

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:
Dr. José R. Espinoza C.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:
Ingeniero Civil Electrónico

**Modelación, Diseño e Implementación de un
Generador de Marx de Estado Sólido para
Aplicaciones de Campo Eléctrico Pulsado**

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. José R. Espinoza C.

Modelación, Diseño e Implementación de un Generador de Marx de Estado Sólido para Aplicaciones de Campo Eléctrico Pulsado

Felipe Nicolás González Araneda

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

Octubre 2017

Resumen

Los campos eléctricos pulsados han sido utilizados amplia y exitosamente en la industria alimentaria como método alternativo a la pasteurización de los alimentos, lo que ha hecho que su campo de aplicaciones se haya diversificado durante los últimos años. En efecto, el tratamiento de aguas residuales y aplicaciones relacionadas al digestor anaerobio, ha sido el foco de investigación durante la última década y se ha posicionado como una de las más importantes aplicaciones para esta tecnología. No obstante, el aumento de las aplicaciones de PEF (por su abreviación en inglés, “pulsed electric field”), ha sido causa de un gran desafío al momento de diseñar equipos capaces de ajustarse a los requerimientos exigidos por las distintas aplicaciones, ya que si bien existen equipos comerciales que pueden ser utilizados en aplicaciones PEF, su costo es bastante elevado.

En el presente trabajo se presenta el estudio de los circuitos clásicos para la generación de impulsos, además de los circuitos multi-etapa (generadores de Marx), los cuales pueden cumplir los requerimientos de tensión y ancho de pulso necesarios para llevar a cabo un tratamiento efectivo por PEF y así potenciar su uso a nivel nacional y regional dando las bases del diseño de estos equipos.

Luego de revisar las topologías circuitales capaces de generar pulsos de alta tensión para aplicaciones PEF, se selecciona la que mejor se adapta a las necesidades de la aplicación en términos de voltaje, corriente y escalabilidad, para posteriormente realizar la modelación matemática y poder anticipar su funcionamiento.

Además se presenta la selección detallada y fundamentada de cada componente necesario para la implementación del prototipo, incluyendo la unidad de control y las consideraciones que se deben tener en cuenta al momento de escalar el sistema.

Finalmente, se implementa un prototipo que consiste en un generador de Marx de estado sólido de 3 etapas en base a IGBT's, para realizar pruebas circuitales y poder visualizar la amplificación del voltaje y su forma de onda, comparando los resultados obtenidos mediante simulación con los obtenidos mediante la experimentación. Los resultados son satisfactorios para un prototipo a escala, por cuanto hay una desviación no superior a 5[V] respecto de los valores esperados por simulación.



A mí amado hijo Benjamín.

Agradecimientos

Llegar a la etapa final de mi formación profesional es fruto del incondicional apoyo de mi madre, quien fuese la persona que desde niño me inculcó a conseguir las metas que me planteara en la vida, la que me inculcó que estudiar es la manera más honrada de forjar un camino hacia el éxito, eso sí, nunca olvidando la sencillez y los valores que recibimos.

También he de destacar el gran apoyo y afecto recibido durante toda mi formación profesional por parte de Solange Gatica, mi amada polola y madre de mi hijo Benjamín, pilar fundamental de mi vida, mi soporte ante todas las adversidades que nos ha tocado afrontar. Me has acompañado desde que egresamos del liceo hasta la conclusión de mi formación profesional, lo cual no olvidaré nunca y te estaré eternamente agradecido.

Sin duda, la familia cumple un rol importantísimo en el desarrollo de cada persona, y esto es algo que he vivido en carne propia. Las palabras de afecto, las llamadas, los saludos en aquellos momentos difíciles, fueron la mejor vía expiatoria en todo este proceso. Bromear con mi hermano Nicolás y mi hermana Ángela siempre es algo que relaja mis días, por lo que también he querido dedicarles estas palabras de agradecimiento a ellos.

Quiero agradecer también a Jessica Ruiz y sus hijos Luis y Leandro, por haberme acogido como a un hijo/hermano más en su hogar durante los primeros 5 años de carrera, y por seguir apoyándome hasta el día de hoy.

El apoyo académico de mi profesor guía, José Espinoza, también fue fundamental para complementar el trabajo realizado. Siempre atento y dispuesto a colaborar cuando se presentaron dudas e inquietudes.

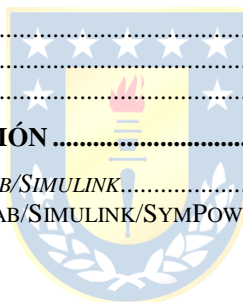
Decir también que no todo es estudio, y mis amigos Alfredo, Gaspar, Omar, David, Claudio, Cristian y Jonathan, nombrados en el orden en que los conocí, llenaron de buenos momentos los largos días de universidad, ya fuese con sus pichangas, compartiendo unas cervezas o simplemente tirando la talla.

