



# UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

## Simulación de sistema de tracción para transporte Hyperloop

Memoria para optar al título de  
**Ingeniero Civil Electrónico**

Alumno  
**Nicolás Aníbal González Arévalo**

Profesor Supervisor  
**Dr. Samir Kouro**

Profesor Co-Referente  
**Dr. Christian Rojas**

Enero 18, 2021, Valparaíso, Chile



*I must not fear.*  
*Fear is the mind killer.*  
*Fear is the little death that brings total obliteration.*  
*I will face my fear.*  
*I will permit it to pass over me and through me.*  
*And when it has gone past I will turn the inner eye to see its path.*  
*When the fear has gone there where will be nothing.*  
*Only I will remain.*  
*-Litany Against Fear.*



---

---

# AGRADECIMIENTOS

CAMINOS hay miles, algunos los elegimos, otros están a un paso de nosotros y los tomamos sin mirar en ninguna dirección con un falso sentimiento de autonomía, libertad y confianza. Así me sentí durante los primeros años de este largo viaje, como si hubiese caminado por un sendero que yo mismo cree años antes cuando todavía tenía una confianza infantil sobre lo que significaba vivir. Con el paso del tiempo me cuestione muchas veces las decisiones que a esas alturas parecía haber tomado una persona diferente, alguien que ya no reconocía ni siquiera en el espejo. Mucho me costo conciliar lo que yo esperaba de mi años atrás con lo que hoy como pronto profesional siento, pienso y vivo. Hoy nuevamente se abren miles de caminos, pero ahora más complejos, escabrosos e inciertos. A diferencia de ayer hoy tengo las herramientas propias que me ha entregado la vida, las que me entrego mi educación, mi familia, mis amigos y no menos importante, las que forjé yo mismo. Y por esta razón quiere agradecer enormemente a todas las personas que han formado parte de mi vida los últimos años a todos los amigos que conocí durante la universidad y que compartí en todas las facetas posibles, a la gente que me acogió muchas veces como parte de su familia, a mi familia, a mi madre en particular por entregarme un amor incondicional que nunca he tenido que cuestionarme, un amor que siempre he sabido que está ahí. A mis amigos de Osorno que a pesar de la distancia me guardaron en sus vidas durante todo este tiempo. A mis profesores guías Dr. Samir Kouro por mostrarme que existe una parte de la electrónica en la que me puedo desarrollar no solamente como profesional, sino que como un ser social que busca provocar un impacto real a las vidas de las personas y la sostenibilidad de nuestro desarrollo energético. Al profesor Dr. Christian Rojas por demostrarme que las ganas de enseñar y ayudar a sus alumnos va más allá de un par de horas de clases a la semana, sino que nacen del deseo real de transmitir conocimiento y crearlo.

Finalmente agradecer al FONDECYT y al AC3E (ANID/PAI/SIA 2018/PAI77180032 y ANID/FB0008 códigos de proyecto respectivamente) por el apoyo constante y reiterado al desarrollo de actividades académicas relacionadas con la electrónica industrial que en particular para este trabajo de título han apoyado la investigación de accionamientos eléctricos para aplicaciones de electromovilidad.

Nicolás Aníbal González Arévalo

---

---

# RESUMEN

**D**URANTE EL último siglo diferentes tipos de sistemas de transporte han sido implementados con el objetivo de satisfacer las necesidades de movilización de nuestra sociedad. A lo largo del tiempo se ha logrado implementar estos sistemas gracias a una estructura social que ha permitido el desarrollo orgánico de estos. Hasta este punto nuestros sistemas de transporte han sido escalados con el objetivo de llegar a la mayor cantidad de usuarios posibles con la meta de ofrecer transporte eficiente y frecuente. Lamentablemente todo sistema tiene sus límites, en tanto hayan sido creados bajo una estructura social diferente sus desventajas empiezan a ser evidentes al verse bajo la lupa de una sociedad moderna constituida principalmente por metrópolis que acaparan gran cantidad de población y focos de actividad económica.

Bajo este paradigma surge la necesidad de desarrollar nuevos sistemas de transporte capaces de sobrellevar los puntos los cuales nuestros sistemas actuales carecen de posibilidades de mejora. Hyperloop nace como una nueva opción entregando la posibilidad de realizar viajes a gran velocidad en zonas terrestres. Hyperloop logra esto aislando a través de un tubo herméticamente sellado la cápsula que realiza el movimiento de pasajeros. De esta forma Hyperloop logra una eficiencia superior a la de los sistemas actuales y velocidades comparativas con las que nuestros métodos mas rápidos de transporte.

Finalmente la estructura de Hyperloop tiene como consecuencia la utilización de sistemas de tracción eficientes que se alineen con su objetivo. Dentro de este marco se reconoce en la actualidad los sistemas de tracción utilizados para trenes de alta velocidad. Estos sistemas están constituidos principalmente por motores lineales distribuidos a lo largo de una pista de aceleración los cuales junto a un sistema de alimentación y control entregan la energía necesaria para mover el tren.

Es entonces el objetivo de esta memoria desarrollar un sistema de tracción para Hyperloop de tal forma de estudiar los fenómenos que afectan el viaje a través de motores lineales distribuidos. En primer lugar se hace una descripción general del funcionamiento de Hyperloop, las partes que lo componen y su infraestructura. Luego se da que el enfoque principal de esta memoria es el sistema de tracción se simula una propuesta de arreglo de convertidores, motores lineales y esquema de control en un modelo a escala que permita estudiar la integración de estos sistemas y acercarse así al posible funcionamiento del sistema de tracción que eventualmente se implementará.

**Palabras Claves**

CHB, DSPMLSM, EVpowertrains, Hyperloop, LSM, PMLSM, PMSM, SPWM

---

---

# ABSTRACT

**D**URING THE last century different types of transportation systems have been implemented in order to meet the mobilization needs of our society. Over time, these systems have been implemented thanks to a social structure that has allowed their organic development. Up to this point, our transportation systems have been scaled up in order to reach as many users as possible with the goal of offering efficient and frequent transportation. Unfortunately, every system has its limits, as long as they have been created under a different social structure, their disadvantages begin to be evident when viewed under the magnifying glass of a modern society made up mainly of metropolises that monopolize a large number of population and focus of economic activity.

Under this paradigm appears the need to develop new transport systems capable of meeting the points which our current systems lack possibilities for improvement. Hyperloop was born as a new option providing the possibility of traveling at high speed in land areas. Hyperloop achieves this by isolating the capsule that carries out the movement of passengers through a hermetically sealed tube. This way, Hyperloop achieves an efficiency superior to that of current systems and comparative speeds with those of our fastest transportation methods.

Finally Hyperloop structure results in the need of using efficient traction systems aligned with its objective. Traction systems used for high-speed trains are currently recognized within this framework. These systems are mainly made up of linear motors distributed along an acceleration track which, together with a power supply and control system, deliver the energy necessary to move the train.

It is then the objective of this report to develop a traction system for Hyperloop in such a way as to study the phenomena that affect travel through distributed linear motors. First, there will be a general description of the operation of Hyperloop, its parts and infrastructure. Then, given the main focus of this report is the traction system a proposal for an arrangement of power converters, linear motors and a control scheme will be simulated on a scale model that allows studying the integration of these systems and thus approaching a possible traction system that could eventually be implemented.

## Keywords

CHB, DSPMLSM, EVpowertrains, Hyperloop, LSM, PMLSM, PMSM, SPWM

---

---

# ÍNDICE

|                                                                      |            |
|----------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>AGRADECIMIENTOS</b>                                               | <b>I</b>   |
| <b>RESUMEN</b>                                                       | <b>II</b>  |
| <b>ABSTRACT</b>                                                      | <b>IV</b>  |
| <b>ÍNDICE DE FIGURAS</b>                                             | <b>VII</b> |
| <b>ÍNDICE DE TABLAS</b>                                              | <b>X</b>   |
| <b>ABREVIACIONES</b>                                                 | <b>XI</b>  |
| <b>SIMBOLOGÍA</b>                                                    | <b>XII</b> |
| <b>1. INTRODUCCIÓN</b>                                               | <b>1</b>   |
| 1.1. Resumen . . . . .                                               | 1          |
| 1.2. ¿Qué es Hyperloop y qué propone? . . . . .                      | 2          |
| 1.3. Contexto Energético . . . . .                                   | 3          |
| 1.4. Estado del Arte . . . . .                                       | 5          |
| 1.4.1. Cápsula . . . . .                                             | 6          |
| 1.4.1.1. Cápsula de levitación por aire . . . . .                    | 6          |
| 1.4.1.2. Cápsula de levitación magnética . . . . .                   | 7          |
| 1.4.2. Tubo . . . . .                                                | 8          |
| 1.4.3. Levitación. . . . .                                           | 9          |
| 1.4.3.1. Levitación por aire. . . . .                                | 9          |
| 1.4.3.2. Levitación magnética activa. . . . .                        | 10         |
| 1.4.3.3. Levitación magnética activa por superconductividad. . . . . | 10         |
| 1.4.3.4. Levitación magnética pasiva . . . . .                       | 12         |
| 1.4.4. Sistema de tracción . . . . .                                 | 15         |
| 1.5. Hitos actuales . . . . .                                        | 18         |
| 1.6. Objetivos . . . . .                                             | 19         |
| 1.7. Resumen del Capítulo . . . . .                                  | 19         |
| <b>2. MODELAMIENTO DEL SISTEMA</b>                                   | <b>21</b>  |
| 2.1. Modelo del Motor . . . . .                                      | 22         |
| 2.1.1. Modelo del motor rotatorio . . . . .                          | 22         |

|                                                                                  |           |
|----------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.1.2. Transformadas de Clark y Park . . . . .                                   | 24        |
| 2.1.3. Modelo del motor lineal . . . . .                                         | 27        |
| 2.1.4. Transformadas de Clark y Park para el motor lineal . . . . .              | 33        |
| 2.1.5. Modelo del motor lineal de estator largo y segmentado propuesto . . . . . | 36        |
| 2.1.6. Modelo del convertidor propuesto . . . . .                                | 38        |
| 2.2. Resumen del Capítulo . . . . .                                              | 40        |
| <b>3. CONTROL DEL MODELO</b>                                                     | <b>41</b> |
| 3.1. Control del motor lineal largo y segmentado . . . . .                       | 42        |
| 3.2. Control de velocidad y referencias para cada convertidor . . . . .          | 44        |
| 3.3. Sintonización de los controladores y anti-enrollamiento. . . . .            | 48        |
| 3.4. Modulaci3n del convertidor . . . . .                                        | 50        |
| 3.5. Resumen del Cap3tulo . . . . .                                              | 52        |
| <b>4. RESULTADOS</b>                                                             | <b>53</b> |
| 4.1. Resultados generales . . . . .                                              | 54        |
| 4.2. Par3metros de simulaci3n . . . . .                                          | 56        |
| 4.3. Aceleraci3n constante . . . . .                                             | 58        |
| 4.4. Velocidad constante . . . . .                                               | 63        |
| 4.5. Variables de inter3s a gran velocidad . . . . .                             | 68        |
| 4.6. Resumen del Cap3tulo . . . . .                                              | 71        |
| <b>5. CONCLUSIONES</b>                                                           | <b>72</b> |
| 5.1. Conclusiones . . . . .                                                      | 72        |
| 5.2. Trabajo Futuro . . . . .                                                    | 73        |
| <b>A. C3DIGO</b>                                                                 | <b>76</b> |
| <b>BIBLIOGRAF3A</b>                                                              | <b>82</b> |

---

---

# Índice de figuras

|                                                                                                                                                                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1. Modelo propuesto por Virgin Hyperloop One [1] . . . . .                                                                                                                                                                          | 2  |
| 1.2. En negro costo para sistemas de transporte actuales, en rojo sus proyecciones y azul Hyperloop . . . . .                                                                                                                         | 4  |
| 1.3. Modelo propuesto de cápsula de levitación por aire de Virgin Hyperloop [1] . . . . .                                                                                                                                             | 7  |
| 1.4. Modelo propuesto de cápsula de Hyperloop Transportation Technologies [2] . . . . .                                                                                                                                               | 7  |
| 1.5. Modelo propuesto de cápsula de Virgin Hyperloop [1] . . . . .                                                                                                                                                                    | 8  |
| 1.6. Modelo propuesto de tubo de Virgin Hyperloop [1] . . . . .                                                                                                                                                                       | 9  |
| 1.7. Modelo propuesto de tubo de levitación por aire de SpaceX [3] . . . . .                                                                                                                                                          | 10 |
| 1.8. Tren de levitación magnética Transrapid de Shanghai [4] . . . . .                                                                                                                                                                | 10 |
| 1.9. Tren de levitación por superconductividad MLX01 a la izquierda y MLX01901 a la derecha [5] . . . . .                                                                                                                             | 11 |
| 1.10. Disposición de los devanados de levitación, guía y tracción del JR-Maglev [6] . . . . .                                                                                                                                         | 11 |
| 1.11. Sistema de guía y levitación para el JR-Maglev. . . . .                                                                                                                                                                         | 12 |
| 1.12. Riel de levitación propuesto por Hyperloop Transportation Technologies [2] . . . . .                                                                                                                                            | 12 |
| 1.13. Arreglo de imanes permanentes. . . . .                                                                                                                                                                                          | 13 |
| 1.14. Arreglo de imanes permanentes patente Hyperloop Transportation Technologies [2] . . . . .                                                                                                                                       | 13 |
| 1.15. Equivalente de roce para levitación pasiva y viaje aéreo. En Rojo el rango general para Hyperloop con dos Pole Pitch diferentes, en Azul rango general para aviones comerciales, Narajo Trenes de alta velocidad. [7] . . . . . | 14 |
| 1.16. Patente Hyperloop Transportation Technologies para estator distribuido [8] . . . . .                                                                                                                                            | 15 |
| 1.17. Orientación de imanes permanentes y devanados. . . . .                                                                                                                                                                          | 16 |
| 1.18. Sistema de tracción, alimentación y guía del Transrapid de Shanghai. . . . .                                                                                                                                                    | 17 |
| 1.19. Distribución de convertidores y motor de lineal de patente de Hyperloop Transportation [9] . . . . .                                                                                                                            | 17 |
| 1.20. Propuesta original de convertidores y motor de lineal. . . . .                                                                                                                                                                  | 18 |
| 1.21. <i>Pod</i> y tubo de pruebas Virgin Hyperloop . . . . .                                                                                                                                                                         | 19 |
| 2.1. Representación del modelo del <i>Pod</i> y su sistema de tracción y levitación . . . . .                                                                                                                                         | 21 |
| 2.2. Representación de ejes y elementos del motor sincrónico de imanes permanentes . . . . .                                                                                                                                          | 22 |
| 2.3. Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio. . . . .                                                                                                                                                                         | 24 |
| 2.4. Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio y lineal . . . . .                                                                                                                                                               | 28 |
| 2.5. Comparación entre una máquina sincrónica línea con uno y dos polos. . . . .                                                                                                                                                      | 29 |
| 2.6. Comparación entre una máquina lineal sincrónica con diferentes pole pitch . . . . .                                                                                                                                              | 29 |

|                                                                                               |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.7. Traspaso de <i>Pod</i> a través de segmentos adyacentes . . . . .                        | 30 |
| 2.8. $L_s$ y $\lambda_{IM}$ en función de la posición . . . . .                               | 31 |
| 2.9. Perfil electromagnético generado por imanes en un motor lineal. . . . .                  | 32 |
| 2.10. Conexión de dos convertidores para tres segmentos adyacentes del estator largo. . . . . | 37 |
| 2.11. Corrientes en la conexión de los convertidores. . . . .                                 | 38 |
| 2.12. Estructura del convertidor puente H en cascada para una fase. . . . .                   | 39 |
| 2.13. Estructura del convertidor puente H en cascada trifásico. . . . .                       | 40 |
| 3.1. Control en cascada para corriente y velocidad. . . . .                                   | 41 |
| 3.2. Diagrama de prealimentación para $V'_{sd}(s)$ . . . . .                                  | 43 |
| 3.3. FOC para un convertidor y un segmento. . . . .                                           | 44 |
| 3.4. Funciones de enlace para segmentos del motor lineal. . . . .                             | 46 |
| 3.5. Corrientes y fuerzas durante un traspaso de un segmento a otro. . . . .                  | 47 |
| 3.6. Corrientes y fuerzas durante un traspaso de un segmento a otro. . . . .                  | 47 |
| 3.7. Estructura general del sistema. . . . .                                                  | 48 |
| 3.8. Esquema anti enrollamiento . . . . .                                                     | 49 |
| 3.9. Convertidor multinivel puente H en cascada. . . . .                                      | 50 |
| 3.10. Portadoras en color y en negro referencia para SPWM de tres celdas . . . . .            | 51 |
| 3.11. Esquema de comparación entre portadoras y voltaje de referencia. . . . .                | 51 |
| 3.12. Pulsos de disparo para una celda de un puente H en cascada de tres celdas. . . . .      | 52 |
| 4.1. Voltaje celda 1 fase a del convertidor. . . . .                                          | 54 |
| 4.2. Voltaje celda 2 fase a del convertidor. . . . .                                          | 54 |
| 4.3. Voltaje celda 2 fase a del convertidor. . . . .                                          | 54 |
| 4.4. Voltaje total de fase del convertidor. . . . .                                           | 54 |
| 4.5. Portadoras $V_{1+}$ y $V_{1-}$ junto a referencia a modular. . . . .                     | 55 |
| 4.6. Portadoras $V_{2+}$ y $V_{2-}$ junto a referencia a modular. . . . .                     | 55 |
| 4.7. Portadoras $V_{3+}$ y $V_{3-}$ junto a referencia a modular. . . . .                     | 55 |
| 4.8. Pulsos de disparo $S_{1a}^1$ y $S_{1a}^2$ . . . . .                                      | 56 |
| 4.9. Pulsos de disparo $S_{2a}^1$ y $S_{2a}^2$ . . . . .                                      | 56 |
| 4.10. Pulsos de disparo $S_{3a}^1$ y $S_{4a}^2$ . . . . .                                     | 56 |
| 4.11. Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio. . . . .                                | 56 |
| 4.12. Segmentos correspondientes para cada convertidor. . . . .                               | 58 |
| 4.13. Voltaje $V_{aC1}$ para aceleración constante. . . . .                                   | 59 |
| 4.14. Voltaje $V_{aC2}$ para aceleración constante. . . . .                                   | 59 |
| 4.15. Corrientes $i_{sABC}^{C1}$ para aceleración constante. . . . .                          | 59 |
| 4.16. Corrientes $i_{sABC}^{C2}$ para aceleración constante. . . . .                          | 59 |
| 4.17. Corriente $i_{sdC1}$ para aceleración constante. . . . .                                | 60 |
| 4.18. Corriente $i_{sdC2}$ para aceleración constante. . . . .                                | 60 |
| 4.19. Corriente $i_{sdTot}$ para aceleración constante. . . . .                               | 60 |
| 4.20. Corriente $i_{sqC1}$ para aceleración constante. . . . .                                | 61 |
| 4.21. Corriente $i_{sqC2}$ para aceleración constante. . . . .                                | 61 |
| 4.22. Corriente $i_{sqTot}$ para aceleración constante. . . . .                               | 61 |
| 4.23. Fuerza en el <i>Pod</i> para aceleración constante. . . . .                             | 61 |
| 4.24. Velocidad en el <i>Pod</i> para aceleración constante. . . . .                          | 62 |
| 4.25. Potencia $P_{C1}$ para aceleración constante. . . . .                                   | 62 |
| 4.26. Potencia $P_{C2}$ para aceleración constante. . . . .                                   | 62 |
| 4.27. Voltaje $V_{aC1}$ para aceleración constante. . . . .                                   | 63 |

|                                                                                                   |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.28. Voltaje $V_{aC2}$ para aceleración constante. . . . .                                       | 63 |
| 4.29. Corrientes $i_{sABC}^{C1}$ para aceleración constante. . . . .                              | 64 |
| 4.30. Corrientes $i_{sABC}^{C2}$ para aceleración constante. . . . .                              | 64 |
| 4.31. Corriente $i_{sdC1}$ para velocidad constante. . . . .                                      | 65 |
| 4.32. Corriente $i_{sdC2}$ para velocidad constante. . . . .                                      | 65 |
| 4.33. Corriente $i_{sdTot}$ para velocidad constante. . . . .                                     | 65 |
| 4.34. Corriente $i_{sqC1}$ para velocidad constante. . . . .                                      | 66 |
| 4.35. Corriente $i_{sqC2}$ para velocidad constante. . . . .                                      | 66 |
| 4.36. Corriente $i_{sqTot}$ para velocidad constante. . . . .                                     | 66 |
| 4.37. Fuerza en el <i>Pod</i> para velocidad constante. . . . .                                   | 67 |
| 4.38. Velocidad en el <i>Pod</i> para velocidad constante. . . . .                                | 67 |
| 4.39. Potencia $P_{C1}$ para velocidad constante. . . . .                                         | 68 |
| 4.40. Potencia $P_{C2}$ para velocidad constante. . . . .                                         | 68 |
| 4.41. Corrientes $i_{sdTot}$ e $i_{sdTot}$ durante aceleración a gran velocidad. . . . .          | 69 |
| 4.42. Fuerza y velocidad durante aceleración a gran velocidad. . . . .                            | 69 |
| 4.43. Corrientes $i_{sdTot}$ e $i_{sdTot}$ para escalón de gran velocidad . . . . .               | 70 |
| 4.44. Fuerza y velocidad para escalón de gran velocidad . . . . .                                 | 70 |
| 4.45. Corrientes $i_{sdTot}$ e $i_{sdTot}$ para un traspaso de segmento a gran velocidad. . . . . | 71 |
| 4.46. Fuerza y velocidad para un traspaso de segmento a gran velocidad. . . . .                   | 71 |
| 5.1. <i>Pod</i> discretizado con flujos enlazados independientes para ejes x e y. . . . .         | 74 |

---

---

# Índice de tablas

|      |                                                                              |    |
|------|------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1. | Tiempo de viaje estimado entre Los Angeles y San Francisco [3]               | 3  |
| 1.2. | Gasto energético por kilómetro pasajero para diferentes medios de transporte | 4  |
| 1.3. | Proyectos de transporte de alta velocidad y sus niveles de potencia.         | 5  |
| 2.1. | Estados del <i>Pod</i> durante el traspaso de segmentos                      | 37 |
| 4.1. | Parámetros de simulación                                                     | 57 |
| 4.2. | Parámetros de simulación                                                     | 68 |

---

---

# ABREVIACIONES

## Mayúsculas

|         |                                                            |
|---------|------------------------------------------------------------|
| 3L-VSI  | : two-level voltage source inverter                        |
| CHB     | : cascade H-bridge inverter                                |
| DSLMS   | : two sided linear synchronous motor                       |
| DSPMLSM | : two sided permanent magnet linear synchronous motor      |
| EDS     | : electro dynamic suspension                               |
| FOC     | : field-oriented control                                   |
| IM      | : induction machine                                        |
| LIM     | : linear induction motor                                   |
| LSM     | : linear synchronous motor                                 |
| OSLSM   | : one sided linear synchronous motor                       |
| OSPMLSM | : one sided permanent magnet linear synchronous motor      |
| PI      | : proportional-integral coefficients of linear controllers |
| PMLSM   | : permanent magnet linear synchronous motor                |
| PMSM    | : permanent magnet synchronous motor                       |
| PWM     | : pulsewidth modulation.                                   |
| SM      | : synchronous machine                                      |
| SPWM    | : shifted pulsewidth modulation.                           |

## Minúsculas

|     |                                                                       |
|-----|-----------------------------------------------------------------------|
| dc  | : direct current                                                      |
| ac  | : alternate current                                                   |
| Tot | : total quantity applied to the <i>Pod</i> given a number of segments |

---

---

# SIMBOLOGÍA

## Variables Generales

|                    |                                                                                   |
|--------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|
| $V_{sABC}$         | : stator voltage in $abc$ -frame                                                  |
| $i_{sABC}$         | : stator current in $abc$ -frame                                                  |
| $V_{s\alpha\beta}$ | : stator voltage in $\alpha\beta$ -frame                                          |
| $i_{s\alpha\beta}$ | : stator current in $\alpha\beta$ -frame                                          |
| $V_{sdq}$          | : stator voltage in $dq$ -frame                                                   |
| $i_{sdq}$          | : stator current in $dq$ -frame                                                   |
| $\lambda_{IMi}(x)$ | : permanent magnet linkage flux per stator segment with respect to $Pod$ position |
| $V_{abc}$          | : converter output voltage in $abc$ -frame                                        |
| $V_{k+}$           | : positive converter carrier signal                                               |
| $V_{k-}$           | : negative converter carrier signal                                               |
| $L_s(x)$           | : stator inductance with respect to $Pod$ position                                |
| $E_i(x)$           | : link function with respect to $Pod$ position                                    |
| $F_{ei}$           | : electrical force applied to the $Pod$ by a segment                              |
| $S_{(a,b,c)}^j$    | : firing pulses                                                                   |
| $x$                | : $Pod$ position                                                                  |
| $v_r$              | : $Pod$ velocity                                                                  |
| $\omega_r$         | : rotor position                                                                  |
| $w_r$              | : rotor velocity                                                                  |

## Indices y sub-indices

|      |                                                     |
|------|-----------------------------------------------------|
| $H$  | : total number of segments                          |
| $i$  | : segment number                                    |
| $j$  | : semiconductor number of an H bridge               |
| $K$  | : total number of cells of a cascade H bridge phase |
| $k$  | : cell number                                       |
| $C1$ | : converter one related variable                    |
| $C2$ | : converter two related variable                    |
| $N$  | : chb neutral point                                 |

# INTRODUCCIÓN

### 1.1. Resumen

El transporte de personas es sin lugar a dudas una de las problemáticas que la humanidad ha enfrentado desde el inicio del ser humano moderno y sobre todo de la vida en sociedad. Como llegar desde un punto a otro en la menor cantidad de tiempo posible ha sido uno de los motores de la industria de transporte que ha llevado a la invención de vehículos como lo son el automóvil, trenes, aviones y barcos. En la actualidad si bien estos sistemas de transporte han aportado en gran cantidad a la movilidad de las personas carecen de un margen de mejora en términos de tiempo considerable y la mismas estructuras sociales en las cuales se han desarrollado tienen límites dinámicos que impiden crear sistemas que mejoren en estos aspectos.

En el caso de los automóviles se ha observado un desarrollo considerable a lo largo de las últimas décadas bajando los costos de producción considerablemente permitiendo así la penetración de esta tecnología logrando llegar a una cantidad de consumidores importante. Lamentablemente una desventaja de este punto es que si bien permite que cada individuo tenga la libertad de moverse las calles, carreteras y vías de transporte en general no han sido capaces de evolucionar para contener la cantidad de automóviles presentes en la actualidad. Este problema se ve reflejado en las grandes metrópolis del planeta en donde cada vez es más común observar atochamientos vehiculares que impiden un flujo constante de automóviles, aumentando significativamente los tiempos de traslado de los usuarios.

Por otra parte los métodos de transporte aéreos como los aviones que permiten la movilidad de manera relativamente rápida de los usuarios en trayectos ciudad-ciudad tienen un costo asociado alto además de una logística compleja que impide la inmediatez del servicio como es de esperarse en trayectos cortos como el mencionado. Este problema se ve disminuido en trayectos de larga distancia los cuales tienen menos frecuencia desde el punto de vista del usuario y son programados con antelación por lo cual siguen generando valor a estos.

De esta manera se identifica un segmento de la industria de transporte no explorado

actualmente, un sistema de transporte lo suficientemente rápido como para compararse con los trasportes aéreos, bajo costo, de alta frecuencia de utilización y además de rápido acceso considerando su logística e inmediatez. Si bien esta descripción suena como un imposible la innovación y el desarrollo tecnológico entregan las herramientas para resolver los problemas de una sociedad moderna. Lo descrito es el punto de partida para la creación de nuevos sistemas de transporte dado que en una sociedad de grandes metrópolis altamente competitivas el tiempo es uno de los factores fundamentales que permiten un desarrollo sustentable tanto de las empresas como de las personas. Es aquí donde surge la idea de un sistema de transporte innovador que cumpla con los requisitos para complementar de manera orgánica los sistemas de transporte actuales.

## 1.2. ¿Qué es Hyperloop y qué propone?

Hyperloop, término acuñado en el año 2013 por el empresario Elon Musk, consiste en una cápsula, también llamada *Pod*, la cual viaja por un tubo hermético con baja o nula densidad de aire que es suspendida por medio de un sistema de levitación magnética y acelerada por medio de un sistema de tracción compuesto de un motor lineal extendido a lo largo del tubo [3]. La combinación de estos elementos permiten generar un ambiente para el *Pod* en donde las pérdidas producto del roce con el aire son mínimas lo cual reduce el consumo energético del sistema considerablemente en comparación a otros sistemas de transporte. Se observa en la figura 1.1 se observa un modelo de una cápsula propuesta por la empresa Hyperloop Virgin One junto al tubo en donde esta viaja.



