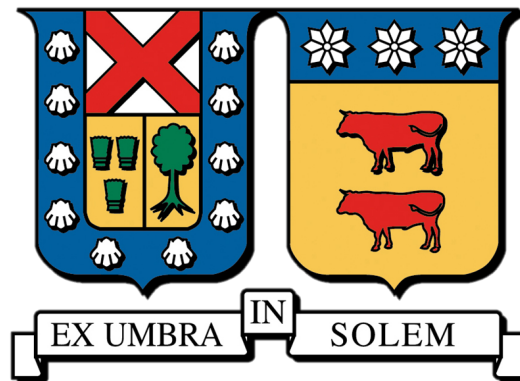


**UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA**

**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA**



**Topologías de generadores de impulsos de alto voltaje para el  
tratamiento del agua**

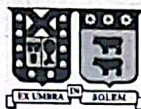
**Exequiel Dan Ponce Dahrbacun**

**MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERIA EJECUCIÓN ELECTRÓNICA**

**PROFESOR/A GUÍA: MARCELO PEREZ**

**PROFESOR CO-REFERENTE: CHRISTIAN ROJAS**

05-2024



## CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

### 1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☒ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Topologías de generadores de impulsos de Alto Voltaje para el tratamiento del agua

Nombre del candidato(a): Essequiel Dan Ponce Dahlabacum

Carrera / Grado: Ing ejecución electrónico

Campus: CASA CENTRAL Departamento: electrónica

### 2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Marcelo Pérez Loize, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

### 3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO** contiene información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (marcar una opción):

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

### 4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 22/10/2025

Firma: [Firma]

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 22/10/2025

Firma: [Firma]

# Agradecimientos

Por mi familia...

# Tabla de Contenidos

|          |                                                                   |           |
|----------|-------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introducción</b>                                               | <b>1</b>  |
| 1.1      | Contexto . . . . .                                                | 1         |
| 1.2      | Generadores de pulso de alto voltaje . . . . .                    | 8         |
| 1.2.1    | Generadores Clásicos . . . . .                                    | 10        |
| 1.2.2    | Generadores de estado sólido . . . . .                            | 12        |
| 1.3      | Convertidores para generación de pulsos de alto voltaje . . . . . | 21        |
| 1.4      | Objetivos y Plan de Trabajos . . . . .                            | 23        |
| <b>2</b> | <b>Convertidor Multinivel</b>                                     | <b>24</b> |
| 2.1      | Análisis de funcionamiento . . . . .                              | 24        |
| 2.2      | Estados de conmutación . . . . .                                  | 26        |
| 2.3      | Modulación . . . . .                                              | 29        |
| 2.4      | Simulación . . . . .                                              | 31        |
| <b>3</b> | <b>Convertidor Multinivel de Semipunto</b>                        | <b>33</b> |
| 3.1      | Análisis de funcionamiento . . . . .                              | 33        |
| 3.2      | Estados de conmutación . . . . .                                  | 35        |
| 3.3      | Modulación . . . . .                                              | 40        |
| 3.4      | Simulación . . . . .                                              | 42        |
| <b>4</b> | <b>Convertidor Multinivel de Puente</b>                           | <b>46</b> |
| 4.1      | Análisis de funcionamiento . . . . .                              | 46        |
| 4.2      | Estados de conmutación . . . . .                                  | 48        |
| 4.3      | Modulación . . . . .                                              | 53        |
| 4.4      | Simulación . . . . .                                              | 56        |
| <b>5</b> | <b>Conclusión</b>                                                 | <b>62</b> |
| 5.1      | Resumen . . . . .                                                 | 62        |
| 5.2      | Conclusiones . . . . .                                            | 63        |

|     |                          |    |
|-----|--------------------------|----|
| 5.3 | Trabajo Futuro . . . . . | 64 |
|-----|--------------------------|----|

# Lista de Figuras

|      |                                                               |    |
|------|---------------------------------------------------------------|----|
| 1.1  | Procesos Químicos del tratamiento del agua . . . . .          | 3  |
| 1.2  | Procesos Electroquímicos del tratamiento del agua . . . . .   | 4  |
| 1.3  | Electroporación en una célula [12] . . . . .                  | 6  |
| 1.4  | Membrana Plásmatica [12] . . . . .                            | 7  |
| 1.5  | Máquina que genera pulsos eléctricos [12] . . . . .           | 7  |
| 1.6  | Clasificación de generadores de pulsos . . . . .              | 8  |
| 1.7  | Circuito Semipunte . . . . .                                  | 12 |
| 1.8  | Circuito Punte . . . . .                                      | 12 |
| 1.9  | Convertidor $A_C - D_C$ con transformador de pulsos . . . . . | 12 |
| 1.10 | Convertidor $A_C - D_C$ sin transformador de pulsos . . . . . | 13 |
| 1.11 | Convertidor Reductor Elevador . . . . .                       | 14 |
| 1.12 | Convertidor CDVM . . . . .                                    | 15 |
| 1.13 | Convertidor Basado Marx . . . . .                             | 16 |
| 1.14 | Convertidor SOS . . . . .                                     | 17 |
| 1.15 | Convertidor Multinivel . . . . .                              | 18 |
| 1.16 | Convertidor Multinivel de Semipunte . . . . .                 | 19 |
| 1.17 | Convertidor Multinivel de Punte . . . . .                     | 20 |
| 1.18 | Resultados de las Topologías de estado sólido . . . . .       | 22 |
| 2.1  | Convertidor Multinivel . . . . .                              | 24 |
| 2.2  | Variables de análisis . . . . .                               | 24 |
| 2.3  | Estados de conmutación por celda . . . . .                    | 26 |
| 2.4  | Voltajes de R . . . . .                                       | 26 |
| 2.5  | Estado $S_0$ . . . . .                                        | 27 |
| 2.6  | Estado $S_1$ . . . . .                                        | 27 |
| 2.7  | Circuito equivalente del estado $S_0$ . . . . .               | 27 |
| 2.8  | Circuito equivalente del estado $S_1$ . . . . .               | 29 |
| 2.9  | Esquema de modulación . . . . .                               | 30 |

|      |                                                                                      |    |
|------|--------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.10 | Señal de modulación . . . . .                                                        | 30 |
| 2.11 | Señales eléctricas $f_C = 100[Hz]$ . . . . .                                         | 31 |
| 2.12 | Pulso de estado estacionario . . . . .                                               | 31 |
| 3.1  | Convertidor Multinivel de Semipunte . . . . .                                        | 33 |
| 3.2  | Variables de análisis . . . . .                                                      | 33 |
| 3.3  | Estados de conmutación por celda . . . . .                                           | 35 |
| 3.4  | Voltajes de R . . . . .                                                              | 35 |
| 3.5  | Estado $S_0$ . . . . .                                                               | 37 |
| 3.6  | Estado $S_1$ . . . . .                                                               | 37 |
| 3.7  | Estado $S_2$ . . . . .                                                               | 37 |
| 3.8  | Estado $S_3$ . . . . .                                                               | 37 |
| 3.9  | Circuito equivalente del estado $S_1$ . . . . .                                      | 38 |
| 3.10 | Circuito equivalente del estado $S_2$ . . . . .                                      | 39 |
| 3.11 | Esquema de modulación . . . . .                                                      | 40 |
| 3.12 | Señal de modulación con $f_C = 250[Hz]$ . . . . .                                    | 41 |
| 3.13 | Señales eléctricas con $f_C = 250[Hz]$ . . . . .                                     | 42 |
| 3.14 | Un pulso con $f_C = 250[Hz]$ . . . . .                                               | 43 |
| 3.15 | Señales eléctricas $f_{c1} = 50, f_{c2} = 100, f_{c3} = 500, f_{c4} = 750$ . . . . . | 45 |
| 4.1  | Convertidor Multinivel de Puente . . . . .                                           | 46 |
| 4.2  | Variables de análisis . . . . .                                                      | 46 |
| 4.3  | Conmutación de estados por celda . . . . .                                           | 48 |
| 4.4  | Voltajes de R . . . . .                                                              | 49 |
| 4.5  | Estado $S_3$ . . . . .                                                               | 50 |
| 4.6  | Estado $S_6$ . . . . .                                                               | 50 |
| 4.7  | Estado $S_9$ . . . . .                                                               | 50 |
| 4.8  | Estado $S_{12}$ . . . . .                                                            | 50 |
| 4.9  | Circuito equivalente del estado $S_3$ . . . . .                                      | 51 |
| 4.10 | Circuito equivalente $S_6$ . . . . .                                                 | 52 |
| 4.11 | Circuito equivalente $S_9$ . . . . .                                                 | 52 |
| 4.12 | Circuito equivalente del estado $S_{12}$ . . . . .                                   | 53 |
| 4.13 | Tabla de verdad de la modulación . . . . .                                           | 54 |
| 4.14 | Metodología de Karnaugh . . . . .                                                    | 55 |
| 4.15 | Esquema de modulación . . . . .                                                      | 55 |
| 4.16 | Señal de modulación para $f_C = 250[Hz]$ . . . . .                                   | 56 |
| 4.17 | Señales eléctricas para $f_C = 250[Hz]$ . . . . .                                    | 57 |

|      |                                                                            |    |
|------|----------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.18 | Un pulso del transciente con $f_C = 250[Hz]$                               | 58 |
| 4.19 | Un pulso con $f_C = 250[Hz]$                                               | 59 |
| 4.20 | Señales eléctricas $f_{c1} = 50, f_{c2} = 100, f_{c3} = 500, f_{c4} = 750$ | 61 |

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Contexto

El agua es uno de los recursos más importantes para la formación y desarrollo de la vida en el planeta. Su escasez no tan solo afecta a la humanidad, sino que también a todo tipo de seres vivos que necesiten de este importante recurso para poder subsistir. Según un estudio del año 2019 de World Resources, 17 países de 164, que reúnen una cuarta parte de la población mundial enfrentan un estrés hídrico. Se estima que existen alrededor de 1400 millones de kilómetros cúbicos de agua en el planeta, de los cuales solo el 2,5% corresponde al agua dulce. Este porcentaje se localiza principalmente en los ríos, lagos, glaciares, mantos de hielo y acuíferos del mundo [1][2].

En Chile la realidad es aún mas compleja. A fines del año 1984 municipios repartidos desde la región de Atacama hasta la de los lagos fueron declarados escasos de agua. Además, las naciones unidas realiza un estudio en Chile que arroja una proyección de la demanda consecutiva de agua para los años 2030 y 2040. Los cuales indican que la demanda de agua se verá incrementada en un 4,5% y un 10% respecto del año 2015 [1].

La utilización del agua dentro de la nación Chilena no es solo para el consumo doméstico, sino que también para el funcionamiento y la continuidad de las actividades agrícolas e industriales, como por ejemplo; la sobre explotación del agua en áreas mineras.

Las interacciones de la minería con los recursos hídricos son muy complejas y específicas de cada emplazamiento, con posibles impactos tanto en la hidrología como en la calidad del agua que se producen en todas las etapas de la vida de una mina. Esto quiere decir, antes del proceso, durante su desarrollo, en la explotación, rehabilitación y post-cierre. Por lo tanto, el abastec-

imiento de agua para realizar las actividades agrícolas provienen de un 20% pertenecientes a fuentes superficiales, 33% de fuentes subterráneas, 30% del mar y un 9% de terceros [3].

Sin embargo, no todas las actividades realizadas en el país están enfocadas en el área minera. En el año 2021, Chile registra un déficit de precipitaciones de más de un 50%. Lo cual es demasiado nocivo para el desarrollo de las actividades agrícolas que ocupan el 73% del agua. Con este recurso se permite regar hasta 902158 hectáreas según el octavo censo nacional agropecuario y forestal realizado en el año 2021[4].

En este escenario se toman algunas medidas para la transición de escasez hídrica. Algunas de estas son: La protección de las zonas rurales para la recarga de acuíferos, forestación con especies nativas, la reparación de las riberas de los ríos, pavimentos permeables y plazas de agua para la recarga de acuíferos en las zonas urbanas, tecnificación de riego y recambio de cultivos con menor requerimiento hídrico, etc. Estas medidas son implementadas en base al apoyo social en los sistemas de la naturaleza[5].

Los sistemas de tratamiento del agua se convierten en una tecnología crucial para poder proporcionar agua potable y gestionar las aguas residuales para devolverlas de forma rápida y segura al medio ambiente [6].

El tratamiento del agua está compuesto principalmente de las siguientes etapas:

1. Captación: Se recoge el agua de fuentes naturales como ríos, lagos, acuíferos subterráneos o plantas de desalinización (en áreas costeras). En este punto, el agua puede contener residuos, sedimentos, bacterias y productos químicos.
2. Pretratamiento: Incluye el cribado y la sedimentación. Se eliminan partículas grandes como ramas, hojas y arena mediante filtros gruesos, mallas o rejillas. Este paso ayuda a reducir el desgaste en las siguientes etapas y a evitar daños en el equipo. Similarmente en las aguas residuales, se ingresan algunos filtros de menor escala para contener algunos desechos.
3. Coagulación: Se añade al agua productos químicos con carga positiva que debe neutralizar la carga negativa de la suciedad y otras sustancias disueltas. Entre estos productos químicos se encuentra el hierro y determinados tipos de sal.
4. Floculación: En este proceso se realiza una suave mezcla en el agua con el fin de formar partículas más grandes y pesadas conocidas como flóculos. En la mayoría de los casos se añaden productos químicos a la mezcla de tal manera que el proceso de adición de reactivos sea más eficaz.

5. Sedimentación: Una vez formados los flóculos, al ser más pesados se hunden en el fondo de la planta que contiene el agua. El lodo resultante se extrae y generalmente se trata antes de su disposición.
6. Filtración: El agua pasa por filtros de arena, grava, carbón activado para retener cualquier partícula remanente. Este proceso puede eliminar compuestos orgánicos y ciertos contaminantes químicos.
7. Desinfección: Durante esta etapa. Se debe eliminar cualquier parásito, bacteria o virus que quede. Esto se hace al añadir desinfectantes químicos al agua, como el cloro o el dióxido de cloro. Esto se realiza con el fin de mantener la seguridad del agua cuando viaja desde la planta en la que fue tratada hasta los hogares, empresas o el destino para la que fue tratada.
8. Ajustes del Ph: Se ajusta el Ph del agua para que sea neutro. Esto quiere decir que no es una sustancia ácida, ni tampoco es una sustancia alcalina. Ya que esto afecta la salud humana y además perjudica la vida útil de la tuberías en la cual es transportada.
9. Remoción de sustancias específicas: En casos donde existen contaminantes específicos (como metales pesados, nitratos, arsénico o compuestos químicos industriales), se utilizan técnicas especializadas como ósmosis inversa, intercambio iónico o adsorción.
10. Almacenamiento y distribución: Finalmente, el agua tratada se almacena en tanques y se distribuye a los usuarios a través de redes de suministro.

Algunas de las etapas se clasifican como procesos químicos debido a que durante su desarrollo requiere de la aditividad de algunos reactivos y reactantes para iniciar una reacción. De lo contrario, se clasifican como procesos físicos. La clasificación se presenta:

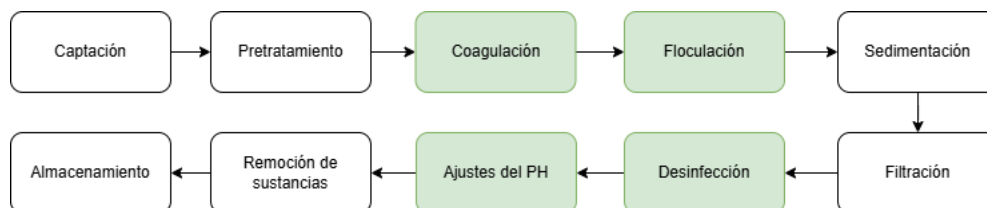


Figura 1.1: Procesos Químicos del tratamiento del agua

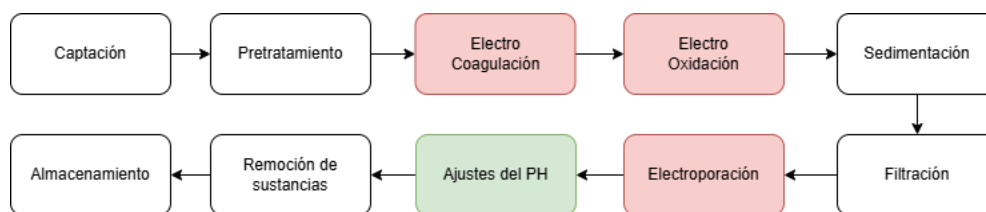


Figura 1.2: Procesos Electroquímicos del tratamiento del agua

En el primer esquema de la Figura 1.1 se muestran las etapas de mayor importancia dentro del tratamiento del agua. En donde se clasifican los procesos químicos (cuadros verdes) y los físicos (cuadros blancos). Luego en el segundo esquema de la Figura 1.2 se muestra la clasificación de las etapas del tratamiento del agua al reemplazar los procesos químicos (cuadros verdes) por los procesos electroquímicos (cuadros rojos). Mientras que los procesos físicos se mantienen.

Generalmente los sistemas de tratamiento del agua se diferencian por sus usos finales y específicos. Los tres tipos más comunes son [9]:

- Tratamiento del agua en el hogar: Según la National Sanitation Foundation (NSF) los tipos generales de sistema de tratamiento del agua son los sistemas de punto uso (POU) y los sistema de punto entrada (POE). El POU está enfocado en jarras de agua, filtros de grifos y sistemas de ósmosis inversa. Mientras que el POE está enfocado en casas o domicilios, sistemas municipales, tanques de almacenamiento presurizados, sistemas microbiológicos, etc.
- Tratamiento del agua en el sector industrial: Este proceso se refiere al tratamiento que se realiza antes y después del uso industrial. Dado que las empresas de distintos sectores utilizan el agua de forma diferente, los procesos de tratamiento del agua pueden realizarse antes o después de realizar las actividades empresariales para que sirvan para el uso previsto del agua. Por ejemplo, el tratamiento del agua en el sector de la alimentación y las bebidas, dentro de la industria de la hostelería, es crucial para el agua de los ingredientes utilizados en el procesamiento de los alimentos. Por otro lado, las plantas de fabricación de la industria del automóvil necesitan reutilizar o eliminar las aguas residuales, y el tratamiento del agua puede ayudar en ese proceso.
- Tratamiento del agua residual: Las aguas residuales se refieren a cualquier forma de agua usada o contaminada, generada tras diferentes tipos de usos y aplicaciones. Sus fuentes incluyen la escorrentía del agua de lluvia y las actividades humanas. El tratamiento de las aguas residuales es clave para eliminar cualquier contaminante y poder convertir la

calidad de las aguas residuales en un efluente que pueda ser seguro para volver al ciclo del agua.

Las comunidades, los estados y los países conocen la importancia del agua potable para el uso público, pero a menudo se pasan por alto problemas importantes en la forma en que las plantas e instalaciones tratan el agua. Los 4 problemas más comunes que se encuentran en el sistema general de tratamiento de agua de calidad y en las plantas de tratamiento son [9]:

- Problemas de mantenimiento: La tecnología, las instalaciones y los sistemas de tratamiento del agua deben estar siempre controlados, inspeccionados y mantenidos. De lo contrario, el descuido de estos protocolos puede tener graves consecuencias para la calidad y la seguridad general de los procesos de tratamiento del agua. No realizar el mantenimiento periódico de los equipos puede dar lugar a costosas reparaciones, graves daños en los sistemas y una seguridad humana comprometida.
- Control bacteriano ineficaz: Aunque algunas bacterias son esenciales para las operaciones de tratamiento del agua, no controlar y gestionar el crecimiento bacteriano puede poner en peligro la calidad del agua. Por ello, disponer de un sistema de control bacteriano probado y comprobado ayuda a evitar ese riesgo y a dificultar el ciclo de tratamiento del agua.
- Formación inadecuada: Las personas que trabajan en plantas o instalaciones de tratamiento de aguas, como los operarios y especialistas, se ocupan de procesos complejos y altamente tecnológicos. Por ello, es necesario evitar cualquier malentendido sobre ciertos aspectos del trabajo debido a una mala formación. Una calidad de formación comprometida puede afectar no sólo a la seguridad de los trabajadores, sino también a la calidad del ciclo de tratamiento en general.
- Control y registros ineficientes: Hay que mantener un control y un buen registro para garantizar que se siguen los protocolos y que hay pruebas de que es así. Los problemas más comunes que se encuentran en estas situaciones se resuelven mejor mediante acciones correctivas y preventivas que ayudan a subsanar las lagunas descubiertas en los procesos de supervisión y mantenimiento de registros. Sin estos protocolos, las plantas de tratamiento de aguas pueden sufrir una falta de datos y patrones rastreables para poder comparar sus procesos y descubrir oportunidades de mejora.

Una alternativa que sirve para solucionar los problemas que tienen el tratamiento del agua mediante la adición de químicos es la implementación de métodos eléctricos. Una de las técnicas propuestas en el desarrollo de esta memoria es la electroporación [10] [11].

Electroporación es un método que utiliza pulsos eléctricos breves y de alta intensidad para crear poros temporales en las membranas celulares. Este proceso permite la entrada de sustancias que normalmente no podrían atravesar la membrana celular, como medicamentos, ADN, ARN o proteínas. Es ampliamente utilizada en biotecnología, medicina y terapia génica para mejorar la absorción de fármacos y en la investigación para modificar genéticamente las células. Sin embargo, el propósito es eliminar las bacterias, parásitos y todo tipo de vida celular que pueda perjudicar la salud humana y para ello se implementan tensiones considerablemente altas [11].