Finalmente, pero no menos importante, agradecer a mi tutor en Bioforest Alvaro González, por todo el apoyo, conocimiento y comprensión que me entregó durante el desarrollo de mi memoria de título. Sin duda que fue una de las mejores experiencias en cuanto a lo profesional, y una gran oportunidad, de la cual me siento muy feliz y satisfecho de haber tomado.

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
NOMENCLATURA.....	XI
ABREVIACIONES.....	XII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	1
1.2.1 <i>Electroporación e inactivación microbiana</i>	2
1.2.2 <i>Generación de campos eléctricos pulsados de alta intensidad</i>	3
1.2.3 <i>Aplicaciones de PEF en la industria</i>	6
1.2.4 <i>Discusión</i>	7
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	8
1.4. OBJETIVOS	8
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	8
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	8
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	9
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	9
CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DEL TRATAMIENTO POR PEF	10
2.1. INTRODUCCIÓN	10
2.2. CAMPOS ELÉCTRICOS PULSADOS (PEF)	10
2.3. EQUIPOS PARA TRATAMIENTOS POR PEF	12
2.4. ALIMENTACIÓN DE PODER	13
2.5. CÁMARA DE TRATAMIENTO	14
2.6. APLICACIÓN EN LA INDUSTRIA.....	14
CAPÍTULO 3. GENERADORES DE IMPULSOS	18
3.1. INTRODUCCIÓN	18
3.2. CIRCUITOS PARA LA GENERACIÓN DE IMPULSOS DE ALTA TENSIÓN	18
3.2.1 <i>Generador de impulsos de una etapa</i>	18
3.2.2 <i>Generador convencional de Marx o Generador multi-etapa</i>	21
3.3. GENERADOR DE MARX DE ESTADO SÓLIDO	24
CAPÍTULO 4. MODELACIÓN	27
4.1. INTRODUCCIÓN	27
4.2. MODELO MATEMÁTICO.....	27
4.2.1 <i>Consideraciones del modelo</i>	27
4.2.2 <i>Modo de carga</i>	29
4.2.3 <i>Modo de descarga</i>	31
4.3. SIMULACIÓN	33
4.3.1 <i>Simulación modelo matemático</i>	34
4.3.2 <i>Simulación de circuito</i>	38
4.4. DISCUSIÓN	42
CAPÍTULO 5. DISEÑO DEL SISTEMA	43
5.1. INTRODUCCIÓN	43
5.2. INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN	43
5.3. FORMA DE ONDA DE VOLTAJE	43
5.4. REQUERIMIENTOS DE ENERGÍA	44
5.5. REQUERIMIENTOS DE VOLTAJE	45

5.6.	REQUERIMIENTOS DE CORRIENTE	46
5.7.	SWITCHES	47
5.8.	DISEÑO DEL CIRCUITO.....	48
5.9.	DISEÑO DE PARÁMETROS	49
5.10.	DISEÑO DE ALIMENTACIÓN DE C.C DEL GENERADOR.....	51
5.10.1	<i>Alimentación c.c. a utilizar en pruebas de prototipo</i>	51
5.10.2	<i>Alimentación c.c. propuesta para el escalamiento</i>	52
5.11.	DISEÑO DE LA CÁMARA DE TRATAMIENTO.....	55
CAPÍTULO 6. DISEÑO DE LA UNIDAD DE CONTROL.....		56
6.1.	INTRODUCCIÓN	56
6.2.	MICROCONTROLADOR	56
6.3.	CIRCUITO LÓGICO DE PROTECCIÓN	58
6.4.	CI DRIVER PARA IGBT'S.....	59
6.5.	MÓDULO WIFI.....	60
6.6.	ALIMENTACIÓN DE PODER DE CIRCUITOS INTEGRADOS.....	61
CAPÍTULO 7. RESULTADOS		63
7.1.	SET-UP	63
7.2.	SEÑAL DE CARGA Y DESCARGA	67
7.3.	SEÑALES DE DISPARO DE IGBT'S.....	68
7.4.	SEÑAL DE SALIDA DEL GENERADOR DE MARX DE ESTADO SÓLIDO	71
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES		77
8.1.	SUMARIO	77
8.2.	CONCLUSIONES	78
8.3.	TRABAJO FUTURO.....	79
ANEXO A. ESQUEMAS DE SIMULACIÓN		83
A.1.	ESQUEMAS DE SIMULACIÓN EN <i>MATLAB/SIMULINK</i>	83
A.2.	ESQUEMAS DE SIMULACIÓN EN <i>MATLAB/SIMULINK/SYMPowersystem</i>	87