Figura 1.1: Modelo propuesto por Virgin Hyperloop One [1]

Hyperloop fue propuesto como método de transporte en el año 2013 por Elon Musk y su empresa SpaceX con el objetivo de entregar una alternativa a la posible construcción de un tren de alta velocidad entre las localidades de Los Angeles y San Francisco. Este concepto causó gran revuelo dado que describe un sistema de transporte que pretende recorrer la distancia de 560[km] entre estas dos ciudades en un tiempo aproximado de 35[min], como

se observa en la Tabla 1.1, lo cual implica una velocidades cercanas a los 1200[km/hr] valor el cual es incluso superior a la velocidad crucero de aviones comerciales como los Boeing 747 [10] el cual tiene la capacidad de viajar a 988[km/hr].

Tabla 1.1: Tiempo de viaje estimado entre Los Angeles y San Francisco [3]

| Medio de transporte | Tiempo de viaje en [hrs] |
|---------------------|--------------------------|
| Hyperloop           | 0.5                      |
| Avión               | 2.5                      |
| Automóvil           | 5.5                      |

De la tabla 1.1 también se desprende una de las principales posibles ventajas de Hyperloop, el tiempo de viaje. Dado que este tiempo de viaje es de hasta una hora mejor que los aviones comerciales Hyperloop tiene la capacidad de conectar de manera más eficiente las diferentes ciudades en las que se implemente generando beneficios y externalidades positivas en cualquier localidad en la que sea desarrollado.

### 1.3. Contexto Energético

En la figura 1.2 se observa el costo energético estimado para Hyperloop, en dólares por kilómetro por pasajero, el cual es considerablemente menor a sistemas de transporte alternativos, lo que se traduce en un costo operacional significativamente menor. A pesar de tener un costo en infraestructura relativamente alto en comparación a otras alternativas dada la necesidad de implementar el tubo en donde viaja la cápsula, los costos operacionales sumados a la capacidad de ser un transporte 100 % eléctrico con velocidades comparativas al transporte aéreo hacen de esta forma de viajar una solución competitiva con una capacidad de entregar un valor a los usuarios nunca antes explorado por los sistemas tradicionales. Además en la Figura 1.2 las proyecciones para el costo de viaje en amarillo las cuales se ven necesariamente agravadas a altas velocidades gracias al efecto del roce con el aire el cual es proporcional a la velocidad al cuadrado para los sistemas que interactúan con el aire. En particular este efecto se ve mucho mas agravado para los sistemas de trenes de alta velocidad dado que no tienen la capacidad, diferencia de los aviones comerciales, de viajar a grandes alturas y así desplazarse a través de aire menos denso (menos fricción).

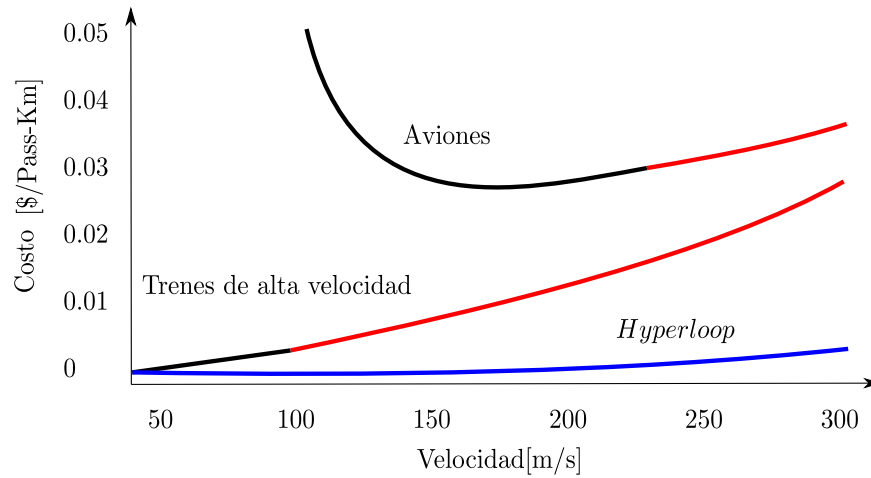


Figura 1.2: En negro costo para sistemas de transporte actuales, en rojo sus proyecciones y azul Hyperloop

Los efectos mencionados tiene directa relación con la energía utilizada por pasajero-kilómetro. En tabla 1.2 se observan para diferentes métodos de transporte la energía necesaria para mover un pasajero por un kilómetro de distancia. En particular se observa que Hyperloop tiene un costo energético cercano a un orden de magnitud menor en comparación a los aviones comerciales Boeing 747 y A380. Además Hyperloop tiene la ventaja de entregar un servicio mucho mas rápido, de mayor frecuencia y de una logística mucho mas simple.

Luego al comparar sistemas similares a Hyperloop en términos de potencia y velocidad se observa en la Tabla 1.3 [11] una serie de diferentes proyectos los cuales si bien se encuentran en desarrollo en la actualidad tienen una relación de velocidad a potencia incapaz de competir con la esperada para Hyperloop de lograr implementarse. De esta forma los proyectos en la actualidad siguen bajo el mismo paradigma que se ha mantenido

Tabla 1.2: Gasto energético por kilómetro pasajero para diferentes medios de transporte

| Medio de transporte | Gasto energético[MJ/km-Pasajero] | Velocidad Promedio [km/hr] |
|---------------------|----------------------------------|----------------------------|
| Hyperloop           | 0.098                            | >1100                      |
| Aviones 1998        | 1.400                            | 850-950                    |
| A380                | 0.875                            | 1185                       |
| Boeing 747          | 0.904                            | 988                        |
| Concorde            | 4.800                            | 2179                       |
| Riel Urbano         | 0.432                            | 50-70                      |
| Automóvil Promedio  | 1.464                            | 100-120                    |
| Model S             | 0.517                            | 100-120                    |

durante las últimas décadas sin solucionar la raíz del problema que conlleva realizar viajes a gran velocidad a alturas bajas que permitan un acceso rápido y dinámico a los usuarios. De esta forma Hyperloop al innovar teniendo en cuenta la implementación de un tubo herméticamente cerrado en conjunto a un sistema de tracción eficiente que integra el sistema de levitación es que tiene la posibilidad de sobrellevar desde todos los puntos de vista en términos económicos e ingenieriles a los sistemas de transporte terrestres convencionales.

Tabla 1.3: Proyectos de transporte de alta velocidad y sus niveles de potencia.

| Nombre del proyecto | Año  | Velocidad máxima [km/hr] | Potencia[MW] |
|---------------------|------|--------------------------|--------------|
| CRH3X               | 2020 | 350                      | 2            |
| Oaris               | 2015 | 350                      | 5.28-10.56   |
| Avelia Liberty      | 2021 | 350                      | N.A.         |
| Avelia Horizon      | 2023 | 350                      | 8            |
| Velaro novo         | 2023 | 360                      | 8            |
| Talgo Avril         | 2020 | 365                      | 8.8-10       |
| Alfa-x e956         | 2030 | 400                      | N.A.         |
| Hemu-430x           | 2015 | 430                      | 8.2          |
| CRRC Maglev         | 2021 | 600                      | 24           |
| L0 series           | 2027 | 603                      | N.A.         |
| Hyperloop           | 2030 | >1100                    | 21           |

#### 1.4. Estado del Arte

Hyperloop es una tecnología actual la cual se encuentra en desarrollo constante por lo tanto para comprender y describir su estado es necesario estudiar las empresas que en la actualidad se dedican a la implementación y desarrollo de estos sistemas. Además es importante tener en consideración todas las ramas de la investigación académica que se dedican a buscar respuestas a las problemáticas que trae consigo una innovación del nivel de Hyperloop

Dentro de las principales empresas actuales que desarrollan esta tecnología están Virgin Hyperloop [1] y Hyperloop Transportation Technologies [2]. Estas empresas a lo largo de los últimos años han dado indicios de avances en la implementación de proyectos relacionados con Hyperloop. En particular en esta memoria se hacen referencias a las patentes de la empresa Hyperloop Transportation Technologies dado que son las mas cercanas a un sistema modelable con el cual se pueda trabajar en softwares de simulación. Además dado que gran parte de la formación con respecto a esta tecnología se encuentra todavía en manos de privados se hace utilización de información deducida de la presentación de la empresa Virgin Hyperloop del año 2017. Además del concepto original que sigue siendo relevante dado lo reciente de este sistema.

Luego dado que esta memoria se enfoca principalmente en la implementación de un modelo de sistema de tracción visto desde el punto de vista de la electrónica de potencia con el objetivo de control de velocidad es necesario estudiar los modelos de motores lineales puesto que en la actualidad son los principales componentes en los sistemas de tracción de transporte similares como lo son los trenes de levitación magnética de alta velocidad de Shanghái y de Japón.

Finalmente se entiende que para comprender el funcionamiento del sistema completo se debe comprender las diferentes partes que constituyen el concepto de Hyperloop el cual está constituido principalmente por cuatro elementos que definen su funcionamiento y justifican su capacidad para realizar viajes terrestres a altas velocidades. Estos cuatro elementos son la cápsula, tubo, mecanismo de levitación y el sistema de tracción/aceleración. A continuación se realiza un breve descripción de los cuatro puntos mencionados.

### 1.4.1. Cápsula

Las cápsulas también llamadas *Pods* son los vehículos en los cuales se realizan el transporte de pasajeros en Hyperloop. Estos vehículos en los modelos estudiados tienen la particularidad de no ser para una gran cantidad de pasajeros sino que más bien para una cantidad reducida en el orden de los 10 a 40 ocupantes [3] [1]. Esto con el motivo de construir cápsulas pequeñas que permitan el desplazamiento por el tubo de manera tal que se pueda mantener un tubo lo mas pequeño posible dado el costo elevado de este.

Además cabe destacar que dada la configuración del sistema de tracción propuesta en esta memoria no se descarta la utilización de varios *Pods* simultáneamente en diferentes segmentos del sistema de tracción. Por esta razón se considera que si bien un *Pod* no puede llevar una gran cantidad de pasajeros simultáneamente una flota completa viajando a una distancia prudente dentro de un tubo tiene la capacidad de trasladar un volumen de pasajeros comparable con otros sistemas de transporte.

Es importante además considerar que los modelos que se conocen actualmente están alejados del concepto original dado el enfoque utilizado en las propuestas de las empresas que buscan traer Hyperloop a la realidad en donde se opta por un sistema de tracción y levitación magnéticos. Aun considerando lo mencionado es necesario comprender el enfoque inicial de Hyperloop por lo cual se hace una breve descripción de la cápsula propuesta inicialmente.

#### 1.4.1.1. Cápsula de levitación por aire

El concepto original de Hyperloop fue creado con la intención de utilizar un sistema de levitación por aire en el cual hace utilización de la presión generada en la parte delantera de la cápsula producto de la gran velocidad a la que viaja, esto considerando que aunque la densidad de aire es una milésima de la densidad en condiciones normales la gran velocidad a la que llega la cápsula hace que este fenómeno sea relevante [3] y por lo tanto pueda ser utilizado con el fin de generar una película de aire al rededor del *Pod* y en consecuencia generando su levitación.

La construcción de esta cápsula a diferencia de los modelos modernos cuenta con un

compresor de aire en la parte delantera, como se observa en la Figura 1.3, que permite aprovechar la presión generada para llenar tanques de aire y alimentar el sistema de levitación.

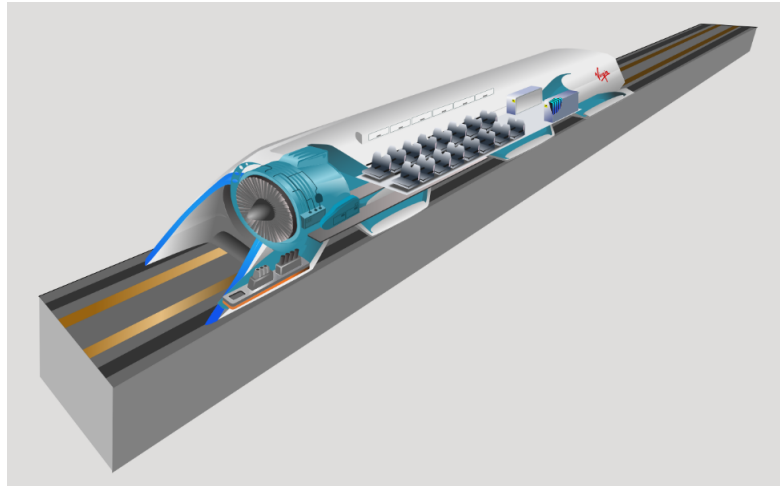


Figura 1.3: Modelo propuesto de cápsula de levitación por aire de Virgin Hyperloop [1]

Si bien una de las ideas principales del concepto inicial de Hyperloop era la utilización de este sistema actualmente se ha optado por otras opciones como fue mencionado anteriormente.

#### 1.4.1.2. Cápsula de levitación magnética

Actualmente los modelos en construcción de Hyperloop hacen utilización de cápsulas como la que se observa en la Figura 1.4. Estas cápsulas si bien alejadas del modelo inicial hacen utilización de un frente aerodinámico mucho más eficiente dado que a diferencia del modelo mencionado el objetivo en esta arquitectura completa es eliminar lo mas posible el roce con el aire dado que la interacción con este, aunque pequeña, no se utiliza para la levitación de el *Pod*.



Figura 1.4: Modelo propuesto de cápsula de Hyperloop Transportation Technologies [2]

En el caso del modelo de Hyperloop Transportation Technologies se espera tener una capacidad de entre 28 y 40 pasajeros por viaje lo cual es una de las variables más importantes puesto que condiciona los precios e ingresos por viaje lo cual es fundamental para justificar el proyecto.



Figura 1.5: Modelo propuesto de cápsula de Virgin Hyperloop [1]

En otros modelos de Hyperloop como el de la Figura 1.5 de Hyperloop One se utilizan cápsulas con menor capacidad de pasajeros, aproximadamente 10, con el objetivo de disminuir aun mas el tamaño de la cápsula. Esta disminución de la dimensión de la cápsula afecta directamente al costo de construcción del tubo que según las estimaciones en consta de aproximadamente un 80 % [3] del costo total del proyecto. Justificando de esta forma la disminución de capacidad de pasajeros.

Se comprende entonces que un punto general para la construcción de la cápsula es el tamaño de esta dado que afecta directamente el tamaño del tubo en donde esta viaja.

### 1.4.2. Tubo

Una de las innovaciones que separa a Hyperloop de otros sistemas de transporte es la construcción del tubo donde se mueve la cápsula. Este tubo es constructivamente similar para los modelos de Hyperloop y consta de tres partes principales, el tubo al vacío, el estator del motor lineal y el sistema de despresurización.

Se observa en la Figura 1.6 el uno de los modelos de tubo por los cuales se espera viaje uno o varios *Pods* en construcciones futuras de Hyperloop. Este tubo es construido con materiales capaces de soportar las diferencias de presión y las vibraciones producto del desplazamiento de la cápsula además de un sistema antisísmico que le permite funcionar bajo condiciones adversas considerando que necesariamente se deben disminuir las perturbaciones externas para así facilitar el trabajo del sistema interno de tracción y levitación.

Además la inclusión de bombas de aire en lugares estratégicos permite mantener la presión de aire deseada. Se incluye también en los modelos compuertas capaces de separar secciones del tubo con el objetivo de poder despresurizar el tubo por partes para realizar el abordaje de pasajeros. Modelos completos de los tubos no han sido construidos actualmente



Figura 1.6: Modelo propuesto de tubo de Virgin Hyperloop [1]

dado que esta tecnología todavía se encuentra en etapas de pruebas, sin embargo Virgin Hyperloop ha realizado pruebas en tubos cortos los cuales han sido contruidos con el objetivo de implementar el sistema de despresurización en conjunto a un sistema de aceleración mecánico. La arquitectura de las partes mencionadas sigue siendo parte de la propiedad intelectual de Virgin Hyperloop One por lo cual el acceso a la información en detalle se encuentra fuera del alcance del uso público.

### 1.4.3. Levitación.

Dentro de los sistemas de levitación se distinguen dos los cuales son representativos para las tecnologías que se desarrollan actualmente en sistemas similares. Principalmente en transportes de levitación magnética se hace utilización de

#### 1.4.3.1. Levitación por aire.

El sistema de levitación por aire es el propuesto en primera instancia por el equipo de desarrollados de la empresa SpaceX como fue previamente mencionado. Este consiste, como se observa en la Figura 1.7, en levitación por medio de una película de aire que genera presión entre la cápsula y la base del tubo creando así un empuje.

Este aire comprimido proviene de dos fuentes principales las cuales se utilizan alternadamente dependiendo de la etapa en la cual se encuentra la cápsula. En la primera etapa de aceleración se utilizan tanques con aire comprimido los cuales con cargados y descargados en las diferentes estaciones de Hyperloop. Luego de llegar a una velocidad que permita generar una suficiente presión en la parte delantera se hace utilización del compresor de aire. Esto permite utilizar en conjunto el aire que se hace circular de la parte delantera y los tanques de aire. Si bien este sistema es utilizado en el concepto principal de Hyperloop no ha sido implementado por las empresas que desarrollan el modelo actualmente. Es por esto que se hace presente la levitación magnética activa y pasiva.

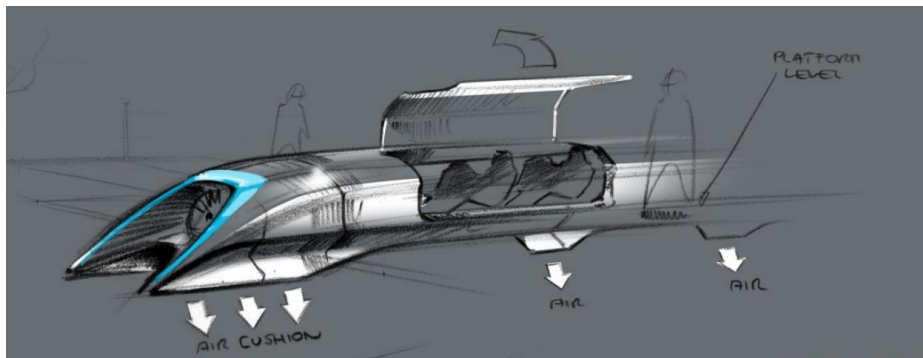


Figura 1.7: Modelo propuesto de tubo de levitación por aire de SpaceX [3]

#### 1.4.3.2. Levitación magnética activa.

El sistema de levitación magnética activa hace utilización del mismo sistema de tracción para acelerar ya que este puede ser controlado de tal manera de generar el efecto de aceleración y repulsión siempre cuando sea un motor lineal de un lado. Este tipo de levitación es utilizada principalmente en el Transrapid de Shanghai. Se observa en la figura 1.8 el sistema de levitación y de guía del Transrapid de Shanghai. En particular se distinguen dos partes, 1 muestra el motor lineal que actúa como sistema de levitación y de tracción, y 2 el sistema de guía que mantiene el tren orientado en la posición correcta ejerciendo fuerzas laterales.



Figura 1.8: Tren de levitación magnética Transrapid de Shanghai [4]

Este sistema de levitación y tracción es utilizado principalmente en los trenes de levitación magnética dado que permite utilizar solo un motor sincrónico lineal de imanes permanentes de un lado (OSPMLSM) y así combinar ambos efectos.

#### 1.4.3.3. Levitación magnética activa por superconductividad.

El sistema de levitación magnética activa ha sido implementado en el tren de alta velocidad JR-Maglev, también conocido como MLX01 a la izquierda y MLX01901 a la derecha de la figura 1.9, haciendo utilización del Efecto Meissner. Este efecto permite que un mate-

rial superconductor llevado a una temperatura crítica sea capaz de expulsar completamente un campo magnético que lo atraviese al generar un campo opuesto internamente. De esta forma los materiales superconductores se comportan como un material diamagnético perfecto repeliendo cualquier campo magnético significativo en su vecindad lo que genera en consecuencia una fuerza opuesta que de ser orientada correctamente produce levitación.



Figura 1.9: Tren de levitación por superconductividad MLX01 a la izquierda y MLX01901 a la derecha [5]

A diferencia del sistema de levitación magnética convencional este está orientado en las partes laterales del riel lo que permite controlar la levitación y la guía lateral del tren. Se observa en la Figura 1.10 la disposición de los devanados superconductores del sistema de levitación y guía en Rojo los cuales están divididos en dos partes que permiten generar los efectos que se observan en la Figura 1.11. En azul se observan aparte los devanados del sistema de tracción.

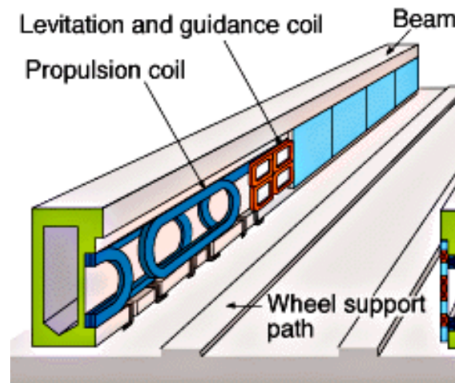


Figura 1.10: Disposición de los devanados de levitación, guía y tracción del JR-Maglev [6]

En particular en la Figura 1.11 se observa como se obtiene el efecto de levitación dada

la disposición de los devanados que se encuentran en pares uno sobre otro los cuales tienen la libertad de ser accionados de manera independiente. De esta forma dependiendo como se utilizan se puede generar el efecto de levitación en la Figura 1.11 a) y guía lateral en la Figura 1.11 b).

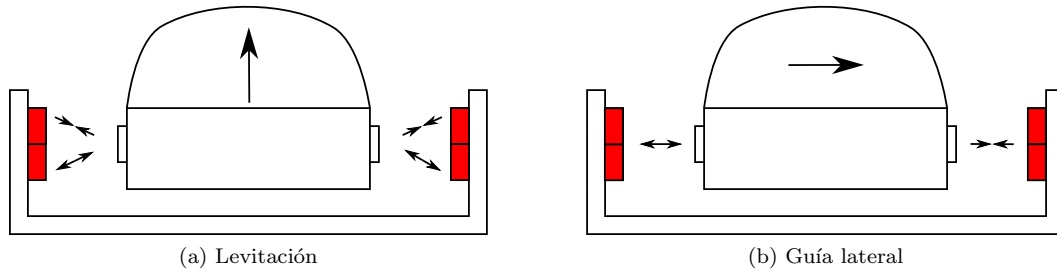


Figura 1.11: Sistema de guía y levitación para el JR-Maglev.

#### 1.4.3.4. Levitación magnética pasiva

Hyperloop Transportation Technologies ha dejado de lado el modelo inicial de levitación y ha optado por levitación magnética pasiva o inductrack como lo muestran en la Figura 1.12 en la parte izquierda. A diferencia de la levitación magnética utilizada en trenes magnéticos este tipo de levitación hace utilización solamente de imanes permanentes en la cápsula los cuales son posicionados en un arreglo tipo *Halbach* el cual consiste en una serie de imanes permanentes ordenados como se observa en la Figura 1.13 a). A diferencia de la disposición de imanes alternadas, como se observa en la Figura 1.13 b), esta concentra una mayor cantidad de campo magnético en un lado del arreglo lo que permite dependiendo de arquitectura del sistema de levitación lograr el fenómeno de suspensión electrodinámica (EDS por sus siglas en inglés).

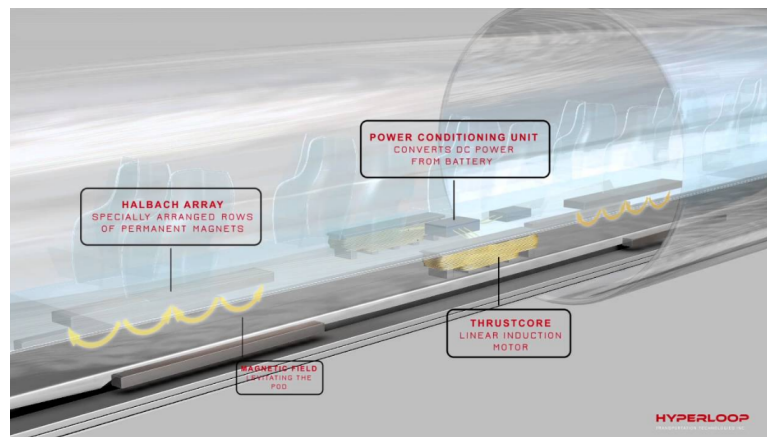
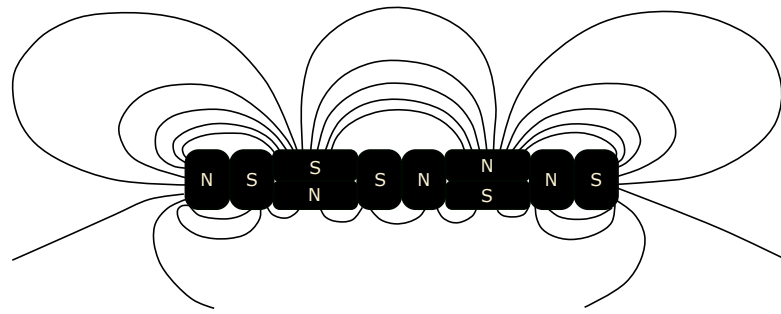
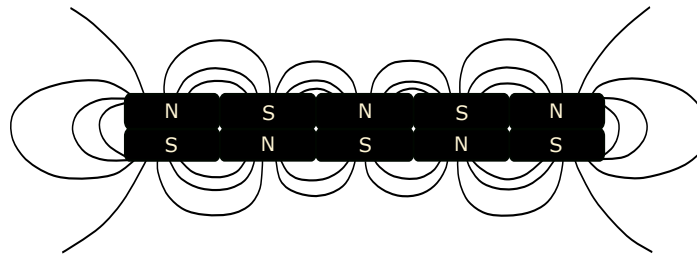


Figura 1.12: Riel de levitación propuesto por Hyperloop Transportation Technologies [2]



(a) Arreglo Halbach



(b) Arreglo Alternado

Figura 1.13: Arreglo de imanes permanentes.

En particular de la patente de Hyperloop Transportation Technologies [12] se observa en la Figura 1.14 una posible implementación del arreglo de imanes permanentes tipo Halbach. En esta patente se hacen referencias a su utilización para sistema de levitación de trenes.

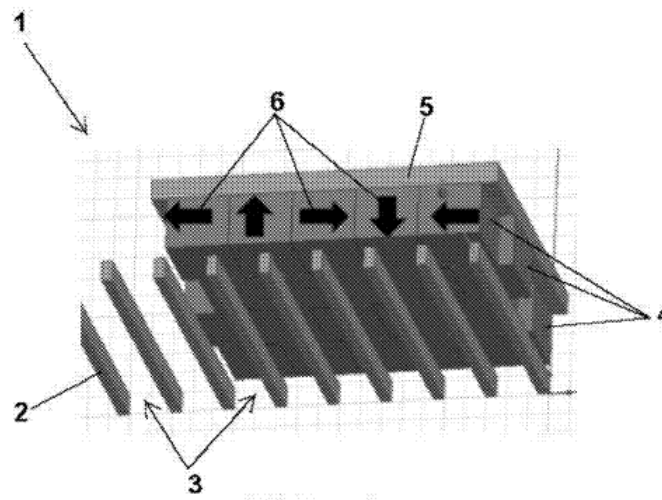


Figura 1.14: Arreglo de imanes permanentes patente Hyperloop Transportation Technologies [2]

Luego las curvas generadas por los imanes permanentes se utilizan para inducir corrien-

tes sinusoidales en el conductor que se posiciona en la parte inferior. Estas corrientes son significativas a alta velocidad (mayor frecuencia) y generan campos magnéticos opuestos a los imanes permanentes provocando así repulsión y al estar estas orientadas de manera paralelas levitación [7]. Estas corrientes no son producto del sistema de tracción sino que de un sistema de levitación separado, cuyo objetivo es generar EDS, el cual en la práctica genera un coeficiente de roce que le quita energía al *Pod* en movimiento utilizándola para generar levitación. Si bien este efecto puede ser no deseado este coeficiente de roce generado sigue siendo significativamente menor al observado en aviones comerciales al viajar a altas velocidades como se observa en la figura 1.15 sobretodo a velocidades superiores a los 1000[km/hr].