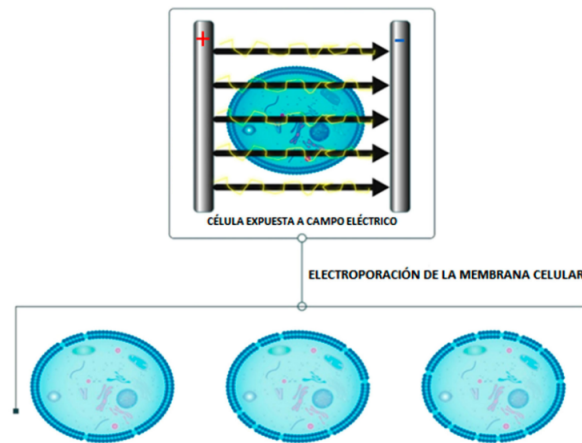


Figura 1.3: Electroporación en una célula [12]

La cantidad de voltaje necesaria para dañar o destruir la membrana plasmática de una célula varía según el tipo de célula y las condiciones del medio en el que se encuentra. En general, se sabe que las células pueden sufrir electroporación con voltajes de 200-1000[V] aplicados en pulsos breves de micro o milisegundos. Para destruir la membrana celular o dejar la célula en un estado de lisis irreversible se requiere de tensiones más altas. Por lo tanto, hay dos tipos de electroporación [12]:

- Electroporación reversible: Se produce en un rango de voltajes entre (200-500)[V]. Lo que permite que la célula sobreviva tras el tratamiento.
- Electroporación irreversible: Por sobre los 1000[V], los pulsos eléctricos pueden causar daños permanentes en la célula, resultando su respectiva muerte.

En la Figura 1.3 se aprecia una célula expuesta a un campo eléctrico. Luego más abajo se muestran los tres resultados de la membrana plasmática. El que está en la derecha es la electroporación irreversible. Mientras que las imágenes de la izquierda y del centro corresponden a la electroporación reversible y avanzada. Esto se logra debido a que el proceso de electroporación está

estrechamente relacionado al potencial de la membrana. Por lo tanto, es necesario dejar en claro que éste corresponde a la diferencia de carga en ambos lados y que la membrana separa dos soluciones de diferente concentración de iones.

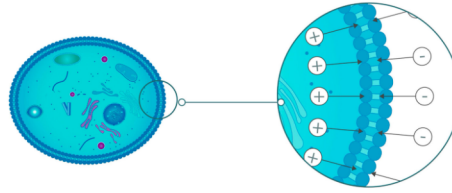


Figura 1.4: Membrana Plásmatica [12]

Como la membrana celular de la Figura 1.4 es la que separa el interior y exterior de una célula. El campo eléctrico externo puede modificar el potencial de la membrana y el resultado a esta exposición se encuentra definido tanto por la intensidad del campo eléctrico, del tamaño de la célula y de su forma. Cuando el campo eléctrico aplicado supera un determinado valor umbral se produce un fenómeno denominado electroporación. La intensidad del campo eléctrico externo requerida para alcanzar el umbral de voltaje transmembrana se conoce como intensidad de campo eléctrico crítico, es decir, se trata de la energía necesaria para inducir el aumento de permeabilización de la membrana o electroporación [12].

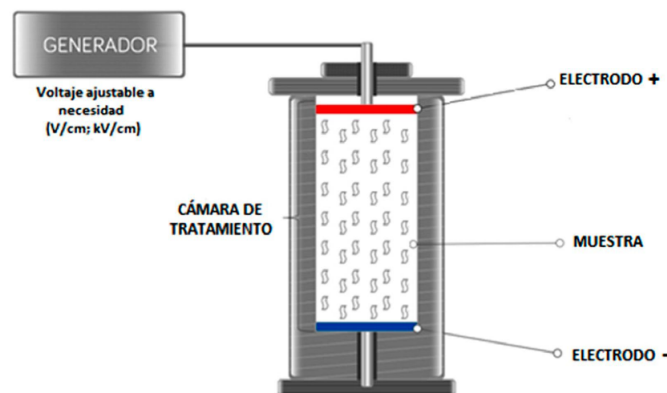


Figura 1.5: Máquina que genera pulsos eléctricos [12]

En la Figura 1.5 se aprecia la cámara de tratamiento que corresponde al contenedor en el que se harán las descargas eléctricas para generar la electroporación. Sin embargo, se requiere de un generador de impulsos de alta tensión, debido a que el objetivo es generar pulsos de alto voltaje, pero con una duración considerablemente pequeña [11][12].

Un generador de impulsos eléctricos de alta tensión es un dispositivo diseñado para generar pulsos de voltajes muy altos en intervalos cortos de tiempo. Estos pulsos son utilizados en diversas aplicaciones, como pruebas de resistencia dieléctrica en materiales aislantes, simulación de descargas eléctricas (como rayos), e incluso en aplicaciones médicas, como desfibriladores y dispositivos de tratamiento de tejidos [13].

## 1.2 Generadores de pulso de alto voltaje

El estado del arte de las topologías de generadores de pulsos de alto voltaje se divide en dos grupos. Los cuales están conformados por los generadores clásicos y los de estado sólido [14] [15].

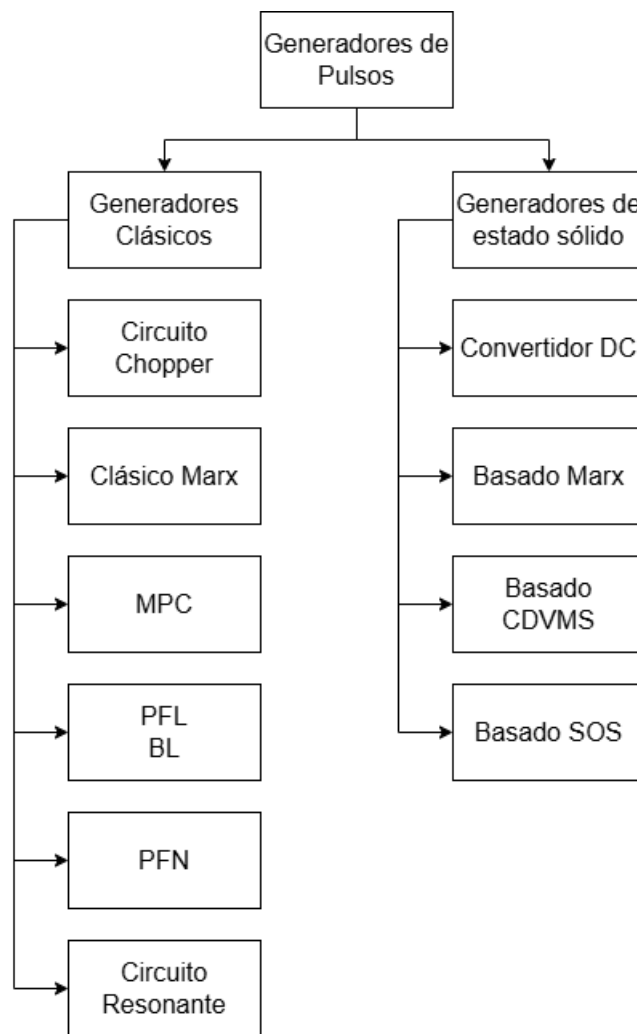


Figura 1.6: Clasificación de generadores de pulsos

En la Figura 1.6 se clasifican los tipos de generadores de pulsos. Por un lado están los generadores clásicos. Mientras que por el otro se encuentran los de estado sólido. Algunas características que generan diferencia entre los grupos son:

- **Tecnología:** Los clásicos utilizan componentes tradicionales como tubos de vacío, conmutadores mecánicos, generadores de Marx y capacitores de descarga. Mientras que los de estado sólido están conformados por dispositivos semiconductores como IGBTs, MOS-FETs, o tiristores SCR.
- **Fiabilidad mecánica:** Los clásicos dependen de piezas móviles y elementos que sufren desgaste, lo que reduce su vida útil. A diferencia de los de estado sólido que no poseen piezas móviles lo que aumenta su durabilidad.
- **Velocidad de conmutación:** En los generadores clásicos la velocidad de conmutación es relativamente lenta, limitada por la capacidad de los conmutadores mecánicos o de vacío. En cambio, los de estado sólido es muy rápida, gracias a la tecnología semiconductor, permitiendo frecuencias de repetición más altas.
- **Tamaño y peso:** Los clásicos generalmente grandes y pesados debido al uso de transformadores y capacitores voluminosos. Mientras que los de estado sólido son más compactos y livianos debido a la miniaturización de los componentes electrónicos.
- **Costo inicial:** Los clásicos en algunos casos, son más bajo, especialmente en configuraciones simples. A diferencia de los de estado sólido puede ser mayor, pero se compensa con menores costos de operación y mantenimiento. Esto implica que el costo de mantenimiento de los generadores clásicos es alto, ya que requieren reemplazo periódico de componentes como interruptores o tubos de vacío. Mientras que los de estado sólido es mínimo, ya que no hay piezas móviles que reemplazar.
- **Rendimiento repetitivo:** En los clásicos la frecuencia de repetición es limitada, lo que los hace menos adecuados para aplicaciones modernas de alta velocidad. Mientras que en los sólidos son excelentes para pulsos de alta frecuencia y precisión, ideales para aplicaciones como láseres de pulsos, dispositivos de plasma y pruebas industriales.

## 1.2.1 Generadores Clásicos

### Convertidor Chopper

En convertidor chopper. Se conecta un transformador con la intención de amplificar la corriente enviada desde la fuente de alimentación, para luego ser rectificada por el diodo.

Con la corriente rectificada se carga el condensador y luego se descarga en la carga, mediante la conmutación generada del switch. El problema que tiene la topología está en el diseño del capacitor y el switch debido a que deben tolerar tensiones muy elevadas.

Una forma de solucionar el problema es mediante conexiones de condensadores en paralelo y conexiones de los switches en serie. De esta manera, la tensión elevada se reparte por cada componente disminuyendo el costo de implementación, pero con el incremento de la modulación y con el aumento de las pérdidas por conducción [14].

### Generador clásico Marx

Fue inventado por Erwin Marx en el año 1924. Este es un generador de pulsos de voltaje con almacenamiento capacitivo. En donde, la tensión de salida viene dada por el voltaje del capacitor de la última celda multiplicado por el número de condensadores conectados en paralelo. Su principio de funcionamiento consiste en cargar los condensadores en paralelo y luego descargarlos en serie con la carga mediante el accionamiento de un interruptor [14].

### Generador MPC

El circuito compresor de pulsos magnético (Magnetic Pulse Compressor, MPC) corresponde a un sistema diseñado para generar pulsos de alta potencia mediante la compresión de energía en un campo magnético. Estos dispositivos se utilizan comúnmente en aplicaciones de generación de pulsos eléctricos de corta duración y alta amplitud, como en la investigación de fusión nuclear, armas de pulso electromagnético (EMP), y aceleradores de partículas. Sin embargo, el problema de la topología son los siguientes:

- Pérdidas por compresión.
- Sobrecorriente en el interruptor principal.

### Generador PFL

El circuito formador de pulsos (PFL) es una configuración diseñada para generar pulsos eléctricos de alta potencia con una forma, duración y amplitud bien definidas. Este tipo de circuito es

comúnmente usado en aplicaciones como radares, láseres pulsados, y aceleradores de partículas. Los problemas que tiene la topología son:

- Desajuste de impedancia.
- Dispersión en la línea de transmisión.
- Conmutación inexacta del interruptor.
- Pérdidas de energía en la línea de transmisión.

Se puede mejorar el rendimiento de la topología al combinar el circuito PFL con un BL(Blumlein). Debido a que se conectan en serie dos líneas de transmisión únicas e iguales.

### **Generador PFN**

Su funcionamiento está basado en la aplicación de una tensión de alimentación que carga los capacitores a través de los inductores. Luego con la activación de un interruptor, la energía acumulada en cada celda de inductor-capacitor se libera en la carga, generando un pulso. Este pulso puede ser de alta potencia y corta duración. Mientras que su forma y duración dependen de los valores de los inductores y capacitores de cada etapa. Sin embargo, los problemas que tiene esta topología son:

- Desajuste de impedancia.
- Dispersión del pulso.
- Pérdidas resistivas en capacitores e inductores.

### **Generador Resonante**

El generador resonante se utiliza para transferir energía de forma eficiente desde una etapa primaria a una secundaria mediante resonancia. Al cerrar el interruptor el circuito resonante en la etapa primaria genera una oscilación en su frecuencia resonante. Esta oscilación es transmitida a la etapa secundaria a través del transformador, generando también una oscilación en el circuito resonante secundario. Finalmente, esta energía se entrega a la carga. Sin embargo, los problemas que tiene la topología son:

- Acoplamiento Imperfecto del Transformador.
- Pérdidas Resistivas.
- Pérdida de Energía por Amortiguamiento.

## 1.2.2 Generadores de estado sólido

Por otro lado, los generadores de pulso de alta potencia pertenecientes al otro grupo utiliza interruptores de estado sólido para conmutar y generar las respuestas deseadas. Estos tienen características como un menor tamaño y volumen, una alta repetibilidad, larga vida útil y una alta confiabilidad.

### Convertidor $D_C - D_C$

La primera topología pertenece al grupo de los generadores  $D_C - D_C$ . De los cuales hay solo dos modelos generales: Los de pulso unipolar (Semipunto) y los de pulso bipolar (Punto H), mostrados en las Figuras 1.7 y 1.8.

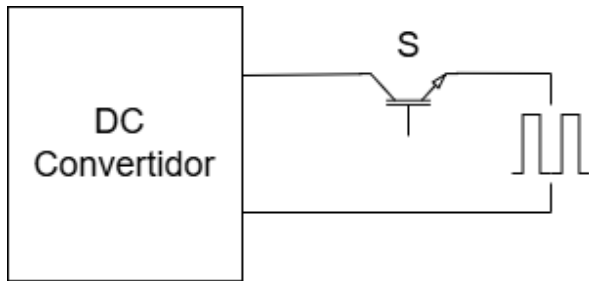


Figura 1.7: Circuito Semipunto

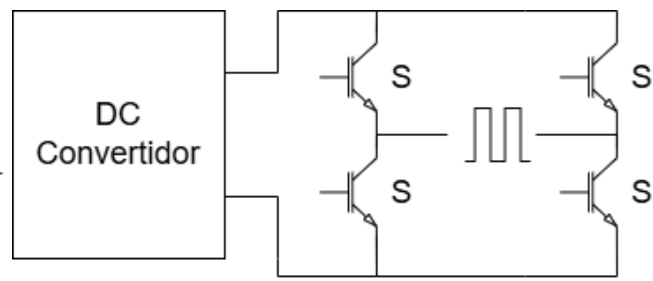


Figura 1.8: Circuito Punto H

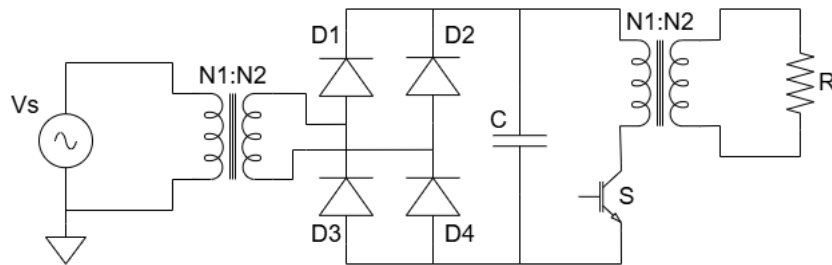


Figura 1.9: Convertidor  $A_C - D_C$  con transformador de pulsos

La Figura 1.9 se presenta la primera topología perteneciente al grupo de generadores de estado sólido basado en un convertidor de corriente alterna a corriente directa ( $A_C - D_C$ ) con rectificación de onda completa, seguido de un interruptor y un transformador de pulso. El funcionamiento de la topología se basa en la conversión de una señal de corriente alterna  $A_C$  en corriente directa  $D_C$  a través de un puente de diodos  $D_1, D_2, D_3, D_4$  conectado a un filtro capacitivo. El condensador almacena la energía y, cuando el interruptor  $S$  se cierra, transfiere esta energía a través de un transformador de pulso al resistor  $R$ , generando un pulso de voltaje

en la carga. La relación de vueltas del transformador  $N_1 : N_2$  permite ajustar la amplitud del pulso en la salida. Sin embargo, las desventajas del generador son:

- **Conmutación de Alta Tensión:** El interruptor S debe soportar y conmutar la alta tensión almacenada en el condensador C, lo que puede requerir componentes de alta resistencia y resultar en pérdidas por conmutación.
- **Sobretensiones y Rizado:** Si el valor del condensador C no es adecuado, podría generar un rizado excesivo o picos de tensión que afecten el rendimiento del circuito y puedan dañar el interruptor y el transformador.
- **Pérdidas en el Transformador:** Las pérdidas en el transformador, debido a las corrientes de Foucault y la histéresis, pueden reducir la eficiencia del sistema, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia.

### Convertidor $A_C - D_C$

Luego está la segunda topología presentada en la Figura 1.10. Este es un circuito convertidor de alto voltaje en topología multicelda sin transformador, comúnmente conocido como un convertidor 'Ladder' ó 'Voltage multiplier'. Su funcionamiento básico consiste en multiplicar el voltaje de entrada  $V_S$  al cargar capacitores en etapas sucesivas a través de inductores y diodos, mediante el uso de pulsos de conmutación en los MOSFETs.

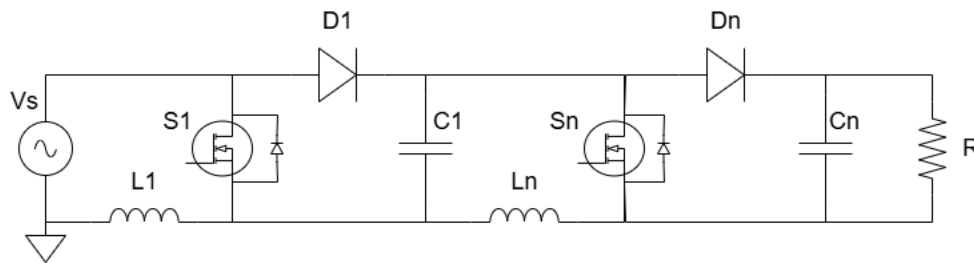


Figura 1.10: Convertidor  $A_C - D_C$  sin transformador de pulsos

Sin embargo, los problema que tiene la topología son:

- **Pérdidas en los MOSFETs y Diodos:** Al utilizar múltiples etapas, las pérdidas de conmutación en los MOSFETs y las pérdidas de conducción en los diodos pueden acumularse, disminuyendo la eficiencia general del circuito.
- **Sobretensiones en los Componentes:** Dado que el voltaje se multiplica en cada etapa, los componentes deben estar clasificados para soportar altos voltajes. Si un componente no tiene la capacidad suficiente, podría fallar.

- Frecuencias de Conmutación Elevadas: Para lograr una buena eficiencia, es necesario usar frecuencias de conmutación elevadas, lo cual puede generar problemas de EMI (interferencia electromagnética) y complicar el diseño del circuito de control.

### Generador Reductor Elevador

Luego la tercera topología presentada en la Figura 1.11 es un circuito convertidor reductor-elevador de tensión (Buck-Boost) en una configuración multicelda, que utiliza una serie de interruptores ( $S_1, S_2, S_n$ ) junto con inductores y capacitores para aumentar o reducir el voltaje de entrada  $V_s$  según la conmutación controlada de los interruptores. La entrada  $V_s$  es una fuente de CA, mientras que el sistema está diseñado para obtener un voltaje de salida rectificado.

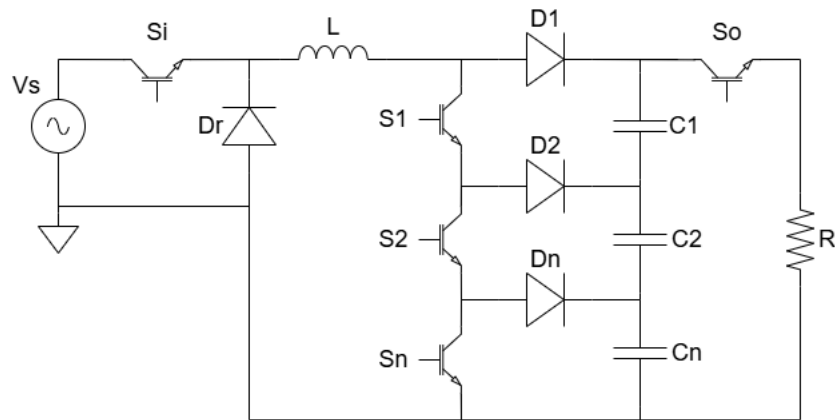


Figura 1.11: Convertidor Reductor Elevador

Los principales problemas de la topología son:

- Complejidad de Control: Este tipo de circuito multicelda necesita una lógica de control cuidadosa y precisa para sincronizar la conmutación de cada MOSFET y evitar problemas de desbalance de carga.
- Pérdidas en Conmutación: Los MOSFETs y diodos experimentan pérdidas de conmutación y conducción. Esto puede afectar la eficiencia global, especialmente si hay varias etapas en el circuito.
- Sobretensiones en MOSFETs y Diodos: Las tensiones de pico pueden ser altas debido a la naturaleza de los pulsos de conmutación, lo cual puede dañar los componentes si no están clasificados para soportar el voltaje.

