



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño de un sistema de
seguridad electrónico de un
prototipo de vehículo eléctrico
tipo SAE**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniero Mecatrónico

P R E S E N T A

Christian Carranza Bravo

DIRECTOR DE TESIS

M.I. Mariano García Del Gállego



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2025



**PROTESTA UNIVERSITARIA DE INTEGRIDAD Y
HONESTIDAD ACADÉMICA Y PROFESIONAL
(Titulación con trabajo escrito)**



De conformidad con lo dispuesto en los artículos 87, fracción V, del Estatuto General, 68, primer párrafo, del Reglamento General de Estudios Universitarios y 26, fracción I, y 35 del Reglamento General de Exámenes, me comprometo en todo tiempo a honrar a la institución y a cumplir con los principios establecidos en el Código de Ética de la Universidad Nacional Autónoma de México, especialmente con los de integridad y honestidad académica.

De acuerdo con lo anterior, manifiesto que el trabajo escrito titulado DISEÑO DE UN SISTEMA DE SEGURIDAD ELECTRONICO DE UN PROTOTIPO DE VEHICULO ELECTRICO TIPO SAE que presenté para obtener el título de INGENIERO MECATRÓNICO es original, de mi autoría y lo realicé con el rigor metodológico exigido por mi Entidad Académica, citando las fuentes de ideas, textos, imágenes, gráficos u otro tipo de obras empleadas para su desarrollo.

En consecuencia, acepto que la falta de cumplimiento de las disposiciones reglamentarias y normativas de la Universidad, en particular las ya referidas en el Código de Ética, llevará a la nulidad de los actos de carácter académico administrativo del proceso de titulación.

CHRISTIAN CARRANZA BRAVO
Número de cuenta: 313172667

Agradecimientos

La historia de la humanidad no la construyen prodigios ni genios solitarios, sino personas comunes que, con esfuerzo, persiguen sus sueños. Esta frase resume el espíritu de esta tesis, un trabajo que refleja el apoyo de todas las personas que han influido en mi crecimiento como estudiante y profesionalista.

Alimentando las raíces, mi madre, Rosa María Bravo Hernández, y mi padre, Fermín Parranza Vilchis, se han preocupado, apoyado y procurado que siga un camino de sabiduría y bienestar, criándome e impulsándome desde pequeño a ser mejor en todos los aspectos, día a día, buscando una vida de calidad donde no me arrepienta de nada, pero, sobre todo, alcanzar mi propia felicidad. No solo ellos me dieron la vida, sino también un propósito para seguir en ella; siempre han estado para extenderme la mano y orientarme en cada una de mis decisiones.

A mi tía, María Marina Bravo Hernández, que en paz descanse, la considero y consideraré un invaluable ejemplo de lo que quiero y debo ser en mi vida profesional, llevando siempre sus palabras a donde quiera que vaya: "No importa lo que hagas o quieras ser, siempre y cuando te enfoques en ser el mejor en lo que haces".

A mis padrinos, Martha Bravo Hernández y Fabricio Ríos Larios, que desde pequeño me ayudaron a formar el carácter y la sabiduría sobre cómo funciona la vida, ayudándome a relacionarme en mi entorno social con el fin de salir adelante, buscando siempre los mejores resultados, así como nunca agachar la cabeza cuando los problemas vengan y enfrentarlos cara a cara sin miedo a fallar, pues ellos me enseñaron que, por muy difíciles que sean las cosas, siempre hay manera de salir adelante.

A mi primo hermano, Fabricio Ríos Bravo, que, desde que tengo uso de razón, siempre ha estado a mi lado, queriéndome como a un hermano, enseñándome a dar cada paso con firmeza y a formar carácter en mi entorno académico y social. Siempre presente para superar todos los retos que me esperaron hasta llegar al final de mi carrera, no solo con herramientas, sino con su tiempo y dedicación. Me enseñaste a divertirme mientras hacía lo que me gustaba, a enfocarme, a ser mi soporte cuando nadie más podía entenderme y fuiste quien me impulsó a estudiar la gran carrera de ingeniería, confiando en todo momento en que podía lograrlo.

A mi primo hermano, Marco José Bravo Hernández, por recordarme que, pese a ser hijo único, no me encontraba solo, extendiéndome su mano como un hermano y mostrando el ejemplo de que, no importa qué retos se presenten, siempre uno puede salir adelante, demostrándome y alentándome a seguir los pasos de mi tía Marina cuando no veía el camino claramente.

A mi prima hermana, Zarina Hernández Parranza, que me ayudó a crecer profesionalmente, guiándome en mis primeros pasos académicos, compartiendo sus experiencias y anécdotas para ser una mejor versión de mí cada día, dándome el apoyo que solo una hermana pudiese ofrecer, sabiendo que, pase lo que pase, no me encuentro solo.

A mis abuelos, *Fermin Barranza*, que en paz descanse, y *Josefina Vilchis Martinez*, que siempre me han dado todo su amor, así como la orientación de seguir un camino de bien para la gente que me rodea y para mí mismo, formando un carácter de serenidad, pero, sobre todo, de amabilidad.

El ser humano crece y, con ello, migra y evoluciona, conociendo nuevas personas en su vida que aportan un gran desarrollo en la personalidad, impulsándolo a querer ser mejor, alcanzando nuevas metas y sueños, dejando una marca que cambia por completo su vida.

Ese es el caso de cada uno de mis amigos, que se convirtieron en hermanos, comenzando con *Javier Hernández*, quien me mostró un mundo donde no solo es trabajar, sino que divertirme en el proceso es fundamental para disfrutar lo que haga día a día.

A *Rafael Sebastián y Eduardo Laros*, que, durante una de las etapas más complejas de mi vida, me escucharon y tendieron las manos ante mi peor versión, recordándome que soy humano y cometo errores necesarios para aprender, logrando desarrollar mi carácter.

A *Irving Fuentes, Ulises Ramírez y Octavio Ontiveros*, que me han guiado y retado a querer ser mejor, enfatizando en vivir plenamente mi vida, generando las mejores experiencias que he tenido hasta el momento, apoyándose en mis decisiones, pensando siempre en qué sería lo mejor para mí, sabiendo que nunca estaremos solos y siempre estaremos para salir juntos de las peores dificultades.

Cada uno de ustedes es de gran importancia en mi vida y, sin su apoyo ni experiencias compartidas, nunca hubiera llegado a concluir esta gran etapa.

La familia y los amigos son importantes en el desarrollo personal de cada persona; sin embargo, la formación académica y profesional es parte esencial, y agradezco a cada uno de los profesores que he tenido en mi vida. Agradezco de todo corazón a todos mis profesores que confiaron en mí, dedicaron su tiempo y conocimiento en darme las herramientas para tener un juicio ingenieril apto para competir con las mejores universidades, no solo de México, sino de toda América del Norte. Teniendo especial mención honorífica a la *Dra. Patricia Puente*, que descanse en paz; gracias a ella es que pude superar uno de los grandes obstáculos en mi vida académica, llegando a ser el profesionista que he visualizado desde que comencé.

Claramente, este trabajo de tesis no hubiera sido posible sin la ayuda de todos mis amigos y equipo de *Formula VAE*, apoyándonos codo a codo, día a día, peleando con las mejores universidades del mundo para formar el primer y único prototipo funcional de vehículo eléctrico diseñado por alumnos de la Universidad Nacional Autónoma de México, donde ellos me enseñaron a superar mis límites, a esforzarme hasta el punto donde creía colapsar, demostrándome de lo que puedo ser capaz si se le pone empeño, amor y pasión en lo que estás trabajando, dándome la mejor experiencia dentro de la universidad.

Esta tesis no hubiera sido posible sin cada uno de ustedes. Muchas gracias a todos.

Índice general

Agradecimientos	3
Ilustraciones	6
Introducción	8
1.1 Formula SAE	10
1.2 UNAM MotorSports	10
1.3 Estado del arte	11
1.4 Planteamiento del problema	11
1.5 Objetivos	11
Antecedentes	13
2.1 Vehículo eléctrico UM-E02	13
2.2 Motor eléctrico	14
2.3 Acumulador	15
2.4 Controlador	16
2.5 Battery Managment System (BMS)	16
2.6 Isolated Monitor Device (IMD)	17
Diseño del sistema de seguridad	19
3.1 Circuito IMD-BMS	19
3.2 PCB Precarga y descarga / Potencia	28
3.2.1 Circuito de control de precarga y descarga	32
3.2.2 Control de apertura precarga	35
3.2.3 Control de apertura AIR'S	36
3.2.4 Control de apertura de descarga	38
3.2.5 Temporizador de apertura de relevadores	39
3.3 Circuito de TSAL	44
3.3.1 TSAL Potencia	45
3.3.2 Circuito TSAL Control	54
3.4 PCB de acelerador y freno	57
Conclusiones	74
Anexos	75
Circuito de shutdown	75
Bibliografía	77

Ilustraciones

- Figura 1. Nivel de mayor abstracción del BMS. Diagrama tomado del manual de Orion BMS.
- Figura 2. Diagrama de conexiones del IMD. Tomado del manual del dispositivo ISOMETER IR155-3204
- Figura 3. Diagrama de nivel más bajo de abstracción del circuito IMD-BMS
- Figura 4. Configuración monoestable del timer N555 propuesto en la hoja de especificación de texas instrument
- Figura 5. Circuito IMD-BMS, sección de retraso
- Figura 6. Señal de salida de la sección de retraso
- Figura 7. Circuito IMD-BMS
- Figura 8. Señales de salida del circuito IMD
- Figura 9. Señales de salida del circuito BMS
- Figura 10. Esquema del circuito IMD-BMS
- Figura 11. Configuración propuesta por Texas Instrument para LM317
- Figura 12. Prototipo final de placa PCB IMD-BMS
- Figura 13. Simulación del sistema de precarga y descarga de alto voltaje
- Figura 14. Comportamiento de descarga del circuito RC de alto voltaje.
- Figura 15. Curva de carga del capacitor del controlador.
- Figura 16. Curva de descarga del sistema de alta potencia.
- Figura 17. Diagrama de entradas y salidas del circuito de control de precarga y descarga.
- Figura 18. Circuito de conmutación para protección de picos de voltaje ante cargas inductivas
- Figura 19. Configuración Darlington para control de relés por circuito integrado
- Figura 20. Circuito base para la selección del transistor acorde a una carga dada.
- Figura 21. Circuito modelo para el control de apertura de los AIR's
- Figura 22. Circuito preliminar para el relevador de descarga
- Figura 23. Comportamiento del sistema de precarga y descarga acorde a la energización del sistema
- Figura 24. Circuito de precarga y descarga
- Figura 25. Resultado final de energización de los relés de precarga y descarga
- Figura 26. Diagrama del circuito de precarga y descarga de cada uno de sus circuitos comerciales
- Figura 27. Prototipo del circuito de precarga y descarga.
- Figura 28. Nivel de abstracción más alto para el sistema TSAL
- Figura 29. Divisor de voltaje para activación del MOSFET.
- Figura 30. Configuración del divisor de voltaje para la detección de alto voltaje en la TSAL
- Figura 31. Respuesta del sistema de detección de alto voltaje en el circuito TSAL
- Figura 32. Simulación de distribución de potencia en arreglos de resistencia para el circuito TSAL
- Figura 33. Verificación del desempeño total del sistema de detección de alto voltaje para el circuito TSAL
- Figura 34. Simulación de la integración del circuito de detección de alto voltaje de TSAL
- Figura 35. Resultado final del comportamiento del circuito TSAL

Figura 36. Nivel más bajo de abstracción para TSAL de control

Figura 37. Configuración astable del timer NE555 propuesto por Texas Instrument

Figura 38. Simulación del timer en modo astable para el control de frecuencia del circuito TSAL control

Figura 39. Resultado del circuito de control de luces de TSAL

Figura 40. Función de transferencia del sensor de presión M7100 en la línea de frenos

Figura 41. Curva de potencia eléctrica y velocidad angular del motor del motor EMRAX 208.

Figura 42. Pedal de acelerador del prototipo UM-E02

Figura 43. Tabla comparativa de amplificadores operacionales definida por texas instrument

Figura 44. Monitoreo de los límites de operación de los sensores de acelerador y freno.

Figura 45. Resultados en simulación de la sección de detección límite de rango para el circuito APPS-BSPD

Figura 46. Circuito de retraso de señal basado en un circuito RC

Figura 47. Circuito encargado de monitorear el error de BSPD

Figura 48. Respuesta del circuito de BSPD ante una señal iterativa

Figura 49. Primera sección del circuito final de BSPD.

Figura 50. Segunda sección del circuito final de BSPD-APPS

Figura 51. Respuesta del circuito ante una falla de BSPD.

Figura 52. Respuesta del circuito ante una entrada variable en el circuito BSPD-APPS

Figura 53. Circuito APPS-BSPD

Figura 54. Circuito PCB BSPD-APPS

Figura 55. Diagrama del circuito de Shutdown

Introducción

La movilidad eléctrica se está consolidando como la alternativa del futuro, permitiendo el traslado de un punto a otro mediante vehículos eléctricos. Actualmente, las industrias automotrices están desarrollando vehículos que se mueven mediante energía eléctrica, con el objetivo de sustituir los combustibles fósiles. Por ello, los ingenieros deben desarrollar habilidades enfocadas en energías sustentables.

Para propiciar el desarrollo de la tecnología eléctrica, existen competencias en el ámbito automotriz que buscan explotar el potencial de los estudiantes de ingeniería, con el objetivo común de diseñar un prototipo de vehículo. Diseñar, construir y competir en el evento de Formula SAE es un desafío para los distintos grupos estudiantiles de ingeniería en el mundo. El vehículo eléctrico representa uno de los grandes retos para la escudería de Formula SAE, donde dividimos el prototipo en dos sistemas principales: el primero, denominado tren motriz, compuesto por baterías, electrónica y controlador, enfriamiento y motor; y el segundo, la dinámica, que incluye aerodinámica, suspensión, masa suspendida y no suspendida, y controles

Con el objetivo de crear el primer vehículo eléctrico diseñado por estudiantes de ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, describiremos el trabajo desarrollado durante la temporada 2018-2019 enfocado en el desarrollo del sistema de seguridad del vehículo mediante electrónica analógica y digital. Este desarrollo busca principalmente garantizar la integridad del piloto, así como proteger los componentes críticos de cada sistema del tren motriz (controlador, baterías y motor).

Describiremos brevemente el diseño de cada grupo dentro del vehículo con el fin de explicar las secciones de alto riesgo donde el sistema de electrónica y controlador se enfocó para comenzar a desarrollar las placas de control

El traslado mediante energía eléctrica ha sido un reto para superar en las últimas décadas, debido a que las grandes distancias implican un gran consumo de energía, que se traduce en consumo de corriente y capacidad de voltaje. Este es uno de los principales problemas al diseñar un vehículo eléctrico. Las opciones actuales nos obligan a almacenar la energía eléctrica mediante baterías. Hasta ahora, los materiales óptimos para el desarrollo de baterías han sido el plomo, níquel-plomo, alcalinas de manganeso y ion litio. Este último se destaca principalmente por su alta densidad de energía, su alta eficiencia energética y su prolongado tiempo de vida.

Esto nos lleva a la necesidad de diseñar sistemas de monitoreo tanto de seguridad como de eficiencia, con el fin de garantizar la integridad del piloto y de los componentes adyacentes ante un comportamiento inusual dentro de nuestra matriz de operación. De esta forma, podemos asegurar la oportuna desactivación de cada componente.

Al ser una competencia mundial regulada, la escudería debe de cumplir el reglamento impuesto por SAE, el cual será la base para el diseño de cada sistema de seguridad plasmada en una placa PCB. En el presente trabajo detallaremos la razón y cálculos de cada componente acorde al uso de circuitos integrados básicos en la electrónica convencional como: timers, flip-flops, amplificadores operacionales, compuertas lógicas, resistencias, capacitores, reguladores de voltaje, etc.

El prototipo eléctrico utilizado para la temporada 2019 contaba con un acumulador de 214 [V] de corriente directa, por lo que cada PCB fue diseñada pensando en la integridad del piloto. La desactivación del sistema de alta potencia correspondiente al acumulador, provisto por el sistema de baterías, es la principal función del equipo de diseño de electrónica y controlador. Secundariamente, nos enfocamos en la correcta desactivación de los componentes principales de cada sistema del tren motriz ante fallos, ya sea del motor, controlador o baterías, garantizando su integridad ante cortocircuitos o sobreesfuerzos en condiciones de operación.

Cada PCB fue nombrada de acuerdo con su principal función de control y seguridad de cada componente. Por lo tanto, en este trabajo se presentarán cinco placas denominadas: Circuito IMD-BMS, Circuito APPS-BSPD, Circuito TSAL, Circuito de Precarga y Descarga, y Circuito de Shutdown.

1.1 Formula SAE

Formula SAE (Society of Automotive Engineers) es una competencia internacional en la que diversas universidades forman equipos, compuestos principalmente por estudiantes de ingeniería, para diseñar, construir y desarrollar un prototipo de vehículo monoplace. Estos vehículos pueden utilizar tecnología de combustión interna, eléctrica o híbrida, con el objetivo de demostrar la creatividad y desarrollar las habilidades de ingeniería de cada uno de los integrantes del equipo. El evento reúne a universidades de todo el mundo, incluyendo países de América, Asia y Europa, para presentar sus productos finales y compartir ideas dentro de la industria automotriz.

Al ser una competencia internacional, Formula SAE se lleva a cabo en algunas de las sedes más importantes del mundo, tales como Alemania, Austria, Italia, Reino Unido, Brasil, Japón y Estados Unidos, donde participan las universidades más prestigiosas del mundo, con un promedio estimado de quinientos participantes.

La competencia consta de dos tipos de pruebas: estáticas y dinámicas. Las pruebas estáticas se dividen en tres fases. La primera fase es un análisis de costos, que considera el precio por unidad. La segunda fase consiste en una presentación de diseño, donde los integrantes exponen los puntos destacados de su producto final, las metodologías de diseño, estimados de potencia y rendimiento, así como la innovación en el desarrollo de sus vehículos. La tercera fase es un caso de negocios, en el que se simula un convenio entre empresas para producir el prototipo en masa, poniendo a prueba las habilidades de negociación del equipo.

Las pruebas dinámicas tienen como objetivo comparar el rendimiento, potencia y manejabilidad del vehículo respecto a otras universidades. Estas pruebas se dividen en cinco retos conocidos en inglés como: Acceleration, Skidpad, Autocross, Efficiency y Endurance. Cada uno de estos retos mide una característica específica del vehículo: el tiempo de arranque de cero a cien, el desempeño en curvas, la manejabilidad, el consumo de energía y el rendimiento del vehículo, respectivamente.

1.2 UNAM MotorSports

UNAM MotorSports es una asociación estudiantil conformada por alumnos de la Universidad Nacional Autónoma de México, principalmente de la Facultad de Ingeniería, desde el tercer hasta el décimo semestre. Cada año, se reúnen para competir en FSAE con dos prototipos: uno de combustión interna y otro eléctrico.

El objetivo de la asociación es fortalecer tanto los conocimientos como las habilidades blandas y técnicas de los ingenieros, poniendo a prueba los conocimientos adquiridos durante su formación académica, así como los obtenidos mediante la investigación, colaboración y comunicación. Todo esto con el fin de desarrollar dichos vehículos de acuerdo con las normas y reglas impuestas por la competencia, buscando construir el mejor prototipo posible.

1.3 Estado del arte

El desarrollo de la tecnología híbrida y eléctrica ha obligado a los diseños a utilizar alto voltaje, lo que ha hecho de la seguridad un aspecto fundamental en los vehículos. Es crucial proteger a los usuarios ante cualquier evento inesperado, como un cortocircuito o un sobrevoltaje. Además, las compañías automotrices no solo buscan garantizar la integridad de los clientes, sino también proteger los componentes que conforman el tren de potencia. Para ello, se han desarrollado múltiples protocolos de desactivación en caso de accidentes o durante el mantenimiento, utilizando elementos electrónicos y programables para medir, diagnosticar y controlar las variables de corriente, voltaje y potencia.

Los vehículos actuales están equipados con módulos electrónicos que realizan todos los cálculos de control, comandos de seguridad y accionamiento de potencia, buscando así el mejor rendimiento en consumo de energía y manejabilidad.

Al competir internacionalmente, universidades de todo el mundo han desarrollado tecnologías acordes a los requerimientos de seguridad y control impuestas por el reglamento de diseño en SAE, llegando a coincidir con el uso de microcontroladores, diseño de tarjetas PCB, sensores y protocolos de comunicación con el fin de garantizar la integridad de los sistemas del tren de potencia del vehículo

1.4 Planteamiento del problema

Durante el desarrollo de la presente tesis, el equipo se ha enfocado en diseñar un prototipo eléctrico impulsado por energía eléctrica a través de tres componentes principales del tren de potencia: motor, controlador y acumulador. Cada elemento del tren de potencia requiere de alto voltaje, lo que representa un riesgo para el piloto y el personal adyacente al vehículo. Por ello, es necesario monitorear el tren de potencia, lo cual se describe como el sistema de seguridad.

Para el diseño del tren de potencia, contamos con un acumulador o paquete de baterías de 214 [V] de corriente directa, compuesto por celdas de litio de 3.3 [V] de alto rendimiento conectadas en serie, generando una capacidad de corriente máxima de 500 [A]. El motor es de corriente alterna, integrado por imanes permanentes de medio voltaje y alto rendimiento, con un par de 140 [Nm] y alcanzando el 6000 rpm. Este motor es controlado por un Bamocar D3 400-400, denominado como controlador, el cual se encarga de distribuir la energía requerida hacia el motor de acuerdo con la demanda del piloto.

Para proteger al piloto ante cualquier riesgo generado por el sistema de alta potencia, principalmente ante cortocircuitos y/o interacción con el voltaje del acumulador, debemos contar con un sistema de desenergización de alto voltaje, un monitor de pérdida de aislamiento, un monitor de alta demanda de corriente y una zona de control, distribución y alimentación de los componentes de monitoreo, para garantizar la integridad de todo el personal.

1.5 Objetivos

De acuerdo con las necesidades y el cumplimiento de las normas del reglamento en SAE, diseñamos, mediante electrónica, un sistema de monitoreo encargado de garantizar la integridad del piloto ante fallas críticas en el sistema del tren de potencia, así como de proteger los componentes principales de dicho sistema, como el controlador y el acumulador, ante eventos generados por el piloto y/o desgaste natural.

Cada sistema debe ser diseñado de manera robusta para minimizar los factores externos, tales como el ruido eléctrico generado por el motor, las vibraciones como consecuencia del movimiento del vehículo y el error humano, incluyendo acciones inesperadas por parte del piloto y/o compañeros de equipo.

Antecedentes

2.1 Vehículo eléctrico UM-E02

UNAM Motorsports se ha dedicado durante una década al diseño y manufactura de un vehículo monoplace tipo Fórmula Uno, utilizando únicamente tecnología de combustión interna. Después de 10 años, el equipo se adentró en la construcción de un vehículo eléctrico, lo cual representó un área nueva para el grupo. Debutaron en su primera competencia en la temporada 2018, donde lograron adquirir los principales componentes del tren de potencia para integrarlos en un chasis diseñado en competencias anteriores, reemplazando motor de combustión interna por uno eléctrico, llamado UM-E01, siendo el primer vehículo eléctrico construido por estudiantes de la Facultad de Ingeniería.

El primer prototipo presentaba deficiencias y no cumplía con el reglamento de la competencia, por lo que, durante el desarrollo de un año, surgió su sucesor, el UM-E02, enfocado en cubrir los requisitos mínimos necesarios para acceder a las principales pruebas de la competencia y cumpliendo con el reglamento de FSAE.

Cabe destacar que cada componente del vehículo será inspeccionado por jueces para asegurar que se cumplan las normas de seguridad para todo el personal en la competencia. A esta inspección se le conoce como "Tech Inspection", donde los diseñadores del prototipo demuestran el cumplimiento del reglamento, así como una evaluación de aislamiento ante rocío de agua, generalmente conocido como grado de protección IP.

Como parte de la competencia, rociar un vehículo eléctrico con agua es un requisito fundamental para poder ingresar a los eventos de puntaje. Por lo tanto, es necesario contar con una protección IP65 como mínimo. Este grado de protección describe las envolturas de equipos y materiales eléctricos que controlan el ingreso de materiales sólidos, agua o partes del cuerpo. En particular, el reglamento sugiere la protección IP65, donde el primer dígito representa el grado de protección contra sólidos, con una homologación 6 que describe un sello hermético ante el polvo. El segundo dígito se refiere al ingreso de líquidos, con una homologación 5 que indica protección contra chorros de agua a baja presión o rocío (IEC, 2013).

La construcción del vehículo eléctrico se divide en dos subsistemas conocidos como tren motriz y dinámica. En esta sección, abordamos específicamente el sistema de tren motriz, encargado de generar el movimiento del vehículo mediante la transformación de energía eléctrica en mecánica.

Para la organización de la construcción del tren motriz, fue necesario abarcar cuatro subsistemas: Motor, Baterías, Electrónica y Controlador, y Enfriamiento.

Cada subsistema tiene la responsabilidad de diseñar, manufacturar, seleccionar y ensamblar cada componente del tren motriz. Comenzando con el subsistema de Motor, este se encarga de seleccionar, de acuerdo con los objetivos de la temporada, la máquina eléctrica que transmitirá el movimiento generado hacia las llantas del vehículo mediante un dispositivo de transmisión. Además, este subsistema debe estimar el consumo total de corriente que requerirá el vehículo durante la prueba de rendimiento, conocida como track model. El resultado de dicha estimación de corriente es proporcionado al equipo de baterías.

El sistema de baterías es responsable de la creación del acumulador del vehículo y actúa como el principal sistema de suministro de energía eléctrica al motor. Basándose en la corriente estimada por el subsistema

de motor, este sistema selecciona el material y el arreglo de celdas, además de agregar las especificaciones de las celdas al track model inicial del motor, obteniendo así un modelo robusto para la estimación de consumo.

El diseño y manufactura de la carcasa donde se colocarán las celdas también es responsabilidad de este sistema, asegurando el aislamiento total de la corriente eléctrica entre el acumulador y el resto del vehículo. Tanto el aislamiento como la seguridad e integridad del piloto son puntos críticos en el diseño del acumulador, por lo que el sistema debe ser capaz de soportar una colisión sin que se dañe ningún componente dentro del acumulador.

El sistema de electrónica y controlador tiene dos objetivos principales. Por parte de la electrónica, el objetivo es garantizar la seguridad del piloto ante cualquier falla de alto voltaje mediante un monitoreo continuo. Esto se logra con la ayuda de electrónica digital y analógica para supervisar el aislamiento entre el voltaje del acumulador, conocido como alta potencia (HV), y el voltaje de control, conocido como baja potencia (LV). Además, se previene la sobrecorriente en el tren de potencia y el mal funcionamiento de los controles del piloto con el vehículo en movimiento. Este sistema también tiene el deber de proteger la integridad de los componentes fundamentales del tren de potencia, limitándolos y/o deteniéndolos según el protocolo elegido para su seguridad.

