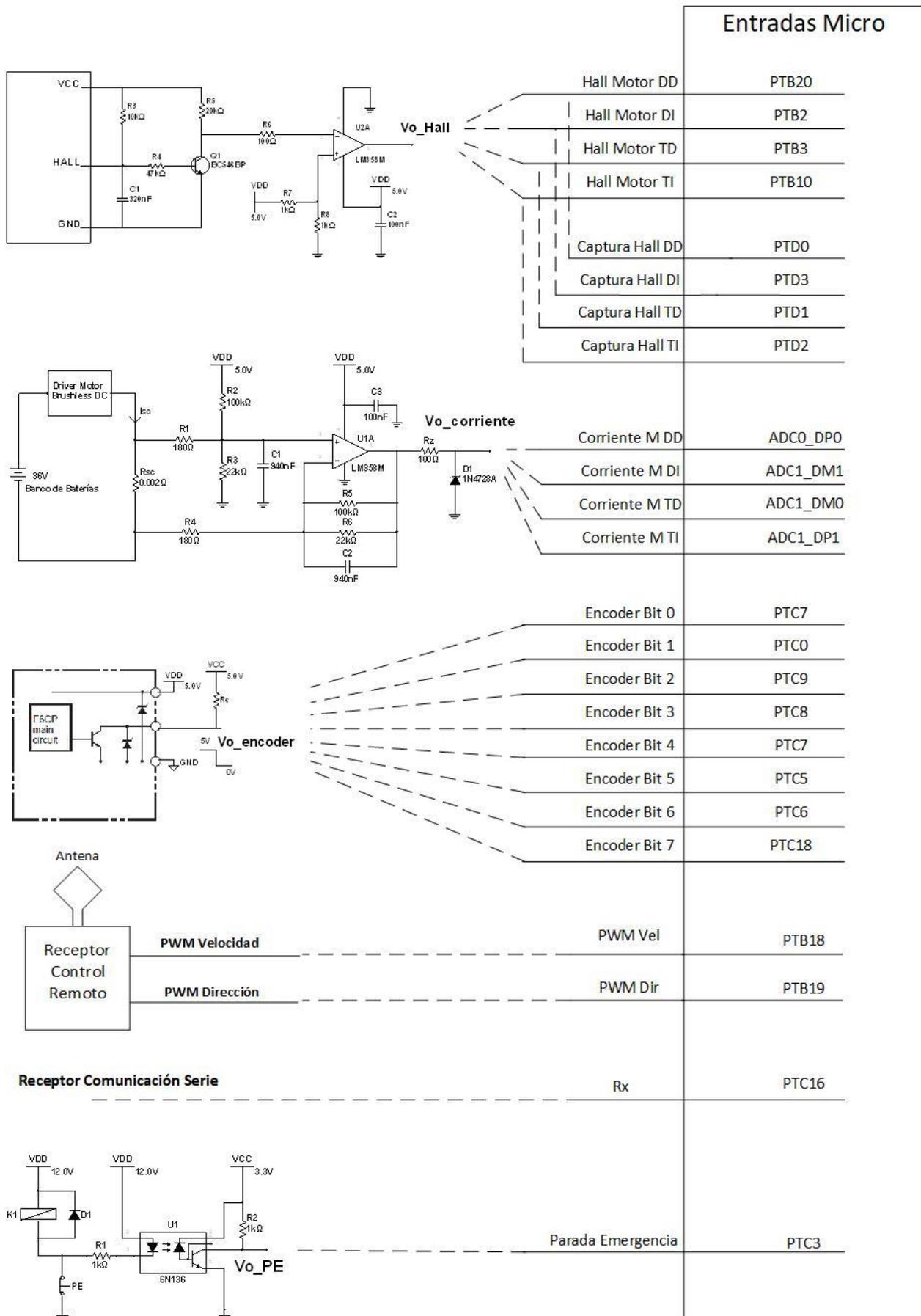


Figura 5.75: Diagrama de Conexiones de Entrada

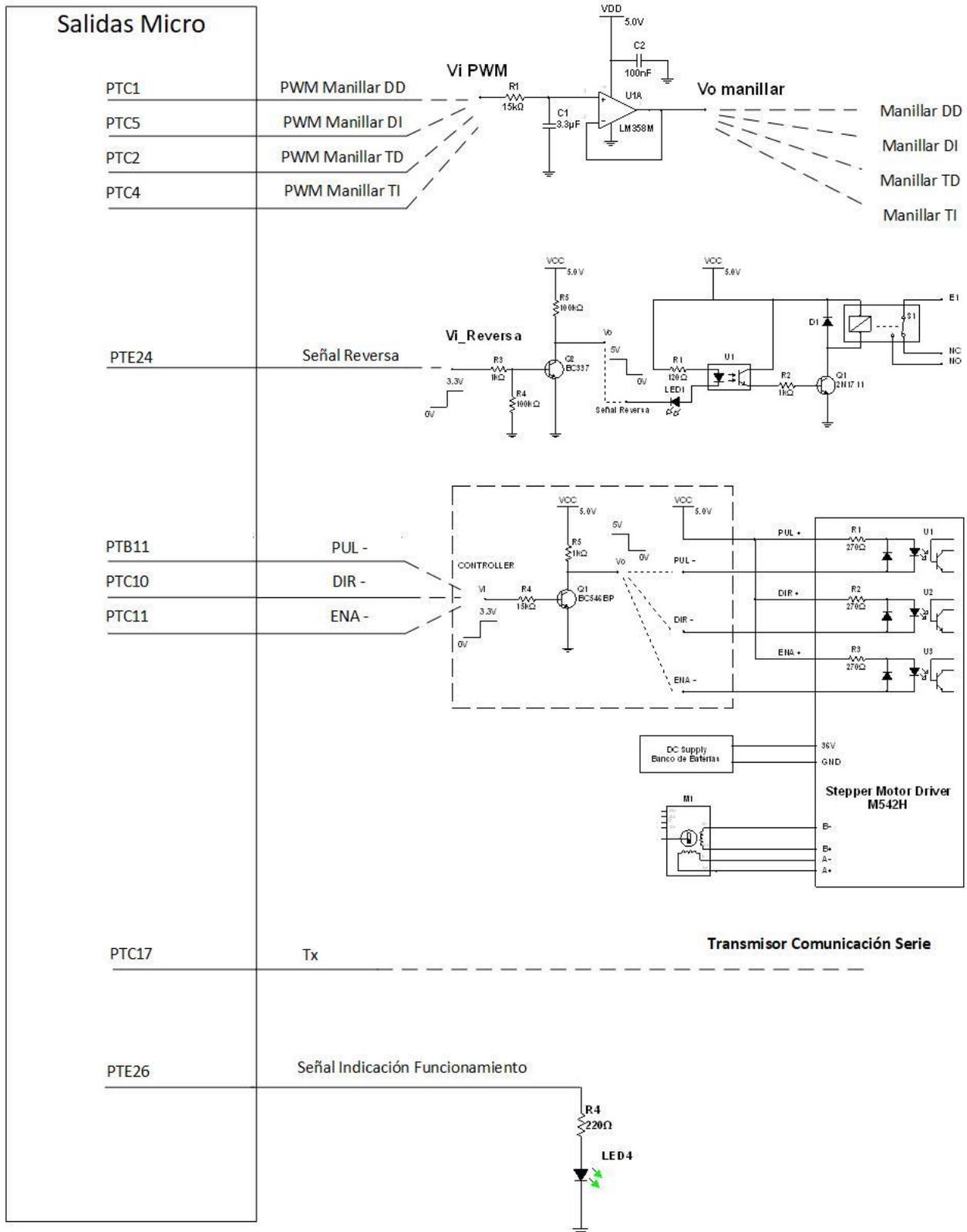


Figura 5.76: Diagrama de Conexiones de Salida

### 5.16.3 Compilador

El código está escrito en lenguaje C y compilado bajo el software de Freescale, CodeWarrior Development Studio V10.6. El mismo cuenta con la herramienta “Processor Expert” que facilita el proceso de programación de microcontroladores, ya que permite inicializar dispositivos de una manera sencilla, cambiar registros de control directamente, y proporciona una gama de funciones para los distintos dispositivos que simplifican el trabajo de programación.

Por otro lado, el software incluye un Depurador (del inglés Debugger) que permite cargar el código sobre el microcontrolador y correrlo “paso a paso”, es decir, realizar una inspección del código línea por línea. Esta característica nos permite realizar verificaciones de posibles errores en el código, o parte del mismo, de forma fácil y rápida.

### 5.16.4 Rutinas, Subrutinas y Servicio de Interrupciones

El código incluye varias partes: archivos de cabecera, definición de variables, rutina principal, subrutinas y servicio de interrupciones. Se detallan la mayoría en la Tabla 11:

Tabla 11: Lista de Rutinas del Controlador

Nro.	Nombre de la Rutina	Descripción	Observación
1	Main(void)	Lazo del Programa Principal	Rutina Principal
2	void PE_low_level_init(void)	Inicialización de los registros del Microcontrolador	
3	void Init(void)	Inicialización de Variables	
4	void GetDireccion(PAP *pap_x)	Lectura de la Posición de la Dirección	
5	void GetHall(MOTOR *motor_x)	Lectura del Intervalo de Tiempo de los Sensores Hall con Contra Rebote de la Señal	
6	void GetVelocidad (MOTOR *motor_x)	Adquisición de la Velocidad en base a los Intervalos de Tiempo	
7	void Get_Remoto(REMOTO *remoto_x)	Adquisición del Ancho del Pulso de las Señales del Control Remoto	
8	void GetCorriente(void)	Lectura de Corriente	
9	void duty_remoto(void)	Control de Tracción a Lazo Abierto por Control Remoto	
10	void rpm_remoto(void);	Control de Tracción a Lazo Cerrado de Velocidad por Control Remoto	
11	void duty_pc(void)	Control de Tracción a Lazo Abierto por Comunicación Serie	
12	void rpm_pc(void)	Control de Tracción a Lazo Cerrado de Velocidad por Comunicación Serie	
13	void calibracion(void)	Calibración del Control Remoto	
14	void perdida_senal(void)	Perdida de Señal del Control Remoto	
15	void set_x2(void)	Modo Tracción Dos Ruedas	Subrutinas / Funciones
16	void SetDuty(MOTOR motor_x)	Setea Duty del PWM de Salida	
17	void set_direccion(void)	Control de la Dirección	
18	void RX(void)	Recepción Comunicación Serie	
19	void TX(SERIE *serie_x)	Transmisión Comunicación Serie	
20	void pulsador(void)	Pulsador SW1 y EMERGENCIA	
21	void led_aux(void)	Control Led de Estado	
22	long Mapeo(long x, long in_min, long in_max, long out_min, long out_max)	Mapeo de Variables	
23	void Error_PID(MOTOR *motor_x)	Calculo del Error para la Entrada del Control PID	
24	void CtrlPID_SetK(MOTOR motor_x)	Setea la Constante Proporcional K del Controlador PID	
25	void CtrlPID_Control(MOTOR *motor_x)	Control PID	
26	unsigned char Vel_Cero(MOTOR motor_1, MOTOR motor_2, MOTOR motor_3, MOTOR motor_4)	Chequeo de Vehículo Detenido	
27	unsigned char Tension_Cero(MOTOR motor_1, MOTOR motor_2, MOTOR motor_3, MOTOR motor_4)	Chequeo de Motores Sin Tensión	
28	void Tension2Duty(MOTOR *motor_x)	Pasa de Variable Tensión a Variable Duty	
29	void Reset_PIDs(MOTOR motor_x)	Resetea Control PID	
30	unsigned short GrayToBin(unsigned short N)	Convertir de Gray a Binario	

31	void NumeroFin(SERIE *serie_x)	Calcula la Cantidad de Caracteres del Buffer de Trasmisión	
32	void Duty2Motor(PC *pc, MOTOR *motor)	Pasa de la Variable Duty de la Comunicación a la Variable Duty de cada Motor	
33	void StreatMotor(MOTOR motor_x)	Concatena las Variables de los Motores en un Buffer	
34	byte ADC_I_GetChanValue16(byte Channel, word *Value)	Valor Leído en un Canal del ADC	
35	byte ADC_I_Measure(bool WaitForResult)	Comenzar Lectura del ADC	
36	void CtrlPID_DD_Control(float error, uint16_t *u)	Control PID para cada Motor DD	
37	void CtrlPID_DI_Control(float error, uint16_t *u)	Control PID para cada Motor DI	
38	void CtrlPID_TD_Control(float error, uint16_t *u)	Control PID para cada Motor TD	
39	void CtrlPID_TI_Control(float error, uint16_t *u)	Control PID para cada Motor TI	
40	void CtrlPID_DD_Reset(void) void CtrlPID_DI_Reset(void) void CtrlPID_TD_Reset(void) void CtrlPID_TI_Reset(void)	Resetea Errores Acumulados del PID	
41	byte UART _RecvChar(UART_MODBUS_TComData *Chr)	Byte ubicado en el Buffer de Recepción de la Comunicación UART	
42	byte UART_SendBlock(UART_TComData *Ptr, word Size, word *Snd)	Envía Bloque de Datos al Buffer de Transferencia de la Comunicación UART	
43	byte Input_Hall_DD_GetCaptureValue(Input_Hall_DD_TCapturedValue *Value)	Valor Capturado por la Detección de un Flanco del Sensor Hall del Motor DD	
44	byte Input_Hall_DI_GetCaptureValue(Input_Hall_DI_TCapturedValue *Value)	Valor Capturado por la Detección de un Flanco del Sensor Hall del Motor DI	
45	byte Input_Hall_TD_GetCaptureValue(Input_Hall_TD_TCapturedValue *Value)	Valor Capturado por la Detección de un Flanco del Sensor Hall del Motor TD	
46	byte Input_Hall_TI_GetCaptureValue(Input_Hall_TI_TCapturedValue *Value)	Valor Capturado por la Detección de un Flanco del Sensor Hall del Motor TI	
47	byte Out_PWM_DD_SetRatio16(word Ratio)	Setea Duty a PWM del Motor DD	
48	byte Out_PWM_DI_SetRatio16(word Ratio)	Setea Duty a PWM del Motor DI	
49	byte Out_PWM_TD_SetRatio16(word Ratio)	Setea Duty a PWM del Motor TD	
50	byte Out_PWM_TI_SetRatio16(word Ratio)	Setea Duty a PWM del Motor TI	
51	void TEXT_strcpy(byte *dst, size_t dstSize, const unsigned char *src)	Copia una Cadena de Bytes	
52	void TEXT_strcatNum8u(byte *dst, size_t dstSize, byte val)	Concatena un Numero Sin Signo de 8bit en una Cadena de Bytes	
53	void TEXT_chcat(byte *dst, size_t dstSize, byte ch)	Concatena un Carácter en una Cadena de Bytes	
54	void TEXT_strcatNum16u(byte *dst, size_t dstSize, byte val)	Concatena un Numero Sin Signo de 16bit en una Cadena de Bytes	
55	void TEXT_strcatNum8s(byte *dst, size_t dstSize, byte val)	Concatena un Numero Con Signo de 8bit en una Cadena de Bytes	
56	byte TEXT_ScanDecimal8uNumber(const unsigned char **str, byte *val)	Escanea un Numero Decimal de 8bit Sin Signo desde una Cadena de Bytes	
57	byte TEXT_ScanDecimal16uNumber(const unsigned char **str, word *val)	Escanea un Numero Decimal de 16bit Sin Signo desde una Cadena de Bytes	
58	void Input_Hall_DD_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Sensor Hall del Motor DD	
59	void Input_Hall_DI_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Sensor Hall del Motor DI	
60	void Input_Hall_TD_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Sensor Hall del Motor TD	
61	void Input_Hall_TI_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Sensor Hall del Motor TI	
62	void IntTiempo_OnInterrupt(void)	Temporizador en 1 ms	
63	void Btn_SW1_OnInterrupt(void)	Captura el Flanco del Pulsador SW1	
64	void ADC_I_OnEnd(void)	Conversión Completa del ADC	
65	void ReceptorDireccion_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Control Remoto de la Señal de Dirección	
66	void ReceptorVelocidad_OnCapture(void)	Captura el Intervalo de Tiempo en el que Ocurre el Flanco del Control Remoto de la Señal de Velocidad	
67	void IntDireccion_OnInterrupt(void)	Control Paso a Paso	
68	void UART_OnRxChar(void)	Se Recibió un Carácter Correctamente	

Función  
Generad con la  
Herramienta  
Processor  
Expert

Rutina de  
Interrupción

69	void Btn_Emergencia_OnInterrupt(void)	Captura el Flanco del Pulsador de Emergencia	
----	---------------------------------------	--	--

El programa completo se encuentra sub dividido en distintos archivos “.c”. A continuación, se detalla el contenido dentro de los principales archivos que componen el código completo. Vale aclarar que, salvo la rutina principal *main.c*, los demás archivos vienen acompañado de su archivo *header* “.h” correspondiente, el cual no se detallara.

- *Main.c*: Rutina principal del código. Es donde se incluyen los encabezados de todos los demás archivos que componen al sistema completo.
- *Events.c*: Es donde se encuentran las rutinas que atienden a todas las interrupciones del programa.
- *Funciones.c*: Se encuentran la mayoría de las funciones utilizadas, tanto en el código principal como en las interrupciones.
- *Defines2.h*: Se encuentran todas las definiciones utilizadas dentro del código, es decir, todos los “*#define*” utilizados.
- *Struct2.h*: Por último, aquí es donde se encuentra la definición de las estructuras utilizadas, las cuales hicieron al código más comprensible.

Los demás archivos que no fueron mencionados, se encuentran en la carpeta del proyecto completo, la cual se encuentra en formato digital, ya que no tiene sentido detallar cada uno por separado. Vamos a enfocarnos en el flujo del código en general.

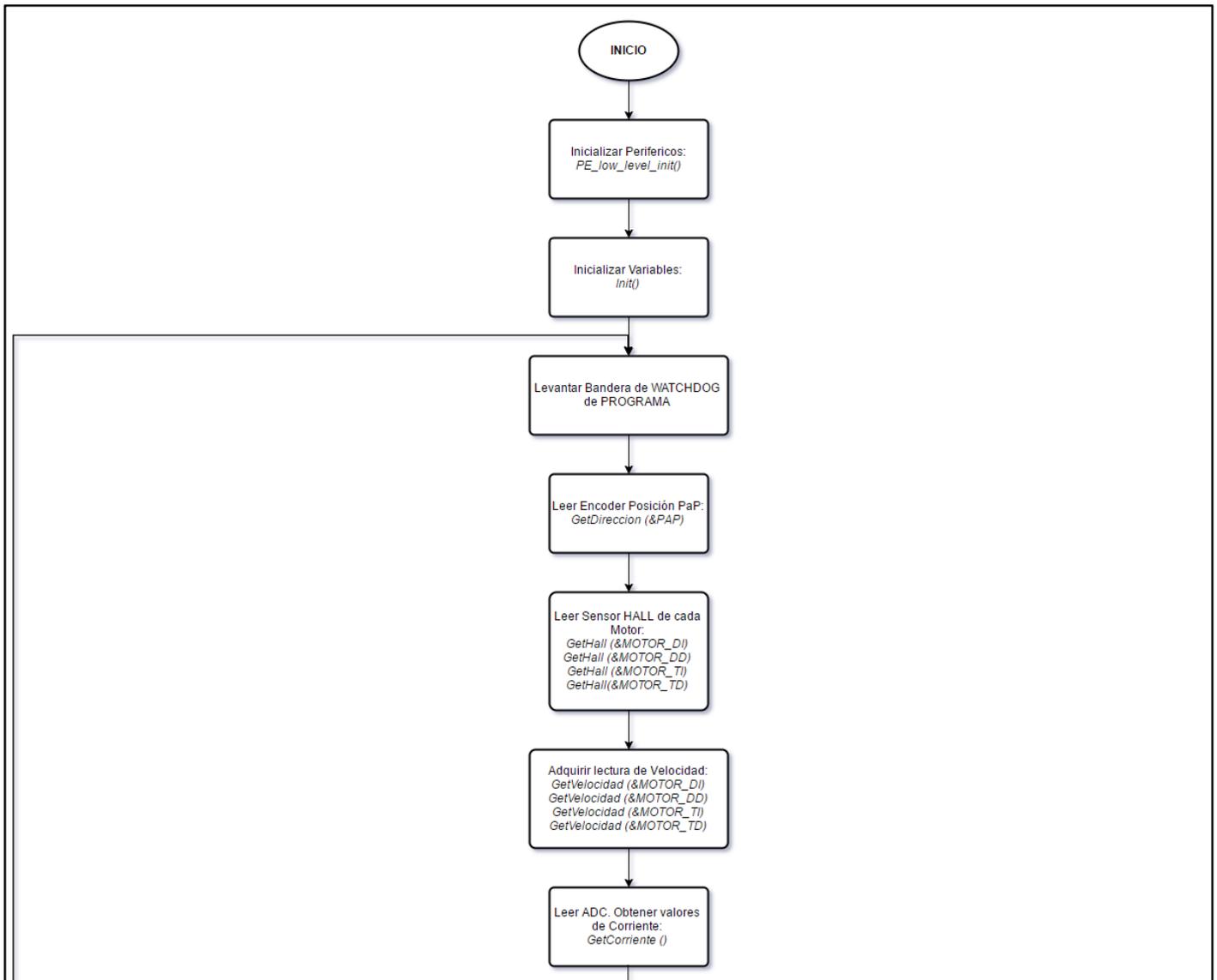
### 5.16.5 Diagramas de Flujo

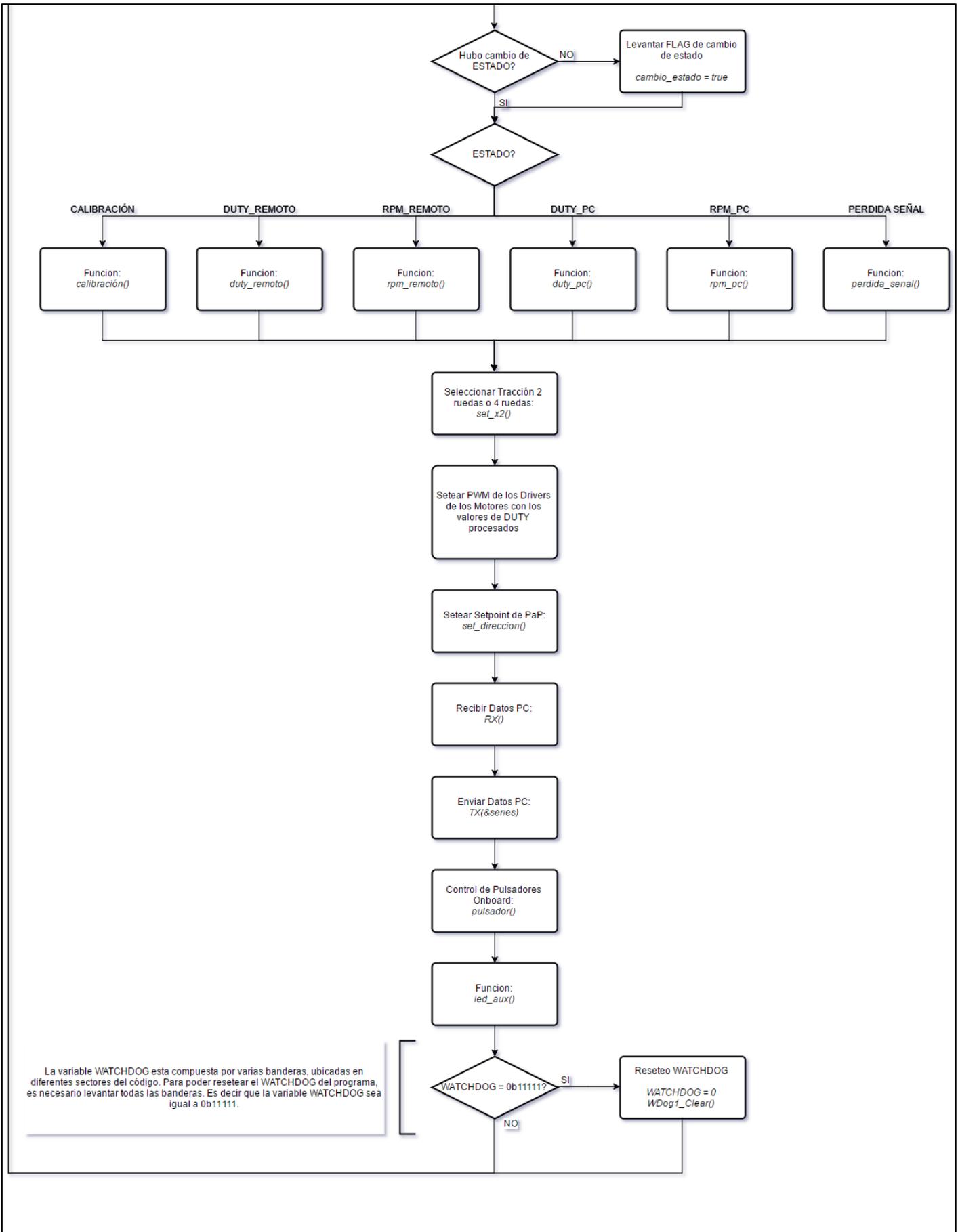
Con el fin de ordenar y coordinar correctamente las diferentes partes del código y su funcionamiento, se desarrolló una descripción gráfica del programa, es decir, un diagrama de flujo. Si bien el programa completo es demasiado extenso, el mismo cuenta de varios diagramas, para de esta manera lograr una mejor comprensión del mismo.