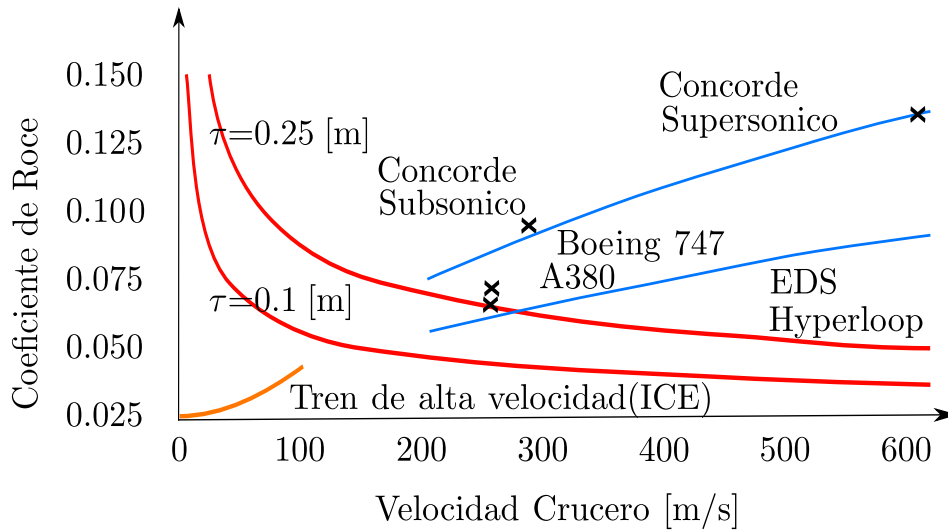


Figura 1.15: Equivalente de roce para levitación pasiva y viaje aéreo. En Rojo el rango general para Hyperloop con dos Pole Pitch diferentes, en Azul rango general para aviones comerciales, Naranja Trenes de alta velocidad. [7]

Si bien el roce generado por el sistema de levitación pareciera a simple vista ser una desventaja al momento de ser comparado con los sistemas anteriores de levitación tiene la ventaja de ser mucho mas simple y de bajo costo operacional dado que no es un sistema energizado puesto que solo utiliza la energía acumulada en forma de momentum del *Pod* la cual con tramos de aceleración orientados estratégicamente puede ser rápidamente compensada con el fin de mantener una velocidad crucero constante.

Además se observa en la Figura 1.15 en Rojo el rango para dos *PolePitch* de 0.1[m] y 0.25[m]. Este concepto tiene relación directa con la disposición de los devanados del sistema de levitación y/o tracción y sera definido en detalles en el capítulo 2. Para este caso en particular es necesario conocer que tiene directa relación con la frecuencia generada dada la velocidad a la que viaja el arreglo por lo cual un *PolePitch* menor tendría efectos positivos en términos de velocidad para lograr el efecto de EDS.

#### 1.4.4. Sistema de tracción

El sistema de tracción/propulsión es una de las partes transversales para todos los diseños de Hyperloop. El sistema de tracción está constituido por dos partes fundamentales el motor lineal instalado a lo largo del tubo y los convertidores de potencia centrales instalados generalmente en subestaciones de sistema de transporte. Dentro de las particularidades del motor lineal están los devanados de estator distribuidos a lo largo de la pista de aceleración. Estos devanados están contruidos para el caso de Hyperloop Transportation Technologies de manera contigua en grupos de a tres (sistema trifásico) como se observa en la Figura 1.16 imagen la cual proviene de las patentes pertenecientes a la empresa [8].

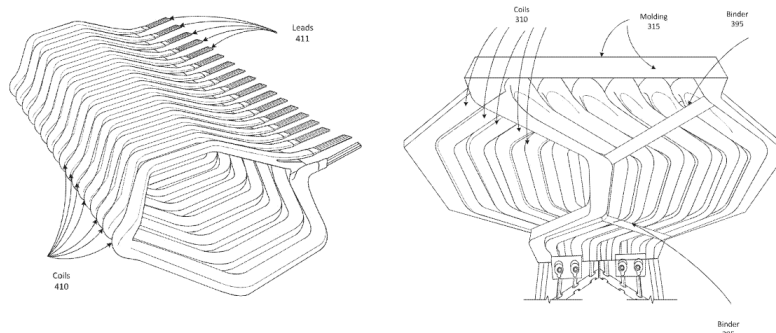


Figura 1.16: Patente Hyperloop Transportation Technologies para estator distribuido [8]

En general los motores lineales se pueden orientar de dos maneras diferentes dependiendo de la disposición de los devanados, las cuales se observan en la Figura 1.17. En la Figura 1.17 a) observa el primario del motor lineal orientado de manera horizontal al secundario, con el arreglo de imanes permanentes en este último. Este tipo de arquitectura corresponde a un motor lineal sincrónico de un lado (OSLSM por su sigla en inglés) dado que solo existe un entrehierro entre las dos partes. Una de las características de este tipo de configuraciones es que permite combinar el sistema de tracción junto al sistema de levitación el motor. En la Figura 1.17 b) la estructura es similar pero con los imanes permanentes en el estator. Por otra parte en la Figura 1.17 c) se observa la disposición del primario dividido en dos partes y orientado de manera vertical al secundario. A esta arquitectura se le llama de motor lineal sincrónico de dos lados (DSLMS por su sigla en inglés) dado que contiene dos entrehierros y tiene la principal ventaja que entre los dos lados cancelan cualquier fuerza que no sea la de tracción del motor dejando que sistemas de apoyo realicen esta función. Además al cancelar las fuerzas laterales disminuye el esfuerzo del sistema de guía. De la misma forma en la Figura 1.17 d) se encuentran los imanes permanentes situados de manera lateral en el estator y devanados en el secundario.

Además estos motores lineales se dividen principalmente en motores lineales de inducción (LIM por sus siglas en inglés) y motores lineales sincrónicos (LSM por sus siglas en inglés). Los motores lineales utilizados en la actualidad para sistemas de transporte tienden a ser motores sincrónicos especialmente para aplicaciones de alta velocidad [6]. En el caso de los

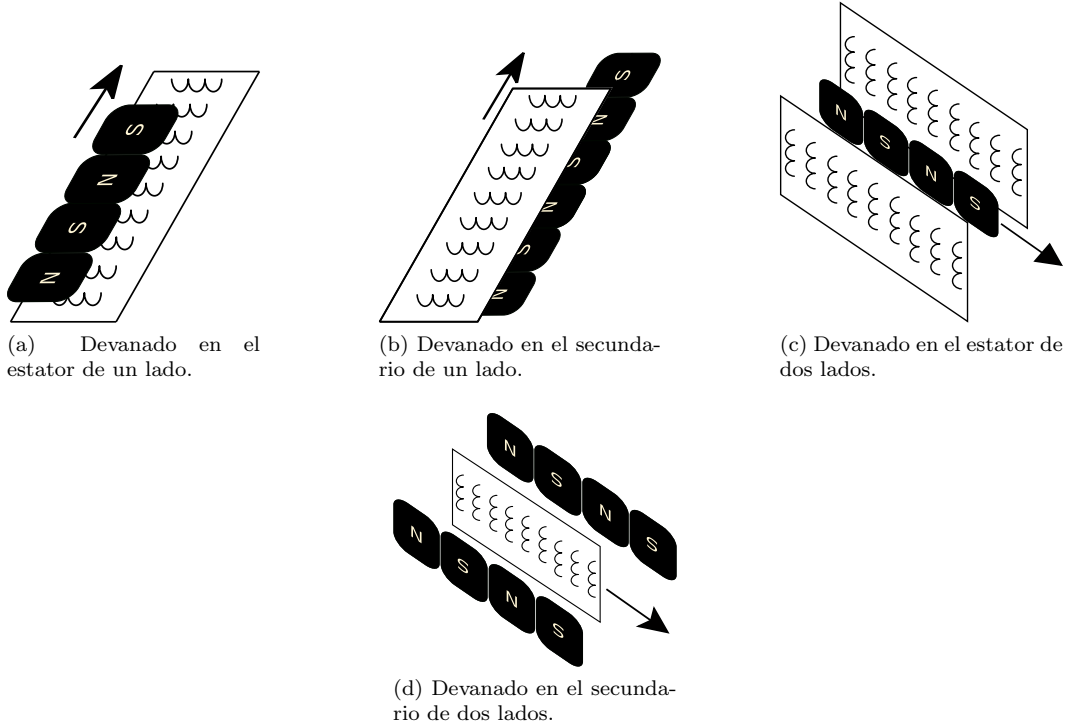


Figura 1.17: Orientación de imanes permanentes y devanados.

motores sincrónicos las dos variantes principales son las que generan el campo con imanes permanentes y electro imanes. En el caso del Transrapid de Shanghai se hace utilización de de un motor sincrónico con excitación DC en el tren con el objetivo complementar el sistema de levitación. Se observa en la figura 1.18 la estructura del secundario del motor lineal de tracción del Transrapid de Shanghai.

Por otra parte los devanados del motor lineal son alimentados por un convertidor central el cual está conectado a una serie de accionadores para cada segmento del motor. Esta configuración es utilizada en el caso del Transrapid de Shanghai en secciones de 4[km] por segmento. El objetivo principal de esta arquitectura es energizar solamente las secciones del primario del motor lineal en las cuales se encuentra el tren en movimiento de tal forma de disminuir las pérdidas provocadas por la resistencia de los devanados que constituyen el sistema de tracción. Se observa una simplificación del sistema para el caso de la patente de Hyperloop Transportation Technologies en la figura 1.19 [9] en las cuales se aprecian una configuración con dos convertidores centrales los cuales alimentan diferentes segmentos del motor lineal a través de diferentes semiconductores que actúan como seleccionadores.

Luego el control de los convertidores que accionan los diferentes segmentos de la sección de aceleración se hace en relación a la velocidad actual de la cápsula y la posición en la cual esta se encuentra a lo largo de la pista. Otra de las configuraciones es la propuesta en el modelo original [3] el cual sigue siendo relevante como propuesta de tracción/propulsión. El

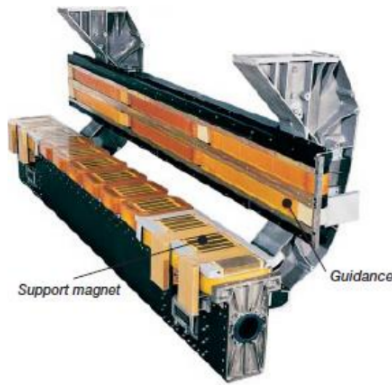


Figura 1.18: Sistema de tracción, alimentación y guía del Transrapid de Shanghai.

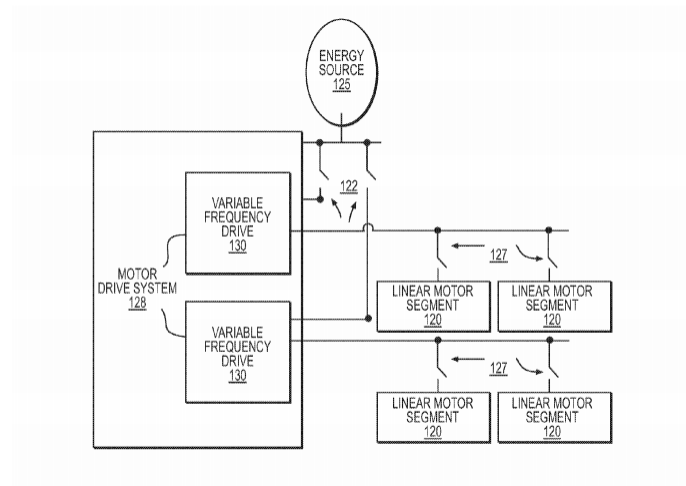


Figura 1.19: Distribución de convertidores y motor de lineal de patente de Hyperloop Transportation [9]

modelo se observa en la figura 1.20.

El sistema propuesto en la Figura 1.20 hace además de la utilización de un sistema de alimentación y almacenamiento completamente independiente compuesto principalmente de paneles fotovoltaicos y baterías esto dado que el fin original de Hyperloop es ser amigable con el medio ambiente y sustentable a largo plazo.

Otro punto relevante al sistema de tracción es el sistema de enfriamiento que si bien esta fuera del alcance de esta memoria tiene grandes implicaciones en la selección del sistema de tracción a utilizar. Dado que el objetivo de Hyperloop es moverse a través del tubo a presión mínima la posibilidad de utilizar sistemas de ventilación forzada se vuelve nula dada la no existencia de aire en el tubo. De esta manera cualquier sistema de tracción a utilizar debe tomar en consideración las pérdidas en el *Pod* por sobre las pérdidas en el estator dado que

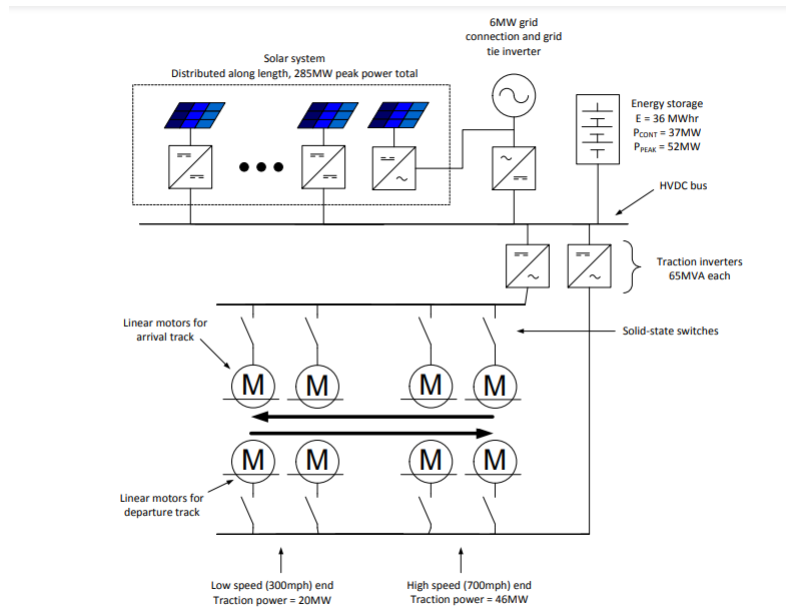


Figura 1.20: Propuesta original de convertidores y motor de lineal.

este se debe mantener a una temperatura estable y agradable al consumidor. Por esta razón se tiende a inclinar a una arquitectura con menos pérdidas en el rotor.

## 1.5. Hitos actuales

En la Figura 1.21 se observa el modelo utilizado para *Pod* y tubo utilizado en la última prueba realizada por Virgin Hyperloop el día 7 de noviembre del 2020. Durante esta prueba se hizo utilización de un tubo casi completamente al vacío y una cápsula de dos pasajeros. Además de ser la primera prueba tripulada por pasajeros se logró una velocidad de aproximadamente  $160[\text{km/hr}]$  con el objetivo de poner a prueba los diseños iniciales de Hyperloop.

Este modelo inicial tuvo como objetivo presentar la tecnología de tubos al vacío de Hyperloop de tal forma de sentar un precedente sobre la seguridad de poner usuarios en este tipo de ambientes dentro del *Pod* según comenta el CEO de Virgin Hyperloop Jay Walder. Por esta razón los sistemas de tracción y levitación fueron reemplazados por sistemas mecánicos dado el objetivo planteado. Se espera entonces que a lo largo de los próximos años mas pruebas sean realizadas agregando paulatinamente las diferentes partes que conformaran Hyperloop.



Figura 1.21: Pod y tubo de pruebas Virgin Hyperloop

## 1.6. Objetivos

Descrito el sistema a grandes rasgos una de las partes fundamentales de esta tecnología es la electrónica de potencia la cual es la parte principal de los sistemas de aceleración y desaceleración del *Pod* en conjunto con el motor lineal de estátor segmentado. Luego el estudio de mecanismos de tracción/propulsión para el sistema de transporte Hyperloop constituye una oportunidad para incorporarse al desarrollo de una tecnología nueva que puede entrar de manera rupturista al mercado a lo largo de la próxima década.

De esta forma el objetivo principal de esta memoria es estudiar el comportamiento de un motor lineal de estator segmentado al ser controlador por dos convertidores centrales los cuales son alternados con le objetivo de controlar la corriente eléctrica que genera fuerza en el *Pod*. Luego en consecuencia se logra realizar control de velocidad del *Pod* lo que permite observar los niveles de consumo comparativamente entre un sistema con alto roce como los maglev y uno sin roce como Hyperloop.

Por otro lado si bien se considera que el sistema de levitación también hace utilización en general del mismo sistema de tracción en los sistemas de trenes de levitación magnética se comprende que este debe ser estudiado de manera independiente dado que en primera instancia se busca generar un modelo aislado del motor lineal el cual pueda ser estudiado en profundidad y que comprenda las dinámicas del viaje a larga distancia y grandes velocidades de Hyperloop. Además los nuevos modelos propuestos por Virgin Hyperloop One y Hyperloop Transportation Technologies hacen utilización o apuntan a sistemas de levitación pasivos como fue mencionado anteriormente los cuales tienen dinámicas completamente diferentes a las existentes actualmente.

## 1.7. Resumen del Capítulo

En el presente capítulo se introdujo la problemática de los sistemas de transporte actuales, desde su alto costo energético hasta su falta de margen de mejora. Luego se presentó el concepto de Hyperloop como alternativa de solución a los problemas planteados, además

de las principales partes que permiten obtener los resultados esperados. De esta forma se comprende la oportunidad de que presenta Hyperloop para incorporarse de manera disruptiva al mercado del transporte presentando una serie de desafíos que requieren de investigación y desarrollo de nuevas tecnologías.

# MODELAMIENTO DEL SISTEMA

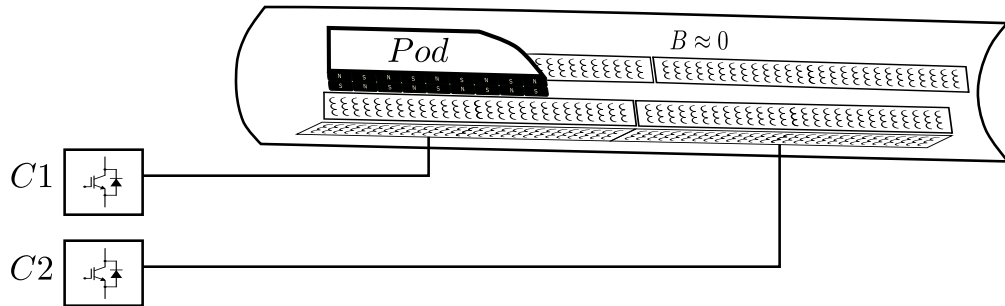


Figura 2.1: Representación del modelo del *Pod* y su sistema de tracción y levitación

En la Figura 2.1 se hace observa una representación general el sistema a modelar y algunas de sus características. En primer lugar se observan los imanes permanentes que constituyen el PMLSM están distribuidos a lo largo del *Pod* razón por la cual al hablar del largo del arreglo de imanes permanentes se hará mención al largo del *Pod*. Si bien esta arquitectura puede variar, ser mayor o menor que el largo del *Pod*, es una buena aproximación considerar esto. Luego se observa la disposición de los devanados que ejercen el campo que interactúa con los imanes permanentes del *Pod*. Estos están dispuestos de manera lateral a ambos lados por lo cual se considera un DSPMLSM de tal forma de simplificar el sistema de tracción y así desacoplar el funcionamiento del sistema de levitación. Se observa también el devanado de levitación dispuesto de manera horizontal al *Pod* el cual con el fin de simplificar el modelo se considera como un sistema separado de tal forma de enfocar los esfuerzos de modelamiento en la arquitectura del sistema de tracción. También se observan los devanados separados en dos secciones dado que el sistema a modelar consta de un motor segmentado el cual se puede extender a mas secciones luego de obtener un modelo que describa su estructura. Por otro lado también se hace una representación de los con-

vertidores que se utilizan para realizar el accionamiento de los segmentos y en consecuencia entregar la energía necesaria para realizar el movimiento del *Pod*. Finalmente una de las características que permite el correcto funcionamiento del *Pod* es el tubo con el cual dada sus capacidades de extraer el aire permite considerar el sistema con roce aproximadamente cero.

## 2.1. Modelo del Motor

PARA definir el funcionamiento del sistema descrito es necesario conocer en profundidad las dinámicas que afectan el funcionamiento de un motor convencional rotatorio, en particular para este caso un PMSM. En otras ocasiones se han descrito el funcionamiento de estos [13] y de las diferentes formas de lograr su control. Para el caso del PMLSM se hace utilización de un modelo y sistema de control similar con ciertas variaciones que serán descritas en la siguiente sección. Se procede entonces a describir el modelo y esquema de control del PMSM. Se utilizará en este caso en particular control orientado por campo (FOC por sus siglas en inglés) puesto que la estructura del motor lineal nos permite acceder a las variables necesarias para realizar esto de manera similar a la de un motor convencional.

### 2.1.1. Modelo del motor rotatorio

Para obtener un modelo controlable del PMSM se realizan las ecuaciones de flujos enlazados en cada fase del motor utilizando como referencia el diagrama propuesto en la Figura 2.2 en el cual se observan las tres fases del estator dispuestas una distancia angular de  $\gamma = \frac{2\pi}{3}$  eléctricos y mecánicos entre ellas.

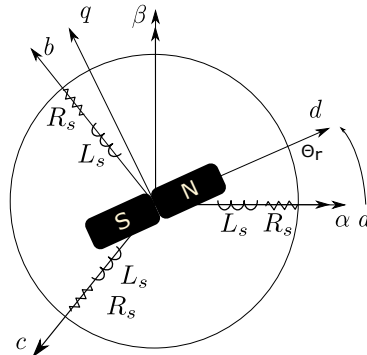


Figura 2.2: Representación de ejes y elementos del motor sincrónico de imanes permanentes

Además se observan los ejes estáticos propuestos  $\alpha$  y  $\beta$  con el fin de realizar en una siguiente etapa la transformada de Clark. Por esta razón se orienta el lado positivo del eje  $\alpha$  con la fase  $a$  del estator de tal forma de simplificar los cálculos matemáticos a realizar.

Por otro lado en la parte central del diagrama se observa una representación del rotor el cual contiene los imanes permanentes que generan el flujo magnético que interactúa con los devanados del estator. Es importante destacar que la variable  $\theta_r$  representa la posición del rotor con respecto al eje  $\alpha\beta$  propuesto.

Finalmente se observan los ejes  $d$  y  $q$  orientados con respecto al campo magnético generado por los imanes permanentes del rotor. Se entiende entonces que estos ejes a diferencia de los ejes  $\alpha\beta$  son rotatorios y se mueven a la misma velocidad que  $\lambda_{IM}$ . Esto con el fin de realizar en una segunda etapa la transformada de Park.

Luego al definir las ecuaciones de flujos enlazados se obtiene:

$$\lambda_{sA} = L_s i_{sA} + \lambda_{IM} \cos(\theta_r) \quad (2.1)$$

$$\lambda_{sB} = L_s i_{sB} + \lambda_{IM} \cos(\theta_r - \gamma) \quad (2.2)$$

$$\lambda_{sC} = L_s i_{sC} + \lambda_{IM} \cos(\theta_r - 2\gamma) \quad (2.3)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{3} \quad (2.4)$$

En donde  $\lambda_{sA}$  representa el flujo enlazado por la inductancia de la fase A,  $i_{sA}$  la corriente por la fase A,  $L_s$  el valor de la inductancia de cada fase,  $\lambda_{IM}$  el campo magnético generado por los imanes permanentes del rotor,  $\theta_r$  el ángulo del campo magnético generado por los imanes permanentes del rotor con respecto al los ejes estáticos propuestos. La fase B y C se representan de la misma manera agregando la distancia angular  $\gamma$  para la fase B y  $2\gamma$  para la fase C.

Luego es importante mencionar la influencia de la disposición mecánica de los devanados del estator y su relación con  $\theta_r$ . En el caso de la fase A al ser  $\theta_r = 0$  las líneas de campo de  $\lambda_{IM}$  se orientan perpendicularmente a esta enlazándolo en su totalidad. En el caso de  $\theta_r = \frac{\pi}{2}$  las líneas de campo se orientan en paralelo a la fase por lo cual no hay enlace entre el campo y el devanado del estator. De esta forma se logra modelar enlace y desenlace de las fases con respecto  $\lambda_{IM}$  fenómeno el cual es fundamental para entender el comportamiento del motor lineal.

Luego una vez descritos los flujos enlazados de las fases del estator se pueden obtener los voltajes generados en los devanados de estos. Se tiene:

$$V_{sA} = R_s i_{sA} + \frac{d\lambda_{sA}}{dt} \quad (2.5)$$

$$V_{sB} = R_s i_{sB} + \frac{d\lambda_{sB}}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_{sC} = R_s i_{sC} + \frac{d\lambda_{sC}}{dt} \quad (2.7)$$

En donde  $V_{sA}$  es el voltaje generado en el terminal del devanado de la fase A y  $R_s$  la resistencia del devanado igual en cada fase. Para la fase B y C se efectúa el mismo procedimiento. Finalmente reemplazando la derivada con respecto al tiempo de los flujos enlazados se tiene:

$$V_{sA} = R_s i_{sA} + L_s \frac{di_{sA}}{dt} - \lambda_{IM} w_r \sin(\theta_r) \quad (2.8)$$

$$V_{sB} = R_s i_{sB} + L_s \frac{di_{sB}}{dt} - \lambda_{IM} w_r \sin(\theta_r - \gamma) \quad (2.9)$$

$$V_{sC} = R_s i_{sC} + L_s \frac{di_{sC}}{dt} - \lambda_{IM} w_r \sin(\theta_r - 2\gamma) \quad (2.10)$$

En donde  $w_r$  corresponde a la derivada de la posición (velocidad angular) del campo magnético generado por los imanes permanentes del rotor proveniente de la derivación de los flujos enlazados.

Una vez se obtienen las ecuaciones que describen el funcionamiento del motor de imanes permanentes se procede a implementar las transformadas de Clark y Park para llegar a un modelo controlable el cual pueda ser asociado en una segunda instancia al comportamiento del motor lineal de imanes permanentes.

### 2.1.2. Transformadas de Clark y Park

El objetivo principal de la transformada de Clark es transformar las variables trifásicas  $abc$  descritas con tres elementos, como se observa en la figura 2.3 a), en variables de dos elementos descritas por los ejes ortogonales  $\alpha$  y  $\beta$  como se ejemplifica en la figura 2.3 b). Con esto se logra reducir la cantidad de variables utilizadas para describir el funcionamiento del motor de imanes permanentes.

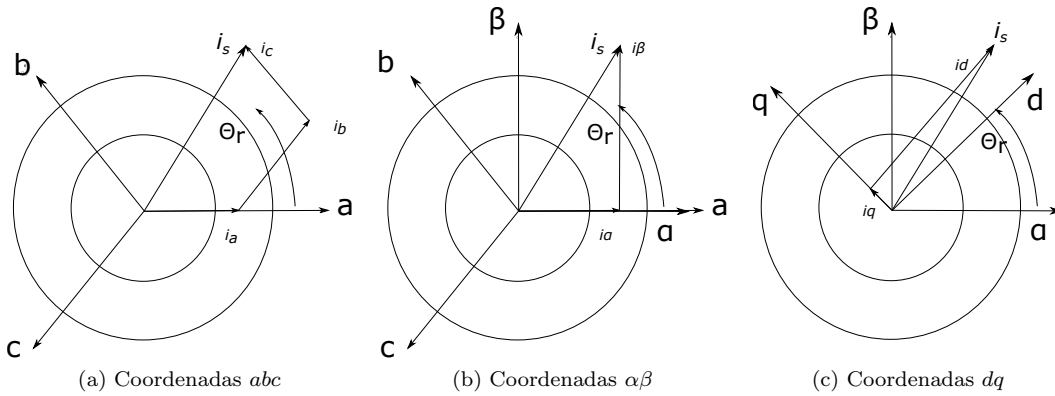


Figura 2.3: Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio.

Se procede entonces a utilizar nomenclatura vectorial para realizar las transformadas. Para las corrientes de estator se tiene:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En donde la transformada inversa de 2.11 se define como:

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Luego aplicando transformada de Clark a los voltajes  $abc$  descritos anteriormente se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Resolviendo todos los elementos de la matriz 2.13 se obtiene finalmente:

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \lambda_{IM} w_r \sin(\theta_r) \quad (2.14)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \lambda_{IM} w_r \cos(\theta_r) \quad (2.15)$$

Se tiene entonces los voltajes de los devanados descritos en el marco de referencia estático  $\alpha\beta$ . Cabe recordar que en esta etapa las variables en coordenadas  $\alpha\beta$  siguen siendo rotatorias es decir al observar su magnitud en el tiempo estas se comportan de manera oscilatoria.