En cuanto al controlador, su función es diseñar y/o seleccionar el elemento de control y distribución de corriente eléctrica del acumulador hacia el motor, basado en las especificaciones de diseño proporcionadas por los subsistemas de motor y baterías. El controlador mejora el rendimiento y la respuesta del vehículo mediante modificaciones de calibración, cumpliendo con las especificaciones del motor ante la demanda de corriente estimada. Además, genera diversas distribuciones de energía dependiendo de la prueba en la que el vehículo vaya a competir: entrega una corriente mayor para el evento de aceleración, un comportamiento equilibrado entre corriente y velocidad para skipad y autocross, y un comportamiento muy conservador para el evento de rendimiento cuando la capacidad de las baterías decrezca en un 40%

Por último, el sistema de enfriamiento se basa completamente en un modelo de disipación de energía generado por el controlador, con el objetivo de mantener la temperatura ideal de trabajo. El sistema está compuesto por un material capaz de disipar la energía en forma de calor proveniente del controlador, utilizando agua destilada. Esta agua pasa a través de mangueras hacia un elemento capaz de disipar el calor, conocido como radiador, el cual es impulsado por una bomba de medio rendimiento

2.2 Motor eléctrico

Un motor eléctrico es una máquina capaz de transformar la energía eléctrica en energía mecánica. Para el sistema de motor, la selección del sistema de propulsión es una tarea compleja que se rige por tres factores fundamentales: eficiencia, costo y peso del motor. Dentro de las opciones comerciales de motores eléctricos, se consideran cuatro tipos principales: motor de corriente directa, motor de inducción, motor síncrono de reluctancia y motor síncrono de imanes permanentes (Hughes & Drury, 2013).

Cada tipo de motor tiene sus fortalezas, ya sea en términos de par, eficiencia o control. Sin embargo, para los vehículos eléctricos, donde el peso es un factor fundamental en el diseño y se requiere una mayor eficiencia y alta densidad de par a volumen y peso reducido, el sistema de motor optó por la tecnología de motor síncrono de imanes permanentes. Este tipo de motor, que se encuentra en la mayoría de los vehículos eléctricos comerciales en la actualidad, cumple con todas las cualidades mencionadas anteriormente, aunque a un costo más alto en comparación con las otras tres alternativas (Ehsani, Gao, & Emadi, 2018).

Agregando el nivel de protección IP65 y las opciones comerciales, el sistema de motor decide el utilizar un motor EMRAX 208 de medio voltaje proveniente de la compañía EMRAX innovative. El EMRAX 208 a descripción de la compañía es un motor síncrono de imanes permanentes siendo el primer motor producido por la compañía contando con las siguientes especificaciones:

EMRAX 208	
Diámetro / longitud	208 mm / 85 mm
Peso	9.4 – 10.3 kg
Enfriamiento	Aire o Agua
Pico de potencia / Potencia continua	86 kW / 56 kW
Pico de par / Par continuo	150 Nm / 90 Nm
Máxima velocidad	7000 rpm
Operación de voltaje	50 – 580 V
Eficiencia	Arriba del 96 %
Sensor de posición	Resolver / Encoder



Dado que el modelo es de medio voltaje, trabajaremos con un voltaje máximo de 390 [V] y un consumo medio de 56 [kW]. Ante estas especificaciones, el sistema de Electrónica y Control (E&C) debe asegurar la protección del motor ante una demanda de corriente que supere la potencia permitida, basada en el voltaje final proporcionado por el acumulador. Además, debe gestionar cualquier atascamiento o exceso de revoluciones provenientes del motor y garantizar el monitoreo ante la pérdida de aislamiento entre el motor y su sujeción al chasis del vehículo.

2.3 Acumulador

El acumulador se describe como el ensamble final de un arreglo de celdas en serie o paralelo de baterías, contenido dentro de una carcasa de aluminio capaz de resistir colisiones menores. Además, cuenta con un aislamiento interno entre todos los materiales conductores y devanados energizados. El acumulador posee una diferencia de potencial entre su terminal más positivo y negativo mayor a 64 V, considerándose como HV (High Voltage), y es capaz de suministrar energía al motor eléctrico.

Para el UM-E02, el acumulador fue diseñado por el equipo de baterías, basándose en la corriente estimada por el sistema de motor. Este proceso generó un criterio de selección enfocado en la capacidad de carga, eficiencia y corriente por hora de las baterías, resultando en un arreglo de celdas de litio hierro fosfato de 3.3 V de la marca A123 System. Las características de interés para el sistema de Electrónica y Control (E&C) incluyen su capacidad de 19.5 Ah y una potencia de descarga nominal de 1.2 kW (A123 Systems, 2020).

Según el proveedor y confirmado por el sistema de baterías, las celdas están compuestas por elementos tóxicos y volátiles que se ven afectados por la temperatura. La temperatura máxima de trabajo es de 85 °C, antes de que la celda comience un proceso de degradación inminente, dañando su capacidad de carga o la integridad de la celda, lo que podría provocar la liberación del compuesto al medio ambiente (A123 Systems, 2020).

A partir del track model modificado por el sistema de Baterías, se determinó que para cumplir con el evento más demandante dentro de la competencia es necesario utilizar 65 celdas en serie, consiguiendo un voltaje

total de 214.5 [V]. La elección del voltaje final es una relación de equilibrio entre la potencia nominal del motor y el consumo de corriente promedio del vehículo durante el evento de rendimiento.

Considerando el arreglo propuesto por el sistema de Baterías, el sistema de Electrónica y Control (E&C) debe monitorear el comportamiento de cada celda colocada en el acumulador. Para garantizar la integridad del sistema, se deben contemplar descargas radicales, monitoreo de la temperatura de cada celda, aislamiento entre las celdas y la carcasa del acumulador, y la capacidad de entrega de corriente. Para evitar cualquier riesgo de un comportamiento radical de alguna celda, si se presenta alguna de las condiciones mencionadas anteriormente, se deberá realizar un corte de energía forzado y el piloto deberá salir del prototipo, siendo esto indicado en el tablero de accesorios.

2.4 Controlador

Se ha descrito la importancia que desempeñan el motor y el acumulador en el funcionamiento del prototipo eléctrico. Sin embargo, para distribuir correcta y eficientemente la potencia eléctrica hacia el motor, es indispensable contar con un controlador. El controlador es un elemento crucial dentro del vehículo, encargado de regular la cantidad de corriente entregada al motor y de operar el motor mediante velocidad o par, siendo capaz de monitorear comportamientos de alto riesgo en la entrega de potencia.

En la temporada 2019, el deber del sistema de Electrónica y Control (E&C) fue seleccionar un controlador compatible con el motor y el voltaje total seleccionados por sus respectivos sistemas. La elección recayó en un motor síncrono de imanes permanentes, modelo EMRAX, con un voltaje del acumulador de 214.5 [V]. Para esta configuración, era necesario contar con un inversor de DC/AC integrado al controlador, además de considerar la protección IP65 como un factor determinante en la elección del controlador

Finalmente, gracias a la información de compatibilidad del motor proporcionada por el proveedor, se seleccionó el controlador Bamocar D3 400-400 de la marca Unitec. Este controlador ofrece una interfaz de configuración sencilla de entender y permite la calibración del motor, con la opción de seleccionar el control por velocidad o por corriente. Esto le da al equipo la flexibilidad de operar en dos condiciones de manejo diferentes, ya sea optimizando el rendimiento o la manejabilidad (Unitec, 2019).

2.5 Battery Management System (BMS)

El Battery Management System (BMS), por sus siglas en inglés, es el sistema encargado de monitorear la integridad de cada celda dentro del acumulador mediante la lectura del voltaje individual y colectivo. Este dispositivo debe ser capaz de reconocer el estado de las baterías, permitiendo la carga del acumulador de la manera más segura posible, así como monitorear descargas imprevistas.

El equipo de Baterías, al contar con 64 celdas de alta toxicidad, decidió adquirir un sistema especializado en la celda de litio hierro fosfato, capaz de monitorear su comportamiento y comunicarse mediante una señal de peligro que puede inhabilitar todo consumo de corriente del acumulador. Al ser el primer vehículo eléctrico desarrollado por UNAMotorsports, se optó por un BMS del mercado basado en el número y tipo de celdas. Se seleccionó el BMS de la marca Orion, que describe sus dispositivos de la siguiente manera:

El Orion BMS se encarga de proteger y monitorear un paquete de baterías utilizando un sensor de corriente para monitorear la corriente suministrada por el acumulador, y entradas analógicas que actúan como sensores de voltaje de cada celda, con el fin de determinar el estado de carga de cada batería. Además, cuenta

con termopares para medir la temperatura en regiones estratégicas, garantizando condiciones ambientales óptimas para el acumulador. Cada uno de estos sensores, al detectar una anomalía en el acumulador, emite una señal que puede inhabilitar la carga y descarga de las baterías. Utilizando esta señal, es posible inhibir el suministro de corriente eléctrica con la ayuda de componentes externos como relevadores que desactiven el sistema de potencia (Orion BMS, 2021).

Con el fin de cuidar la calidad de vida de las celdas, el BMS dosifica el flujo de corriente hacia el paquete de baterías durante el proceso de carga, denominado balanceo de celdas. A través de la transmisión de los límites de carga y descarga establecidos en el dispositivo, el BMS mantiene el estado de carga de las baterías mediante resistencias integradas, garantizando una carga homogénea en el acumulador.

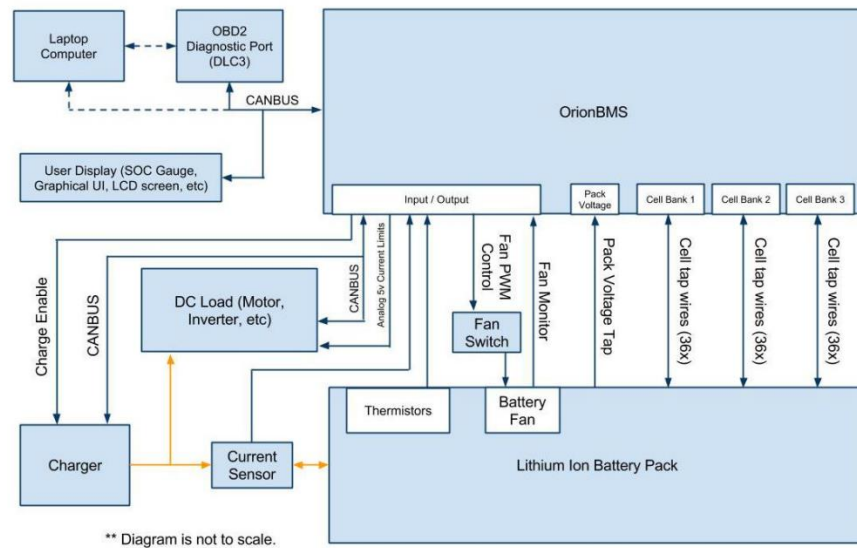


Figura 1. Nivel de mayor abstracción del BMS. Diagrama tomado del manual de Orion BMS.

En la figura 1, se describen todas las posibles interacciones del BMS con componentes externos. Para el diseño del primer vehículo eléctrico, se eliminó la interacción del inversor, ventilador y red CAN Bus con el BMS, debido a la complejidad agregada que estos componentes aportan al vehículo. Por lo tanto, se optó por utilizar un cargador de manera remota, exclusivamente durante eventos de carga sin operación del vehículo.

El BMS Orion, dada su compatibilidad con las celdas seleccionadas, su función de balanceo durante la carga de las baterías, y su capacidad de monitorear todo el acumulador y detectar fallas, juega un papel crucial en el diseño del vehículo eléctrico. El BMS será el responsable de generar una señal de falla, la cual se usará como entrada del sistema denominado "IMD-BMS" para habilitar o inhabilitar el suministro de energía del acumulador hacia el controlador.

2.6 Isolated Monitor Device (IMD)

En un vehículo eléctrico, es esencial contar con una fuente de energía capaz de mover un motor eléctrico, conocida como acumulador o sistema de alto voltaje. Simultáneamente, se requiere una fuente de menor capacidad que suministre energía a todos los dispositivos de control y seguridad, conocida como sistema de bajo voltaje. Ambas fuentes deben ser capaces de trabajar en conjunto sin llegar a interactuar entre ellas, ya

que esto pondría en gran peligro al piloto, generando una descarga eléctrica que podría poner en riesgo su vida.

Para abordar este desafío, la competencia proporciona un dispositivo llamado IMD (Isolated Monitor Device). Este sistema es capaz de monitorear y responder a un evento de pérdida de aislamiento entre el sistema de alto voltaje y el de bajo voltaje. En otras palabras, es el dispositivo encargado de supervisar en tiempo real la interacción entre ambas fuentes de voltaje. Su objetivo es notificar cuando ambos sistemas entren en contacto, ya sea a través de una conexión a tierra compartida o mediante la terminal positiva del alto voltaje en contacto con la tierra del bajo voltaje.

Al ser un dispositivo de alta seguridad y fidelidad, la SAE proporciona un IMD para cada equipo, construido específicamente para cada acumulador registrado por los competidores. La SAE entrega el modelo ISOMETER IR155-3204 de la marca Bender, que describe su producto como un sistema capaz de monitorear la resistencia de aislamiento entre conductores de alta tensión activos de un sistema de accionamiento eléctrico en un rango de 0 [V] hasta 1000 [V] y la tierra de referencia. Utiliza tecnología de medición patentada para controlar el estado del aislamiento tanto en el lado de corriente directa como en el lado del motor. Los fallos de aislamiento existentes se señalizan de forma fiable, incluso en condiciones de alta interferencia en el sistema, causadas por procesos de control del motor, aceleración, recuperación de energía, etc. (Bender, 2021).

Gracias a que el IMD envía una señal de advertencia al detectar una pérdida de aislamiento, se logra generar un circuito capaz de bloquear continuamente el suministro de corriente del acumulador hacia el controlador por medio de relevadores de alta potencia, con la particularidad de poder ser reiniciado hasta que la falla se haya corregido completamente. A dicho circuito se le denominará "circuito IMD-BSM". Se logra una mejor visualización de las señales en la figura [].

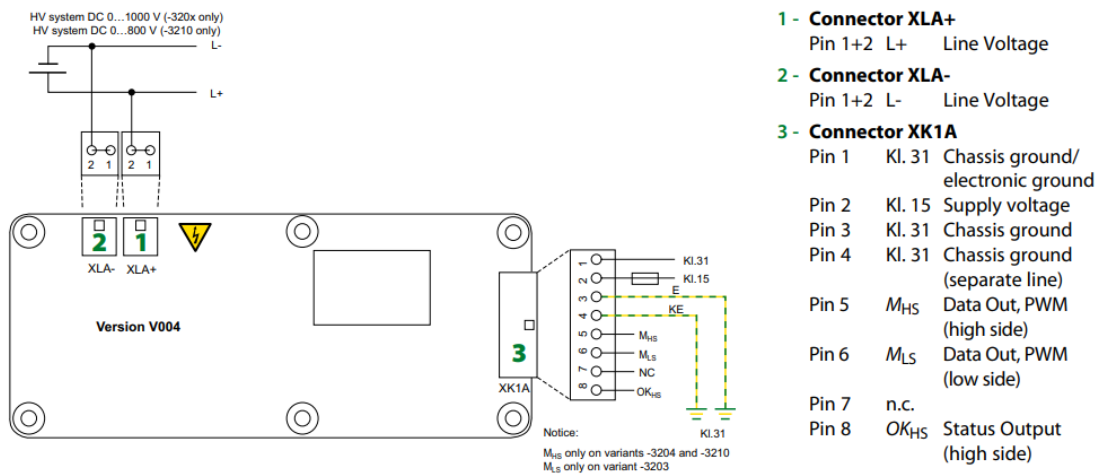


Figura 2. Diagrama de conexiones del IMD. Tomado del manual del dispositivo ISOMETER IR155-3204

Diseño del sistema de seguridad

3.1 Circuito IMD-BMS

Como se mencionó anteriormente, el dispositivo IMD es un sistema que se encarga de monitorear el aislamiento entre dos baterías: una de control, denominada de bajo voltaje, y otra de potencia, denominada de alto voltaje. Mantener ambas baterías aisladas es de suma importancia para evitar cualquier pérdida de aislamiento, ya que el contacto de una terminal de alta potencia del acumulador con el chasis del vehículo puede resultar en un riesgo mortal, no solo para el piloto, sino también para los ingenieros que trabajen dentro del vehículo. Si el aislamiento llegara a romperse, el IMD enviará una señal de advertencia que se utilizará para inhabilitar el suministro de corriente del acumulador.

Por otro lado, el dispositivo BMS se encarga de monitorear el estado de cada una de las celdas del acumulador con el objetivo de detectar fallas en las baterías de litio, comúnmente relacionadas con excedentes de corriente, alta temperatura o envejecimiento de la celda. En caso de presentarse alguno de estos escenarios, considerados de alto riesgo para el piloto, el BMS enviará una señal de advertencia que, al igual que el IMD, será utilizada para deshabilitar el acumulador.

Conociendo el comportamiento de los dispositivos, es necesario generar un protocolo de seguridad para inhabilitar el vehículo. Para ello, cada dispositivo tiene un relé de control que, al recibir una señal de advertencia, desactivará la alimentación de la bobina de control de los AIRs, provocando la completa inhabilitación del suministro de corriente del acumulador. Al mismo tiempo, se envía una señal al piloto, por medio de una luz LED, advirtiéndole de una salida abrupta del vehículo. Dado que la pérdida de aislamiento y el estado de las celdas se consideran indicadores de alto riesgo, es necesario mantener inactivos dichos relés hasta resolver y verificar el problema, garantizando así un correcto funcionamiento. Una vez reparado el problema, es necesario implementar un reinicio del sistema con el objetivo de habilitar nuevamente el diagnóstico y permitir la energización de los AIRs.

Todas las características descritas anteriormente son la base del funcionamiento del sistema de interpretación "IMD-BMS". Con esto en mente, contar con un dispositivo programable que tenga la función de monitorear las dos señales de advertencia y dar una respuesta de control resulta viable; sin embargo, tener un microcontrolador enfocado a esta tarea no es del todo eficiente. La opción con la que se diseñó la placa, y la que exige la implementación de FSAE, fue aplicar tecnología analógica y digital, sin necesidad de programar un dispositivo. Este enfoque ayuda a desarrollar habilidades en circuitos eléctricos para una tarea repetible y sencilla que requiere un monitoreo continuo.

En la figura 3, creamos un diagrama con el nivel más bajo de abstracción donde se presentan las entradas y las salidas del circuito de seguridad. Evitaremos señalar a las alimentaciones y referencias a tierra en los diagramas de abstracción con el fin de enfocarnos solamente en su funcionalidad.

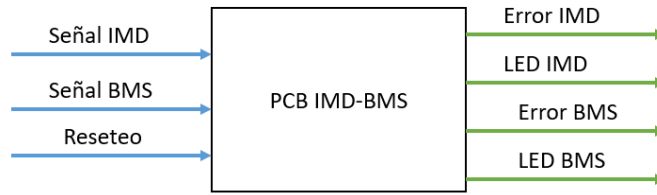


Figura 3. Diagrama de nivel más bajo de abstracción del circuito IMD-BMS

Al analizar el comportamiento de las señales del dispositivo, se observa que el IMD tarda alrededor de 5 segundos en comenzar a diagnosticar correctamente una vez energizado. Al detectar una pérdida en el aislamiento, envía un bit en alto; en caso contrario, el bit se mantiene en cero. El resultado de la salida se mantiene independientemente del tipo de pérdida de aislamiento. En cuanto al BMS, este tarda alrededor de 3 segundos en completar el primer diagnóstico total de las celdas, arrojando un bit en cero en caso de detectar algún error y un bit en uno en caso de un correcto funcionamiento.

Al conocer el funcionamiento de los dispositivos, nos enfrentamos a un comportamiento de tiempo y lógica. Mientras los dispositivos tardan en realizar el primer diagnóstico, los bits de advertencia pueden arrojar una mala interpretación del estado real del vehículo, detectando un falso negativo en el sistema. Para solucionar esto, procedimos a colocar un temporizador que otorga un retraso al IMD y al BMS antes de que el circuito considere realizar alguna acción. Siguiendo la filosofía de utilizar componentes comerciales y de fácil acceso, la tarea de temporizador la ejecutará un timer NE555 en modo monoestable, junto con un par de resistencias y capacitores, con el fin de generar un pulso que inhabilitará el diagnóstico hasta que los dispositivos hayan completado su fase de calibración.

El timer NE555 es un temporizador capaz de producir un pulso en un tiempo determinado mediante una excitación en una de sus señales, conocido como modo monoestable, o de generar una oscilación con ciclo de trabajo y frecuencia constante, conocida como modo astable (Huang, 2004). En el modo de operación monoestable, el intervalo de tiempo es controlado por una simple resistencia y un capacitor externo (Tocci, 2001).

El nivel de umbral y disparo normalmente se encuentran a $\frac{2}{3} V_+$ y a $\frac{1}{3} V_+$ respectivamente, siendo V_+ voltaje de alimentación. En el modo monoestable, cuando la entrada de disparador cae por debajo del nivel del umbral, activa un flip-flop interno produciendo un pulso de salida de tiempo finito. Dicho pulso será utilizado como inhibidor temporal del diagnóstico final (Texas Instruments, 2021).

En la figura 4, presentamos el circuito que nos sugiere el fabricante para una configuración monoestable junto con la ecuación que describe su comportamiento $T = 1.1 R_A C$

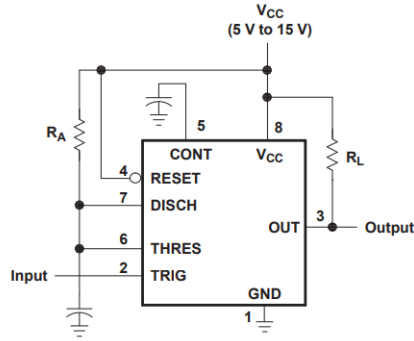


Figura 4. Configuración monoestable del timer N555 propuesto en la hoja de especificación de texas instrument

Dado que se necesita un tiempo máximo de 5 segundos antes del primer diagnóstico correcto, proponemos utilizar un capacitor fijo de 470 [uF]. Esto se debe a la complejidad de ajustar un valor de capacitancia en contraste con un elemento resistivo. Utilizando la ecuación correspondiente, determinamos el tiempo requerido y el valor del capacitor para obtener la resistencia necesaria, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$R_{tr} = \frac{T}{1.1C}$$

$$R_{tr} = \frac{5}{1.1(470 * 10^{-6})} = 9671[\Omega]$$

Al no requerir una precisión en el tiempo de retraso podemos redondear el valor de resistencia con el fin de solo utilizar solo una resistencia en el circuito siendo de valor de 10 [kΩ]. Evaluamos nuevamente la ecuación con los valores de capacitancia y resistencia establecidos con el fin de obtener un nuevo tiempo de retraso.

$$T = 1.1 * (10000)(470 * 10^{-6}) = 5.06 [s]$$

Al ser un valor de tiempo cercano al objetivo se optó el uso de una resistencia de 10 [kΩ] y un capacitor de 470 [uF].

Para que el temporizador monoestable comience a funcionar, es necesario generar un pulso por debajo de $\frac{1}{3} V_+$ en la entrada del disparador. Sin embargo, este proceso debe ser único y automático una vez que el sistema esté energizado. Por lo tanto, es necesario crear un disparador automático cuya salida, en el primer instante, se encuentre por debajo del umbral de detección. Posteriormente, este voltaje debe alcanzar un nivel mayor que inhabilite el funcionamiento del temporizador mientras el sistema de bajo voltaje esté operando.

El circuito que cumple con esta función está compuesto por un circuito RC con dos resistencias, diseñado para tener una carga relativamente lenta pero una descarga rápida. En la Figura 5 se muestra la conexión de los circuitos entre sí para generar el tiempo de retraso de la señal, mientras que en la Figura 6 se presenta la simulación del comportamiento de esta parte del circuito.

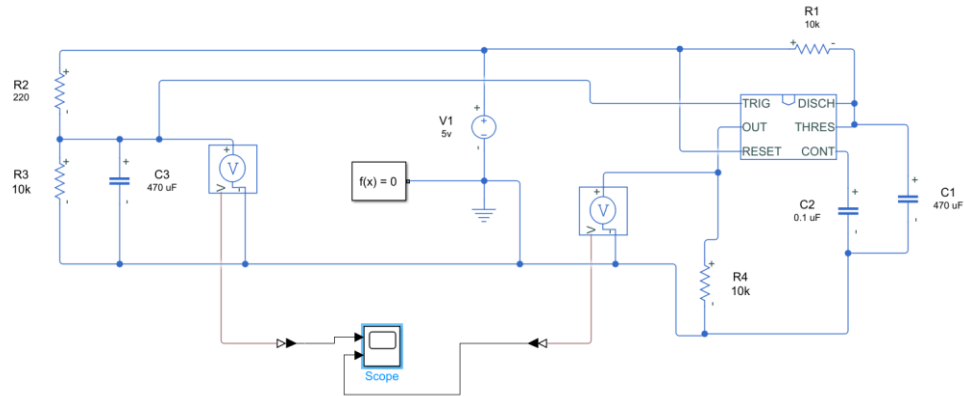


Figura 5. Circuito IMD-BMS, sección de retraso

El resultado de la simulación demuestra que logramos generar un disparador automático que se ejecuta únicamente al encender el sistema. El temporizador opera correctamente durante aproximadamente 5 segundos, manteniéndose en cero el resto del tiempo. Gracias al circuito RC, observamos una señal baja en los primeros 100 [ms], la cual se mantiene por debajo del umbral de detección del disparador, permitiendo su activación para luego estabilizarse en 5 [V].

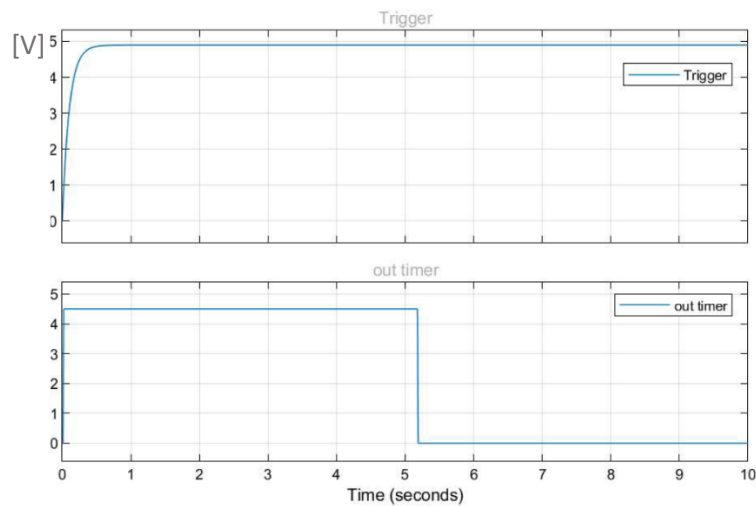


Figura 6. Señal de salida de la sección de retraso

Como se mencionó anteriormente, cuando el IMD detecta una falla, envía una señal baja, mientras que el BMS, al presentar una falla, envía un bit alto. Con el objetivo de reducir el número de componentes en las placas, decidimos implementar una combinación de compuertas lógicas. Esto permite que, al detectar una falla, se envíe un bit a un flip-flop que mantendrá registrado el error. La única forma de desactivar el error será mediante la acción de un interruptor externo, conocido como botón de reinicio, que solo podrá ser operado por una persona externa al piloto. Si el error no se ha reparado, aunque se presione el botón de reinicio, este no funcionará y se mantendrá la desactivación de los AIRs, enviando simultáneamente una señal al tablero que indique cuál es el error.