Lista de Tablas

Tabla 2.1 Principales componentes de los efluentes.	15
Tabla 3.1 Valores estandarizados de constantes de tiempo para forma de onda tipo impulso.	21
Tabla 4.1 Parámetros de simulación.	34
Tabla 5.1 Parámetros de diseño para el sistema a mayor escala.	49
Tabla 5.2 Parámetros de diseño del convertidor Boost.	53
Tabla 5.3 Parámetros de Simulación, alimentación mediante Boost Converter.	54
Tabla 6.1 Tabla de verdad del circuito lógico.	58
Tabla 7.1 Parámetros utilizados para la prueba del prototipo.	71



Lista de Figuras

Fig. 1.1 Topología de circuito eléctrico con doble spark gap, [6].....	4
Fig. 1.2 Topología propuesta utilizando arreglo de convertidores Boost, [7].....	5
Fig. 1.3 Diagrama en bloques del funcionamiento del generador de impulsos de alto voltaje utilizado en [8].	6
Fig. 2.2 Esquema de sistema de tratamiento por PEF, [15].	12
Fig. 2.3 Tratamiento de efluentes.	16
Fig. 3.1 Circuitos generadores de impulsos, [21].....	18
Fig. 3.2 Circuito aplicando T.L., [21].	19
Fig. 3.3 Generador de Marx convencional de N etapas.	21
Fig. 3.4 Circuito equivalente de carga de un generador de Marx de N etapas.....	22
Fig. 3.5 Circuito equivalente de la descarga de un generador de Marx de N etapas.	23
Fig. 3.6 Ejemplo de circuito de n etapas reducido a una etapa.	24
Fig. 3.7 Generador de Marx de estado sólido unipolar, tipo 1.....	25
Fig. 3.8 Generador de Marx de estado sólido unipolar, tipo 2.....	26
Fig. 4.1 Generador de Marx unipolar de estado sólido tipo 2 de 4 etapas.	28
Fig. 4.2 Circuito equivalente a utilizar para modelar diodos.	28
Fig. 4.3 Circuito equivalente a utilizar para modelar switches.	29
Fig. 4.4 Circuito equivalente para la carga del circuito de la Fig. 4.1.	29
Fig. 4.5 Circuito equivalente para modelamiento matemático del modo de carga.	30
Fig. 4.6 Circuito equivalente para la descarga del circuito de la Fig. 4.1.	32
Fig. 4.7 Circuito equivalente para el modelamiento matemático del modo de descarga.	32
Fig. 4.8 Circuito equivalente reducido del modo de descarga.	33
Fig. 4.9 Voltaje de entrada vdc.	35
Fig. 4.10 Voltaje del condensador de cada etapa.	35
Fig. 4.11 Corriente del condensador de cada etapa.	36
Fig. 4.12 Zoom de corriente en el condensador de cada etapa para el primer modo de carga.....	36
Fig. 4.13 Suma de corrientes de los condensadores de las 4 etapas.....	37
Fig. 4.14 Voltaje de salida del generador de 4 etapas.	37
Fig. 4.15 Corriente de salida del generador de 4 etapas.....	38
Fig. 4.16 Voltaje de entrada en <i>SymPowerSystem</i>	39
Fig. 4.17 Voltaje del condensador de cada etapa en <i>SymPowerSystem</i>	39
Fig. 4.18 Corriente del condensador de cada etapa en <i>SymPowerSystem</i>	40
Fig. 4.19 Zoom de corriente del condensador de cada etapa en <i>SymPowerSystem</i> para el primer modo de carga.	40
Fig. 4.20 Suma de corrientes del condensador de cada etapa en <i>SymPowerSystem</i>	41
Fig. 4.21 Voltaje de salida del generador en <i>SymPowerSystem</i>	41
Fig. 4.22 Corriente de salida del generador en <i>SymPowerSystem</i>	42
Fig. 5.1 Energía disipada al utilizar forma de onda de decaimiento exponencial, modificado de [16].	44
Fig. 5.2 Esquema de célula de radio r ante la aplicación de un campo eléctrico E	45
Fig. 5.3 Medición de la conductividad del lodo del tratamiento secundario.	46
Fig. 5.4 Convertidor Boost.	52
Fig. 5.5 Synchronous Boost Converter.	52
Fig. 5.6 Voltaje y corriente de entrada/salida del convertidor Boost.....	54