## Generador Multiplicador de Voltaje

Luego la cuarta topología presentada en la Figura 1.12 es un multiplicador de voltaje en cascada, también conocido como multiplicador de voltaje Cockcroft-Walton. Este circuito utiliza una combinación de diodos y condensadores para convertir una señal de CA (corriente alterna) de baja tensión en una tensión de CC (corriente continua) de alta tensión.

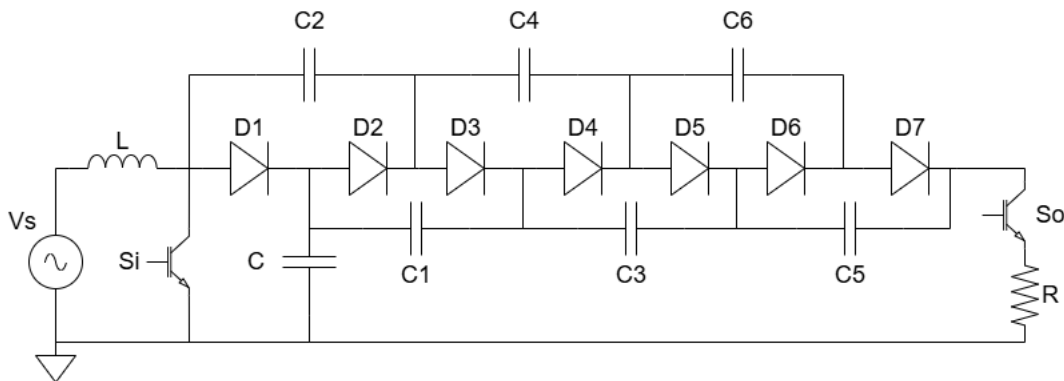


Figura 1.12: Convertidor CDVM

Sin embargo, la topología tiene los siguientes problemas:

- **Caída de tensión interna:** La caída de voltaje en los diodos y la resistencia interna de los condensadores hace que el voltaje de salida disminuya con respecto al valor teórico, especialmente cuando se incrementa la corriente de carga.
- **Regulación pobre:** Este tipo de circuito tiene una regulación deficiente; es decir, el voltaje de salida disminuye notablemente al aumentar la carga.
- **Desbalance de carga en etapas altas:** En circuitos con muchas etapas, la eficiencia se reduce debido a que los condensadores de las últimas etapas pueden no cargarse completamente.

## Generador Marx de estado sólido

Luego la quinta topología presentada en la Figura 1.13 es un generador de Marx en estado sólido, una versión moderna del clásico generador de Marx, que utiliza interruptores de estado sólido (en este caso, probablemente MOSFETs o IGBTs representados como S1, S2, S3, S4 en lugar de chispómetros (gaps de chispa) y condensadores para generar un alto voltaje de salida a partir de una fuente de voltaje más baja.

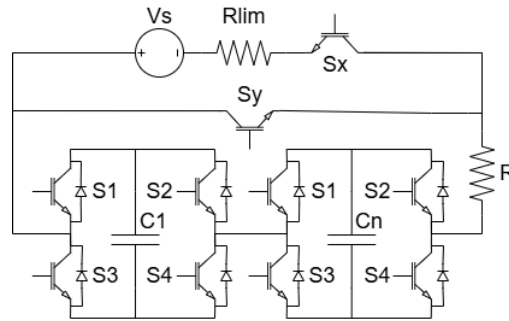


Figura 1.13: Convertidor Basado Marx

Sin embargo, sus problemas generalmente son:

- Sincronización de interruptores: La sincronización es crítica en estos circuitos. Si los interruptores no cambian de estado de manera precisa y simultánea, el voltaje de salida puede ser errático o incluso causar daño a los componentes.
- Limitaciones de voltaje de los componentes: Cada interruptor y condensador debe soportar altos voltajes, especialmente cuando están conectados en serie. Si alguno de ellos tiene un voltaje de ruptura menor al requerido, el dispositivo puede fallar.
- Pérdidas por resistencia y tiempo de conmutación: Los interruptores en estado sólido tienen resistencia interna y tiempos de conmutación, lo que puede generar pérdidas y reducir la eficiencia del circuito. A altas frecuencias, estas pérdidas se vuelven más significativas.

En resumen, este generador de Marx en estado sólido permite la generación de altos voltajes de manera eficiente y controlada, pero es susceptible a problemas de sincronización, limitaciones de voltaje en los componentes, pérdidas por conmutación, calentamiento y ruido electromagnético.

## Generador SOS

Luego la sexta topología mostrada en la Figura 1.14 corresponde aun generador SOS (Switch Open Semiconductor). Este tipo de circuito se utiliza para generar pulsos de alto voltaje y alta corriente utilizando dispositivos semiconductores, y es especialmente útil en aplicaciones donde se requieren pulsos cortos, de alta repetibilidad y potencia .

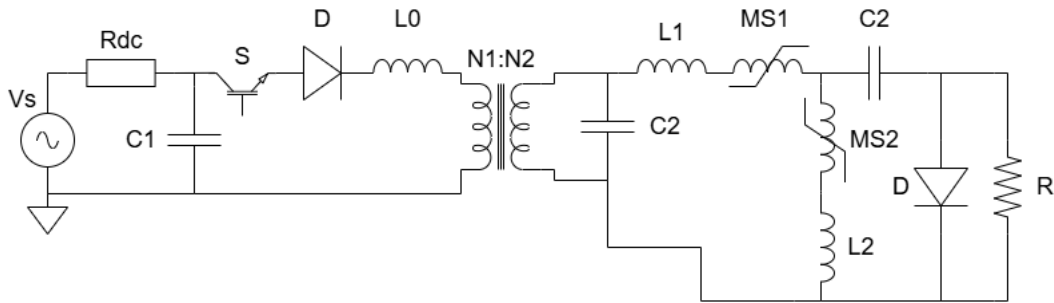


Figura 1.14: Convertidor SOS

En este circuito SOS, los dispositivos semiconductores actúan como interruptores abiertos de alta velocidad, permitiendo la acumulación de energía en inductores y condensadores y luego liberándola rápidamente hacia la carga (resistencia  $R$ ) en forma de un pulso de alto voltaje. Sin embargo, tiene algunas limitaciones y estas son:

- Sincronización precisa: La apertura y cierre de los interruptores de estado sólido (SOS) deben ser extremadamente precisos, ya que cualquier desincronización puede afectar la forma y potencia del pulso.
- Sobretensiones y manejo de alta corriente: Los semiconductores deben soportar altas corrientes y sobretensiones al momento de apertura. Esto puede causar estrés eléctrico significativo y limitar la vida útil de los componentes.
- Calentamiento: Los componentes de conmutación rápida y de almacenamiento (como  $C_2$  y  $L_1$ ) pueden calentarse rápidamente debido a las altas corrientes, especialmente si el circuito se opera repetidamente. Se requiere una gestión térmica eficiente para evitar el sobrecalentamiento y la degradación de los semiconductores.

En conclusión, este circuito SOS es efectivo para generar pulsos de alta potencia y alto voltaje, pero requiere un diseño cuidadoso para manejar la sincronización de los interruptores, el calentamiento, el aislamiento del transformador y el desgaste de los semiconductores.

### Convertidor Multinivel

En la Figura 1.15 se aprecia una de las variantes del multiplicador de voltaje controlado, similar a un generador de Marx de estado sólido. Usa interruptores y condensadores en varias etapas para multiplicar el voltaje de entrada, permitiendo la acumulación de un voltaje más alto en la salida  $R$ .

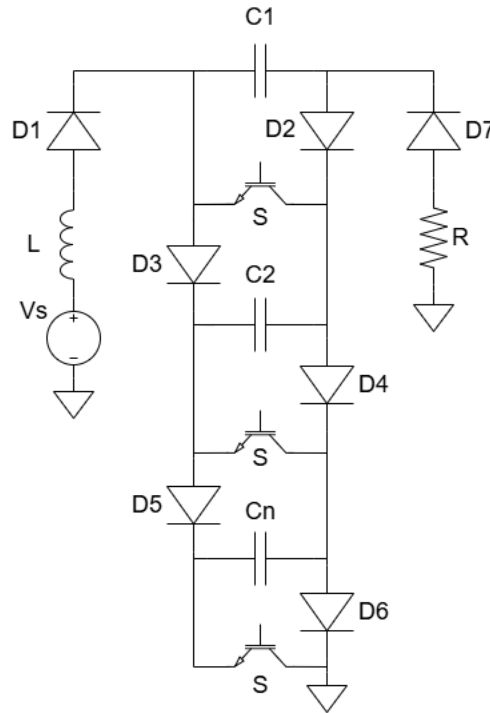


Figura 1.15: Convertidor Multinivel

Sin embargo, tiene las siguientes problemáticas:

- Caída de tensión en los diodos y los interruptores: Cada diodo y cada interruptor tiene una pequeña caída de voltaje cuando conduce, lo cual reduce la eficiencia general del circuito. Esto puede ser especialmente problemático en circuitos de alta frecuencia o cuando se requieren voltajes elevados.
- Limitación de voltaje de los componentes: Cada interruptor, diodo y condensador debe soportar el voltaje acumulado en las etapas previas. Si algún componente tiene una calificación de voltaje menor al requerido, podría fallar.
- Pérdidas por resistencia e inductancia parásita: Las resistencias e inductancias internas de los componentes generan pérdidas y pueden causar picos de voltaje, afectando la estabilidad y la forma del pulso de salida.

### Convertidor Multinivel de Semipuente

La topología mostrada en la Figura 1.16 es un inversor multinivel en cascada que toma una fuente de corriente continua  $V_s$  y la convierte en una señal escalonada de corriente alterna, que se aplica a la carga  $R$ . Cada "nivel" de voltaje es generado por una combinación de condensadores y diodos, junto con la activación selectiva de transistores en cada nivel. El objetivo es

producir una salida con varios niveles de voltaje, lo cual mejora la calidad de la onda de salida y reduce la distorsión armónica en comparación con un inversor de dos niveles.

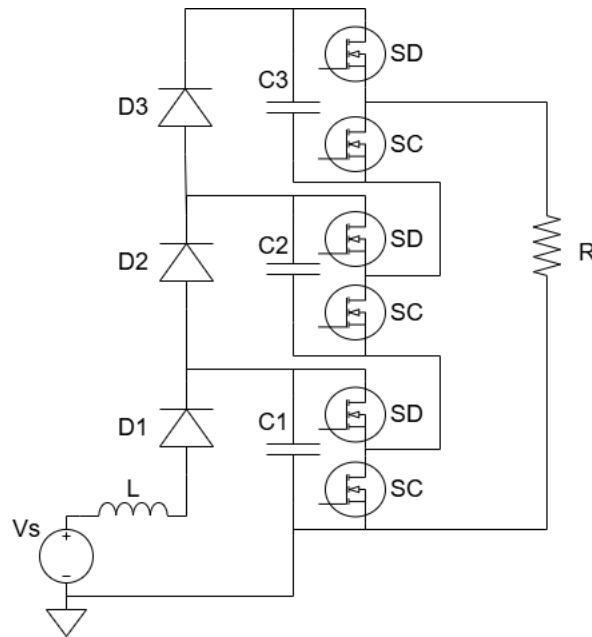


Figura 1.16: Convertidor Multinivel de Semipuente

Los principales problemas de la topología son:

- Desbalanceo en los voltajes de los condensadores: Como los condensadores están en serie con diodos, su voltaje debe mantenerse balanceado para que los niveles de salida sean consistentes. Si uno de los condensadores ( $C_1, C_2, C_3$ ) pierde carga o sufre una fuga, se desbalancearán los niveles de voltaje, afectando el funcionamiento del inversor.
- Control de los transistores: La lógica de control debe manejar adecuadamente los interruptores  $S_C$  y  $S_D$  en cada nivel para generar la señal de salida escalonada sin errores. Una falla en la secuencia de conmutación podría causar un cortocircuito o niveles incorrectos en la salida.
- Pérdidas por conmutación: El uso de múltiples transistores en varios niveles introduce pérdidas adicionales por conmutación. Aunque estas pérdidas son menores que en un inversor convencional, pueden acumularse y reducir la eficiencia del sistema en aplicaciones de alta potencia.

### Convertidor Multinivel de Puente

Luego la topología mostrada en la Figura 1.17 es un convertidor multinivel en cascada, probablemente un inversor de tres niveles con topología de puente en H. Este tipo de circuito se

utiliza para convertir una señal de corriente continua  $V_S$  en una señal de corriente alterna para alimentar una carga resistiva  $R$ , produciendo un voltaje de salida en diferentes niveles de tensión, lo que ayuda a reducir las armónicas en la salida y mejora la eficiencia del sistema.

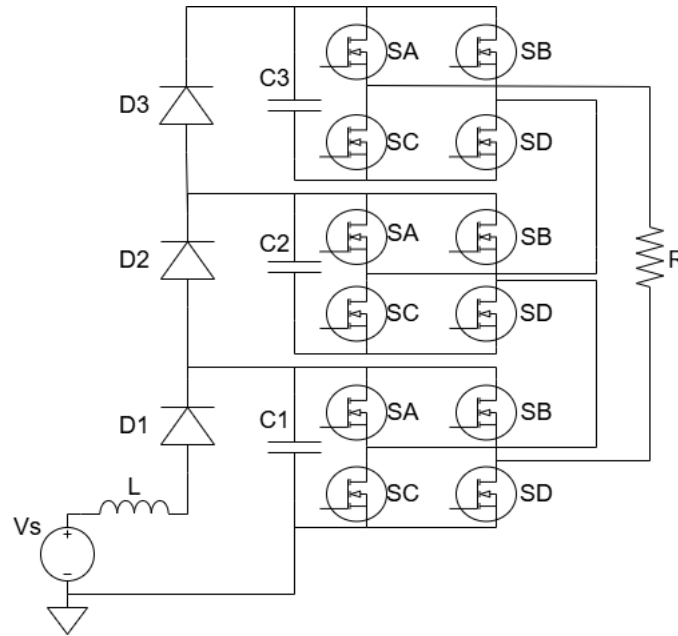


Figura 1.17: Convertidor Multinivel de Puente

Los principales problemas de la topología son:

- Equilibrio de voltaje en los condensadores: Para que los niveles de voltaje sean constantes, es crucial que los condensadores  $C_1, C_2, C_3$  se carguen de manera uniforme. Desbalances de voltaje pueden provocar que los niveles no sean consistentes, lo que podría afectar la calidad de la señal de salida y generar sobrecalentamientos o fallos en los componentes.
- Sobretensión en los interruptores: Durante la conmutación, los interruptores pueden experimentar picos de tensión que superen su límite de tensión, especialmente si los condensadores no están bien balanceados.
- Pérdidas de conmutación: Al aumentar el número de niveles, también aumentan las pérdidas por conmutación debido al mayor número de transistores. Esto puede reducir la eficiencia global del sistema.

### 1.3 Convertidores para generación de pulsos de alto voltaje

En los generadores de estado sólido se hace una clasificación mediante la implementación de dos tablas. En la primera tabla se registra el cumplimiento o incumplimiento de algunas de las características que tienen en común las topologías.

Detalladamente, en la primera columna se mencionan las topologías presentadas. En la segunda columna hace referencia a la existencia del interruptor S conectado en serie a la carga. Para la discriminación se hace énfasis con un cumple o no cumple con la existencia de un switch de alta tensión, en donde el no cumple es lo esperado.

En la tercera columna se pregunta si el generador cumple con la característica de ser modular. Esto quiere decir, si la topología tiene secciones que pueden ser conectadas en cascada de tal manera que los requerimientos del diseño como la potencias, voltajes y corrientes de las componentes sean menos rígidos. Para esta columna cumple es lo esperado.

En la cuarta columna se pregunta si el generador cumple con las características de ser flexible, esto quiere decir si el circuito puede estar sujetos a cambios dentro de la modulación para obtener las respuestas deseadas. Cumple es lo esperable en esta columna.

Finalmente en la última columna se pregunta si el circuito es simulable. Es necesario que el generador se pueda construir en la plataforma de simulación de PLECS para poder realizar un análisis crítico de la topología. Para esta columna cumple es lo esperado.

La ponderación de las columnas son 30%, 20%, 20% , 30%. Sin considerar la columna 1 que presenta el nombre de las topologías analizadas. Luego el porcentaje total es determinado en base a la suma de las ponderaciones porcentuales. Aquellas que no cumplan con lo esperado se le asociara una ponderación porcentual negativa.

La discriminación con los resultados se presentan en la Figura 1.18.

| Generadores                         | Switch de alta tensión | Modular          | Flexible        | Simulable       | Total | Estado           |
|-------------------------------------|------------------------|------------------|-----------------|-----------------|-------|------------------|
| Inversor TP                         | No cumple(30%)         | No cumple (-20%) | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 60%   | No es realizable |
| Inversor STP                        | Cumple(-30%)           | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 40%   | No es realizable |
| Convertidor Multinivel              | No cumple(30%)         | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 100%  | Realizable       |
| Convertidor Multinivel de Semipunto | No cumple(30%)         | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 100%  | Realizable       |
| Convertidor Multinivel de Puente    | No cumple(30%)         | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 100%  | Realizable       |
| Generador Reductor Elevador         | Cumple(-30%)           | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 40%   | No es realizable |
| Generador CDVM                      | Cumple(-30%)           | No cumple(-20%)  | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 0%    | No es realizable |
| Generador Basado Marx               | Cumple(-30%)           | Cumple(20%)      | Cumple(20%)     | Cumple(30%)     | 40%   | No es realizable |
| Generador SOS                       | Cumple(-30%)           | No cumple(-20%)  | No cumple(-20%) | No cumple(-30%) | -100% | No es realizable |

Figura 1.18: Resultados de las Topologías de estado sólido

Basándose en los resultados porcentuales obtenidos y mostrados en la Figura 1.18. Las topologías que serán modeladas y luego simuladas en PLECS son el convertidor multinivel, convertidor multi celda en semipunto y el de puente completo.

## 1.4 Objetivos y Plan de Trabajos

Basado en el contexto anterior y del planteamiento del problema el objetivo principal de la memoria es:

- Analizar de forma teórica convertidores de pulsos de alto voltaje confiable y flexible para el tratamiento del agua basado en topologías anteriores.

Luego los objetivos secundarios de la memoria son:

- Modelar el convertidor propuesto para optimizar el procedimiento del diseño.
- Diseñar y simular un sistema de control para el modelo del convertidor propuesto.
- Diseñar métodos de modulación y control para diferentes perfiles de pulso.
- Diseñar e implementar el convertidor de potencia y los circuitos electrónicos complementarios necesarios para lograr un correcto funcionamiento.

Luego el trabajo a desarrollar en la memoria para completar los objetivos consta de:

- Estudio teórico de la tecnología.
- Simulación de las topologías de los convertidores.
- Simulación de los sistemas de control y modulación.
- Diseño para la implementación del convertidor de potencia.

En el estudio teórico se realiza un exhaustivo estado del arte de las alternativas de convertidores que sirven para abordar el problema planteado, en donde se realiza una discriminación en base a características con un determinante grado de importancia. Se hace un análisis teórico de sus características de voltaje y corriente.

Luego en la simulación se hace una adaptación de las tres mejores topologías en PLECS. Incluyendo algún sistema de control para conseguir el objetivo planteado.

Luego en la etapa de diseño e implementación se desarrolla un listado con alternativas de componentes y equipos necesarios para la implementación del convertidor. El trabajo está enfocado principalmente en las simulaciones realizadas en PLECS de las tres mejores topologías seleccionadas.

# Capítulo 2

## Convertidor Multinivel

### 2.1 Análisis de funcionamiento

El convertidor multicelda de escalera o multinivel cascada presentado en la Figura 2.1 es un circuito típico utilizado para obtener una tensión de salida escalonada con niveles de voltaje intermedios.