Es importante destacar que el proceso debe respetar el bit de retraso generado por el temporizador para evitar señales falsas mientras los dispositivos comienzan a evaluar. El comportamiento deseado es que, cuando haya un error en el IMD, se reciba una señal positiva, evitando así el uso de lógicas negadas. Estos requerimientos nos llevan a tener la siguiente tabla.

IMD	Timer	Error IMD
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

El comportamiento del sistema resulta ser equivalente al de una compuerta NOR. Al agregar la funcionalidad del botón de reinicio, este opera en modo pull-up, de tal manera que, al presionarlo, se envía un cero a la salida.

Analizando el comportamiento de las señales y las necesidades de diagnóstico ante un error, el sistema debe ser capaz de responder a una advertencia enviada por el dispositivo en forma de señal, y de igual manera, responder a un reinicio una vez que se haya superado la condición de advertencia del dispositivo. Esto será evaluado por un flip-flop, el cual almacenará el estado del sistema hasta el siguiente arranque. Solo cuando la señal diagnostique cero fallas en el sistema, se procederá a presionar el botón de reinicio para desactivar esta condición de inseguridad.

Error IMD	Reset	Salida
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

El comportamiento de la tabla nos lleva a una compuerta XNOR. Ahora solo resta replicar las mismas condiciones para el dispositivo BMS. Sin embargo, dado que el BMS tiene una lógica contraria al IMD, será necesario usar una compuerta capaz de invertir la señal. Con el objetivo de evitar agregar una compuerta NOT, lo cual incrementaría el número de componentes, utilizamos una compuerta XOR con una conexión a tierra, generando así el comportamiento de una compuerta NOT.

Señal BMS	GND	Error BMS
0	0	1
1	0	0

Planteado el comportamiento de la lógica obtenemos un circuito y una simulación donde sometemos al sistema a los posibles comportamientos que pudiera llegar a tener.

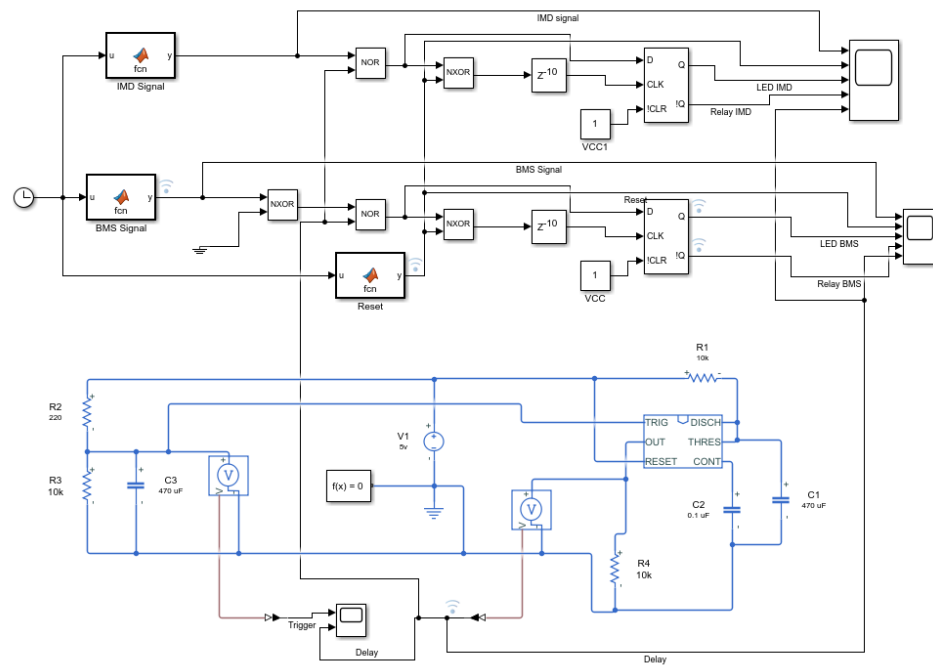


Figura 7. Circuito IMD-BMS

Ingresamos el comportamiento de las señales del BMS, IMD y el reset, representando un error en el sistema, una reparación del error seguida de una acción de reset. De igual forma, generamos el comportamiento de los dispositivos ante un retraso en su primera lectura correcta, evidenciando que el sistema funciona adecuadamente durante esta espera.

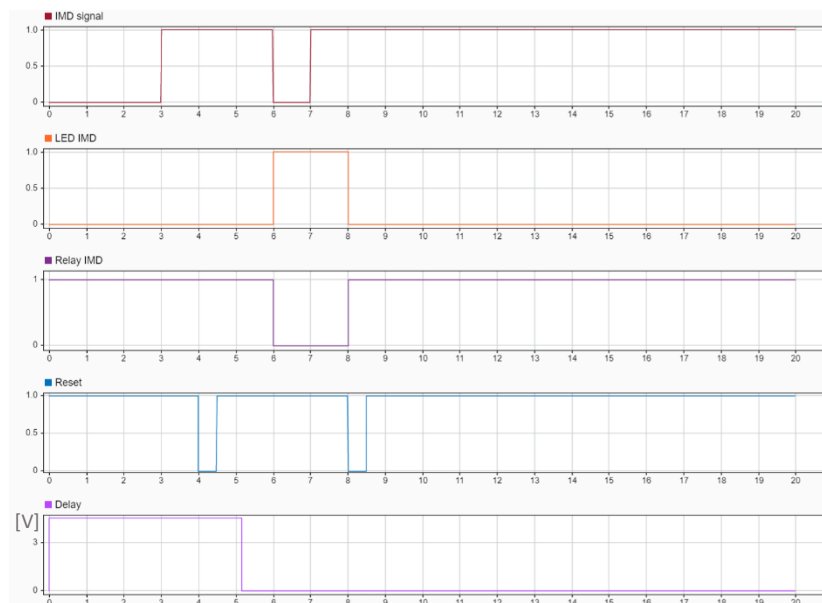


Figura 8. Señales de salida del circuito IMD



Figura 9. Señales de salida del circuito BMS

Una vez generada la simulación, el sistema se comporta conforme a lo diseñado. Por lo tanto, se procede a planificar los componentes a utilizar para la construcción del circuito, así como a agregar factores de robustez que eviten fallas provocadas por falsos positivos, voltaje variable y ruido debido al uso de inductores. A continuación, se presenta el siguiente diagrama.

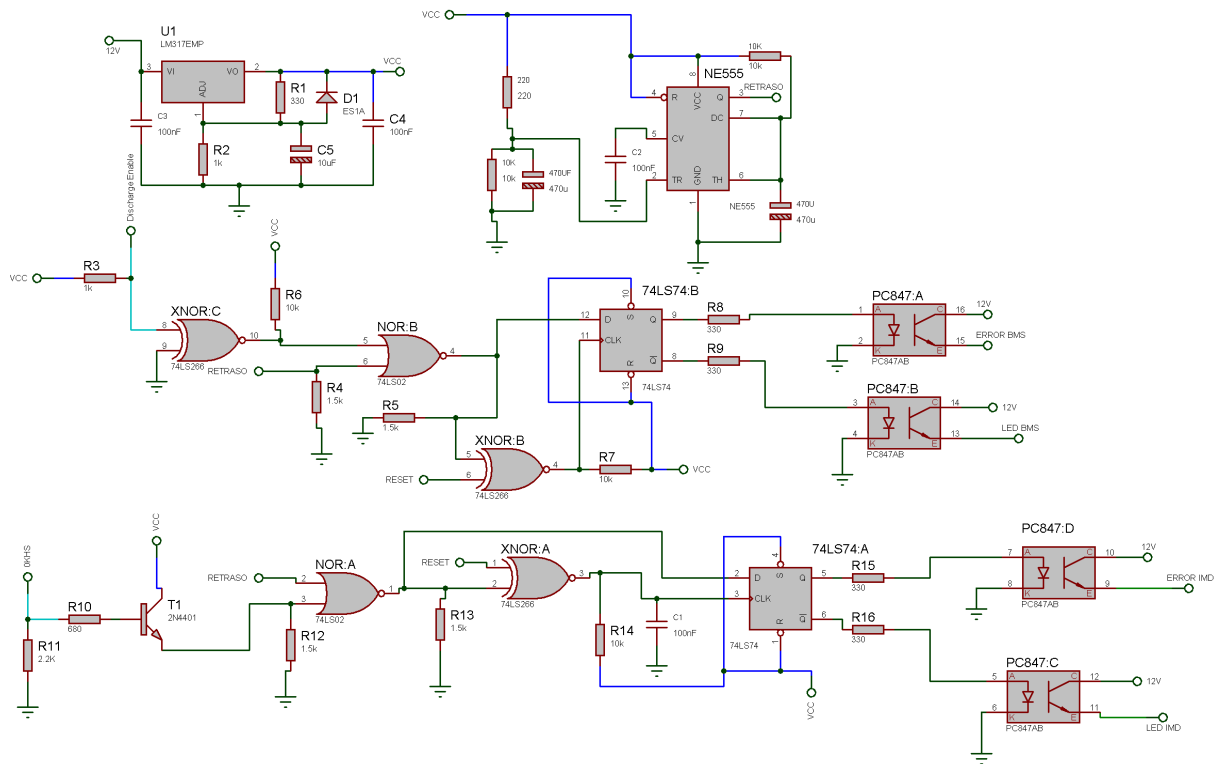


Figura 10. Esquema del circuito IMD-BMS

Agregamos un regulador de voltaje ajustado a 5 volts alimentado a 12 volts dado por la formula

$$v_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (50 * 10^{-6})(R_2)$$

Utilizamos resistencias de 330 $[\Omega]$ para el valor de R1 y 1 $[k\Omega]$ para R2, obteniendo como resultado un voltaje de 5.037 [V], cumpliendo con los requerimientos de alimentación de los componentes 74LS. El regulador fue configurado en modo reflector de picos, agregando 3 capacitores y un diodo en su configuración, tal como se recomienda en su hoja de especificaciones, con el fin de evitar picos indeseables que puedan alterar el sistema.

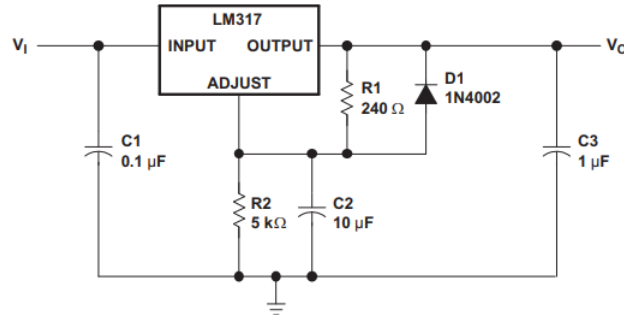


Figura 11. Configuración propuesta por Texas Instrument para LM317

Por otro lado, colocamos resistencias conectadas a tierra con la finalidad de evitar falsos positivos, dado que la familia 74LS son semiconductores de tecnología TTL. Su voltaje de entrada para detectar un positivo varía entre 2 y 5 volts, mientras que un nivel bajo se registra a partir de 0.8 volts. Esto nos proporciona un margen entre 0.8 y 2 volts donde el semiconductor puede tomar una decisión inesperada respecto a la señal ingresada.

En el caso de que la compuerta XNOR opere con una salida de colector abierto, es necesario agregar una resistencia con alimentación para que la compuerta funcione correctamente, ya que la salida del semiconductor actúa como un transistor que se encarga únicamente de cerrar o abrir el circuito.

Finalmente, con el objetivo de proteger las salidas de los integrados y minimizar el residuo de la acción de una bobina, colocamos optoacopladores, generando un aislamiento entre la salida del flip-flop y la bobina.

Probado el sistema en simulación y en un prototipo alambrado, procedemos a realizar un prototipo más robusto, siendo este la versión final del circuito construido.

3.2 PCB Precarga y descarga / Potencia

La seguridad dentro de un vehículo no solo consiste en cuidar al piloto, sino también en proteger los componentes principales para su movimiento. Como se mencionó anteriormente, el tren de potencia contiene tres componentes principales: baterías, controlador y motor. El controlador es el principal encargado de distribuir la energía al motor que recibe de las baterías. Dado que debe entregar una cantidad considerable de energía, necesita una etapa de acondicionamiento o precarga, cuyo objetivo principal es cargar un capacitor interno alimentado desde las baterías. Al mismo tiempo, debe contar con una etapa de descarga para resguardar la integridad de dicho capacitor.

Para controlar el sistema, se proponen cuatro relevadores, siendo dos de ellos de alta potencia, encargados de suministrar corriente al controlador en todo momento. Estos relevadores se seleccionaron acorde a las demandas de corriente y voltaje de las baterías y el motor. Teniendo en cuenta las principales condiciones de diseño, la seguridad del piloto y los componentes de potencia son factores esenciales en la elección de los componentes de control. Por lo tanto, al manejar un voltaje nominal de 214 [V] y una corriente pico de 200 [A], se requieren relevadores de alta capacidad para este trabajo, así como una configuración NO (normalmente abierta) para evitar cualquier estancamiento o acción involuntaria en el sistema de potencia.

En cuanto a los otros dos relevadores, serán asignados como relevador de precarga y relevador de descarga, respectivamente, y solo funcionarán durante el arranque y la desenergización del vehículo. Estos relevadores serán seleccionados de acuerdo con el valor de corriente y voltaje que sean capaces de suministrar en un tiempo determinado.

En este trabajo, se busca diseñar un circuito RC que minimice el impacto en la carga del capacitor del controlador, el cual tiene una capacidad de 1200 μF . Para ello, determinaremos los valores de la resistencia acorde a un tiempo y voltaje definidos por la SAE.

Para comenzar, se cargará el capacitor hasta el 90% de su capacidad en un máximo de 2 segundos. Respetando estas condiciones de diseño, obtendremos el valor adecuado de la resistencia.

$$\begin{aligned}v_{out} &= v_{in}(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \\ \frac{1}{R} &= -\frac{C}{t} \ln\left(-\frac{v_{out} - v_{in}}{v_{in}}\right) \\ \frac{1}{R} &= -\frac{C}{t} \ln(0.1) \\ R &= -\frac{1}{\frac{C}{2} \ln(0.1)} = 723.82[\Omega]\end{aligned}$$

Al no obtener un valor comercial en los resultados iniciales, iteramos con una resistencia menor de 680 ohms. Con esta resistencia, analizamos el tiempo de carga y la potencia. Utilizando la función en el dominio de la resistencia, la función se expresa de la siguiente manera.

$$t = -RC \ln(0.1)$$

$$t = -(680)(1200 * 10^{-6}) \ln(0.1) = 1.88[s]$$

Dado que el capacitor tiene una alta capacidad de carga y un gran voltaje, es necesario contar con un medio para descargarlo en caso de desconexión. Esto se hace con el objetivo de evitar el almacenamiento de energía residual. Se estima que un tiempo de descarga máximo de 15 segundos es suficiente para no dañar ni al componente ni al usuario durante la manipulación y/o mantenimiento. La función que describe el comportamiento de descarga de un capacitor se expresa de la siguiente manera:

$$v_{out} = v_0(e^{-\frac{t}{RC}})$$

Donde v_0 es el voltaje almacenado del capacitor.

Ajustando las condiciones de diseño, es necesario que el voltaje del capacitor sea nulo en un máximo de 15 segundos. Estas condiciones nos llevan a expresar la función en el dominio del tiempo y en función de la resistencia.

$$\frac{v_{out}}{v_0} = (e^{-\frac{t}{RC}})$$

$$t = -RC \ln\left(\frac{v_{out}}{v_0}\right)$$

$$R = -\frac{t}{C \ln\left(\frac{v_{out}}{v_0}\right)}$$

Se consideró como voltaje nulo un valor de 0.01 [mV], de tal forma que se garantice la integridad del componente y del usuario. Con este valor y el tiempo definido, se determinó que la resistencia necesaria es de 1085.73 [Ω]. Posteriormente, se ajustó a un valor comercial de 1000 [Ω], recalculando el tiempo estimado para asegurar una descarga segura del componente.

$$t = -RC \ln\left(\frac{v_{out}}{v_0}\right)$$

$$t = -1000 * 1200 * 10^{-6} \ln(0.01 * 10^{-3}) = 13.81[s]$$

El tiempo obtenido se ajusta a las necesidades de seguridad, por lo que se opta por la resistencia comercial sugerida.

Finalizados los cálculos, se obtuvo un error del 6% en la precarga y del 7.93% en la descarga, lo cual no resulta significativo para la seguridad en la carga y descarga del capacitor. Por lo tanto, procedemos a realizar un análisis de la potencia necesaria en las resistencias, obteniendo los siguientes datos de la simulación.

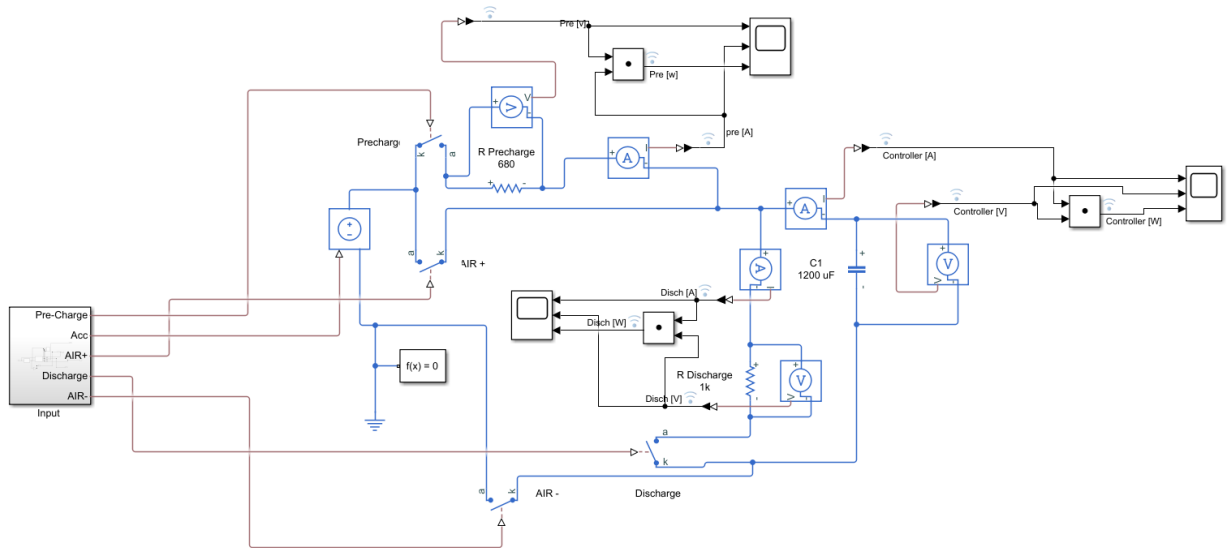


Figura 13. Simulación del sistema de precarga y descarga de alto voltaje

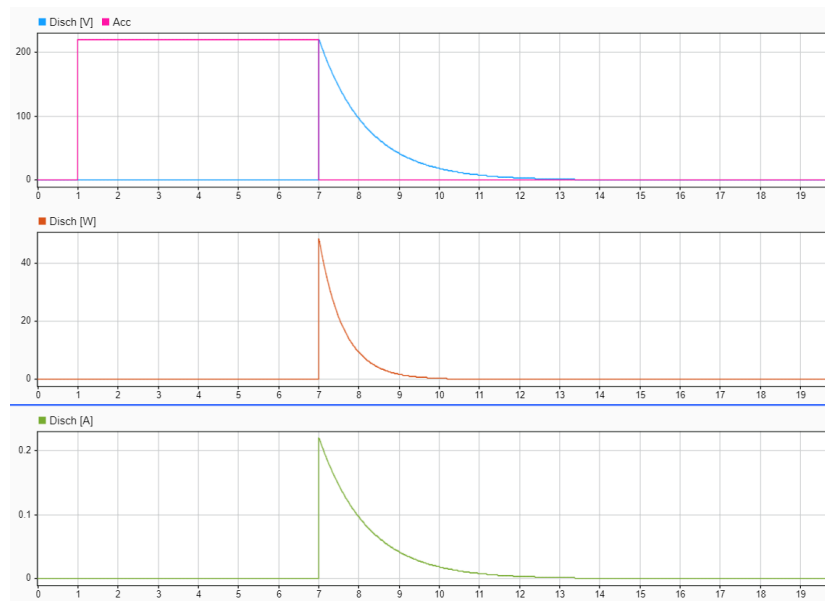


Figura 14. Comportamiento de descarga del circuito RC de alto voltaje.

Se aprecia en la figura 13 el comportamiento del sistema durante la descarga. Notamos que, en aproximadamente seis segundos, la resistencia descarga más del 90% del capacitor interno del controlador, dejando un margen de otros seis segundos para la descarga completa. En cuanto a la potencia de la resistencia, observamos un máximo de 50 [W] al inicio de la descarga, reduciéndose drásticamente después de cuatro segundos. Esto indica que deberíamos utilizar una resistencia que soporte al menos un promedio de 35 [W]. Sin embargo, por ser el primer diseño, se utilizará un factor de seguridad amplio, empleando resistencias con una capacidad mínima de 100 [W], priorizando así la seguridad.

Aunque el sistema de descarga funciona únicamente durante los primeros 13 segundos, no es necesario preocuparse por la disipación de calor generada, ya que se cuenta con una resistencia de alto factor de seguridad, permitiendo despreciar este comportamiento.

En cuanto al relé del sistema de descarga, optamos por una operación NC (normalmente cerrado), dado que cuando el vehículo esté completamente desenergizado, no habrá corriente para suministrar la apertura del relé. Las características seleccionadas para el relé deben ser de alta capacidad en voltaje, al menos 300 [V], y una corriente nominal de operación de al menos 1 [A], para mantener un amplio factor de seguridad.

Procedemos a simular el comportamiento de carga del capacitor del controlador. La simulación muestra picos bastante altos, lo cual se justifica por las condiciones de simulación, ya que después de cierto tiempo, un segundo relé se acciona para activar el sistema de potencia, generando un comportamiento escalonado bastante brusco. Esto podría solucionarse disminuyendo el valor de la resistencia en el sistema de precarga; sin embargo, esto podría dañar tanto el capacitor como los componentes de potencia del vehículo. Por lo tanto, se decide despreciar este comportamiento.

En la simulación, mantenemos el valor de las resistencias calculadas para observar el comportamiento tanto de la corriente como de la potencia en las resistencias. En el comportamiento natural de la curva de corriente, esta tiende a disminuir con el tiempo, por lo que se espera una disminución de la potencia. Dicho comportamiento se aprecia en la figura 14.

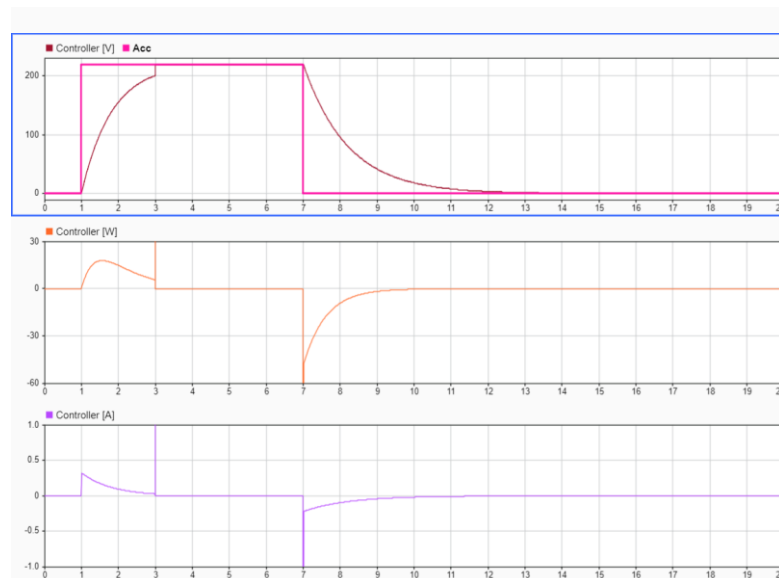


Figura 15. Curva de carga del capacitor del controlador.

En cuanto al voltaje, notamos que el capacitor cumple con el objetivo, cargándose al 90% de su capacidad en al menos 2 segundos. Aunque observamos un aumento brusco de aproximadamente 20 V después de este tiempo, debido a que el capacitor ya ha alcanzado la mayor parte de su carga, esto resulta aceptable en términos de seguridad. Agregar una resistencia de menor valor o aumentar el tiempo de carga podría solucionar este escalón; sin embargo, esto impediría cumplir con un encendido óptimo en los vehículos, ya que el piloto tendría que esperar mucho más antes de realizar cualquier otra maniobra, incumpliendo así las condiciones de diseño.

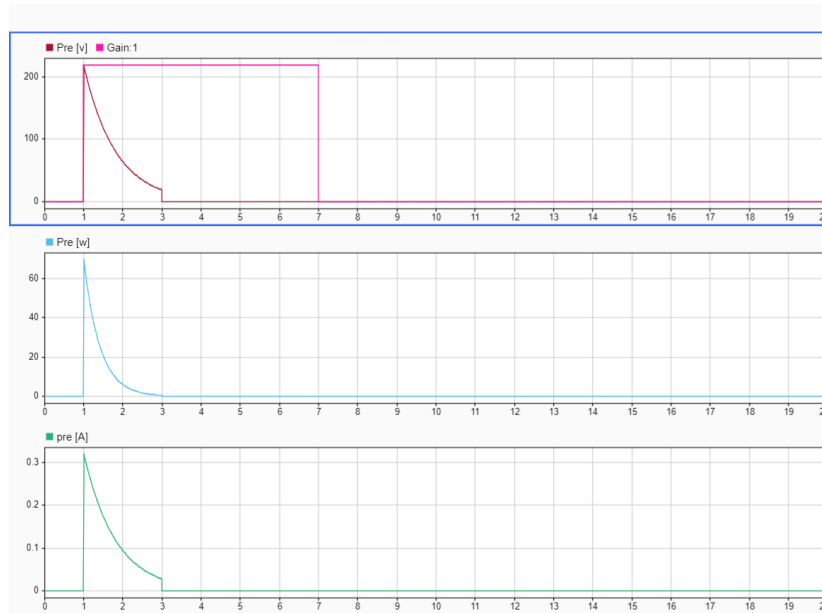


Figura 16. Curva de descarga del sistema de alta potencia.

Finalizando el análisis del comportamiento de alta potencia, simulamos la descarga de todo el sistema de alta potencia presentado en la figura 15. Utilizando la resistencia calculada para descargar el sistema, notamos inmediatamente un pico de potencia de al menos 70 [W], condición que, al igual que la descarga, va disminuyendo en un tiempo relativamente corto. El sistema de precarga solo actúa durante los primeros 2 segundos, y luego deja de operar hasta el siguiente arranque del vehículo.

De la misma manera que en el sistema de precarga, la seguridad de los componentes y del piloto son primordiales. Por ello, se utilizó una resistencia de alta capacidad, estableciendo una resistencia de 100 [W].

Al definir las características de la resistencia a utilizar, es necesario determinar el relé encargado de activar al sistema. Analizando el comportamiento de corriente y del voltaje en la simulación, concluimos la necesidad de un relé capaz de soportar altos voltajes, pero con corrientes bajas. Un relé con una capacidad de operación de alrededor de 300 [V] y 1 [A] sería suficiente. Los relés automotrices convencionales de configuración NO (normalmente abierto) son una opción viable para este trabajo, al igual que los relés de alta potencia.

Para evitar que el sistema permanezca activado en caso de alguna falla, se opta por la configuración previamente mencionada. Además, dado que el tiempo de operación es relativamente corto, existe una alta probabilidad de no presentar problemas.