Fig. 5.7 Cámara de tratamiento construida.	55
Fig. 6.1 Diagrama de bloques de ATmega328P.	57
Fig. 6.2 Circuito lógico de protección.	58
Fig. 6.3 Bloque esquemático de conexionado del CI driver Si8271.	59
Fig. 6.4 Diagrama de bloques del módulo ESP8266	60
Fig. 7.1 Vista desde arriba del generador de Marx implementado.	63
Fig. 7.2 Vista lateral izquierda del generador de Marx implementado.	64
Fig. 7.3 Vista lateral derecha del generador de Marx implementado	64
Fig. 7.4 Set-up de la unidad de control.	65
Fig. 7.5 Pantalla de control de parámetros del sistema PEF.	66
Fig. 7.6 Set-up para prueba de prototipo de generador de Marx de 3 etapas.	66
Fig. 7.7 Señal de Carga; Voltaje CH1(amarillo), 2V/div; Time 10ms/div.	67
Fig. 7.8 Señal de descarga; Voltaje CH2 (azul), 2V/div; Time 10 μ s/div.	68
Fig. 7.9 Tiempo muerto entre señales de carga y descarga; Voltaje CH1 (amarillo); Voltaje CH2 (azul), 2V/div; Time 500 μ s/div.	68
Fig. 7.10 Voltaje en el gate de STGW20IH125DF; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 10ms/div... ..	69
Fig. 7.11 Voltaje en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 2.5 μ s/div.	69
Fig. 7.12 Rise time pulso de descarga en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 50ns/div.	70
Fig. 7.13 Fall time pulso de descarga en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 50ns/div.	70
Fig. 7.14 Simulación voltaje de salida y corriente de salida(x10) del generador en la carga de 500[Ω] con Vin = 30[V].	72
Fig. 7.15 Voltaje de salida del generador en la carga de 500[Ω] con Vin = 30[V]; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 2.5 μ s/div.	72
Fig. 7.16 Rise time de la señal de la Fig. 7.15; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.	73
Fig. 7.17 Fall time de la señal de la Fig. 7.15; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 250ns/div.	73
Fig. 7.18 Simulación voltaje de salida y corriente de salida(x10) del generador en la carga de 500[Ω] con Vin = 20[V].	74
Fig. 7.19 Voltaje de salida del generador en la carga de 500[Ω] con Vin = 20[V].	74
(a) Voltaje CH2 X1 (azul), 10V/div; Time 10 μ s/div. (b) Voltaje CH2 X1 (azul), 10V/div; Time 5 μ s/div.	74
Fig. 7.20 Rise time de la señal de la Fig. 7.19; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.	75
Fig. 7.21 Fall time de la señal de la Fig. 7.19; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.	75
Fig. A.1. Esquema general de simulación para el modo de carga.	83
Fig. A.2. Subsistema de parámetros del generador.	83
Fig. A.3. Subsistema de etapa 1 del generador.	84
Fig. A.4. Subsistema de etapa 2 del generador.	84
Fig. A.5. Subsistema de etapa 3 del generador.	85
Fig. A.6. Subsistema de etapa 4 del generador.	85
Fig. A.7. Esquema general para el modo de descarga.	86
Fig. A.8. Esquema general en <i>SymPowerSystem</i> del generador de 4 etapas.	87

Nomenclatura

Escalares

x_i	: i -ésima variable de estado.
$dx_i/dt = \dot{x}_i$: Derivada de la i -ésima variable de estado.
$f(t)$: Función en el tiempo continuo.
$f(s)$: Función en el plano de Laplace.
f	: Frecuencia de repetición.
σ	: Conductividad eléctrica.
r	: Radio de la célula.
E	: Fuerza de campo eléctrico.
E_c	: Fuerza de campo eléctrico crítica.
R_1	: Resistencia de frente en un generador de Marx convencional.
R_2	: Resistencia de cola en un generador de Marx convencional.
R_C	: Resistencia de carga en un generador de Marx convencional.
R_{di}	: Resistencia de conducción del diodo de la etapa i -ésima.
R_{Ai}	: Resistencia de conducción del switch de carga de la etapa i -ésima.
R_{Bi}	: Resistencia de conducción del switch de descarga de la etapa i -ésima.
R_{Load}	: Resistencia conectada como carga en un generador de Marx.
n	: número de etapas de un generador de impulsos.
C_n	: Condensador de la etapa n -ésima en un generador de Marx.
D_i	: Diodo de la etapa i -ésima en un generador de Marx de estado sólido.
G_n	: Switch n -ésimo de tipo spark gap de un generador de Marx convencional.
A_i	: Switch de la etapa i -ésima de carga en un generador de Marx de estado sólido.
B_i	: Switch de la etapa i -ésima de descarga en un generador de Marx de estado sólido.
V_{dc}	: Voltaje de entrada al generador de Marx.
V_o	: Voltaje de salida.
V_{Ci}	: Voltaje del condensador de la etapa i -ésima.
V_{di}	: Voltaje umbral del diodo de la etapa i -ésima.
I_{Ci}	: Corriente del condensador de la etapa i -ésima.
t_{carga}	: Tiempo en el que el generador de Marx opera en modo de carga.
$t_{descarga}$: Tiempo en el que el generador de Marx opera en modo de descarga.
t_{muerto}	: Tiempo muerto entre el modo de carga y de descarga del generador de Marx.