#### 5.16.5.1 Diagrama Principal

Flujo principal del programa, varias de las funciones que se observan luego serán descriptas con más detalles.

Diagrama 5.1: Main

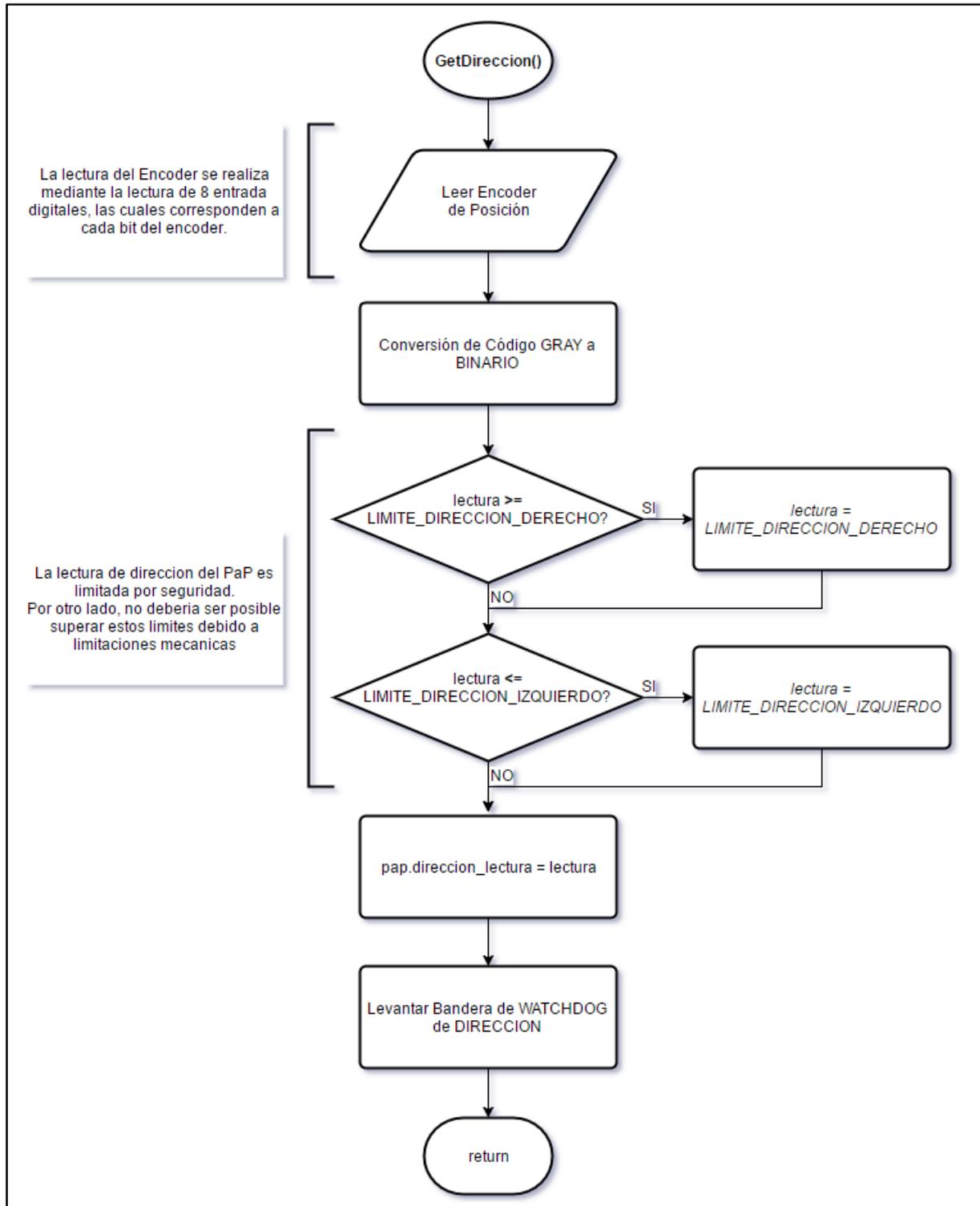




### 5.16.5.2 Diagrama "GetDireccion"

En la sección 0 se aclaró el uso de un encoder absoluto de 8 bit para conocer el ángulo de giro de la dirección, por lo que se configuraron 8 entradas para la lectura del mismo, las entradas *Encoder Bit 0...7* que se pueden observar en la Figura 5.75. La lectura se realiza *bit a bit*, y debido a que el valor de posición está bajo código gray se lo convierte a binario.

Diagrama 5.2: Get Direccion



### 5.16.5.3 Diagrama “Captura de Entrada”, “GetHall” y “GetVelocidad”

Se vio en la sección 5.1.3.1 como la velocidad de giro de los motores se obtiene a través de los sensores de efecto hall, por lo que se ve la necesidad de encontrar una manera de poder calcular el periodo de la señal proveniente de los sensores hall  $T_{Hall}$ .

Para tomar lectura de este tiempo, se configuraron 4 puertos del microcontrolador como entradas digitales, las cuales se observan en la anterior Figura 5.75 como *Captura Hall Motor DD...TI*, y se les asignaron interrupciones en función “*captura de tiempo*”, capaces de detectar cambios en la señal de entrada y así poder realizar una medición de intervalos de tiempo. A estas entradas se les conectó la salida de cada uno de los circuitos de adaptación de los sensores hall, vistos en la sección 0.

Por otro lado, en el diagrama de conexión también se pueden ver 4 puertos más, *Hall Motor DD...TI*, en paralelo a las entradas anteriores, las cuales se configuraron como entradas digitales con la finalidad de poder realizar una subrutina de control anti rebote de la señal hall.

Como lo que se busca medir es el periodo de la señal, al ser una señal cuadrada simétrica, es suficiente con tomar el tiempo entre flancos de los pulsos, duplicar ese valor y así obtener un valor de  $T_{Hall}$ . Para poder configurar la resolución de los temporizadores utilizados se determinó un  $T_{Hall_{mínimo}}$  y un  $T_{Hall_{máximo}}$ , que se obtienen de haber establecido una velocidad de operación del vehículo máxima y mínima. La velocidad mínima, según los ensayos realizados en la sección 395.1.2, corresponde para una velocidad de 8 rpm mientras que la velocidad máxima alcanza las 300 rpm. Por lo tanto:

$$T_{Hall_{mínimo}} = \frac{60}{24 \times V_{RPM_{mínimo}}} = 0,3125 s = 312,5 ms$$
$$T_{Hall_{máximo}} = \frac{60}{24 \times V_{RPM_{máximo}}} = 0,008333 s = 8,333 ms$$

Basándonos en estos valores, cada temporizador utilizado para la “*captura de tiempo*” se configuró a una frecuencia de 32.768 kHz, es decir, con un tiempo entre cuentas de aproximadamente 30,5  $\mu s$  y una resolución máxima de 16 bits. Por lo que se supone que la captura de tiempo mínima es de 30,5  $\mu s$ , lo que equivale a una cuenta, y la máxima es de  $2^{16} \times 30,5 \mu s = 1,9988 s$ . Tanto los valores de tiempo  $T_{Hall_{mínimo}}$ , como  $T_{Hall_{máximo}}$  se encuentran dentro del rango de medición. Para evitar confusión más adelante, a las cuentas realizadas por los temporizadores se las llamará “*muestras*”.

Cuando se recibe un flanco de la señal Hall, proveniente del circuito de adaptación, se llama a una interrupción que guardar el valor de las muestras en ese instante de tiempo. Este valor es verificado mediante una subrutina anti rebote debido a que la señal se encuentra inmersa en ruido. En caso de que la verificación no sea correcta, el valor es descartado; en caso contrario el contador de flancos (llamado *índice de cuentas*) debe incrementarse. Una vez que se efectuaron correctamente dos lecturas, se resetea el contador de flancos y se habilita la subrutina para el cálculo del tiempo  $T_{Hall}$  y el cálculo de rpm. A continuación, se adjuntan los diagramas de flujo correspondientes.

Diagrama 5.3: Input Hall

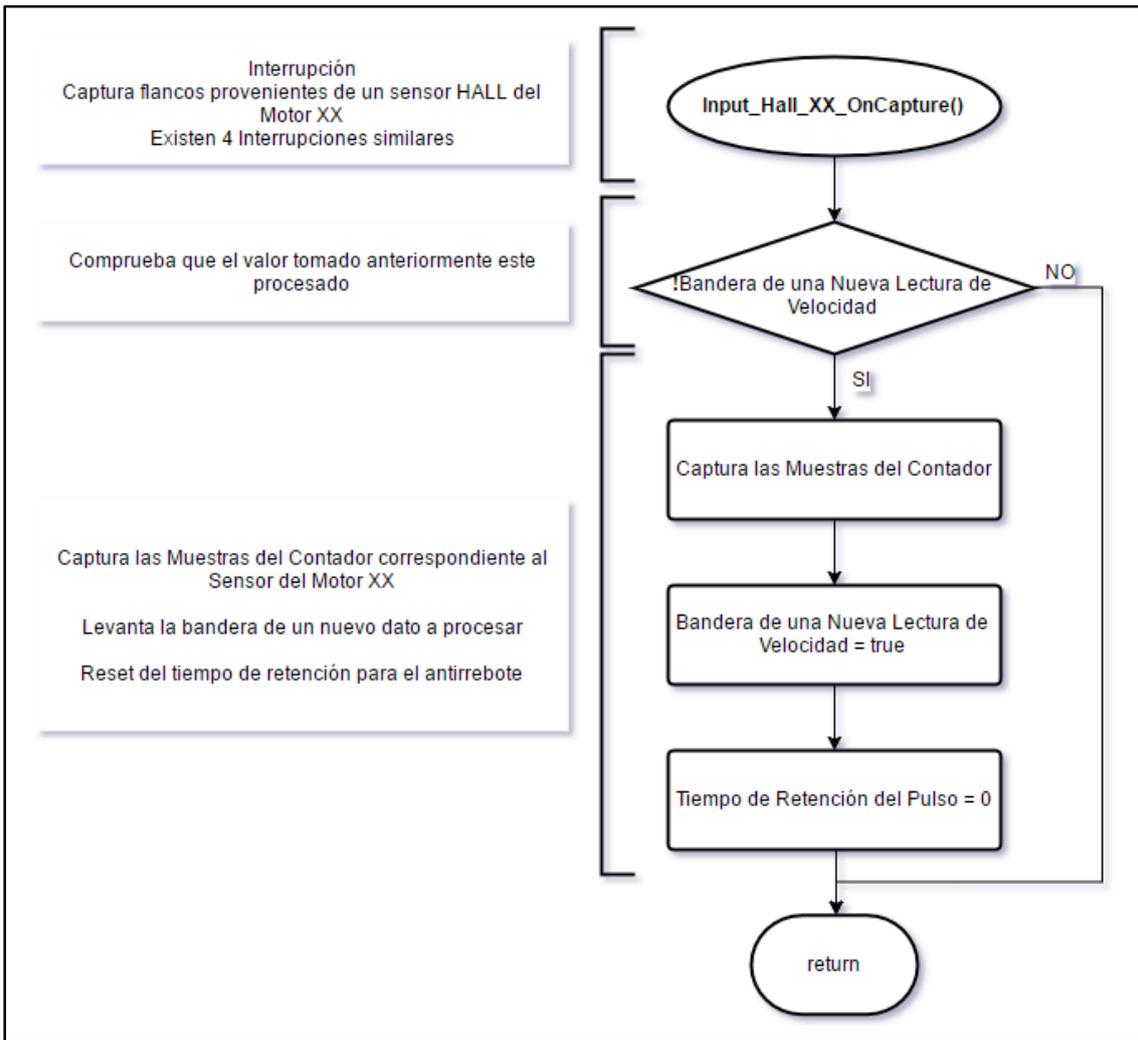
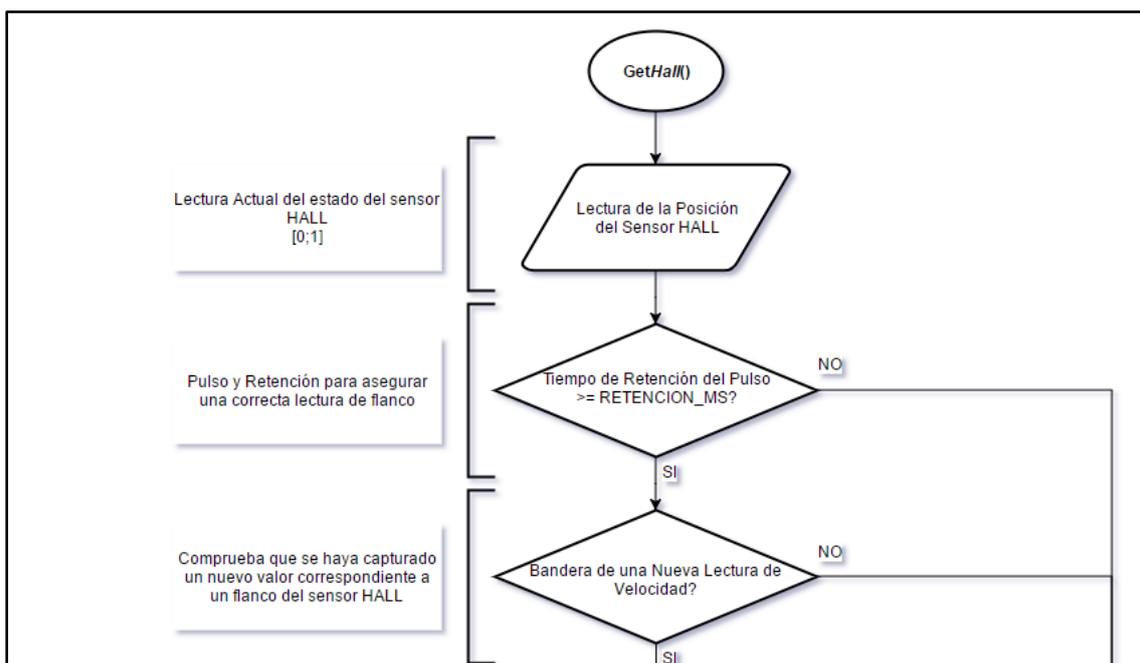


Diagrama 5.4: Get Hall



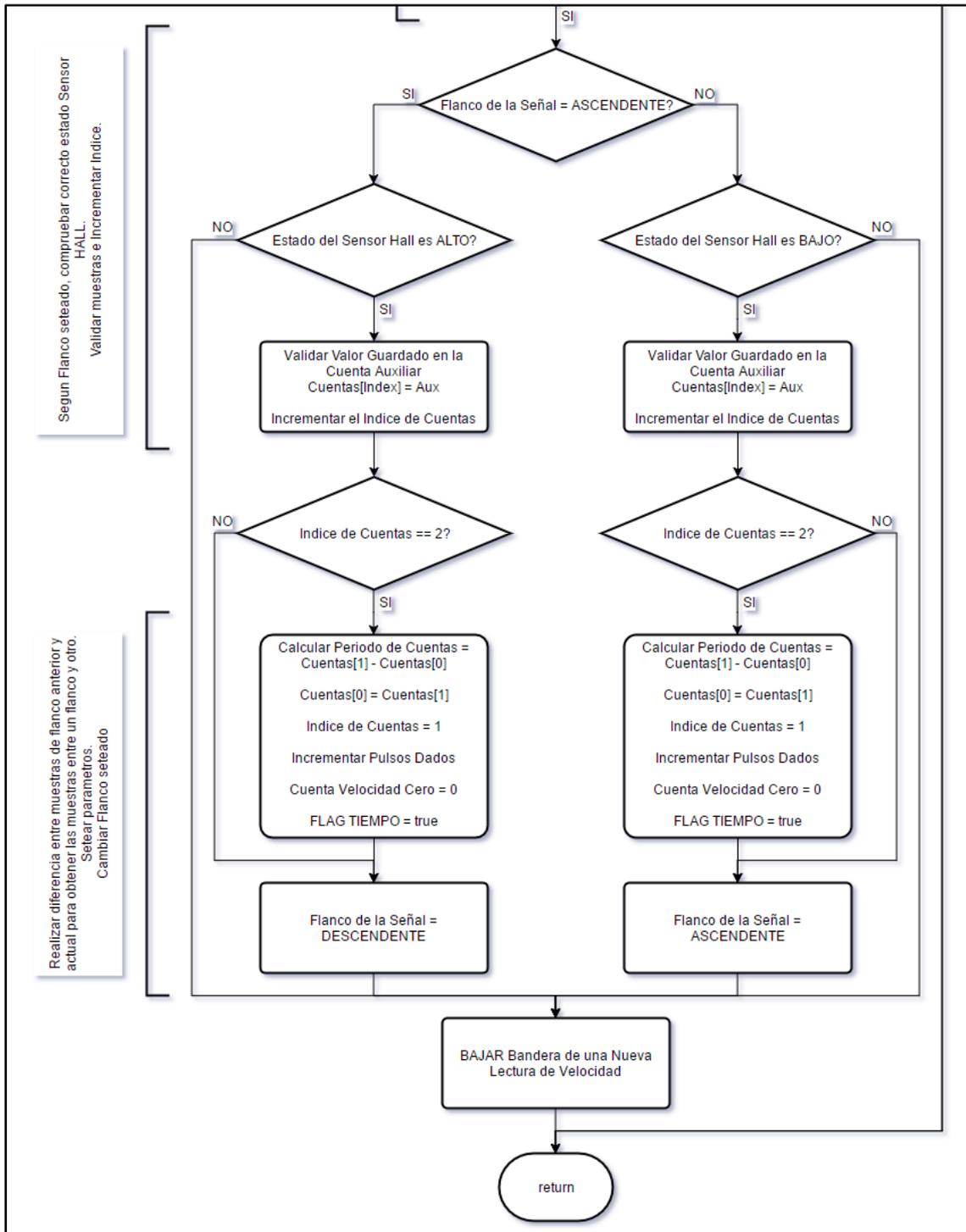
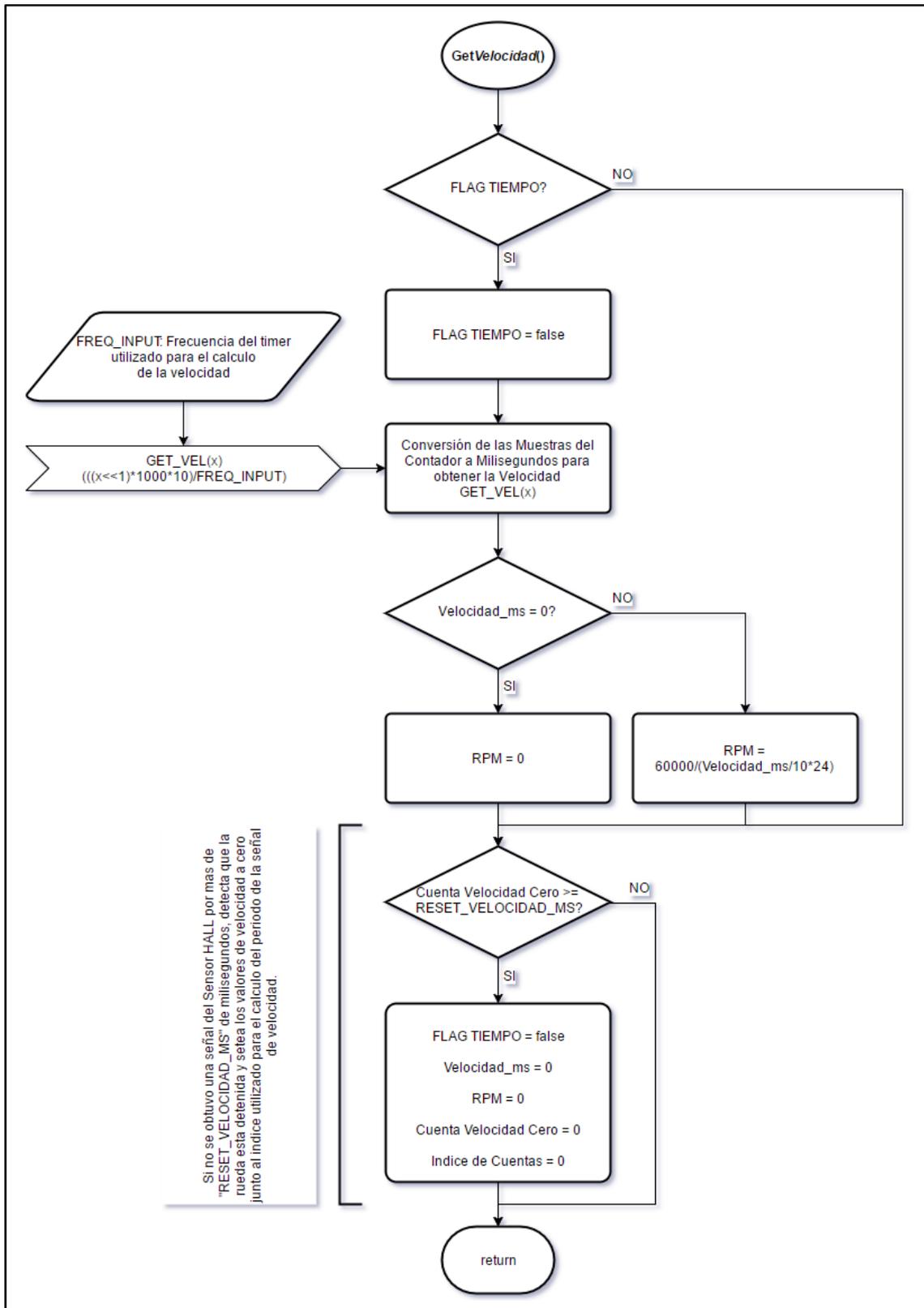


Diagrama 5.5: Get Velocidad



#### 5.16.5.4 Diagrama “GetCorriente”

En la sección 5.8, de la página 675.8, se describe el circuito implementado para realizar el sensado de corriente de los cuatro drivers. Como se explica en esa sección, es necesario realizar una conversión analógica-digital de la señal de salida del circuito para luego poder retransmitirla.

Para la conversión de estas señales, fue necesario utilizar el convertidor analógico digital que posee la placa de desarrollo, la cual cuenta con un ADC de aproximaciones sucesivas diseñado para funcionar dentro de un microcontrolador integrado. El mismo está compuesto principalmente por un conversor SAR (Sucessive Approximation Register). El esquema básico de un *Convertidor Analógico Digital de Aproximaciones Sucesivas* se encuentra debajo:

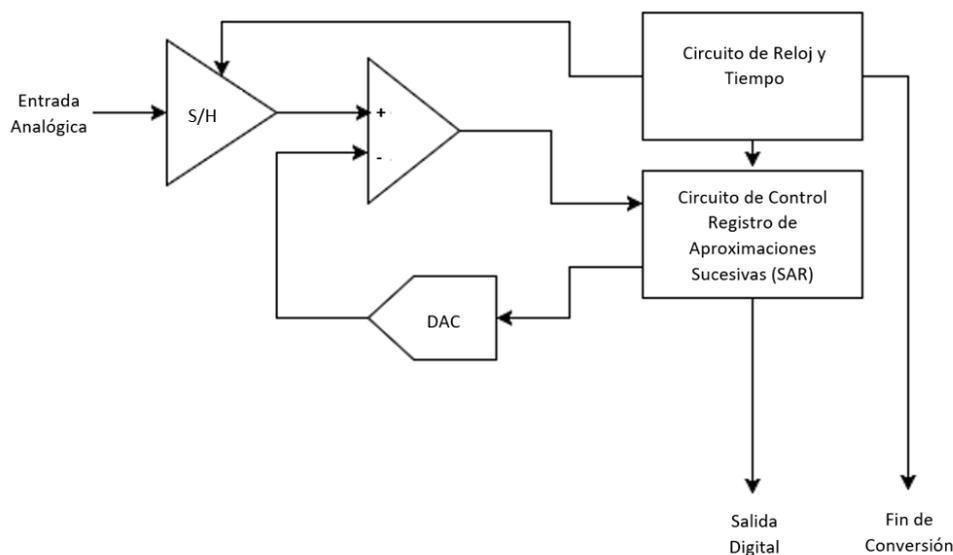


Figura 5.77: Esquema Básico de un SAR-ADC

El convertidor, por cada muestreo de la señal, realiza lo siguiente:

- Muestreo y retención (*S/H: Sample and Hold*) de la señal de *Entrada Analógica*
- Por cada *bit* que representara la *Salida Digital*, el *Circuito de Control SAR* emite un código binario al *DAC* (Convertor Digital Analógico). En base al resultado obtenido por el comparador, se va determinando el estado del mismo.
- Una vez que todos los *bits* se han aproximado, el código pasa a la *Salida Digital* y se genera el *Fin de Conversión*.