3.2.1 Circuito de control de precarga y descarga

Una vez establecidos los tiempos para el sistema de precarga y descarga, así como los componentes y configuraciones a utilizar, debemos diseñar el control encargado de activar los relés en el tiempo propuesto y con la energización correcta. Para ello, el sistema de control de precarga y descarga debe conocer los voltajes y corrientes que operan dichos relés, así como la configuración de cableado propuesta para los mismos, con el fin de definir los componentes electrónicos que formarán parte del diseño.

Dado que basta con energizar una bobina para activar los relés tanto de potencia como de precarga y descarga, sería suficiente con proponer un sistema secuencial de encendido para cada uno de ellos. Sin embargo, se debe considerar que el accionamiento de los relés puede provocar una corriente parásita capaz de generar ruido en todos los sistemas alimentados por la misma fuente, tanto en la activación como en la desactivación.

Con lo anterior en mente, determinamos las entradas y salidas del sistema de control de precarga y descarga, ejemplificando con un diagrama en el nivel más bajo de abstracción presentado en la figura 16.

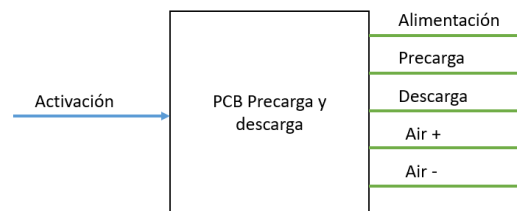


Figura 17. Diagrama de entradas y salidas del circuito de control de precarga y descarga.

Contemplando los factores de ruido de los relés, la operación en los relés, caídas de voltaje de activación y secuencia de encendido para cada relé, se establecieron los requisitos principales para diseñar el circuito encargado de controlar el sistema. Agregando al sistema una acción de seguridad, solicitado por el departamento de manufactura de arneses, se requiere que los relés Air's estén configurados con una terminal a tierra, de tal forma que se reduzcan las trayectorias de cables.

Para el diseño y análisis de este tipo de circuitos, es fundamental tener en cuenta las recomendaciones y principios detallados en "The Art of Electronics" de Horowitz y Hill (2015). Este recurso proporciona una guía exhaustiva sobre el uso de relés y la gestión de ruido en circuitos electrónicos, lo cual es crucial para garantizar la fiabilidad y la seguridad del sistema.

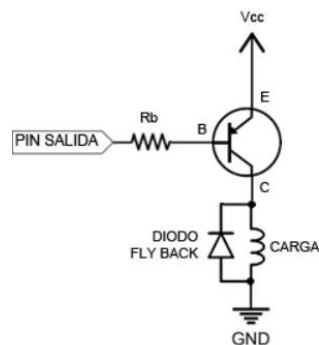


Figura 18. Circuito de conmutación para protección de picos de voltaje ante cargas inductivas

Con los requisitos establecidos se tiene las siguientes condiciones en el diseño:

- Activación de las bobinas a 12 [V]
- Configuración de AIR's a tierra
- Reductor de picos de voltaje
- Temporizador de al menos 2 segundos de activación

Como se ha mencionado, la seguridad y el funcionamiento de los componentes son los factores de diseño más importantes. Por ello, hemos implementado un control de voltaje para mitigar las caídas de voltaje debidas a la energización de las bobinas. Además, se han utilizado transistores PNP y NPN para suministrar la corriente y el voltaje necesarios para la activación de los relevadores basándonos principalmente en su configuración de diseño. Cabe destacar que el equipo de baterías seleccionó los AIR's con los relevadores de TE connectivity con un régimen de trabajo de 500 [A] de corriente directa y un voltaje pico máximo de 900 VDC. Con lo anterior, para energizar las bobinas de los relevadores será necesario suministrar por lo menos 9 [V] con una corriente de mínima de 1[A].

Considerando la figura 17, hemos agregado un circuito extra denominado Darlington para minimizar el ruido generado, asegurando que el integrado no reciba impactos significativos. Este circuito se limita únicamente a realizar una conexión a tierra o a un circuito abierto, con el objetivo de evitar recibir un impacto de voltaje o corriente que pueda afectar su funcionamiento (Smith et al, 2015).

La figura 18 muestra un ejemplo de esta configuración (Jones y Brown, 2018). Esta metodología se utilizará en el futuro para todos los circuitos de control que operen bajo las mismas condiciones (White, 2020).

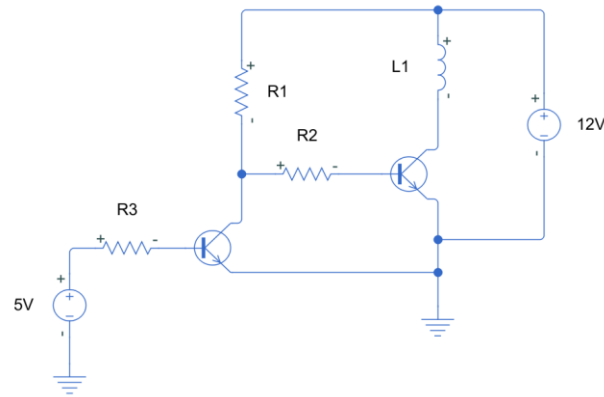


Figura 19. Configuración Darlington para control de relés por circuito integrado

El análisis de las corrientes operativas para los transistores se segmenta en dos partes: una destinada a proporcionar la corriente necesaria para la activación del transistor, y otra enfocada en el control. Una vez establecida la parte de mayor demanda, se determina la de menor demanda. Por lo tanto, se analiza el circuito representativo del relevador encargado de activar la precarga.

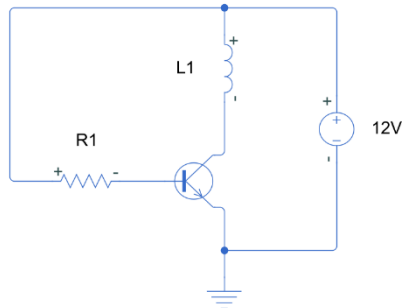


Figura 20. Circuito base para la selección del transistor acorde a una carga dada.

Donde:

R1: Resistencia de base

L1: Carga en la bobina de activación precarga

Determinando el comportamiento del transistor con las siguientes expresiones

$$v_f = v_{R1} + v_{BE}$$

$$I_c = I_B h_{FE}$$

3.2.2 Control de apertura precarga

Una vez establecidos los componentes a utilizar, se determina el transistor. En nuestro caso, empleamos un relevador automotriz convencional con número de parte RSV-1C-M-12H-D. Este relevador opera a 12 volts en la bobina con una corriente de activación de al menos 134 [mA]. Se añade un factor de seguridad de 1.5 a la corriente para contemplar la posibilidad de que el voltaje de alimentación pudiese caer a 11 volts en el peor de los casos cuando la batería se encuentre en un margen de descarga crítico de tal manera que aseguramos así su operación. El transistor seleccionado pertenece a la familia TIP31, dadas sus capacidades de corriente y voltaje. Estos transistores soportan hasta 3 [A] de corriente en su colector y tienen una ganancia de 25 unidades en todo el margen de operación. Cabe destacar que, al ser semiconductores, el voltaje de saturación suele ser de 0.7 volts, un dato que se utilizará en los cálculos para el voltaje de base a emisor. Con los datos mencionados, se procede a determinar la resistencia de base (Fairchild Semiconductor, 2001).

$$v_f = I_B R_1 + 0.7$$

$$R_1 = \frac{v_f - 0.7}{I_B}$$

$$I_B = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{0.201}{25}$$

$$R_1 = \frac{12 - 0.7}{0.00804} = 1405[\Omega]$$

El valor de la resistencia obtenido se debe seccionar en dos resistencias comerciales equivalentes, tal como se muestra en la figura 18. Para ello, utilizamos resistencias de 1 [kΩ] y 330 [Ω], siendo estas las más cercanas comercialmente al valor calculado. Al ajustar el valor de la resistencia resultante, realizamos un análisis inverso para obtener la corriente del colector y de la base a partir de la resistencia propuesta.

$$I_B = \frac{v_f - 0.7}{R_1} = 8.5[mA]$$

$$I_c = 0.0085 * 25 = 212[mA]$$

Con el ajuste de la corriente del colector, se determina que el factor de seguridad resultante es de 1.58, lo cual sigue siendo aceptable para el diseño del circuito. Procedemos ahora a determinar el valor de la resistencia encargada de recibir la señal de apertura del relevador de precarga. Se realiza el mismo análisis propuesto anteriormente, con la diferencia de que ahora se trabaja con una carga relativamente pequeña, lo que evita el uso de un transistor de alta demanda. Por ello, se cambia el transistor TIP31 por un 2N2222, ajustando así la ganancia de operación.

Para este transistor, su ganancia es función de la carga del colector. Dado que la demanda de corriente es baja y para evitar cualquier falla, utilizamos la ganancia correspondiente a la mayor demanda de corriente, que es de 500 mA, resultando en un valor de ganancia de 40 unidades (ON Semiconductor, 2006). A diferencia del caso anterior, ahora proponemos el valor de la resistencia y determinamos si la corriente permitida en el colector excede o es mucho menor a la necesaria. Esto se propone debido a que la demanda de corriente es mínima; en caso contrario, se deberá realizar el análisis para determinar la resistencia de la base.

La resistencia propuesta es de 10 [kΩ], debido a su valor comercial accesible y su idoneidad para una señal de activación de 5 volts. Calculando el valor de la corriente del colector resultante, obtenemos el siguiente resultado:

$$I_B = \frac{v_f - 0.7}{R_1}$$

$$I_B = \frac{5 - 0.7}{10000} = 4.3[mA]$$

$$I_c = I_B h_{FE}$$

$$I_c = (4.3 * 10^{-3}) * 40 = 172 [mA]$$

Al obtener los resultados, se verifica que el valor propuesto de la resistencia cumple con las demandas necesarias para el correcto funcionamiento del transistor, cubriendo así la parte de diseño correspondiente al suministro del relevador de precarga.

3.2.3 Control de apertura AIR'S

Procedemos a realizar los cálculos para la apertura de los relevadores AIR's los cuales requieren los siguientes parámetros de diseño documentado de su hoja de especificaciones TE Connectivity. (2013).

- Voltaje de bobina: 12[v]
- Corriente de bobina: 1[A]
- Corriente máxima de contacto: 500[A]

Definiendo como 1 [A] la corriente que atravesara por el transistor, iniciamos el análisis para obtener la resistencia de la base acorde al diagrama base mostrado en la figura 20. A diferencia del primer caso, utilizaremos un transistor PNP con el fin de que el embobinado aterrice a tierra. Estos transistores operan cambiando la dirección de la corriente; si detectan corriente en la dirección de la base al emisor, no funcionarán. Por lo que será necesario fluir la corriente desde el emisor hacia la base para permitir el flujo del colector hacia el emisor.

De manera similar al relevador de precarga, se propone una configuración Darlington cuya función principal es establecer una conexión a tierra o voltaje, con el objetivo de cerrar o abrir el transistor de mayor demanda de corriente. El análisis se realizará utilizando el mismo método usado para los relés de precarga: primero se calculará la resistencia de base del transistor de mayor demanda y, una vez obtenido este dato, se determinará el valor del segundo transistor. La configuración detallada se presenta en la figura 20.

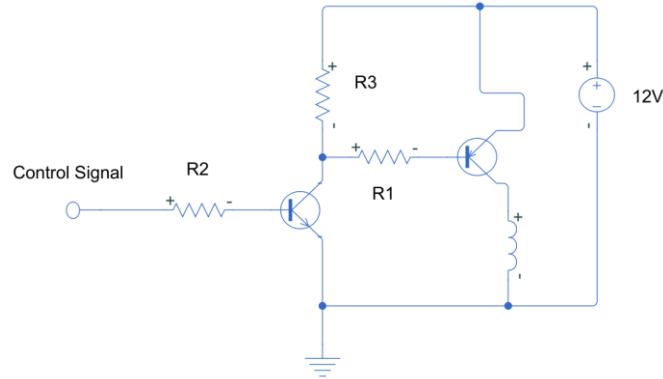


Figura 21. Circuito modelo para el control de apertura de los AIR's

Para seleccionar un transistor adecuado que soporte la corriente necesaria para activar los AIR's, proponemos el uso del componente TIP32. Este es un transistor PNP con una capacidad de corriente de operación de hasta 3 [A]. Dado que no se requiere utilizar toda su capacidad, limitamos la corriente a 1.5 veces la corriente de carga necesaria.

De acuerdo con sus especificaciones, la ganancia del TIP32 es de 50 unidades para demandas altas de corriente. Utilizando estas especificaciones, aplicamos las ecuaciones pertinentes para determinar el valor de la resistencia, obteniendo los siguientes resultados:

$$v_f = v_{BE} + v_{R1}$$

$$12 = 0.7 + I_B R_1$$

$$I_B = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{1.5}{50} = 0.03$$

$$R_1 = \frac{12 - 0.7}{0.03} = 376[\Omega] \approx 330[\Omega]$$

Ajustamos la resistencia obtenida a un valor comercial calculando nuevamente la corriente en el colector siendo de 1.71 [A], cumpliendo con la demanda para la bobina.

De acuerdo con la Figura 20, es necesario determinar la resistencia R3, también conocida como resistencia de empuje. Esta resistencia, al cerrar el circuito de control mediante la configuración Darlington, permitirá el flujo de corriente tanto en la base del TIP32 como en el colector del transistor de control.

Sabiendo que dos flujos de corriente pasarán por el transistor de control, definimos una resistencia de 10 [kΩ] para evitar que una corriente alta atravesase el colector de control. Suponiendo que el sistema opera a una tensión constante de 12 [V], es posible calcular la corriente que atravesará el colector.

$$I_c = I_{R3} + I_{R1}$$

$$I_c = 1.2 [mA] + 34 [mA] = 35.2 [mA]$$

En cuanto al transistor de control, utilizaremos el mismo componente que en el sistema de precarga, el 2N2222, ya que cumple con las mismas condiciones de trabajo. Por lo tanto, usaremos los mismos valores de ganancia, que son de 100 unidades para una corriente en el colector de 100 mA.

Finalmente, es necesario determinar la resistencia R2 de la Figura 20. Sabemos que debemos suministrar al menos una corriente de 35.2 mA a través del colector, por lo que utilizaremos el siguiente modelo:

$$v_f = v_{BE} + I_B R_2$$

$$v_f = v_{BE} + \frac{I_c}{h_{fe}} R_2$$

$$R_1 = \frac{h_{fe}(v_f - v_{BE})}{I_c}$$

$$R_1 = \frac{50 * (12 - 0.7)}{0.0352} = 16\,051 [\Omega]$$

Ajustamos la resistencia a la más comercial posible siendo de 16[kΩ] donde sabemos que cumplimos la demanda mínima de corriente necesaria para que el circuito de control de los AIR's funcione correctamente.

3.2.4 Control de apertura de descarga

Procedemos con el control del sistema de descarga, recordando su modo de operación. Este sistema debe utilizar un relé en configuración NC (normalmente cerrado) con el objetivo de que su activación ocurra cuando el sistema esté apagado. Debido a esta configuración, no es necesario un sistema de seguridad adicional para este relé. Es suficiente con establecer una referencia clara a tierra en caso de alguna desconexión colando una resistencia en la base. La configuración descrita anteriormente se presenta en la figura 21.

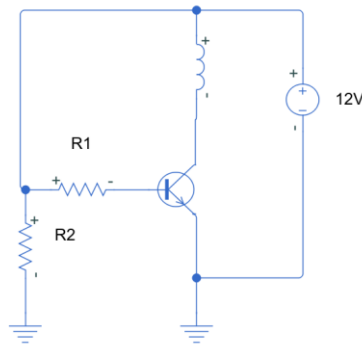


Figura 22. Circuito preliminar para el relevador de descarga

Siguiendo la metodología utilizada hasta el momento, determinamos que la corriente necesaria para el relé de descarga es de 50 [mA]. Para garantizar el funcionamiento adecuado del componente, permitiremos el doble de esta corriente. Debido a este factor de seguridad y considerando que se trata de uno de los relés principales del sistema, utilizaremos un TIP31 para el control de apertura.

Conociendo la demanda de corriente, procedemos a determinar la resistencia de la base. Posteriormente, realizaremos la selección de la resistencia comercial más cercana a los valores obtenidos en nuestros cálculos.

$$I_B = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{0.1}{25} = 4 \text{ [mA]}$$

$$R_1 = \frac{12 - 0.7}{0.004} = 2825[\Omega] \approx 2.7[\text{k}\Omega]$$

$$I_B = \frac{12 - 0.7}{2700} = 4.18[\text{mA}]$$

$$I_c = 0.00418 * 25 = 104 \text{ [mA]}$$

Una vez confirmados los cálculos, se propone utilizar una resistencia de referencia con un valor alto, ya que su función principal será servir como referencia. De esta manera, evitamos consumir más corriente de la necesaria para este sistema. Por lo tanto, se elige una resistencia de 1 [kΩ].

3.2.5 Temporizador de apertura de relevadores

Según la Figura 12, es necesario activar tres relés de manera inmediata cuando el sistema se energiza. Estos relés corresponden al relé de descarga, evitando su funcionamiento, al relé de precarga y al AIR en la terminal negativa, permitiendo el flujo de corriente entre el acumulador y el controlador. Comenzando con la carga del capacitor del controlador.

Además, siguiendo el análisis del sistema de precarga y descarga, es crucial ajustar un intervalo de tiempo para la carga del capacitor. Aquí es donde se debe establecer un temporizador para ejecutar dicha secuencia de manera adecuada. Esta secuencia debe respetarse mediante el siguiente comportamiento:

- Activación inmediata de los tres relés al energizar el sistema.
- Permitir el flujo de corriente entre el acumulador y el controlador a través del AIR en la terminal negativa.
- Activación del relé de precarga para iniciar la carga del capacitor del controlador.
- Ajuste del temporizador para garantizar que el capacitor se cargue en el tiempo adecuado.

Esta configuración asegura que el sistema opere de manera eficiente y segura.

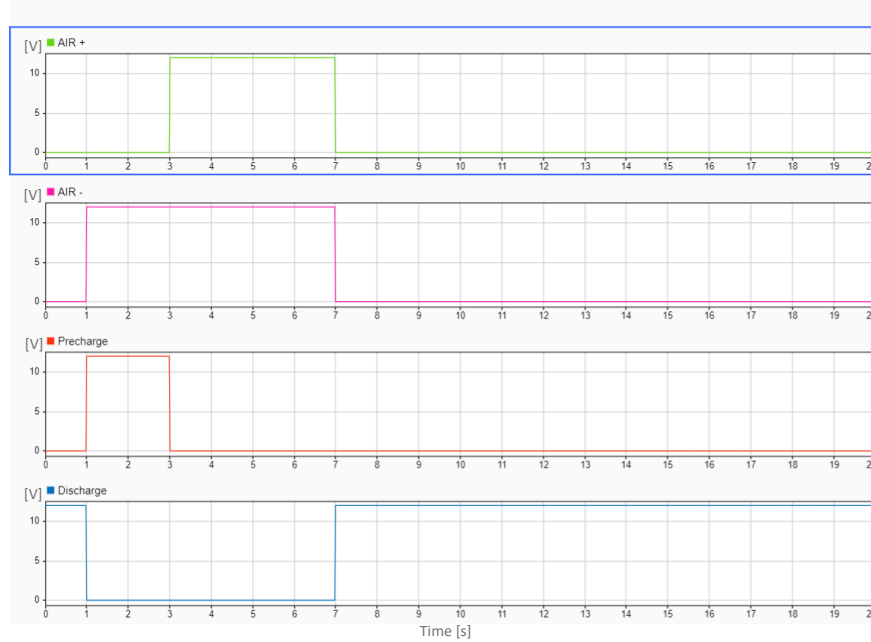


Figura 23. Comportamiento del sistema de precarga y descarga acorde a la energización del sistema

El comportamiento propuesto en la Figura 22 muestra un retraso de un segundo en el que el sistema no se encuentra energizado. Transcurrido ese tiempo, se activan los relés de precarga, AIR negativo y descarga. Durante los siguientes dos segundos, el relé de precarga permanece encendido para luego desactivarse, momento en el cual se activa el AIR positivo. Se observa un comportamiento inverso claro entre el AIR positivo y el relé de precarga.

Una vez que el AIR positivo está activado, el sistema procede a una desenergización del circuito, simulando el apagado del vehículo. Esto se muestra en el segundo siete, donde se observa que todos los relés se desactivan, permitiendo que el relé de descarga comience a descargar el capacitor del controlador.

Este comportamiento secuencial asegura una operación controlada y segura del sistema, permitiendo una transición suave entre los estados de energización y desenergización.

Para la configuración del temporizador, utilizaremos las expresiones del circuito IMD-BMS. En este caso, se empleará un temporizador 555 en configuración monoestable, con un capacitor de 470 [μF] y un tiempo mínimo de 2 segundos. Con estos datos, podemos determinar la resistencia necesaria para cumplir con el temporizador.

Una vez calculada la resistencia, ajustaremos el valor al más cercano disponible en el mercado.

$$R_{tr} = \frac{T}{1.1C} = \frac{2}{1.1 * (470 * 10^{-6})} = 3868.47[\Omega] \approx 3.9[k\Omega]$$

$$T = 1.1 * C * R_{tr} = 1.1 * (470 * 10^{-6}) * 3900 = 2.01[s]$$

Tras ajustar la resistencia comercial, determinamos que no impacta directamente en el tiempo de precarga, permitiendo asignar el valor de resistencia propuesto para el temporizador. Una vez completada la etapa de retraso, procedemos a generar un sistema automático de un solo tiempo en el disparo del trigger, utilizando la misma configuración que en el circuito IMD-BMS para que el temporizador realice el disparo solo una vez por energización.

Por último, para complementar la interacción entre el relé de precarga y el AIR de la terminal positiva, se podría utilizar una compuerta NOT. Sin embargo, dado que el empaquetado de una compuerta NOT es bastante amplio y solo se requiere una compuerta, la decisión de utilizar un integrado con esta compuerta resulta ineficiente en términos de espacio. Por esta razón, preferimos utilizar un transistor y una resistencia para realizar el cambio de lógica.

Planteando los comportamientos anteriores, obtenemos el siguiente circuito:

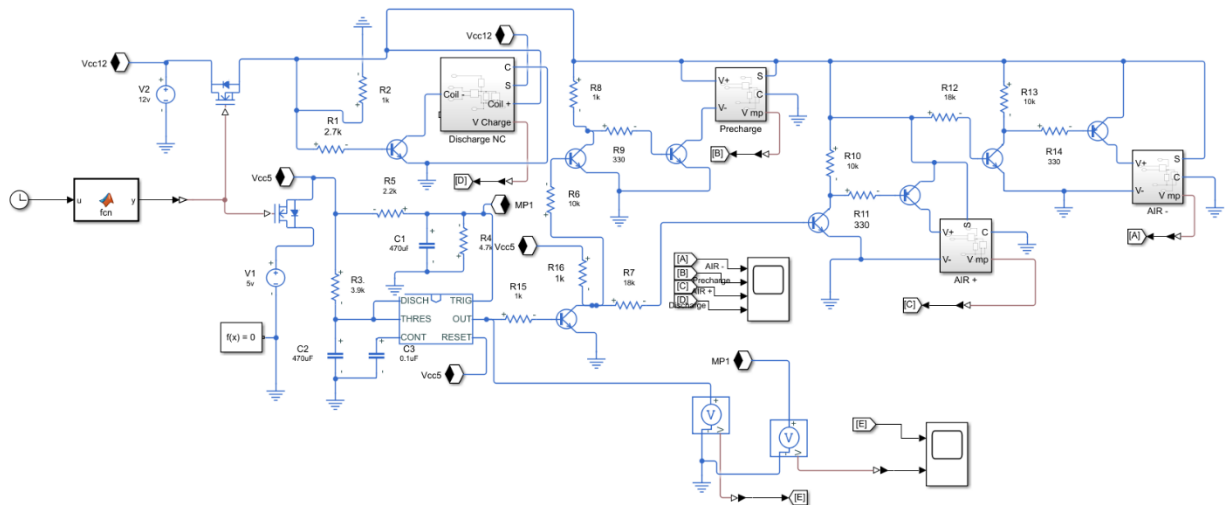


Figura 24. Circuito de precarga y descarga

La Figura 23 representa el circuito encargado de controlar los relés de precarga y descarga. En la simulación se presentan dos MOSFET; sin embargo, uno de ellos será reemplazado por un regulador de voltaje, el cual se encargará de alimentar al temporizador. El otro MOSFET funcionará como un interruptor de control para cuando el sistema sea energizado.

El resultado de la simulación lo presentamos en la figura 24, donde se visualiza enclavamiento de los contactos de los relés acorde a una secuencia de encendido definido.

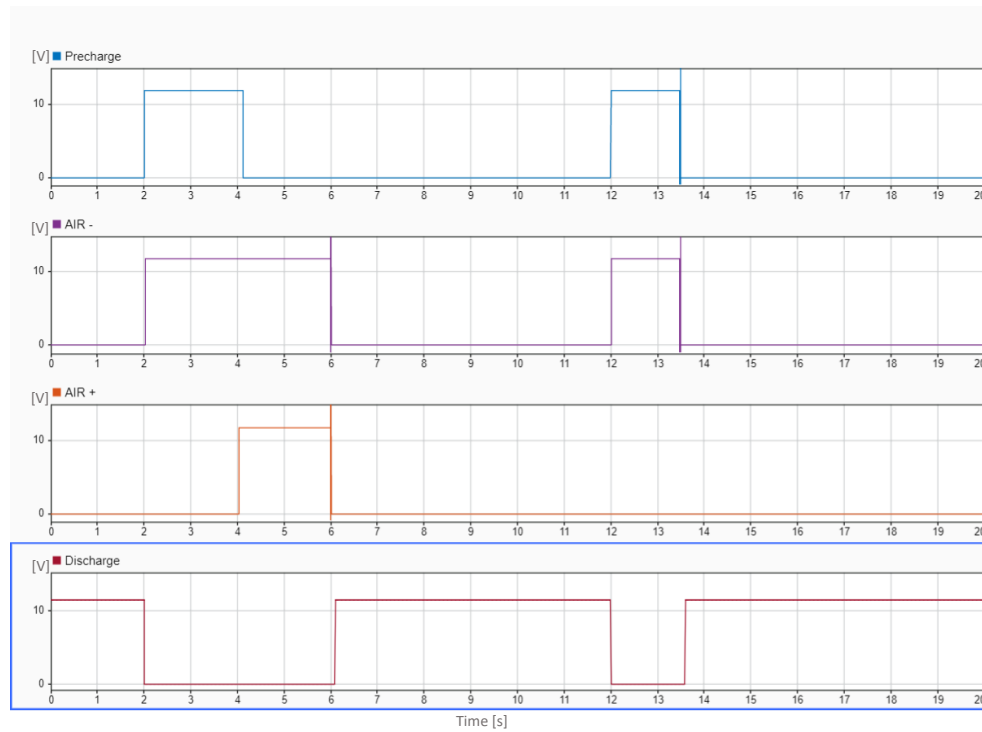


Figura 25. Resultado final de energización de los relés de precarga y descarga

En la simulación se propuso una energización después de 2 segundos seguido de una desenergización en el segundo 6. Al encender el sistema, observamos el comportamiento esperado de todos los relés. Una vez completado el ciclo de encendido de los relés, como se muestra en la Figura 24, encendemos nuevamente el sistema en el segundo 12, pero ahora solo durante un periodo de 1.5 segundos. Esto se hace con el propósito de demostrar que el AIR en la terminal positiva no se energizará, dado que no se completó la etapa de precarga, mostrando de esta manera un comportamiento correcto del sistema.