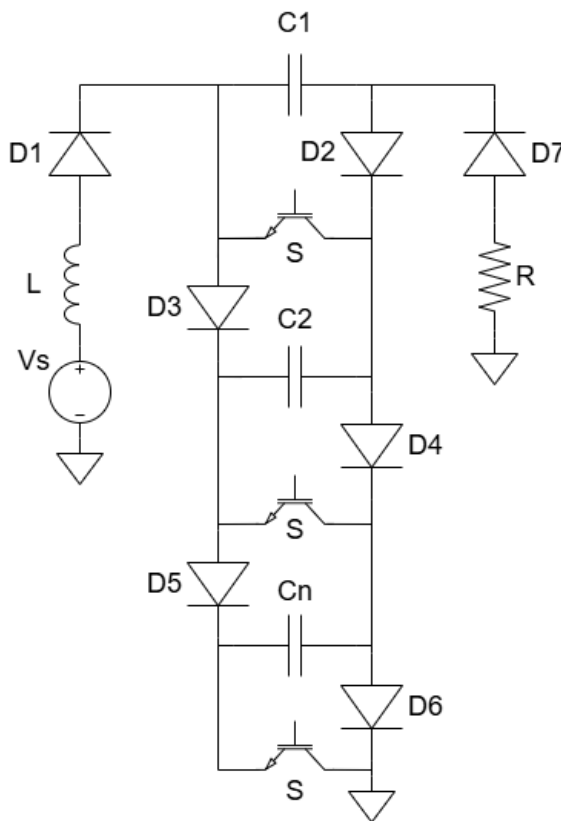


Figura 2.1: Convertidor Multinivel

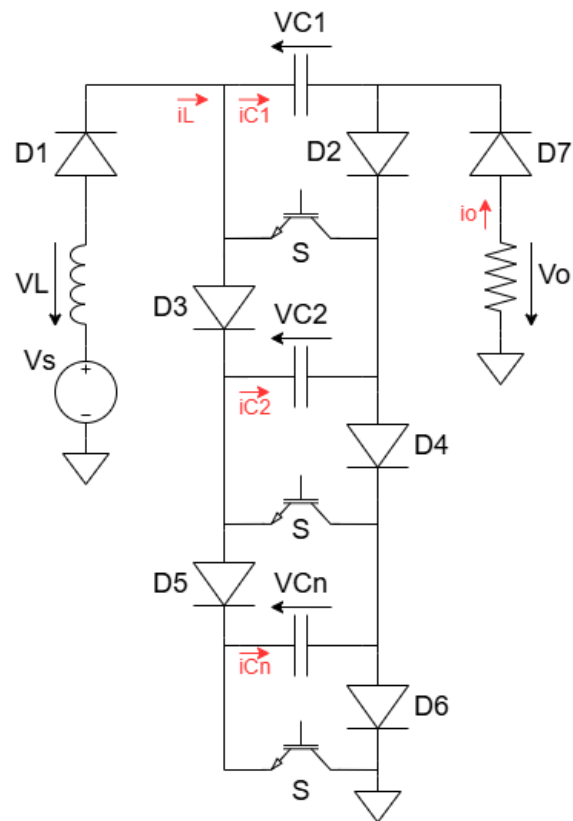


Figura 2.2: Variables de análisis

En la Figura 2.2 se presentan las componentes principales del convertidor las cuales son:

- Fuente de entrada ( $V_s$ ): Proporciona la energía de alimentación al sistema.
- Inductor ( $L$ ): Controla la corriente que fluye hacia el sistema, actuando como filtro y limitando los picos de corriente.
- Celdas capacitivas ( $C_1, C_2, \dots, C_n$ ): Cada celda almacena energía en forma de carga eléctrica para generar los niveles de voltaje escalonados.
- Diodos ( $D_1, D_7$ ): Ayudan a redirigir las corrientes según el estado de los interruptores.
- Interruptores ( $S$ ): Controlan el flujo de corriente y definen qué capacitores contribuyen al voltaje de salida en cada momento.
- Resistencia de carga ( $R$ ): Representa la carga que recibe la energía escalonada del convertidor.

Las variables de interés a tener en consideración dentro de análisis teórico se presentan en la ilustración de la Figura 2.2. Los voltajes de los diodos  $V_{D1}, V_{D2}, V_{D3}, V_{D4}, V_{D5}, V_{D6}$  y  $V_{D7}$  no son considerados debido a que los componentes son ideales. Además se tiene en cuenta que las capacitancias  $C_1, C_2, C_n$  con  $n = 3$  son iguales a  $C$ , por lo que se espera que las tensiones que aporten los condensadores sean iguales a  $V_C$ .

Otro factor relevante dentro del análisis teórico corresponde al desprecio de las tensiones que aportan los interruptores ( $S$ ) que conmutan dentro de la topología. Su interpretación está basada en un cable cuando se encuentra en el estado de saturación( $S_1$ ) ó una terminal abierta cuando este operando en el estado de corte  $S_0$ .

## 2.2 Estados de conmutación

En cada celda el interruptor  $S$  puede estar en dos posibles estados: Saturación (ON) o Corte (OFF) lo cual se aprecia en la Figura 2.3. Cada combinación de estados de los interruptores afecta la forma en el que los condensadores se cargan o descargan y cómo se transfiere energía a la carga  $R$ .

| Estado | S | Acción |
|--------|---|--------|
| S0     | 0 | 0      |
| S1     | 1 | VC     |

Figura 2.3: Estados de conmutación por celda

Si se considera que se tiene  $n$  celdas en cascada, el número total de niveles de tensiones posibles vienen dados por  $Niveles = 2^n + 1$ , debido a que cada celda tiene dos estados de salida ( $V_C$  ó 0). En este caso como son 3 celdas, la topología posee  $2^3 + 1 = 9$  niveles de tensión en la carga  $R$ .

En la Figura 2.4 se muestran las diferentes formas de obtener los niveles de tensión en la carga  $R$  al variar el accionamiento del interruptor  $S$  de cada celda.

| Celda 1 | Celda 2 | Celda 3 | Voltaje de R |
|---------|---------|---------|--------------|
| 0       | 0       | 0       | 0            |
| 0       | 0       | VC      | VC           |
| 0       | VC      | 0       | VC           |
| 0       | VC      | VC      | 2VC          |
| VC      | 0       | 0       | VC           |
| VC      | 0       | VC      | 2VC          |
| VC      | VC      | 0       | 2VC          |
| VC      | VC      | VC      | 3VC          |

Figura 2.4: Voltajes de R

La flexibilidad de la topología permite generar voltajes de amplitud  $0, V_C, 2V_C$  y  $3V_C$ . Sin embargo, el propósito es generar voltajes de alta tensión. Por lo tanto, las salidas que serán consideradas en los capítulos siguientes son  $0$  y  $3V_C$  las cuales poseen como estados de conmutación el  $S_0$  y el  $S_1$  representados en la Figura 2.5 y en la Figura 2.6.

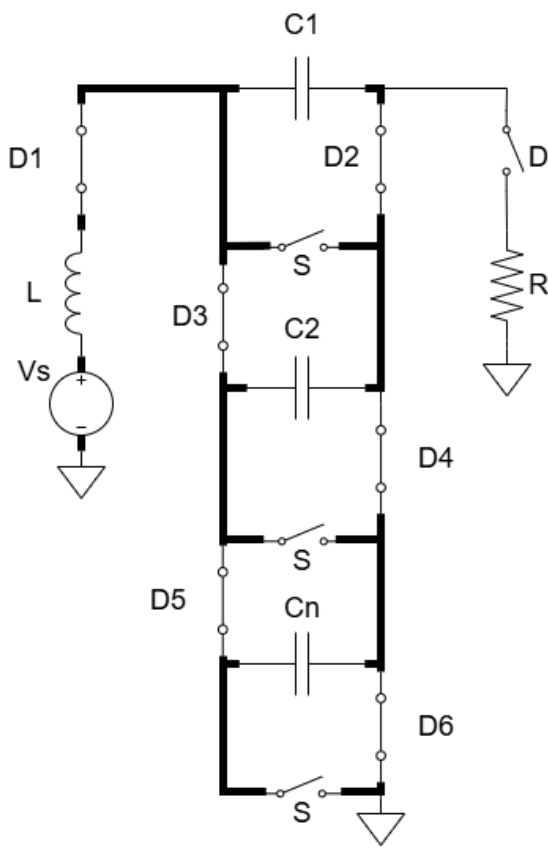


Figura 2.5: Estado  $S_0$

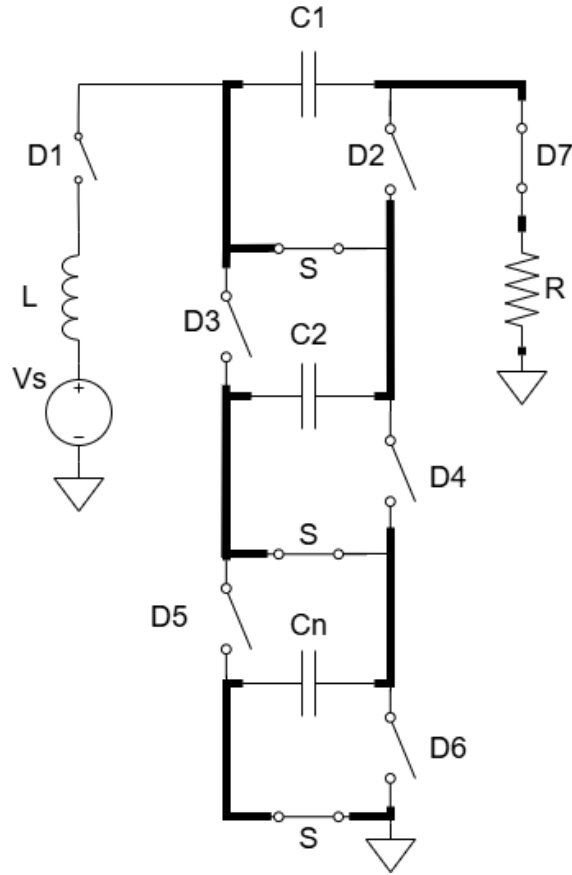


Figura 2.6: Estado  $S_1$

La Figura 2.5 muestra el estado  $S_0$ . Particularmente en este estado los interruptores están en corte, lo cual permite a los condensadores  $C_1, C_2, C_n$  con  $n = 3$  cargarse en paralelo debido a que los diodos  $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$  están conduciendo. Mientras que la carga  $R$  está desconectada de los condensadores y de la fuente a través del estado corte del diodo  $D_7$ .

El circuito equivalente que representa el modo de operación se muestra en la Figura 2.7. Las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff. En otras palabras un LVK y un LCK.

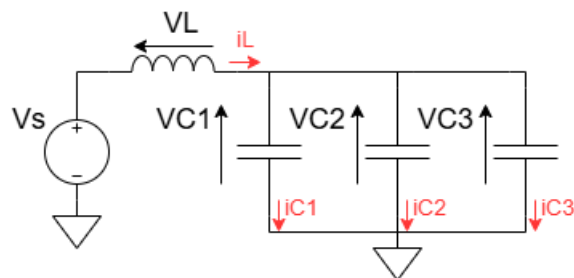


Figura 2.7: Circuito equivalente del estado  $S_0$

- LVK:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_C$$

$$V_S = V_L + V_{C1}$$

- LCK:

$$i_L = i_{C1} + i_{C2} + i_{C3}$$

Desarrollo:

$$i_L = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} + C_3 \frac{dV_{C3}}{dt}$$

$$i_L = 3C * \frac{dV_C}{dt}$$

Luego con el tercer postulado del inductor y el LVK:

$$V_S = V_L + V_C$$

$$V_S = 3LC \frac{d^2 V_C}{dt^2} + V_C$$

Lo cual aplicando la transformada de Laplace se tiene lo siguiente:

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) + 3LC \left( s^2 V_C(s) - sV_C(0) - V_C'(0) \right)$$

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) \left( 3LCs^2 + 1 \right) - 3LCsV_C(0) - 3LCV_C'(0)$$

Considerando que los condensadores estarán cargados inicialmente con 500[V], un valor constante. Su derivada respectiva tiene valor 0. Esto sirve para simplificar la expresión y facilitar el cálculo.

$$V_C(s) = \frac{\frac{V_S}{s} + 1500LCs}{3LCs^2 + 1}$$

Luego mediante el uso de fracciones parciales y la transformada inversa de laplace se obtiene la siguiente expresión que representa la tensión en los capacitores:

$$V_C(t) = V_S \sqrt[2]{\frac{C}{3L}} t + 500e^{-\sqrt{\frac{1}{3LC}} t}$$

Luego en la Figura 2.8 se muestra el estado  $S_1$ . Particularmente en este estado los interruptores están en saturación, lo cual genera que los diodos  $D_2, D_3, D_4, D_5$  y  $D_6$  operen en estado corte. Permitiendo que los condensadores  $C_1, C_2, C_n$  con  $n = 3$  se descargen en serie en la carga R a través del estado de saturación del diodo  $D_7$ . Mientras que la fuente no contribuye en la tensión en la carga debido a que el diodo  $D_1$  esta en el estado de corte.

Durante el estado  $S_1$  el circuito equivalente que representa el modo de operación se muestra en la Figura 2.8. Las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff.

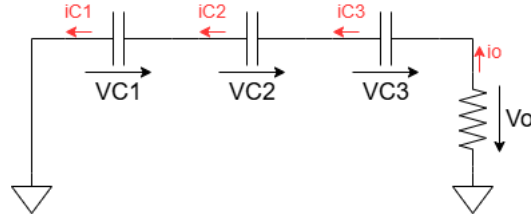


Figura 2.8: Circuito equivalente del estado  $S_1$

- LCK:

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C3} = i_O$$

- LVK:

$$V_O + V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} = 0$$

Finalmente durante el estado  $S_1$  los condensadores se descargan con la siguiente ecuación:

$$V_O = -3V_C$$

## 2.3 Modulación

La modulación que se implementa en el convertidor corresponde a un tren de pulsos que satura los interruptores al estar en alto y los corta al estar en bajo. El período de la señal cuyo nombre es pulsos de descarga tiene como valor definido  $T_D = 10[mS]$ . Mientras que el ancho del pulso debe ser de  $T_{Don} = 20[us]$ . Esto quiere decir que la frecuencia de descarga del pulso debe ser de  $100[Hz]$  con un ciclo de trabajo del 0.002.

Los valores de la modulación son puestos en la ventana mostrada en la Figura 2.9. Mientras que High-State Output, Low-State Output y Phase Delay tienen valores de 1, 0 y 0 debido que para encender los IGBT se requieren de 1[V] y para apagarlos 0 [V]. No se requiere de algún desfase temporal a causa de que solo se implementa el uso de una señal controladora.

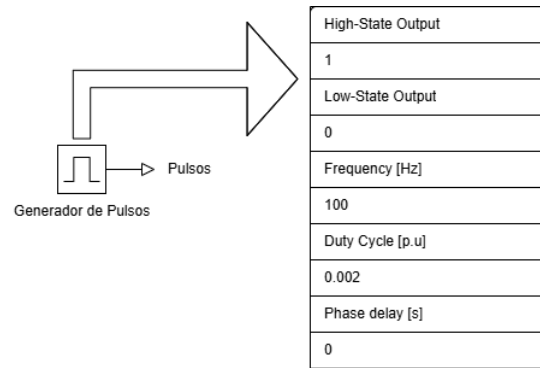


Figura 2.9: Esquema de modulación

La señal controladora que se implementa en la modulación se presenta en la Figura 2.10. En esta imagen se realiza una simulación para  $0.1[s]$ . Sin embargo, dentro de la ilustración se adjunta la misma simulación en la que se muestra solo un pulso.

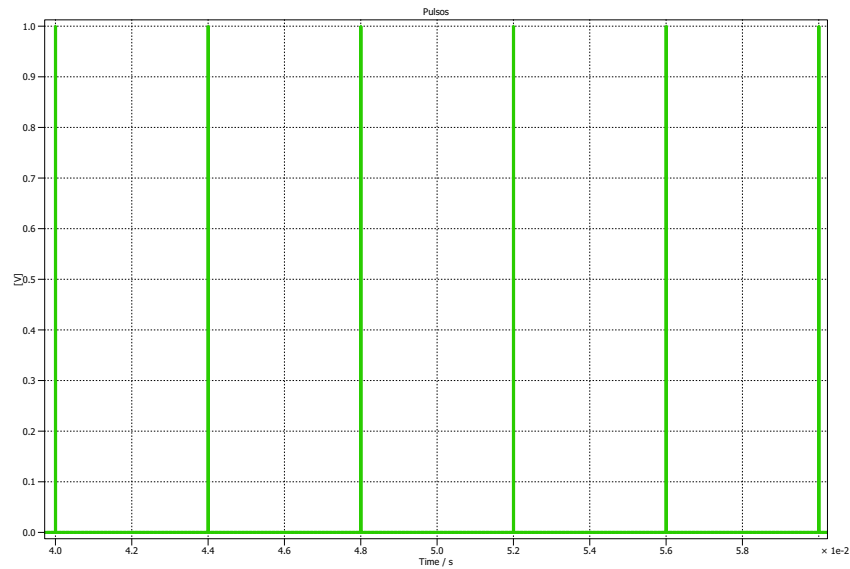


Figura 2.10: Señal de modulación

## 2.4 Simulación

Para realizar las simulaciones del convertidor se debe tener en cuenta que:

- $V_s = 500[V]$
- $L = 10 \cdot 10^{-3}[H]$
- $R = 400[\Omega]$
- $C = 4700 \cdot 10^{-6}[F]$
- El período de la simulación es de  $T = 0.1[s]$
- El período de la señal pulsos de descarga es de  $TD = 10[mS]$ . Mientras que el ancho del pulso debe ser de  $T_{on} = 20[\mu s]$ . Esto quiere decir que la frecuencia de descarga del pulso debe ser de  $100[Hz]$  con un ciclo de trabajo del 0.002.

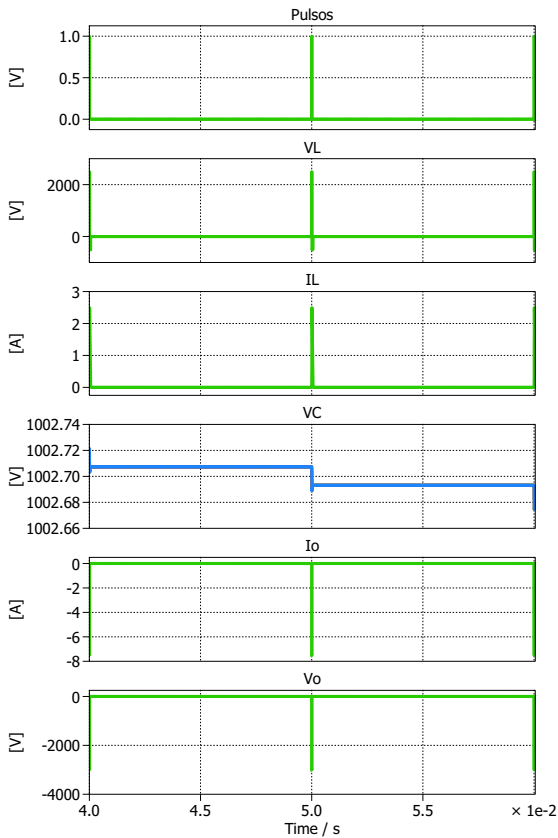


Figura 2.11: Señales eléctricas  $f_C = 100[Hz]$

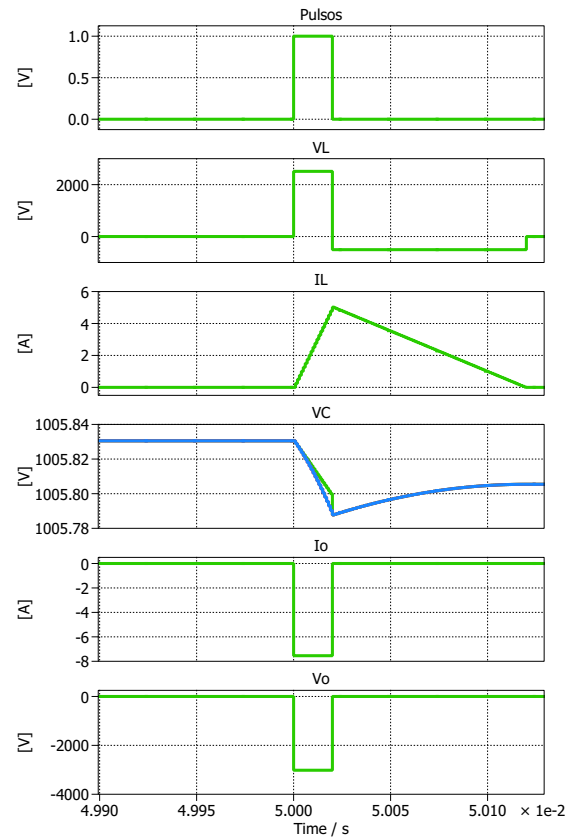


Figura 2.12: Pulso de estado estacionario

Luego en la Figura 2.11 se muestran las señales eléctricas obtenidas de la medición realizada en las componentes señaladas en las gráficas. Dado que los condensadores no están cargados inicialmente. Durante el transiente de las gráficas, los capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  se cargan. Sin embargo, cuando la señal del pulso cambia a 1, los condensadores se descargan en la carga R generando un pulso de alto voltaje.

Dado que el tiempo de descarga es muy acotado. El voltaje del inductor tiende a elevarse debido a que trata de mantener constante el flujo de corriente. Sin embargo, esto no ocurre en la práctica debido a la conmutación de estados ocasionada por los switches. Lo que produce cambios abruptos en el flujo de corriente que se interpretan como niveles de sobrecorriente. Esto se justifica con la siguiente ecuación:

$$\frac{V_L}{L} = \frac{di_L(t)}{dt}$$

Se extrae de la gráfica que la corriente cambia de  $(5 \cdot 10^{-2}[s], 0[A])$  a  $(5.002 \cdot 10^{-2}[s], 5[A])$ . Se obtiene que durante el intervalo de tiempo que la rapidez de cambio de la corriente es  $\frac{di_L(t)}{dt} = 2500$ . Por último, si se multiplica la pendiente por la inductancia para obtener el valor del voltaje se obtiene que  $V_L = 2500[V]$ , lo cual corresponde al valor que se muestra por la señal VL en la Figura 2.12 durante el intervalo de tiempo propuesto.

De manera análoga, los condensadores no logran descargarse completamente debido a que el período de descarga es muy acotado. Esto se justifica con la siguiente ecuación:

$$i_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt}$$

Considerando que el intervalo de tiempo es  $(5 \cdot 10^{-2}[s], 1005.83[V])$  a  $(5.002 \cdot 10^{-2}[s], 1005.79[V])$ . Se tiene que la rapidez de cambio de la tensión en el condensador es de  $\frac{dV_C(t)}{dt} = -1500$ . Luego se multiplica la pendiente del voltaje en el condensador por su capacitancia se obtiene que su respectiva corriente  $i_C(t) = 7.05[A]$ . Lo cual se refleja en la carga R, dado que se obtiene una corriente de  $i_O(t) = 7.05[A]$ .

# Capítulo 3

## Convertidor Multinivel de Semipuente

### 3.1 Análisis de funcionamiento

El convertidor multinivel en conexión cascada basado en semipuentes de la Figura 3.1. Su diseño se utiliza para convertir una entrada de voltaje  $V_S$  en un voltaje escalonado  $V_O$ , sumando los niveles de tensión de los condensadores  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  y  $V_{C3}$ .