Siguiendo con el conexionado, las salidas de cada uno de los circuitos de corrientes se las conecto a cuatro entradas analógicas del microcontrolador (Ver Diagrama de Conexiones de Entrada, página 108).

A estas entradas analógicas se les asignó un canal del ADC del microcontrolador, este último se configuró con un tiempo de conversión de  $10 \mu\text{s}$ , una resolución de  $16 \text{ bit}$  y un número de conversiones de: 16. Al completas las conversiones, se llama a una interrupción la cual levanta una bandera y esta última habilita la lectura de los datos. Esto se puede ver con más detalle en los siguientes diagramas de flujo.

Diagrama 5.6: ADC Conversión Completa

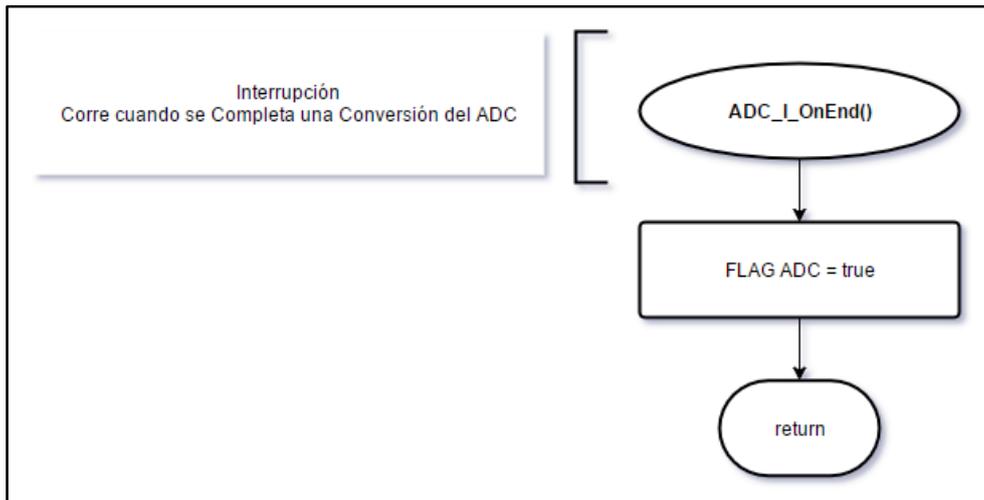
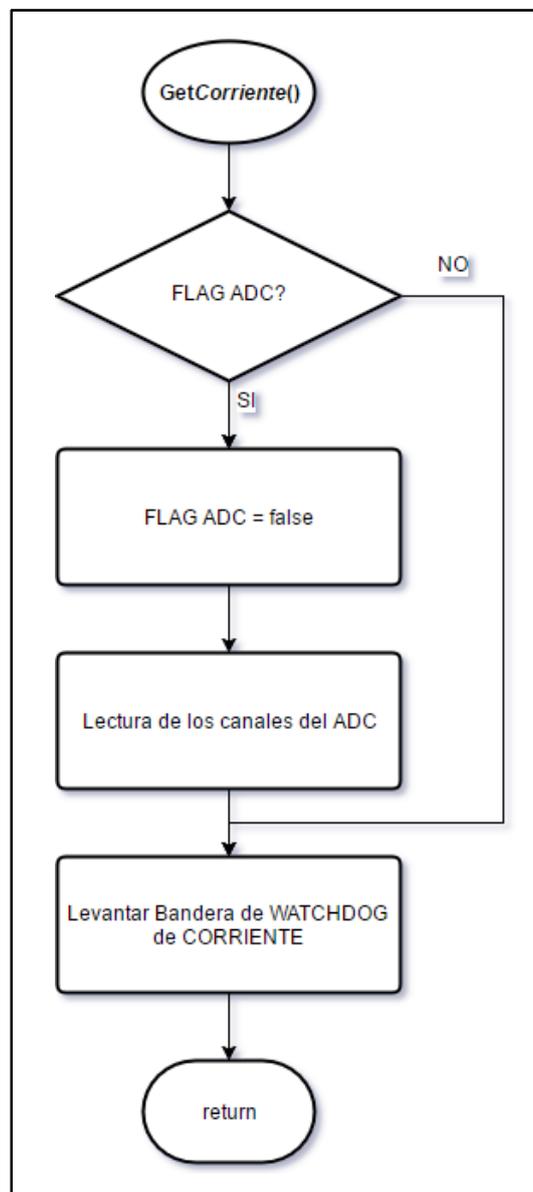


Diagrama 5.7: Diagrama Get Corriente

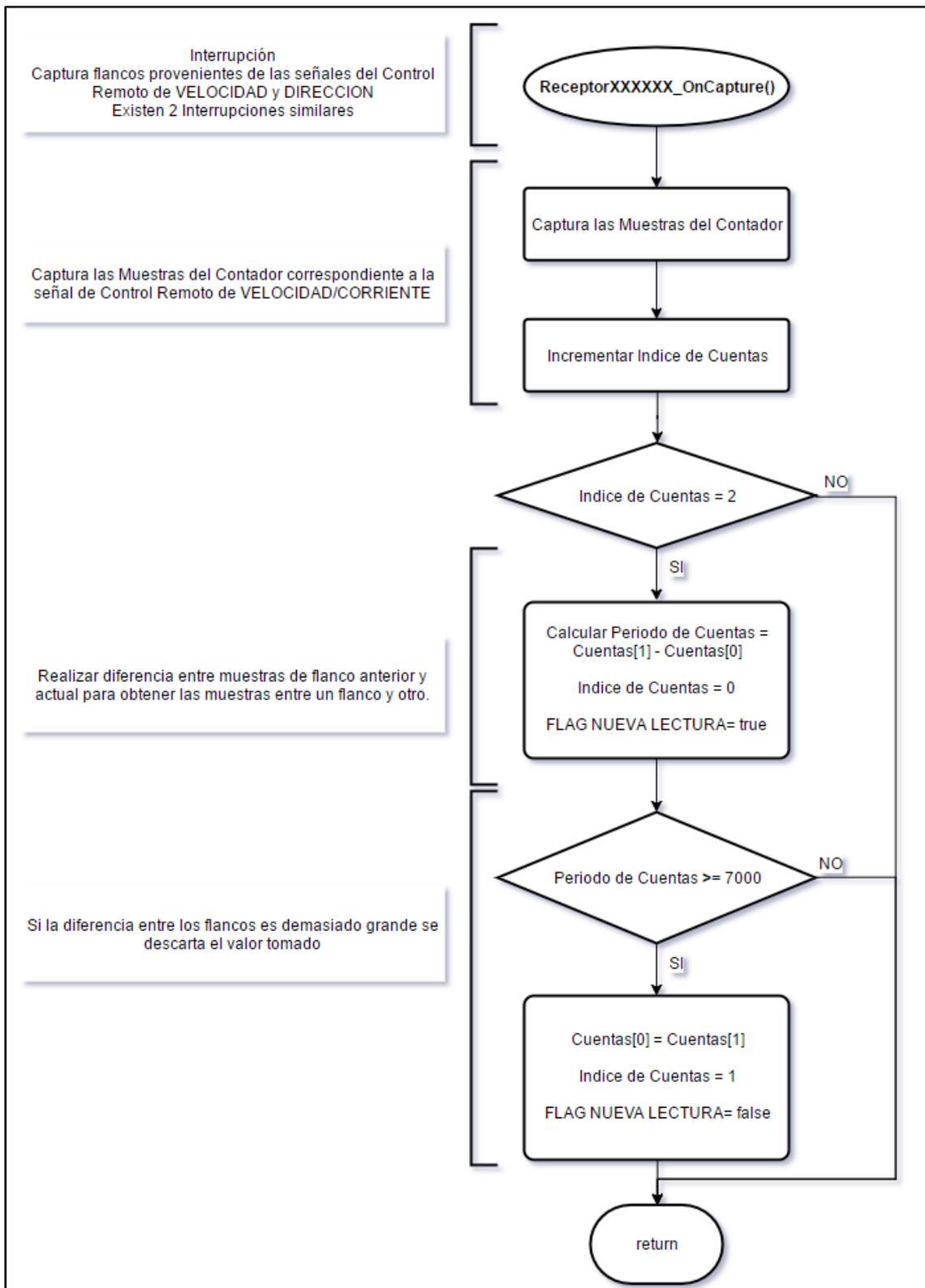


#### 5.16.5.5 Diagrama “Receptor Velocidad” y “Receptor Direccion”

Como se vio anteriormente en la sección 5.13 **Error! Reference source not found.** (página 97), el comando a distancia de la velocidad y la dirección del vehículo se realiza mediante un control remoto, el cual envía señales a un receptor y este último las transmite al microcontrolador. El receptor transmite dos señales (señales de velocidad y dirección) que se encuentran conectadas a dos entradas digitales del microcontrolador como se observa en el Diagrama de Conexiones de Entrada, visto anteriormente en la Figura 5.75. Debido a la forma de onda de las señales y la necesidad de poder medir el ancho del pulso positivo, las entradas se configuraron como interrupciones en modo “*captura de tiempo*”, al igual que fueron configuradas las entradas provenientes de los sensores Hall vistas en la sección 5.16.5.3.

La diferencia entre las señales del control remoto con respecto a la de los sensores hall, es que estas no se encuentran inmersas en ruido por lo que no fue necesario realizar un control anti rebote; por otro lado, si bien la señal es periódica, no es simétrica, por lo que es necesario que el primer flanco detectado sea el flanco positivo para así poder detectar el tiempo en alto de la señal. Esto se muestra en el diagrama de flujo a continuación.

Diagrama 5.8: Receptor Control Remoto

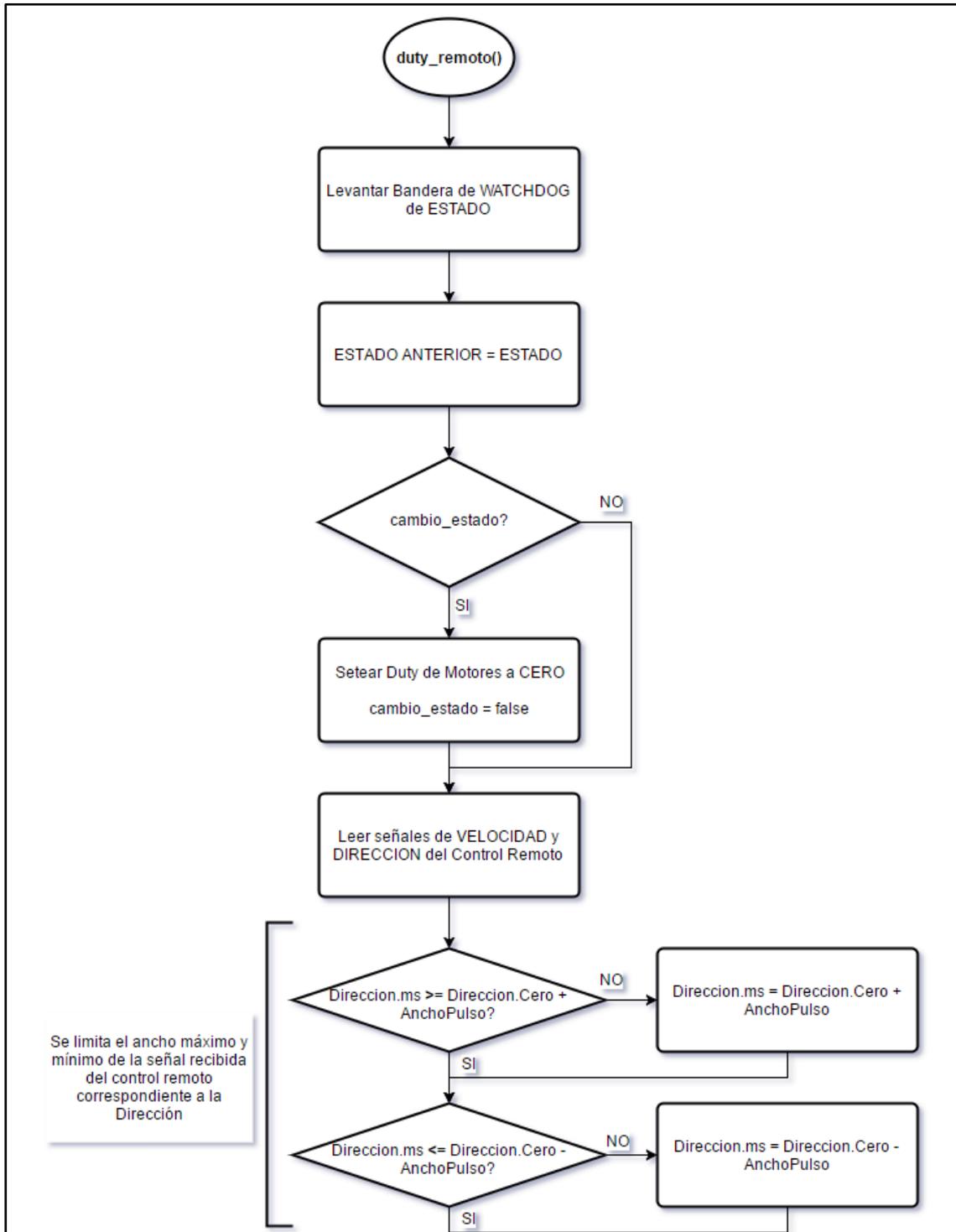


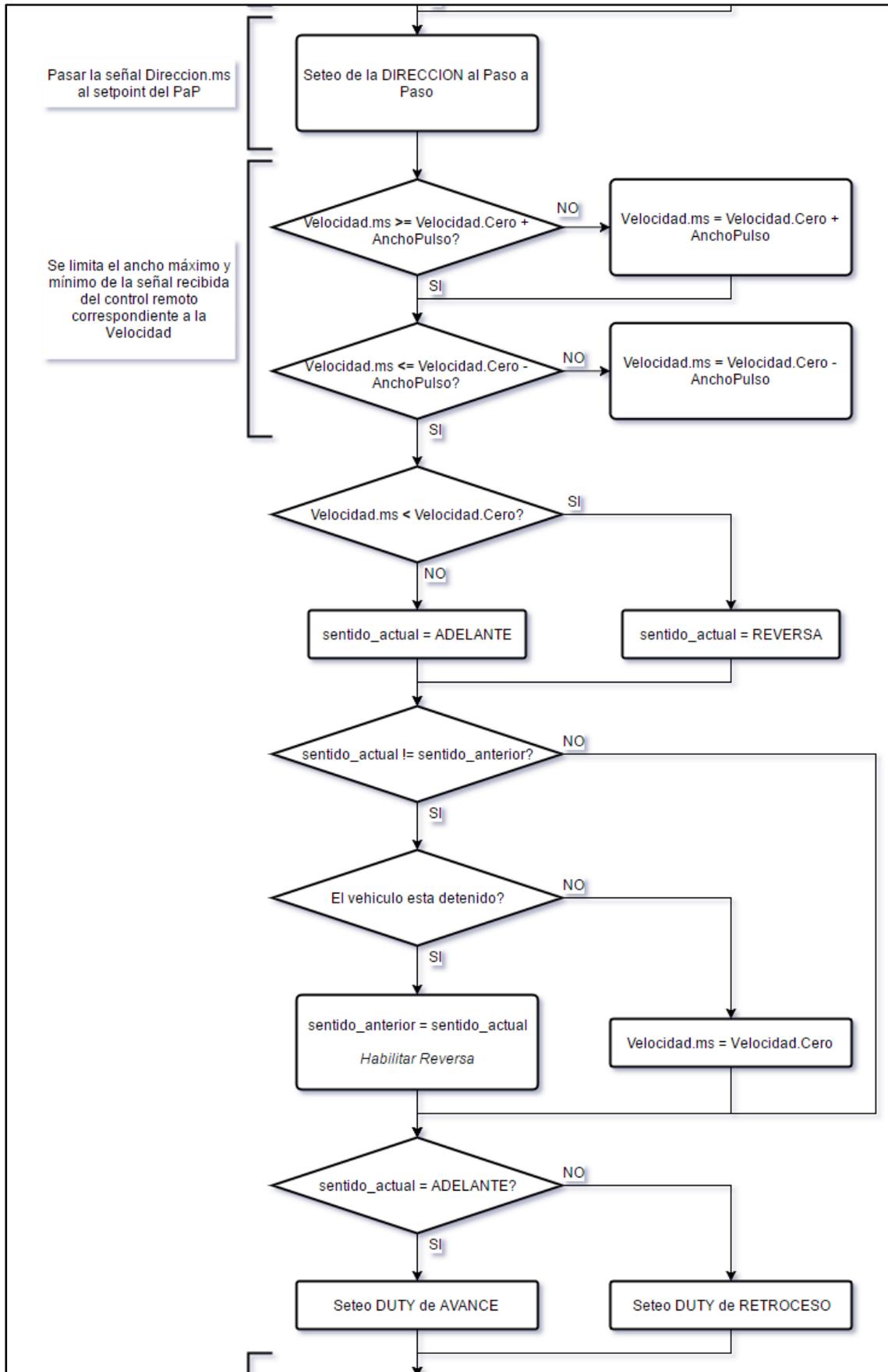
### 5.16.5.6 Diagrama Estado “Duty Remoto”

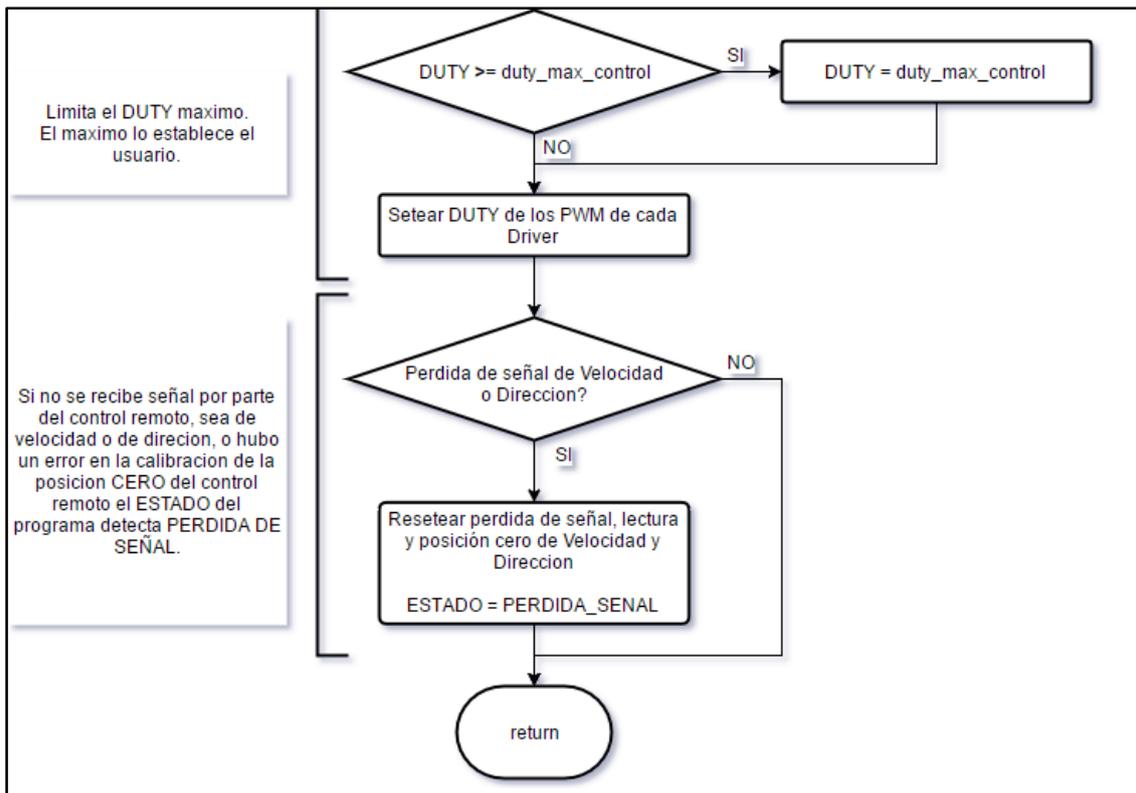
Uno de los modos de funcionamiento que se describen en la Sección 5.14.1 es el llamado “*duty\_remoto*”, en el cual el vehículo responde a los mandos del control remoto. Este último es quien setea la dirección y la tensión aplicada

a los drivers. En este modo, el control de tracción se encuentra a “Lazo Abierto”, es decir, no se encuentra el control PI activo, por lo que la señal proveniente del receptor (que a “Lazo Cerrado” setea la velocidad), en este modo, setea la tensión que se aplica directamente a los drivers de los motores.