Comprobado el desempeño del circuito en la simulación, procedemos a realizar tanto el diagrama de circuitos como la placa manufacturada. Cabe destacar que al sistema se le agregó un regulador de voltaje para alimentar al temporizador.

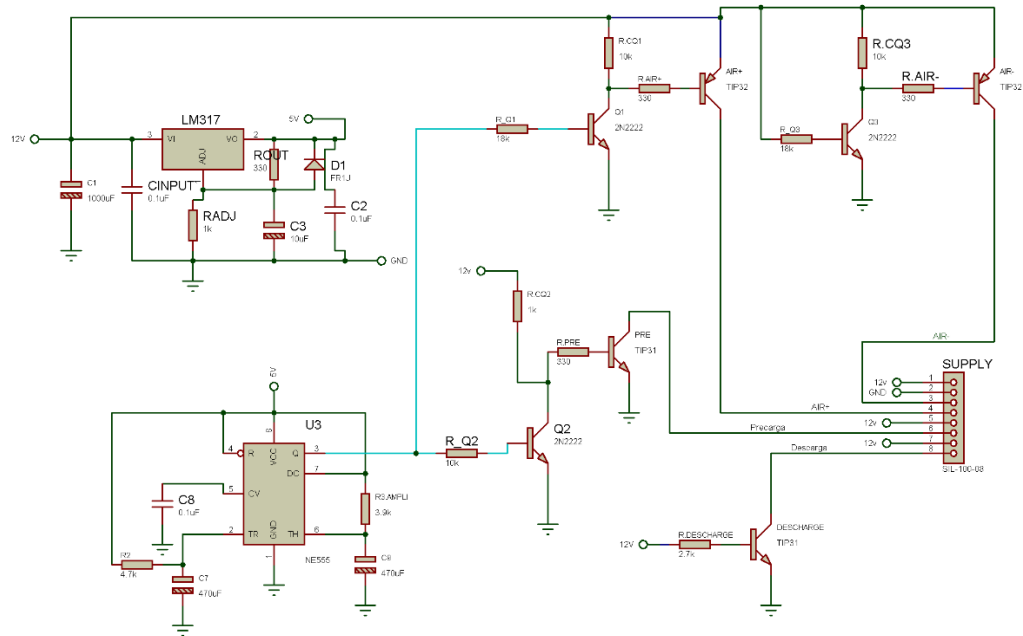


Figura 26. Diagrama del circuito de precarga y descarga de cada uno de sus circuitos comerciales

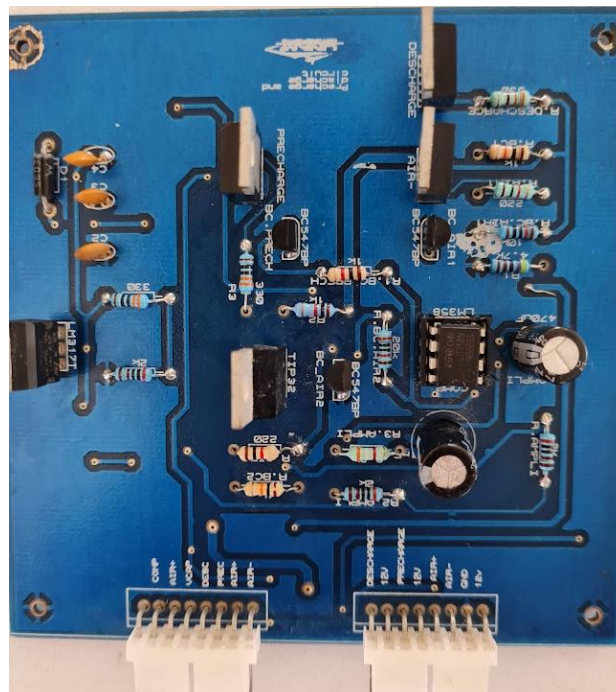


Figura 27. Prototipo del circuito de precarga y descarga.

3.3 Circuito de TSAL

La seguridad del piloto y de todo el equipo de trabajo alrededor del vehículo es una de las prioridades para un sistema de control enfocado en la integridad de los componentes y humanos. En el caso de los vehículos eléctricos, se al utilizar voltajes superiores a los 100 [V], lo cual puede ser bastante peligroso para el ser humano. Por esta razón, el vehículo, por seguridad debe indicar cuando está operando con alto voltaje. En otras palabras, cuando el sistema de precarga es accionado y comienza a generar corriente del acumulador al motor, es mandatorio mostrar una alerta o indicador de man2era que sea visible a su alrededor.

Este indicador, conocido por sus siglas en inglés como TSAL (Tractive System Active Light) establecido por SAE, debe estar activo en todo momento para indicar el estado del prototipo. Debido a que los vehículos eléctricos no generan ruido, se requiere de indicar cuando el vehículo se encuentra en operación. Por ello, SAE opta por utilizar una luz roja parpadeante, con una frecuencia de alrededor de 1 a 5 [Hz] que sea visible por el ojo humano, para indicar que el paquete de baterías se encuentra suministrando corriente de alto voltaje a

Por otro lado, cuando no exista algún peligro, se debe indicar de tal manera que las personas y del piloto cercanos al vehículo sepan que no existe algún riesgo inmediato. En este caso, SAE establece que, con una luz verde sin parpadear debe de ser suficiente, la cual debe estar encendida en todo momento hasta que se accione el tren de potencia.

Establecido el modo de operación del TSAL, debemos definir el sistema encargado de realizar esta tarea. Para ello, se establece un diagrama en el más alto nivel de abstracción que nos ayudará a definir las entradas y salidas, y posteriormente establecer la lógica y los componentes capaces de realizar la tarea.

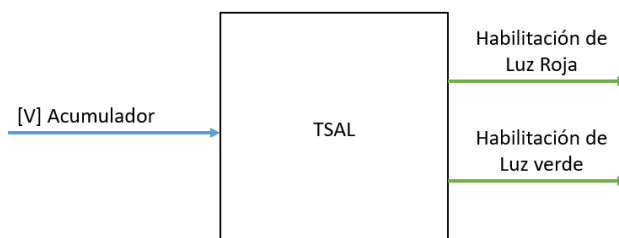


Figura 28. Nivel de abstracción más alto para el sistema TSAL

Tal y como se muestra en la figura 27, el sistema parece bastante sencillo. Sin embargo, al analizar los aspectos previamente planteados sobre la interacción de alto y bajo voltaje con el usuario, es donde se encuentra la complejidad. Comenzando con la entrada, hablamos de alto voltaje, mientras que las salidas del sistema son señales de bajo voltaje. Dado que no es posible tener una interacción directa entre señales de alto y bajo voltaje, definimos que las señales de salida son suministradas por bajo voltaje para la habilitación de las respectivas luces del TSAL.

En cuanto a la señal de entrada, se debe diseñar contemplando factores críticos como un cortocircuito. Al ser una línea conectada directamente entre el acumulador y el controlador, la corriente que pase por el circuito debe ser mínima. Cualquier posibilidad de un cortocircuito que pueda permitir el paso de más de 1 [A] debe ser controlada, así como aislar los voltajes con los cuales interactuarán. Además, se debe recibir una respuesta inmediata cuando el vehículo se encuentre en KeyOn y proporcionar una señal relativamente alta cuando en el controlador existan más de 60 [V], siendo este voltaje considerado como el límite máximo

de bajo voltaje. Una vez sobrepasado este umbral, se considera alto voltaje y esto debe advertirse de manera inmediata.

Considerando los puntos importantes en el diseño de este circuito, dividimos el problema en dos subsistemas: uno encargado de seleccionar entre encender la luz de bajo voltaje o alto voltaje, y otro exclusivamente dedicado a monitorear el voltaje umbral del controlador. A estos subsistemas los denominamos TSAL de Control y TSAL de Potencia, respectivamente.

3.3.1 TSAL Potencia

Contemplando los factores de diseño establecidos previamente, debemos cumplir con las siguientes especificaciones:

- Ser capaz de detectar un umbral superior a 60 [V] en la alimentación de alto voltaje del controlador.
- Mantener un aislamiento entre bajo voltaje y alto voltaje.
- Implementar medidas contra cortocircuitos superiores a 1 [A].

El principal desafío es cómo lograr la detección de 60 [V], ya que estos son voltajes bastante altos dentro de la lógica analógica y digital. Al ser una terminal conectada directamente al acumulador, este sistema no debe consumir una corriente mayor a 100 [mA], ya que esto representaría una carga representativa para el acumulador y afectaría directamente a la capacidad amperaje hora. Inicialmente, se consideró una configuración de diodo Zener y resistencia funcionando como regulador de voltaje a 5 [V]. Sin embargo, esta propuesta fue descartada debido a la gran disipación de calor que la resistencia tendría que soportar, ya que no solo se contemplaba reducir el voltaje, sino también alimentar a los componentes de control encargados de monitorear el voltaje.

Por otro lado, los amplificadores operacionales resultaban ser una alternativa factible en modo comparativo dado que garantizarían la detección de voltaje en cualquier régimen, sin embargo, al tener que interactuar con alto voltaje, resultaba un riesgo en caso de que llegase a fallar el componente generando un posible riesgo hacia el piloto.

Durante la lluvia de ideas para diseñar el circuito decidimos una configuración de transistores como los MOSFET debido a sus características de funcionamiento como interruptores, junto con un arreglo de resistencias en serie, de tal manera que la disipación de energía fuese distribuida sin generar tanto calor pudieran funcionar como indicadores de voltaje.

Dentro de la gran variedad de transistores se seleccionaron los MOSFET dado que operan principalmente con voltaje, evitando altas corrientes como en el caso de los transistores convencionales, y tienen una gran capacidad de manejo de voltaje entre sus terminales S (Source) y D (Drain), lo que los convierte en el componente ideal para esta operación.

Para toda la gama de MOSFET, se realizó una selección considerando factores como el voltaje máximo de operación, el tipo de canal, y las condiciones de umbral donde el componente detecta un flanco positivo para poder ser activado. Recordando que este sistema va a estar conectado directamente al acumulador del vehículo, necesitamos que al menos el MOSFET garantice una operación de 220 [V] mínimo. Además, al ser un circuito de monitoreo, evitamos operar a altas corrientes para minimizar el drenaje del paquete de baterías con el uso de las resistencias en serie.

Todas estas consideraciones nos llevaron a seleccionar el MOSFET IRF730 de tipo N, con una alta capacidad de voltaje entre sus terminales S y D de hasta 400 [V], así como con un umbral de operación en su compuerta N entre 2 y 4 V, trabajando con una corriente mínima de 250 [μA] (International Rectifier, 2020).

Seleccionado el componente principal de operación que funcionará como interruptor, procedemos a analizar la curva de energización del controlador durante el periodo de precarga. Esta curva se muestra en la figura 14 y nos proporciona una referencia tanto del valor mínimo como máximo de voltaje que adquiere el controlador, que va desde cero volts hasta 214.5 [V]. Recordando los límites de seguridad en relación al voltaje, tenemos que a partir de 60 [V] se considera como alto voltaje, estableciendo así nuestro límite superior.

Dado que se desea una activación del MOSFET cuando el controlador se encuentre por encima de 60 [V] y considerando que el umbral de operación del componente es de 2 [V], acorde a su hoja de especificaciones, realizamos una relación lineal para determinar la ganancia necesaria para la reducción de voltaje, de manera que no se dañe el puerto G.

$$G_G = \frac{v_{GMax} - v_{GMin}}{v_{ref} - 0}$$

$$G_G = \frac{2 - 0}{60 - 0} = 0.033 \approx 0.034$$

Se obtuvo una ganancia de 0.034 unidades y al compartir la misma pendiente o punto de inicio la ecuación que describirá la reducción de voltaje para la entrada G del mosfet se definirá como:

$$v_G = 0.034 v_{Acc}$$

Debido a la cantidad de restricciones en cuanto a componentes nos vemos en la necesidad de utilizar un divisor de voltaje resistivo representado por el siguiente circuito.

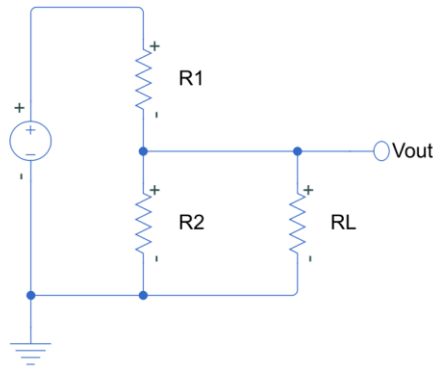


Figura 29. Divisor de voltaje para activación del MOSFET.

En la figura 28, observamos un arreglo de tres resistencias: dos en paralelo y una tercera, denominada R1, en serie con el conjunto paralelo. En el nodo de unión de todas las resistencias se encuentra el voltaje de salida. Esta configuración se puede expresar de dos formas principales.

$$v_{out} = v_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$v_{out} = v_{in} \frac{(R_2 || R_L)}{R_1 + (R_2 || R_L)}$$

En la primera ecuación presentada anteriormente, se establece el comportamiento del voltaje en el nodo principal, despreciando la carga del componente que recibirá el voltaje de salida. Con la segunda ecuación, se plantea una carga lo suficientemente significativa como para tener que contemplarla en los cálculos. Al saber que se requiere como mínimo una corriente de 250 [μA] en la terminal G del MOSFET para su activación, y dado que no consume una gran cantidad de corriente, podemos despreciar la carga que consumirá. Esto nos da la libertad de realizar el cálculo con la primera ecuación presentada.

Anteriormente, se calculó la expresión de la relación lineal entre el voltaje del acumulador y el voltaje de entrada en el puerto G. La ganancia obtenida en la ecuación del voltaje en la entrada G nos ayudará a definir el arreglo de resistencias en modo de divisor de voltaje, proponiendo una de ellas para posteriormente determinar la segunda. El análisis debe seccionarse en dos eventos: cuando el voltaje en el controlador se encuentra exactamente a 60 [V] y cuando está a su máxima capacidad. El objetivo es evaluar el consumo de corriente en ambos casos, así como la potencia a la cual estarán trabajando, definiendo así el tipo de resistencia a utilizar.

Comenzando con el análisis, requerimos que se cumplan dos condiciones al mismo tiempo: obtener al menos 250 [μA] a 60 [V], mientras que el voltaje en el divisor cumpla con la ganancia correspondiente.

A continuación, se presentan las dos expresiones necesarias para determinar el valor de las resistencias a utilizar.

$$0.34 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$v_{in} = i (R_1 + R_2)$$

Sustituimos tanto el voltaje como la corriente del evento, siendo 60 [V] y 500 [μA], agregando un factor de seguridad de dos a la corriente para garantizar la energización del MOSFET a bajo voltaje. Reorganizamos las ecuaciones, obteniendo las siguientes expresiones.

$$0.34R_1 - 0.66R_2 = 0$$

$$0.0005R_1 - 0.0005R_2 = 60$$

El resultado de dicha expresión nos otorga un valor de 116 [kΩ] para R1, mientras que para R2 el valor obtenido es de 4 [kΩ]. Procedemos a realizar los cálculos de potencia en la resistencia obtenida cuando el voltaje del acumulador se encuentra en su máxima capacidad, con el fin de determinar la configuración y verificar que no se exceda un consumo de corriente significativo desde el acumulador.

$$214.5 = i (116000 + 4000)$$

$$i = \frac{214.5}{116000 + 4000} = 1.78 \text{ [mA]}$$

$$P_{R1} = 116000 * 0.00178^2 = 0.368 \text{ [w]}$$

$$P_{R1} = 4000 * 0.00178^2 = 0.0127 \text{ [w]}$$

Notamos que la potencia en R1 se encuentra por encima del medio watt, por lo que es necesario utilizar una resistencia de al menos un watt dado que para este circuito en especial se requiere un diseño robusto. Sin embargo, el poder encontrar una resistencia que cumpla con ambos requisitos: potencia y valor resistivo, incrementaría significativamente el gasto. Por esta razón, se optó por utilizar una configuración de resistencias en serie para distribuir la potencia, como se muestra en el siguiente diagrama.

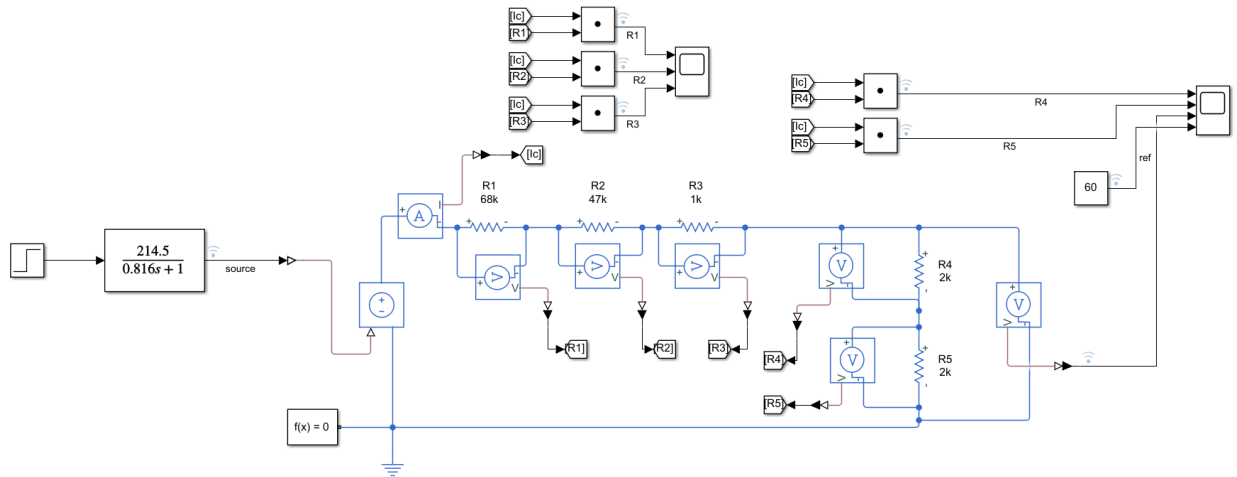


Figura 30. Configuración del divisor de voltaje para la detección de alto voltaje en la TSAL

La figura 29 muestra la representación del arreglo de resistencias para la entrada G del MOSFET, considerando el comportamiento de precarga hacia el controlador. Se añadieron medidores en cada una de las resistencias para determinar la máxima potencia en ellas, así como un medidor en la referencia para verificar si se cumple el voltaje mínimo en el puerto G cuando el voltaje del acumulador se encuentra a 60 [V]. A continuación, se presenta el comportamiento del sistema propuesto anteriormente.

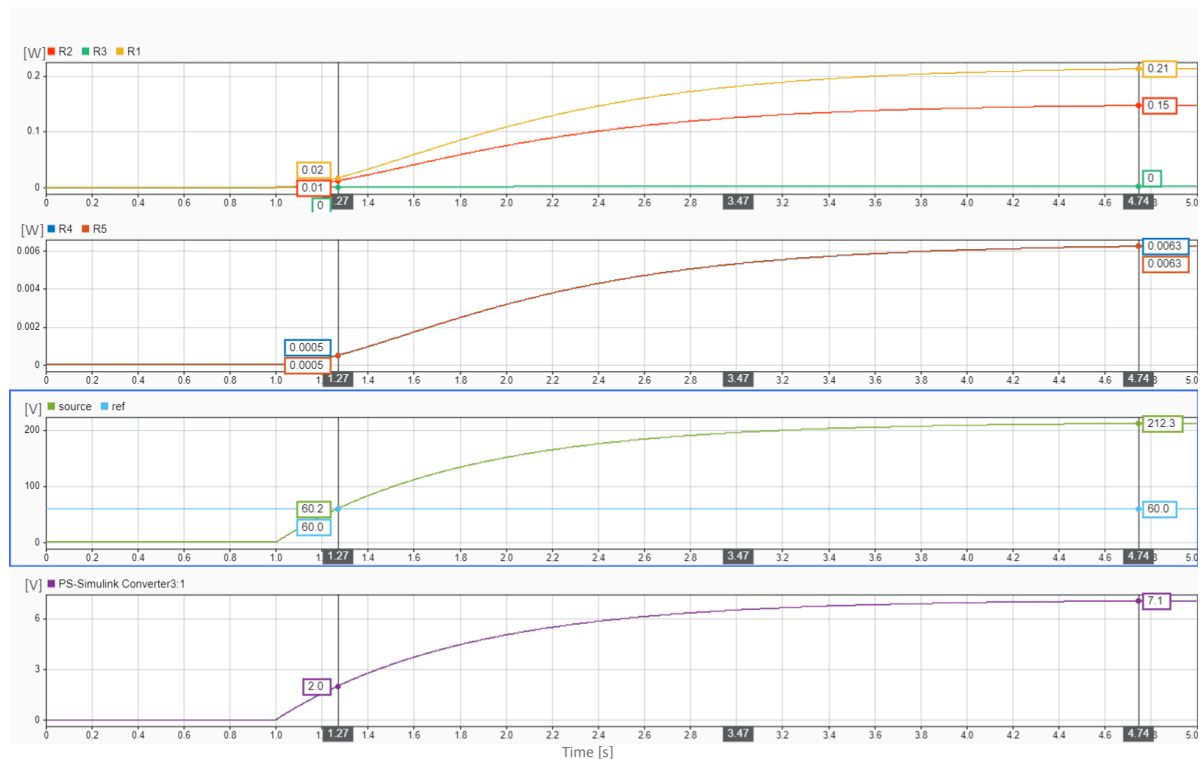


Figura 31. Respuesta del sistema de detección de alto voltaje en el circuito TSAL

El arreglo de resistencias propuesto disminuye considerablemente la potencia que debe soportar un par de resistencias. Esto se observa particularmente en la resistencia uno, que debe soportar mayor potencia cuando el acumulador se encuentra completamente energizado. En el caso de las demás resistencias, se presenta una notoria disminución en la disipación conforme avanza la corriente en el circuito. Por lo tanto, la potencia de la resistencia que se utilizará para el diseño de la placa PCB será de un cuarto de watt, exceptuando la primera resistencia, la cual propondremos de medio watt, considerando un factor de seguridad en la disipación de calor.

Cumpliendo el objetivo de crear un umbral de operación para el MOSFET, se procede a diseñar el disparo que dará pauta a encender la TSAL, sin perder de vista el aislamiento entre bajo voltaje y alto voltaje. Para respetar este aislamiento, es necesario el uso de un componente intermediario capaz de realizar esta tarea, siendo el optoacoplador una opción viable (Smith & Brown, 2010).

Utilizaremos el optoacoplador 2N25, elegido tanto por su capacidad de aislamiento como por su versatilidad en la corriente de operación del diodo emisor, siendo una parte crucial al momento de comenzar a operar (Johnson, 2015). En cuanto al diagrama del circuito, basta con señalar un arreglo de resistencias para disminuir el voltaje del acumulador y consolidar una corriente baja, evitando un desgaste en el acumulador.

El circuito de reducción de voltaje consta de una configuración de resistencia y diodo LED. Siendo nuestro diodo LED el emisor del optoacoplador, debemos considerar las características mínimas de operación del LED infrarrojo para un voltaje de 60 [V] y evitar exceder sus capacidades cuando el voltaje se encuentre en su máximo rango de operación (Henderson & Rice, 2018).

Se realizan dos cálculos a partir de un modelo en serie con estos dos componentes, teniendo en consideración los voltajes y corrientes mínimos del emisor. Los resultados obtenidos son los siguientes:

	Voltaje [v]	Corriente [mA]
Mínimo para 60 [v]	1.2	1
Máximo para 214.5 [v]	5	50

$$R = \frac{v_{in} - v_D}{i}$$

Seleccionamos el caso mínimo con los valores respectivos de V_D , agregando un factor de seguridad del doble para garantizar la activación del diodo emisor. De esta manera, obtenemos el valor de la resistencia a utilizar.

$$R = \frac{60 - 1.2}{0.002} = 29.4k\Omega \approx 30k\Omega$$

Obtenido la resistencia a utilizar se procede a determinar el consumo de corriente cuando se tiene la máxima capacidad de voltaje dentro del acumulador.

$$i = \frac{214.5 - 1.2}{30} = 7.11 [mA]$$

El resultado de los cálculos obtenidos determina una correcta operación dentro de los límites del optoacoplador, además de un mínimo consumo de corriente, evitando así una carga significativa a las celdas dentro del acumulador. Completada la fase de consumo de corriente, procedemos a analizar el consumo de potencia en cada una de las resistencias. El objetivo es proponer un arreglo serie-paralelo que cumpla con la demanda de corriente y al mismo tiempo garantice una correcta distribución de la potencia, generando como consecuencia una menor disipación de energía en forma de calor en las resistencias.

Se propusieron diferentes arreglos, iterando para encontrar la mejor distribución de potencia, asegurando el uso de resistencias comerciales con una potencia de un cuarto de watt. Se cuidó no depender de resistencias poco comunes, lo que podría resultar en un elevado precio o falta de disponibilidad en México.

Las primeras propuestas se basaron en arreglos en serie con resistencias de 1.5 [kΩ], logrando una excelente distribución en la disipación de energía. Sin embargo, el número de resistencias aumentaba, incrementando el espacio requerido dentro de la placa, así como el costo de las resistencias.

Se optó por un arreglo de 10 resistencias de 3 [k Ω], encontrando un incremento en la disipación, pero disminuyendo el número de resistencias a utilizar. Los resultados finales se sometieron a simulación para verificar el comportamiento del circuito a lo largo del tiempo.

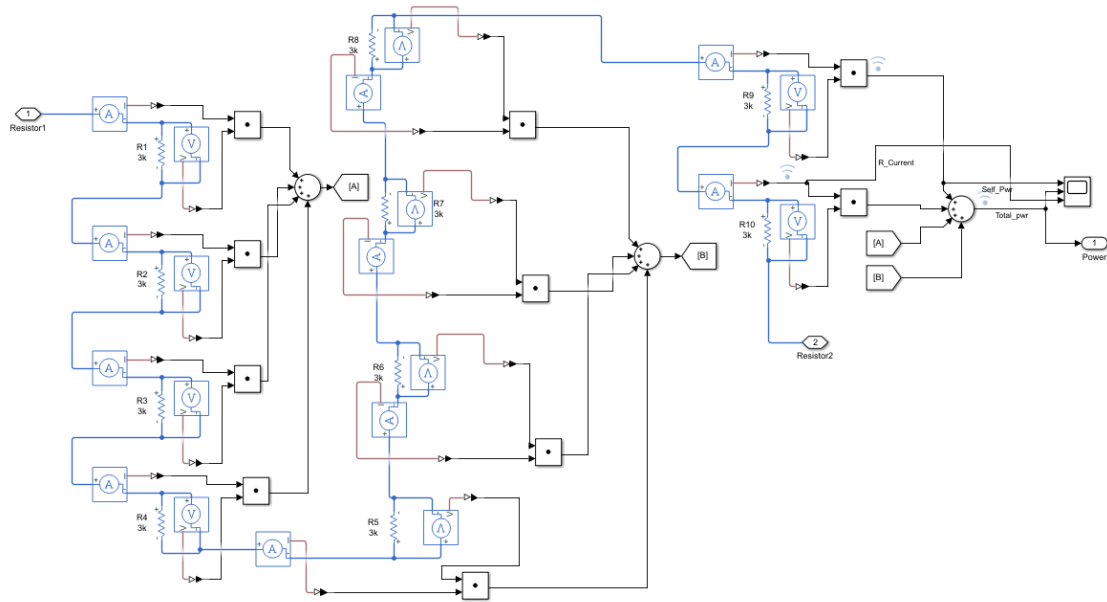


Figura 32. Simulación de distribución de potencia en arreglos de resistencia para el circuito TSAL

Dicha simulación se seccionó en varias señales: la corriente que atraviesa todo el arreglo de resistencias y el consumo de potencia de una de las resistencias. No fue necesario analizar cada una de ellas, dado que, al ser del mismo valor, todas tendrán la misma disipación de energía. Por último, se consideró la potencia total de todo el arreglo. En este sistema, la entrada es el voltaje del acumulador hacia el controlador en la etapa de precarga, obteniendo el siguiente resultado.