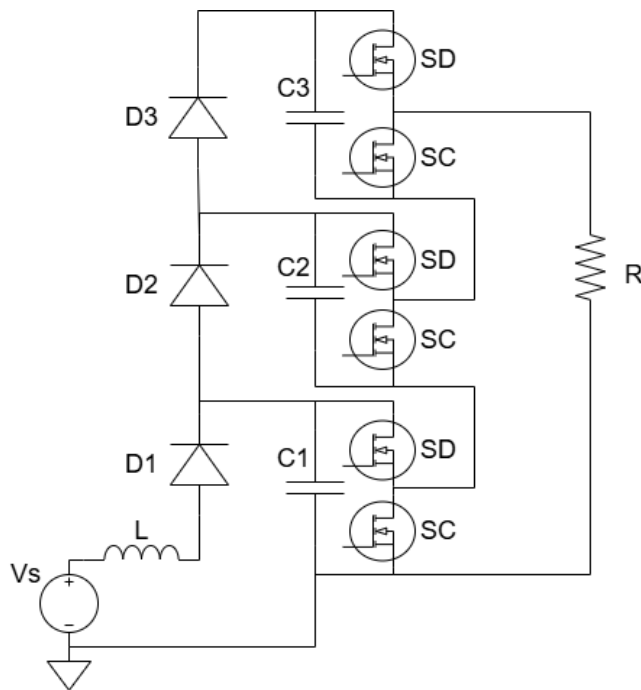


Figura 3.1: Convertidor Multinivel de Semipuente

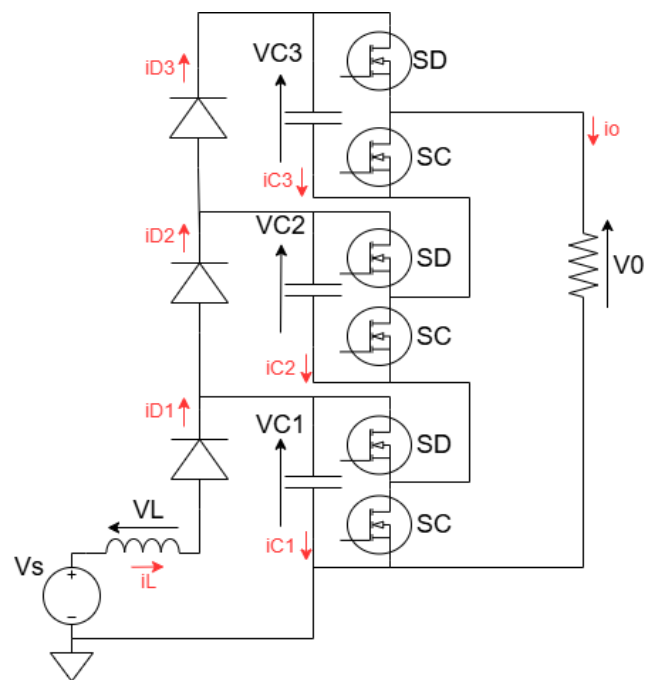


Figura 3.2: Variables de análisis

El circuito está conformado principalmente por:

- Fuente de entrada  $V_S$ : Alimentación que proporciona la energía que será distribuida entre los condensadores de las celdas.
- Inductancia  $L$ : Filtra la corriente de entrada y limita los picos de corriente durante los transitorios de carga de los condensadores.
- Condensadores  $C_1, C_2, C_3$ : Almacenan energía eléctrica y mantienen niveles de voltaje constantes para generar la salida escalonada. Cada condensador maneja una fracción del voltaje total.
- Semiconductores  $S_D$  y  $S_C$ : El interruptor  $S_D$  tiene como función direccionar el flujo de corriente a la carga  $R$ . Mientras que el interruptor  $S_C$  tiene como función direccionar el flujo de carga entre de los condensadores.
- Diodos de desacoplo  $D_1, D_2$  y  $D_3$ : Permite que la corriente fluya desde la fuente a los condensadores durante la etapa de carga, bloqueando el flujo inverso para evitar desbalances.
- Resistencia de carga  $V_O$ : Representa la carga conectada al sistema, donde se entrega la potencia. Para la memoria corresponde al agua.

Las variables de interés a tener en consideración dentro de análisis teórico se presentan en la ilustración de la Figura 3.2. Los voltajes de los diodos  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$  y  $V_{D3}$  no son considerados debido a que los componentes son ideales. Además se tiene en cuenta que las capacitancias  $C_1, C_2, C_n$  con  $n = 3$  son iguales a  $C$ , por lo que se espera que las tensiones que aporten los condensadores sean iguales a  $V_C$ .

Otro factor relevante dentro del análisis teórico corresponde al desprecio de las tensiones que aportan los interruptores  $S_D$  y  $S_C$  que conmutan dentro de la topología. Su interpretación está basada en un cable cuando se encuentra en el estado de saturación ó una terminal abierta cuando este operando en el estado de corte.

## 3.2 Estados de conmutación

Un sistema de tres celdas con interruptores de tipo MOSFET en configuración de semipunto. Cada celda tiene un condensador  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  que pueden cargarse o descargarse dependiendo del estado en el que se encuentren los interruptores superiores  $S_C$  e inferiores  $S_D$ . Dependiendo de la combinación de estados de los interruptores, afecta la forma en el que los condensadores se cargan o descargan y cómo se transfiere energía a la carga  $R$ . Los estados de operación de cada celda se muestran en la Figura 3.3. Donde en el estado  $S_0$  (Figura 3.5) la celda está desconectada de la carga y de la fuente a modo de protección. Luego en  $S_1$  (Figura 3.6), los condensadores están conectados a la fuente. Mientras que en el estado  $S_2$  (Figura 3.7) los capacitores se conectan a la carga. Por último, en el estado  $S_3$  (Figura 3.8) se genera un cortocircuito dentro de cada celda.

| Estado | SD | SC | Acción              |
|--------|----|----|---------------------|
| S0     | 0  | 0  | Fuente desconectada |
| S1     | 0  | 1  | $C_1, C_2, C_3$     |
| S2     | 1  | 0  | P+                  |
| S3     | 1  | 1  | C.C                 |

Figura 3.3: Estados de conmutación por celda

Al ser 3 celdas ( $n = 3$ ) con una configuración semi puente implica que la cantidad de niveles que se pueden formar en la carga son 4. En otras palabras, la salida puede tener  $0[V]$ ,  $V_C$ ,  $2V_C$  y  $3V_C$ . En la Figura 3.4 se detallan los voltajes de salida de cada celda y luego la tensión que hay en la carga  $R$ .

| Celda3 | Celda2 | Celda1 | Voltaje de R |
|--------|--------|--------|--------------|
| 0      | 0      | 0      | 0            |
| 0      | 0      | $V_C$  | $V_C$        |
| 0      | $V_C$  | 0      | $V_C$        |
| 0      | $V_C$  | $V_C$  | $2V_C$       |
| $V_C$  | 0      | 0      | $V_C$        |
| $V_C$  | 0      | $V_C$  | $2V_C$       |
| $V_C$  | $V_C$  | 0      | $2V_C$       |
| $V_C$  | $V_C$  | $V_C$  | $3V_C$       |

Figura 3.4: Voltajes de R

El propósito es generar voltajes de alta tensión, por lo tanto las salidas que serán consideradas en los capítulos siguientes son 0 y  $3V_c$  las cuales poseen como estados de conmutación el  $S_1$  y el  $S_2$  representados en la Figura 3.6 y en la Figura 3.7. Los estados son seleccionados debido a que  $S_2$  libera la máxima tensión mientras que en  $S_1$  genera un nulo voltaje de salida, pero con la distinción de que puede cargar los condensadores  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ .

El estado  $S_0$  representado en la Figura 3.5 no puede ser seleccionado debido a que no contribuye en el proceso de carga de todos los condensadores. Si bien, genera una nula tensión en la salida, no es capaz de cargar los condensadores  $C_2$  y  $C_3$  debido a que la fuente se encuentra desconectada. Por defecto, en este estado el capacitor  $C_1$  siempre se está cargando.

Por otro lado, el estado  $S_3$  representado en la Figura 3.8 no puede ser seleccionado debido a que se forma una conexión entre los capacitores cargados y un corto circuito. Lo que genera el incumplimiento de la ley de voltaje de Kirchhoff que establece que la suma de todas las diferencias de potencial eléctrico deben ser nulas.

Además en el estado  $S_3$  como todos los condensadores están en paralelo, pueden descargarse rápidamente a través de la resistencia  $R$ . Si la resistencia es baja, esta descarga puede ser abrupta, generando picos de corriente que son peligrosos para los capacitores y los semiconductores. Además, puede hacer que los capacitores se descarguen completamente, lo que puede dificultar la regulación del voltaje en ciclos subsecuentes.

Figura 3.5: Estado  $S_0$

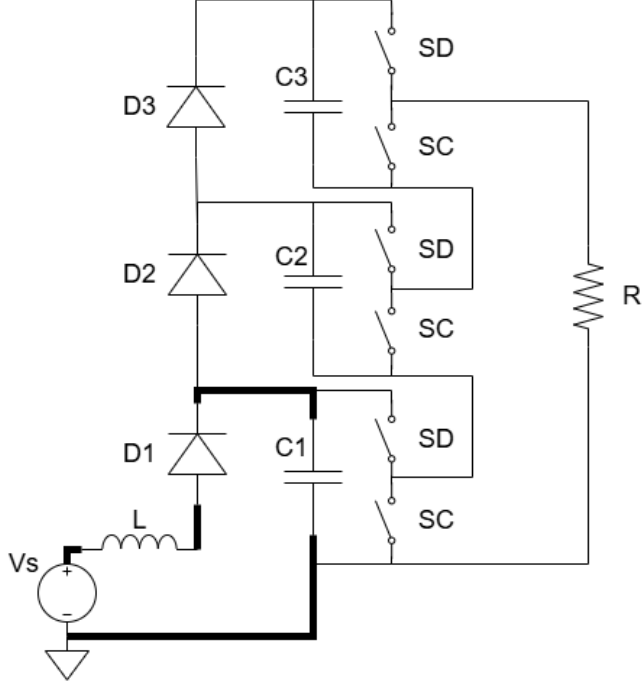


Figura 3.6: Estado  $S_1$

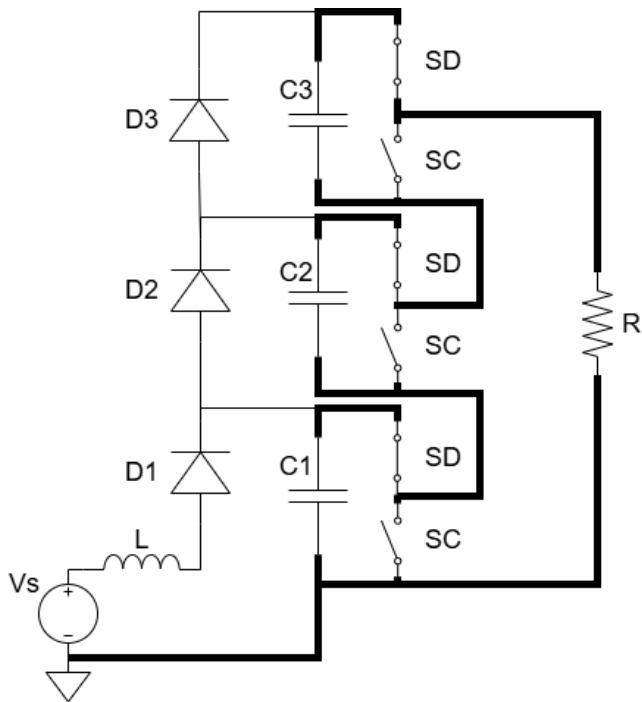
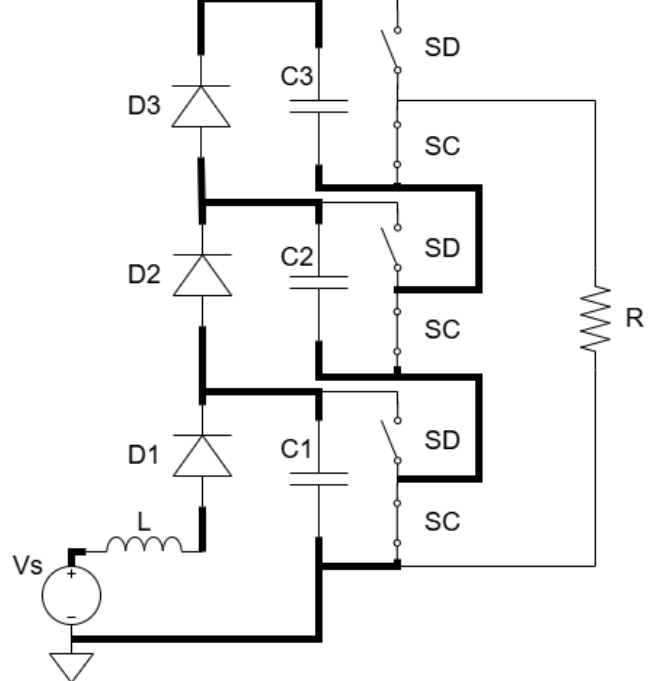


Figura 3.7: Estado  $S_2$

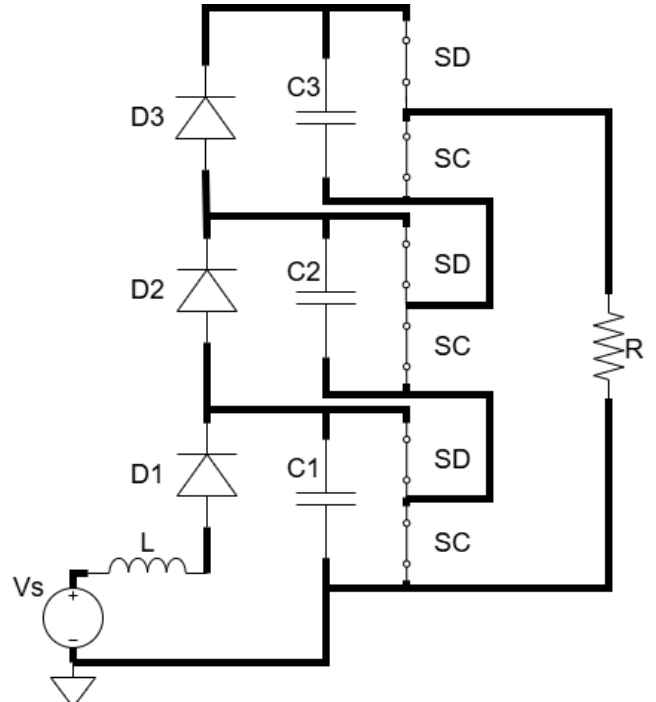


Figura 3.8: Estado  $S_3$

Durante el estado  $S_1$  el circuito equivalente que representa el modo de operación se muestra en la Figura 3.9. Las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff. En otras palabras un LVK y un LCK.

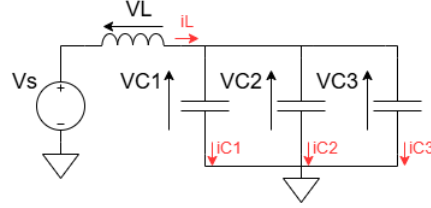


Figura 3.9: Circuito equivalente del estado  $S_1$

- LVK:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_C$$

$$V_S = V_L + V_{C1}$$

- LCK:

$$i_L = i_{C1} + i_{C2} + i_{C3}$$

Desarrollo:

$$i_L = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} + C_3 \frac{dV_{C3}}{dt}$$

$$i_L = 3C * \frac{dV_C}{dt}$$

Luego con el tercer postulado del inductor y el LVK:

$$V_S = V_L + V_C$$

$$V_S = 3LC \frac{d^2 V_C}{dt^2} + V_C$$

Lo cual aplicando la transformada de Laplace se tiene lo siguiente:

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) + 3LC \left( s^2 V_C(s) - sV_C(0) - V_C'(0) \right)$$

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) \left( 3LCs^2 + 1 \right) - 3LCsV_C(0) - 3LCV_C'(0)$$

Considerando que los condensadores estarán cargados inicialmente con 500[V], un valor constante. Su derivada respectiva tiene valor 0. Esto sirve para simplificar la expresión.

$$V_C(s) = \frac{\frac{V_s}{s} + 1500LCs}{3LCs^2 + 1}$$

Luego mediante el uso de fracciones parciales y la transformada inversa de laplace se obtiene la siguiente expresión que representa la tensión en los capacitores:

$$V_C(t) = V_s \sqrt{\frac{C}{3L}} t + 500 \cdot e^{-\sqrt{\frac{1}{3LC}} t}$$

Durante el estado  $S_2$  el circuito equivalente que representa el modo de operación se muestra en la Figura 3.10. Las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff.

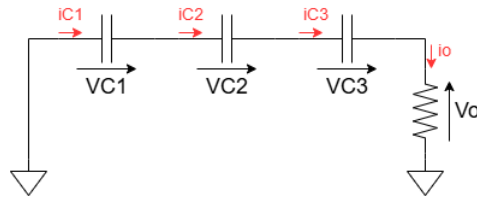


Figura 3.10: Circuito equivalente del estado  $S_2$

- LCK:

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C3} = i_O$$

- LVK:

$$V_O + V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} = 0$$

Finalmente durante el estado  $S_2$  los condensadores se descargan con la siguiente ecuación:

$$V_O = 3V_C$$

### 3.3 Modulación

La modulación que se implementa en el convertidor está conformada por dos señales  $S_C$  y  $S_D$ . Estas formas de ondas su característica en común corresponden a los trenes de pulsos que generar. Sin embargo la diferencia está en el ancho del pulso y la frecuencia.

La señal  $S_D$ : Su función principal es indicar el momento en el que los condensadores se deben descargar a través de los interruptores superiores  $S_D$ . Esto quiere decir que cuando  $S_D$  está en alto los capacitores se descargan. De lo contrario, cuando  $S_D$  está en bajo, los condensadores no entregan tensión a la carga. Por lo tanto, tiene una mayor prioridad.

Luego la señal  $S_C$ : Es una señal cuya función principal es indicar el momento en el que los condensadores se deben cargar. Esto quiere decir que cuando  $S_C$  está en alto, los condensadores se cargan. Sin embargo, cuando  $S_C$  está en bajo, los capacitores están desconectados de la fuente de alimentación.

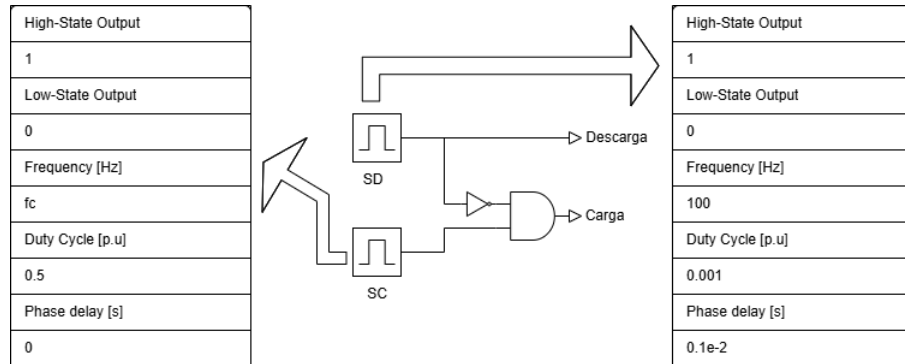


Figura 3.11: Esquema de modulación

En la Figura 3.11 se presenta la lógica que permite controlar los interruptores  $S_D$  y  $S_C$ . Los switches superiores de cada celda dependen directamente de la señal  $S_D$ . Por otro lado, los interruptores inferiores de cada celda no tienen dependencia directa con la señal  $S_C$ , debido a que se requiere que  $S_D$  este en bajo. Para ello se establece una compuerta AND con dos entradas.

La primera entrada es conectada con un negador a la señal  $S_D$ . La finalidad es generar un 1 cuando  $S_D$  este en bajo. Luego la segunda entrada es conectada directamente con la señal  $S_C$  debido a que se requiere generar un estado de carga cuando  $S_C$  este en alto ó un estado de desconexión cuando  $S_C$  este en bajo. De esta manera se implementa un botón de protección para desconectar el convertidor de la fuente y de la carga.

Los valores de  $S_C$  son puestos en la ventana mostrada en la Figura 3.11. Mientras que High-state Output, Low-State Output y Phase delay tienen valores de 1, 0 y 0 debido que para encender

los IGBT se requieren de 1[V] y para apagarlos 0 [V]. No se requiere de algún desfase temporal a causa de que solo se implementa el uso de una señal controladora. Por otro lado, con  $S_D$  se comparten los mismos valores de High-state Output, Low-State Output y Phase delay, pero la frecuencia, ciclo de trabajo y phase delay tienen valores de 100, 0.001 y  $0.1e-2$ .

Luego en la Figura 3.12 se presentan las formas de ondas de la señales  $S_C$  (Carga) y  $S_D$  (Descarga). Considerando que la frecuencia  $f_c = 250[Hz]$ . El período de la señal pulsos de descarga es  $T_D = 10[mS]$  y el tiempo de encendido del pulso debe ser de  $T_{Don} = 10[us]$ . Esto quiere decir, la señal  $S_D$  cada  $10[mS]$  genera un pulso de ancho  $10[us]$ . La frecuencia de descarga del pulso debe ser de  $100[Hz]$  para un ciclo de trabajo del 0.001.