Diagrama 5.9: Duty Remoto







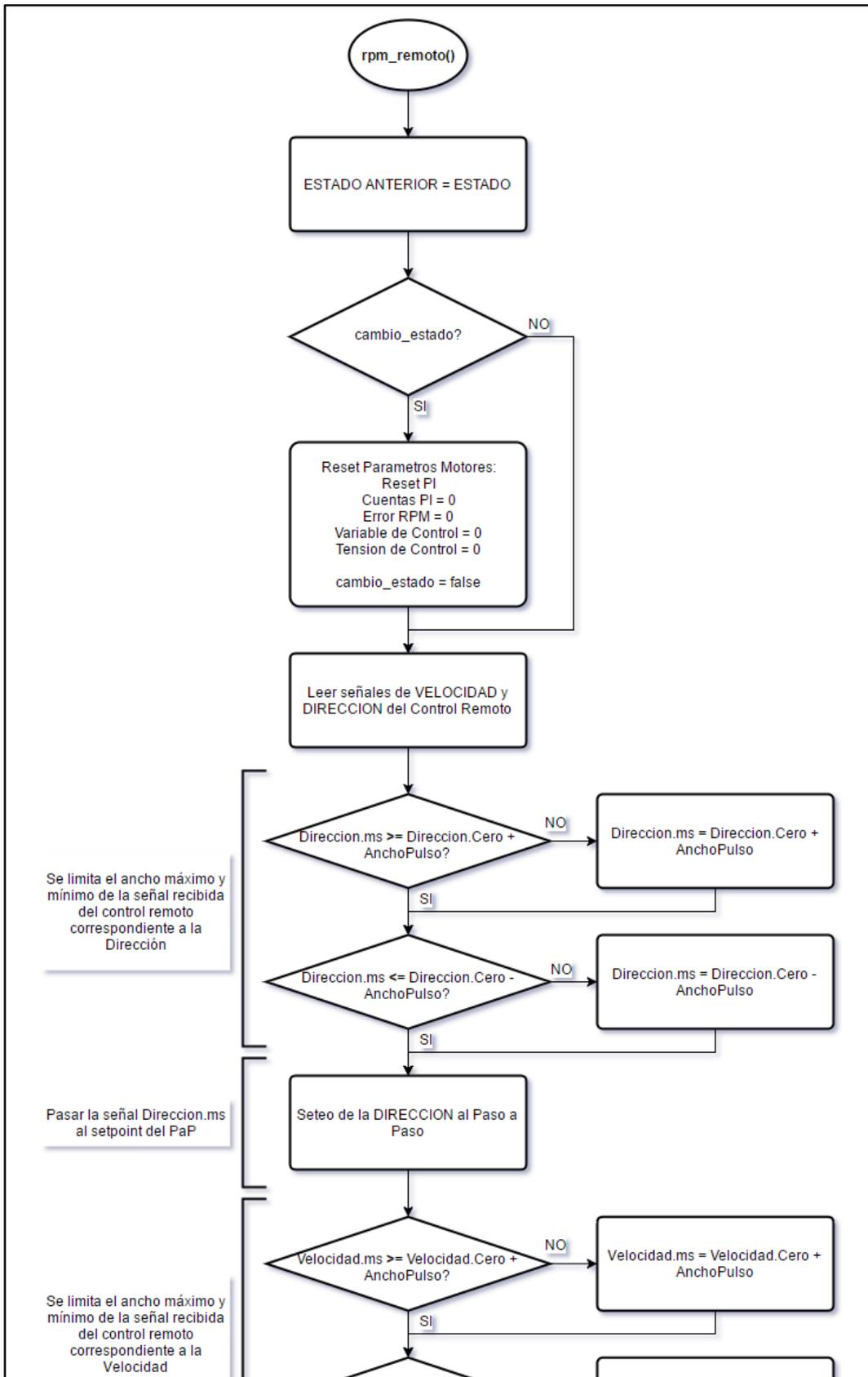
### 5.16.5.7 Diagrama Estado “Rpm Remoto”

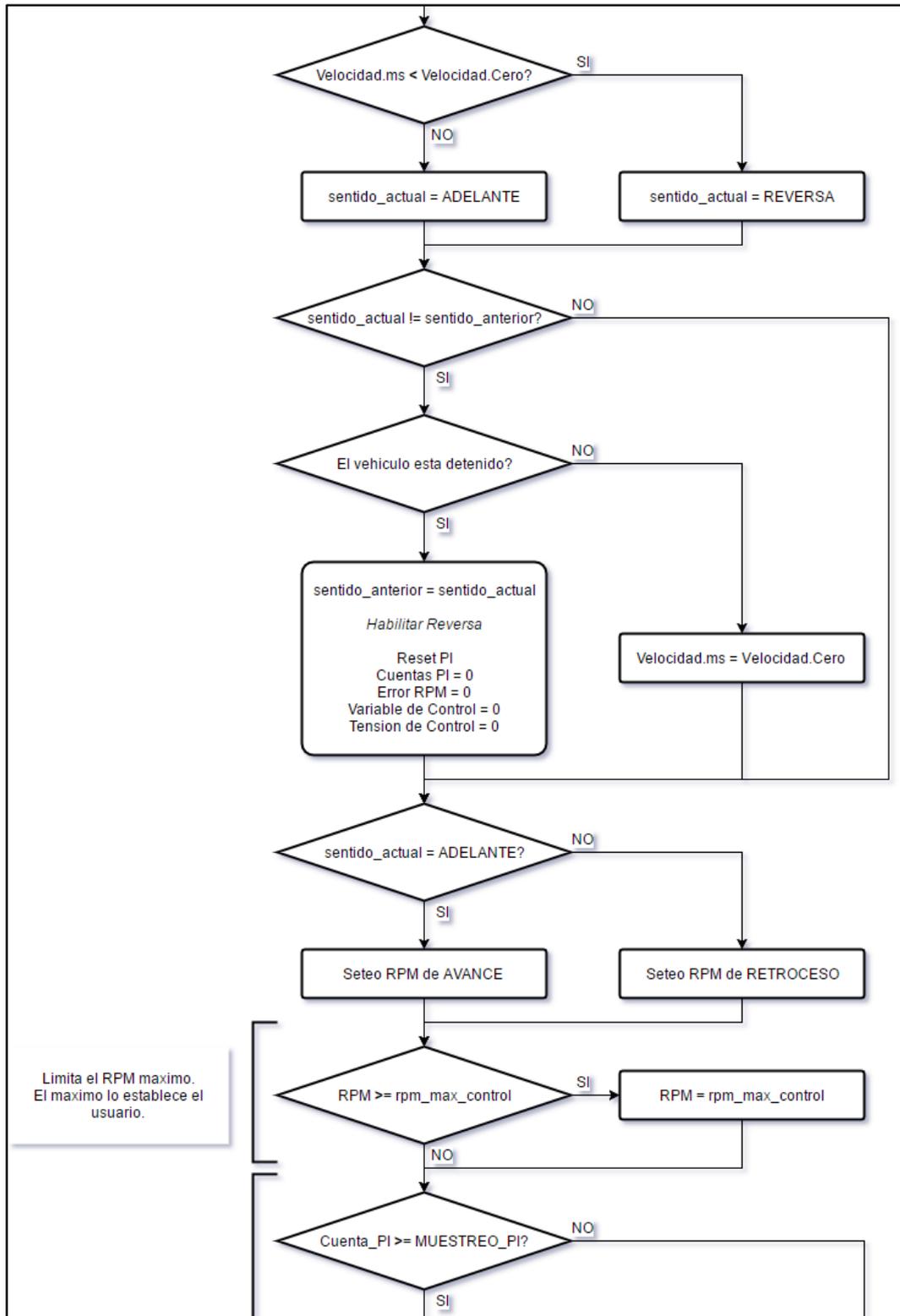
El segundo modo que se detallara es el llamado “rpm\_remoto”, el cual es controlado de manera similar al modo anterior (Diagrama Estado “Duty Remoto”), con la diferencia que en este modo el control setea la velocidad, por lo que podemos decir que el sistema se encuentra a “Lazo Cerrado”.

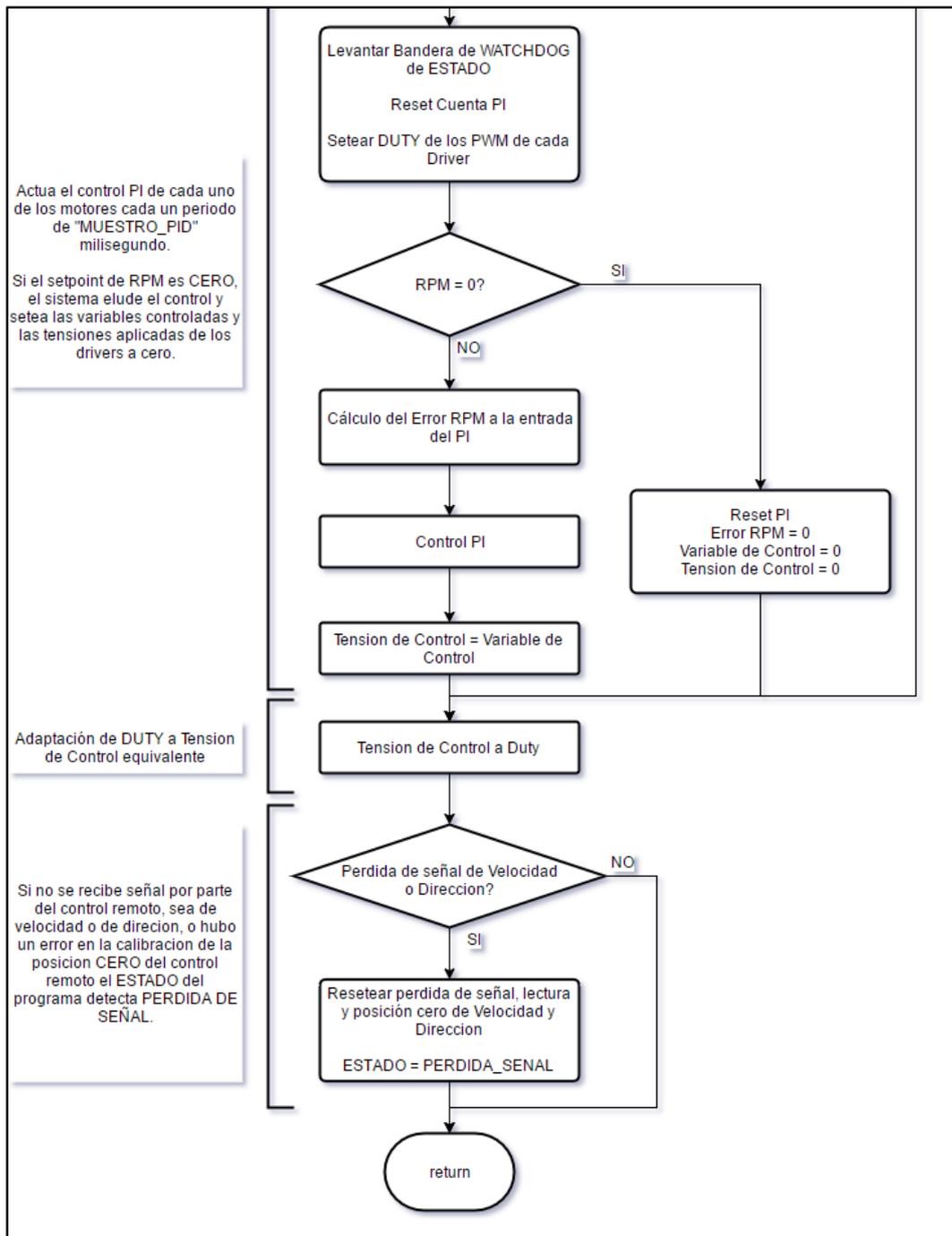
Para realizar el control a lazo cerrado, se implementó el Control PI Discreto visto y calculado anteriormente en la sección de Control PI Digital, de la página 53. El bloque PI se implementó como una función dentro del código, siendo capaz de realizar los cálculos necesarios, variar los valores de las constantes, los tiempos de muestreo, entre otras cosas.

El tiempo de muestreo del PI, el cual es de 100 ms, es controlado por el “temporizador general” del sistema. Este temporizador está configurado para realizar interrupciones cada 1 ms, es por esto que se utiliza para diferentes controles de tiempo a lo largo del código y se lo denominó “temporizador general”.

Diagrama 5.10: Rpm Remoto



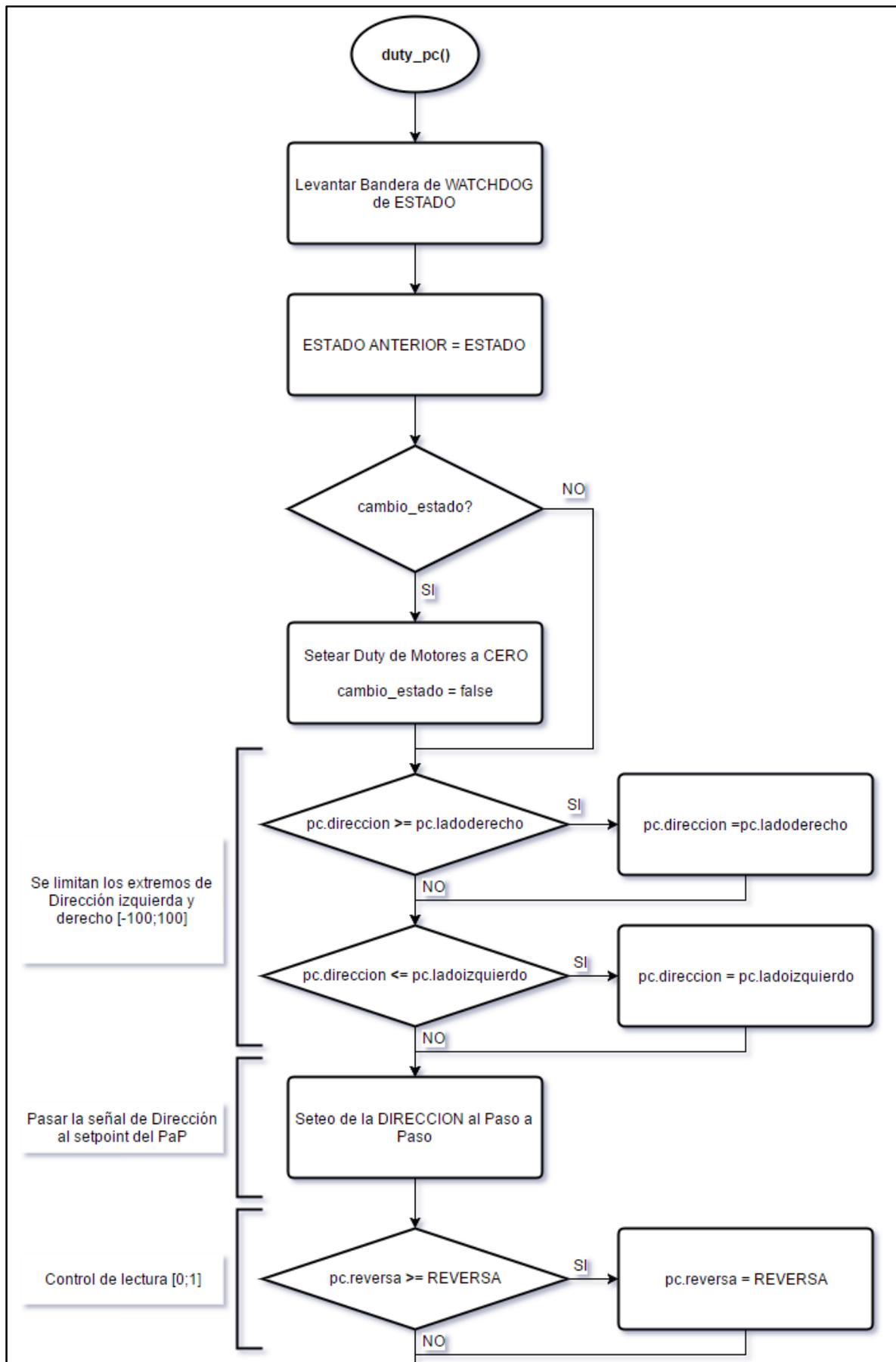


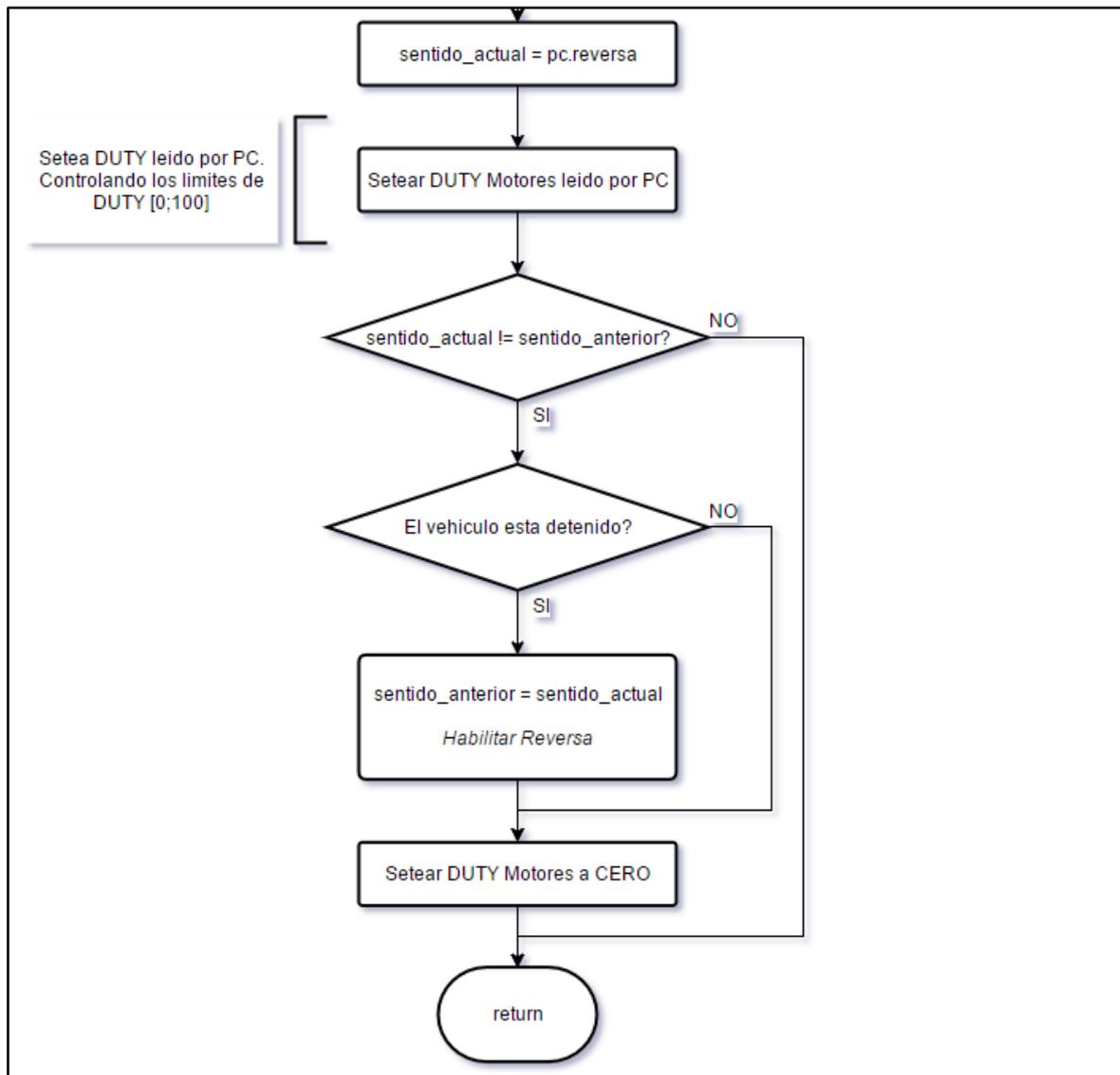


### 5.16.5.8 Diagrama Estado “Duty PC”

El siguiente modo es el llamado “*duty\_pc*”, el cual es controlado por los comandos (ver sección 5.14.3) recibidos desde la Unidad de Procesamiento. Al igual que el primer modo descrito, Diagrama Estado “Duty Remoto”, en este modo el sistema se encuentra a “*Lazo Abierto*” y por medio de los datos decodificados de los mensajes recibidos desde la unidad de procesamiento, se setea valores de tensión a los drivers y el setpoint de dirección.

Diagrama 5.11: Duty PC



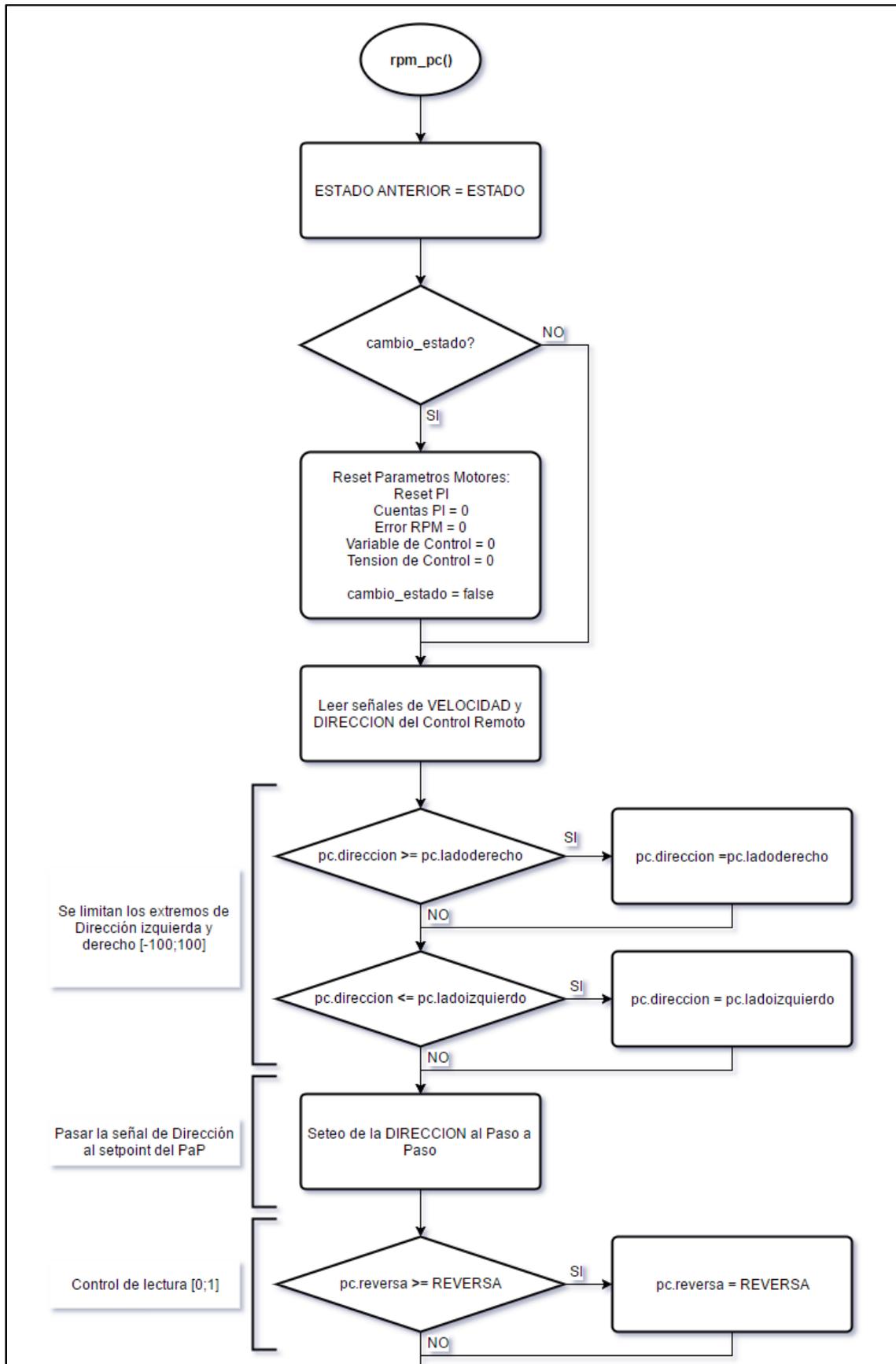


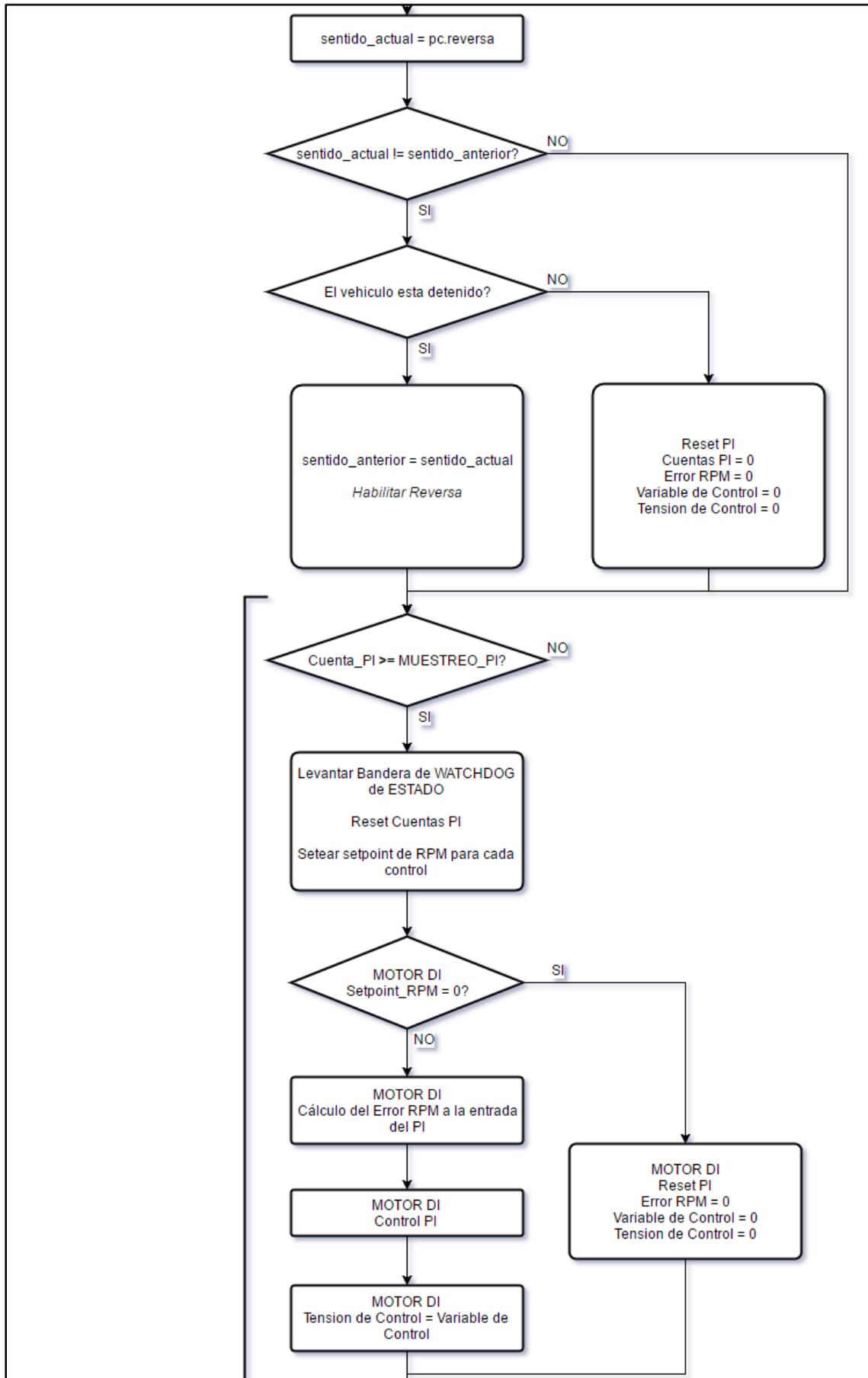
### 5.16.5.9 Diagrama Estado “Rpm Pc”

El último de los modos de operación es el llamado “rpm\_pc”, una mezcla entre el segundo y tercer modo descriptos anteriormente. En este modo, se setea por medio de la decodificación de los mensajes recibidos de la unidad de procesamiento los setpoint de velocidad y el setpoint de dirección, por otro lado el sistema se encuentra a “Lazo Cerrado”, utilizando el mismo control PI descripto en el modo Diagrama Estado “Rpm Remoto” y configurado de la misma manera.