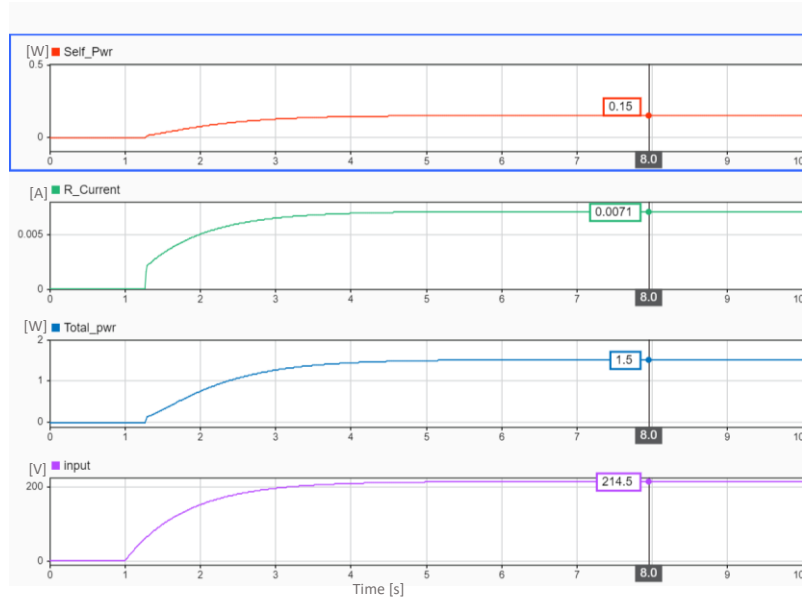


Figura 33. Verificación del desempeño total del sistema de detección de alto voltaje para el circuito TSAL

Concluido con el análisis final de en la sección de reducción de voltaje de acumulador por medio de resistencias, procedemos a analizar todo el circuito completado, cabe señalar que al final del colector del opto acoplador se agregó una resistencia de 30[kΩ] dado que solo será una señal de bajo voltaje encargada de fungir como disparador para la placa de TSAL control siendo la responsable del cambio de color en los LEDs.

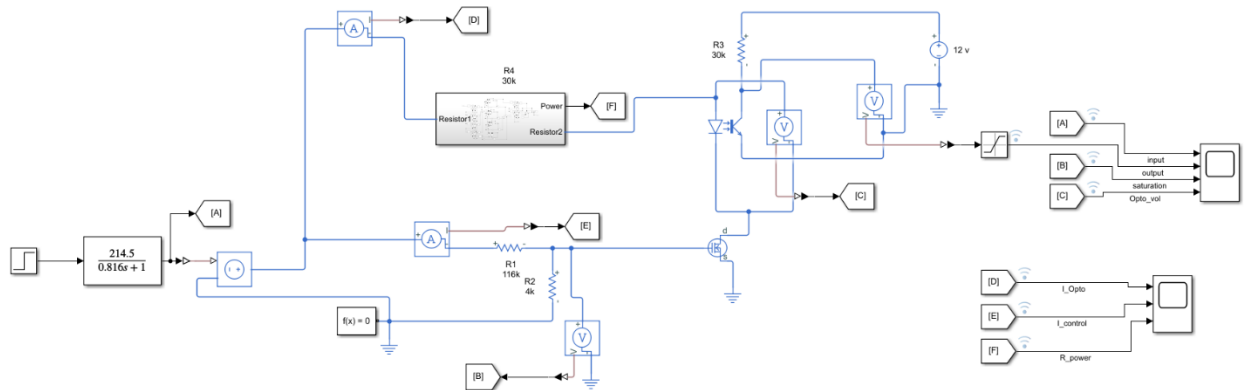


Figura 34. Simulación de la integración del circuito de detección de alto voltaje de TSAL

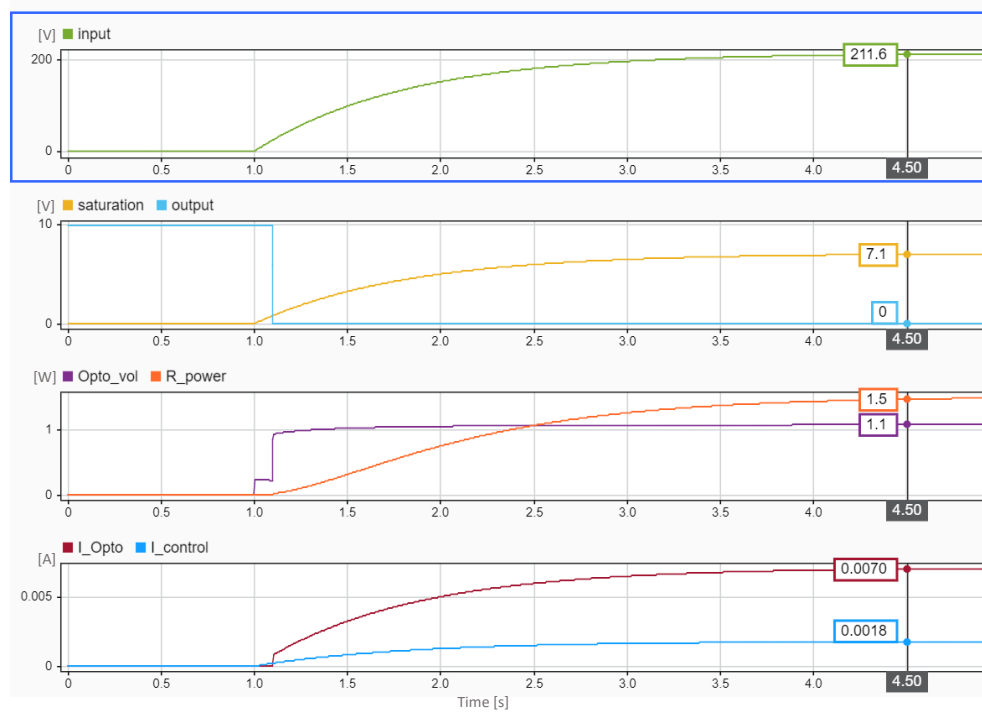


Figura 35. Resultado final del comportamiento del circuito TSAL

3.3.2 Circuito TSAL Control

Como se mencionó anteriormente, el circuito de TSAL se divide en dos partes. La primera se desarrolló previamente y se conoce como TSAL potencia, que abarca toda la lógica con alto voltaje. Por otro lado, TSAL control es el circuito encargado de controlar el cambio de color en la lámpara LED ubicada en la parte superior del vehículo. Esta luz será la encargada de indicar a las personas que se encuentran alrededor el estado de movimiento del vehículo, siendo verde cuando no hay energización de baterías al motor y rojo en el caso contrario.

Recordando los requisitos propuestos en el diseño de la TSAL, la luz roja debe oscilar a una frecuencia de al menos 1 [Hz], mientras que la luz verde debe mantenerse encendida en todo momento, acorde a SAE. Al necesitar un oscilador, el primer componente propuesto sería un temporizador NE555, utilizado anteriormente en su configuración monoestable. Ahora será necesario utilizarlo en su función de oscilador, conocida como astable.

Procedemos a proponer el sistema encargado de esta tarea en su nivel más bajo de abstracción, presentando el siguiente diagrama.

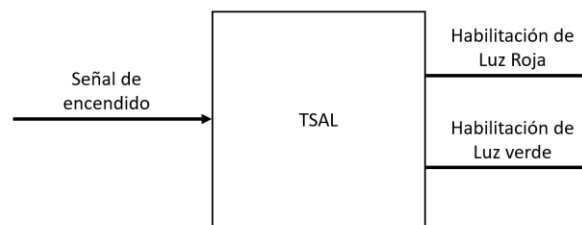


Figura 36. Nivel más bajo de abstracción para TSAL de control

Comenzamos con la configuración del circuito en modo monoestable propuesta por Texas instrument en la descripción del componente NE555.

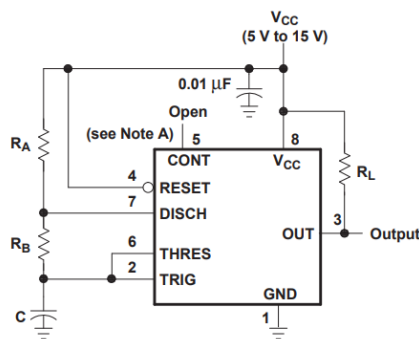


Figura 37. Configuración astable del timer NE555 propuesto por Texas Instrument

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

$$R_b = \frac{\frac{1.44}{fC} - R_a}{2} = \frac{\frac{1.44}{(2)(100 * 10^{-6})} - 3300}{2} = 1950[k\Omega]$$

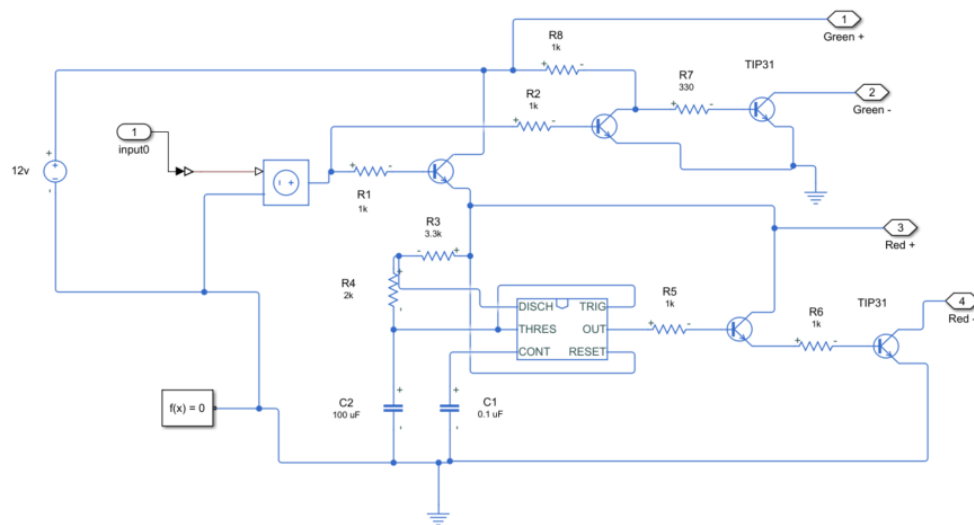


Figura 38. Simulación del timer en modo astable para el control de frecuencia del circuito TSAL control

En la Figura 37 se aprecia la configuración del oscilador, colocando la entrada de reset en bajo cuando este no se encuentra energizado, permitiendo bloquear la salida del oscilador cuando el sistema de bajo voltaje aún no esté encendido. Por otro lado, la configuración para la salida de la señalización en verde consta de dos transistores principales: uno de potencia, siendo el TIP31 el candidato ideal dada su capacidad de corriente para la configuración propuesta de los LEDs, y uno de control, siendo el 2N2222, que busca inhibir el flujo de corriente de la base del TIP31 una vez que el circuito de TSAL de potencia detecte alto voltaje en el controlador en forma de un flanco de subida.

En la salida del oscilador, debido a la alta demanda de potencia, colocamos dos transistores en configuración Darlington, evitando la interacción directa entre el componente NE555 y la base del transistor TIP31 con el objetivo de separar alguna demanda alta de corriente para el integrado. Los resultados del diseño del circuito TSAL control se presentan en la Figura 38.

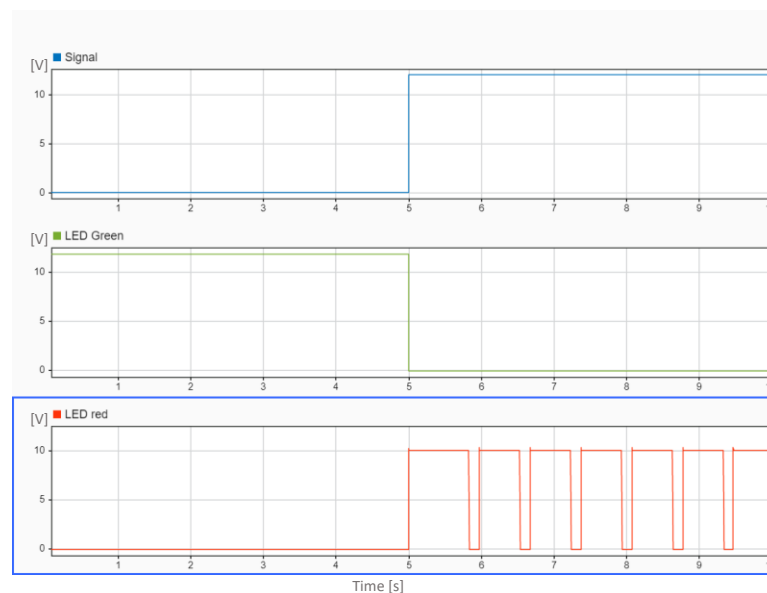


Figura 39. Resultado del circuito de control de luces de TSAL

En la Figura 38, se presentan las condiciones iniciales de arranque del vehículo, es decir, desde que se ejecuta bajo voltaje. Esto significa que todos los sistemas están energizados, exceptuando aquellos que operan con alto voltaje. Al no estar circulando corriente hacia el controlador, se mantiene encendida la luz verde de acuerdo con la norma SAE, indicando que el vehículo solo está energizado los accesorios.

Una vez habilitado el alto voltaje, el circuito de potencia del TSAL detecta un voltaje superior a 60 [V] en el controlador, generando una señal de aviso hacia el control del TSAL. Esto cambia el modo de operación a una señal roja intermitente de 1 [Hz], cumpliendo así los requisitos de diseño del circuito TSAL.

3.4 PCB de acelerador y freno

En la industria automotriz, la rápida respuesta de los pedales de aceleración y freno es fundamental. Cualquier pérdida de señal o interferencia en estos componentes puede ser fatal tanto para el desempeño como para la seguridad del vehículo.

El prototipo UM-E2 emplea tecnología hidráulica para optimizar el rendimiento de los frenos, incorporando discos y pastillas en las cuatro ruedas para asegurar un frenado eficiente. Sin embargo, no está equipado con sistemas auxiliares como ABS (Anti-lock Braking System), Brake Booster o Electronic Brake Assistance. Por ello, es crucial comprender el sistema de frenos y garantizar su completa funcionalidad para la seguridad del piloto. En vehículos convencionales, el sistema de frenos se compone de dos subsistemas principales: el freno primario, que detiene el vehículo según las indicaciones del piloto, y un freno auxiliar, que mantiene el vehículo detenido. Dadas las características y exigencias de diseño del prototipo, no se incluye un freno auxiliar, ya que, al tratarse de un prototipo para una competencia de carreras estudiantil, no es necesario, lo que reduce las opciones de seguridad en el vehículo.

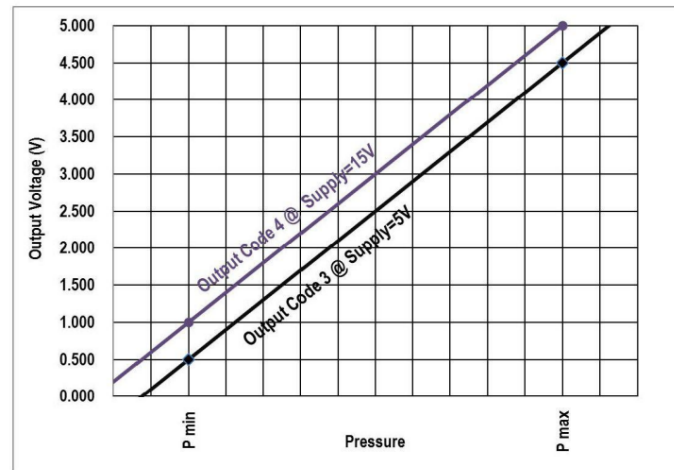
El funcionamiento del sistema de frenos hidráulicos sin ABS se basa en la distribución de fuerza mediante un fluido conocido comercialmente como líquido de frenos. A través de un pedal, el piloto puede ejercer presión sobre el fluido, activando un componente llamado caliper, que aprieta o libera las pastillas de freno contra el disco. Cuanta más presión ejercen las pastillas sobre el disco, más rápidamente se detendrá el vehículo. Como se trata de un sistema hidráulico, cualquier fuga o pérdida de líquido resultará en una disminución de la fuerza de frenado. Además, durante el proceso de frenado, el peso del vehículo se transfiere hacia la parte delantera, liberando la parte trasera. Este análisis propuesto por el equipo de masa no suspendida para el prototipo UM-E02 determinó que los calipers delanteros deben ejercer una mayor fuerza que los traseros. Si esta condición no se cumple, el vehículo tiende a bloquearse y derrapar, poniendo en riesgo la integridad del piloto.

En esta breve introducción, queremos resaltar la importancia de los sistemas de frenado en los vehículos demostrando la importancia de monitorear cada elemento del sistema de frenos. Actualmente, muchos vehículos están equipados con sistemas de frenos asistidos, conocidos como ABS (Anti-lock Braking System) el cual una de sus tantas funciones se encarga de monitorear cada aspecto del sistema, así como ayudan al conductor a frenar de manera eficiente. Sin embargo, en nuestro prototipo solo se utilizan frenos hidráulicos. Por lo tanto, es crucial anticipar cualquier pérdida de presión debido a fugas, para lo cual se debe asistir y advertir al piloto sobre posibles fallas detectadas para resguardar su integridad.

Buscando monitorear el sistema de frenos de nuestro prototipo incluimos un único sensor de presión ubicado en la línea principal, el cual mide la presión total ejercida por las cuatro ruedas del vehículo. Este sensor funciona como detector de fugas, así como la detección de maniobras de alto riesgo mediante la fuerza aplicada por el conductor sobre el pedal de freno. Descrito el funcionamiento principal del sensor en línea de frenos, podemos diseñar un circuito de seguridad encargado de alertar al piloto y tomar las acciones necesarias para garantizar su seguridad.

Hemos denominado "Brake System Pedal Device" (BSPD) y "Acceleration Pedal Position Sensor" (APPS) al circuito encargado de monitorear las fallas en los pedales. La combinación de ambos se conoce como BSPD-APPS. Tal como sugieren sus nombres, el BSPD monitorea el estado de la línea de frenos a través del pedal y garantiza la seguridad del piloto en situaciones de frenado de emergencia. Mientras que APPS monitorea el pedal de aceleración ante una discrepancia línea por medio de dos potenciómetros, pérdida de señal o ruido blanco en los sensores de recorrido, cada uno de los requerimientos es determinado por SAE, de tal manera que diseñaremos las funciones mínimas indispensables para el diseño del circuito.

Comenzando con el diseño del circuito, es importante el conocer perfectamente el funcionamiento del sensor. Dicho sensor fue seleccionado por el sistema de USM donde ellos establecen las presiones mínimas y máximas de registro. Siendo el modelo M7100 de Measurement Specialisties, un sensor industrial de tipo transductor el cuál describimos en la siguiente función de transferencia.



Output Code 3:

$$\text{Output Voltage} = \frac{80\% \times \text{Supply Voltage}}{P_{\text{max}} - P_{\text{min}}} \times (\text{Pressure applied} - P_{\text{min}}) + 0.500$$

Output Code 4:

$$\text{Output Voltage} = \frac{4}{P_{\text{max}} - P_{\text{min}}} \times (\text{Pressure applied} - P_{\text{min}}) + 1.000$$

Figura 40. Función de transferencia del sensor de presión M7100 en la línea de frenos

De acuerdo con la función de transferencia mostrada en la Figura 39, se establecen los límites máximos y mínimos de operación del sensor, los cuales se expresan en un rango de voltaje de 0.5 a 4.5 [V], cuando se alimenta con una fuente de 5 [V]. Con la información obtenida de la hoja de especificaciones del sensor, es posible definir umbrales de operación. Si la señal del sensor supera el valor inferior o superior de estos umbrales, se debe desarrollar una lógica para controlar el estado de circuito abierto o cerrado

Para evaluar el desempeño del sensor de presión ante una fuga en el sistema BSPD, el equipo de la USM realizó pruebas estadísticas con el objetivo de monitorear posibles eventos dentro del sistema de frenos.

- Pérdida en la línea de líquido de frenos.
- Freno de emergencia accionado por el piloto ante un evento de peligro.

Junto con el equipo de la USM, se realizaron pruebas estadísticas para determinar el comportamiento de la pérdida de presión en la línea de frenos. Estas pruebas mostraron que una pérdida significativa de presión provoca un mayor recorrido del pedal de freno, lo cual se traduce en una gran disminución de presión en la línea. El sensor indica esta condición con un valor de voltaje inferior a 2.5 [V]. Además, según la norma establecida por SAE, debe existir un botón al final del recorrido del pedal que solo se active mecánicamente ante una pérdida de presión en la línea de frenos. Este botón debe ser capaz de inhibir la alimentación de los AIR's, permitiendo desactivar la entrega de energía del acumulador hacia el controlador. Este botón ayuda a resolver la lógica ante una pérdida de presión, permitiendo omitir la validación mediante un circuito eléctrico.

Por otro lado, la SAE define un frenado de emergencia como la activación del sistema de frenos del vehículo mediante una acción brusca, que se realiza para evitar un obstáculo o reducir drásticamente la velocidad hasta detenerse por completo de manera abrupta e inmediata.

El equipo de la USM llevó a cabo un análisis utilizando diferentes conductores en simulaciones de banco con el fin de determinar el promedio de presión ejercida ante un freno de emergencia. Los resultados obtenidos determinaron que, en la configuración del sistema de frenado del UM-E02, se registró un promedio de 3.8 [V] durante el evento.

Con los datos estadísticos obtenidos por USM en un frenado de pánico, es necesario considerar la potencia a la que se encuentra el motor para determinar si se trata de un evento de pánico. Para esto, el reglamento nos orienta con un valor estandarizado de 5 [kW]. Consultamos la figura del comportamiento del motor sin carga, proporcionada por el proveedor EMRAX, para estimar las condiciones en el caso crítico a esa potencia.

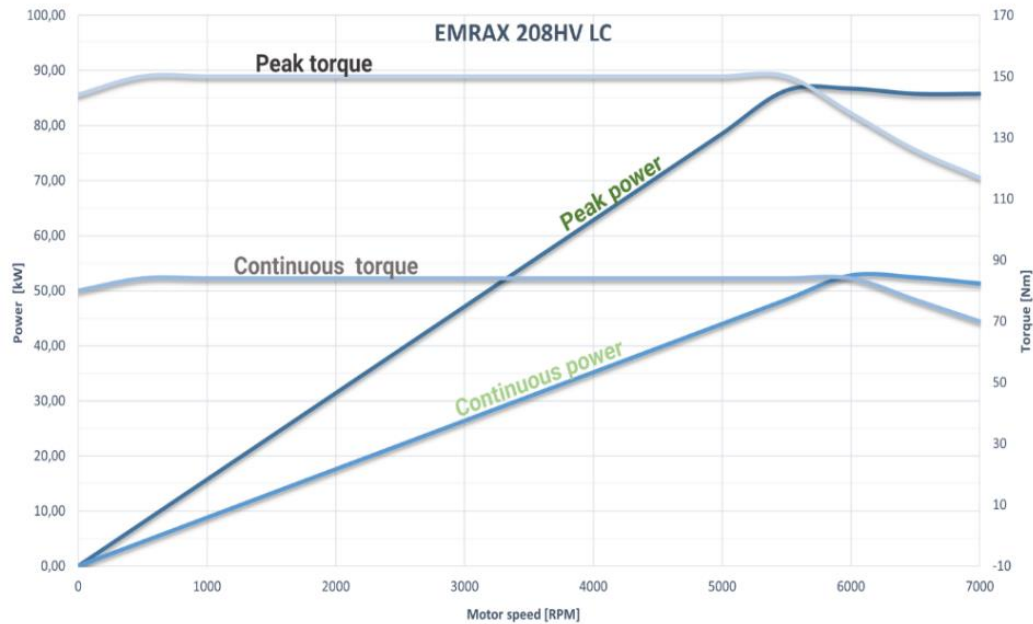


Figura 41. Curva de potencia eléctrica y velocidad angular del motor del motor EMRAX 208.

La Figura 40 solo proporciona una perspectiva aislada; el comportamiento final debe contemplarse en el contexto de todo el vehículo. Por lo tanto, será necesario establecer la potencia entregada por el acumulador mediante un cálculo entre el voltaje actual y la corriente entregada por el sistema de baterías. Estos sensores son utilizados por el BMS, como lo muestra en la figura 1. La información de los sensores puede ser proporcionada por el mismo dispositivo a través del protocolo CAN. Sin embargo, la comunicación con el módulo resultó ser bastante compleja debido a la falta de experiencia con este tipo de protocolo. Otra alternativa sería agregar sensores adicionales y decodificar la información, lo que aumentaría el costo del prototipo, por lo que no es una opción viable.

La propuesta final consistió en realizar una evaluación con el equipo de baterías respecto al rendimiento y desgaste del voltaje en el acumulador, verificando la capacidad mínima de voltaje antes de ser considerado un riesgo para las celdas. De esta forma, se considera solo el sensor de corriente como entrada para la evaluación de potencia, asumiendo un voltaje nominal para el cálculo.

Mediante pruebas de descarga, se determinó que el voltaje del acumulador cae a 180 [V] cuando las celdas están por debajo del 50% de su capacidad energética, lo que provoca que el dispositivo BMS emita una señal de protección de las celdas activando al sistema BMS. Se calculó un promedio del voltaje cuando el acumulador se encuentra en operación constante, obteniendo un valor de voltaje promedio de 200 [V].

Considerando el valor de 5 [kW] propuesto por SAE y el voltaje promedio, se determinó que el sensor de corriente debe monitorear 25 [A] para activar una bandera de emergencia.

Definida el área de trabajo del sensor de corriente utilizado por el BMS, el manual nos indica la función de transferencia el cual define la relación de corriente y voltaje registrado siendo lo siguiente.

$$A = \frac{1}{5} v * c - \frac{c}{2}$$

El sensor en cuestión está diseñado para operar dentro de un rango de ± 200 [A]. En este contexto, el BMS, envía una señal de voltaje que varía entre 0 y 5 [V]. Aquí, 0 [V] representa el valor mínimo del sensor, mientras que 5 [V] corresponde al valor máximo.

Para comprender el comportamiento del sensor, se utiliza la siguiente expresión matemática. Esta expresión considera el dominio como la corriente eléctrica que es monitoreada por el sensor, mientras que el rango se refiere al voltaje entregado por el BMS. La relación se establece de la siguiente manera:

$$v = \frac{1}{80} A + 2.5$$

Una vez determinada la expresión matemática, podemos calcular el valor de voltaje que el Sistema de Gestión de Baterías (BMS) proporcionará al detectar una corriente de 25 [A], que resulta ser 2.8125 [V]. Es importante destacar la precisión y exactitud de los instrumentos utilizados en el desarrollo del vehículo, dado que nos enfrentamos limitaciones al detectar valores más allá de dos decimales. Se opta por redondear al siguiente valor significativo, obteniendo un voltaje de 2.82 [V]. Este valor será uno de los umbrales críticos que se deberá monitorear cuidadosamente.