En una siguiente etapa se busca aplicar la transformada de Park cuyo objetivo es representar las variables descritas en un marco de referencia rotatorio el cual permita observar variables de la misma naturaleza de forma continua. Ya que el objetivo es realizar control orientado por campo (FOC por sus siglas en inglés) el marco de referencia rotatorio debe estar sincronizado con el campo generado por los imanes permanentes por lo cual se utilizan los ejes  $dq$  propuestos previamente que se observan en la figura 2.3 c).

Se entiende finalmente que es necesario conocer la posición exacta del rotor, dado que los imanes permanentes se encuentran incrustados en este, lo cual tiene implicatorias en la construcción del motor lineal y el sistema de adquisición de datos utilizado para conocer estas variable.

Se tiene entonces la transformada en forma matricial desde coordenadas estáticas  $\alpha\beta$  a coordenadas rotatorias  $dq$  para las corrientes:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Done la transformada inversa de 2.16 se define como:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

En donde para obtener las derivadas de  $i_{sd}$  y  $i_{sq}$  se tiene:

$$i_{sd} = \cos(\theta_r) i_{\alpha} + \sin(\theta_r) i_{\beta} \quad (2.18)$$

$$i_{sq} = -\sin(\theta_r) i_{\alpha} + \cos(\theta_r) i_{\beta} \quad (2.19)$$

Derivando 2.18 y 2.19:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\sin(\theta_r)i_\alpha w_r + \frac{di_\alpha}{dt}\cos(\theta_r) + \cos(\theta)i_\beta w_r + \frac{di_\beta}{dt}\sin(\theta_r) \quad (2.20)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\cos(\theta_r)i_\alpha w_r - \frac{di_\alpha}{dt}\sin(\theta_r) - \sin(\theta)i_\beta w_r + \frac{di_\beta}{dt}\cos(\theta_r) \quad (2.21)$$

$$(2.22)$$

Agrupando y reemplazando la transformada de Park para las corrientes se obtiene la siguiente expresión proveniente de 2.20 y 2.21:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{di_\alpha}{dt}\cos(\theta_r) + \frac{di_\beta}{dt}\sin(\theta) + i_q w_r \quad (2.23)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{di_\alpha}{dt}\sin(\theta_r) + \frac{di_\beta}{dt}\cos(\theta) - i_d w_r \quad (2.24)$$

Luego aplicando transformada de Park a los voltajes  $\alpha\beta$  descritos 2.14 y 2.15 se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Resolviendo todos los elementos de la matriz se obtiene finalmente:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - w_r L_s i_{sq} \quad (2.26)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + w_r L_s i_{sd} + \lambda_{IM} w_r \quad (2.27)$$

En donde las variables de interés en los ejes rotatorios  $dq$  son vistas de manera continua por lo cual en una siguiente etapa se puede aplicar todas las herramientas de control clásicas de tal forma de simplificar el proceso de creación y sintonización de los controladores.

Se observa además en la estructura de las ecuaciones términos similares a los de una planta  $RL$  convencional de primer orden sumados a un término conocido como de acople cruzados. Los cuales son los siguientes para cada voltaje descrito en 2.26 y 2.27:

$$TC_d := -w_r L_s i_{sq} \quad (2.28)$$

$$TC_q = w_r L_s i_{sd} + \lambda_{IM} w_r \quad (2.29)$$

En donde  $TC_d$  y  $TC_q$  representan los terminos de acople cruzados anteriormente. Luego con 2.28 y 2.29 en 2.26 y 2.27 respectivamente se obtiene:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + TC_d \quad (2.30)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + TC_q \quad (2.31)$$

Luego si bien estos términos impiden sintonizar un controlador PI con la planta  $RL$  se pueden prealimentar dado que son conocidos y medibles. Este proceso será explicado en el siguiente capítulo. Finalmente puesto que el objetivo final es controlar la velocidad del rotor es necesario conocer una expresión para el torque realizado por la máquina. De [13] se tiene:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [i_q \lambda_{IM}] \quad (2.32)$$

En donde  $P$  corresponde a los polos de la máquina sincrónica y  $T_e$  el torque eléctrico que se produce en el rotor del motor. De esta forma se puede definir la ecuación dinámica del movimiento del motor. Se tiene:

$$T_e = T_L + Bw_r + J \frac{dw_r}{dt} \quad (2.33)$$

En donde  $T_L$  es el torque de carga,  $B$  una constante de roce que representa cualquier tipo de roce que se produzca al mover el rotor (rodamientos, roce con el aire de la carga etc.) y  $J$  el momento de inercia del rotor sumado al momento de inercia de cualquier elemento que este acoplado mecánicamente a este.

De esta manera con teniendo una expresión para las corrientes y torque del motor se puede realizar en una siguiente instancia un algoritmo de control que permita controlar la velocidad del rotor.

Luego de obtener un modelo controlable para el motor lineal se procede en la siguiente sección a estudiar la estructura del motor lineal de imanes permanentes y a definir las variables y ejes de referencia que permitan la realización de un modelo similar con el objetivo de realizar un algoritmo de control conocido.

### 2.1.3. Modelo del motor lineal

En la figura 2.4 se observa una comparación simplificada sobre la disposición de los elementos eléctricos en un motor de imanes permanentes y un motor lineal de imanes permanentes. En particular se distinguen 4 diferencias entre ambos:

- Las fases del motor lineal están conectadas a diferentes devanados que se disponen de manera lineal, en serie y de manera contiguas las unas a las otras. De esta manera cualquier voltaje aplicado a través de las fases se reflejado en el total de los devanados y genera una corriente única vista a lo largo del motor lineal.
- En cada instante del tiempo el rotor del motor lineal no está necesariamente enlazado con todos los devanados. Es decir el flujo enlazado visto desde el estator no necesariamente contiene el elemento producto del campo magnético de los imanes permanentes.
- Las inductancias propias del estator para cada fase dependen de la estructura física que contenga el volumen de campo magnético con el que acumulan energía. Por esta razón se distingue un valor para la inductancia mientras el rotor este en posicionado sobre el devanado de la inductancia o este fuera del devanado (En un caso el campo acumulado atraviesa el rotor y en el otro atraviesa el aire).

- Con el objetivo de realizar control orientado por campo los ejes propuestos  $abc, \alpha\beta, dq$  son modificados y orientados como se observa en la Figura 2.4. En este punto se observa que los ejes  $abc, \alpha\beta$  se repiten a lo largo del estator dado que esta característica permite ver el motor lineal como si fuera rotatorio y repetitivo. De la misma forma que el motor convencional da una vuelta y llega al mismo punto se consideran los ejes enumerados como si fuesen los mismos de tal forma de que al avanzar linealmente el modelo considera que simplemente se dio una vuelta y así poder aplicar todas las herramientas que entrega el control orientado por campo para los motores rotatorios.

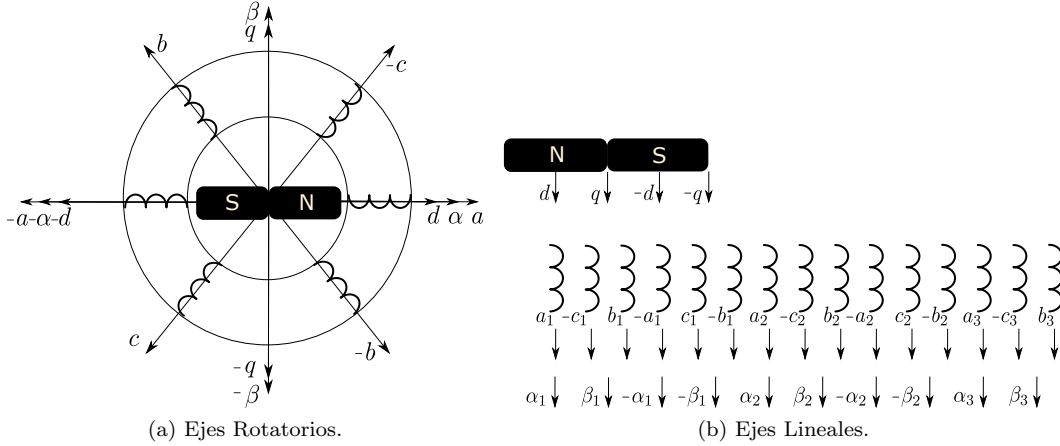


Figura 2.4: Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio y lineal

Otro punto importante que se desprende de la construcción lineal del motor es la velocidad de la onda viajera que se genera en el estator. Es conocido que esta tiene una relación directa con la frecuencia aplicada a los estatores y con la cantidad de pares de polos. En el caso del motor convencional la cantidad de pares de polos afecta la relación entre vueltas eléctricas (frecuencia) y vueltas mecánicas del motor (r.p.m) como se observa en la ecuación 2.34.

$$n_s[r.p.m] = \frac{120f[Hz]}{P_p} \quad (2.34)$$

Donde  $n_s$  es la velocidad sincrónica en revoluciones por minutos,  $f$  la frecuencia aplicada a los devanados del estator y  $P_p$  los pares de polos de la máquina. En el caso del motor lineal el concepto de pares polos no se utiliza para conocer la velocidad del motor ya que independiente de la cantidad de polos del estator enlazados por el *rotor* la velocidad de la onda viajera es la misma dado que esta no da vueltas de manera cíclica.

Se ejemplifica en la figura 2.5 el concepto de números de polos en el motor lineal.

Se observa en la figura 2.5 una comparación entre un motor lineal con 1 par de polos y otra con 2 pares de polos. En ambos casos la disposición del estator es la misma siendo el largo del rotor la única diferencia. Para ambos casos una onda eléctrica inducida en el

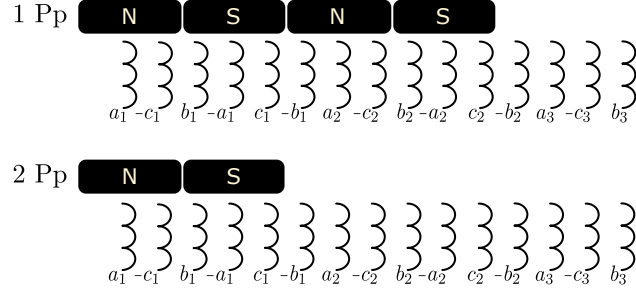


Figura 2.5: Comparación entre una máquina síncrona línea con uno y dos polos.

estator viaja a la la misma velocidad independiente de la cantidad de polos existentes. Es mas, una onda inducida en el rotor viaja a la misma velocidad independiente de la existencia del rotor. Por lo tanto para definir una relación entre la velocidad síncrona del motor y la frecuencia aplicada a los estatores es necesario definir el concepto de *PolePitch*.

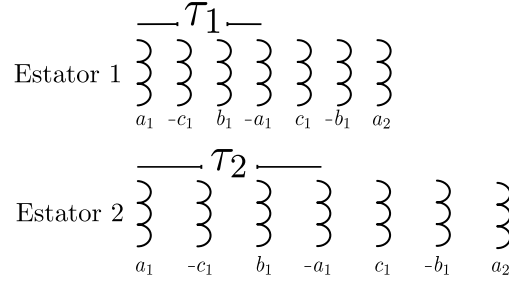


Figura 2.6: Comparación entre una máquina lineal síncrona con diferentes pole pitch

Se observa en la figura 2.6 la disposición mecánica de los devanados de un motor de imanes permanentes en donde se define como  $PolePitch = \tau$  la distancia física entre los polos de una fase del motor. Esta distancia se considera un criterio de diseño que debe ser calculada con el objetivo de optimizar la construcción del motor.

Es conocido que una onda eléctrica completa  $\pi[rad]$  desde  $a_1$  hasta  $a'_1$  y  $\pi[rad]$  desde  $a'_1$  hasta  $a_2$  por lo tanto una onda eléctrica avanza espacialmente  $2\tau$  al completar un ciclo. Se define entonces:

$$v_n = 2f\tau \quad (2.35)$$

$$w = 2f\pi \quad (2.36)$$

$$w = \frac{\pi}{\tau}v \quad (2.37)$$

En donde  $v_n$  es la velocidad síncrona del motor lineal en metros por segundos,  $f$  es la frecuencia de la onda eléctrica aplicada al estator en hertz y  $\tau$  el *PolePitch* del estator [14]. Además se agrega una tercera ecuación que relaciona la velocidad lineal con la velocidad

angular con el objetivo de ser utilizada para describir el modelo de la máquina.

Cabe destacar que si bien un *PolePitch* grande podría hacer pensar que una onda viajera avance mas rápido con una menor cantidad de devanados la uniformidad del campo generado por el estator es una restricción fundamental dado que variaciones en esta pueden incluir armónicos y al interactuar con el rotor generar vibraciones no deseadas [15].

Otro punto importante para obtener un modelo controlable del motor lineal de imanes permanentes es la utilización de un estator largo y segmentado. Como fue mencionado en el capítulo 1 dado el tipo de aplicación es necesario segmentar el estator en diferentes partes con el objetivo de conectarlos y desconectarlos dependiendo de la posición del *Pod* energizando solamente el segmento en donde este viaja.

Luego cada segmento del estator es visto como un motor lineal individual los cuales comparten el mismo rotor que se desplaza de manera lineal a través del sistema de tracción. Se observa en la figura 2.7 tres segmentos de un estator largo dispuestos de manera contigua en donde el rotor o *Pod* viaja de manera lineal entre estos. En la 2.7 a) se observa el instante en que el *Pod* sale del segmento 1 para entrar al segmento 2, luego en la 2.7 b) el *Pod* esta completamente dentro del segmento 2 y finalmente en la figura 2.7 c) el *Pod* sale del segmento 2 para entrar al segmento 3.

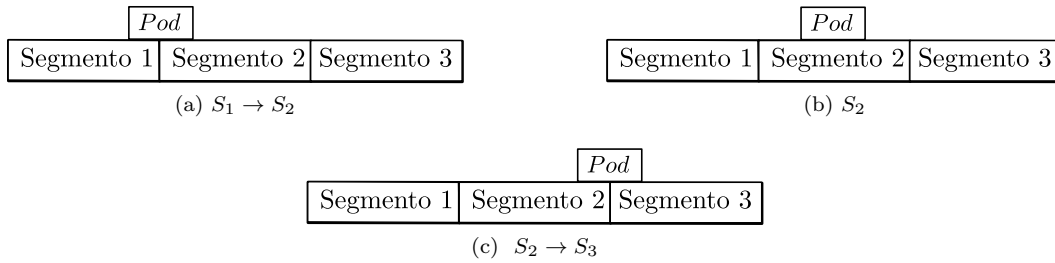
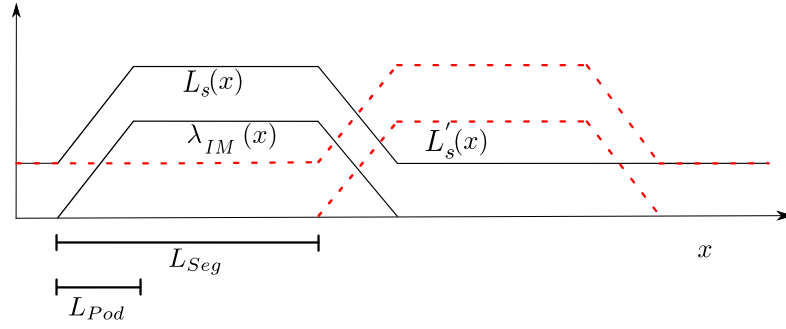


Figura 2.7: Traspaso de *Pod* a través de segmentos adyacentes

En necesario entonces definir los elementos que vistos desde el estator varían según la posición del *Pod*. Se observa en la figura 2.8 una representación de los valores de  $\lambda_{IM}$  y  $L_s$  y como estos varían según la posición del *Pod*.

Como fue definido para el modelo del motor convencional los flujos enlazados en los devanados del estator dependen de la posición del rotor lo que diferencia espacialmente la cantidad de flujo que es enlazado por cada fase. Este efecto es también utilizado para definir la cantidad de flujo total que es enlazado por el estator completo. De esta manera como se observa en la figura 2.8 se define el valor de  $\lambda_{IM}(x)$  como una función de la posición en donde esta alcanza sus valores máximos mientras el rotor esta contenido completamente en el estator y varía de manera lineal a medida que entra o sale de este [16].

De la misma forma en la Figura 2.8 se define el valor de  $L_s(x)$  como una función de la posición en la que esta alcanza sus valores máximos mientras el rotor esta contenido completamente en el estator y varía de manera lineal a medida que entra o sale de este. Esto

Figura 2.8:  $L_s$  y  $\lambda_{IM}$  en función de la posición

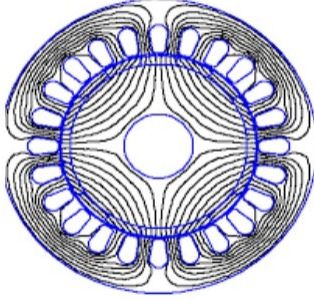
dado que las inductancias propias del estator para cada fase dependen de la estructura física que contenga el volumen de campo magnético con el que acumulan energía las cuales varían linealmente con la posición del *Pod* [16].

Este modelo de los valores mencionados propuesto en [16] y [16] se considera una buena aproximación al comportamiento físico real dado que permite ver el motor lineal de imanes permanentes como un motor convencional al cual se le aplican correcciones con respecto a la posición que permiten observar los efectos de entrada y salida del *Pod* con el objetivo de aplicar control orientado por voltaje y control de velocidad. Además dado que este tipo de modelos hace utilización de segmentos de estator la corriente a través de estos debe ser controlada independientemente con el objetivo de obtener una fuerza uniforme en el *Pod* [17].

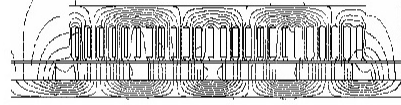
Habiendo definido las principales diferencias entre los modelos del motor convencional y lineal se deben tener en cuenta el efecto de término [18]. Se observa en la Figura 2.9 una representación gráfica este efecto en donde para la Figura 2.9 a) se observa como las líneas de campo en el motor convencional se mantienen uniformes al rededor de los imanes permanentes a diferencia del campo del motor lineal en la Figura 2.9 b) que en los extremos sufre de deformidades dado que inmediatamente al lado del comienzo o final no se encuentra ningún otro imán permanente con el que interactuar.

De esta manera con el fin de simplificar el modelo utilizado los efectos de término son despreciados y se considera que en los extremos del rotor lineal no existe ninguna deformidad de del campo magnético generado por los imanes permanentes. Si bien este efecto es estudiado para motores de inducción su efecto físico implica una pérdida de eficiencia a grandes velocidades entre el 5-10 % lo cual si bien afecta el consumo energético de Hyperloop no se considera como una variable que agregue valor real al modelo dado que su dependencia de la velocidad hace que esta sea considerada como una variable lenta en su dinámica por lo cual vista desde el sistema eléctrico y de control pueda ser considerada como una condición estacionaria.

Además si bien  $x$  es la posición lineal del rotor que contiene los imanes permanentes se trata como una posición angular desde el punto de vista matemático dado al pasar desde el eje  $\alpha^1\beta^1$  a los ejes adyacentes  $\alpha^2\beta^2$  se considera como una vuelta análoga a la del motor convencional. Razón por la cual al ser derivada se obtiene una velocidad angular equivalente



(a) Perfil electromagnético generado por imanes en un motor rotatorio.



(b) Perfil electromagnético generado por imanes en un motor

Figura 2.9: Perfil electromagnético generado por imanes en un motor lineal.

$w_{eq}$  la cual se relaciona con la velocidad lineal como fue descrito anteriormente. Se tiene:

$$\frac{dx}{dt} = w_{eq} \quad (2.38)$$

$$w_{eq} = \frac{\pi}{\tau} v_r \quad (2.39)$$

Luego con el fin de obtener una plata controlable y modelo continuo del motor lineal de imanes permanentes se procede a realizar las ecuaciones de flujos enlazados del estator tomando las consideraciones mencionadas.

$$\lambda_{sA} = L_s(x) i_{sA} + \lambda_{IM}(x) \cos(x) \quad (2.40)$$

$$\lambda_{sB} = L_s(x) i_{sB} + \lambda_{IM}(x) \cos(x - \gamma) \quad (2.41)$$

$$\lambda_{sC} = L_s(x) i_{sC} + \lambda_{IM}(x) \cos(x - 2\gamma) \quad (2.42)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{3} \quad (2.43)$$

En donde se observa a diferencia del modelo convencional la inductancia  $L_s(x)$  del estator y el campo magnético producto de los imanes permanentes  $\lambda_{IM}(x)$  dependen de la posición del rotor ( $Pod$ ).

Luego una vez descritos los flujos enlazados por el estator se pueden definir los voltajes en los terminales de este. Se tiene:

$$V_{sA} = R_s i_{sA} + \frac{d\lambda_{sA}}{dt} \quad (2.44)$$

$$V_{sB} = R_s i_{sB} + \frac{d\lambda_{sB}}{dt} \quad (2.45)$$

$$V_{sC} = R_s i_{sC} + \frac{d\lambda_{sC}}{dt} \quad (2.46)$$

En este punto se observa la principal diferencia en el modelo. En estricto rigor la variable posición depende del tiempo por lo cual al realizar la derivada de los flujos enlazados debe ser considerada esta dependencia. Se utiliza entonces la siguiente propiedad para calcular la derivada de los flujos enlazados:

$$\frac{d[f(x(t))g(t)]}{dt} = \left[ \frac{dx}{dt} \frac{df(x(t))}{dx} \right] g(t) + \frac{dg(t)}{dt} f(x(t)) \quad (2.47)$$

Luego resolviendo para los voltajes de estator se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{sA}}{dt} = & R_s i_{sA} + L_s(x) \frac{di_{sA}}{dt} - \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \sin(x) + i_{sA} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \\ & + \cos(x) \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{sB}}{dt} = & R_s i_{sB} + L_s(x) \frac{di_{sB}}{dt} - \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \sin(x - \gamma) + i_{sB} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \\ & + \cos(x - \gamma) \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \end{aligned} \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{sC}}{dt} = & R_s i_{sC} + L_s(x) \frac{di_{sC}}{dt} - \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \sin(x - 2\gamma) + i_{sC} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \\ & + \cos(x - 2\gamma) \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \end{aligned} \quad (2.50)$$

En donde a diferencia del modelo convencional se observan los últimos dos factores correspondientes a las derivadas con respecto a la posición de  $\lambda_{IM}(x)$  y  $L_s(x)$ . Cabe destacar que dada la naturaleza del modelo utilizado para el acople y desacople de estos elementos las derivadas con respecto a la posición son funciones que se pueden obtener del modelo propuesto. Además la velocidad y posición son variables que deben ser medidas o al menos estimadas con el objetivo de realizar control orientado por campo.

#### 2.1.4. Transformadas de Clark y Park para el motor lineal

Una vez definidas las variables de interés para el modelo del motor lineal de imanes permanentes se procede a aplicar las transformadas de Clark y Park. En donde gracias a la disposición de los ejes estáticos  $\alpha\beta$  y rotatorios  $dq$  es posible realizar este proceso de manera análoga al de la máquina convencional. Se tiene para las corrientes en los ejes estáticos  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & -\frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Se observa entonces que la matriz de transformación es la misma dada la disposición de los ejes propuestos en el motor lineal. De la misma forma se tiene para el voltaje:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & -\frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Luego como fue mencionado las derivadas de la inductancia de estator y campo magnético de los imanes permanentes con respecto a la posición son conocidas. Por lo tanto desde el punto de vista de la transformación de coordenadas no afectan a las variables que acompañan. Resolviendo se tiene:

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s(x) \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \sin(x) + i_{s\alpha} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \cos(x) \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (2.53)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s(x) \frac{di_{s\beta}}{dt} + \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \cos(x) + i_{s\beta} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \sin(x) \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (2.54)$$

$$(2.55)$$

En donde para el término que acompaña la derivada con respecto a la posición de la inductancia de estator se tiene una transformación directa de las corrientes  $abc$  a  $\alpha\beta$ . Por otra parte el término que acompaña a la derivada con respecto a la posición del campo magnético generado por los imanes permanentes al contener  $\cos(x)$ ,  $\cos(x-\gamma)$  y  $\cos(x-2\gamma)$  en coordenadas  $abc$  se ve modificado a los términos  $\cos(x)$  y  $\sin(x)$  en los ejes  $\alpha\beta$  dado los valores de la matriz de transformación.

Luego de la misma forma que para el motor convencional es necesario observar las variables de interés en un marco de referencia que permita verlas de manera constantes. Se utiliza entonces la transformada de Park orientándose con la posición del rotor el cual como fue mencionado es equivalente a la posición angular por lo que permite conocer el ángulo en que se orienta el campo magnético generado por los imanes permanentes. De la misma forma que el motor convencional se tiene en el caso de las corrientes:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(x) & \sin(x) \\ -\sin(x) & \cos(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Se observa entonces que la describir la posición lineal de los ejes estáticos de manera cíclica y los ejes  $dq$  viajando junto al  $Pod$  se puede realizar la transformada de Park de la misma forma que en el motor convencional. Para el caso de los voltajes se tiene:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(x) & \sin(x) \\ -\sin(x) & \cos(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Resolviendo para los voltajes se tiene:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s(x) \frac{di_{sd}}{dt} - v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sq} + i_{sd} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (2.58)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s(x) \frac{di_{sq}}{dt} + v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sd} + i_{sq} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (2.59)$$

De manera similar a al modelo convencional los primeros dos términos corresponden a una planta RL donde el parámetro  $L_s(x)$  varía en los intervalos de acople y desacople del rotor fenómeno el cual sera estudiado en la etapa de control. El tercer término corresponde a los términos cruzados que se prealimentan al momento de realizar control orientado por campo.

Los términos número cinco para el caso del voltaje  $V_{sq}$  corresponde al mismo término observado para el caso del motor convencional. Para el voltaje  $V_{sd}$  corresponde al mismo termino pero derivado con respecto a la posición función cual es conocida por lo cual se le realizará el mismo tratamiento que para el caso de  $V_{sq}$ .

Luego para los términos número cuatro corresponden a las derivadas con respecto a la posición de las inductancias del estator multiplicadas por las corriente de cada fase y la velocidad. Al contener estos términos las corrientes propias en los ejes  $dq$  se estudiará en el siguiente capítulo un método de control que permita mitigar la influencia de esta dinámica.

Finalmente puesto que el objetivo final es controlar la velocidad del rotor es necesario conocer una expresión para la fuerza realizada por el motor lineal. De [14] se tiene:

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} [i_{sq} \lambda_{IM}(x)] \quad (2.60)$$

En donde se observa que de la misma forma que para el motor lineal la fuerza generada en el rotor depende necesariamente el campo magnético de los imanes permanentes. De esta forma al definir el campo magnético generado por los imanes permanentes dependiente de la posición se puede simular el efecto de acople y desacople en donde se entiende que al estar el rotor fuera del rango de los imanes permanentes la fuerza ejercida por el estator es cero. Este efecto es el esperado y análogo al de quitarle el rotor a un motor convencional y aplicar un voltaje al estator en donde se entiende que el torque es cero dado que no hay flujos enlazados entre rotor y estator.

Además dado que la corriente  $i_{sd}$  no influye en la fuerza que genera movimiento de avance en general para el caso del motor sincrónico lineal se fija en 0[A]. Este efecto si bien es esperado para este caso en particular en otros es de utilidad con el objetivo de integrar los sistemas de levitación activos y de tracción.

Por otro lado dada la arquitectura del modelo presentado y los grados de libertad de este se hace la simplificación que de todas las fuerzas aplicadas al *Pod* se hacen en un mismo punto y no de manera distribuida de manera lineal en este. De esta forma durante el traspaso una fuerza que es ejercida en una sección del rotor producto de un segmento es aplicada en el mismo punto que una fuerza aplicada por un segmento adyacente en una sección diferente

del rotor. Esta simplificación es propia del modelo ya que al no agregar dimensiones al rotor se pierde este efecto producto que el rotor es considerado como un punto en donde se ejerce la fuerza que lo mueve. Por esta misma razón es que posteriormente con el objetivo de controlar la fuerza general es que se asume una fuerza total ejercida sobre el *Pod* la cual es aplicada a las ecuaciones dinámicas de desplazamiento. Posibles modificaciones del modelo se proponen en la sección de trabajos futuros.

Luego es necesario conocer una expresión para las dinámicas de movimiento del motor lineal simplificadas. Se tiene:

$$F_e = F_L + Bv_r + M \frac{dv_r}{dt} \quad (2.61)$$

$$(2.62)$$

En donde  $F_L$  es la fuerza de carga o una carga que de oponga al movimiento del rotor,  $B$  una constante de roce que representa cualquier tipo de roce que se produzca al mover el rotor (rodamientos, roce con el aire de la carga etc.) y  $M$  la masa del rotor y cualquier otro objeto que este acoplado a este.