Cabe aclarar que tanto en el modo anterior (“duty\_pc”) como en este (“rpm\_pc”), se permite setear valores de tensión y velocidad respectivamente por separado, es decir, diferentes valores de velocidad y tensión para cada driver.

Diagrama 5.12: Rpm PC



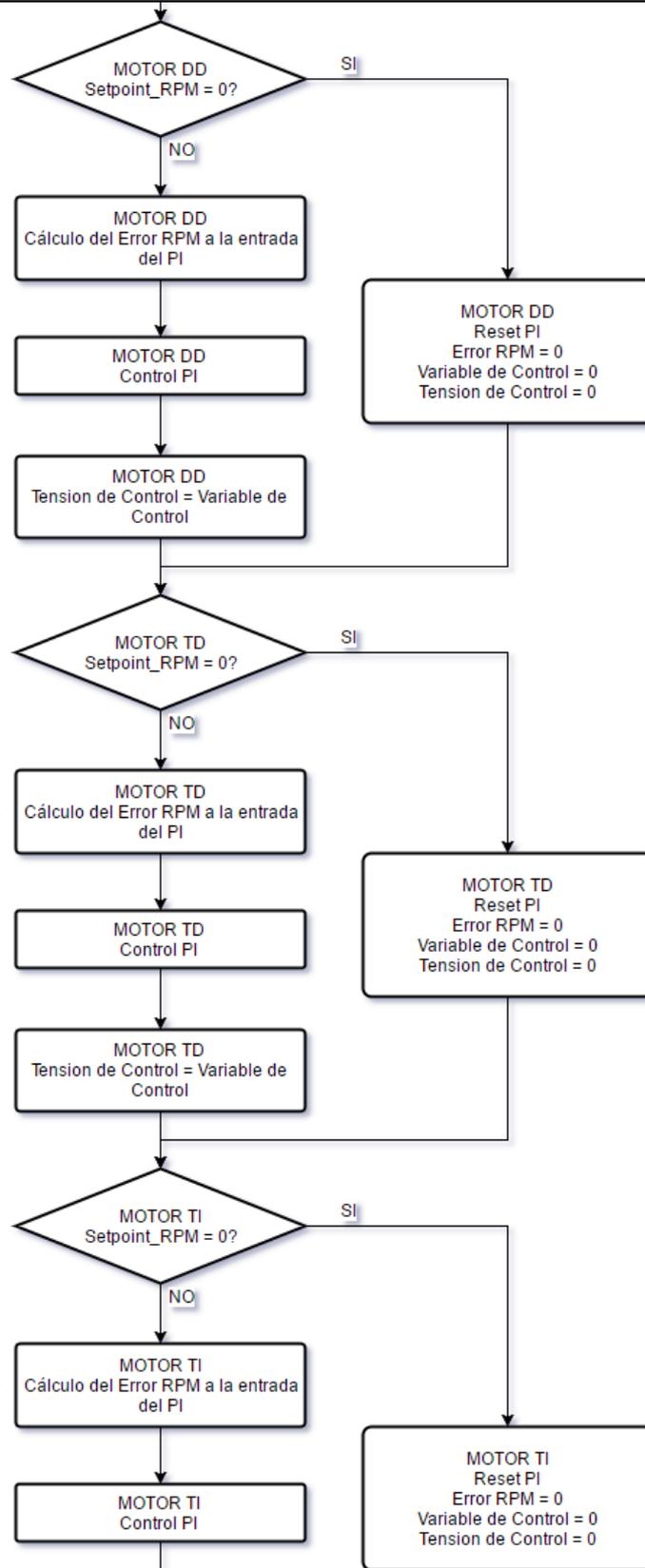


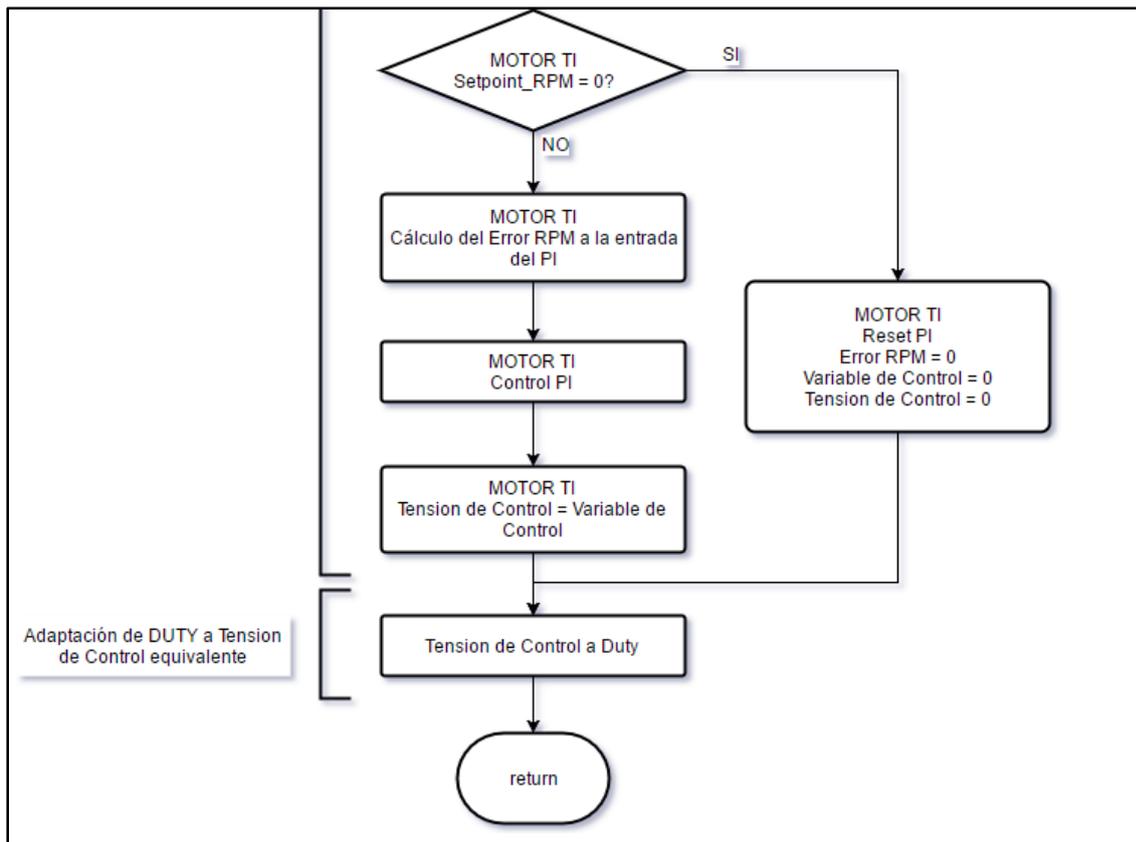
Actúa el control PI de cada uno de los motores cada un periodo de "MUESTRO\_PI" milisegundo.

Setea el Setpoint del Control PI, verificando que no se supere el límite de RPM [200]

Si el setpoint de RPM es CERO, el sistema elude el control y setea las variables controladas y las tensiones aplicadas de los drivers a cero.

El Control es aplicado a cada Motor por separado.





#### 5.16.5.10 Diagrama “Set Direccion”

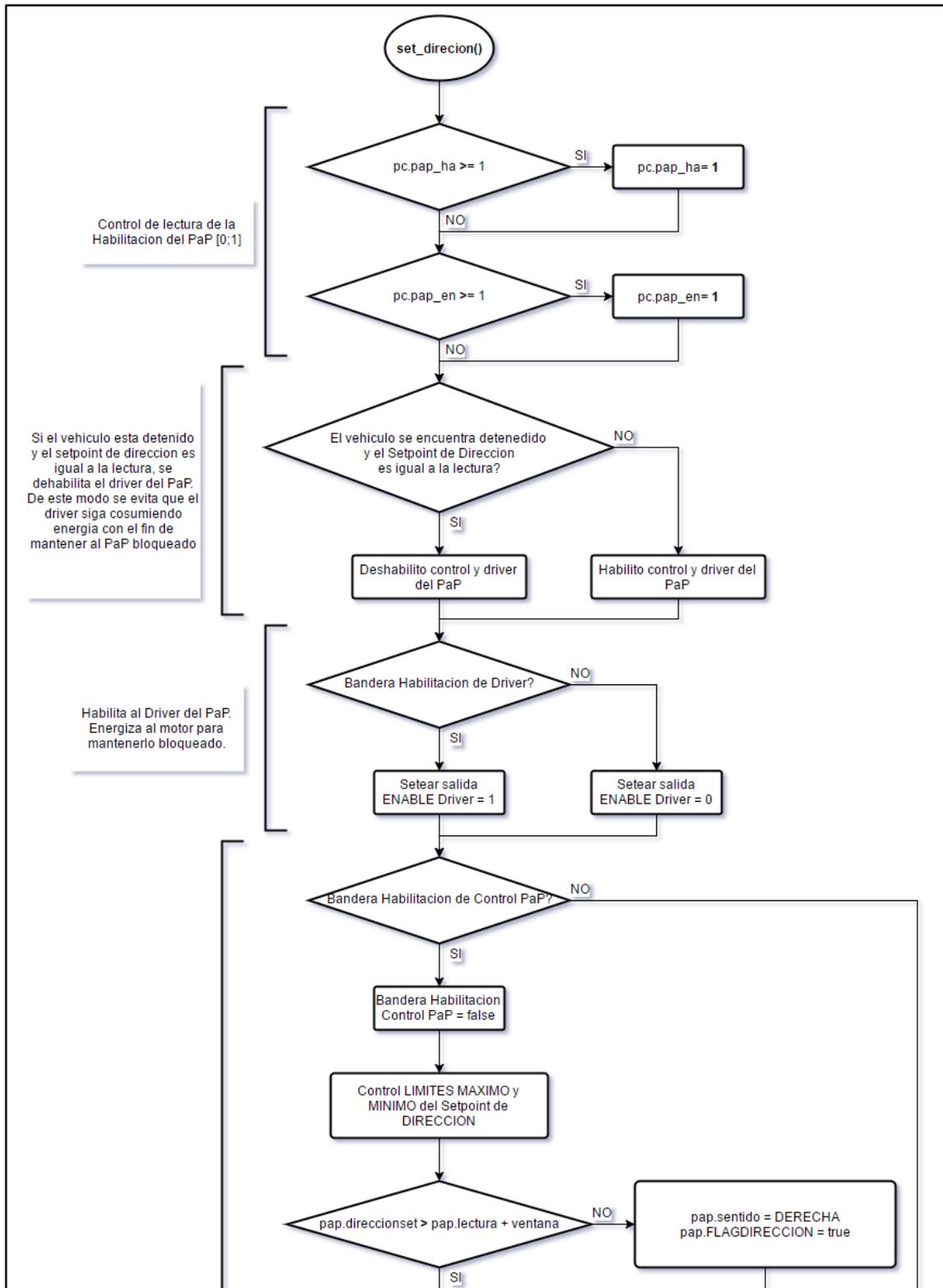
El siguiente diagrama describe la subrutina encargada de realizar el control de dirección del vehículo. Como se detalla en la sección 5.9, el movimiento de la dirección la realiza un *Motor Paso a Paso* controlado por un *Driver*. El *Driver* posee 3 entradas de comando (ver Tabla 7: Señales de Control, página 81), estas entradas están conectadas al microcontrolador por medio del circuito de adaptación como se puede observar en el Diagrama de Conexiones de Salida de la página 109.

La subrutina que controla la dirección se encarga de analizar la posición en la que se encuentra el vehículo actualmente y la compara con el setpoint de dirección recibido (sea por medio del control remoto o por comandos enviados desde la unidad de procesamiento). En base a los datos comparados se realizan las acciones de control, es decir, se envían pulsos a las entradas del driver indicándole el sentido de giro, la velocidad de giro y la habilitación.

La velocidad de giro depende de los pulsos enviados al driver y como se definió en la sección 5.9.6, es necesario que a la entrada “pulse” del driver del motor PaP llegue una señal cuadrada con un periodo de 3 ms. Por esta razón se configuró un temporizador con un tiempo de interrupción de 1,5 ms.

A continuación, se detalla en diagramas de flujo de la subrutina de control de dirección y la interrupción que produce la señal que excita la entrada “pulse”.

Diagrama 5.13: Set Dirección



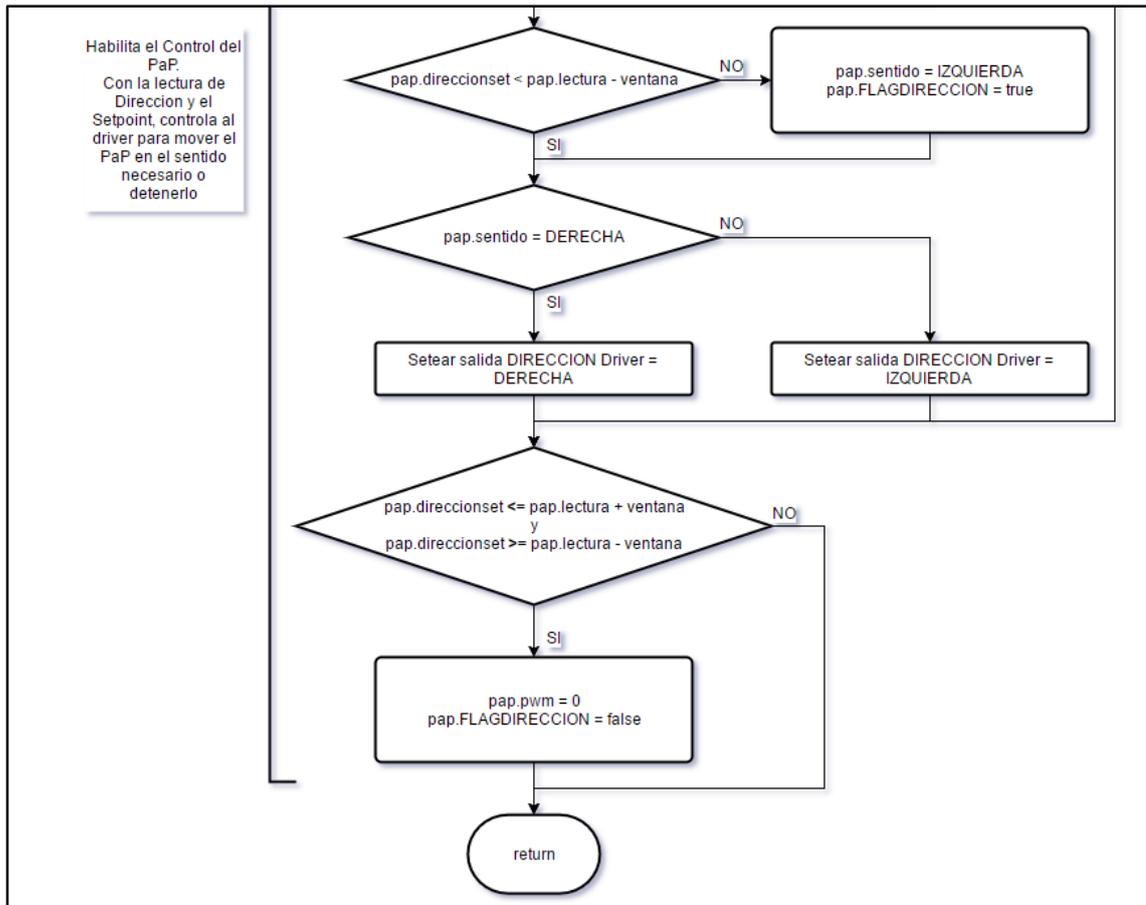
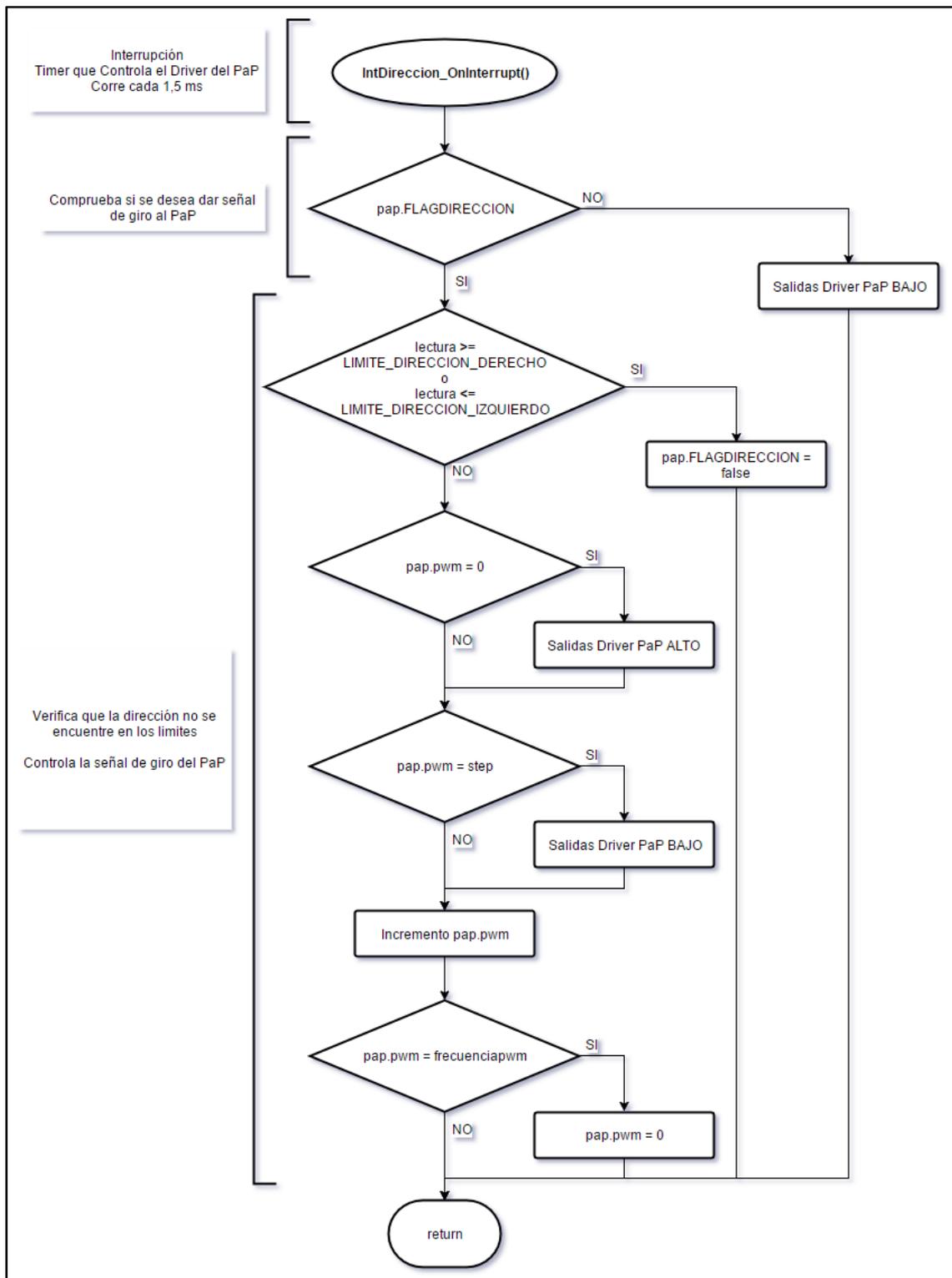


Diagrama 5.14: Interrupción Pulsos Dirección



**5.16.5.11 Diagrama “Calibración”**

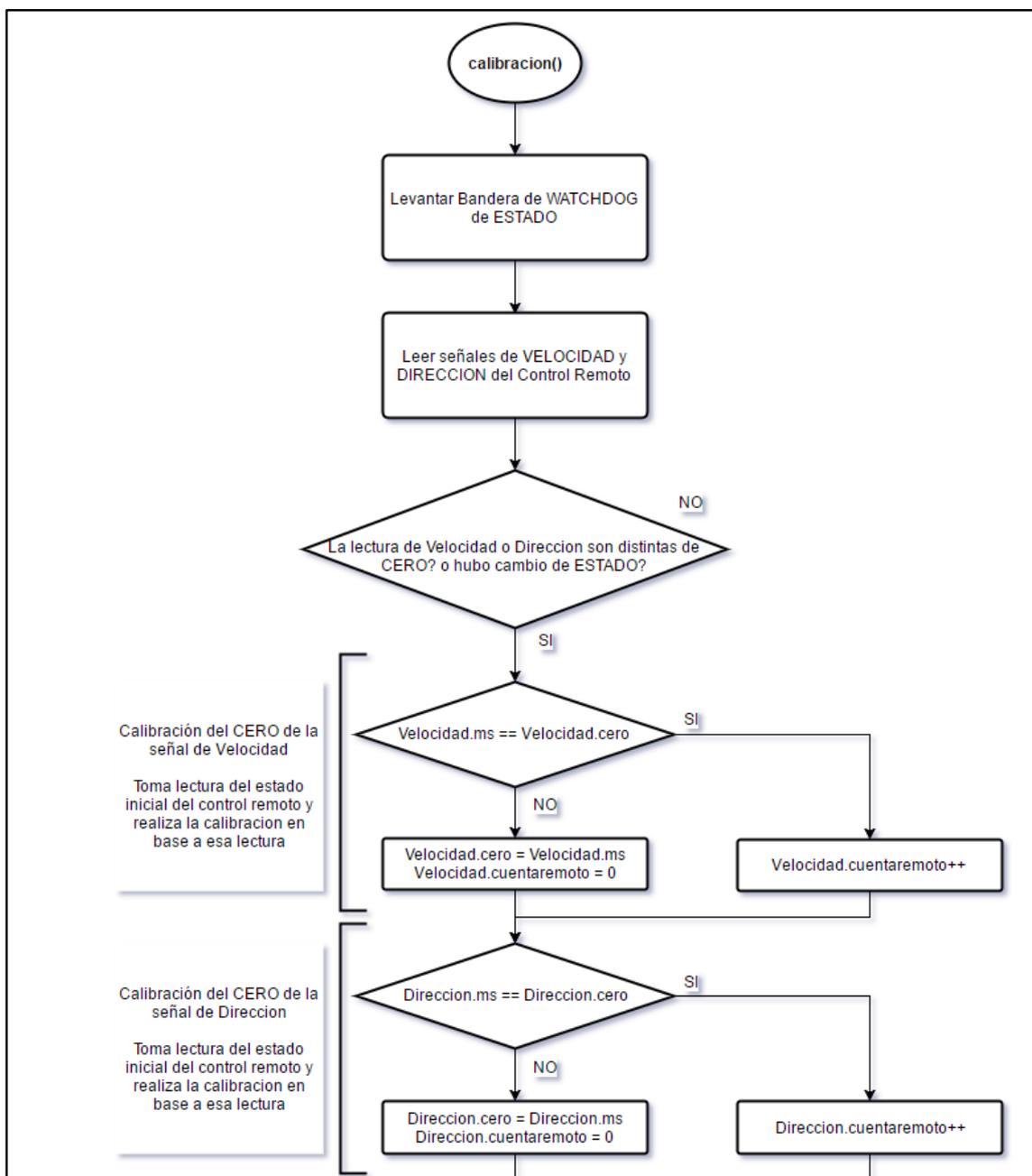
Debido a que al encender el vehículo el mismo inicia en modo “rpm\_remoto”, listo para funcionar a “Lazo Cerrado” (Ver Diagrama Estado “Rpm Remoto”), una de las primeras acciones que realiza el microcontrolador, luego de verificar la correcta trasmisión de datos provenientes del control remoto, es la de “Calibrar las señales recibidas por

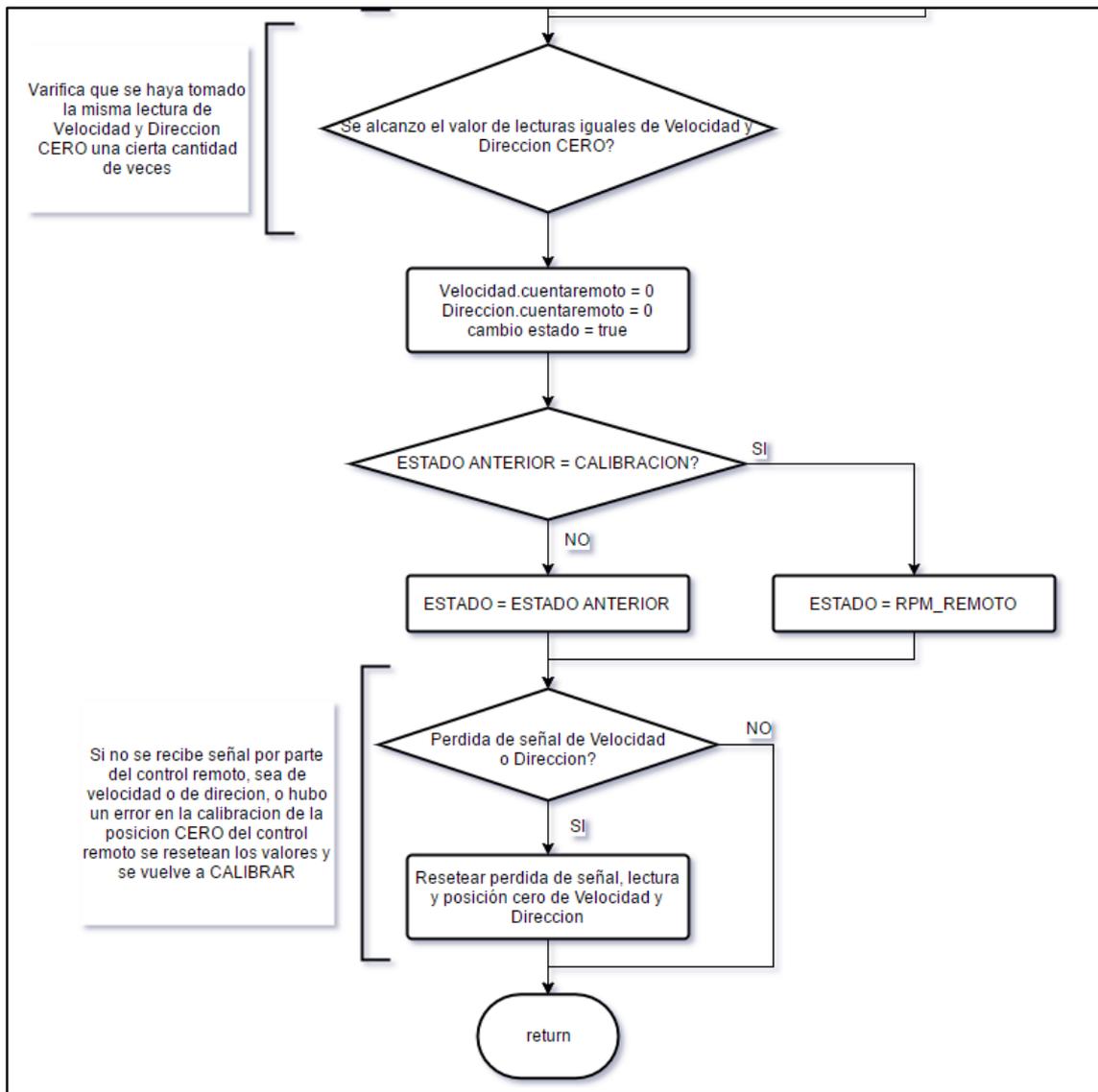
el Control Remoto”. La forma de onda de estas señales, como se vio en la sección “Señal del Comando Remoto” (página 97), puede ser modificadas por el usuario. Por lo tanto, se tuvo la obligación de realizar una subrutina capaz de adaptar las señales recibidas desde el receptor del control remoto.