Como siguiente etapa en el diseño, es esencial establecer la configuración operativa del acelerador. Dado que el acelerador es uno de los componentes clave para el movimiento del vehículo, se deben considerar varios aspectos importantes, tales como:

- Tipo de sensor a utilizar
- Alimentación y rango de operación
- Diagnóstico de inverosimilitud.

- La respuesta del acelerador ante diferentes condiciones de carga.
- La integración con otros sistemas del vehículo para asegurar una respuesta coordinada.
- La calibración para garantizar un rendimiento óptimo y seguro.

Estos factores son fundamentales para garantizar un funcionamiento eficiente y seguro del vehículo.

Para abordar el primer punto, el equipo encargado del diseño de los controles para el piloto del vehículo ha propuesto un diseño convencional para el pedal del acelerador, como se ilustra en la Figura 41. Este diseño se caracteriza por un movimiento horizontal a lo largo de una guía, que está anclada a un resorte. La función de este resorte es asegurar que el pedal del acelerador regrese a su posición original una vez que el piloto deje de aplicar presión sobre él.

Este enfoque no solo facilita un control intuitivo y preciso por parte del piloto, sino que también contribuye a la seguridad del vehículo, asegurando que el acelerador no permanezca activado involuntariamente. La elección de un diseño convencional busca aprovechar la familiaridad del usuario con este tipo de sistema, optimizando así la experiencia de conducción.



Figura 42. Pedal de acelerador del prototipo UM-E02

Dada la naturaleza de las características del pedal, se propuso el uso de un potenciómetro lineal como la opción más adecuada. La elección de este sensor se fundamenta en su compatibilidad con el desplazamiento de los pedales y su resolución prácticamente infinita, lo que lo convierte en un candidato ideal para esta aplicación. Además, se seleccionó un modelo que cumple con la norma IP65, lo cual es crucial dada la necesidad de que los sensores soporten condiciones ambientales adversas, como brisa o llovizna, durante las pruebas de validación en competencias. El modelo propuesto es el “SLPC Series” de la compañía P3 America.

Considerando las especificaciones del controlador descritas en la sección anterior, el proveedor recomienda un voltaje de alimentación de al menos 10 voltios [V] para lograr un control preciso. Por lo tanto, alimentaremos el sensor principal con este voltaje hacia la entrada de control de velocidad del controlador. Como se ilustra en la figura 41, el pedal de aceleración incorpora dos potenciómetros lineales, con el objetivo de cumplir con el diagnóstico de inverosimilitud establecido por SAE. Este diagnóstico se define como una desviación no mayor al 10% entre ambos sensores del pedal, evaluando así la posición relativa del sensor en caso de una falla mecánica del pedal. Cada sensor debe tener una función de transferencia distinta; en otras palabras, estarán energizados con diferentes niveles de alimentación para realizar una evaluación de los voltajes respectivos y detectar cualquier desfase.

Finalmente, en cuanto a la seguridad e integridad de los componentes principales del vehículo, es fundamental desarrollar un algoritmo capaz de apagar el motor en caso de que el piloto esté simultáneamente en condiciones de aceleración y frenado. Esta situación indica un esfuerzo adicional sobre el motor, que podría generar un mayor desgaste y, por ende, acortar su vida útil. A esta condición se le denomina Plausibilidad.

En el desarrollo de este proyecto, se ha utilizado como guía el reglamento establecido por la Society of Automotive Engineers (SAE) en relación con la condición de Plausibilidad. Según estas directrices, el motor debe apagarse bajo las siguientes circunstancias:

- Si el freno está accionado.
- Si la señal del sensor de posición del pedal del acelerador (APPS) supera el 25% de su recorrido total.

Una vez que el motor se apaga, puede volver a encenderse siempre que el usuario libere el pedal del acelerador, permitiendo que la señal del APPS regrese al 5% de su recorrido total.

Durante la fase de desarrollo del circuito de los pedales y el freno, se decidió limitar el uso de microcontroladores para fomentar la aplicación de tecnologías analógicas. Por esta razón, en el diseño del circuito de BSPD, se emplearán amplificadores operacionales para la detección de la apertura o cierre de los circuitos de los sensores. Sin embargo, para el manejo de errores de inverosimilitud y plausibilidad, se contempla el uso de un microcontrolador que calculará las señales de los sensores y proporcionará una bandera para activar o desactivar el motor eléctrico.

Una vez establecidas las condiciones para el diseño del circuito BSPD, se seleccionaron los componentes necesarios para evaluar los sensores. Con el objetivo de lograr el mejor desempeño y precisión del controlador, el primer potenciómetro será alimentado con 10 [V], mientras que el segundo recibirá 5 [V], estableciendo así una relación de 1:2 respecto al primer sensor y facilitando los cálculos dentro del microcontrolador.

$$v_{lim+} = v_{MAX}(1 - 0.1)$$

$$v_{lim-} = v_{MAX}(0.1)$$

Al alimentar con un voltaje máximo de 10[V] a los sensores necesitaremos del uso de un amplificador operacional capaz de operar en ese rango, usualmente se necesitaría saber el tiempo de respuesta del amplificador así como la corriente de entrada y de salida para seleccionar el mejor amplificador que cumpla con las condiciones, sin embargo solo serán utilizados en modo de saturación por lo que el rango de voltaje será suficiente para seleccionarlo así como el número de amplificadores por paquete. Analizamos una comparativa propuesta por los amplificadores operacionales de doble empaquetado de la industria Texas instrument obteniendo lo siguiente.

Family Comparison

Specification	LM358B LM358BA	LM2904B LM2904BA	LM358 LM358A	LM2904	LM2904V LM2904AV	LM258 LM258A	LM158 LM158A	Units
Supply voltage	3 to 36	3 to 36	3 to 30	3 to 26	3 to 30	3 to 30	3 to 30	V
Offset voltage (max, 25°C)	± 3 ± 2	± 3 ± 2	± 7 ± 3	± 7	± 7 ± 2	± 5 ± 3	± 5 ± 2	mV
Input bias current (typ / max)	10 / 35	10 / 35	20 / 250 15 / 100	20 / 250	20 / 250	20 / 150 15 / 80	20 / 150 15 / 50	nA
Gain bandwidth product	1.2	1.2	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	MHz
Supply current (typ, per channel)	0.3	0.3	0.35	0.35	0.35	0.35	0.35	mA
ESD (HBM)	2000	2000	500	500	500	500	500	V
Operating ambient temperature	-40 to 85	-40 to 125	0 to 70	-40 to 125	-40 to 125	-25 to 85	-55 to 125	°C

Figura 43. Tabla comparativa de amplificadores operacionales definida por texas instrument

En resumen, los componentes seleccionados para este proyecto poseen características similares en términos de ancho de banda, rigidez eléctrica y corriente de alimentación. Por ello, el amplificador operacional LM358 se adapta adecuadamente a los parámetros requeridos. Este modelo es ideal ya que no requiere operar en amplios rangos de temperatura, presenta una corriente de alimentación aceptable y funciona dentro del rango de operación solicitado.

Una vez seleccionados los amplificadores operacionales para trabajar en modo de comparación, se emplearán resistencias y potenciómetros de precisión. Estos componentes son cruciales para establecer umbrales de trabajo con la mayor precisión posible. En general, la salida de un amplificador operacional se define por la ecuación $v_{out} = v_{in} \pm 0.5$. Por lo tanto, es esencial tener en cuenta la capacidad de detección de voltaje en los amplificadores, que depende de la alimentación que reciben. Si se pretende supervisar el rango completo de operación de los sensores, especialmente considerando casos donde el voltaje pueda superar los 10 [V], se debe proporcionar una fuente de al menos 12 [V] para garantizar un margen de seguridad adecuado.

Dado que los sensores de freno y el sensor de posición del pedal del acelerador (APPS) tienen diferentes niveles de alimentación y dos de ellos operan en un rango de 0.5 a 5 [V], se estima que una alimentación de 7 [V] será suficiente para los demás amplificadores operacionales.

Con estas condiciones preliminares establecidas, se propone un sistema de monitoreo para la detección de cortocircuitos y circuitos abiertos en todos los sensores.

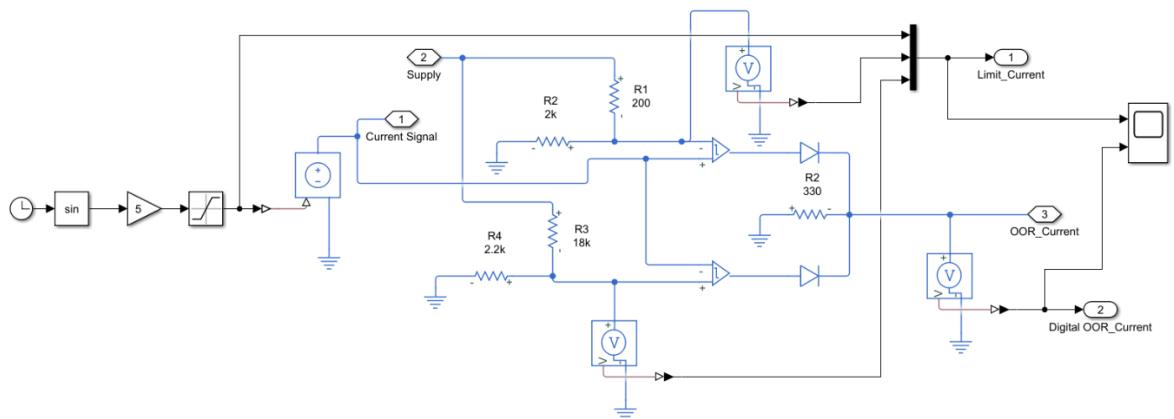


Figura 44. Monitoreo de los límites de operación de los sensores de acelerador y freno.

En el circuito propuesto, ilustrado en la Figura 43, se simuló el comportamiento del sensor utilizando una señal sinusoidal que excede tanto los límites superiores como inferiores del sensor. Para lograr esto, se incorporaron dos amplificadores operacionales en modo de comparación. Además, se añadieron dos diodos, cuya función es bloquear el flujo de corriente hacia el amplificador que no está activo, y una resistencia de drenaje, cuyo objetivo es proporcionar una referencia lo más cercana posible a cero voltios.

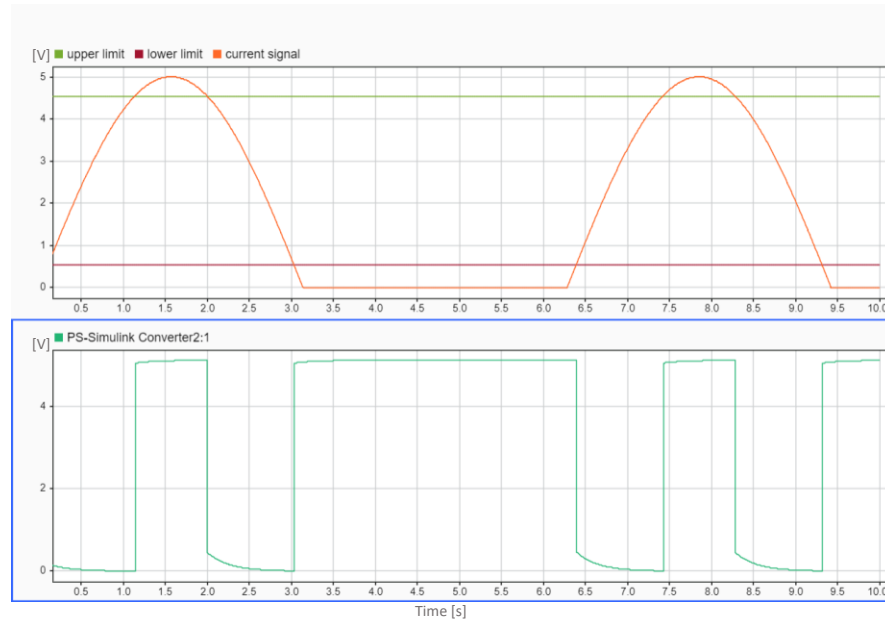


Figura 45. Resultados en simulación de la sección de detección límite de rango para el circuito APPS-BSPD

El subsistema mostrado en la Figura 44 demuestra un desempeño aceptable, aunque presenta un remanente cuando la señal experimenta un flanco de bajada. Este comportamiento podría atribuirse al arreglo de los diodos. La misma configuración se aplicó a cada uno de los sensores de los pedales (APPS), ajustando sus respectivos voltajes de umbral y alimentaciones.

Tras lograr la detección de circuitos abiertos y cortos en los sensores, procedemos a diseñar el sistema encargado de monitorear el BSPD. Este monitor simula un evento de emergencia donde, a pesar de que el piloto no esté acelerando, el controlador sigue suministrando corriente al motor, lo cual podría deberse a ruido en los sensores o daños en el sistema de control. Tal evento es un factor de alto riesgo, ya que podría hacer que el piloto pierda el control del vehículo, resultando en colisiones o condiciones de sobreviraje o subviraje, lo que representa un peligro significativo para el conductor.

El diseño requiere como entradas el sensor de corriente y el pedal del freno, estableciendo límites de alerta para cuando el piloto exceda los 5 [kW] de potencia o frene drásticamente. Al cumplirse estas condiciones, el sistema debe ser capaz de enviar una señal y activar uno de los relés encargados de alimentar al circuito de precarga y descarga. Similar al monitor de IMD y BMS, este comportamiento no puede ser corregido por el piloto y debe ser supervisado por un usuario externo. Una vez asegurada la integridad de los componentes y del piloto, el sistema de precarga puede ser reactivado mediante un botón externo denominado RESET.

Dado que las condiciones de diseño son similares a las de las placas IMD y BMS, repetimos la configuración para la desactivación. En los primeros diseños, el sistema presentaba un comportamiento sensible debido al

entorno en que operaba el circuito, enfrentando movimientos dentro del vehículo que provocaban falsas detecciones. Para robustecer el sistema, se añadió un retraso de 500 [ms] para validar la veracidad de las señales. Con la ayuda de un comparador, una referencia, dos resistencias y un capacitor, se logra este retraso. Se añadió una resistencia con el objetivo de crear un circuito RC que prolongue el tiempo de carga, mientras que la segunda resistencia asegura que el capacitor se descargue lo más rápidamente posible, presentando el siguiente circuito.

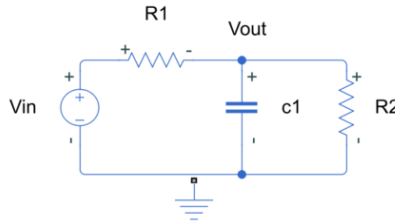


Figura 46. Circuito de retraso de señal basado en un circuito RC

Realizamos un análisis del circuito para determinar su comportamiento mediante una ecuación. Obteniendo el valor de las resistencias y del capacitor encargado del desempeño deseado. Partimos de los nodos y las mayas en el circuito, obteniendo las siguientes ecuaciones:

$$V_{in} = V_{R1} + V_c$$

$$I_{R1} = I_c + I_{R2}$$

$$V_c = V_{R2}$$

Sustituimos con el fin de generar una ecuación diferencial donde nos describa el comportamiento final de la señal interpretado como el voltaje del capacitor mientras que la señal de entrada será el error comandado por parte de la detección del BSPD.

$$V_{in} = R_1 \dot{V}_c + V_c \left(1 + \frac{1}{R_1}\right)$$

Mediante la transformada de Laplace resolvemos la siguiente ecuación en el dominio del tiempo estableciendo nuestras condiciones iniciales en que el circuito permanece en reposo.

$$V_c = \frac{V_{in}}{R_3} (1 - e^{-\frac{R_3}{R_1 C} t})$$

Donde R3 es definida como:

$$R_3 = \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

Debido a la complejidad de proponer un tiempo de respuesta adecuado en la ecuación y de seleccionar los componentes más apropiados para realizar esta tarea, nos enfocamos en identificar y analizar los componentes necesarios, asegurando que se cumpla un tiempo mínimo de 500 [ms] para establecer una referencia confiable. Los valores de los componentes propuestos se determinaron a partir de diversas iteraciones, evaluando el comportamiento de carga y descarga del sistema.

Para lograr este objetivo, se seleccionó un capacitor capaz de mantener la carga durante un tiempo prolongado, una resistencia que permitiera cargar el sistema en un tiempo no mayor a 1 segundo, y una resistencia de descarga que pudiera reducir el tiempo de descarga sin alterar significativamente el voltaje en estado estacionario. Este enfoque permitió optimizar el desempeño del sistema y asegurar su fiabilidad en condiciones de operación.

Los valores resultantes fueron:

- C1 un valor de 100 [μF]
- R1 con un valor de 2.7 [kΩ]
- R2 con un valor de 15 [kΩ]

Hemos llevado a cabo una simulación del comportamiento del circuito utilizando los valores propuestos, como se muestra en la Figura 46. Durante esta simulación, trazamos el umbral de voltaje una vez cumplido el tiempo establecido para la evaluación de fallas. La figura presenta la configuración completa del circuito, la cual incluye un divisor de voltaje. Este divisor se ajusta con el voltaje de umbral obtenido a través de múltiples iteraciones. Además, se incorporó un generador de señales que simula una falla intermitente, lo que nos permitió evaluar exhaustivamente el desempeño del circuito bajo estas condiciones. Los resultados de esta evaluación se detallan en la Figura 47.

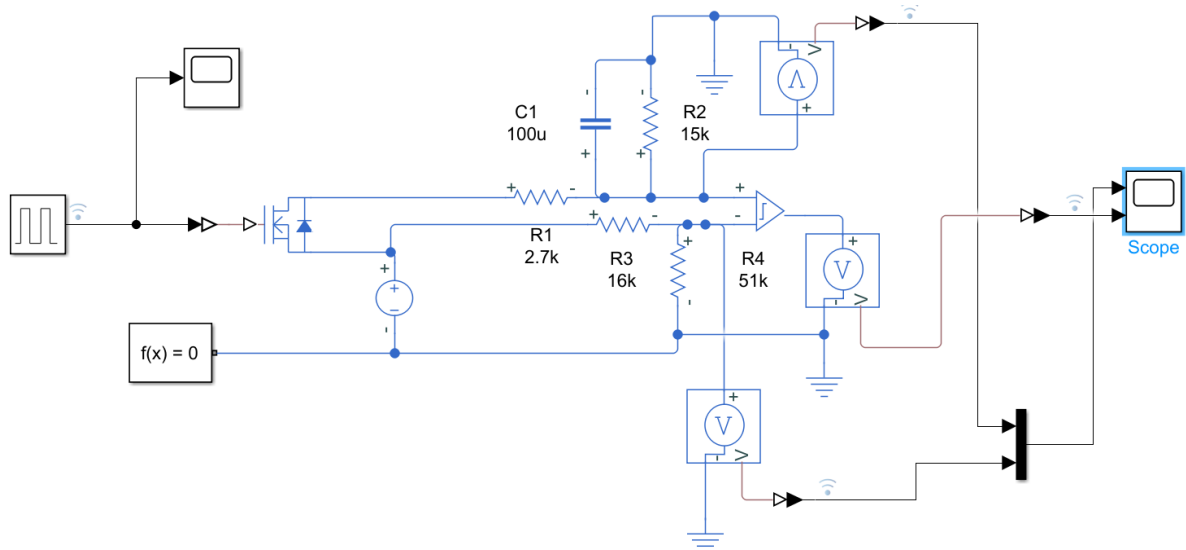


Figura 47. Circuito encargado de monitorear el error de BSPD

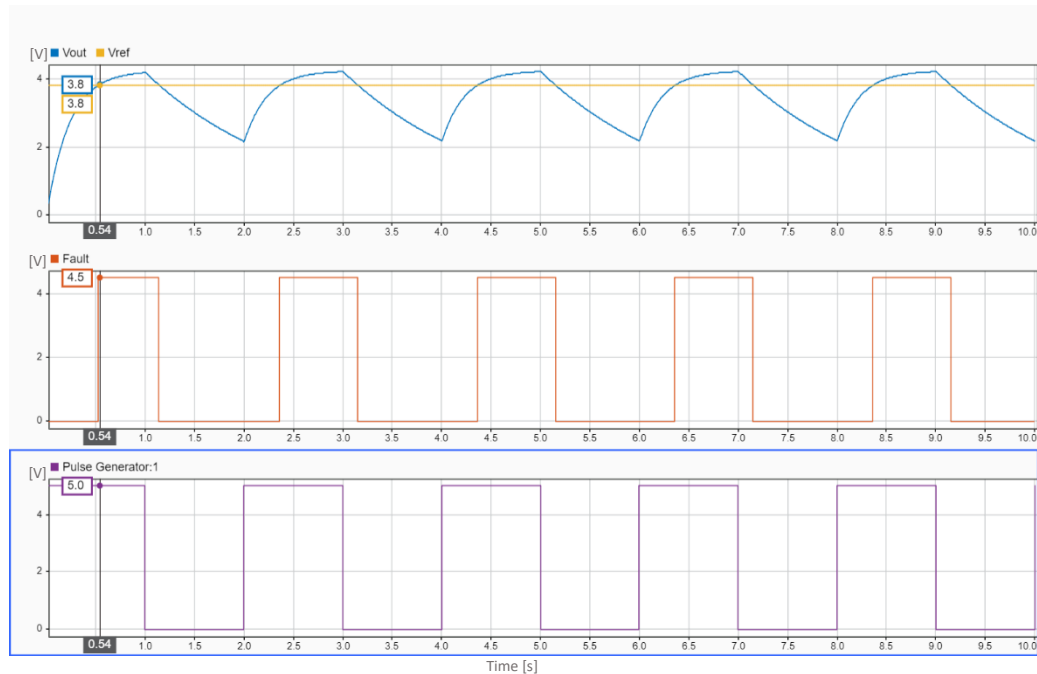


Figura 48. Respuesta del circuito de BSPD ante una señal iterativa

Al evaluar los resultados presentados en la Figura 47, observamos que el umbral de detección es de 3.8 [V], alcanzado 500 [ms] después de la detección del error. Al eliminar la falla, el proceso de descarga toma aproximadamente 1 segundo para reducir el voltaje a la mitad. Si la falla se presenta nuevamente antes de que el capacitor se haya descargado por completo, el tiempo necesario para alcanzar nuevamente el umbral es de 400 [ms], lo que reduce el desempeño de detección en un 20%.

Para abordar cualquier condición falsa de falla en los sensores y las condiciones de fallo del BSPD, se procede a garantizar la integridad del motor eléctrico durante el manejo del piloto. En situaciones donde la integridad del piloto no está garantizada, se permite el uso de un microcontrolador. Este dispositivo toma lecturas de ambos sensores y establece un umbral de detección para cada uno. Si ambos sensores superan sus respectivos umbrales, el microcontrolador envía una señal para desactivar el controlador, inhibiendo el suministro de corriente. Esto se realiza sin crear una falla drástica en el vehículo, ya que la señal es generada por el microcontrolador y no se refleja en el sistema final del circuito de pedal y freno.

Cumpliendo con todos los requisitos del sistema, se obtiene el circuito que se muestra en la figura 48 y 49 dividido en bloques según la función de cada subsistema trabajado, cabe destacar que se agregó el mismo funcionamiento de disparo ante la falla de BSPD que se estuvo trabajando con los circuitos IMD y BMS, donde una vez detectada la falla, el sistema de alta potencia será deshabilitado y el piloto no podrá restaurar el sistema.

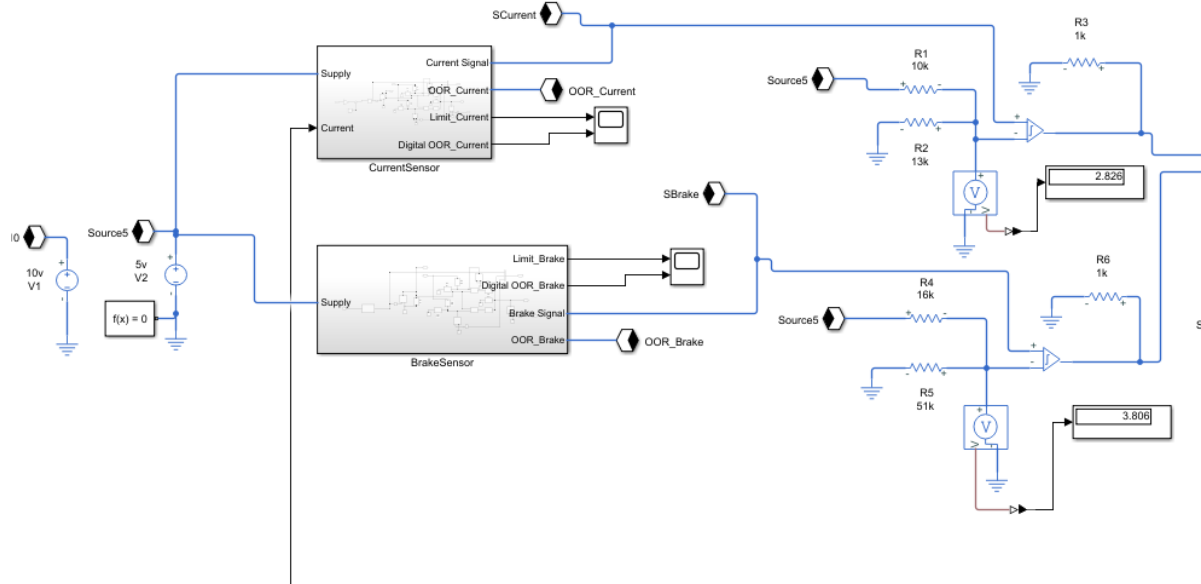


Figura 49. Primera sección del circuito final de BSPD.

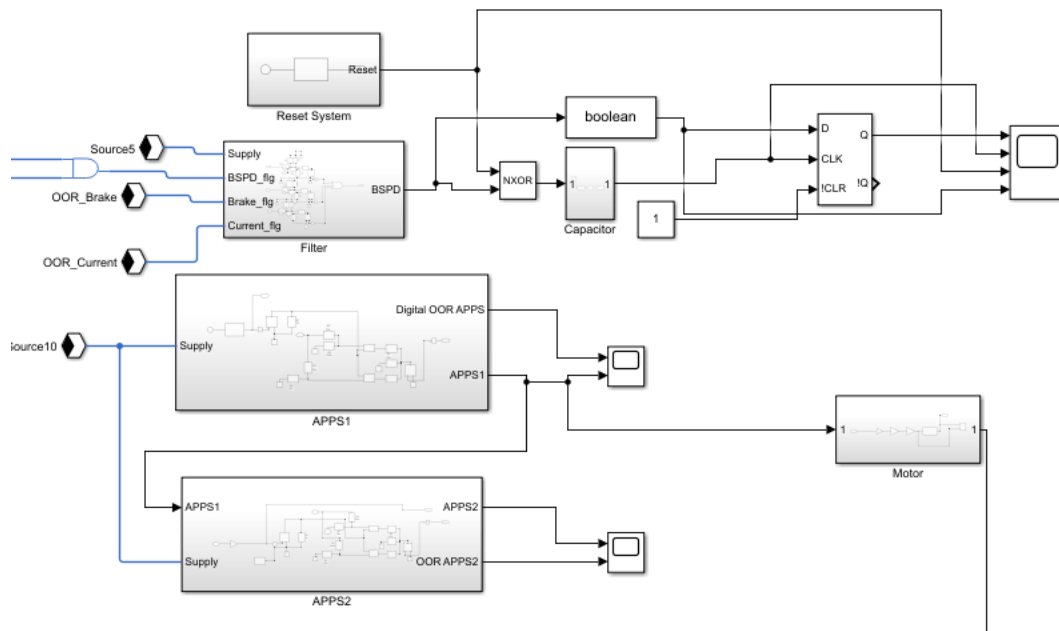


Figura 50. Segunda sección del circuito final de BSPD-APPS

Las Figuras 48 y 49 presentan la simulación del circuito BSPD dividido en bloques. En estas figuras, se incluye una representación ideal del comportamiento del motor en respuesta a las señales del acelerador. Además, se integran entradas correspondientes al acelerador y al freno para simular eventos de aceleración y frenado de emergencia, con el propósito de representar el evento BSPD.