La señal  $S_C$  tiene un ciclo de trabajo de 0.5. Para un período  $T_C$ , el tiempo de encendido de la señal es  $T_{Con}$ . Dado que la frecuencia de carga  $f_C$  es variable. Para mantener fijo el valor del ciclo de trabajo se debe cumplir  $T_C = 2 \cdot T_{Con}$ .

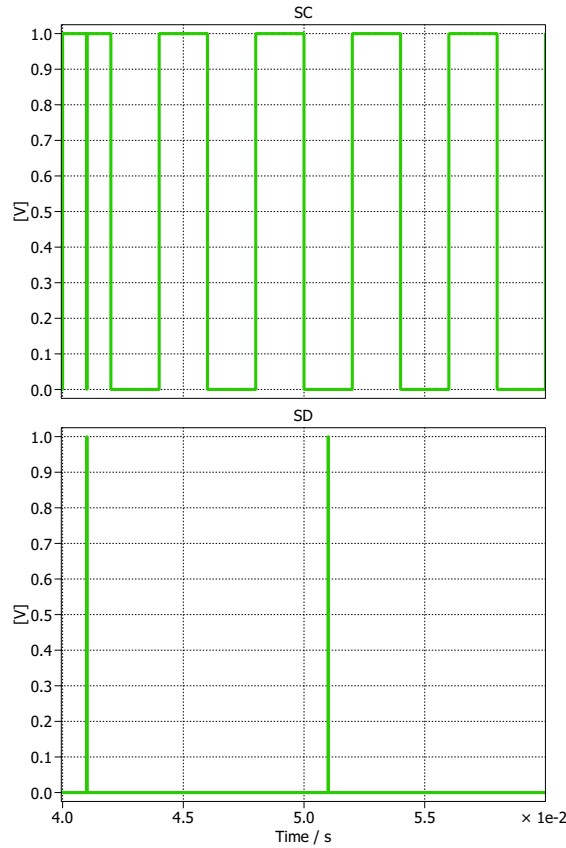


Figura 3.12: Señal de modulación con  $f_C = 250[Hz]$

### 3.4 Simulación

Para realizar las simulaciones del convertidor se debe tener en cuenta que:

- $V_s = 500[V]$
- $L = 10 \cdot 10^{-3}[H]$
- $R = 400[\Omega]$
- $C = 4700 \cdot 10^{-6}[F]$
- El período de la simulación es  $T = 0.1[s]$

Luego en la Figura 3.13 se muestran las señales eléctricas obtenidas de la medición realizada en las componentes señaladas en la gráfica para una frecuencia  $f_C = 250[Hz]$ . Es la misma frecuencia que se implementó para simular la modulación de la Figura 3.12.

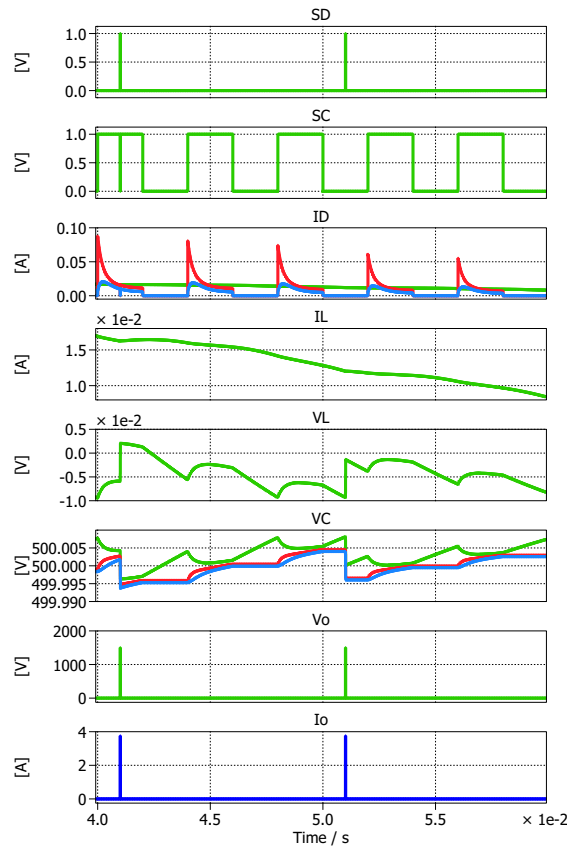


Figura 3.13: Señales eléctricas con  $f_C = 250[Hz]$

Dado que los condensadores están cargados inicialmente. Durante el transiente de las gráficas, los capacitores  $C_1, C_2$  y  $C_3$  se descargan debido a que la señal SD(descarga) inicia con un valor alto. Lo que genera la superposición de voltajes en la carga R formando un pulso de alta tensión. Luego durante el estado estacionario la tensión de los condensadores se mantiene cerca de los 500[V].

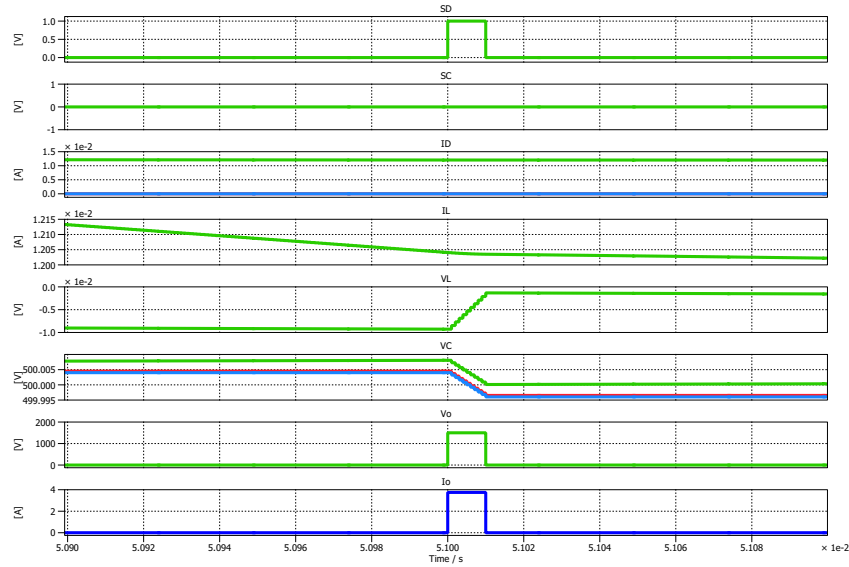


Figura 3.14: Un pulso con  $f_C = 250[Hz]$

Dado que el tiempo de descarga es muy acotado. Las variaciones de las tensiones de los condensadores no son elevadas. Esto se aprecia en la Figura 3.14. En donde, la tensión de cada capacitor tuvo una diferencia de 0.01[V]. Sin embargo, la variación de tensión generada por los condensadores es contrapuesta por el voltaje del inductor. De esta manera, el generador regula sus niveles de sobrecorriente, manteniendo un flujo cercano a 0 y constante.

Mientras que la corriente que fluye por los condensadores es:

$$i_{C1} = \frac{C \cdot \Delta V_{C1}}{\Delta t} = \frac{0.007953 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-5}} = 37.37[A]$$

$$i_{C2} = \frac{C \cdot \Delta V_{C2}}{\Delta t} = \frac{0.007978 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-5}} = 37.37[A]$$

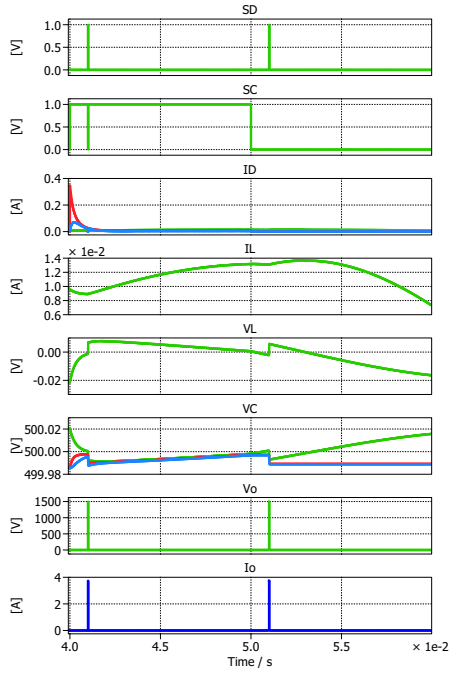
$$i_{C3} = \frac{C \cdot \Delta V_{C3}}{\Delta t} = \frac{-0.007978 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-5}} = 37.50[A]$$

Por otro lado, como los condensadores mantienen sus voltajes cercanos a  $V_C = 500[V]$ . La carga recibe la superposición de las tensiones  $V_O = 3 \cdot V_C = 1500[V]$ , esto quiere decir que la corriente que fluye por la carga y por los capacitores es igual a  $I_O = \frac{V_O}{R} = \frac{1500}{400} = 3.75[A]$ . El valor de la corriente que fluye por el convertidor cuando opera en el modo descarga es muy pequeño en comparación a la tensión que hay en la salida.

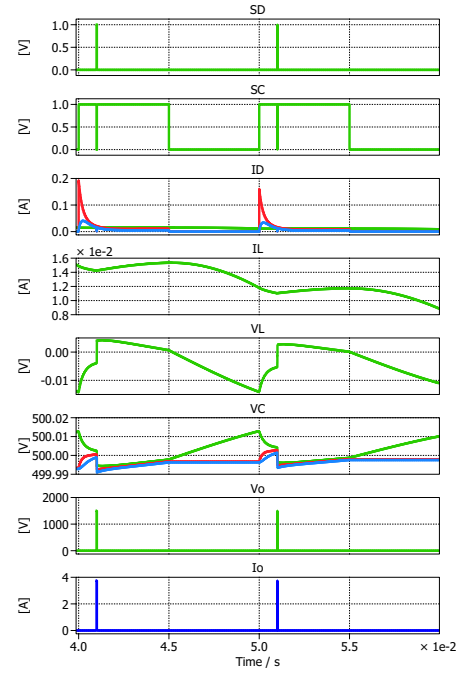
Para distintas frecuencias de  $f_C$  se obtienen los siguientes resultados que son ilustrados en las Figuras 3.15(a), 3.15(b), 3.15(c) y 3.15(d). Se aprecia que a mayor frecuencia las formas de onda de cada componente esta mejor definida debido a que entre cada pulso de descarga hay una mayor conmutación de carga y bypass. Lo cual reduce considerablemente el tiempo que tienen los condensadores en cargarse. En otras palabras, con mayor frecuencia  $f_c$  es mas eficiente mantener los condensadores cargados.

Esto como consecuencia genera que el inductor disminuya su función dentro de la topología lo que reduce la distorsión de la señal. Debido a que el flujo de carga se mantiene constante. Además de mantener una reducida tensión inducida.

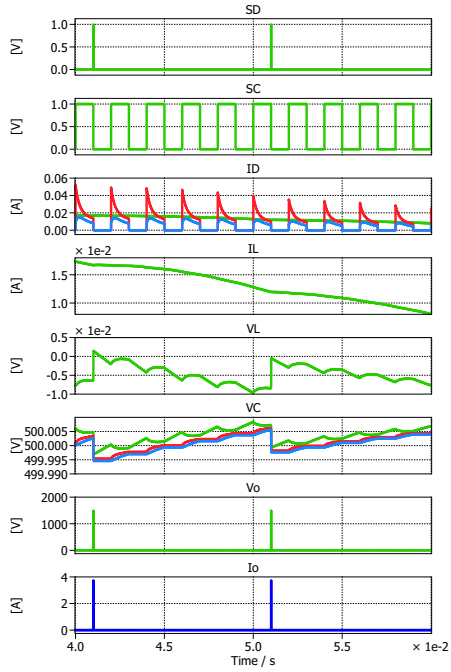
Por otro lado, sin importar que la frecuencia  $f_c$  tenga variaciones. La corriente de salida siempre es constante y es determinada por la ecuación presentada durante el análisis teórico.



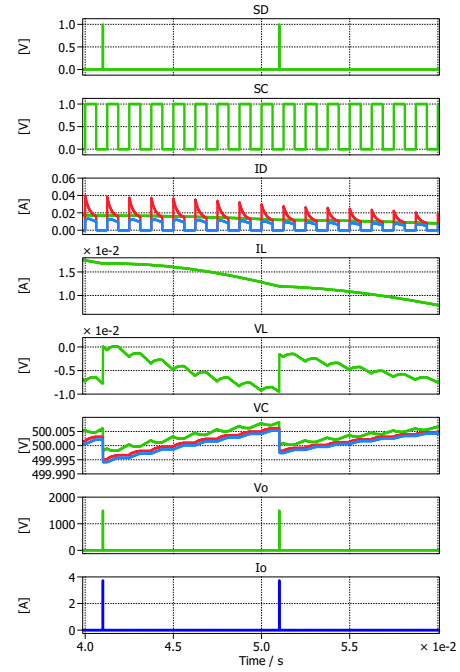
(a)  $fc1$



(b)  $fc2$



(c)  $fc3$



(d)  $fc4$

Figura 3.15: Señales eléctricas  $fc1 = 50, fc2 = 100, fc3 = 500, fc4 = 750$

# Capítulo 4

## Convertidor Multinivel de Puente

### 4.1 Análisis de funcionamiento

El convertidor multinivel en conexión cascada basado en puentes completos de la Figura 4.1. Su diseño se utiliza para convertir una entrada de voltaje  $V_S$  en un voltaje escalonado  $V_O$ , sumando los niveles de tensión de los condensadores  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$  y  $V_{C3}$ .

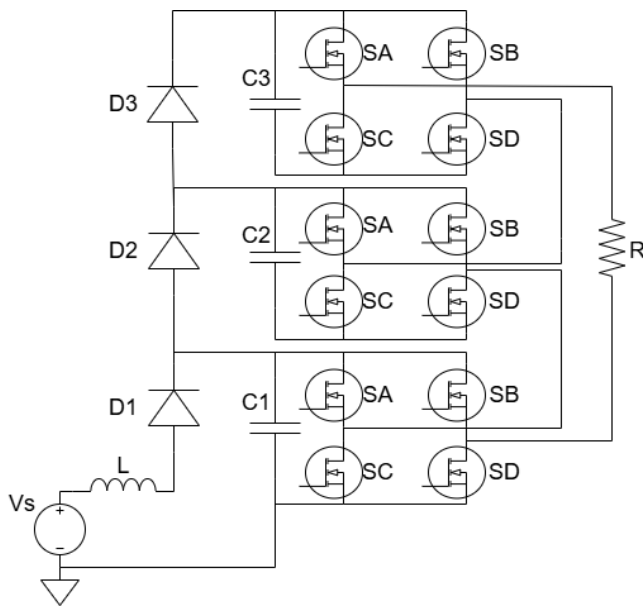


Figura 4.1: Convertidor Multinivel de Puente

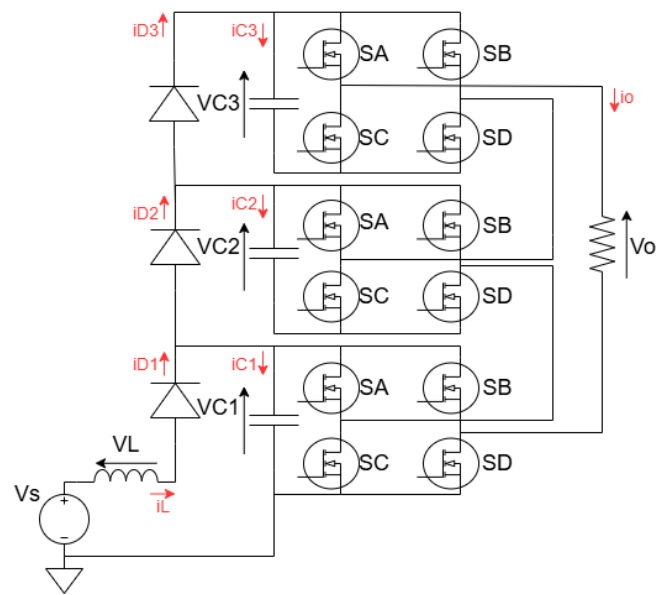


Figura 4.2: Variables de análisis

El circuito está conformado principalmente por:

- Fuente de entrada  $V_S$ : Alimentación que proporciona la energía que será distribuida entre los condensadores de las celdas.

- Inductancia  $L$ : Filtra la corriente de entrada y limita los picos de corriente durante los transitorios de carga de los condensadores.
- Condensadores  $C_1, C_2, C_3$ : Almacenan energía eléctrica y mantienen niveles de voltaje constantes para generar la salida escalonada. Cada condensador maneja una fracción del voltaje total.
- Semiconductores  $S_A, S_B, S_C$  y  $S_D$ : Los interruptores  $S_A, S_C$  y  $S_B, S_D$  son complementarios. Esto quiere decir que si alguno está en alto, el otro por complemento debe estar en bajo. La función es direccionar el flujo de corriente a la carga  $R$  o direccionar el flujo de carga entre los condensadores.
- Diodos de desacoplo  $D_1, D_2$  y  $D_3$ : Permite que la corriente fluya desde la fuente a los condensadores durante la etapa de carga, bloqueando el flujo inverso para evitar desbalances.
- Resistencia de carga  $V_O$ : Representa la carga conectada al sistema, donde se entrega la potencia. Para la memoria corresponde al agua.

Las variables de interés a tener en consideración dentro de análisis teórico se presentan en la ilustración de la Figura 4.2. Los voltajes de los diodos  $V_{D1}, V_{D2}$  y  $V_{D3}$  no son considerados debido a que los componentes son ideales. Además se tiene en cuenta que las capacitancias  $C_1, C_2, C_n$  con  $n = 3$  son iguales a  $C$ , por lo que se espera que las tensiones que aporten los condensadores sean iguales a  $V_C$ .

Otro factor relevante dentro del análisis teórico corresponde al desprecio de las tensiones que aportan los interruptores  $S_A, S_B, S_C$  y  $S_D$  que conmutan dentro de la topología. Su interpretación está basada en un cable cuando se encuentra en el estado de saturación ó una terminal abierta cuando este operando en el estado de corte.

## 4.2 Estados de conmutación

Un sistema de tres celdas con 4 interruptores de tipo MOSFET en configuración de puente. Cada celda tiene un condensador  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$  que puede cargarse o descargarse dependiendo del estado en el que se encuentre la combinación de los semiconductores. La conmutación de las celdas afecta la forma en el que los condensadores se cargan o descargan y cómo se transfiere energía a la carga R. Se pueden realizar hasta  $k = 2^4 = 16$  combinaciones en la conmutación de cada celda. En donde cada conmutación es denominada como el estado  $S_{k-1}$ ,  $k \in [0, 16]$ . En la Figura 4.3 se aprecia que los estados  $S_5$ ,  $S_7$ ,  $S_{10}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{14}$  y  $S_{15}$  no contribuyen a la carga de condensadores o a la descarga de los capacitores en la carga R. Si no que generan corto circuitos debido a que las duplas complementarias de semiconductores  $S_A$ ,  $S_C$  ó  $S_B$ ,  $S_D$  se cortocircuitan generando un desbalance en las tensiones de los capacitores.

Luego los estados  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_4$  y  $S_8$  generan tensiones nulas en la salida de las celdas. Lo cual no contribuyen voltajes en la carga del generador, pero tampoco carga los condensadores  $C_2$  y  $C_3$  a excepción del condensador  $C_1$  que siempre está cargado. Por lo tanto, se denominan estados redundantes innecesarios.

Sin embargo, los estados  $S_3$ ,  $S_6$ ,  $S_9$  y  $S_{12}$  no son considerados como redundantes innecesarios debido a que contribuyen en la carga y en las descargas de los capacitores de las celdas.

| Estado | SA | SB | SC | SD | Acción          | Estado   | SA | SB | SC | SD | Acción |
|--------|----|----|----|----|-----------------|----------|----|----|----|----|--------|
| $S_0$  | 0  | 0  | 0  | 0  | $C_1$           | $S_8$    | 1  | 0  | 0  | 0  | $C_1$  |
| $S_1$  | 0  | 0  | 0  | 1  | $C_1$           | $S_9$    | 1  | 0  | 0  | 1  | $P_+$  |
| $S_2$  | 0  | 0  | 1  | 0  | $C_1$           | $S_{10}$ | 1  | 0  | 1  | 0  | C.C    |
| $S_3$  | 0  | 0  | 1  | 1  | $C_1, C_2, C_3$ | $S_{11}$ | 1  | 0  | 1  | 1  | C.C    |
| $S_4$  | 0  | 1  | 0  | 0  | $C_1$           | $S_{12}$ | 1  | 1  | 0  | 0  | $C_1$  |
| $S_5$  | 0  | 1  | 0  | 1  | C.C             | $S_{13}$ | 1  | 1  | 0  | 1  | C.C    |
| $S_6$  | 0  | 1  | 1  | 0  | $P_-$           | $S_{14}$ | 1  | 1  | 1  | 0  | C.C    |
| $S_7$  | 0  | 1  | 1  | 1  | C.C             | $S_{15}$ | 1  | 1  | 1  | 1  | C.C    |

Figura 4.3: Conmutación de estados por celda

Al ser 3 celdas ( $n = 3$ ) con una configuración puente implica que cada celda puede generar 3 salidas  $V_C[V]$ ,  $-V_C[V]$  y  $0[V]$ . La cantidad de niveles que se pueden formar en la carga son 7, generadas por  $3^3 = 27$  combinaciones. En otras palabras, la salida puede tener  $-3V_C[V]$ ,

$-2V_C[V]$ ,  $-V_C[V]$ ,  $0[V]$ ,  $V_C[V]$ ,  $2V_C[V]$  y  $3V_C[V]$ . En la Figura 4.4 se detallan los voltajes de salida de cada celda y luego la tensión resultante que hay en la carga R.