Abreviaciones

Mayúsculas

PEF	: Pulsed Electric Field.
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
EMI	: Electro Magnetic Interference.
LVK	: Ley de Voltaje de Kirchoff.
LCK	: Ley de Corriente de Kirchoff.
T.L.	: Transformada de Laplace.
CI	: Circuito Integrado.
CC	: Corriente Continua.
CA	: Corriente Alterna.
PCB	: Printed Circuit Board.
HTTP	: Hypertext Transfer Protocol.
TCP	: Transmission Control protocol.
UART	: Universal Asynchronous Receiver-Transmitter.
PWM	: Pulse Width Modulation.
HSPI	: Hardware Serial Peripheral Interface.
I2C	: Inter-Integrated Circuit.
I2S	: Integrated Interchip Sound.
WPA	: Wi-Fi Protected Access.
SMPS	: Switched Mode Power Supply.
UPS	: Uninterruptible Power Supply.
WAP	: Wireless Access Point.
IP	: Internet Protocol.



Minúsculas

c.i.	: Condiciones iniciales.
c.c.	: Corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: Corriente alterna (en Inglés es a.c.).

Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

Este proyecto nace por iniciativa del centro de Investigaciones Forestales Bioforest S.A. encargado de desarrollar nuevas tecnologías para maximizar la producción, transferir tecnologías de otras industrias, desarrollar nuevos productos y disminuir el impacto ambiental de las plantas industriales de ARAUCO.

El presente estudio se basa en la aplicación de campos eléctricos pulsados o PEF, la cual es una tecnología no térmica desarrollada principalmente para la industria alimentaria. Esta técnica consiste en aplicar un alto voltaje durante instantes muy cortos de tiempo sobre una cámara de tratamiento, y así dar una alternativa a los métodos tradicionales de tratamiento para la preservación de alimentos. La forma de generar estos pulsos de alta tensión será el foco del presente trabajo, demostrando las ventajas que presenta un generador de Marx de estado sólido para este tipo de aplicaciones.

Se realizará la modelación, simulación, diseño e implementación de un prototipo de la topología seleccionada para que pueda ser escalado y así evaluar el impacto que puede tener un tratamiento PEF para mejorar el secado de biomasa en las plantas de celulosa de ARAUCO. Si bien existen equipos comerciales para ser utilizados en tratamientos PEF, su costo es muy elevado para su utilización sólo en modo de prueba. Es por esto que se propone construir un equipo PEF, diseñando un generador de impulsos que presente alto grado de escalabilidad para ser utilizado en pruebas futuras.

1.2. Trabajos Previos

Para estudiar y comprender el marco teórico de la tecnología PEF, es necesario realizar una revisión bibliográfica de las principales partes que componen estos equipos. Para ello, se clasificó la bibliografía en: Electroporación e inactivación microbiana, generación de campos eléctricos pulsados de alta intensidad y aplicaciones de PEF en la industria.

1.2.1 Electroporación e inactivación microbiana

- ♣ U. Zimmermann, “Electrical breakdown, electropermeabilization and electrofusion.”, *Rev Physiol Biochem Pharmacol*, vol. 105, pp. 176–256, 1986, [1].

Este trabajo muestra que al aplicar un campo eléctrico lo suficientemente fuerte a una célula, tal que se supere el potencial transmembrana de aproximadamente 1[V], se produce un quiebre eléctrico en la membrana lo que conlleva a una formación de poros cuyo tamaño y número dependen directamente de la fuerza del campo eléctrico y del tiempo en que éste se aplica. Los dos últimos factores serán relevantes y deben ser considerados en el diseño de la fuente de poder que suministre los pulsos.

- ♣ V. Heinz, S. T. Phillips, M. Zenker, y D. Knorr, “Inactivation of *Bacillus subtilis* by high intensity pulsed electric fields under close to isothermal conditions”, *Food Biotechnol.*, vol. 13, n° 2, pp. 155–168, 1999, [2].

Este trabajo ilustra los resultados de aplicar campos eléctricos pulsados de alta intensidad bajo condiciones isotérmicas. Se experimenta cambiar el número de pulsos y la frecuencia a la que estos se realizan para ver su efecto en la temperatura de la cámara de tratamiento.

Aquí, se introduce la energía específica [J/mL] como un parámetro importante para los tratamientos que utilicen la tecnología PEF. Además, se concluye que si la energía del pulso es suficientemente alta, entonces se puede asumir una relación lineal entre la fuerza del campo eléctrico aplicado y la inactivación microbiana.

- ♣ V. Heinz, I. Alvarez, A. Angersbach, y D. Knorr, “Preservation of liquid foods by high intensity pulsed electric fields - Basic concepts for process design”, *Trends Food Sci. Technol.*, vol. 12, n° 3–4, pp. 103–111, 2001, [3].

En este trabajo se revisan aspectos fundamentales para considerar al momento de diseñar el proceso de preservación de alimentos líquidos. Entre éstos, se hace mención a la geometría de la célula, la fuerza del campo eléctrico, la energía específica total requerida a la entrada y la duración de cada pulso. La geometría de la célula, influirá en el cálculo de la fuerza del campo eléctrico requerido para lograr la inactivación microbiana y la permeabilización de la membrana celular, lo que a su vez trae consecuencias en la energía requerida y la duración de cada pulso.