De esta forma se obtiene un modelo controlable para un estator segmentado el cual simula el acople y desacople de un rotor que se mueva a través de el.

### 2.1.5. Modelo del motor lineal de estator largo y segmentado propuesto

Ya descrito el modelo del motor lineal segmentado que permite simular el acople y desacople del rotor se propone un modelo del sistema de tracción para Hyperloop el cual incluye la disposición de los segmentos del motor lineal y la conexión de los convertidores que alimentan el sistema.

En la Figura 2.10 se observa un riel de tracción largo y segmentado el cual esta compuesto cada uno por el estator de motor lineal. Cada uno de estos estatores lineales esta posicionado contiguamente uno del otro de tal manera que físicamente se observan como un estator largo.

Esta configuración permite que al estar cada uno de los segmentos separados del siguiente puedan ser accionados de manera individual por lo cual las pérdidas del sistema solo son las relacionadas con el segmento del estator que es utilizado en un instante de tiempo determinado. Además es de esperarse que en un modelo mas complejo un sistema de tracción sea capaz de controlar varios *Pod* una vez un segmento determinado y convertidor no estén siendo utilizados.

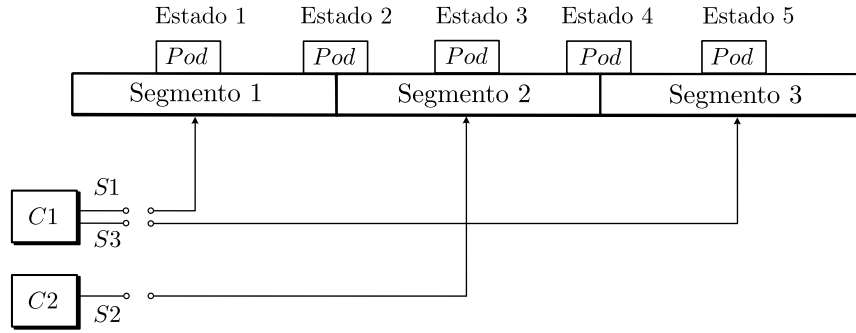


Figura 2.10: Conexión de dos convertidores para tres segmentos adyacentes del estator largo.

Luego es necesario conocer la manera en que los diferentes estatores del motor largo y segmentado son activados. Se definen entonces los siguientes estados del *Pod* (que contiene el rotor lineal), ejemplificados en la Figura 2.10, con el fin de controlar la arquitectura propuesta. Se ejemplifica además en la Tabla 2.1 los convertidores y conectores utilizados según el estado del *Pod* a medida que este viaja a través del arreglo de tres segmentos que el cual se ejemplifica. Cabe destacar que este proceso es generalizable para más segmentos lo cual se muestra en el siguiente capítulo. Se tiene:

- ESTADO 1: El *Pod* se encuentra en el segmento  $i$ . El segmento  $i$  es accionado a través del conector  $i$  por el convertidor 1.
- ESTADO 2: El *Pod* se encuentra en el segmento  $i$  y  $i + 1$ . El segmento  $i$  sigue siendo accionado a través del conector  $i$  por el convertidor 1. Además el conector  $i + 1$  acciona el segmento  $i + 1$  a través del convertidor 2 garantizando un traspaso suave.
- ESTADO 3: El *Pod* se encuentra en el segmento  $i + 1$ . El segmento  $i + 1$  es accionado a través del conector  $i + 1$  por el convertidor 2.
- ESTADO 4: El *Pod* se encuentra en el segmento  $i + 1$  y  $i + 2$ . El segmento  $i + 1$  sigue siendo accionado a través del conector  $i + 1$  por el convertidor 2. Además el conector  $i + 2$  acciona el segmento  $i + 2$  a través del convertidor 1 garantizando un traspaso suave.
- ESTADO 5: El *Pod* se encuentra en el segmento  $i + 2$ . El segmento  $i + 2$  es accionado a través del conector  $i + 2$  por el convertidor 1.

Tabla 2.1: Estados del *Pod* durante el traspaso de segmentos

| Segmentos  | Estado 1  | Estado 2  | Estado 3  | Estado 4  | Estado 5  |
|------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Segmento 1 | $C_1 S_1$ | $C_1 S_1$ |           |           |           |
| Segmento 2 |           | $C_2 S_2$ | $C_2 S_2$ | $C_2 S_2$ |           |
| Segmento 3 |           |           |           | $C_1 S_3$ | $C_1 S_3$ |

Donde  $i$  representa el número del segmento del estator largo para una cantidad  $H$  de segmentos junto al conector hacia el convertidor correspondiente. Además se entiende que para cada estado solo puede haber uno o dos conectores encendidos de tal manera de que cada convertidos en un instante de tiempo solo este accionando un segmento del sistema de tracción.

Luego al avanzar linealmente por los segmentos los convertidores se alternan de tal manera que el convertidor 1 solo acciona segmentos impares y el convertidor 2 solo acciona segmentos pares. De esta forma se obtienen las corrientes observadas en la figura 2.11, donde se ejemplifica para  $H$  igual a 5, para cada uno de los segmentos las cuales al ser sumadas desde su correspondiente convertidor dan como resultado la corriente total proveniente desde el convertidor que las provoca.

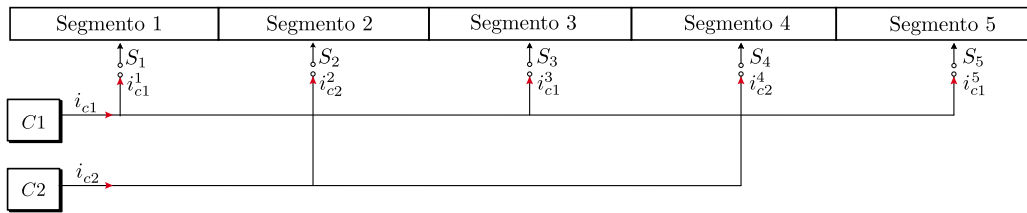


Figura 2.11: Corrientes en la conexión de los convertidores.

De esta foma para el convertidor 1 la corriente  $i_{c1}$  es la suma de las corrientes  $i_{c1}^i$  impares y para el convertidor 2 la corriente  $i_{c2}$  es la suma de las corrientes  $i_{c1}^i$  pares.

Finalmente teniendo una descripción de la configuración del sistema de tracción se procede a hacer una breve descripción del convertidor a utilizar.

### 2.1.6. Modelo del convertidor propuesto

Como fue mencionado en el capítulo previo es de esperar que la potencia necesaria para el funcionamiento del sistema de tracción ronde los 65[MVA] por convertidor considerando la arquitectura seleccionada [3]. Por otra parte en [6] se presenta la potencia mínima utilizada por el transrapid de Shanghái la que corresponde a 8[MW] aproximadamente.

Luego dados los niveles de potencia de los convertidores es esperado utilizar una arquitectura multi-nivel con el objetivo acercarse a los modelos disponibles a nivel comercial y mantener la coherencia con los sistemas de transporte similares que se han implementado en la actualidad. De esta forma se opta por utilizar un convertidor puente H en cascada dado que sus niveles de potencia llegan hasta los 120[MW] [19] con una frecuencia de 330[Hz] lo que junto a un *polepitch* entre los 0.2-1[m] logra una velocidad sincrónica en el motor lineal de entre 475-2000[km/hr] aproximadamente lo que entrega holgura a la hora de seleccionar los valores necesarios para la simulación. Además dada las características de Hyperloop se espera que si bien la potencia sea grande en los instantes de aceleración a gran velocidad esta venga en su mayoría de una tensión alta producto del desplazamiento a alta velocidad del *Pod* no así de la corriente dado que esta se mantiene aproximadamente constante en los periodos de aceleración dado que uno de los límites naturales del *Pod* corresponde a una

aceleración de  $9.8[\text{m/s}^2]$  la cual corresponde a la máxima aceleración que puede soportar un usuario promedio. Luego para un convertidor puente H en cascada se tiene:

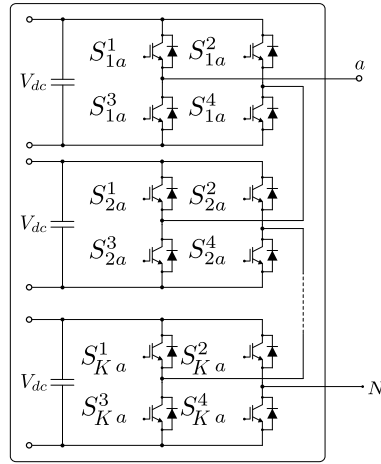


Figura 2.12: Estructura del convertidor puente H en cascada para una fase.

Se observa en la figura 2.12 la configuración de los transistores que constituyen un convertidor de potencia puente H en cascada trifásico para una fase. Cada una de las fases del convertidor esta constituida de puentes H, desde ahora en adelante celdas, puestos en serie las cuales modulan individualmente un voltaje de referencia esperado. Cada una de estas celdas es alimentada por una fuente individual de tal forma de sumarse en serie y obtener un voltaje de salida total producto de cada una de las celdas.

De esta forma al unir el neutro de cada fase se obtiene un convertidor puente H en cascada trifásico como el de la figura 2.13. Para cada uno de los puentes H en serie se definen las entradas de control de los semiconductores como  $S^j_{k(a,b,c)}$  donde  $j$  es el número de semiconductores para un puente H,  $k$  número de celdas en serie con un total de  $K$  celdas,  $(a, b, c)$  las fases  $abc$  correspondientes y  $N$  el neutro.

Detalles sobre la modulación y control de este convertidor son descritos en el capítulo 3. Además en la sección de trabajos futuros se discute una posible modificación a la arquitectura con el fin de satisfacer las necesidades del sistema.

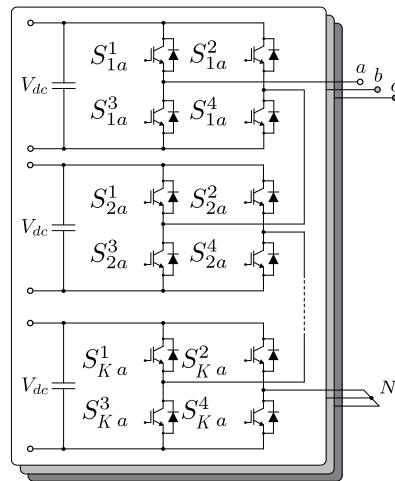


Figura 2.13: Estructura del convertidor puente H en cascada trifásico.

## 2.2. Resumen del Capítulo

En el presente capítulo se realizó una descripción general sobre el modelamiento de motores convencionales con el fin de utilizar el modelo para obtener una estructura que permita simular y controlar un PMLSM. De esta manera se definen las variables internas del modelo con respecto a la posición del *Pod* las cuales al ser integradas con un modelo similar al del PMSM permiten obtener una arquitectura que se acerca al comportamiento de un PMLSM. De la misma manera se hace una breve descripción sobre el convertidor a utilizar y las partes que lo definen.

## CONTROL DEL MODELO

En el presente capítulo se muestran los algoritmos de control necesarios para garantizar el correcto funcionamiento del sistema de tracción modelado y propuesto para Hyperloop. Dado el funcionamiento esperado de Hyperloop uno de los principales objetivos de control es mantener una velocidad uniforme y periodos de aceleración que estén dentro de los rangos que pueda soportar un consumidor promedio.

Dado que el modelo completo del sistema de tracción consta del motor lineal de estator segmentado, sistema de selección de los segmentos y los convertidores, los controladores serán dispuestos en una arquitectura en cascada dado que las dinámicas eléctricas del motor son relativamente más rápidas que las dinámicas mecánicas. De esta forma se puede aproximar un desacople entre ambas y así sintonizar controladores por separado.

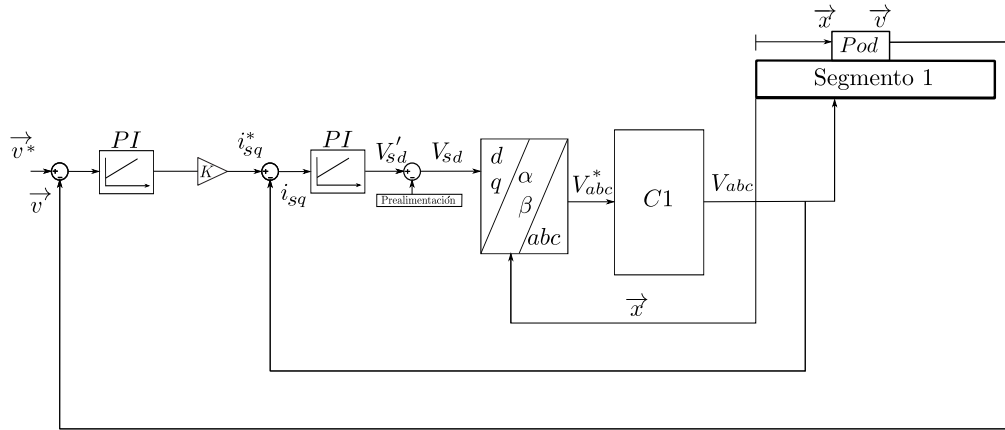


Figura 3.1: Control en cascada para corriente y velocidad.

Se utiliza entonces una arquitectura como la presente en la Figura 3.1 en la cual se pre-

senta un lazo interno de control de corriente que contiene las características eléctricas del sistema como lo son los convertidores para el control de corriente y el sistema de selección de convertidores para cada segmento. Se observa además en la Figura 3.1 un lazo externo de control de velocidad el cual contiene las características mecánicas del sistema y se basa en las ecuaciones mecánicas descritas en el capítulo anterior.

Además a lo largo del capítulo se incluirá la descripción de los ajustes necesarios para asegurar el correcto funcionamiento del sistema durante los instantes de traspaso del *Pod* de un segmento a otro.

### 3.1. Control del motor lineal largo y segmentado

Como fue mencionado durante la etapa de modelado el objetivo principal para el manejo del sistema de tracción es utilizar FOC. De esta forma se pueden controlar individualmente las variables de interés que influyen en el comportamiento mecánico del *Pod* y el comportamiento eléctrico del sistema de tracción considerando la arquitectura propuesta.

Tomando en cuenta lo mencionado es necesario obtener un modelo controlable de las ecuaciones descritas que permitan aplicar las técnicas de control conocidas. Al haber descrito las ecuaciones del motor lineal en un marco de referencia rotatorio se obtienen corrientes y voltajes que se comportan de manera estacionaria por lo cual se pueden utilizar controladores del tipo proporcional integrativo, los cuales son suficientes para que las variables de interés sigan las referencias utilizadas.

Luego se tienen las siguientes ecuaciones que describen el comportamiento del voltaje y corriente del motor, variables necesarias para en una segunda instancia controlar la fuerza que ejerce el estator sobre el *Pod* y en consecuencia su velocidad. Se tiene:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s(x) \frac{di_{sd}}{dt} - v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sq} + i_{sd} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (3.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s(x) \frac{di_{sq}}{dt} + v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sd} + i_{sq} \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \quad (3.2)$$

Agrupando términos y aplicando transformada de Laplace se obtienen las siguientes ecuaciones.

$$V_{sd}(s) - \left[ -v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sq}(s) + i_{sd}(s) \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \right] = R_s i_{sd}(s) + L_s(x) i_{sd} s \quad (3.3)$$

$$V_{sq}(s) - \left[ +v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sd}(s) + i_{sq}(s) \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \right] = R_s i_{sq}(s) + L_s(x) i_{sq} s \quad (3.4)$$

Se definen:

$$V'_{sd}(s) = V_{sd}(s) - \left[ -v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sq}(s) + i_{sd}(s) \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \frac{d\lambda_{IM}(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} \right] \quad (3.5)$$

$$V'_{sq}(s) = V_{sq}(s) - \left[ +v_r \frac{\pi}{\tau} L_s(x) i_{sd}(s) + i_{sq}(s) \frac{dL_s(x)}{dx} v_r \frac{\pi}{\tau} + \lambda_{IM}(x) v_r \frac{\pi}{\tau} \right] \quad (3.6)$$

En donde los términos agrupados junto al voltaje son medibles por lo cual en la etapa de control son prealimentados para simplificar la función de transferencia con la que se sintonizaran los controladores. Se tiene:

$$\frac{i_{sd}(s)}{V'_{sd}(s)} = \frac{1}{R_s + L_s(x)s} \quad (3.7)$$

$$\frac{i_{sq}(s)}{V'_{sq}(s)} = \frac{1}{R_s + L_s(x)s} \quad (3.8)$$

En donde ejemplificando para  $i_{sd}(s)$  se tiene la siguiente configuración para obtener una arquitectura que permita sintonizar los controladores con la función de transferencia propuesta. Se tiene:

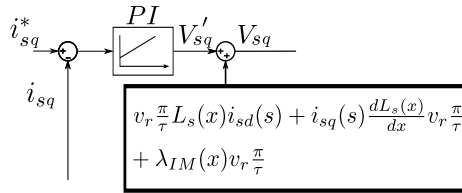


Figura 3.2: Diagrama de prealimentación para  $V'_{sd}(s)$

Se observa en la figura 3.2 la configuración del lazo de control con el fin de dada una diferencia de corriente  $i_{sq}$  con su referencia  $i_{sq}^*$  obtener por medio de un controlador proporcional integrativo una actuación de voltaje  $V_{sq}$  la cual en una segunda instancia es utilizada junto a un voltaje  $V_{sd}$  par ser aplicada al segmento del estator donde se encuentre el *Pod*.

Luego dada la estructura del motor lineal en donde las inductancias descritas son en gran porcentaje provenientes de los devanados del segmento en donde no esta posicionado el *Pod*, dado que el largo del segmento es uno o dos ordenes de magnitud mayor al largo del *Pod*, es que se no se considera la variación de la inductancia  $L_s(x)$  a hora de sintonizar los controladores.

Habiendo definido la estructura que permite sintonizar los controladores de corriente es necesario mostrar la configuración total del sistema de control. Como fue descrito en el capítulo anterior la forma de modelar las dinámicas del motor lineal considera el cálculo de dichas variables en diferentes ejes de referencia para lo cual es necesario medir la posición del rotor y las corrientes  $abc$  que entrar a cada uno de los segmentos del sistema de tracción.



En donde dadas las condiciones de la estructura de Hyperloop se considera a al parámetro  $B$  que representa el roce visto por el *Pod* cercano a cero, además  $M$  representa la masa del *Pod*. Por lo tanto se define la siguiente función de transferencia:

$$\frac{[F_e(s) - F_L(s)]}{v_r(s)} = \frac{1}{sM} \quad (3.11)$$

En donde se considera la fuerza de carga  $F_L(s)$  como una perturbación de carga externa descrita para el sistema. Luego dada la descripción del modelo cada corriente proveniente de cada segmento ejerce una fuerza sobre el *Pod* que se describe de la siguiente manera:

$$F_{ei} = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p[i_{sqi} \lambda_{IMi}(x)] \quad (3.12)$$

Donde  $i$  representa el número del segmento del estator largo para una cantidad  $H$  de segmentos en donde se general la corriente correspondiente. De esta forma si bien se puede obtener una corriente  $i_{sqi}$  sobre un segmento del estator esta no necesariamente ejerce una fuerza sobre el *Pod* dado que la fuerza generada depende de la cantidad de flujo enlazado  $\lambda_{IMi}$  que a su vez depende de la posición de este.

De esta forma la fuerza total vista por el *Pod* que genera una aceleración en este se define como:

$$\sum_{i=1}^{i=n} F_{ei} = F_{eTot} \quad (3.13)$$

En donde  $n$  es el número total de segmentos que componen el estator largo y segmentado. Luego con el objetivo de obtener una planta controlable se define la fuerza total en función de una corriente  $i_{sqTot}$  que representa la corriente total vista por el rotor que en consecuencia ejerce una fuerza sobre este. Se tiene:

$$F_{eTot} = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} [i_{sqTot} \lambda_{IM}] \quad (3.14)$$

En donde la corriente  $i_{sqTot}$  es la corriente total mencionada y  $\lambda_{IM}$  es el flujo magnético visto por el rotor en su totalidad. Si bien este flujo enlazado es diferente para cada estator, dado que depende de la presencia del rotor, desde el punto de vista del rotor siempre existe la misma cantidad de flujo enlazado dado que en todo momento esta por sobre devanados del estator independiente que estos pertenezcan a un segmento u otro. Por esta razón se considera un flujo total a la hora de definir la fuerza total que actúa sobre el rotor.

Luego dada una fuerza total  $F_{eTot}$  se define el lazo de control para la velocidad del *Pod*. Se tiene:

$$\frac{[F_{eTot}(s) - F_L(s)]}{v_r(s)} = \frac{1}{sM} \quad (3.15)$$

Aplicando el lazo de control definido en la Figura 3.1 se logra relacionar las dinámicas mecánicas y eléctricas del sistema. Luego aplicando la relación directa entre  $F_{eTot}$  y  $i_{sqTot}$  se obtiene una referencia de corriente total que actúe sobre el *Pod* que viene dada como:

$$i_{sqTot}^* = \frac{F_{eTot}}{\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} \lambda_{IM}} \quad (3.16)$$

Además ya que  $F_{eTot}$  se relaciona con la corriente  $i_{sqi}$  para cada segmento del estator es necesario definir una relación entre estas de tal forma de garantizar una fuerza uniforme para cada estado del *Pod*.

De los estados del *Pod* definidos anteriormente se observa que en particular para los estados 1, 3 y 5 que este se encuentra 100 % dentro de un segmento del estator por lo cual estando el *Pod* en un segmento  $i$  en un estado 1, 2 o 5 se tiene una corriente de referencia para dicho segmento de:

$$i_{sqi}^* = i_{sqTot}^* \quad (3.17)$$

En donde la referencia de corriente para el segmento viene dada por la referencia total ya que este se encuentra por medio del flujo del rotor  $\lambda_{IMi}$  totalmente enlazado.

Luego para definir las corrientes de referencia para cada segmento durante el transito del *Pod* de un segmento al otro se tienen las siguientes funciones de enlaces  $E_i(x)$  para cada segmento:

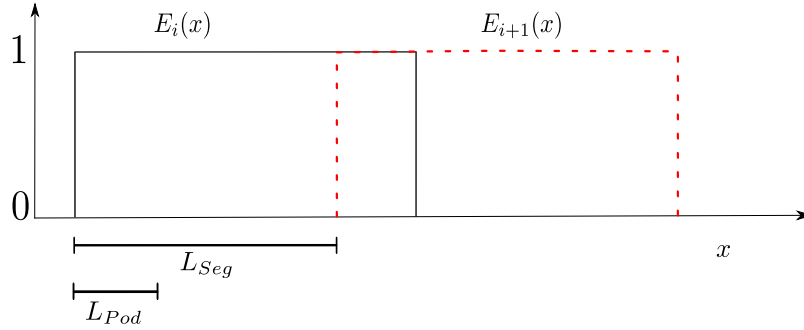


Figura 3.4: Funciones de enlace para segmentos del motor lineal.

En donde para cada segmento se define una función de enlace  $E_i(x)$  las cuales están separadas espacialmente por el largo  $L_{seg}$  del segmento y coinciden por el largo  $L_{Pod}$  del *Pod*. Además al ser sumadas en las porciones de distancia en que coinciden dan como resultado un valor mayor a 1 lo que se debe a que durante el tránsito del rotor lineal la fuerza se ve disminuida por la cantidad de flujo que es enlazado en el segmento por el rotor lineal razón por la cual esta debe ser descrita de esta manera con el objetivo de compensar este efecto.

Luego para cada segmento del sistema se definen las siguientes corrientes de referencia que son generales para cada segmento y cualquier estado en que se encuentre el *Pod*:

$$i_{sqi}^* = E_i(x) i_{sqTot}^* \quad (3.18)$$

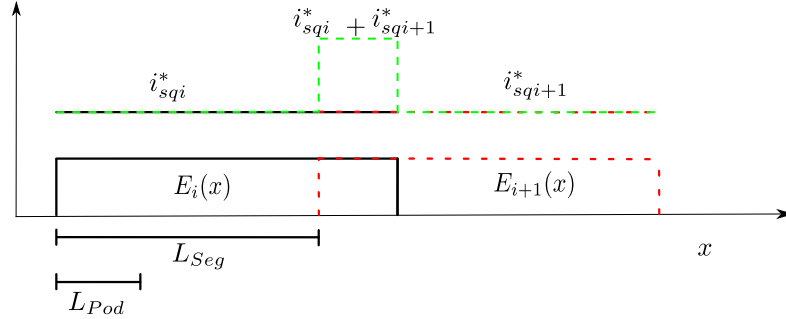


Figura 3.5: Corrientes y fuerzas durante un traspaso de un segmento a otro.

De esta manera una corriente total de referencia  $i_{sqTot}^*$  es ponderada por las funciones de enlace de tal forma de obtener una corriente individual para cada segmento del estator. Por la misma razón mencionada se observa en la figura 3.5 la forma de onda de las corrientes individuales que siguen la misma estructura que las funciones de enlace no así la suma de ambas que durante el periodo de traspaso se ven duplicadas puesto que el objetivo final es mantener la fuerza vista por el *Pod* uniforme y no la corriente en los estatores. De esta forma se obtiene una fuerza total uniforme en cada sección del rotor lineal del *Pod* como se observa en la figura 3.6 en donde las fuerzas individuales para cada segmento son ponderadas por su respectiva  $\lambda_{IMi}(x)$  manteniendo una fuerza constante durante el traspaso.

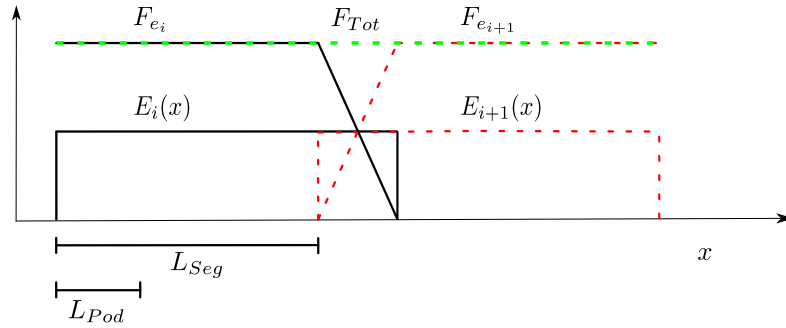


Figura 3.6: Corrientes y fuerzas durante un traspaso de un segmento a otro.

De esta forma al mantener la fuerza uniforme durante los periodos de traspaso esta puede ser aplicada correctamente al *Pod* de tal forma que el lazo externo sea capaz de controlar la velocidad de este de manera dinámica y precisa. Luego dada una configuración de dos convertidores se obtiene la siguiente arquitectura, en la Figura 3.7, que permite controlar efectivamente el traspaso entre segmentos adyacentes.

De la figura 3.7 se desprende que cada convertidor es controlado por su propia arquitectura de FOC de tal manera que al estar el *Pod* en el segmento uno el convertidor

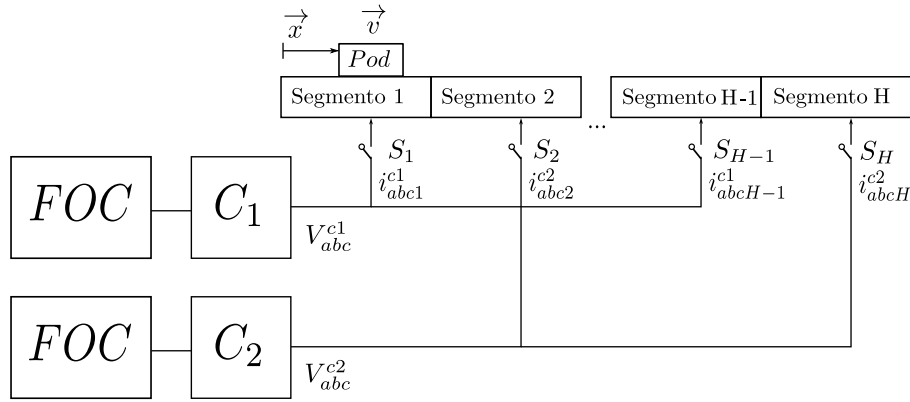


Figura 3.7: Estructura general del sistema.

recibe como variables de interés la corriente hacia el segmento uno, velocidad y posición del *Pod*. Luego alternadamente funcionan los convertidores uno y dos a medida que el *Pod* viaja a través del sistema de tracción. Cabe destacar que durante los periodos de traspaso se producen los fenómenos previamente descritos.