La subrutina que adapta las señales del control, a la cual llamaremos “Calibración”, al momento de encender el vehículo y comprobar la recepción de las señales provenientes del control remoto, toma los valores en ese momento como “cero virtual”, es decir, interpreta el estado de las señales en ese momento como el estado en reposo del control remoto, estado en el cual la velocidad (o tensión) a aplicar es nula y la dirección se encuentra en el centro. Una vez que la llama “Calibración” finaliza, el código automáticamente evita esta subrutina y vuelve al estado en el que se encontraba anteriormente el programa (al encender el vehículo, luego de la calibración, pasa al modo “rpm\_remoto”).

En el diagrama siguiente se encuentra el flujo correspondiente a la llamada “Calibración”.

Diagrama 5.15: Calibración





### 5.16.5.12 Diagrama “Perdida de Señal”

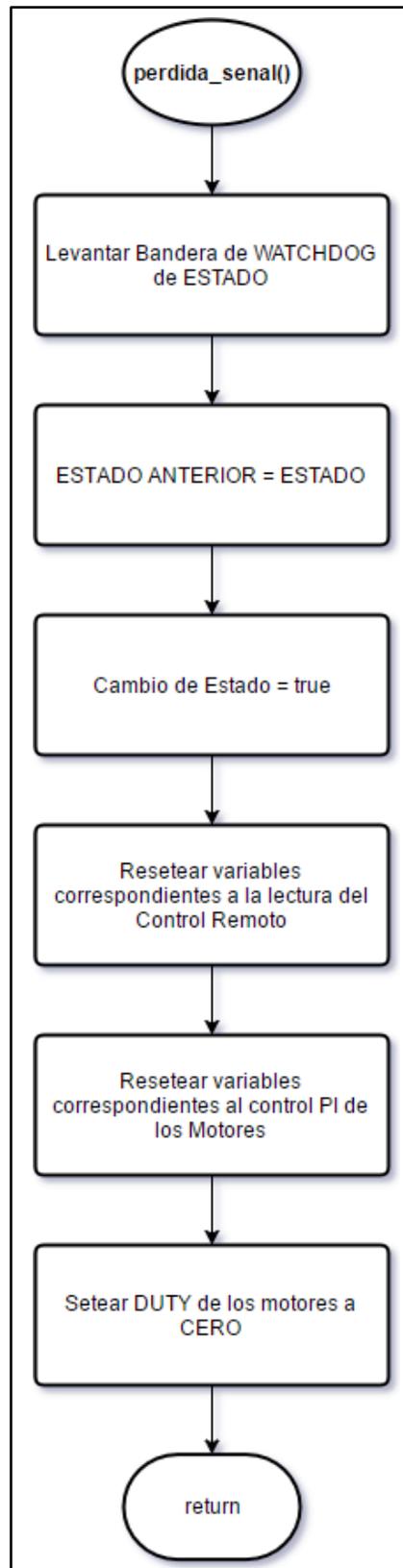
Tanto en el modo “rpm\_remoto” como “duty\_remoto”, las señales que los controlan provienen del control remoto, por lo que es imprescindible detectar la pérdida de señal y generar una subrutina que atienda dicho suceso. Es por esto que, en ambos modos, en el Diagrama 5.9 y Diagrama 5.10 vistos anteriormente, se puede observar como al finalizar la rutina se realiza una *verificación de pérdida de señal*.

La verificación de pérdida de señal consiste en no detectar señales del control remoto por un cierto tiempo, de suceder esto, todo el programa es enviado al modo “Perdida de Señal”. Este modo consiste en reiniciar todas las variables del programa, contadores, temporizadores, reiniciar los controles PI, entre otras cosas, para luego enviar al código al modo “Calibración” visto anteriormente, en donde se vuelve a recalibrar el control remoto y se vuelve al estado en el que se encontraba el programa al momento de perder la señal.

En caso de que, al finalizar la subrutina de pérdida de señal, el microcontrolador siga sin recibir señales por parte del control remoto, el código pasara al modo calibración como es normal y detectara nuevamente que la señal del control se perdió, por lo que regresara al modo “Perdida de Señal”, y así sucesivamente hasta lograr una vinculación con el control.

Cabe aclarar, que tanto en el modo “*rpm\_pc*” como en el modo “*duty\_pc*”, ninguno posee la detección de pérdida de señal, ya que ambos son manejados por las señales provenientes de la Unidad de Procesamiento.

Diagrama 5.16: Pérdida de Señal



### 5.16.5.13 Diagrama “TX y RX – Comunicación”

En la página 103, en la sección 5.15, se describe la comunicación entre el microcontrolador y la unidad de procesamiento, la cual se realizó por medio de una comunicación serie, pudiéndose aprovechar el módulo de comunicación UART que posee el microcontrolador. Por este motivo se configuró un módulo UART (“*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*”), designando una entrada y una salida digital para utilizar como *Receptor “RX”* y *Trasmisor “TX”*.

Configuración del módulo UART para la Comunicación Serie:

- Velocidad: 9600 baud
- Paridad: Ninguno
- Bits de Datos: 8
- Bits de Stop: 1
- Búfer de Entrada: 256 bytes
- Búfer de Salida: 256 bytes

Por otra parte, el módulo fue configurado de tal manera que, al recibir un carácter se llame a una interrupción la cual será la encargada de ir tomando estos caracteres e ir concatenándolos en un búfer hasta que se complete la transmisión del mensaje. Una vez recibido un mensaje completo, se procede a la decodificación y si la misma es correcta, se realizan las acciones correspondientes.

Para la transmisión, toda la información necesaria a transmitir se concatena y se deposita en el búfer de salida del módulo UART el cual se encarga de transmitirlo. A continuación, se muestran los diagramas de flujo pertenecientes a la interrupción del módulo y a cada subrutina que controla el envío y recepción de datos.

Diagrama 5.17: Interrupción Recepción Carácter UART

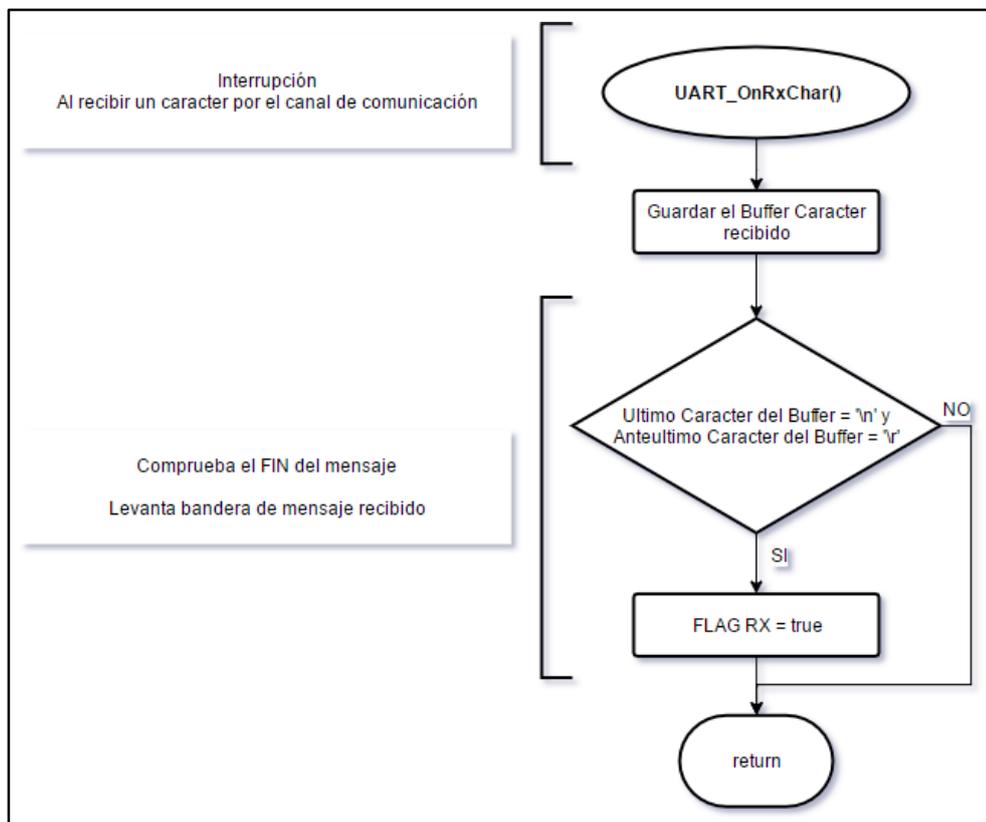


Diagrama 5.18: Subrutina Recepción

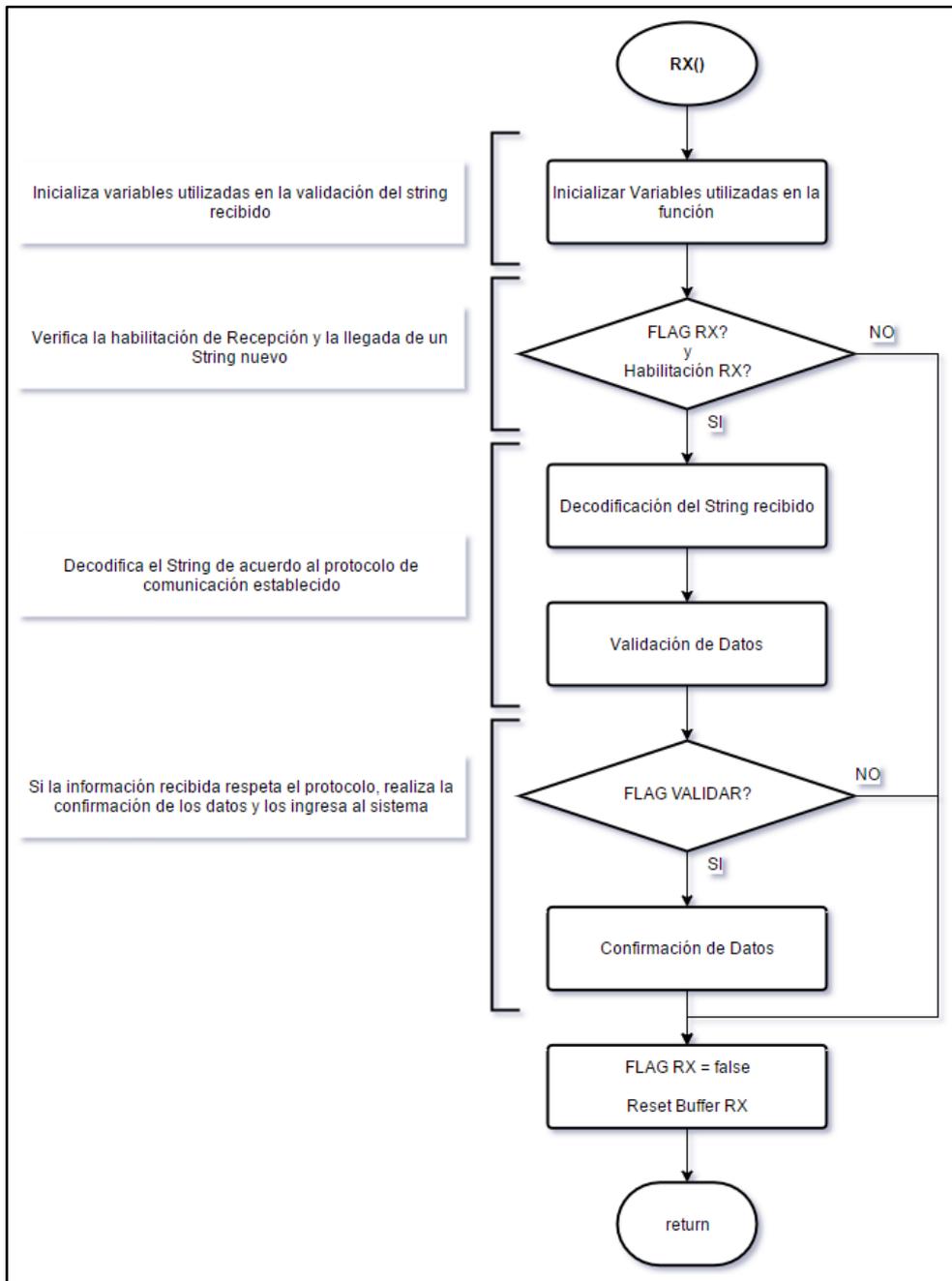
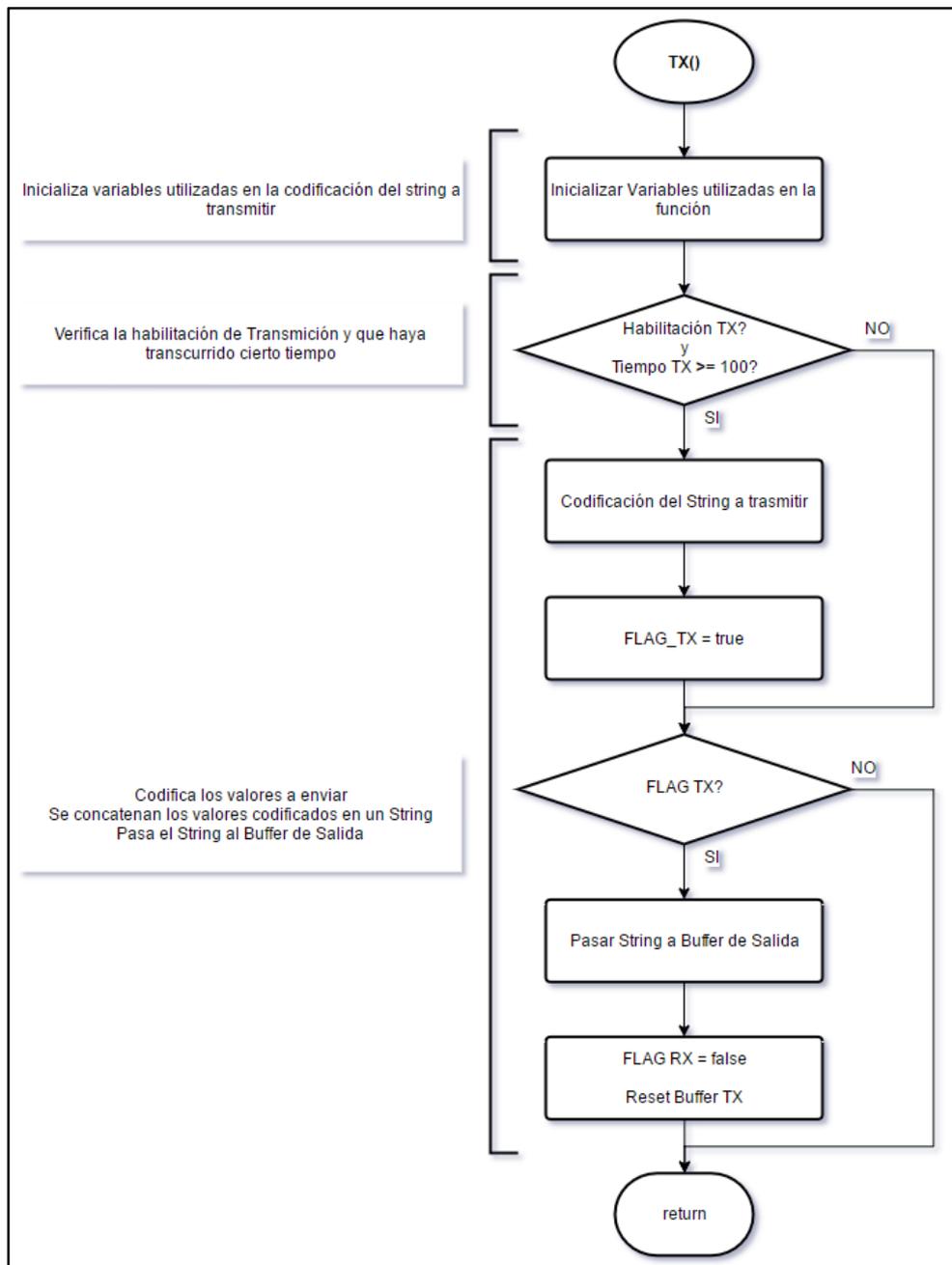


Diagrama 5.19: Subrutina Trasmisión



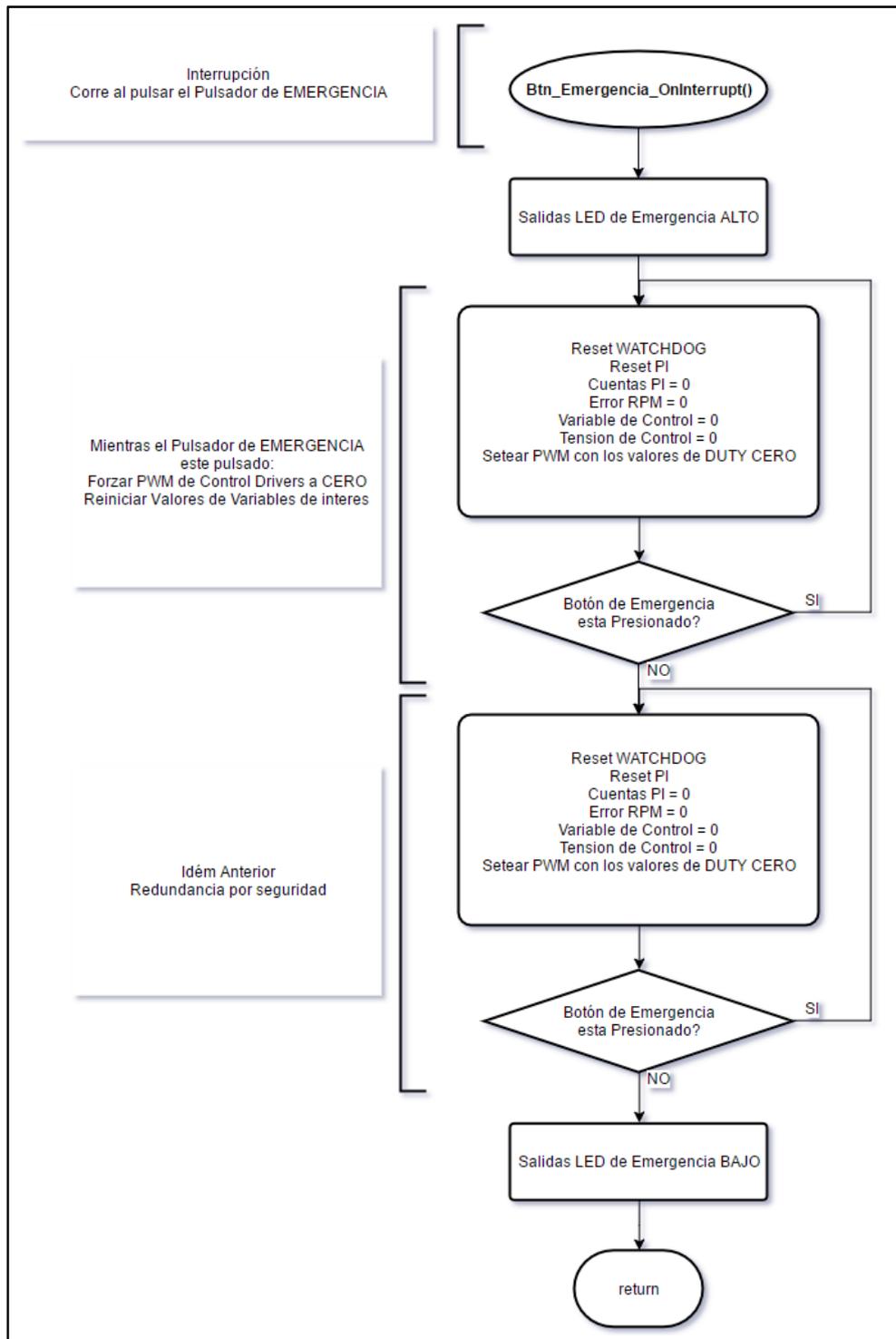
#### 5.16.5.14 Diagrama “Parada de Emergencia”

A modo de seguridad, el vehículo cuenta con un *pulsador de emergencia* en la parte trasera del chasis, el cual no solo interrumpe la alimentación de la parte de potencia de todo el circuito, sino que además emite una señal al microcontrolador dando aviso de que el pulsador ha sido presionado. Todo esto se vio anteriormente con más detalles en la sección correspondiente a la Parada de Emergencia en la página 92.

La señal que emitida por el pulsador, luego de pasar por el circuito de adaptación correspondiente, ingresa al microcontrolador (ver Figura 5.75: Diagrama de Conexiones de Entrada). La entrada que recibe esta señal está configurada para generar una interrupción de alta prioridad, la cual se utiliza para desenergizar la entrada de los drivers, tanto de tracción como de dirección, y resetear todas las variables de importancia. Una vez que el pulsador se libera,

vuelve al estado en el que se encontraba, listo para funcionar. A continuación, se presenta el diagrama de flujo de la interrupción que atiende al pulsador.

Diagrama 5.20: Interrupción Pulsador de Emergencia



### 5.16.5.15 Diagramas Restantes

En esta subsección se detallaran de manera sencilla las subrutinas del control del LED, el modo 2 ruedas, la interrupción del temporizador general y la interrupción que atiende el pulsador que se encuentra en la placa de desarrollo,

este último pulsador se puede ver en la Figura 5.74: FRDM K64F - Distribución de los Componentes Principales y Pinout, bajo el nombre de *SW1*.