Además, se produce una incertidumbre en el efecto de la conductividad sobre la

permeabilización de la membrana, ya que en este trabajo se puede concluir un efecto directo de la conductividad con el grado de permeabilización, pero por otro lado, éste efecto se vuelve despreciable cuando la duración del pulso es mayor a 1[μ s].

Otro punto a destacar de esta investigación, es que utiliza un nivel mínimo de energía requerido para el procesamiento de alimentos. Esto se atribuye a que los generadores de pulsos convencionales no logran un control satisfactorio de la fuerza de campo eléctrico y la energía específica total.

- ♣ S. J. MacGregor, O. Farish, R. Fouracre, N. J. Rowan, y J. G. Anderson, “Inactivation of pathogenic and spoilage microorganisms in a test liquid using pulsed electric fields”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 28, nº 1, pp. 144–149, 2000, [4].

Este artículo hace alusión a la importancia de la cámara de tratamiento, ya que ésta puede generar un campo uniforme, un campo coaxial o un campo no uniforme. Lo que se busca es tener un campo uniforme ya que con esto se logra un mejoramiento significativo de la utilización correcta de energía aplicada. También se hace referencia a los valores típicos utilizados para el tratamiento de líquidos, los cuales van desde los 20 a 90 [kV/cm] para la fuerza de campo eléctrico ya sea utilizando pulsos unipolares o bipolares. La duración de los pulsos va desde los 100 [ns] a los 2 [μ s], con tiempos de subida (rise time) del orden de los nano segundos.

1.2.2 Generación de campos eléctricos pulsados de alta intensidad

- ♣ J. B. Ennis *et al.*, “Custom Design of Components and Power Supplies for Pulsed Power Systems”, *IECON Proc. (Industrial Electronics Conference)*, vol. 1, pp. 87–92, 2003, [5].

Este estudio ilustra algunos tópicos a considerar para realizar un diseño personalizado de componentes y fuentes de suministro para sistemas de poder pulsados. Las diferentes aplicaciones existentes determinan los ciclos de trabajo, y los distintos niveles de poder y energía requeridos. Además, se desarrolla un diseño de una fuente de suministro basada en la carga de capacitores o de un banco de capacitores.

Se destaca que el avance en la tecnología de elementos de estado sólido hace más atractiva la generación de fuentes de suministro basadas en la carga de condensadores para acumular grandes cantidades de energía. Además, se incluyen los requerimientos de diseño necesarios para calcular el tamaño adecuado de la capacitancia.

- ♣ Y. Creyghton, R. Beurskens, A. Fiala, y S. W. H. de Haan, “Power source for inactivation of micro organisms with partial high voltage discharge in a continuous process”, pp. 657–661, 2002, [6].

En este trabajo se propuso un circuito eléctrico basado en un doble “spark gap” (dos electrodos separados por un hueco que por lo general está lleno de aire), como se muestra en la Fig. 1.1. En éste circuito, la salida del primer spark gap se conecta a un transformador de pulsos para así obtener un mayor voltaje a la salida del segundo spark gap.

El propósito es cargar el primer condensador mediante una fuente de alto voltaje de 25[kV] y 200 [mA], para luego ser conectado al primario del transformador con razón de 1:2.5 y así amplificar la tensión final que tendrá una forma de onda de decaimiento exponencial. Para el mejoramiento del circuito presentado, se estudia la variación del tiempo de retraso entre los disparos de los spark gaps y la influencia del condensador en paralelo al condensador de descarga.

Finalmente, se concluye que el circuito propuesto se puede utilizar para aplicaciones industriales, pero teniendo consideración en el tiempo de vida útil del segundo spark gap, y del diseño de la cámara de tratamiento, que será la que definirá la uniformidad del campo eléctrico.

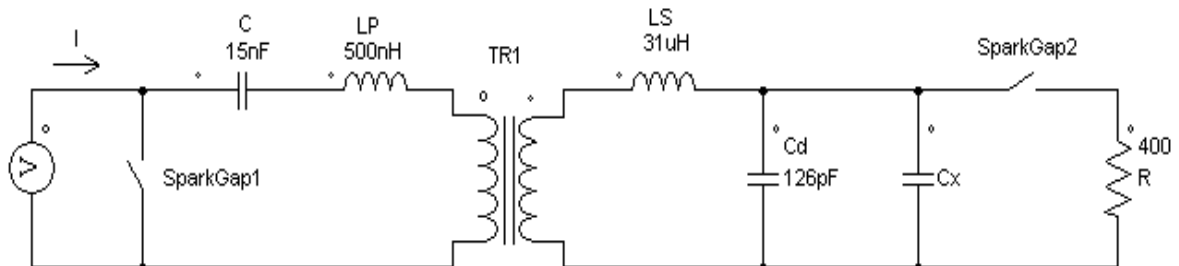


Fig. 1.1 Topología de circuito eléctrico con doble spark gap, [6].