### 3.3. Sintonización de los controladores y anti-enrollamiento.

Con el objetivo de lograr un correcto funcionamiento del sistema descrito se procede a definir plantas y controladores a utilizar. A continuación se observa la siguiente función de transferencia de voltaje a corriente la cual se obtiene de la ecuación 3.19:

$$G(s) = \frac{1}{L_s(x) + R_s} \quad (3.19)$$

Como bien fue mencionado previamente esta función de transferencia se obtiene al realizar las simplificaciones mencionadas y las prealimentaciones correspondiente. Si bien las ecuaciones descritas en 3.7 y 3.8 contienen términos no pertenecientes a una planta de primer orden al utilizar las técnicas propuestas se logra obtener un modelo simplificado el cual permite la utilización de controladores del tipo proporcional integrativo. Se describe la estructura del controlador:

$$C(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.20)$$

Luego la función de transferencia en lazo cerrado se define como:

$$G_{cl} = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (3.21)$$

En donde resolviendo para 3.19 y 3.20 en 3.21 se tiene:

$$G_{cl} = \frac{s \frac{K_p}{L_s(x)} + \frac{K_i}{L_s(x)}}{s^2 + s \frac{R+K_p}{L_s(x)} + \frac{K_i}{L_s(x)}} \quad (3.22)$$

En donde se definen las siguientes variables con el objetivo de simplificar la sintonización de los controladores:

$$a = \frac{K_p}{L_s(x)} \quad \xi = \frac{K_p + R}{2} \sqrt{\frac{1}{K_i L_s(x)}} \quad w_n = \sqrt{\frac{K_i}{L_s(x)}} \quad (3.23)$$

Luego se define el ancho de banda como una función de los parámetros mencionados lo que permite obtener una frecuencia de corte especificada. Se tiene:

$$w_{BW} = w_n \sqrt{\left(\frac{a}{w_n}\right)^2 + \sqrt{1 + \left(\frac{a}{w_n}\right)^4}} \quad (3.24)$$

Con esta definición de los controladores se espera tener una respuesta a escalón con una dinámica dentro de los márgenes que permite el diseño del sistema de tracción teniendo en cuenta la potencia entregada por el convertidor y los transientes permitidos considerando como objetivo final lograr una fuerza uniforme al realizarse el traspaso de un segmento del motor lineal al otro.

Por otra parte es conocido que los controladores del tipo PI sufren del fenómeno de enrollamiento de la parte integrativa producto de los límites de actuación de cada variable. Este efecto se produce ya que las variables que actúan sobre el sistema tienen límites impuestos por sus condiciones de diseño (potencia máxima, corrientes nominales etc.) las cuales no logran compensar el error entre la variable a controlar y su referencia de manera inmediata por lo cual la parte integrativa del controlador crece descontroladamente mientras este error no llegue a cero. Esto provoca en consecuencia que luego de que el error se haga cero se observe una parte integrativa del controlador con un valor sobre estimado de actuación el cual tiene efectos adversos en la dinámica de la variable a controlar. Por esta razón con el objetivo de evitar dicho problema se utiliza un esquema anti-enrollamiento implementado para el controlador PI como el que se observa en la Figura 3.8 una entrada determinada  $y$  y una actuación sobre la planta  $u$ :

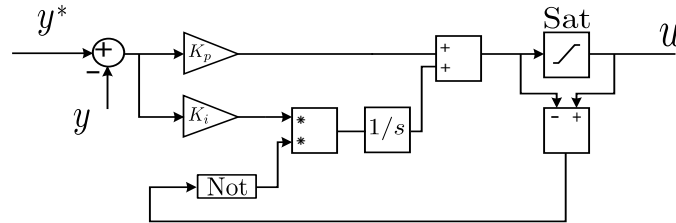


Figura 3.8: Esquema anti enrollamiento

De esta manera cualquier variable que sufra de algún límite producto de la condición de diseño de la planta y su saturación es desactivada desde el punto de vista del controlador

evitando así generar una sobre actuación luego de llegar algún valor esperado producto de la integración. Lograr esto es sobre todo importante considerando que mantener una fuerza constante a lo largo de los tramos de aceleración tiene objetivos desafiantes por sobre los ingenieriles dado que la comodidad del usuario durante estos periodos es una prioridad a la hora de realizar viajes de larga distancia y a gran velocidad.

### 3.4. Modulación del convertidor

Como bien fue mencionado dado que el objetivo principal es simular el sistema de tracción y sus dinámicas las fuentes de voltaje que alimentan el convertidor puente H en cascada se consideran constantes lo que permite simplemente utilizar la modulación como sistema de control del convertidor. En general para obtener las diferentes fuentes que alimentan cada convertidor puente H en serie se hace la utilización de transformadores separados para cada puente H. Si bien esta estructura es la común con el fin de simplificar el sistema de hace utilización de fuentes de voltaje continuas perfectas.

De esta manera al tener un convertidor puente H en cascada se hace la utilización del esquema observado en la figura 3.9 que permite el correcto funcionamiento para cada celda:

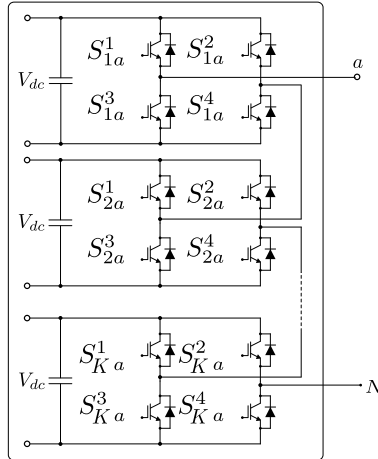


Figura 3.9: Convertidor multinivel puente H en cascada.

En donde cada fase del convertidor multinivel esta constituida por  $K$  celdas en serie los cuales deben ser moduladas de manera independiente con el fin de obtener un voltaje esperado y acorde al objetivo de control. Luego cada celda modula una voltaje de referencia  $V^*/K$  generando un voltaje de celda  $V_k$  los cuales al ser sumadas en serie genera un voltaje de salida total  $V_{abc}$  para cada una de las fases de convertidor.

Luego con el fin de realizar modulación unipolar se definen portadoras  $V_{k+}$  y  $V_{k-}$  para cada una de las  $K$  celdas. En particular para este caso se conoce este método como modulación por ancho de pulso con portadoras desfasadas (por su sigla en inglés SPWM). Luego si bien las portadoras pueden ser idénticas para cada celda estas son definidas como se observa en la Figura 3.10 donde se ejemplifica para 3 celdas.

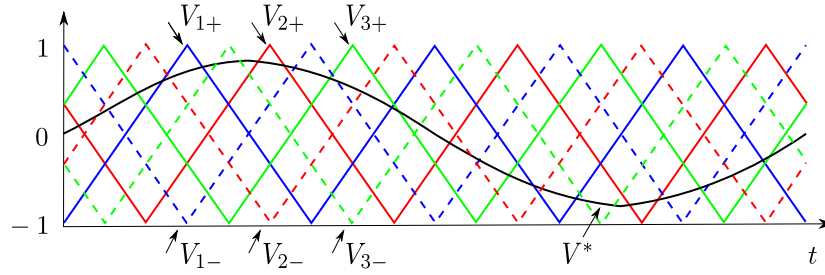


Figura 3.10: Portadoras en color y en negro referencia para SPWM de tres celdas

Luego el principal objetivo de desfasar las portadoras es obtener en la salida del convertidor una frecuencia de muestreo aparente mayor a la utilizada por cada portadora y en consecuencia una mayor calidad de la energía. De esta manera dada una portadora de frecuencia  $f_{sw}$  se obtiene una frecuencia aparente de salida de  $2Kf_{sw}$  para un ángulo de desfase entre las portadoras de  $180^\circ/K$  óptimo [19]. Luego una señal de referencia  $V^*$  es comparada con las portadoras dado el siguiente esquema:

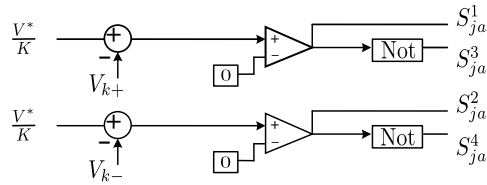


Figura 3.11: Esquema de comparación entre portadoras y voltaje de referencia.

De esta forma como se observa en la figura 3.11 al sumar las referencias junto a las portadoras y compararlas con respecto a cero se obtienen pulsos de disparo observados en la Figura 3.12 en particular en este caso ejemplificados para una celda de un puente H en cascada de tres celdas.

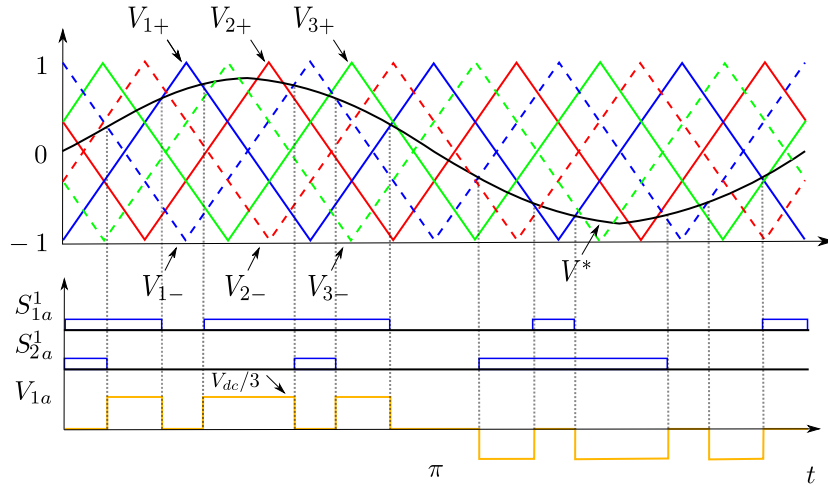


Figura 3.12: Pulsos de disparo para una celda de un puente H en cascada de tres celdas.

Luego dada una configuración trifásica cada una de los voltajes de referencia son dados del resultado de voltajes  $V_{abc}^*$  proveniente del algoritmo de control. De este modo para cada una de las fases del convertidor se obtienen los pulsos de disparo de control  $S_{k(a,b,c)}^j$  para cada semiconductor que constituye el convertidor multinivel puente H en cascada trifásico.

### 3.5. Resumen del Capítulo

En el presente capítulo se describen los métodos a utilizar para realizar FOC con el fin de controlar la velocidad del *Pod* a lo largo de una serie de segmentos del estator distribuidos en el sistema de tracción. Además se describió el funcionamiento del convertidor a utilizar y la arquitectura necesaria para realizar el control de los diferentes segmentos que junto a sus respectivos conectores son utilizados con el fin de obtener una fuerza que no genere cambios indeseados en la velocidad del *Pod* durante un periodo de traspaso de un segmento a otro.

# RESULTADOS

En el presente capítulo se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas en *Plecs* para comprender el funcionamiento del modelo propuesto y ponerlo a pruebas dinámicas que garanticen su funcionamiento. Durante este capítulo se describen en particular tres simulaciones diferentes con el objetivos de estudiar el sistema bajo los siguientes puntos de vista. En primer lugar se realiza una simulación a velocidad constante dada que las características de este sistema requiere en general un periodo de aceleración y frenado mínimos en comparación al periodo de viaje a velocidad crucero. Además se realiza una simulación durante un periodo de aceleración prolongado con el fin de estudiar este proceso para un periodo de aceleración largo en donde el *Pod* viaje con corriente constante a lo largo de la pista de tracción. De esta forma una de las principales capacidades esperadas del estator segmentado, traspaso suave de un segmento a otro, es puesta a prueba.

Finalmente se presentan resultados para pequeños periodos de tiempo con el fin de estudiar el desempeño del sistema de tracción para periodos de llegada a velocidad crucero, traspaso de un segmento a otro durante aceleración y traspaso de un segmento a otro durante velocidad crucero. Todo esto realizado durante velocidades mayores a 900[km/hr]. Además para esta última prueba se entregan pequeños cambios en las características del sistema a simular con el fin de ajustar los voltajes y corrientes del convertidor acorde a los niveles de potencia requeridos.

Se agregan además en el apéndice A parte de los códigos utilizados para transformar el modelo disponible en *Plecs* del PMSM a un PMLSM el cual permite la simulación de varios segmentos distribuidos y las ecuaciones descritas en los capítulos previos.

### 4.1. Resultados generales

Dentro de los resultados generales se presentan relaciones que confirman el comportamiento del modelo en base a las ecuaciones planteadas. De esta forma para los voltajes de salida del convertidor y las relaciones de parámetros fundamentales del convertidor como el *PolePitch* en relación a una frecuencia aplicada al convertidor.

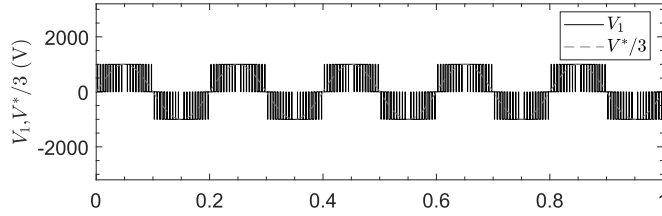


Figura 4.1: Voltaje celda 1 fase a del convertidor.

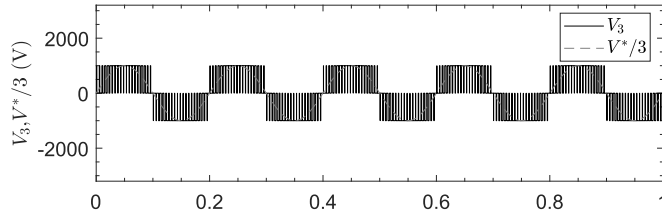


Figura 4.2: Voltaje celda 2 fase a del convertidor.

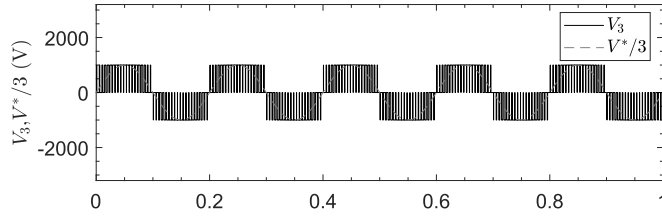


Figura 4.3: Voltaje celda 2 fase a del convertidor.

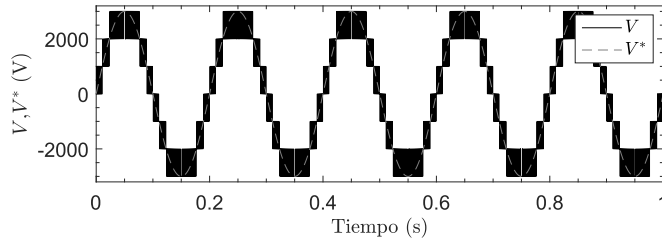


Figura 4.4: Voltaje total de fase del convertidor.

Se presentan los voltajes de salida para una fase del convertidor vistos al neutro del convertidor y los voltajes de cada una de las tres celdas que lo constituyen para una frecuencia de 5[Hz], una amplitud de 3[kV] y una frecuencia de muestreo de 100[Hz] con el objetivo de observar la forma de onda de voltaje. Se observa en las Figuras 4.1, 4.2 y 4.3 los voltajes para las tres celdas respectivamente los cuales tienen como referencia un tercio del voltaje total que se espera sea generado por la fase. Además también se aprecia que existe una diferencia entre la secuencia de voltaje generada para cada celda dada una misma referencia,

esto dado que estas son moduladas por diferentes funciones  $V_{k+}$  y  $V_{k-}$  definidas. Luego en la Figura 4.4 se observa el voltaje de salida total de la fase que corresponde a la suma de los tres voltajes de celda donde se aprecian los 7 niveles de voltaje generados por el método de modulación.

Se observa en las Figuras 4.5, 4.5 y 4.5 las funciones  $V_{k+}$  y  $V_{k-}$  para tres diferentes celdas junto a sus respectivas funciones a modular definidas para una referencia de 3[Hz] y una amplitud de 3[kV] con el objetivo de observar la distribución de las portadoras.

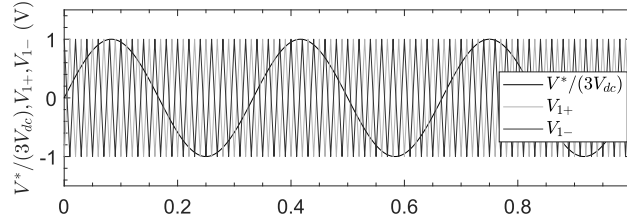


Figura 4.5: Portadoras  $V_{1+}$  y  $V_{1-}$  junto a referencia a modular.

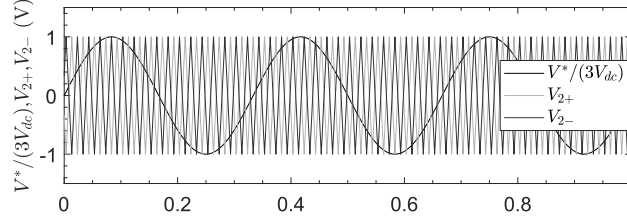


Figura 4.6: Portadoras  $V_{2+}$  y  $V_{2-}$  junto a referencia a modular.

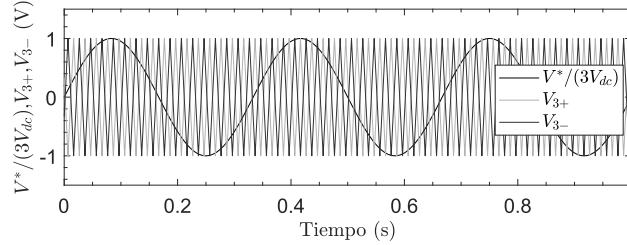


Figura 4.7: Portadoras  $V_{3+}$  y  $V_{3-}$  junto a referencia a modular.

Luego se observa en las Figuras 4.8, 4.9 y 4.10 los pulsos de disparo que se obtienen luego de aplicar la comparación necesaria entre las funciones  $V_{k+}$  y  $V_{k-}$  y la referencia descritas en el capítulo 3. Para todas las formas de onda se observan los pulsos para los transistores uno y dos ya que los transistores tres y cuatro de una celda son complementarios.

Por otro lado en la figura 4.11 a) se presenta un avance en la posición para un  $\tau$  de 1[m] y en la figura 4.11 b) para un  $\tau$  de 1[m] el objetivo de representar el avance realizado en posición para velocidades iguales. De esta forma al generarse un avance en posición de 1[m] en la figura 4.11 a) se genera una vuelta completa eléctrica la cual se representa con la variación de  $\tau$  desde  $-\pi$  a  $\pi$ . De la misma forma para la figura 4.11 b) se obtiene un avance en posición igual pero un avance de vueltas eléctrica menor dado que para lograr un avance idéntico al anterior se necesita la mitad de la frecuencia.

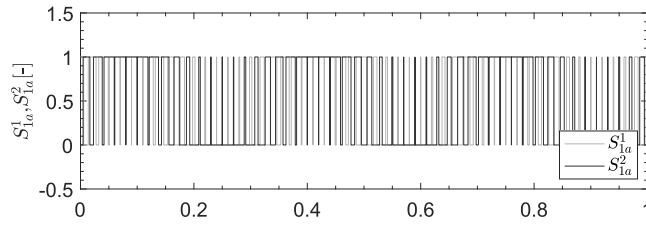
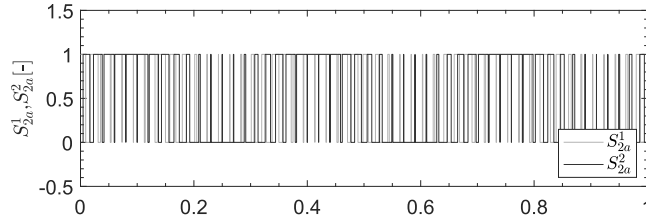
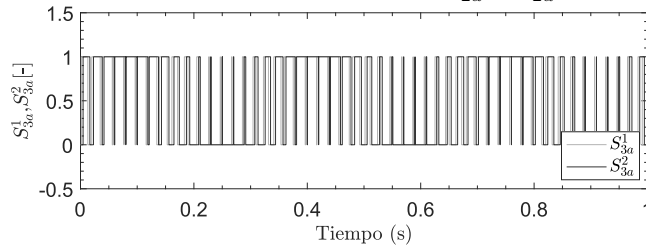
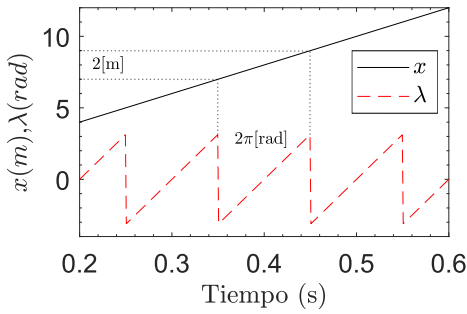
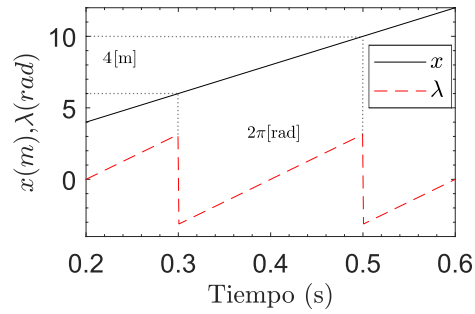
Figura 4.8: Pulsos de disparo  $S_{1a}^1$  y  $S_{1a}^2$ .Figura 4.9: Pulsos de disparo  $S_{2a}^1$  y  $S_{2a}^2$ .Figura 4.10: Pulsos de disparo  $S_{3a}^1$  y  $S_{4a}^2$ .(a) Coordenadas  $abc$ (b) Coordenadas  $\alpha\beta$ 

Figura 4.11: Ejes propuestos para modelos de motor rotatorio.

## 4.2. Parámetros de simulación

Con el fin de obtener una simulación representativa con valores coherentes de un modelo real a escala se procedió a utilizar los siguientes valores los cuales se toman como referencia de los casos estudiados en . Además se optó por un modelo reducido en tamaño dado que su comportamiento y los fenómenos estudiados siguen siendo validos independiente de la

escala a utilizar. La tabla 4.1 resume los valores a utilizados.

Con respecto a los anchos de banda seleccionados para el caso del lazo de corriente se opto por un  $w_{nc}$  de 713[rad/s] con el fin de tener un lazo lo suficientemente rápido para cumplir con la siguiente expresión:

$$w_{BW_c} \geq 2\pi \left( \frac{v_{max}}{0,1L_{Pod}} \right) \quad (4.1)$$

Donde  $v_{max}$  es la velocidad máxima del *Pod* en metros por segundo para un viaje determinado y  $L_{Pod}$  el largo del *Pod* en metros como fue mencionado en el capítulo 2. De esta manera se busca obtener un ancho de banda tal que logre estacionar una respuesta a escalón de corriente en un 10 % del tiempo que se demora en traspasar de un segmento a otro durante un periodo de máxima velocidad. De esta forma se asegura al menos que las dinámicas de corriente sean controladas no solo dadas las características eléctricas sino que tomando en consideración como afectan las variables mecánicas a los tiempos necesarios

Tabla 4.1: Parámetros de simulación

| Parámetro      | Descripción                        | Valor                 |
|----------------|------------------------------------|-----------------------|
| $M$            | Masa del Pod                       | 80[Kg]                |
| $L_{Pod}$      | Largo del Pod                      | 4[m]                  |
| $L_{Seg}$      | Largo Segmento                     | 40[m]                 |
| $H$            | Número de Segmentos                | 8[-]                  |
| $L_s$          | Inductancia por fase               | 1[H]                  |
| $L'_s$         | Inductancia por fase sin Pod       | 0.99[H]               |
| $R_s$          | Resistencia por fase               | 10[Ω]                 |
| $\lambda_{IM}$ | Flujo enlazado                     | 1.5[Wb]               |
| $\tau$         | Pole Pitch                         | 0.96[m]               |
| $K_{pc}$       | Ganancia proporcional de corriente | 2500                  |
| $K_{ic}$       | Ganancia integrativa de corriente  | 508950                |
| $w_{nc}$       | Polos del lazo de corriente        | 713[rad/s]            |
| $K_{pv}$       | Ganancia proporcional de velocidad | 9110                  |
| $K_{iv}$       | Ganancia instegrativa de velocidad | 71550                 |
| $w_{nv}$       | Polos del lazo de velocidad        | 30[rad/s]             |
| $V_{dc}$       | Voltaje DC                         | 1000[V]               |
| $v_{max}$      | Velocidad Máxima Pod               | 20[m/s]               |
| $a_{max}$      | Aceleración Maxima de Pod          | 10[m/s <sup>2</sup> ] |

para obtener el objetivo de control.

Luego dadas las características de las expresiones presentadas en el capítulo 3 sobre en donde no es trivial dar con los valores esperados para el diseño de los controladores se opta por utilizar la herramienta de *Matlab* sisotool con el fin de obtener un lazo cerrado con las condiciones mencionadas además de un  $\xi$  que represente un overshoot de no mas del 15 %. Además dado que la expresión mencionada depende directamente de la velocidad máxima durante la simulación a gran velocidad se recalculan estos valores con el fin de cumplir con los objetivos planteados.

De la misma forma con el objetivo de cumplir con las características del viaje en términos del lazo de control de velocidad se opta por un  $w_{nv}$  de  $30[\text{rad/s}]$  con el fin de cumplir con la siguiente expresión:

$$w_{BWv} \geq 2\pi a_{max} \quad (4.2)$$

En donde  $a_{max}$  representa la aceleración maxima a la que se somete el *Pod*. De esta forma se obtiene un lazo de control que pueda responder de manera confiable a una aceleración constante durante periodos determinados de tiempo. De la misma forma que el lazo de control de corriente se opta por utilizar la herramienta sisotool de *Matlab* con el fin de cumplir con las especificaciones mencionadas.

Luego con el objetivo de representar el funcionamiento de los diferentes segmentos del sistema de tracción a escala se representan los porcentajes de magnetización para cada uno de los 8 segmentos adyacentes y en serie en los colores Rojo, Verde, Azul, Amarillo, Cyan, Purpura, Naranja y Café. Luego los segmentos representados por los colores Rojo, Azul, Cyan y Naranja corresponden a los segmentos accionados por el convertidor uno y los segmentos representados por los colores Verde, Amarillo, Purpura y Café corresponden a los segmentos accionados por el convertidor dos. Se procede entonces a presentar los resultados. Se observa en la Figura 4.12 una representación de lo mencionado.

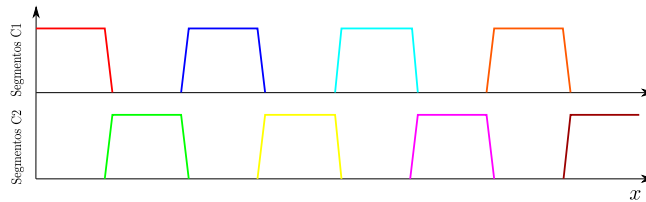
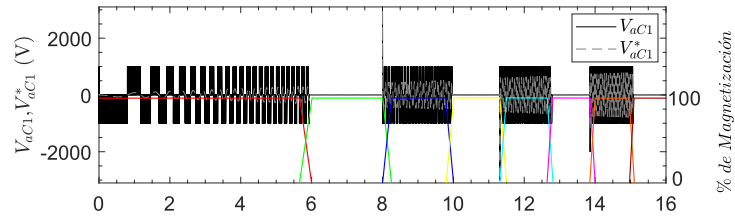
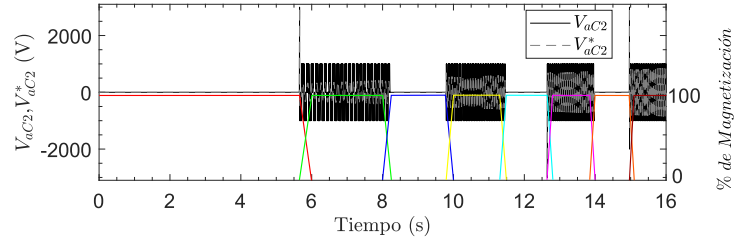


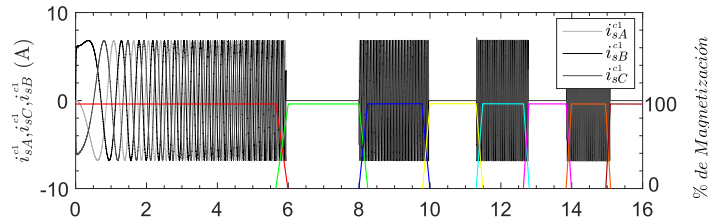
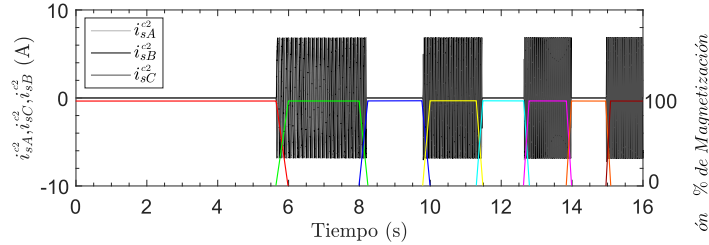
Figura 4.12: Segmentos correspondientes para cada convertidor.