Comenzando por el control de los LED, el cual se agregó a modo de comprobación de errores y como señal de que el código estaba corriendo, ya que, si el código se llegara a colgar, el LED dejaría de parpadear. El conexionado con la entrada del microcontrolador se puede observar en la Figura 5.76: Diagrama de Conexiones de Salida, de la página 109.

Por otro lado, se encuentra el modo “*dos ruedas*” o llamado “*X2*”, el cual verifica si el pulsador “*SW1*” ha sido pulsado y pasa de estar en modo cuatro ruedas a modo dos ruedas y a la inversa si es que se encuentra en modo dos ruedas. Este modo lo que hace es inhabilitar los comandos que llegan a las ruedas delanteras, permitiendo solo el control de las ruedas traseras.

El “*Temporizador General*”, el cual fue nombrado en secciones anteriores, fue configurado con un tiempo de 1 ms, por lo que su interrupción es utilizada para llevar la cuenta de varios contadores y variables que se utilizan a lo largo del código.

Diagrama 5.21: Control LED

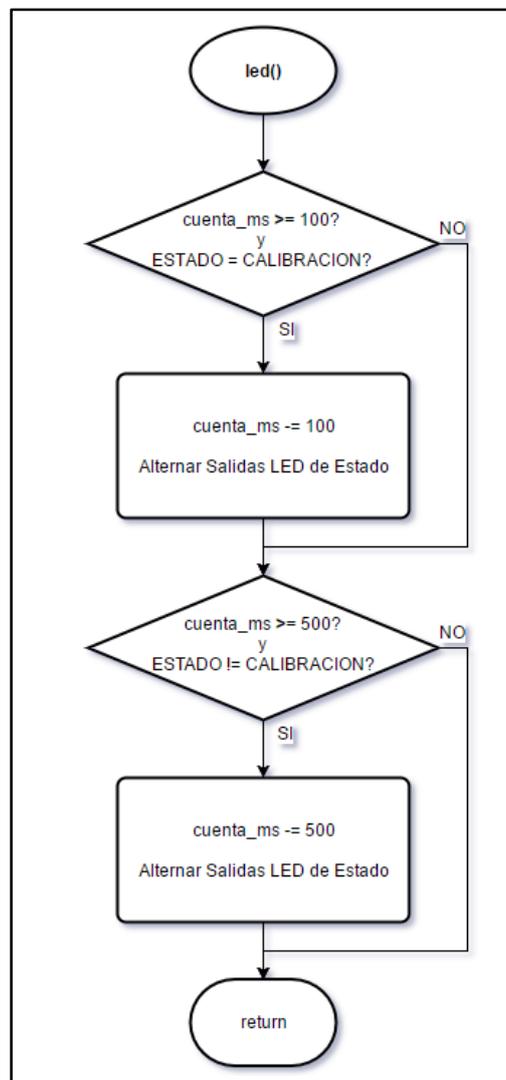


Diagrama 5.22: Modo Dos Ruedas

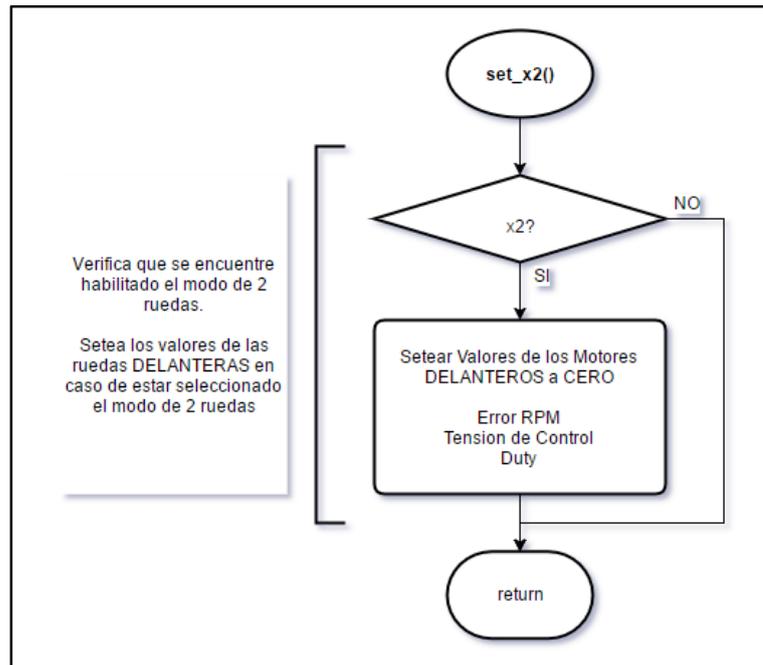


Diagrama 5.23: Temporizador General

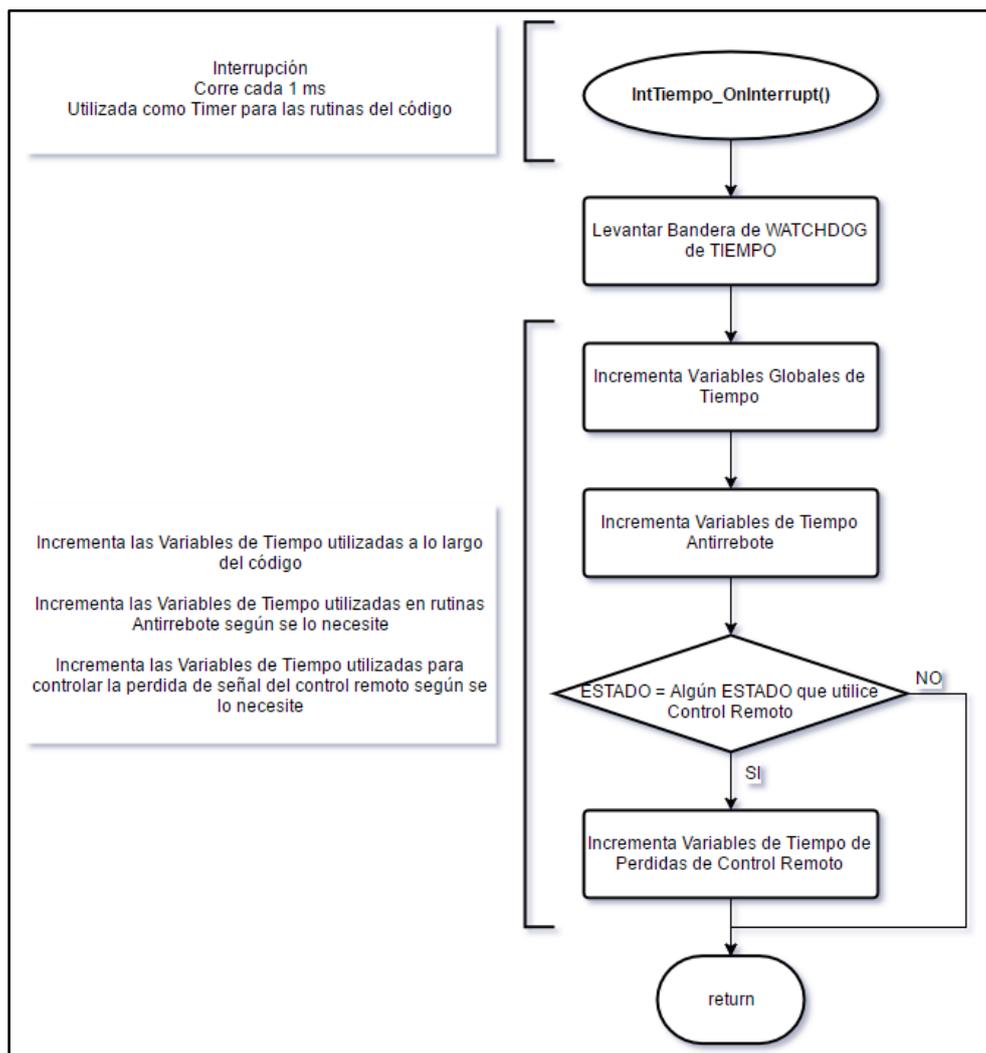


Diagrama 5.24: Pulsador

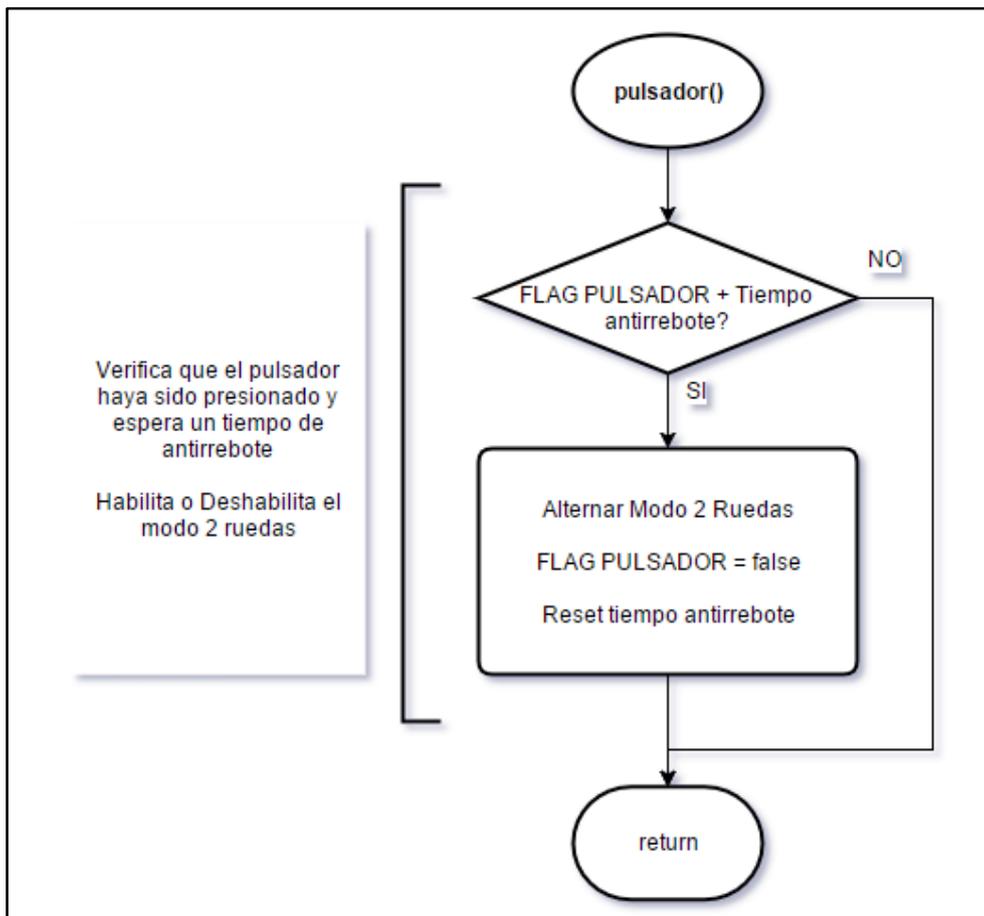
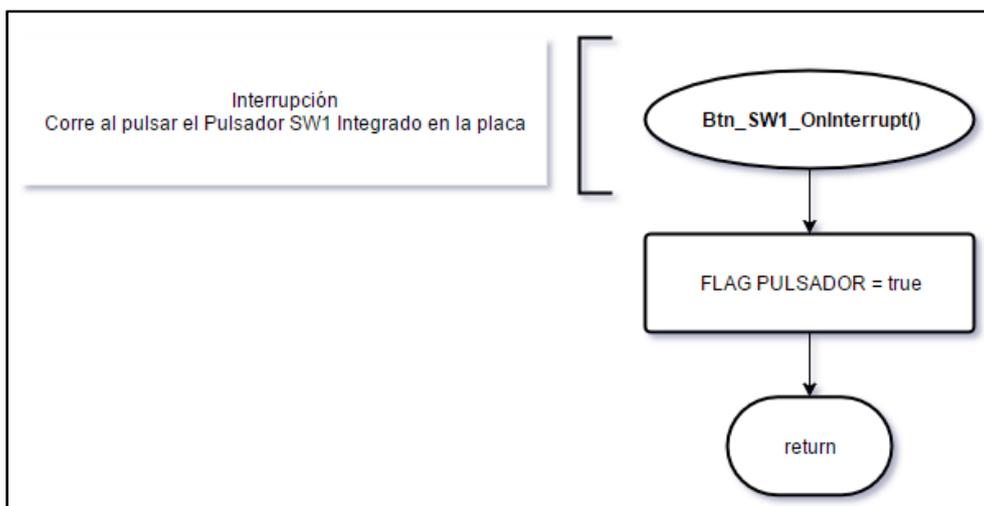


Diagrama 5.25: Interrupción Pulsador SW1



### 5.16.6 Watchdog

Para realizar un control del código, se implementó un temporizador de seguridad comúnmente denominado “*Watchdog*” (Perro Guardian). El *watchdog* es el encargado de reiniciar el código si este no fue reiniciado antes de un periodo de tiempo establecido, es decir, el *watchdog* se debe reiniciar periódicamente antes de que alcance la cuenta para la cual fue configurado y reinicie el programa.

Como el microcontrolador solo cuenta con un solo temporizador capaz de ser configurado como *watchdog*, lo que se implemento es subdividir al *watchdog* en varias partes, es decir, que para reiniciar al *watchdog*, se definieron partes del código por las cuales se debe pasar inevitablemente en donde, en cada una de ellas, se levantan diferentes banderas, y de esta forma, al finalizar el código se verifica que todas las banderas estén en alto y así reiniciar el *watchdog*.

Para reiniciar el *watchdog*, se deben levantar las siguientes banderas:

- Watchdog del PROGRAMA
- Watchdog del ESTADO
- Watchdog de CORRIENTE
- Watchdog del Temporizador General
- Watchdog del DIRECCION

## 6 Análisis de Resultados

### 6.1 Ensamble del prototipo

Como paso previo a la puesta en marcha y validación del sistema, se debió coordinar con los diferentes grupos que forman parte del proyecto global (carga de las baterías, navegación GPS y diseño del prototipo mecánico) para llevar a cabo el ensamble del prototipo. A continuación, se presentan fotografías obtenidas una vez finalizada esta etapa, tanto del robot desmalezador como de los diversos subsistemas que lo integran:



Figura 6.1: Prototipo final



Figura 6.2: Motor BLDC In-Wheel Rueda DD



Figura 6.3: Acople Encoder Absoluto – Sistema Dirección



Figura 6.4: Sistema de dirección



Figura 6.5: LEDs indicación gabinete secundario

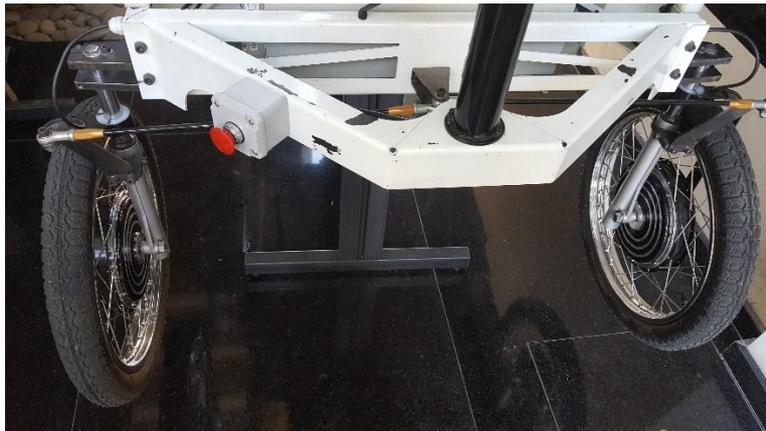


Figura 6.6: Parada de emergencia



Figura 6.7: Vista superior conexionado general

## 6.2 Puesta en marcha y evaluación en terreno

### 6.2.1 Ensayos de puesta en marcha

Para la puesta en marcha del robot se procedió a volver a realizar el ensayo correspondiente a la sección 5.6.1, de la página 60, el cual consiste en aplicar una rampa escalonada de referencia de velocidad a la entrada del sistema y observar la acción del controlador sobre la evolución de la velocidad de salida.

Vale aclarar que esta vez el *seteo* de las diferentes referencias de velocidad se realizó mediante una comunicación serie establecida con una PC (Modo *RPM\_PC*) y que además, la entrada excursiona de 0 a 200 rpm con escalones de amplitud 50 rpm y duración variable.

En la siguiente gráfica se observa la evolución del sistema para el ensayo realizado, en donde se ilustra la referencia de velocidad y la velocidad instantánea de una de las ruedas del robot.

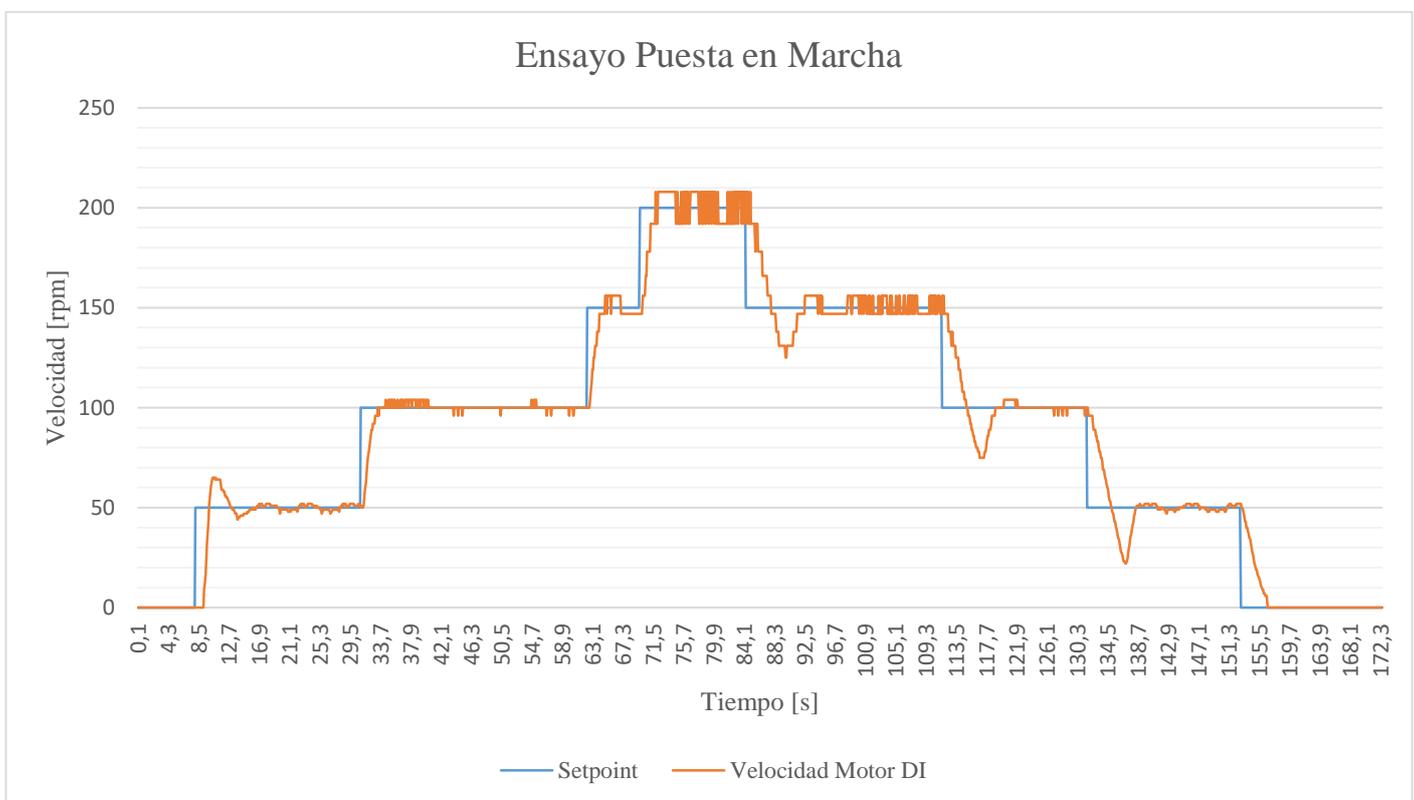


Figura 6.8: Ensayo Rampa Escalonada

Para realizar el estudio del resultado obtenido de la figura anterior, se dividirá la evolución en dos secciones: por un lado la parte en la cual la rampa de entrada incrementa su valor de 0 a 200 rpm y por otro el descenso de velocidad de 200 a 0 rpm.

En lo que respecta a la sección de saltos positivos de la referencia de velocidad podemos observar un sobrevolador de alrededor del 20% en la evolución del motor sólo cuando el mismo parte de una situación de reposo. Este comportamiento fue el mismo que se obtuvo en los ensayos de diseño (Figura 5.29, de la página 61) y se debe a la existencia de un retardo en la dinámica del sistema.

Por otro lado, en la parte de descenso de velocidad se puede observar un comportamiento más sobreamortiguado en la regulación de velocidad. Esto se debe a que, cuando el motor se encuentra girando a una dada velocidad posee cierta energía rotacional almacenada que se opone a la disminución de la velocidad, provocando que el sistema de control

actuó de manera más agresiva y como consecuencia exista un sobrevalor de mayor magnitud en todos los instantes de cambio de la referencia de velocidad

Como conclusión general del ensayo, en cada uno de los escalones aplicados podemos comprobar que la velocidad del motor, transcurrido un tiempo transitorio aceptable, sigue adecuadamente la referencia de entrada por lo que se verifica la correcta actuación del lazo de control utilizado.

### 6.2.1.1 Gráfica de la distancia recorrida

Dentro del mismo ensayo de rampa escalonada de entrada, se procedió a realizar el estudio de la evolución de la distancia recorrida por el robot a lo largo del tiempo. En la figura XX, se puede comprobar el cambio de la pendiente de la curva de posición a medida que se realizan los diferentes escalones de velocidad de entrada. En primer lugar, la pendiente se va incrementando desde cero hasta un valor máximo de  $200 \text{ rpm} = 20 \text{ km/h}$  y luego la misma decrece hasta alcanzar un nuevo estado de reposo en  $y_2 = \text{distancia recorrida} = xx \text{ m}$  en un tiempo  $t_2 = 171 \text{ seg}$

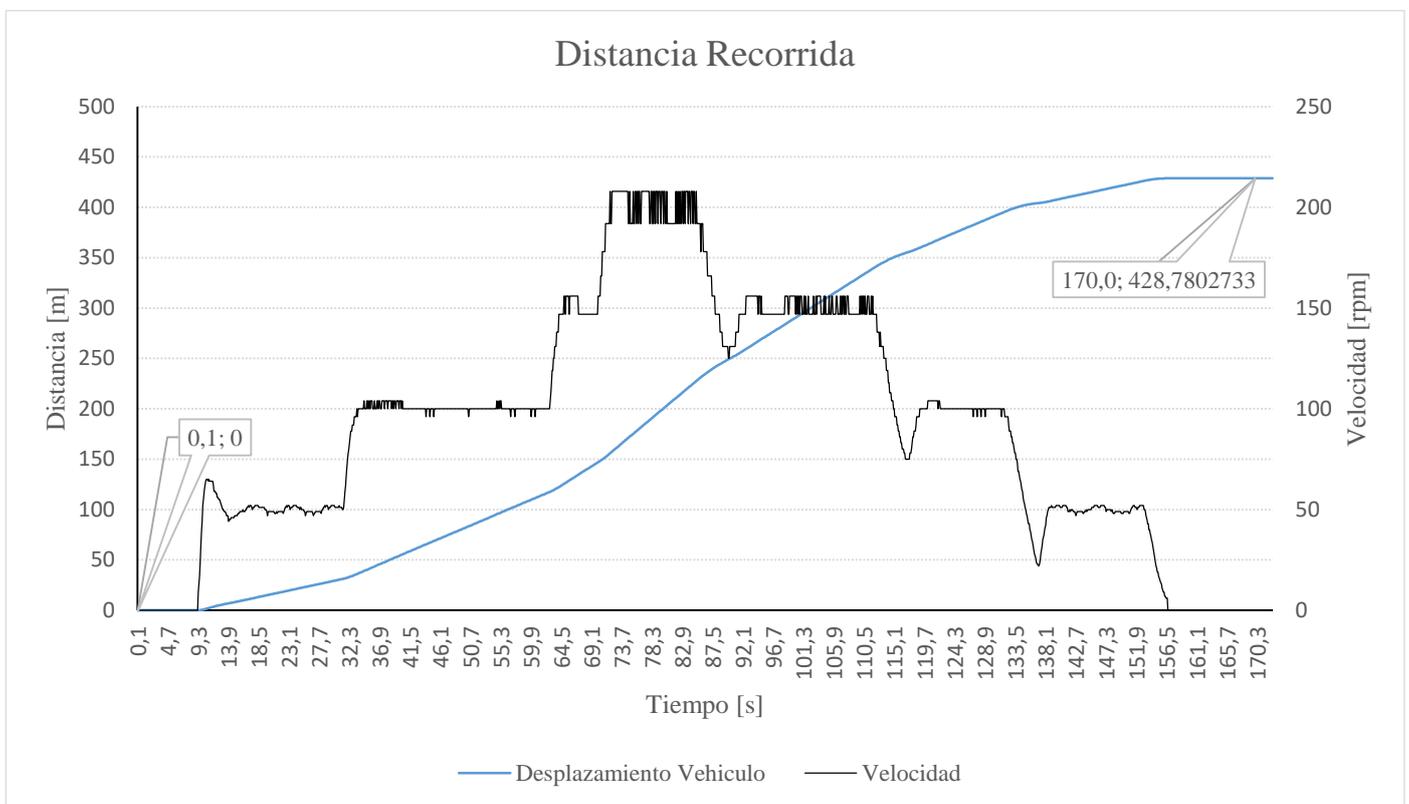


Figura 6.9: Distancia Recorrida

Mediante este ensayo se puede comprobar que es posible utilizar la distancia recorrida para, en primer lugar, contrastar los valores brindados por el grupo de proyectistas vinculados al sistema de navegación. Por otro lado, este parámetro puede ser utilizado para calcular la autonomía que el banco de baterías le provee al robot en metros.