- ♣ J. W. Baek, D. W. Yoo, G. H. Rim, y J.-S. Lai, “Solid State Marx Generator Using Series-Connected IGBTs”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 33, n° 4, pp. 1198–1204, 2005, [7].

En éste artículo se propuso una topología basada en el principio del generador de Marx, que utiliza un arreglo de convertidores elevadores (“Convertidor Boost”) como se muestra en la Fig. 1.2. Esta topología tiene varias ventajas, como lo son: el no requerimiento de un transformador de impulsos o de una fuente de alto voltaje continuo, la fácil inversión de la polaridad ajustando la conexión de la carga y el control de los pulsos de voltaje por medio de la señal del “drive”.

Se construyeron dos prototipos para verificar el funcionamiento de ésta topología y se lograron generar pulsos de 20[kV] – 300[A], con una duración de 5[μ s] por pulso a una frecuencia de 1[kHz].

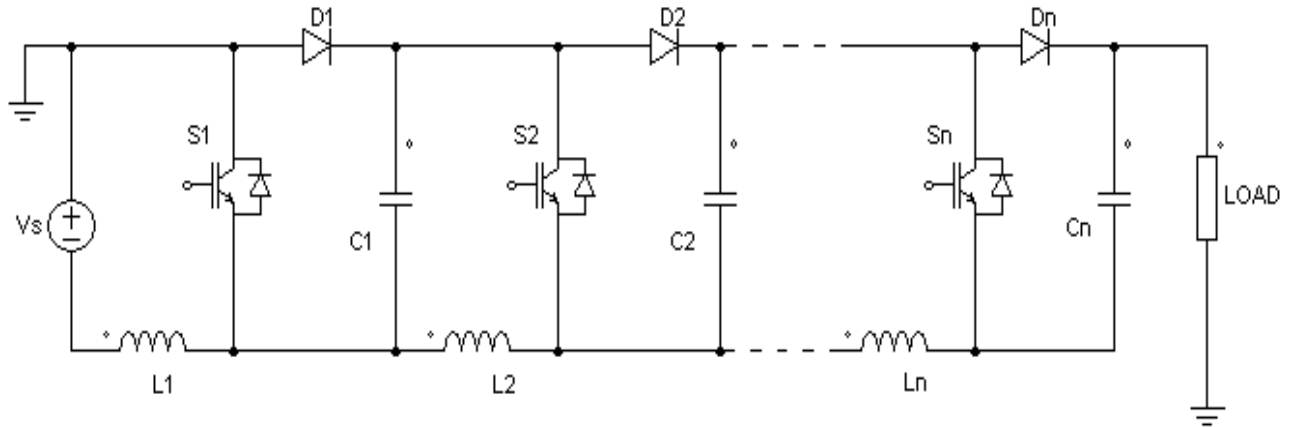


Fig. 1.2 Topología propuesta utilizando arreglo de convertidores Boost, [7].

- ♣ C. Wang, Q. Zhang, y C. Streaker, “A 12 kV solid state high voltage pulse generator for a bench top PEF machine”, *Power Electron. Motion ...*, pp. 1347–1352, 2000, [8].

En éste trabajo se construye una máquina PEF capaz de generar 12[kV] para ser utilizada en el procesamiento de alimentos. Para lograr esto, se conecta una fuente de c.a. a un condensador de carga que actúa como rectificador controlado cargando un banco de capacitores, los que a su vez se conectan a un inversor en puente H (H-Bridge Inverter). Finalmente, la salida del inversor es amplificada mediante un transformador de paso para ser conectada a la cámara de tratamiento. En la Fig. 1.3, se presenta el diagrama en bloques del funcionamiento del generador de pulsos implementado en éste artículo.

También, se hace referencia al efecto EMI (por sus siglas en inglés, “Electro Magnetic Interference”) que se genera en el banco de condensadores, los módulos IGBT, y en el transformador de impulsos. Se describen tres técnicas para eliminar el efecto EMI. La primera consiste en blindar la unidad de control y el transformador de impulsos, la segunda consiste en incorporar un filtro para altas frecuencias en la fuente de c.a. Por último se aconseja el uso de opto-acopladores, transformadores aislados para la alimentación de la unidad de control, y uso de fibra óptica para la comunicación entre la unidad de control y el unidad de driver de los IGBT’s.