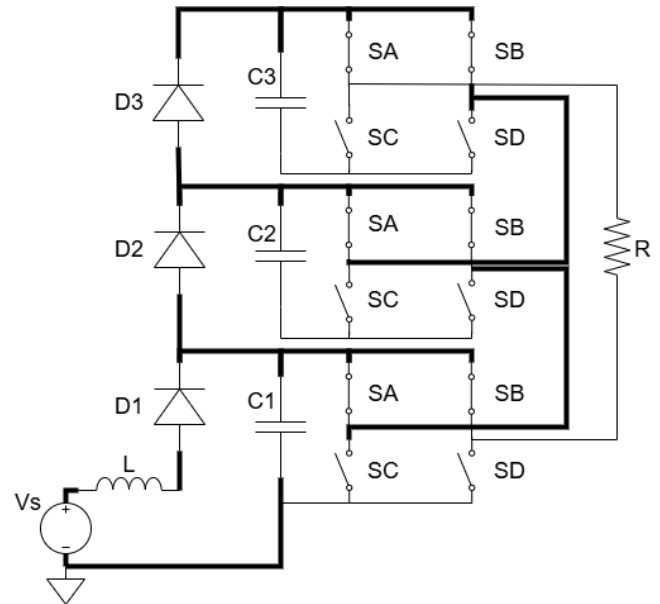
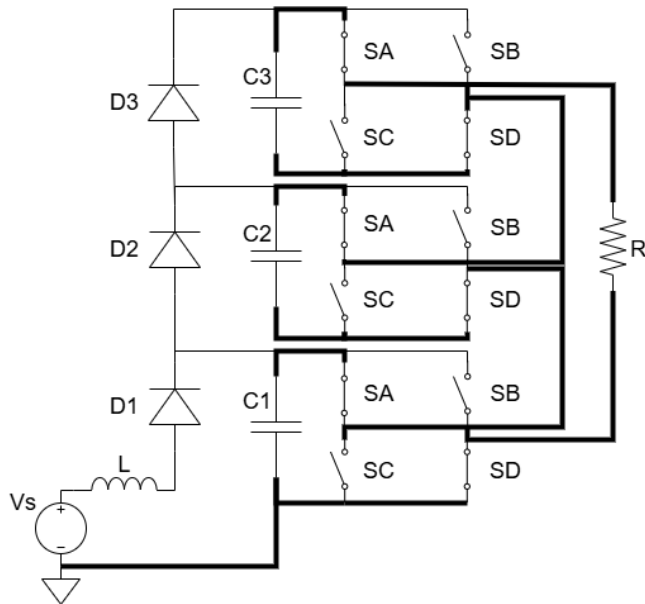
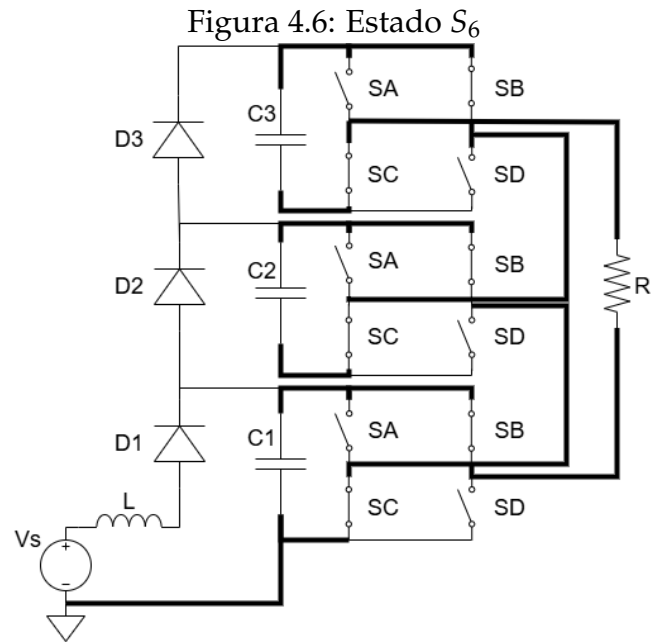
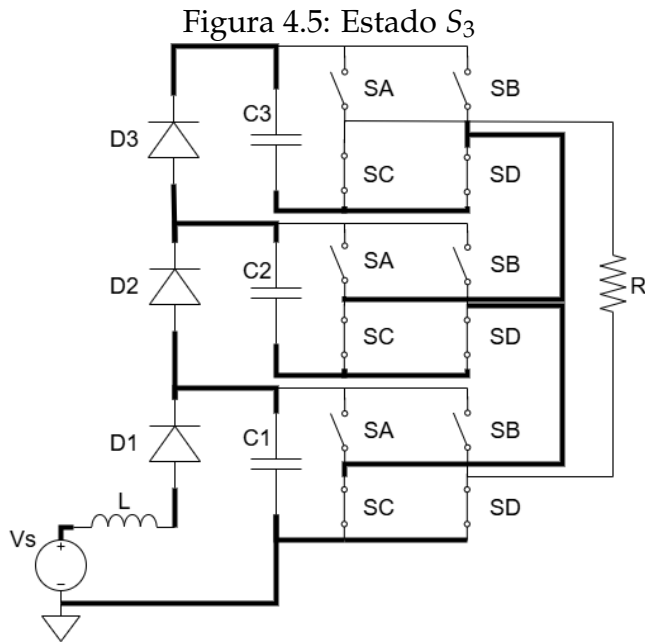
| Celda 3 | Celda 2 | Celda 1 | Voltaje de R |
|---------|---------|---------|--------------|
| 0       | 0       | 0       | 0            |
| 0       | 0       | $V_C$   | $V_C$        |
| 0       | 0       | $-V_C$  | $-V_C$       |
| 0       | $V_C$   | 0       | $V_C$        |
| 0       | $V_C$   | $V_C$   | $2V_C$       |
| 0       | $V_C$   | $-V_C$  | 0            |
| 0       | $-V_C$  | 0       | $-V_C$       |
| 0       | $-V_C$  | $V_C$   | 0            |
| 0       | $-V_C$  | $-V_C$  | $-2V_C$      |

| Celda 3 | Celda 2 | Celda 3 | Voltaje de R |
|---------|---------|---------|--------------|
| $V_C$   | 0       | 0       | $V_C$        |
| $V_C$   | 0       | $V_C$   | $2V_C$       |
| $V_C$   | 0       | $-V_C$  | 0            |
| $V_C$   | $V_C$   | 0       | $2V_C$       |
| $V_C$   | $V_C$   | $V_C$   | $3V_C$       |
| $V_C$   | $V_C$   | $-V_C$  | $V_C$        |
| $V_C$   | $-V_C$  | 0       | 0            |
| $V_C$   | $-V_C$  | $V_C$   | $V_C$        |
| $V_C$   | $-V_C$  | $-V_C$  | $-V_C$       |

| Celda 3 | Celda 2 | Celda 1 | Voltaje de R |
|---------|---------|---------|--------------|
| $-V_C$  | 0       | 0       | $-V_C$       |
| $-V_C$  | 0       | $V_C$   | 0            |
| $-V_C$  | 0       | $-V_C$  | $-2V_C$      |
| $-V_C$  | $V_C$   | 0       | 0            |
| $-V_C$  | $V_C$   | $V_C$   | $V_C$        |
| $-V_C$  | $V_C$   | $-V_C$  | $-V_C$       |
| $-V_C$  | $-V_C$  | 0       | $-2V_C$      |
| $-V_C$  | $-V_C$  | $V_C$   | $-V_C$       |
| $-V_C$  | $-V_C$  | $-V_C$  | $-3V_C$      |

Figura 4.4: Voltajes de R

El propósito es generar voltajes de alta tensión, por lo tanto las salidas que serán consideradas en los capítulos siguientes son  $-3V_C$  y  $3V_C$  las cuales poseen como estados de conmutación el  $S_6$  y el  $S_9$  representados en la Figura 4.6 y en la Figura 4.7.



Durante el estado  $S_3$ (Figura 4.5) el circuito equivalente que representa el modo de operación se muestra en la Figura 4.9. Las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff.

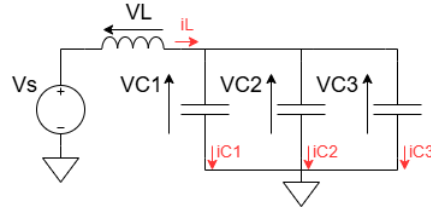


Figura 4.9: Circuito equivalente del estado  $S_3$

- LVK:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_C$$

$$V_S = V_L + V_{C1}$$

- LCK:

$$i_L = i_{C1} + i_{C2} + i_{C3}$$

Desarrollo:

$$i_L = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} + C_3 \frac{dV_{C3}}{dt}$$

$$i_L = 3C \frac{dV_C}{dt}$$

Luego con el tercer postulado del inductor y el LVK:

$$V_S = V_L + V_C$$

$$V_S = 3LC \frac{d^2 V_C}{dt^2} + V_C$$

Lo cual aplicando la transformada de Laplace se tiene lo siguiente:

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) + 3LC \left( s^2 V_C(s) - sV_C(0) - V_C'(0) \right)$$

$$\frac{V_S}{s} = V_C(s) \left( 3LCs^2 + 1 \right) - 3LCsV_C(0) - 3LCV_C'(0)$$

Considerando que los condensadores estarán cargados inicialmente con 500[V], un valor constante. Su derivada respectiva tiene valor 0. Esto sirve para simplificar la expresión.

$$V_C(s) = \frac{\frac{V_S}{s} + 1500LCs}{3LCs^2 + 1}$$

Luego mediante el uso de fracciones parciales y la transformada inversa de Laplace se obtiene la siguiente expresión que representa la tensión en los capacitores:

$$V_C(t) = V_S \sqrt{\frac{C}{3L}} t + 500 \cdot e^{-\sqrt{\frac{1}{3LC}} t}$$

Durante el estado  $S_6$  y  $S_9$  (Figura 4.6 y Figura 4.7) los circuitos equivalentes que representan el modo de operación se muestran en las Figura 4.10 y Figura 4.11. Donde las ecuaciones que rigen el modo de operación vienen dadas por las leyes de Kirchhoff.

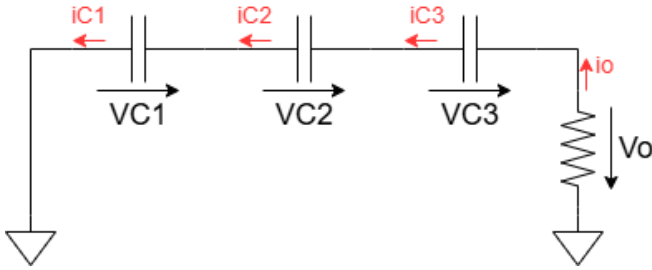


Figura 4.10: Circuito equivalente  $S_6$

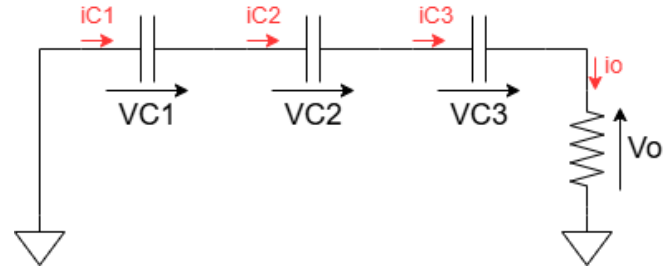


Figura 4.11: Circuito equivalente  $S_9$

- LCK:

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_L = 0$$

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C3} = i_O$$

- LVK:

$$V_O \mp V_{C1} \mp V_{C2} \mp V_{C3} = 0$$

Por lo tanto, durante los estados  $S_6$  y  $S_9$  los condensadores se descargan con la siguiente ecuación:

$$V_O = \pm 3V_C$$

Mientras que la corriente que fluye por la carga R, viene dada por la expresión:

$$i_O = \frac{V_O}{R} = \pm \frac{3V_C}{R} = \pm \frac{3V_S \sqrt{\frac{C}{3L}} t + 500 \cdot e^{-\sqrt{\frac{1}{3LC}} t}}{R}$$

Finalmente en la Figura 4.12 se muestra el estado  $S_{12}$ . Particularmente en este estado no hay tensión en la carga debido a que la resistencia está flotando. Esto quiere decir que no está conectada a pull down. Al igual que los condensadores  $C_3$  y  $C_2$  no están conectados a la red debido a que los interruptores  $S_C$  y  $S_D$  están abiertos. Por lo tanto, no se pueden cargar y tampoco se pueden descargar. Por otro lado, la capacitancia  $C_1$  no se carga debido a que inicialmente está cargada.

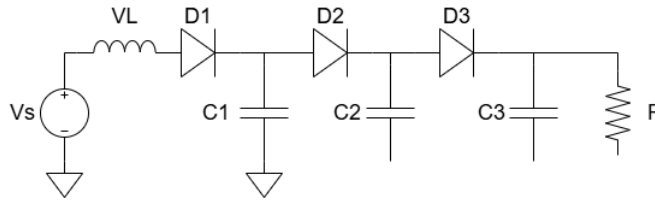


Figura 4.12: Circuito equivalente del estado  $S_{12}$

- LVK:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_C(0)$$

- LCK:

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = i_L = 0$$

## 4.3 Modulación

La modulación que se implementa en el convertidor está conformada por 3 señales  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$ . Estas formas de ondas su característica en común corresponden a los trenes de pulsos que generar. Sin embargo, la diferencia está en el ancho del pulso, la frecuencia y la finalidad para la cual son implementadas.

- $S_1$ : Es una señal cuya función principal es indicar el momento en el que los condensadores se deben descargar a través de los interruptores  $S_A$ ,  $S_D$  ó  $S_B$  con  $S_C$ . Esto quiere decir que cuando  $S_1$  está en alto los capacitores se descargan. De lo contrario, cuando  $S_1$  está en bajo, los condensadores no entregan tensión a la carga. Por lo tanto, tiene una mayor prioridad.
- $S_2$ : Es una señal cuya función principal es indicar el signo que tendrá el pulso de descarga. Esto quiere decir que cuando  $S_2$  está en alto, el pulso que recibe la carga es positivo ( $S_A$ ,  $S_D$ ). De lo contrario, si  $S_2$  está en bajo el pulso que se entrega a la carga es negativo ( $S_B$  con  $S_C$ ).

- $S_3$ : Es una señal cuya función principal es indicar el momento en el que los capacitores se deben cargar. Esto quiere decir que cuando  $S_3$  está en alto los condensadores se cargan. De lo contrario, cuando  $S_3$  está en bajo, la salida de cada celda genera un cero y los capacitores no se cargan a modo de protección.

Para lograr la modulación se requiere que el accionamiento de los semiconductores de las celdas del convertidor sigan una lógica que es entregada por las tres señales de control. En la ilustración de la Figura 4.13 se presentan en tabla los estados de modulación con respecto de las tres señales controladoras.

| S1 | S2 | S3 | SA | SB | SC | SD |
|----|----|----|----|----|----|----|
| 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  |
| 0  | 0  | 1  | 0  | 0  | 1  | 1  |
| 0  | 1  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  |
| 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 1  | 1  |
| 1  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  |
| 1  | 0  | 1  | 0  | 1  | 1  | 0  |
| 1  | 1  | 0  | 1  | 0  | 0  | 1  |
| 1  | 1  | 1  | 1  | 0  | 0  | 1  |

Figura 4.13: Tabla de verdad de la modulación

En la tabla se cubren todos los estados posibles de la modulación. Las entradas corresponden a las señales controladoras. Mientras que las salidas son los IGBT  $S_A, S_B, S_C$  y  $S_D$ . Al aplicar la metodología de mapas de karnaugh ilustrada en la Figura 4.14 se obtiene que las salidas tienen la siguiente lógica:

| S1 | S2\S3 | 0 | 1 |
|----|-------|---|---|
| 0  | 0     | 1 | 0 |
| 0  | 1     | 1 | 0 |
| 1  | 1     | 1 | 1 |
| 1  | 0     | 0 | 0 |

**SA**

| S1 | S2\S3 | 0 | 1 |
|----|-------|---|---|
| 0  | 0     | 1 | 0 |
| 0  | 1     | 1 | 0 |
| 1  | 1     | 0 | 0 |
| 1  | 0     | 1 | 1 |

**SB**

| S1 | S2\S3 | 0 | 1 |
|----|-------|---|---|
| 0  | 0     | 0 | 1 |
| 0  | 1     | 0 | 1 |
| 1  | 1     | 0 | 0 |
| 1  | 0     | 1 | 1 |

**SC**

| S1 | S2\S3 | 0 | 1 |
|----|-------|---|---|
| 0  | 0     | 0 | 1 |
| 0  | 1     | 0 | 1 |
| 1  | 1     | 1 | 1 |
| 1  | 0     | 0 | 0 |

**SD**

Figura 4.14: Metodología de Karnaugh

- $S_A = \neg S_1 * \neg S_3 + S_1 * S_2$
- $S_B = \neg S_1 * \neg S_3 + S_1 * \neg S_2$
- $S_C = \neg S_1 * S_3 + S_1 * \neg S_2$
- $S_D = \neg S_1 * S_3 + S_1 * S_2$

Las expresiones son representadas en un circuito de compuertas lógicas para poder implementar la modulación en PLECS. En la Figura 4.15, se presenta el circuito lógico que controla la modulación del convertidor.

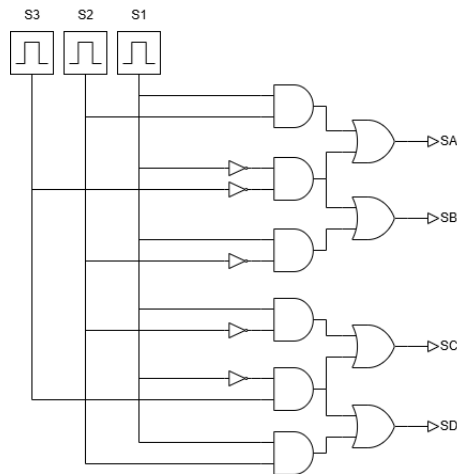


Figura 4.15: Esquema de modulación

Luego las formas de ondas que tiene la modulación que controla los interruptores  $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$  y  $S_D$  se muestran en la Figura 4.16:

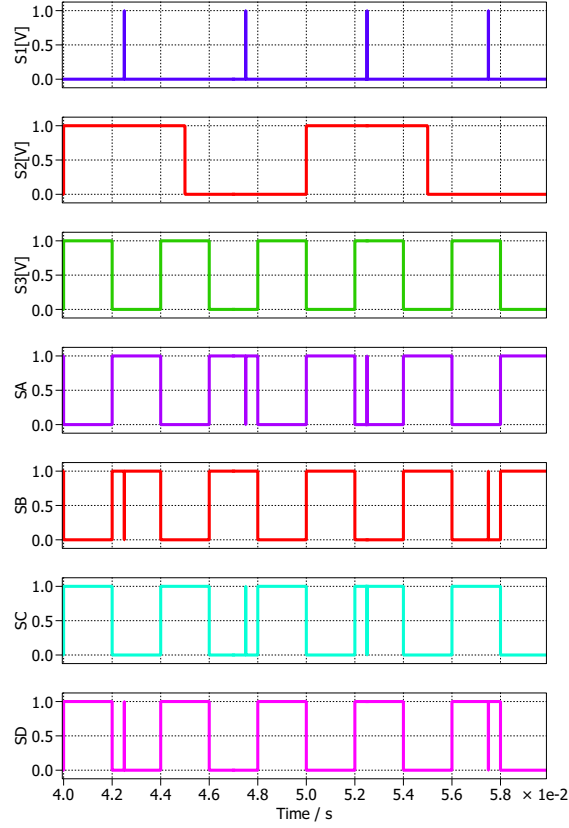


Figura 4.16: Señal de modulación para  $f_C = 250[Hz]$

## 4.4 Simulación

Para realizar las simulaciones del convertidor se debe tener en cuenta que:

- $V_s = 500[V]$
- $L = 10 \cdot 10^{-3}[H]$
- $R = 400[\Omega]$
- $C = 4700 \cdot 10^{-6}[F]$
- El período de la simulación es  $T = 0.1[s]$

Las señales que controlan el comportamiento del convertidor son:

Luego en la Figura 4.17 se muestran las señales eléctricas obtenidas de la medición realizada en las componentes señaladas en la gráfica para una frecuencia  $f_C = 250[Hz]$ .