### 4.3. Aceleración constante

El objetivo de esta simulación es someter el sistema a una aceleración cercana a los  $2,5[m/s^2]$  la cual corresponde a una aceleración de un cuarto de la esperada para un sistema a escala normal. Cabe destacar que la aceleración del sistema real es de esperar corresponda a  $9,8[m/s^2]$  dado que esta es la aceleración que los usuarios pueden soportar en condiciones naturales. Luego se tienen los siguientes resultados para las variables de interés:

Figura 4.13: Voltaje  $V_{aC1}$  para aceleración constante.Figura 4.14: Voltaje  $V_{aC2}$  para aceleración constante.

En la Figura 4.14 se observan los voltajes de salida de ambos convertidores con respecto al neutro de la carga para la fase  $a$ . En particular para el convertidor uno y dos durante la totalidad del viaje un aumento constante de la frecuencia de salida, esto producto de la relación que esta tiene con la velocidad del *Pod*. Además dado que la aceleración utilizada es menor a la esperada en la practica es que los niveles de voltaje en la carga no llegan a superar los 1[kV] por lo cual no se aprecian la totalidad de niveles de voltaje en la carga.

Figura 4.15: Corrientes  $i_{sABC}^{C1}$  para aceleración constante.Figura 4.16: Corrientes  $i_{sABC}^{C2}$  para aceleración constante.

En las Figuras 4.15 y 4.16 se observan los valores de las corrientes trifásicas provenientes de ambos convertidores las cuales durante periodos de aceleración aumentan constantemente su frecuencia dado que esta tiene relación con la velocidad del *Pod* la cual aumenta producto

de la fuerza que es aplicado en este. De la misma forma la amplitud se mantiene constante dado que no existe un cambio de fuerza durante el viaje dado que  $i_{sq}$  es constante y proporcional a la fuerza.

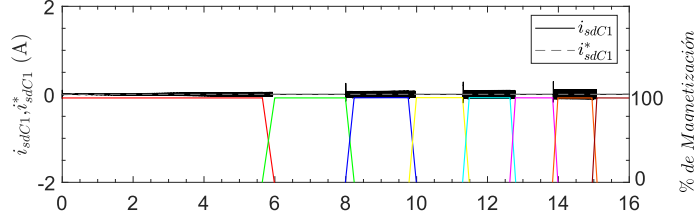


Figura 4.17: Corriente  $i_{sdC1}$  para aceleración constante.

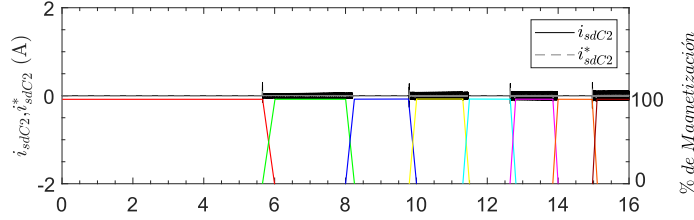


Figura 4.18: Corriente  $i_{sdC2}$  para aceleración constante.

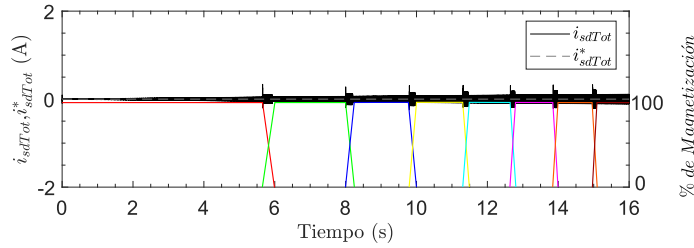
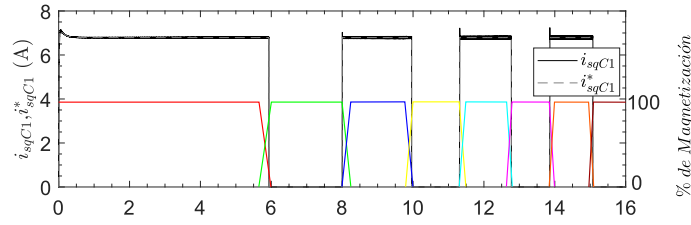
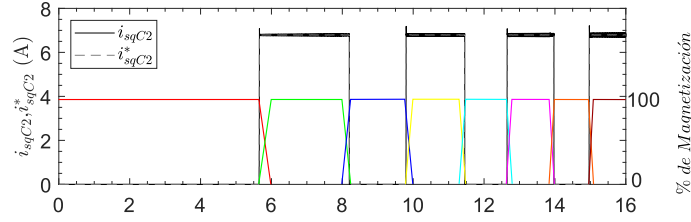
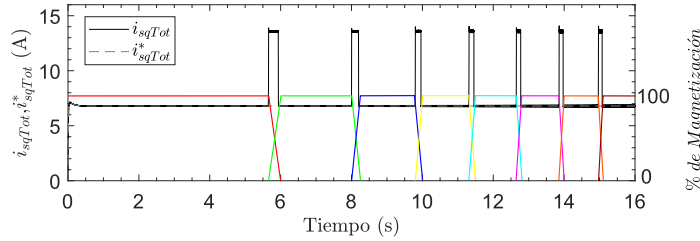


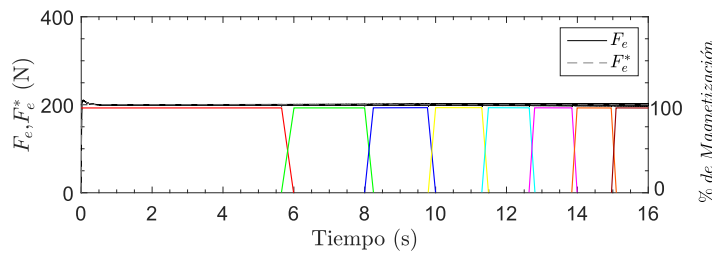
Figura 4.19: Corriente  $i_{sdTot}$  para aceleración constante.

En la figura 4.17 y 4.18 se observan los valores de las corrientes  $i_{sdC1}$  e  $i_{sdC2}$  durante un periodo de aceleración constante. Como fue mencionado previamente las referencias de estas corrientes se fijan en 0[A] dado que no influyen en la descripción del sistema de tracción. Luego las corrientes siguen las referencias indicadas con pequeñas variaciones en los periodos de traspaso menores a 0.1[A] las cuales son compensadas en un periodo de tiempo menor a 0.01[s] aproximadamente. De la misma forma se observa en la figura 4.19 la corriente  $i_{sdTot}$ , la suma de ambas corrientes  $i_{sdC1}$  e  $i_{sdC2}$ , durante el periodo de viaje. De la misma forma del comportamiento de ambas corrientes por separado estas generan pequeñas variaciones durante el periodo de traspaso que son rápidamente compensadas.

Se observa en la figura 4.20 la corriente  $i_{sqC1}$  la cual solo tiene un valor fijo cercano a los 7[A] durante los periodos en que el *Pod* está dentro de los segmentos correspondientes al convertidor uno y 0[A] durante los periodos en que el *Pod* está fuera de los segmentos correspondientes a su convertidor. De la misma forma se observa en la figura 4.21 la corriente  $i_{sqC2}$  la cual sigue la misma característica de la corriente  $i_{sqC1}$  pero para los segmentos correspondientes al convertidor dos.

Figura 4.20: Corriente  $i_{sqC1}$  para aceleración constante.Figura 4.21: Corriente  $i_{sqC2}$  para aceleración constante.Figura 4.22: Corriente  $i_{sqTot}$  para aceleración constante.

Luego se observa en la figura 4.22 la suma de ambas corrientes las cuales se observa mantiene un valor constante de aproximadamente 3[A] en todos los instantes excepto en los momentos en los cuales se produce una salida y entrada del *Pod* a segmentos adyacentes. Este efecto se produce producto que el objetivo final es el control de fuerza generada por el estator sobre el *Pod*.

Figura 4.23: Fuerza en el *Pod* para aceleración constante.

En la Figura 4.23 se observa la fuerza generada total en el *Pod*. Como fue mencionada el objetivo principal del control es generar una fuerza uniforme durante los periodos de ace-

leración teniendo en consideración los instantes de traspaso del *Pod* de un segmento a otro. Este objetivo se logra teniendo en consideración la forma de la fuerza generada. Además cabe destacar que a medida que la aceleración crece se observa un pequeño rizado el cual si bien no es deseado no afecta el comportamiento de la velocidad dadas las características del lazo de velocidad utilizado.

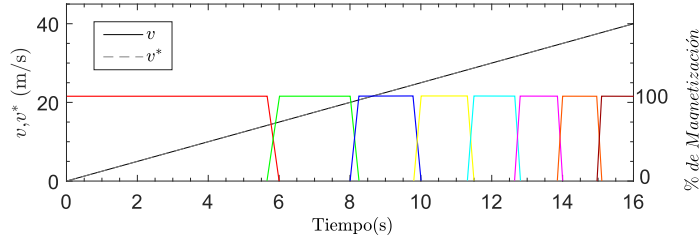


Figura 4.24: Velocidad en el *Pod* para aceleración constante.

Luego se observa en la Figura 4.24 el comportamiento de la velocidad durante aceleración constante la cual como es esperado corresponde a un aumento constante de su valor y un seguimiento aceptable.

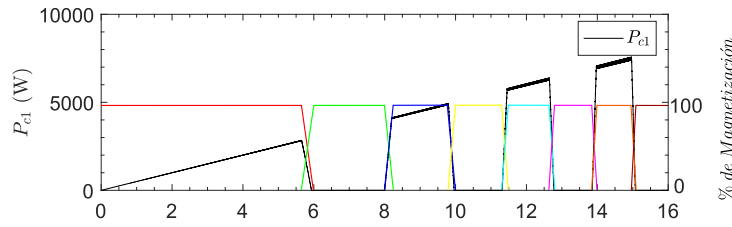


Figura 4.25: Potencia  $P_{C1}$  para aceleración constante.

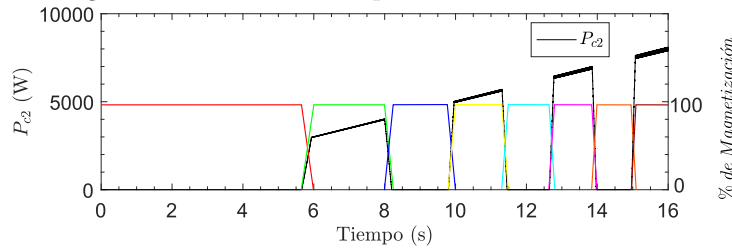


Figura 4.26: Potencia  $P_{C2}$  para aceleración constante.

Finalmente se observa en la Figura 4.25 la potencia generada por el convertidor uno durante un periodo de aceleración constante de viaje y la potencia generada por el convertidor dos en la Figura 4.26 para el mismo periodo. En particular se desprende de ambas figuras que la potencia durante un periodo de aceleración constante crece necesariamente dado que si bien la corriente es constante durante los periodos de aceleración, dado que se busca obtener una fuerza constante, el voltaje aumenta en frecuencia y mas importante en amplitud dado que debe compensar la fuerza electromotriz contraria generada por el movi-

miento de los imanes permanentes incrustados a los largo del *Pod*. Además se observa en ambas figuras que dado un periodo de aceleración determinado ambos convertidores deben alternarse con el fin de mantener la potencia entregada al *Pod* uniforme y de acuerdo a la aceleración esperada.

#### 4.4. Velocidad constante

El objetivo de esta simulación es someter el sistema a un periodo de aceleración acotado y un periodo de velocidad crucero prolongado. Esto corresponde a un viaje típico de Hyperloop por lo cual conocer el comportamiento del sistema de tracción es de interés dadas las características del sistema de tracción. Para esta simulación se utiliza una aceleración correspondiente a  $10[\text{m/s}^2]$  con el fin de llegar a una velocidad crucero de  $20[\text{m/s}]$  durante aproximadamente  $12[\text{s}]$ . Se tienen los siguientes resultados:

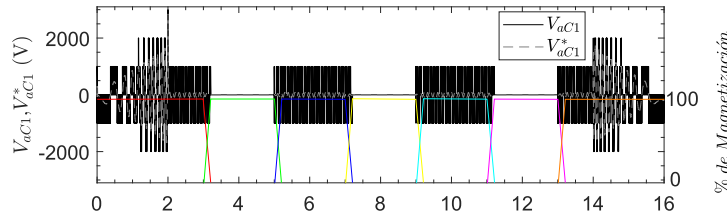


Figura 4.27: Voltaje  $V_{aC1}$  para aceleración constante.

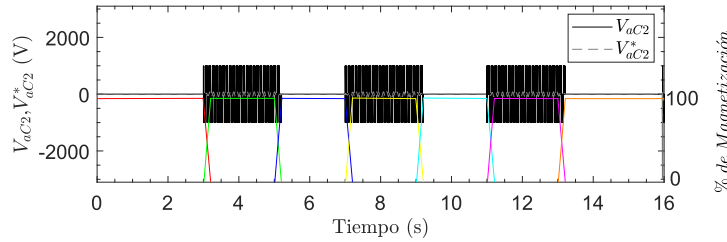


Figura 4.28: Voltaje  $V_{aC2}$  para aceleración constante.

En la Figura 4.24 se observan los voltajes de salida de ambos convertidores con respecto al neutro de la carga para la fase *a*. En particular para el convertidor uno se observa durante el inicio y final del viaje un aumento en la frecuencia de salida del convertidor, esto puesto que durante los periodos de aceleración existe un aumento de la frecuencia la cual tiene relación directa con la velocidad del *Pod*. Además durante la mitad del viaje por el primer y último segmento se observa un aumento en el voltaje en la carga esto producto que la velocidad llega a ser tal en relación a la corriente que el convertidor necesita utilizar un voltaje por sobre los  $1[\text{kV}]$  por lo cual aparecen los niveles extra en el voltaje de salida en la carga. En tanto al convertidor dos este si bien presenta un voltaje aparente en la salida este es menor dado que no hay carga la cual deba ser compensada durante el viaje a velocidad crucero.

En la Figura 4.29 se observa los valores de las corrientes trifásicas provenientes del convertidor uno las cuales durante el periodo de aceleración aumentan en frecuencia de manera constante. Además durante el periodo de viaje crucero para ambos convertidores las co-

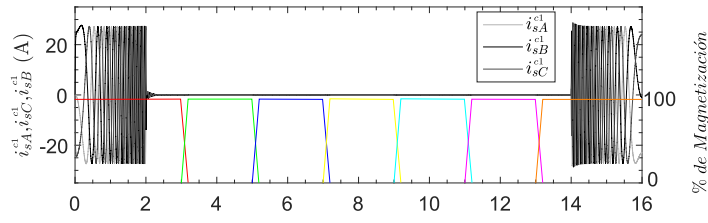


Figura 4.29: Corrientes  $i_{sABC}^{C1}$  para aceleración constante.

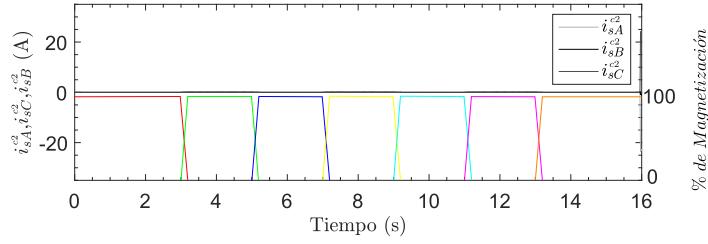
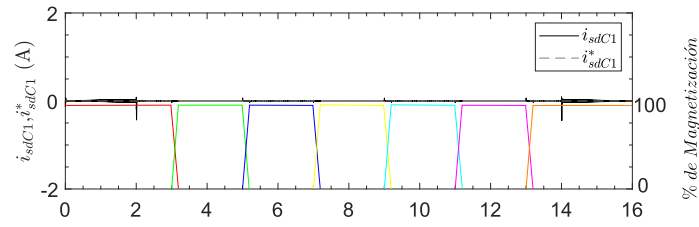
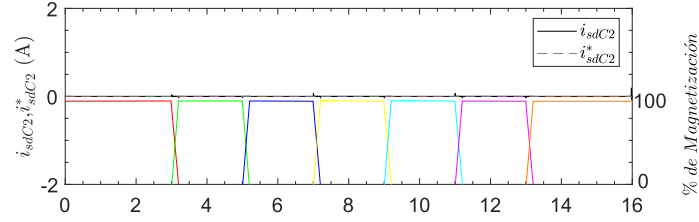
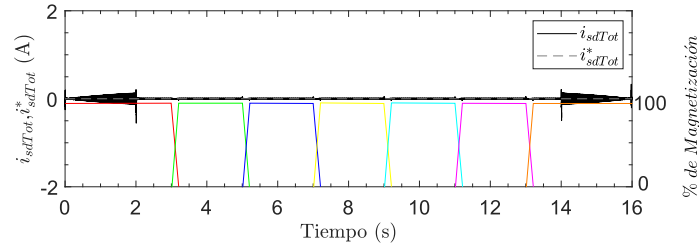
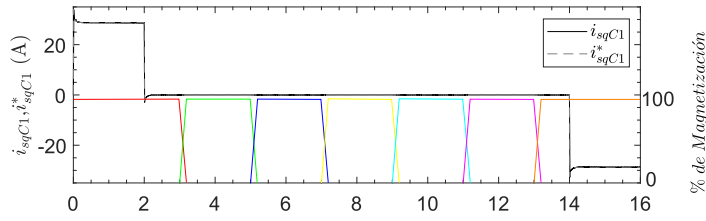
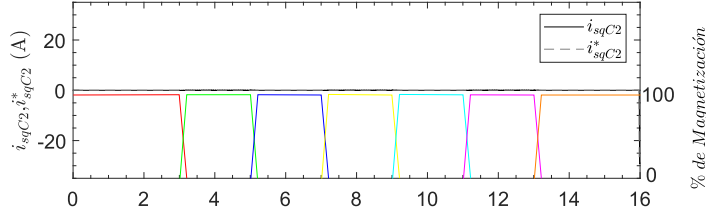
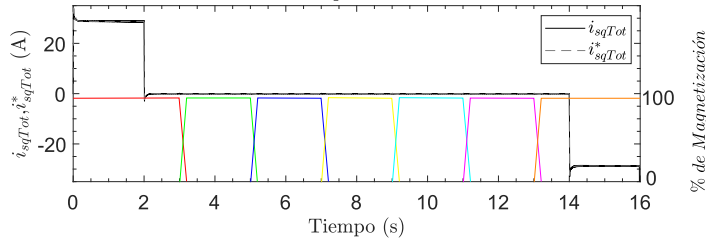


Figura 4.30: Corrientes  $i_{sABC}^{C2}$  para aceleración constante.

rrientes en 4.29 y 4.30 se mantienen en cero producto que el modelo no incluye pérdidas proporcionales a la velocidad.

Figura 4.31: Corriente  $i_{sdC1}$  para velocidad constante.Figura 4.32: Corriente  $i_{sdC2}$  para velocidad constante.Figura 4.33: Corriente  $i_{sdTot}$  para velocidad constante.

En la Figura 4.31 y 4.32 se observan los valores de las corrientes  $i_{sdC1}$  e  $i_{sdC2}$  durante un periodo de velocidad constante. Como fue mencionado previamente las referencias de esta corrientes se fijan en 0[A] dado que no influyen en la descripción del sistema de tracción. Luego las corrientes siguen las referencias indicadas con un pequeño rizado durante los periodo de aceleración y desaceleración inicial y final respectivamente. De la misma forma se observa en la figura 4.33 la corriente  $i_{sdTot}$ , la suma de ambas corrientes  $i_{sdC1}$  e  $i_{sdC2}$ . Esta corresponde a la misma forma de la corriente  $i_{sdC1}$  dado que los periodos de aceleración y desaceleración suceden en los segmentos Rojo y Naranja los cuales son accionados por el convertidor uno.

Figura 4.34: Corriente  $i_{sqC1}$  para velocidad constante.Figura 4.35: Corriente  $i_{sqC2}$  para velocidad constante.Figura 4.36: Corriente  $i_{sqTot}$  para velocidad constante.

Similar a los periodos de aceleración prolongados de la sección anterior los periodos donde se realiza aceleración existe una corriente constante la cual genera en consecuencia una fuerza constante en el *Pod* que lo acelera por lo cual se observa en la figura 4.34 corrientes cercanas a los 27[A] y -27[A] durante el inicio y final del viaje. En la figura 4.35 se observa que la corriente se mantiene completamente en 0[A] durante todo el viaje producto que durante este periodo el *Pod* viaja libremente sin roce a través del tubo despresurizado completamente. De la misma forma se observa en la figura 4.36 la corriente  $i_{sqTot}$ , la suma de ambas corrientes  $i_{sqC1}$  e  $i_{sqC2}$ . Esta corresponde a la misma forma de la corriente  $i_{sqC1}$  dado que los periodos de aceleración y desaceleración suceden en los segmentos Rojo y Naranja los cuales son accionados por el convertidor uno.

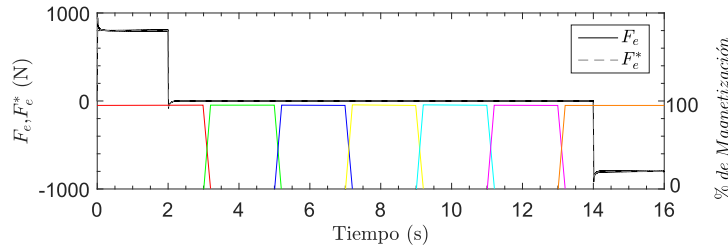


Figura 4.37: Fuerza en el *Pod* para velocidad constante.

De la misma forma que los resultados de la sección anterior se observa en la figura 4.37 una fuerza proporcional a las características de la corriente  $i_{sqC1}$  durante el viaje en los segmentos correspondientes al convertidor uno. Luego en consecuencia se genera una velocidad de viaje uniforme durante el periodo de aceleración y de viaje como se observa en la figura 4.38.

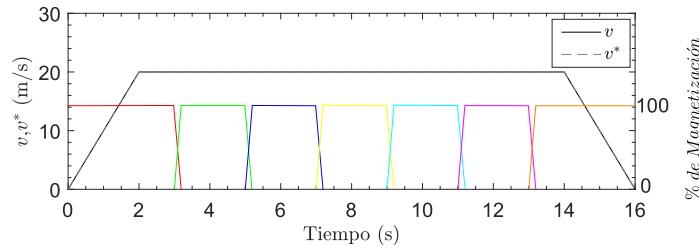
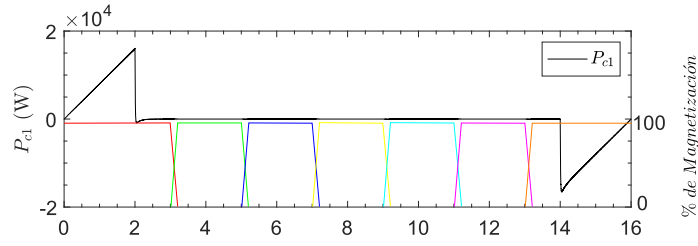
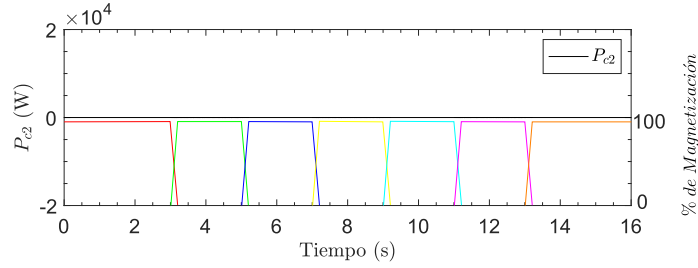


Figura 4.38: Velocidad en el *Pod* para velocidad constante.

Finalmente se observa en la Figura 4.39 la potencia generada por el convertidor uno durante un periodo de velocidad constante de viaje y la potencia generada por el convertidor dos en la Figura 4.40 para el mismo periodo. De ambas figuras se desprende principalmente que dada las estructura de Hyperloop necesariamente la potencia utilizada es solamente durante los periodos de aceleración si es que se considera que el tubo genera eficientemente el ambiente al vacío esperado para obtener un coeficiente de roce lo suficientemente bajo para ser despreciado incluso a velocidades altas para los periodos de viaje crucero.

De esta forma se observa que durante los periodos de viaje inicial y final el convertidor uno entrega potencia al *Pod* y durante los periodos el viaje a velocidad crucero el convertidor dos no entrega potencia. Luego dado este comportamiento se entiende que los convertidores utilizados no necesariamente están entregando potencia a un *Pod* en un tiempo determinado razón por la cual estos pueden ser utilizados para acelerar otros posibles *Pod's* que hayan sido implementados dada una arquitectura determinada en donde se incluyan diversos segmentos en paralelo con sus conectores correspondientes. De esta forma y siguiendo la misma estructura de conexión y desconexión de segmentos se puede realizar un control sobre una flota de *Pod's* de tal forma de mantener en utilización constante los convertidores.

Figura 4.39: Potencia  $P_{C1}$  para velocidad constante.Figura 4.40: Potencia  $P_{C2}$  para velocidad constante.

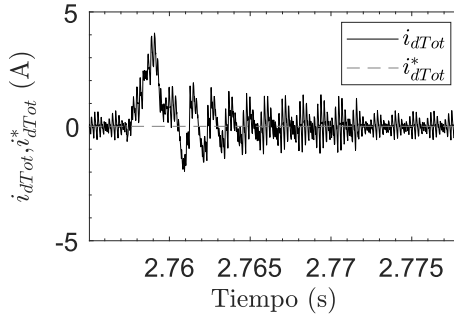
#### 4.5. Variables de interés a gran velocidad

El objetivo de esta simulación es observar el desempeño del modelo a grandes velocidades. Para realizar esto se tomo como referencia una velocidad maxima de 277[m/s] para lo cual se modificaron los siguientes valores observados en la Tabla 4.2.

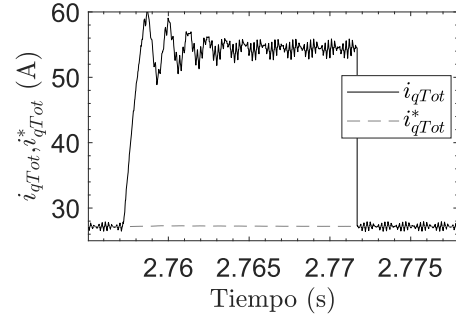
Se observa en las Figuras 4.41 y 4.42 las variables de interés para corroborar el correcto funcionamiento del control de velocidad para el *Pod* en el caso de un traspaso de un segmento a otro durante un instante de aceleración estando el *Pod* a gran velocidad. En particular se observa que si bien la calidad de las variables de interés se ve disminuida producto de la rapidez del lazo de control estas logran llegar de manera correcta a estados estacionarios.

Tabla 4.2: Parámetros de simulación

| Parámetro | Descripción                        | Valor                 |
|-----------|------------------------------------|-----------------------|
| $K_{pc}$  | Ganancia proporcional de corriente | 9360                  |
| $K_{ic}$  | Ganancia integrativa de corriente  | 23268960              |
| $w_{nc}$  | Polos del lazo de corriente        | 4800[rad/s]           |
| $K_{pv}$  | Ganancia proporcional de velocidad | 9110                  |
| $V_{dc}$  | Voltaje DC                         | 10000[V]              |
| $v_{max}$ | Velocidad Máxima Pod               | 277[m/s]              |
| $a_{max}$ | Aceleración Maxima de Pod          | 10[m/s <sup>2</sup> ] |



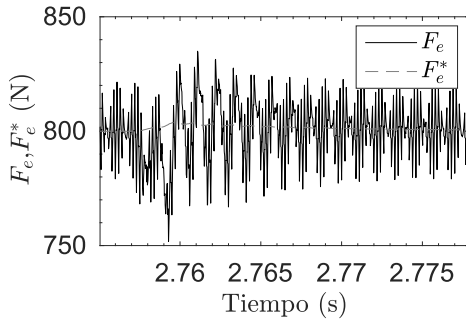
(a) Corriente  $i_{sdTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.



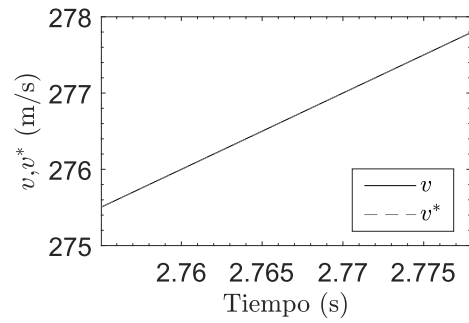
(b) Corriente  $i_{sqTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

Figura 4.41: Corrientes  $i_{sdTot}$  e  $i_{sqTot}$  durante aceleración a gran velocidad.