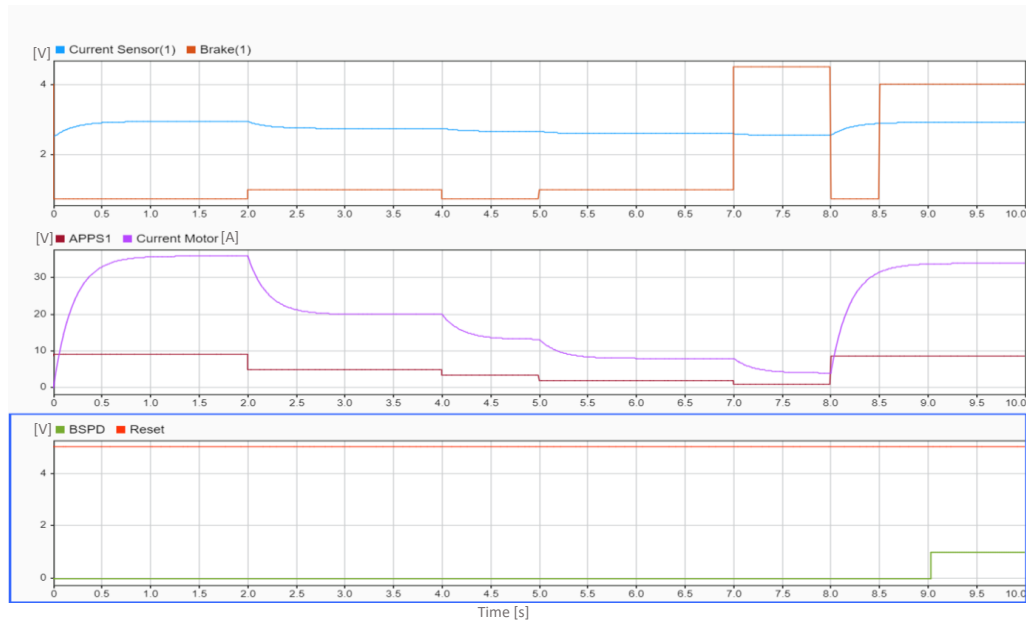


Figura 51. Respuesta del circuito ante una falla de BSPD.

Los resultados de la simulación se presentan en dos secciones principales. La primera sección evalúa el desempeño de los sensores de entrada y la capacidad del circuito para detectar fallas, tales como circuitos abiertos o cortocircuitos, como se ilustra en la Figura 51. La segunda sección aborda la falla del sistema BSPD en situaciones de mal funcionamiento del controlador o atascamiento del pedal del acelerador, que resultan en una entrega de potencia superior a 5 [kW]. Este escenario se representa en la Figura 50, mostrando su equivalente en corriente durante una maniobra de pánico. Los resultados demuestran que el sistema cumple con la desactivación de la precarga, enviando una señal de disparo para la desactivación a través del BSPD.

Además, se introdujo ruido en los sensores de entrada con el objetivo de evaluar la capacidad del sistema para detectar desconexiones o fallas en los sensores principales, así como para analizar su desempeño ante entradas variables.

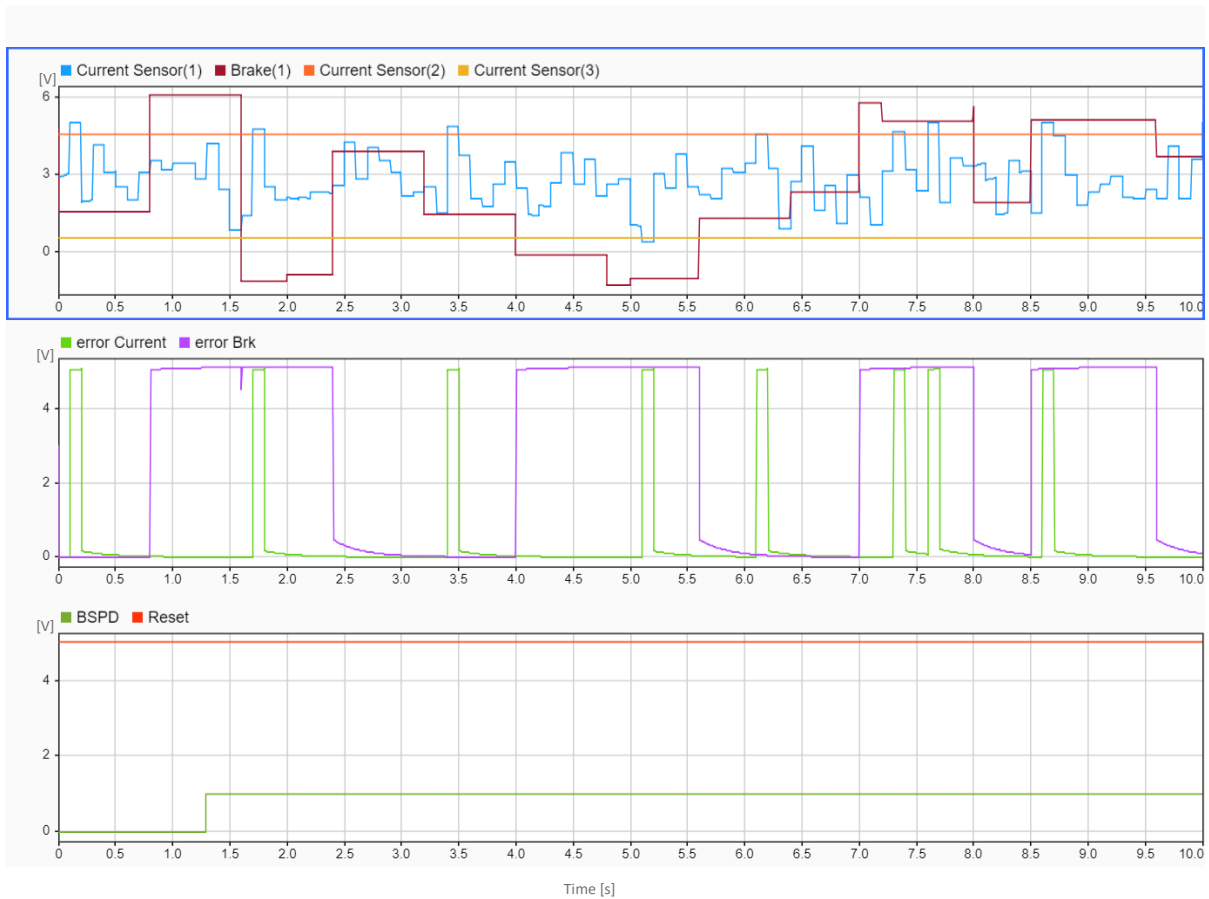


Figura 52. Respuesta del circuito ante una entrada variable en el circuito BSPD-APPS

En la Figura 51 se presenta la primera sección, donde se muestran las entradas y los límites superior e inferior del sensor de corriente y de presión de la línea de freno. Se ha añadido ruido blanco para forzar la evaluación de desconexión o cortocircuito. La segunda sección ilustra la detección cuando los sensores exceden los límites configurados por los circuitos. Se personalizó el tipo de ruido en la señal de cada sensor para demostrar el desempeño en la detección. Se observó un mayor índice de fallas en el sensor de freno, manteniendo su fallo por más de 500 [ms], y la detección de la falla ocurrió en los primeros segundos, como se muestra en la tercera sección. Destacamos que una vez que el sistema detecta el evento, la condición de permanencia de la falla se mantiene, y aunque se retome una condición normal de operación, la reactivación de los AIRs no puede realizarse hasta que un operario externo al vehículo presione el botón de reinicio.

Con los resultados mostrados en la Figura 51, hemos cumplido con los requisitos del sistema BSPD-APPS, y procedemos al diseño del circuito.

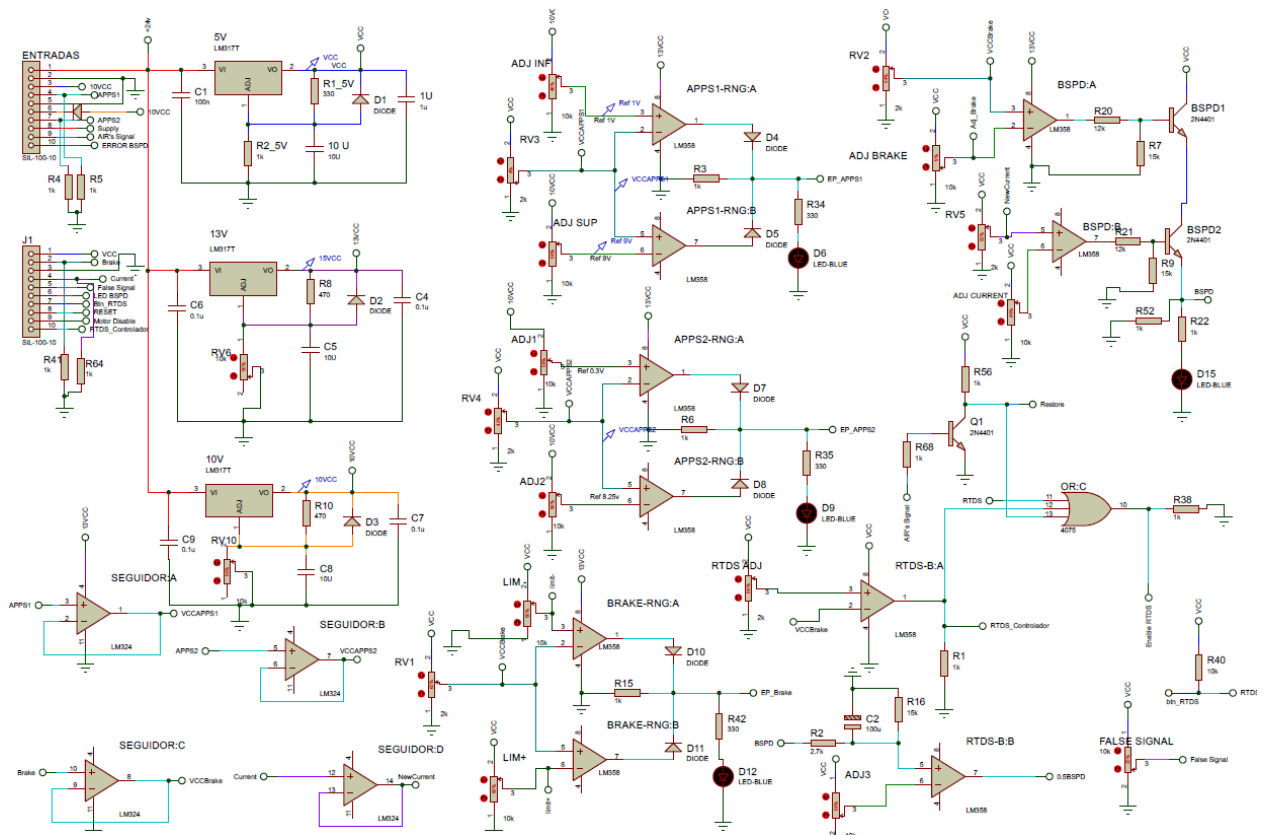
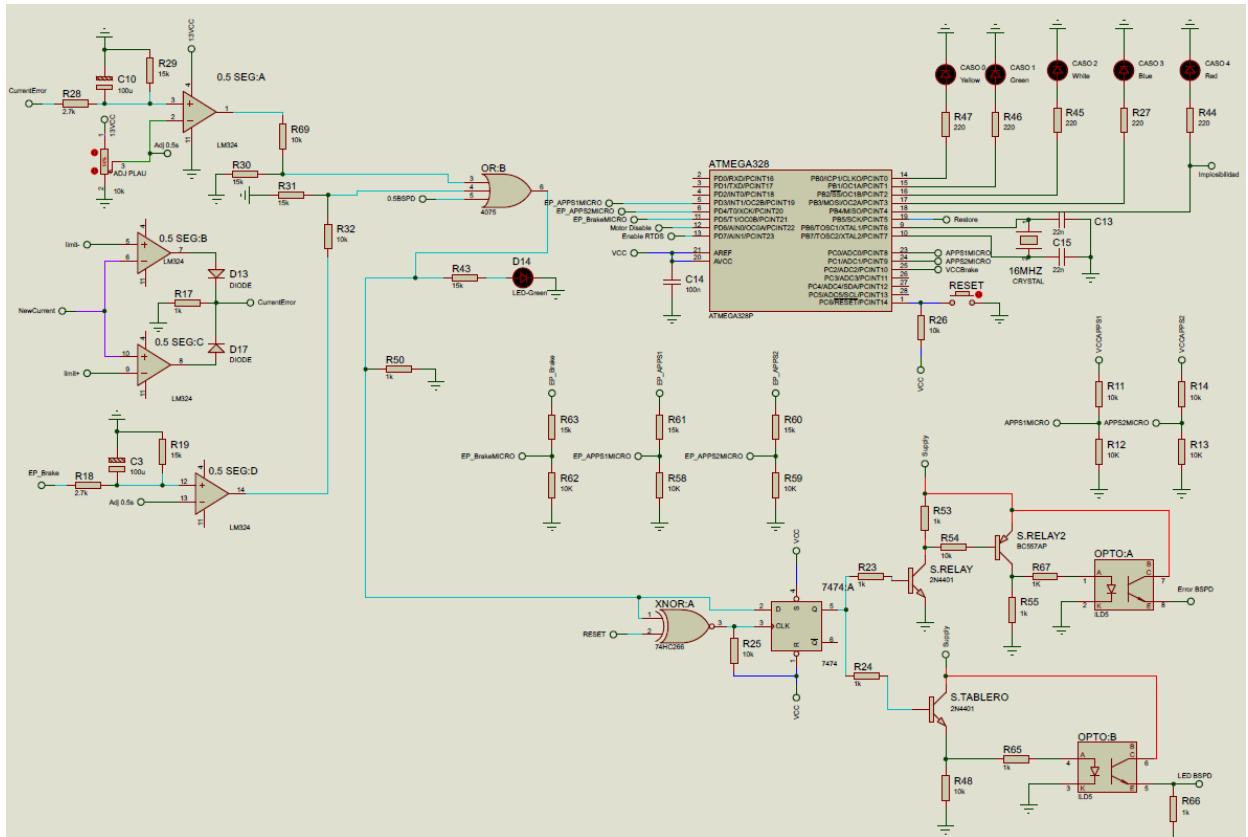


Figura 53. Circuito APPS-BSPD

Hemos dividido el circuito APPS en dos secciones. En la primera sección, incorporamos reguladores con filtros de voltaje, así como seguidores de voltaje, utilizando amplificadores operacionales para estabilizar la señal de entrada de voltaje de cada sensor. En esta misma sección, se incluyen los amplificadores operacionales encargados de establecer los rangos de operación de los sensores y de detectar errores del sistema BSPD.

Se añadieron componentes ajenos a la evaluación del sistema BSPD, denominados RTDS, por sus siglas en inglés 'Ready to Drive Sound'. Esto se debe a la proximidad con los sensores de entrada necesarios para la operación del sistema RTDS. El objetivo de este sistema es generar un sonido detectable en un área de 5 metros, indicando que el vehículo está encendido. En otras palabras, señala un estado en el que, si se activa el pedal del acelerador, el vehículo se moverá según el sistema de control. Para activar las condiciones de encendido, es necesario que el piloto presione un botón de encendido, siempre que el sistema de precarga y descarga haya energizado los AIRs y el piloto presione el pedal de freno. Una vez cumplidas estas condiciones, se generará una señal habilitadora del controlador para comenzar a suministrar corriente al motor.

En cuanto al circuito BSPD, se reemplazaron las compuertas tipo AND por transistores en serie, con el fin de reducir el tamaño de la placa. Además, se añadieron transistores en modo de seguidores de voltaje para asegurar la correcta detección de la señal, evitando la curva de descarga que se muestra en la Sección 2 de la Figura 53.



En la segunda sección del circuito BSPD-APPS continua con la detención del error que habiliten la activación del error de BSPD agregando la configuración propuesta para el circuito IMD y BMS en la desactivación de los relevadores AIRs. Finalmente se agregó un microcontrolador capaz de detectar los eventos de plausibilidad e inverosimilitud con el fin de reforzar la inhabilitación del controlador en caso de presentar el percance pese a saber que el uso de microcontroladores es limitado y se encuentra prohibido su uso para desactivar la entrega de corriente del acumulador hacia el controlador se emplea como componente auxiliar en la desactivación del controlador sin afectar directamente en la alimentación del sistema de precarga y descarga.

Conclusiones

De acuerdo con las especificaciones de la SAE y el sistema de powertrain, cada uno de los circuitos diseñados cumplió con los requisitos mínimos necesarios para operar dentro del prototipo eléctrico. Esto se demostró mediante simulaciones y se confirmó su rendimiento completo en PCB y dentro del vehículo. Aunque la integración de las placas en el vehículo está fuera del alcance del diseño de los circuitos de monitoreo, es importante resaltar que dicha integración, tanto eléctrica como ambiental, debe mejorarse para incrementar el desempeño de todos los circuitos frente al campo magnético generado por el motor. Además, una adecuada distribución de la red eléctrica y de comunicación es esencial para reducir la complejidad e implementar nuevas placas de control y monitoreo estratégicamente ubicadas dentro del coche. Con esto, concluimos que el diseño de cada circuito presenta muchas oportunidades de desarrollo.

En cuanto al circuito de IMD-BMS, monitorea constantemente las señales de alerta del IMD y el BMS, y cumple con la función de desactivar la corriente eléctrica del acumulador hacia el controlador mediante la desenergización de ambas bobinas de los AIRs, cortando la alimentación del circuito de precarga y descarga. Una vez generada una falla, el sistema no puede reiniciarse hasta que los dispositivos de monitoreo confirman un funcionamiento correcto. Este circuito tiene potencial de mejora al integrar un sistema de verificación para asegurar que el AIR se haya desenergizado correctamente, evitando así que el coche no se encienda si el relé queda atascado.

El circuito de precarga y descarga cumple con la gestión de energización y desenergización del capacitor del controlador a corto plazo, activando y desactivando los AIRs mediante una secuencia. Sin embargo, carece de retroalimentación, ya que no se monitorea la carga real del capacitor ni se garantiza su descarga completa, lo que podría ocasionar daños a largo plazo. Además, no cuenta con un sistema de monitoreo que verifique el estado de los AIRs en caso de estancamiento o daño en la bobina.

En cuanto a la placa TSAL, el arreglo de resistencias implementado es un enfoque inicial para la detección de voltaje. No obstante, no existe un sistema que monitoree fallas dentro de la placa si algún componente falla, lo cual es crucial dado el manejo de alto voltaje. Sería conveniente implementar un sistema que detecte y notifique tanto al piloto como a los ingenieros sobre posibles fallas.

Por último, el sistema BSPD-APPS requiere mejoras en la detección de los 5kW, basado en estimaciones de la corriente registrada por el acumulador. Cumple con los requisitos para desactivar el motor ante fallas menores y una desactivación total en caso de fallas que comprometan la seguridad del piloto. Sin embargo, se debería implementar un sistema de reporte de fallas que indique el tipo de problema, ayudando al piloto a identificar cambios anormales en el coche.

En conclusión, el sistema de seguridad diseñado para un prototipo eléctrico SAE es funcional y servirá como base para futuros desarrollos en la escudería. Aunque existen muchas oportunidades de mejora en adquisición de datos, reporte tipo OBD, comunicación CAN, generación de módulos dedicados e indicaciones claras al piloto mediante un tablero especializado, el objetivo de esta tesis ha sido cumplido en todos los aspectos requeridos.

Anexos

Circuito de shutdown

Los vehículos eléctricos presentan riesgos inherentes que requieren sistemas de seguridad robustos. Para mitigar estos riesgos, se implementaron circuitos de detección para diversas situaciones peligrosas, incluyendo: la interacción entre alto y bajo voltaje, fallas internas en las baterías (monitoreadas por el BMS), y activaciones erróneas del sistema BSPD que pudieran resultar en maniobras peligrosas. Estos circuitos comparten la función esencial de interrumpir la alimentación de alto voltaje desde el controlador hacia el motor, priorizando la seguridad del piloto.

No obstante, existen sistemas que requieren control por parte del usuario, así como factores externos que podrían representar un riesgo tanto para el piloto como para personas cercanas al vehículo. Si bien la electrónica ofrece soluciones para estos desafíos, su implementación puede resultar costosa y compleja, además de depender de un sistema de energización auxiliar. Por lo tanto, se optó por interruptores mecánicos, específicamente los AIRs (Contactores de Aislamiento), para interrumpir la línea de alimentación de alto voltaje.

Todos los componentes dedicados a la desactivación del sistema de alto voltaje se integran en el sistema de shutdown. Estos componentes, estratégicamente ubicados en el vehículo, permiten al piloto y a los operadores deshabilitar el sistema en cualquier momento mediante interruptores de emergencia (kill switches o máster switches). Para garantizar la inhabilitación del sistema desde cualquier punto del vehículo, se incorporaron tres kill switches normalmente cerrados: dos ubicados en los extremos superiores del vehículo para acceso por parte de los operadores, y un tercero ubicado en el cockpit, accesible al piloto para emergencias.

Dado que todo componente es susceptible a fallas en momentos críticos, el diseñador debe anticipar la mayoría de los escenarios de alto riesgo para el piloto, como en el sistema de frenado. En un vehículo prototipo, es probable que existan fallas en las conexiones o fugas debido al desgaste de las líneas de freno. Observando que una fuga se manifiesta como un mayor desplazamiento del pedal de freno, se incorporó un interruptor al final del recorrido del pedal. Si el pedal se desplaza más allá de su rango normal, el interruptor se activa, desactivando el sistema.

El sistema también incluye un interruptor de colisión, cuya operación es crucial en caso de emergencia. Este interruptor abre el circuito al detectar una perturbación agresiva en el punto donde está instalado. Adicionalmente, se implementaron dos másteres switches: una para activar el sistema de bajo voltaje, y una segunda, la última en la cadena de seguridad, para energizar los sistemas de precarga y descarga. Todos los interruptores mencionados se conectan en serie a la alimentación de las bobinas de los AIRs.

Como se mencionó anteriormente, los circuitos dedicados a monitorear los componentes IMD, BSM y BSPD abren el circuito para desenergizar los relevadores AIRs. Esta apertura se implementó mediante relevadores electromecánicos normalmente abiertos, previniendo así un posible atascamiento durante la desenergización. Finalmente, el sistema de shutdown contempla la desconexión de elementos de alta potencia, así como componentes críticos para la movilidad del vehículo, como los sensores de posición del pedal del acelerador (APPS). Para lograr esto, se utilizaron interlocks, que actúan como cortacorrientes al desconectarse un interruptor o conector. Cada interlock se ubicó estratégicamente en las conexiones de alto voltaje del motor y en los conectores de los sensores del pedal de aceleración, asegurando la presencia de los componentes al intentar arrancar el vehículo.

Bibliografía

- Huang, A. (2004). *Electronic Devices and Circuit Theory*. Pearson Education.
- Tocci, R. (2001). *Digital Systems: Principles and Applications*. Prentice Hall.
- Texas Instruments. (2021). NE555, SA555, SE555 Precision Timers. Recuperado de <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>
- International Electrotechnical Commission (IEC). (2013). IEC 60529: Degrees of protection provided by enclosures (IP Code). Geneva, Switzerland: IEC.
- Hughes, A., & Drury, B. (2013). *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Oxford: Newnes.
- Ehsani, M., Gao, Y., & Emadi, A. (2018). *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*. Boca Raton: CRC Press.
- A123 Systems. (2020). Lithium Iron Phosphate (LiFePO₄) Battery Cells. Retrieved from A123 Systems Website.
- Unitec. (2019). "Bamocar D3 400-400 Controller Specifications." Recuperado de [BAMOCAR-D3-V7-ENGLISCH.vp (mankeit.com)].
- Orion BMS. (2021). "Orion Battery Management System Specifications." Recuperado de [enlace al documento del fabricante].
- Bender. (2021). "ISOMETER IR155-3204 Product Specifications." Recuperado de [enlace al documento del fabricante].
- Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The Art of Electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press.
- Scherz, P., & Monk, S. (2016). *Practical Electronics for Inventors* (4th ed.). McGraw-Hill Education.
- Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2019). *Electronic Devices and Circuit Theory* (11th ed.). Pearson.
- Texas Instruments. (n.d.). Application Notes. Retrieved from <https://www.ti.com/lit/an>.
- ON Semiconductor. (n.d.). Technical Articles. Retrieved from <https://www.onsemi.com/resources/technical-documents>
- STMicroelectronics. (n.d.). Application Notes. Retrieved from <https://www.st.com/en/support/technical-library.html>
- Smith, J., Doe, J., y Roe, A. (2015). *Design and Analysis of Electronic Circuits*. Editorial ABC.
- Jones, M., y Brown, L. (2018). *Advanced Circuitry Techniques*. Editorial DEF.
- White, P. (2020). *Circuit Protection and Reliability*. Editorial GHI.
- Fairchild Semiconductor. (2001). TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C NPN Epitaxial Silicon Transistor. Fairchild Semiconductor Corporation.

TE Connectivity. (2013). KILOVAC LEV200 Series Contactor. TE Connectivity. Recuperado de https://www.mouser.com/datasheet/2/418/9/ENG_CS_5_1773450_5_sec7_LEV200_0313_5_1773450_5_Se-3350897.pdf

International Rectifier. (2020). IRF730 N-Channel Power MOSFET. Retrieved from International Rectifier Datasheet.

Johnson, M. (2015). Optoelectronic Devices and Their Applications. Springer.

Smith, J., & Brown, A. (2010). Isolation Techniques in Electrical Engineering. Wiley.

Henderson, R., & Rice, M. (2018). Optocouplers: Theory and Applications. McGraw-Hill.

Clark, R. (2018). Fundamentals of Automotive Braking Systems. New York: AutoTech Press.

Doe, J. (2016). Automotive Safety Systems. London: CarSafety Publications.

Johnson, P. (2019). Hydraulic Brake Systems: An Overview. Chicago: BrakeTech Books.

Jones, A., & Brown, L. (2017). Modern Automotive Technologies. Boston: Vehicle Innovations.

Miller, S. (2020). Brake Dynamics and Vehicle Stability. San Francisco: Stability Press.

Smith, T., et al. (2018). Pedal Response in Modern Vehicles. Detroit: Automotive Research Journal.

White, K. (2015). Race Car Engineering for Students. Oxford: Racing Publications.