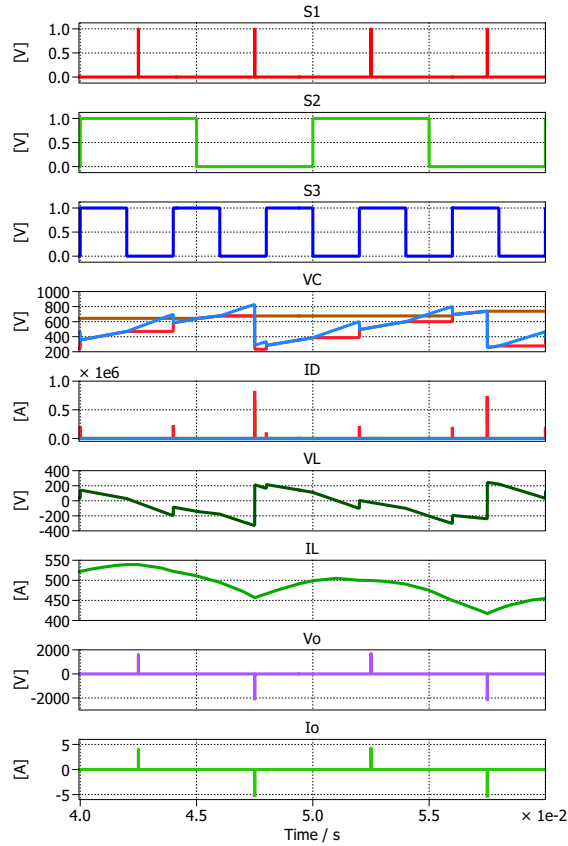


Figura 4.17: Señales eléctricas para  $f_C = 250[Hz]$

Durante el transiente los condensadores están cargados con  $500[V]$ . Cuando  $S_1$  genera el primer pulso de descarga, los capacitores superponen sus tensiones en la carga  $R$ , generando un pulso de amplitud positiva debido a que  $S_2$  está en alto, generando el siguiente voltaje:

$$V_O = 3V_C = 1500[V]$$

Por otro lado, la corriente se obtiene por ley de ohm cuyo valor está dado por:

$$I_O = \frac{1500}{400} = 3.75[A]$$

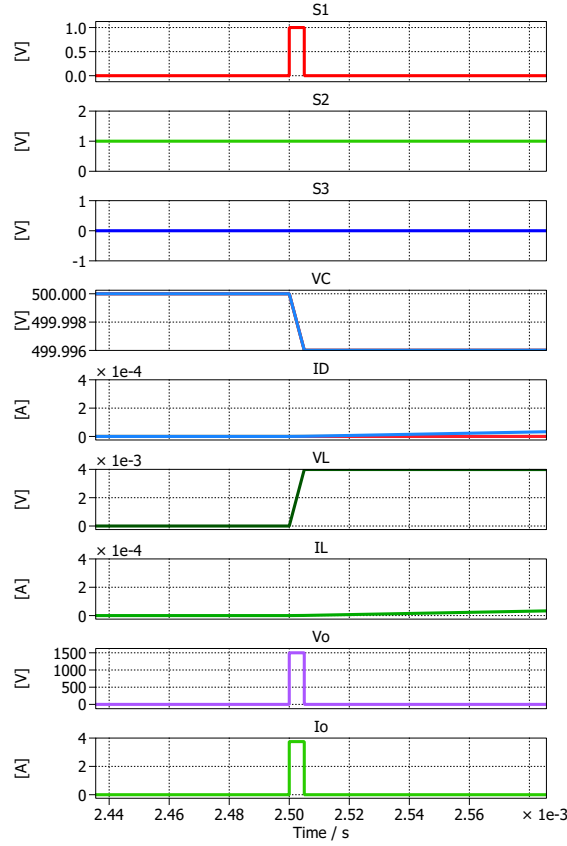


Figura 4.18: Un pulso del transiente con  $f_C = 250[Hz]$

Sin embargo, como los tiempos de descarga son muy acotados. Los condensadores no consiguen descargarse completamente. Esto se aprecia en la Figura 4.18. Donde las tensiones de los condensadores tiene una variación de  $\Delta V_C = 4 \cdot 10^{-3}[V]$ :

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{500 - 499.996}{5 \cdot 10^{-6}} = 800 \left[ \frac{V}{s} \right]$$

Esto quiere decir que las corrientes que fluyen por los condensadores es de:

$$i_C = C \frac{dV_C(t)}{dt} = 4700 \cdot 10^{-6} \cdot 800 = 3.76[A]$$

Necesariamente para mantener el LCK declarado en el análisis teórico hay corrientes parásitas dentro de las celdas que están usando como camino alternativo los diodos. Esto es un problema debido a que los semiconductores deberían estar en estado de corte. Sin embargo, el inductor regula la variación del flujo de corriente al contraponerse con una variación de voltaje equiva-

lente a la de los condensadores.

Las corrientes parásitas en los diodos se aprecian con mayor claridad en la Figura 4.19. En la ilustración mostrada se aprecia un caso similar pero con la diferencia de que ocurre en estado estacionario.

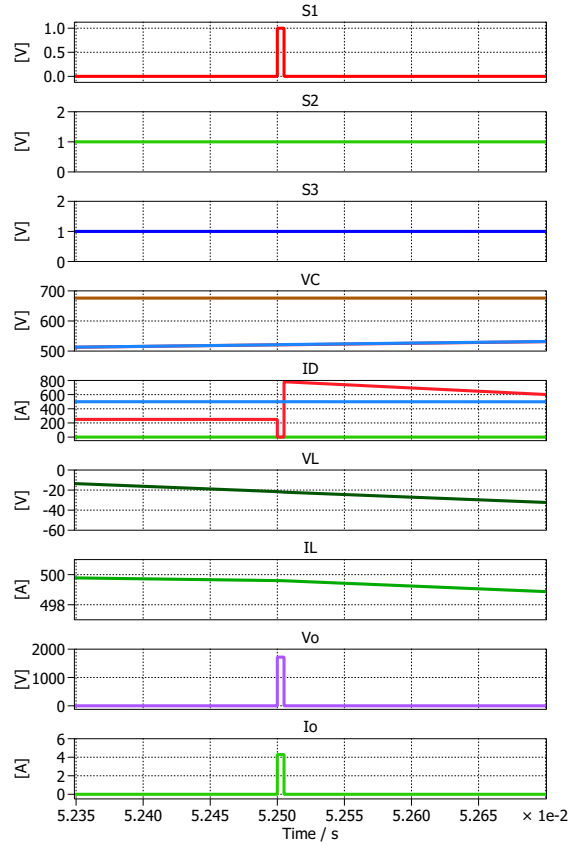


Figura 4.19: Un pulso con  $f_C = 250[Hz]$

En primer lugar los capacitores no poseen las mismas tensiones. Los valores extraídos de las gráficas corresponden a  $V_{C3} = 676[V]$ ,  $V_{C2} = V_{C1} = 521[V]$ . Como los condensadores no tienen los mismos voltajes, sus respectivas variaciones son distintas. Por lo tanto, la corriente que fluye por cada capacitor no es la misma. De la gráfica se puede extraer la siguiente información:  $\Delta V_{C1} = 0.00456[V]$ ,  $\Delta V_{C2} = 0.00456[V]$ ,  $\Delta V_{C3} = -0.52692[V]$ . Por lo tanto, las corriente de cada capacitor tienen los siguientes valores:

- $i_{C3} = \frac{C \cdot \Delta V_{C3}}{\Delta t} = \frac{0.00456 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6}} = 4.28[A]$
- $i_{C2} = \frac{C \cdot \Delta V_{C2}}{\Delta t} = \frac{0.00456 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6}} = 4.28[A]$

- $i_{C1} = \frac{C \cdot \Delta V_{C1}}{\Delta t} = \frac{-0.52692 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6}} = -495.30[A]$

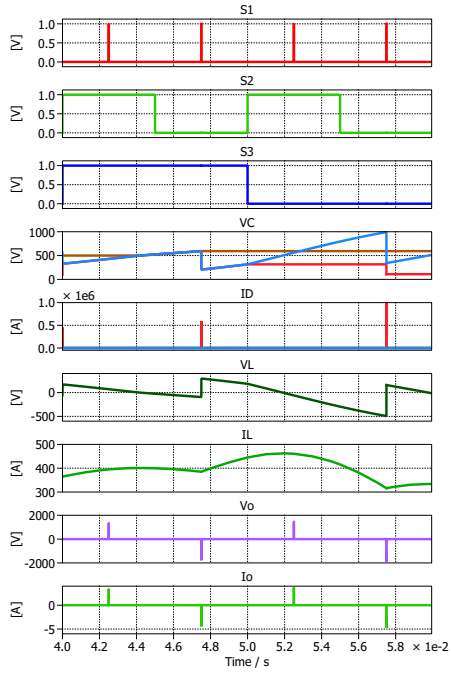
Luego la corriente que fluye por la carga es:

- $V_O = \frac{V_{C1} + V_{C2} + V_{C3}}{R} = 4.28[A]$

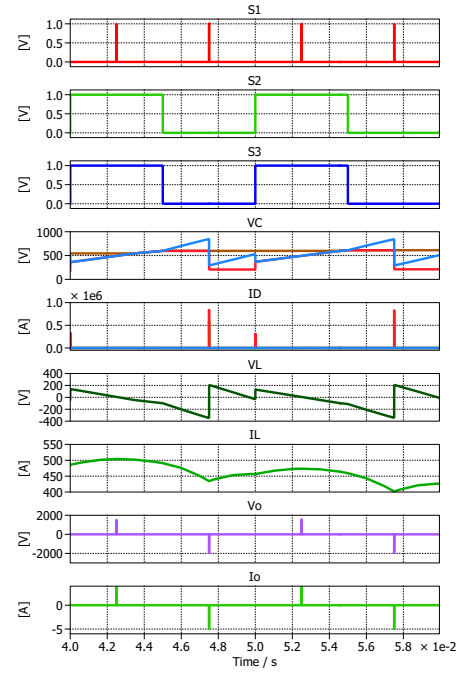
Por lo tanto, la corriente parásita proviene del capacitor 1. Mientras que durante el canto del pulso de  $S_1$  y  $S_2$ . El inductor presenta una variación de corriente, la cual es:  $\Delta i_L = 0.0109[A]$ . Esto quiere decir que la tensión que tiene el inductor es:

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0109}{5 \cdot 10^{-6}} = 21.8[V]$$

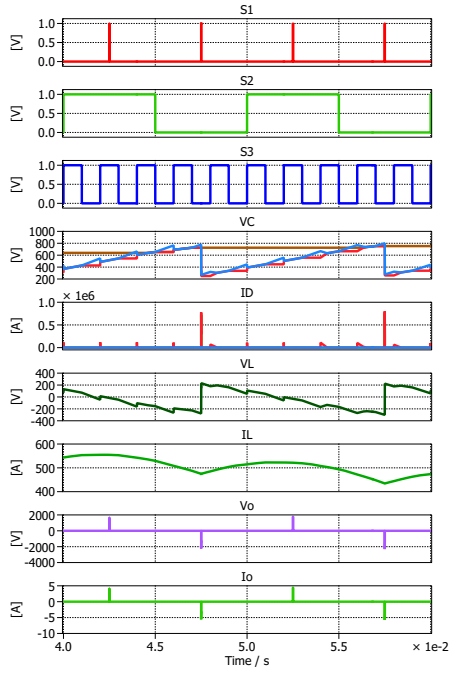
. Dado que la tensión del capacitor  $C_1$  ( $V_{C1} = 521[V]$ ) está por sobre la fuente de alimentación ( $V_S = 500[V]$ ). El voltaje del inductor ( $V_L = 21[V]$ ) se superpone al de la fuente invirtiendo el flujo de corriente que fluye en él. Lo cual genera el problema de sobrecorriente en  $D_1$  y  $D_2$ . Luego para distintas frecuencias de  $f_C$  en la Figuras 4.20(a), 4.20(b), 4.20(c) y 4.20(d). Al aumentar el valor, las señales se definen de mejor manera. Esto quiere decir que hay una menor distorsión. Sin embargo, las picos de sobrecorriente aumentan debido a que hay un mayor cambio en el flujo de carga en el inductor.



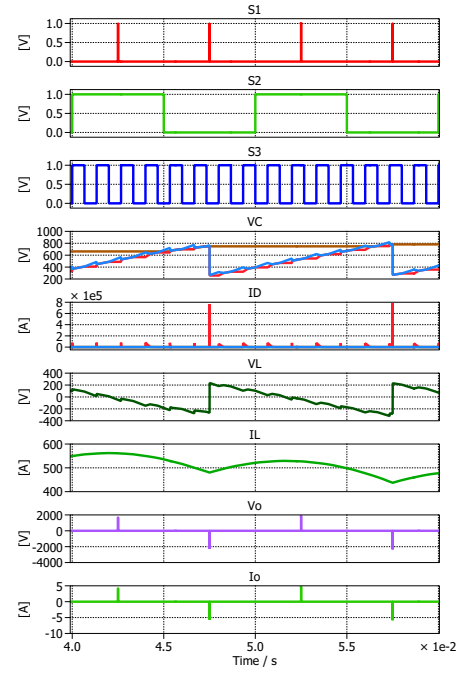
(a)  $fc1$



(b)  $fc2$



(c)  $fc3$



(d)  $fc4$

Figura 4.20: Señales eléctricas  $fc1 = 50, fc2 = 100, fc3 = 500, fc4 = 750$

# Capítulo 5

## Conclusión

### 5.1 Resumen

Los generadores de impulsos eléctricos han sido utilizados amplia y exitosamente en la industria. Como por ejemplo, la realización de pruebas de aislamiento en equipos y maquinarias eléctricas. Sin embargo, el enfoque está puesto en el tratamiento de las aguas residuales, esto ha sido un gran desafío al momento de diseñar equipos capaces de ajustarse a los requerimientos exigidos por las distintas aplicaciones. Si bien, existen equipos en el mercado que pueden satisfacer las necesidades de estas aplicaciones, con la contraposición de tener un elevado costo.

En el presente trabajo se muestra un estudio de los circuitos clásicos para la generación de impulsos de alto voltaje. Además de dar un énfasis a los convertidores multicelda, los cuales pueden cumplir con los requerimientos eléctricos necesarios para llevar al cabo un tratamiento efectivo y así potenciar su uso a nivel nacional y regional dando las bases necesarias del diseño del convertidor.

Luego de revisar las topologías circuitales que son capaces de generar los impulsos de alto voltaje para las aplicaciones del tratamiento del agua. Se seleccionan como alternativas las que mejor se adaptan a los requerimientos eléctricos tales como: La tensión y la corriente de salida, la flexibilidad y otras consideraciones más que se presentan en el marco teórico. De las cuales se realiza la modelación matemática que permite anticipar su funcionamiento. Para después continuar con una exhaustiva simulación que permita analizar el rendimiento de cada topología seleccionada y luego escoger la que presente mejores resultados.

## 5.2 Conclusiones

La utilización del convertidor multinivel de semipunto de estado sólido permite cumplir con los requerimientos en aplicaciones de electroporación según lo reportado en la literatura presentada del capítulo 1. Utilizar mosfets permite tener mayores frecuencias de conmutación y repetición para los pulsos de alto voltaje. Pudiendo generar tratamientos más efectivos debido a que los condensadores no se cargan y descargan completamente.

La modelación matemática de la topología seleccionada para el convertidor de semipunto permite un estudio más detallado del funcionamiento del circuito y de los parámetros claves al momento de diseñar y seleccionar los componentes en una futura implementación del mismo. El modelo matemático desarrollado en este trabajo contempla un análisis del circuito considerando diodos y switches ideales para su modo de conducción, lo que permite obtener resultados más críticos.

Determinar los requerimientos críticos del generador, como: El voltaje y la corriente de salida, las corrientes del inductor y de los diodos, la tensión del inductor y de los capacitores, permite evaluar el rendimiento de los convertidores ante los cambios de frecuencia de carga de los capacitores para su posterior diseño.

Se realizaron simulaciones para evaluar los requerimientos críticos de los convertidores. En donde los resultados arrojan que las topologías que tienen una menor corriente de salida  $I_O$  es el convertidor multinivel de semipunto y el de puente con un valor de  $I_O = 3.75[A]$ . Mientras que el convertidor multinivel tuvo una corriente de salida  $I_O = 7.05[A]$ . Para tener una electroporación más efectiva se requiere que las corrientes  $I_O$  sean pequeñas, sin importar la tensión  $V_O$  debido a que las alternativas seleccionadas generan voltajes elevados. Por lo tanto, el convertidor multinivel es descartado. Por otro lado, los resultados arrojan que las topologías que tienen una menor corriente en las capacitancias corresponde al convertidor multinivel de semipunto con valores de  $i_{C1} = i_{C2} = 37.37[A]$ ,  $i_{C3} = 37.50[A]$ . Mientras que en el generador de pulsos de alto voltaje conectado en puente se obtuvieron corrientes con valores de  $i_{C1} = i_{C2} = 4.28[A]$ ,  $i_{C3} = -495.30[A]$ . Claramente la configuración en puente tiene problemas de sobrecorriente dentro de la celda 1, en comparación a la del semipunto que tiene una menor corriente.

Para fines de una futura implementación es más eficiente diseñar un condensador que pueda tolerar corrientes de  $37.5[A]$  a uno de  $495.30[A]$ . Finalmente se concluye que la topología que presenta un mejor rendimiento en base a los resultados obtenidos en la simulación es el convertidor multinivel en conexión de semipunto debido a que los problemas de sobrecorriente que posee no son graves en comparación al puente.

## 5.3 Trabajo Futuro

A partir de los resultados obtenidos y de las conclusiones del trabajo, se pueden proponer varias líneas de investigación, desarrollo futuro para ampliar y profundizar en el tema de los generadores de impulsos de alto voltaje aplicados al tratamiento de agua:

- Optimización de las alternativas seleccionadas:
  - Mejora de la eficiencia energética: Se pueden explorar técnicas avanzadas de conmutación, como controladores resonantes o sistemas ZVS (conmutación con tensión cero), para reducir aún más las pérdidas de energía en las topologías.
  - Minimización de EMI (interferencias electromagnéticas): Diseñar sistemas de blindaje y filtros para abordar problemas de ruido electromagnético que puedan surgir debido a la alta frecuencia de conmutación.
  - Diseño térmico avanzado: Implementar sistemas de enfriamiento más eficientes, como refrigeración líquida o materiales con alta conductividad térmica, para manejar las pérdidas térmicas en aplicaciones de alta potencia.
- Integración con Tecnologías de Control y Automatización:
  - Sistemas de control adaptativo: Diseñar algoritmos de control inteligente, como los basados en aprendizaje automático, que ajusten dinámicamente los parámetros de operación del generador según las propiedades específicas del agua a tratar.
  - Monitorización en tiempo real: Integrar sensores avanzados para medir parámetros como la concentración de contaminantes o la conductividad del agua, permitiendo la adaptación del sistema en tiempo real.
- Ampliación del Alcance del Tratamiento:
  - Tratamiento de contaminantes específicos: Investigar la efectividad de los pulsos generados para eliminar contaminantes químicos persistentes, como metales pesados, pesticidas o microplásticos.
  - Desinfección en múltiples etapas: Integrar los sistemas de electroporación con otros métodos, como filtración o tratamiento UV, para crear procesos híbridos más eficientes.

# Referencias

- [1] M. Fragkou and R. Fuster, "Chile lidera la crisis hídrica en américa latina," *World Resources*, 2022.
- [2] Milana and Guel, "El agua dulce en el mundo," *SNIARN*, 2008.
- [3] C. Minero, "El agua, un recurso esencial para la minería en chile," *iaqua*, 2023.
- [4] M. de Agricultura, "Agua para la agricultura," 2022.
- [5] G. Guerra, "El 60% de escasez de agua en chile es causada por una mala gestión del recurso, aumento de demanda y el sobreotorgamiento de derechos," 2019.
- [6] Telwesa, "La importancia de la tecnología en el tratamiento de aguas residuales," 2023.
- [7] A. editores, "Potabilización del agua," 2020.
- [8] G. W. Tech, "Ventajas y desventajas de los métodos de tratamiento de aguas residuales," 2019.
- [9] G. Sela, "Guía para entender el tratamiento del agua," 2024.
- [10] E. Neumann, "Gene transfer into mouse lyoma cells by electroporation in high electric fields," 1982.
- [11] T. Kotnik, "Membrane electroporation and electroporabilization mechanisms and models," 2019.
- [12] D. Vivanco, "Tecnología emergente: Campo de pulsos eléctricos para el tratamiento de alimentos y su efecto en el contenido de antioxidantes," 2021.
- [13] y. J. K. E. Kuffel, W.S. Zaengl, "High voltage engineering fundamentals," 1984.
- [14] R. A. y Wolfgang Mosch, "High voltage and electrical insulation engineering," 2011.

- [15] I. D. Z. Xiaoqiang Guo, Senior Member and I. Frede Blaabjerg, Fellow, "Power electronic pulse generators for water treatment application: A review," 2020.
- [16] M. A. P. Leiva, "High voltage pulse generator based on modular multilevel converter for water treatment," 2024.
- [17] L. L. Rocha, J. F. Silva, and L. M. Redondo, "Multilevel high-voltage pulse generation based on a new modular solid-state switch," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 42, no. 10, pp. 2956–2961, 2014.
- [18] M. R. Q. R. Abadi, M. H. Marzebali, V. Abolghasemi, and M. H. Anisi, "High-voltage pulse generators for electroporation applications: A systematic review," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 64 933–64 951, 2022.
- [19] T. Toyooka and Y. Minamitani, "Development of a cluster burst pulse generator based on a sos diode switch for bioelectrics applications," pp. 1186–1189, 2011.
- [20] I. D. Z. Xiaoqiang Guo, Senior Member and I. Frede Blaabjerg, Fellow, "High voltage marx generator implementation using igbt stacks," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 4, pp. 931–936, 2007.
- [21] T. Sakamoto and H. Akiyama, "Solid-state dual marx generator with a short pulsewidth," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 41, no. 10, pp. 2649–2653, 2013.
- [22] S. H. Hosseini and F. Faradjizadeh, "Increasing the voltage of pfn impulse generator capacitors by converting it to boost converter," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 20, no. 2, pp. 462–467, 2013.
- [23] A. Elserougi, S. Ahmed, and A. Massoud, "Multi-module high voltage pulse generator based on dc-dc boost converter and cdvms for drinking water purification," pp. 334–338, 2016.