### 6.2.2 Evaluación en terreno

Para realizar la evaluación en terreno del prototipo de robot desmalezador se realizaron diferentes pruebas de funcionamiento en los terrenos pertenecientes a la Facultad de Ciencias Agrarias de la Universidad Nacional de Rosario - Campo Experimental Villarino, Zavalla Santa Fe.

En esta etapa se pudo visualizar el correcto funcionamiento del prototipo comandado remotamente (Modo *RPM\_REMOTO*) trabajando bajo condiciones ambientales hostiles<sup>9</sup> y en terrenos irregulares con constantes desniveles. Además, debido a la mayor exigencia propias de esta etapa de evaluación, surgieron las posibles mejoras a realizar, siendo esto último fundamental a la hora de pasar de un prototipo hacia el modelo final del robot desmalezador.



Figura 6.10: Robot Desmalezador en el Campo Experimental Villarino

<sup>9</sup> La palabra *hostiles* hace referencia a condiciones de trabajo fuera del ámbito de laboratorio en donde fue desarrollado en su totalidad el prototipo. Es decir, temperaturas ambiente mayores a los 30°C, tierra, viento y todo las condiciones ambientales asociadas a terrenos rurales.

## 7 Conclusiones

La primera conclusión nace de que a través del estudio y relevamiento de las señales tanto de los motores *Brushless DC* utilizados en el sistema de tracción como el motor paso a paso del sistema de dirección, acompañado de una etapa previa de investigación sobre el funcionamiento de ambos tipos de motores y sus mecanismos de control, hemos obteniendo los conocimientos teóricos/prácticos necesarios para poder comandar los mismos de manera adecuada dentro del robot. En lo que respecta al sistema de tracción, se pueden mencionar el desarrollo un sistema digital de adquisición de señales fundamentales como velocidad y corriente consumida por los motores y un mecanismo para provocar la inversión de giro del motor realizando conmutaciones de señales necesarias.

Como segunda conclusión general se encuentra la etapa de medición de velocidad, modelado y diseño del controlador *PI* de velocidad. El sensado de velocidad de giro de los motores fue realizado mediante la utilización de una señal del sensor hall del motor, previamente filtrada de manera analógica. Luego, una vez realizado el correcto sensado de velocidad, se procedió a obtener un modelo del sistema formado por el *motor+driver*, realizando una previa validación y de esta manera poder diseñar un método de control *PI* digital de velocidad de los motores. En esta etapa, luego de los diferentes ensayos que hemos llevado a cabo, se pudo comprobar la vital importancia que posee un correcto sensado de la variable a controlar, siendo fundamental en la performance del sistema controlado.

Otra conclusión importante es lo conseguido en cuanto a la comunicación del prototipo con periférico con una Unidad de Procesamiento exterior mediante conexión *UART*. El objetivo consistía en el envío de la información adquirida por el *MCU* (distancia recorrida, velocidad y corriente consumida por los motores) y la recepción de directivas que indicaban el tipo de funcionamiento.

Consideramos que la conclusión más importante del proyecto se encuentra en el correcto ensamble del esqueleto mecánico con las diferentes partes de desarrollo electrónico (carga de las baterías, control de velocidad y dirección, sistema de navegación) para llevar a cabo la puesta en marcha y validación del sistema mediante una evaluación en terreno. La importancia de esta etapa radicaba en poder lograr un correcto funcionamiento en paralelo de cada uno de los subsistemas diseñados por separado.

Como conclusión general, nuestro proyecto tuvo como su objetivo final el desarrollo de un prototipo que sirviera como herramienta de base para continuar con la implementación de diferentes proyectos de robótica, electrónica de potencia, etc.

### 7.1 Trabajos a futuro

Al realizar los distintos ensayos de prueba y puesta en marcha, a lo largo del desarrollo del proyecto, se evidenció que la mayor cantidad de futuras mejoras a realizar se encuentran en los drivers que comandan los cuatro motores *BLDC* que componen el sistema de tracción del prototipo. Entre ellas podemos resaltar:

1. *Limitación del Driver Unipolar*: recordando que el driver utilizado trabaja en el segundo cuadrante, se debió conmutar las señales de control para que el mismo pueda invertir el sentido de giro. De esto, es posible marcar como mejora a futuro el diseño de un driver capaz de poder trabajar con ambos sentidos de velocidades sin necesidad de utilizar los relés de conmutación para girar en reversa.
2. *Limitación del Driver en potencia manejada*: en el momento de la evaluación en terreno del prototipo de robot desmalezador en los terrenos pertenecientes a la Facultad de Ciencias Agrarias se realizaron diferentes pruebas de funcionamiento. Durante las mismas se pudo evidenciar que para ciertas exigencias, los drivers utilizados se encontraban un poco limitados en la potencia entregada a los motores *BLDC* del sistema de tracción. Como mejora a realizar, podemos destacar en incrementar la potencia manejada por dichos drivers, de manera de mejorar la performance en terrenos irregulares.

## 8 Bibliografía

1. **Texas Instruments.** Hardware Design Considerations for an Electric Bicycle - Application Report. Junio de 2014.
2. **Zhao, Jian y Yu, Yangwei.** Brushless DC Motor Fundamentals - Application Note. Julio de 2011.
3. **Samsung Electronics.** S3F84A5 Electric Bike Controller System. Enero de 2010.
4. **H. SAX - SGS-THOMSON Microelectronics.** Stepper Motor Driving - Application Note.
5. **Microchip Technology Inc. Reston Condit.** Stepping Motors Fundamentals - AN907.
6. **Texas Instruments Incorporated.** AN-828 Increasing the High Speed Torque of Bipolar. Mayo de 2013.
7. **STMicroelectronics.** Stepper-motor Performance - AN468 Application Note. Diciembre de 2003.
8. **Thomas Hopkins - STMicroelectronics.** Stepper motor driving - AN235 Application note. 2012.
9. **Sunwind Electronics Company.** User's Manual-M542H Stepper Motor Driver.
10. **Designs, Texas Instrument.** Brushless DC Motor Drive 36-V, 1-kW With Stall Current Limit of  $< 1\text{-}\mu\text{s}$ . TIDU852B–March 2015–Revised May 2016.
11. **Freescale Semiconductor, Inc.** *Kinetis K64F Sub-Family Data Sheet.* [Data Sheet] s.l. : Freescale, 2014. K64P144M120SF5.
12. —. *K64 Sub-Family Reference Manual.* [Manual] s.l. : Freescale, 2014. K64P144M120SF5RM.

## 9 Anexos

### 9.1 Reductor de continua 36Vcc – 12Vcc

REDUCTOR DE CONTINUA DC-36-1220



- Amplio rango de voltaje de entrada
- Alta eficiencia de hasta 90%
- 100% sellado para protección contra agua, polvo y vibraciones
- Tamaño y peso reducidos
- Carcasa de aluminio inyectado, sellado con resina *epoxy*
- Refrigeración por convección natural
- Protecciones con auto-recuperación por: sobre-corriente, sobre-tensión, cortocircuito y sobre-temperatura
- Negativo común
- Normas: CE/RoHS/IP68

Especificaciones técnicas	
Entradas	
Tensión de entrada	36 VCC
Rango de tensión de entrada	25 – 50 VCC
Salida	
Eficiencia	94% ( <i>carga media</i> ), 92% ( <i>carga completa</i> )
Tensión de salida	12 VCC
Corriente de salida	20 A
Potencia nominal de salida	240 W
Pico de potencia de salida	260 W
Regulación de voltaje	< 1%
Ripple	< 50 mV
Protección	
Protección por sobretensión	Si
Protección de sobrecorriente	Si
Protección de temperatura	Si
Protección de cortocircuito	Si
Datos generales	
Enfriamiento	Convección
Temperatura de trabajo	-30 °C a 80°C
Grado de protección	IP68
Especificaciones físicas	
Dimensiones (LxAxA) en mm	74x74x32
Peso Neto (Kg)	0.3

## 9.2 Reductor de continua 12Vcc – 5Vcc



### REDUCTOR DE CONTINUA DC-1224-0520



- Amplio rango de voltaje de entrada
- Alta eficiencia de hasta 90%
- 100% sellado para protección contra agua, polvo y vibraciones
- Tamaño y peso reducidos
- Carcasa de aluminio inyectado, sellado con resina *epoxy*
- Refrigeración por convección natural
- Protecciones con auto-recuperación por: sobre-corriente, sobre-tensión, cortocircuito y sobre-temperatura
- Negativo común
- Normas: CE/RoHS/IP68

Especificaciones técnicas	
Entradas	
Tensión de entrada	12 VCC
Rango de tensión de entrada	8 – 35 VCC
Salida	
Eficiencia	90% ( <i>carga media</i> ), 86% ( <i>carga completa</i> )
Tensión de salida	5 VCC
Corriente de salida	20 A
Potencia nominal de salida	100 W
Pico de potencia de salida	110 W
Regulación de voltaje	< 1%
Ripple	< 80 mV
Protección	
Protección por sobretensión	Si
Protección de sobrecorriente	Si
Protección de temperatura	Si
Protección de cortocircuito	Si
Datos generales	
Enfriamiento	Convección
Temperatura de trabajo	-30 °C a 80°C
Grado de protección	IP68
Especificaciones físicas	
Dimensiones (LxAxA) en mm	74x74x32
Peso Neto (Kg)	0.3

### 9.3 Stepper Motor 24HS3021

**DIMENSIONS**

SPECIFICATIONS    unit=mm

	1	2	3	4	5	6	7	8
PHASE	2	PHASE						
STEP ANGLE	1.8±5%	*/STEP						
DETENT TORQUE	12	N.cm Max						
INSULATION CLASS	B							
LEAD STYLE	AMC22 UL1007							
	UNIPOLAR RESPONSE WINDING							
CURRENT	2.97	A/PHASE	2.1	A/PHASE	4.2	A/PHASE		
RESISTANCE	1.3 ±10%	Ω/PHASE	2.6 ±10%	Ω/PHASE	0.63 ±10%	Ω/PHASE		
INDUCTANCE	3.2 ±20%	mH/PHASE	12.8±20%	mH/PHASE	3.2 ±20%	mH/PHASE		
HOLDING TORQUE	212	N.cm Min	300	N.cm Min	300	N.cm Min		

COLORS OF LEAD WIRES BIPOLAR & UNI-POLAR

UNIPOLAR RESPONSE WINDING

BIPOLAR RESP BIPOLAR SERIAL

BIPOLAR ONLY PARALLEL

**MACHIN-NET**  
 CABLES Y ACCESORIOS PARA MAQUINARIAS

www.machin-net.com.ar

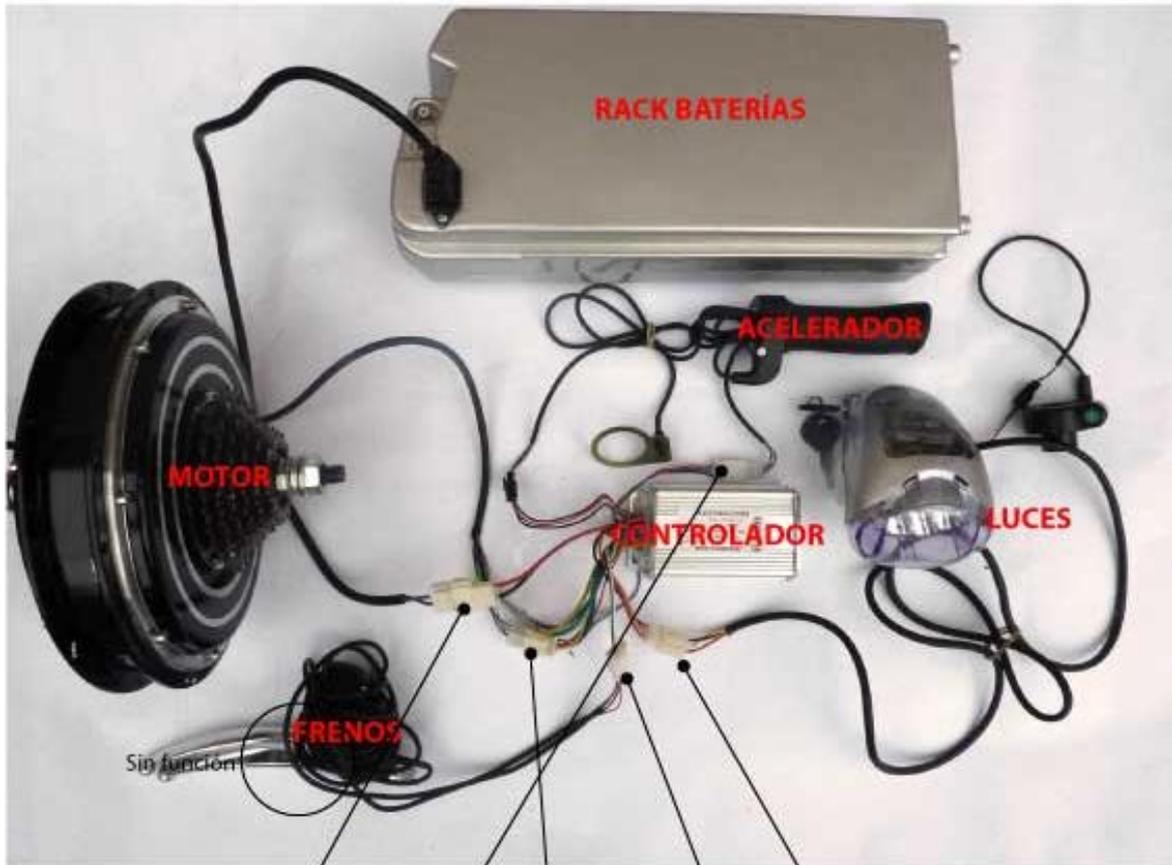
24HS3021

DATE: 20110801  
 DWG: 20110801  
 1/01 / 8

## 9.4 Conexión del cableado y controlador Kit E-Bike



### KIT MOTOR ELÉCTRICO - INSTALACIÓN



## 9.5 Shunt resistivo WSL5931

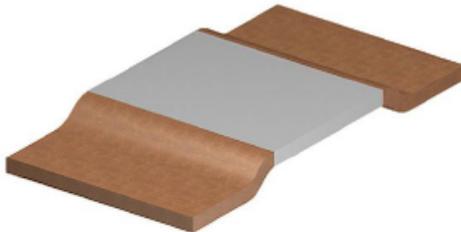


[www.vishay.com](http://www.vishay.com)

WSL3921, WSL5931

Vishay Dale

### Power Metal Strip® Resistors, Low Value (down to 0.0002 Ω), Surface Mount



#### FEATURES

- All welded construction of the Power Metal Strip® resistors are ideal for all types of current sensing, voltage division and pulse applications
- Proprietary processing technique produces extremely low resistance values, down to 0.0002 Ω
- Sulfur resistance by construction that is unaffected by high sulfur environments
- Solid metal iron-chrome or manganese-copper alloy resistive element with low TCR (< 20 ppm/°C)
- Very low inductance 0.5 nH to 5 nH
- Low thermal EMF (< 3 μV/°C)
- AEC-Q200 qualified <sup>(1)</sup>
- Material categorization: for definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



#### DESIGN SUPPORT TOOLS

[click logo to get started](#)



#### Notes

- Follow link to Overview of Automotive Grade Products for more details: [www.vishay.com/doc?49924](http://www.vishay.com/doc?49924)
- <sup>(1)</sup> Flame retardance test may not be applicable to some resistor technologies

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS						
GLOBAL MODEL	SIZE	POWER RATING $P_{70^\circ\text{C}}$ W	TOLERANCE %	RESISTANCE VALUE RANGE Ω	RESISTANCE VALUES CURRENTLY AVAILABLE <sup>(1)</sup> Ω	WEIGHT (typical) g/1000 pieces
WSL3921	3921	3.0	1.0, 5.0	0.2m to 4m	0.2m, 0.3m, 0.5m, 0.7m, 1m, 1.5m, 2m, 2.5m, 3m, 4m	281
WSL5931	5931	5.0	1.0, 5.0	0.2m to 3m	0.2m, 0.3m, 0.5m, 1m, 2m, 3m	398

#### Note

<sup>(1)</sup> Other values may be available, contact factory

TECHNICAL SPECIFICATIONS			
PARAMETER	UNIT	RESISTOR CHARACTERISTICS	
		WSL3921	WSL5931
Component temperature coefficient (including terminal) <sup>(1)</sup>	ppm/°C	± 175 for 0.2 mΩ to 0.7 mΩ ± 75 for 1 mΩ to 4 mΩ	± 225 for 0.2 mΩ ± 175 for 0.3 mΩ and 0.5 mΩ ± 75 for 1 mΩ to 4 mΩ
Element TCR <sup>(2)</sup>	ppm/°C	< 20	
Operating temperature range	°C	-65 to +170	
Maximum working voltage <sup>(3)</sup>	V	$(P \times R)^{1/2}$	

#### Notes

- <sup>(1)</sup> Component TCR - total TCR that includes the TCR effects of the resistor element and the copper terminal
- <sup>(2)</sup> Element TCR - only applies to the alloy used for the resistor element; refer to item 1 in the construction illustration on the following page
- <sup>(3)</sup> Maximum working voltage - the WSL is not voltage sensitive, but is limited by power / energy dissipation and is also not ESD sensitive

GLOBAL PART NUMBER INFORMATION																
GLOBAL PART NUMBERING: WSL3921L5000FEA (WSL3921, 0.0005 Ω, ± 1 %) (visit <a href="http://www.vishay.net">www.vishay.net</a> Vishay Dale parts numbering manual for all options)																
W	S	L	3	9	2	1	L	5	0	0	0	F	E	A		
GLOBAL MODEL (7 digits)			RESISTANCE VALUE (5 digits)			TOLERANCE CODE (1 digit)		PACKAGING CODE <sup>(1)</sup> (2 digits)				SPECIAL (2 digits)				
WSL3921 WSL5931			L = mΩ L5000 = 0.0005 Ω			F = ± 1.0 % J = ± 5.0 %		EA = lead (Pb)-free, tape/reel EK = lead (Pb)-free, bulk				(dash number) (up to 2 digits) from 1 to 99 as applicable				

#### Note

<sup>(1)</sup> Packaging code: EB (lead (Pb)-free) is a non-standard packaging code that designates a 1000 piece reel size. The non-standard packaging code is identical to our standard EA (lead (Pb)-free) packaged code, except that it has a package quantity of 1000 pieces.

Revision: 13-Feb-18

1

Document Number: 30110

For technical questions, contact: [ww2bresistors@vishay.com](mailto:ww2bresistors@vishay.com)

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT [www.vishay.com/doc?91000](http://www.vishay.com/doc?91000)

## 9.6 Encoder Absoluto Omron E6CP-A

Low-cost Encoder with Diameter of 50 mm

# E6CP-A

CSM\_E6CP-A\_DS\_E\_6\_3

### General-purpose Absolute Encoder with External Diameter of 50 mm

- Absolute model.
- External diameter of 50 mm.
- Resolution: 256 (8-bit).
- Lightweight construction using plastic body.



Be sure to read *Safety Precautions* on page 5.

### Ordering Information

**Encoders** [Refer to *Dimensions* on page 5.]

Power supply voltage	Output configuration	Resolution (divisions)	Connector for H8PS Cam Positioner	Model
5 to 12 VDC	Open-collector output	256 (8-bit)	None	E6CP-AG3C 256P/R 2M
12 to 24 VDC				E6CP-AG5C 256P/R 2M
			Supported	E6CP-AG5C-C 256P/R 2M

Note: When connecting to the H8PS, use the E6CP-AG5C-C, which is connected using a connector. It cannot be used on other models.

### Accessories (Order Separately)

[Dimensions: Refer to *Accessories* for coupling dimensions and to page 5 for the dimensions of other accessories.]

Name	Model	Remarks
Couplings	E69-C06B	Provided with the E6CP-AG3C and E6CP-AG5C.
	E69-C68B	Different end diameter
	E69-C610B	Different end diameter
	E69-C06M	Metal construction
Servo Mounting Bracket	E69-2	Provided with the product. (Three brackets in a set.)
Extension Cable	E69-DF5	5 m
	E69-DF10	10 m
	E69-DF20	20 m

Refer to *Accessories* for details.

## Ratings and Specifications

Item	Model	E6CP-AG3C	E6CP-AG5C	E6CP-AG5C-C
Power supply voltage		5 VDC -5% to 12 VDC +10%, ripple (p-p): 5% max.	12 VDC -10% to 24 VDC +15%, ripple (p-p): 5% max.	
Current consumption*1		90 mA max.	70 mA max.	
Resolution (rotations)		256 (8-bit)		
Output code		Gray code		
Output configuration		Open-collector output		
Output capacity		Applied voltage: 28 VDC max. Sink current: 16 mA max. Residual voltage: 0.4 V max. (at sink current of 16 mA)		
Maximum response frequency*2		5 kHz		
Logic		Negative logic (high = 0, low = 1)		
Accuracy		±1° max.		
Direction of rotation		Output code incremented by CW (as viewed from the end of the shaft)		
Rise and fall times of output		1 μs max. (Control output voltage: 16 V, Load resistance: 1 kΩ, Output cable: 2 m max.)		
Starting torque		0.98 mN·m max.		
Moment of inertia		1 × 10 <sup>-6</sup> kg·m <sup>2</sup> max.		
Shaft loading	Radial	29.4 N		
	Thrust	19.6 N		
Maximum permissible speed		1,000 r/min		
Ambient temperature range		Operating: -10 to 55°C (with no icing), Storage: -25 to 85°C (with no icing)		
Ambient humidity range		Operating/Storage: 35% to 85% (with no condensation)		
Insulation resistance		200 MΩ min. (at 500 VDC) between current-carrying parts and case		
Dielectric strength		500 VAC, 50/60 Hz for 1 min between current-carrying parts and case		
Vibration resistance		Destruction: 10 to 55 Hz, 1.5-mm double amplitude for 2 hours each in X, Y, and Z directions		
Shock resistance		Destruction: 1,000 m/s <sup>2</sup> 3 times each in X, Y, and Z directions		
Degree of protection*3		IEC 60529 IP50		
Connection method		Pre-wired Models (Standard cable length: 2 m)		Connector Models (Standard cable length: 2 m)
Material		Case: ABS, Main unit: PPS, Shaft: SUS416, Mounting Bracket: Galvanized iron		
Weight (packed state)		Approx. 200 g		

### Connection

Color	E6CP-AG3C	E6CP-AG5C
Red	Power supply 5 to 12 VDC	Power supply 12 to 24 VDC
Black	0 V (common)	
Brown	Output 2 <sup>0</sup>	
Orange	Output 2 <sup>1</sup>	
Yellow	Output 2 <sup>2</sup>	
Green	Output 2 <sup>3</sup>	
Blue	Output 2 <sup>4</sup>	
Purple	Output 2 <sup>5</sup>	
Gray	Output 2 <sup>6</sup>	
White	Output 2 <sup>7</sup>	

Note: The circuit is the same for all bit outputs.  
Each E6CP Rotary Encoder has one main circuit.

Terminal No.	E6CP-AG5C-C
1	Connected internally
2	
3	Output 2 <sup>5</sup>
4	Output 2 <sup>1</sup>
5	Output 2 <sup>0</sup>
6	Output 2 <sup>7</sup>
7	Output 2 <sup>4</sup>
8	Output 2 <sup>2</sup>
9	Output 2 <sup>3</sup>
10	Output 2 <sup>6</sup>
11	---
12	Power supply: 12 to 24 VDC
13	0 V (common)

Note: The circuit is the same for all bit outputs.  
Each E6CP Rotary Encoder has one main circuit.