Luego si bien en instantes pequeños de tiempo variables como la corriente logran al menos llegar al valor esperado esta contiene una pequeña oscilación como se observa en Figura 4.41 que puede ser aceptada dado que el lazo externo de velocidad es al menos dos décadas menor por lo cual estas variaciones pierden su capacidad de afectar el comportamiento del *Pod*.



(a) Fuerza  $F_e$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

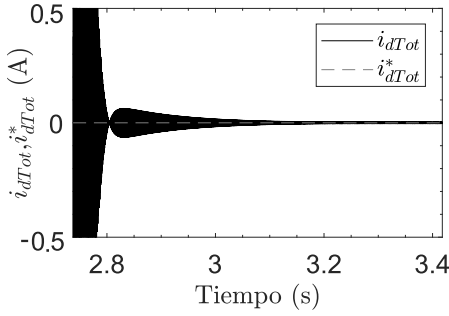


(b) Velocidad en el *Pod* para un periodo de aceleración a gran velocidad.

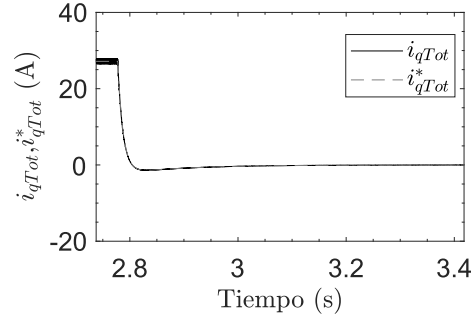
Figura 4.42: Fuerza y velocidad durante aceleración a gran velocidad.

Se observa en las Figuras 4.43 y 4.44 las variables de interés para corroborar el correcto funcionamiento del control de velocidad para el *Pod* en un escalón a gran velocidad.

En particular se observa para la Figura 4.44 durante el periodo presentado se logra llegar a estado estacionario de manera esperada con un pequeño overshoot propio de la sintonización del controlador.

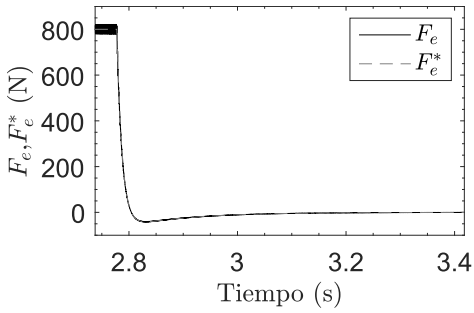


(a) Corriente  $i_{sdTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

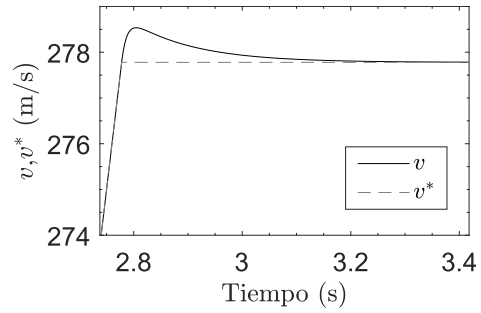


(b) Corriente  $i_{sqTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

Figura 4.43: Corrientes  $i_{sdTot}$  e  $i_{sqTot}$  para escalón de gran velocidad



(a) Fuerza  $F_e$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

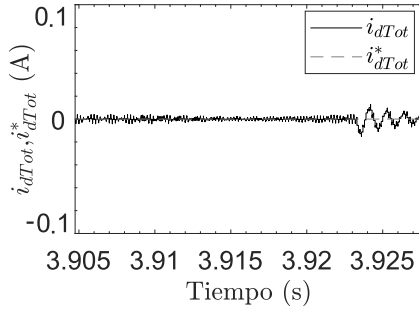


(b) Velocidad en el *Pod* para un periodo de aceleración a gran velocidad.

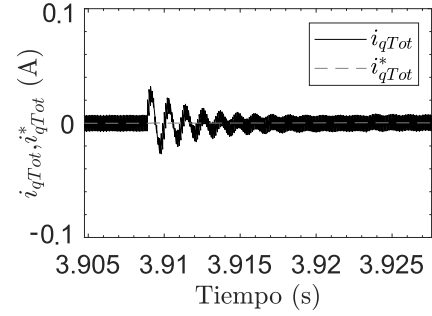
Figura 4.44: Fuerza y velocidad para escalón de gran velocidad

Se observa en las Figuras 4.45 y 4.46 las variables de interés para corroborar el correcto funcionamiento del control de velocidad para el *Pod* durante un traspaso de un segmento a otro durante un periodo de gran velocidad.

Se observan las mismas oscilaciones que sufre el sistema durante el periodo de aceleración disminuidas en amplitud. Se considera este comportamiento lo suficientemente bueno como para mantener la velocidad uniforme durante el traspaso de un segmento a otro.

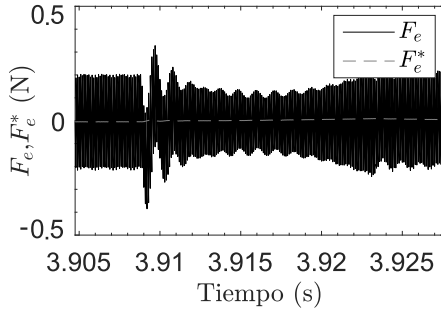


(a) Corriente  $i_{sdTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

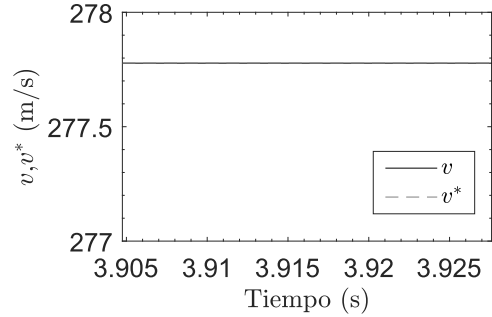


(b) Corriente  $i_{sqTot}$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.

Figura 4.45: Corrientes  $i_{sdTot}$  e  $i_{sqTot}$  para un traspaso de segmento a gran velocidad.



(a) Fuerza  $F_e$  durante un periodo de aceleración a gran velocidad.



(b) Velocidad en el *Pod* para un periodo de aceleración a gran velocidad.

Figura 4.46: Fuerza y velocidad para un traspaso de segmento a gran velocidad.

## 4.6. Resumen del Capítulo

En el presente capítulo se muestran los resultados tras realizar una serie de pruebas que corroboran el correcto funcionamiento del motor lineal de estator segmentado con el fin de controlar la velocidad del *Pod* bajo diferentes condiciones de aceleración y velocidad. Luego además se presentan los resultados al someter el modelo a periodos a gran velocidad puesto que es de interés conocer su funcionamiento en estas condiciones. Además se presentan resultados necesarios para comprobar el funcionamiento de los convertidores a utilizar.

# CONCLUSIONES

### 5.1. Conclusiones

Dentro de las diferentes aristas estudiadas durante este trabajo una de las mas importantes es la capacidad de comprender el acople y desacople del *Pod* durante los instantes de traspaso a lo largo del estator segmentado. De este punto en particular se concluye que el objetivo de mantener una fuerza uniforme durante el traspaso se cumple bajo condiciones de viaje a velocidad constante y aceleración del *Pod*. De la misma forma al someter al modelo a velocidades grandes se comprende la necesidad de generar un lazo de corriente mas rápido dado que los tiempos de traspaso a gran velocidad son menores. Este tiempo de respuesta es uno de los parámetros mas relevante a la hora de seleccionar el comportamiento del sistema de tracción dado que es necesario a la hora de obtener una fuerza uniforme de traspaso a gran velocidad.

Por otra parte el sistema utilizado logra simular correctamente el efecto de acople y desacople del *Pod* por lo que es aplicable y permite simular diferentes arquitecturas del sistema de tracción aplicando las modificaciones pertinentes. De esta forma el modelo puede ser modificado siguiendo la misma idea de modelar variables con respecto a la posición con el objetivo de construir sistemas mas complejos que permitan estudiar otros fenómenos y presentar ideas innovadoras que logren solucionar los posibles desafíos que implica la construcción de Hyperloop.

Con respecto al sistema de alimentación de Hyperloop se concluye que dadas las configuraciones del sistema a simular este tuvo una respuesta óptima dado que logra realizar correctamente el objetivo de control. De la misma forma uno de los parámetros mas relevantes a la hora de seleccionar un convertidor correcto es el voltaje de salida de este. Como es conocido una de las implicancias del control del sistema de tracción de Hyperloop es la de un sistema de alimentación de corriente constante dado el limite de aceleración impuesto por la capacidad de experimentar esta por parte de los usuarios. De la misma forma la necesidad de moverse a gran velocidad implica necesariamente un voltaje de alimentación grande y de alta frecuencia lo cual se logra con el convertidor seleccionado tomando en consideración los convertidores disponibles en el mercado. Además una de las ventajas del convertidor

punto H en cascada es que permite obtener voltajes de bloqueo para los semiconductores inversamente proporcionales a la cantidad de celdas contenidas por lo cual esta arquitectura permite funcionar de manera modular a la hora de construirse. De esta forma es de esperar que un modelo final tome ventaja de sistemas simulares que permitan mantener un voltaje distribuido en los semiconductores con el objetivo de disminuir el estrés de estos.

Otro punto relevante es el sistema de control que como bien fue explicado logra el objetivo de mantener la fuerza constante a lo largo del sistema de tracción. Se desprende de esto que el sistema de control en cascada permite al ser implementado correctamente el desacople de las dinámicas eléctricas y mecánicas siempre y cuando se tome en consideración la velocidad a la cual se mueve el *Pod*. De esta forma se comprende la necesidad de tomar en cuenta la velocidad a la que este tipo de sistemas viajan no solo como parámetros que afectan la potencia del sistema de alimentación sino que como parámetros claves a la hora de seleccionar anchos de banda para las diferentes partes del sistema de tracción.

Además se comprende que si bien el sistema de selección es suficiente para lograr el traspaso del *Pod* a lo largo del sistema de tracción diferentes arquitecturas deben ser propuestas tomando en consideración la frecuencia de salida de los *Pod's* que serán incluidos en el sistema final de tal forma de satisfacer la necesidad de mantener uno o mas *Pod's* en movimiento a lo largo del sistema de tracción.

Por otra parte se comprenden los límites del modelo propuesto dada la simplificación de la selección del sistema mecánico utilizado. Si bien tomando en consideración el sistema de tracción aislado del sistema de levitación se logra obtener un resultado esperado en modelos mas complejos es necesario considerar otros puntos que agreguen grados de libertad al sistema. Aún así la estructura del modelo logra dar primeros indicios de como en trabajos futuros estas deban ser modeladas con el objetivo de obtener un modelo mas complejo y cercano a la realidad.

## 5.2. Trabajo Futuro

Dentro de las diferentes dinámicas que se simplifican para la creación de este modelo están las dimensiones espaciales del *Pod*. Si bien se consideran las diferentes fuerzas que lo mueven estas se suman de manera unificada sin considerar que estas en la realidad se aplican a diferentes secciones del largo del arreglo de imanes permanentes que componen el secundario del sistema de tracción. De esta manera un modelo futuro que quiera hacer un estudio mas complejo del movimiento del *Pod* a través del sistema de tracción necesariamente debe incluir las dinámicas espaciales que afectan el traspaso de una sección del sistema de tracción a otra y durante el viaje de este. La figura 5.1 entrega una posible implementación de un modelo espacial del *Pod* en una dimensión, siendo aplicable para un modelo de mayores dimensiones. En el modelo se observa como cada una de las fuerzas que produce el estator sobre el *Pod* es aplicada a diferentes secciones de los imanes permanentes, de esta forma una fuerza aplicada durante un traspaso necesariamente es aplicada en dos partes diferentes del *Pod* lo cual dependiendo de la arquitectura del motor lineal puede traer efectos y dinámicas importantes a la hora de estudiar el sistema de levitación y tracción en conjunto. De esta forma la estructura completa del sistema de tracción debe ser incluida en un modelo de este estilo dado que al aplicar nuevas dimensiones al estudio del sistema de tracción surgen nuevas relaciones entre las diferentes variables que afectan el comportamiento del *Pod*.

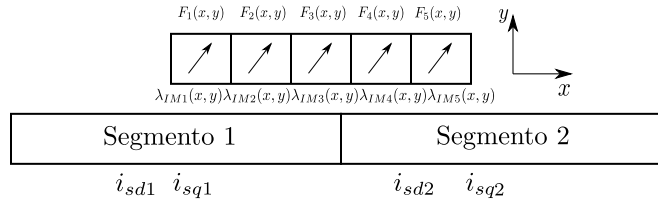


Figura 5.1: *Pod* discretizado con flujos enlazados independientes para ejes  $x$  e  $y$ .

Del mismo modo del comportamiento de los motores convencionales y sus estructuras mecánicas es conocido que los parámetros como el entrehierro y posición del rotor afectan de manera directa el calculo de inductancias y flujos enlazados que se utilizan para modelar el comportamiento del motor y realizar su posterior control. De esta forma al aplicar modelos espaciales es necesario idear mecanismos de análisis y control con el objetivo de conocer el comportamiento de estos parámetros ya no como tales, sino que como variables que afectan directamente el comportamiento dinámico del *Pod*.

Luego es necesario estudiar los posibles sistemas internos del *Pod*. Si bien en la actualidad las empresas que se encuentran realizando sistemas Hyperloop han dado indicios sobre sistemas de levitación pasivos estos tienden y probablemente serán implementados de una manera híbrida, es decir como sistemas que utilicen en conjunto arreglos de imanes permanentes y electro imanes montados en el *Pod*. Si bien estos sistemas son en la actualidad desconocidos una vez estudiado el sistema de tracción de Hyperloop en una mayor dimensión espacial será necesario buscar arquitecturas que sean capaces de tomar en consideración estos nuevos problemas. De esta forma si bien muchas soluciones pueden venir el ámbito mecánico de Hyperloop como el arco de giro del tubo y/o disposición del estator, un sistema mas resiliente y con mayores dimensiones de control puede traer beneficios en la confiabilidad del sistema y comodidad de los usuarios.

Por otra parte Hyperloop como sistema en conjunto al estar en etapa de diseño da la posibilidad de innovar en todos los ámbitos que lo constituyen. Uno de los objetivos principales de la construcción de este sistema es capacidad de aislar los *Pod* del ambiente externo por medio de bombas que extraen el aire completo del tubo donde este viaja. De esta forma es una posible área de interés el manejo de estas bombas dado que en un tubo de dimensiones considerables pueden haber relaciones físicas que afecten también el comportamiento del sistema de tracción. Desde relaciones del *Pod* con una porción de aire en algunas secciones del tubo hasta el comportamiento del sistema de despresurización en un tubo de larga distancia. Estas variables si bien se buscan ser eliminadas completamente del tubo es de esperar conocer el comportamiento de Hyperloop en situaciones no perfectas de tal forma de tener un sistema en conjunto que permita un mayor grado de controlabilidad y confiabilidad.

Desde el punto de vista del sistema de alimentación uno de las conclusiones es el comportamiento del sistema de tracción. Dada la necesidad de mantener una corriente constante a lo largo del sistema de tracción y un voltaje en aumento a medida que aumenta la velocidad existe la posibilidad de utilizar convertidores modulares conectados en serie que permitan aprovechar el comportamiento del sistema para diferentes secciones del sistema

de tracción. De esta forma para velocidades bajo un margen definido la utilización de un enlace dc grande no agrega valor al comportamiento del *Pod* por lo cual al modularizar el convertidor existe la posibilidad de utilizar pocos módulos en serie a bajas velocidades con el fin de dejar disponibles una mayor módulos en serie para los instantes donde el *Pod* viaje a gran velocidad. De esta forma no se tiene un enlace dc utilizado para secciones de viaje donde no es necesario tener un gran voltaje de salida de los convertidores. De esta forma se puede estudiar un sistema de alimentación que optimice en términos de voltaje disponible y secciones a energizar el comportamiento general del sistema de tracción de tal forma de obtener una configuración que permita el control de una mayor cantidad de *Pod's* simultáneos en el sistema de tracción.

## Apéndice A

---

# CÓDIGO

```
1 // Include libraries
2
3 #define X      Input(0) // Posicion
4 #define LaX    Output(0) // Inductancia de estator
5 #define ESTADO Output(1) // Funcion de enlace
6
7 #define pi      3.14159265358979323846
8
9 double La, LaNO, StatorLength, MoverLength; // La inductancia maxima, LaNO
10         inductancia minima
11 int StatorNumber;
12
13 int ParIdx = 0;
14 if (NumParameters != 5)
15 {
16     SetErrorMessage("Number of parameters does not match.");
17     return;
18 }
19
20 La = ParamRealData(ParIdx++, 0);
21 LaNO = ParamRealData(ParIdx++, 0);
22 StatorNumber = ParamRealData(ParIdx++, 0);
23 StatorLength = ParamRealData(ParIdx++, 0);
24 MoverLength = ParamRealData(ParIdx, 0);
25
26 if (StatorNumber==1){
27     if (X<StatorLength*(StatorNumber-1)){
28         LaX=La;
29         ESTADO=1;
30     }
31     else if (X>=StatorLength*(StatorNumber-1) && X<= StatorLength*(StatorNumber-1)
32             +MoverLength)
33     {
34         LaX=La;
35         ESTADO=1;
36     }
37 }
```

```

35 else if (X>StatorLength*(StatorNumber-1)+MoverLength && X< StatorNumber*
    StatorLength)
36 {
37   LaX=La;
38   ESTADO=1;
39 }
40 else if (X>=StatorNumber*StatorLength && X<StatorNumber*StatorLength+
    MoverLength)
41 {
42   LaX=La-(La-LaNO)*((X-(StatorNumber)*StatorLength)/MoverLength);
43   ESTADO=1;
44 }
45 else if (X>=StatorNumber*StatorLength+MoverLength)
46 {
47   LaX=LaNO;
48   ESTADO=0;
49 }
50 else {
51   LaX=LaNO;
52   ESTADO=0;
53 }
54 }
55 }
56 else {
57   if (X<StatorLength*(StatorNumber-1)){
58     LaX=LaNO; //por atras
59     ESTADO=0;
60   }
61   else if (X>=StatorLength*(StatorNumber-1) && X<= StatorLength*(StatorNumber-1)
        +MoverLength)
62   {
63     LaX=LaNO+(La-LaNO)*((X-(StatorNumber-1)*StatorLength)/MoverLength); //entrando
64     ESTADO=1;
65   }
66   else if (X>StatorLength*(StatorNumber-1)+MoverLength && X< StatorNumber*
        StatorLength)
67   {
68     LaX=La; //dentro
69     ESTADO=1;
70   }
71   else if (X>=StatorNumber*StatorLength && X<StatorNumber*StatorLength+
        MoverLength)
72   {
73     LaX=La-(La-LaNO)*((X-(StatorNumber)*StatorLength)/MoverLength); //saliendo
74     ESTADO=1;
75   }
76   else if (X>=StatorNumber*StatorLength+MoverLength)
77   {
78     LaX=LaNO; //por adelante
79     ESTADO=0;
80   }
81   else {
82     LaX=LaNO;
83     ESTADO=0;
84   }
85 }
86 }
87 }

```

```

1 //CODE DECLARATION
2 #include <math.h>
3
4 #define X      Input(0)
5 #define lamndax      Output(0) //LMANDA X
6 #define plamndax      Output(1) //DERIVADA LAMNDA X
7
8 #define pi      3.14159265358979323846
9
10 double La, LaNO, StatorLength, MoverLength;
11 int StatorNumber;
12
13
14 int ParIdx = 0;
15 if (NumParameters != 5)
16 {
17   SetErrorMessage("Number of parameters does not match.");
18   return;
19 }
20
21 La      = ParamRealData(ParIdx++, 0);
22 LaNO    = ParamRealData(ParIdx++, 0);
23 StatorNumber = ParamRealData(ParIdx++, 0);
24 StatorLength = ParamRealData(ParIdx++, 0);
25 MoverLength = ParamRealData(ParIdx, 0);
26
27
28 if (StatorNumber==1){
29   if (X<StatorLength*(StatorNumber-1)){
30     lamndax=La;
31     plamndax=0;
32   }
33   else if (X==StatorLength*(StatorNumber-1) && X<= StatorLength*(StatorNumber-1)
34     +MoverLength)
35   {
36     lamndax=La;
37     plamndax=0;
38   }
39   else if (X>StatorLength*(StatorNumber-1)+MoverLength && X< StatorNumber*
40     StatorLength)
41   {
42     lamndax=La;
43     plamndax=0;
44   }
45   else if (X==StatorNumber*StatorLength && X<StatorNumber*StatorLength+
46     MoverLength)
47   {
48     lamndax=La-(La-LaNO)*((X-(StatorNumber)*StatorLength)/MoverLength);
49     plamndax=-La/MoverLength;
50   }
51   else if (X>=StatorNumber*StatorLength+MoverLength)
52   {
53     lamndax=LaNO;
54     plamndax=0;
55   }
56   else {
57     lamndax=LaNO;
58     plamndax=0;
59   }
60 }

```

```

58 }
59 else {
60
61 if (X < StatorLength * (StatorNumber - 1)) {
62 lamndax = LaNO; //por atras
63 plamndax = 0;
64 }
65 else if (X >= StatorLength * (StatorNumber - 1) && X <= StatorLength * (StatorNumber - 1)
        + MoverLength)
66 {
67 lamndax = LaNO + (La - LaNO) * ((X - (StatorNumber - 1) * StatorLength) / MoverLength); //
        entrando
68 plamndax = La / MoverLength;
69 }
70 else if (X > StatorLength * (StatorNumber - 1) + MoverLength && X < StatorNumber *
        StatorLength)
71 {
72 lamndax = La; //dentro
73 plamndax = 0;
74 }
75 else if (X >= StatorNumber * StatorLength && X < StatorNumber * StatorLength +
        MoverLength)
76 {
77 lamndax = La - (La - LaNO) * ((X - (StatorNumber) * StatorLength) / MoverLength); //saliendo
78 plamndax = -La / MoverLength;
79 }
80 else if (X >= StatorNumber * StatorLength + MoverLength)
81 {
82 lamndax = LaNO; //por adelante
83 plamndax = 0;
84 }
85 else {
86 lamndax = LaNO;
87 plamndax = 0;
88 }
89 }

```

```

1
2 //CODE DECLARATION
3 #include <math.h>
4
5 #define v_ab Input(0)
6 #define v_bc Input(1)
7 #define V Input(2)
8 #define X Input(3)
9 #define la_x Input(4) //La dependiendo de posicion
10 #define phi_x Input(5) //Lambda dependiendo de posicion
11 #define p_phi_x Input(6) //derivada Lambda dependiendo de posicion
12
13
14 #define i_d ContState(0)
15 #define i_q ContState(1)
16 #define pi_d ContDeriv(0)
17 #define pi_q ContDeriv(1)
18
19 #define yi_d Output(0)
20 #define yi_q Output(1)
21 #define ylambda_d Output(2)

```

```

22 #define ylambda_q Output(3)
23 #define F_e      Output(4)
24
25 #define pi      3.14159265358979323846
26
27 static double r,p, lambda_d, lambda_q;
28 static double pitch;
29
30 //START FUNCTION
31 double theta_r0, i_a0, i_b0, i_c0, cos_0, cos_n, cos_p, sin_0, sin_n, sin_p;
32
33 int ParIdx = 0;
34 if (NumParameters != 5)
35 {
36   SetErrorMessage("Number of parameters does not match.");
37   return;
38 }
39
40 r      = ParamRealData(ParIdx++, 0);
41 //L_d   = ParamRealData(ParIdx, 0);
42 //L_q   = ParamRealData(ParIdx++, 1);
43 //lambda_m = ParamRealData(ParIdx++, 0);
44 p      = ParamRealData(ParIdx++, 0);
45 theta_r0 = ParamRealData(ParIdx++, 0);
46 i_a0     = ParamRealData(ParIdx, 0);
47 i_b0     = ParamRealData(ParIdx++, 1);
48 pitch    = ParamRealData(ParIdx, 0);
49 i_c0     = -i_a0 - i_b0;
50
51 cos_0 = cos(theta_r0);
52 cos_n = cos(theta_r0 - 2./3.*pi);
53 cos_p = cos(theta_r0 + 2./3.*pi);
54 sin_0 = sin(theta_r0);
55 sin_n = sin(theta_r0 - 2./3.*pi);
56 sin_p = sin(theta_r0 + 2./3.*pi);
57
58 i_d = 2./3.*(i_a0*cos_0 + i_b0*cos_n + i_c0*cos_p);
59 i_q = -2./3.*(i_a0*sin_0 + i_b0*sin_n + i_c0*sin_p);
60
61 //OUTPUT FUNCTION
62 yi_d = i_d;
63 yi_q = i_q;
64 lambda_d = la_x*i_d + phi_x;
65 lambda_q = la_x*i_q + p_phi_x;
66
67 F_e = (3./2.)*p*(pi/pitch)*(i_q*lambda_d-i_d*lambda_q);
68
69 ylambda_d = lambda_d;
70 ylambda_q = lambda_q;
71
72 //DERIVATIVE FUNCTION CODE
73
74 double cos_0 = cos(X);
75 double sin_0 = sin(X);
76
77 double v_d = (2.*v_ab*cos_0 + v_bc*(cos_0+sqrt(3.)*sin_0))*(1/3.);
78 double v_q = -(2.*v_ab*sin_0 + v_bc*(sin_0-sqrt(3.)*cos_0))*(1/3.);
79
80 pi_d = (
81 - r * i_d

```

```
82 + ((pi*V)/pitch) * lambda_q
83 + v_d
84 ) / la_x;
85
86 pi_q = (
87 - r * i_q
88 - ((pi*V)/pitch) * lambda_d
89 + v_q
90 ) / la_x;
```

---

---

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] V. Hyperloop. (2021) Virgin hyperloop pod model. [Online]. Available: <https://virginhyperloop.com/>
- [2] H. T. Technologies. (2021) Hyperloop transportation technologies webpage. [Online]. Available: <https://www.hyperlooptt.com/>
- [3] E. Musk, *Hyperloop Apha*. SpaceX, 2013.
- [4] L. Shangai Maglev Transportation Development Co. (2021) Shanghai maglev. [Online]. Available: <http://www.smtdc.com/en/>
- [5] ScMaglev. (2021) Scmaglev webpage. [Online]. Available: <https://scmaglev.jr-central-global.com/>
- [6] A. Cassat and V. Bourquin, “Maglev worldwide status and technical review,” 12 2011.
- [7] M. Flankl, T. Wellerdieck, A. Tuysuz, and J. Kolar, “Scaling laws for electrodynamic suspension in high-speed transportation,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, 11 2017.
- [8] B. B. J. G. James Dorris, Andrew Doyle, “Continuous winding for electric motors,” U.S. Patent Aplitacion, Aug. 11, 2016.
- [9] J. Liang, “Variable frequency drive system,” U.S. Patent Aplitacion, May. 4, 2017.
- [10] Boeing. (2021) Boeing 747 speed. [Online]. Available: <https://www.boeing.com/commercial/747/>
- [11] L. A. M. Barros, M. Tanta, A. P. Martins, J. L. Afonso, and J. G. Pinto, “Opportunities and challenges of power electronics systems in future railway electrification,” in *2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, vol. 1, 2020, pp. 530–537.
- [12] S. Sadeghi, “Magnetic levitation train system,” U.S. Patent Aplitacion, Aug. 23, 2018.
- [13] F. Amin, E. Sulaiman, and H. Soomro, “Field oriented control principles for synchronous motor,” *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, vol. 8, pp. 284–288, 01 2019.
- [14] C. E. Miller, A. van Zyl, and C. F. Landy, “Modelling a permanent magnet linear synchronous motor for control purposes,” in *IEEE AFRICON. 6th Africon Conference in Africa*, vol. 2, 2002, pp. 671–674 vol.2.

- [15] J.-P. Pascal, “How choosing precisely the secondary length of an electromagnetic catapult could prevent vibrations,” *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 7, pp. 26–33, 06 2019.
- [16] K. Suzuki, Y. Kim, and H. Dohmeki, “Driving method of permanent-magnet linear synchronous motor with the stationary discontinuous armature for long-distance transportation system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 5, pp. 2227–2235, 2012.
- [17] B. M. Perreault, “Optimizing operation of segmented stator linear synchronous motors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1777–1785, 2009.
- [18] H. Cho, Y. Liu, and K. A. Kim, “Short-primary linear induction motor modeling with end effects for electric transportation systems,” in *2018 International Symposium on Computer, Consumer and Control (IS3C)*, 2018, pp. 338–341.
- [19] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.