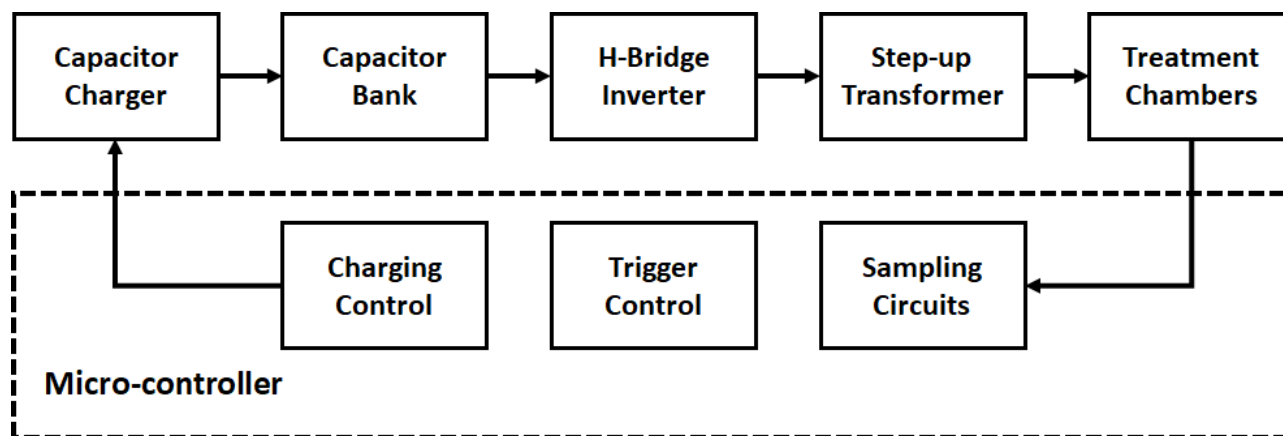


Fig. 1.3 Diagrama en bloques del funcionamiento del generador de impulsos de alto voltaje utilizado en [8].

- ♣ Y. Yu, “Design and Development of IGBT- Based Pulse Voltage Generator for Insulation Testing”, University of Waterloo, Ontario, Canadá, 2009, [9].

En esta tesis se diseña un generador de voltaje pulsado basado en IGBT’s para ser utilizado en pruebas de aislación de motores. Se utiliza el principio de Marx para la generación de alta tensión luego de rectificar la señal de la red eléctrica.

Para la etapa de diseño de la topología a utilizar, se compara la conexión en serie y en cascada de las etapas del generador. Esta comparación muestra que la conexión en cascada resultaría más robusta ante alguna falla de sincronización en el disparo de los switches. A su vez, el costo de utilizar una conexión en cascada aumentaría por el requerimiento de una fuente de c.d. para alimentar cada una de las etapas.

Por otro lado, para la unidad de control se utiliza un PIC16F877A, con la misión de generar una forma de onda cuadrada o PWM según requiera el usuario. También se hace mención al efecto que tendrán las diferentes cargas conectadas al generador, ya que de éstas dependerá la frecuencia máxima de conmutación de los switches.

1.2.3 Aplicaciones de PEF en la industria

- ♣ M. Sack *et al.*, “Operation of an electroporation device for grape mash”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 38, n° 8 PART 2, pp. 1928–1934, 2010, [10].

En éste trabajo se utiliza el dispositivo de electroporación KEA-WEIN, el cual consiste en un generador de Marx conectado a un reactor de electroporación. El dispositivo mencionado se utilizó

para abrir las células de uvas en la producción de vino para cosechas en el año 2008, las cuales generalmente son abiertas por fermentación, termovinificación o por medio de la adición de enzimas.

El dispositivo fue diseñado para tratar de 500 a 1000[kg] de mezcla por hora. Además, el generador de Marx contaba con las siguientes características: 6 etapas, capacitancias de 140[nF], 50[kV] máximo voltaje de carga por etapa, y una frecuencia de repetición de 20[Hz]. Con estos parámetros, la energía almacenada es de 1[kJ] por pulso, y se libera mediante la activación de tubos de spark gaps operados mediante gas de nitrógeno.

- ♣ B. I. O. Ade-Omowaye, A. Angersbach, K. A. Taiwo, y D. Knorr, “Use of pulsed electric field pre-treatment to improve dehydration characteristics of plant based foods”, *Trends Food Sci. Technol.*, vol. 12, n° 8, pp. 285–295, 2001, [11].

Este artículo mide el impacto de la utilización de PEF como un pre-tratamiento de secado. Si bien se reporta que la aplicación de PEF no logra reemplazar por completo a los métodos de secado convencionales, como la deshidratación osmótica, el uso de PEF como pre-tratamiento en combinación de los métodos convencionales puede dar buenos resultados, lo que abre una línea de investigación más para sus aplicaciones en la industria.

Según la investigación, la aplicación de PEF en rangos de 1,5 a 3,0[kV/cm] y 15 a 30[pulsos] puede lograr una permeabilización irreversible en alimentos vegetales. Además, dependiendo del producto tratado, la tasa de reducción de secado y tiempo de secado mejoran en un 20% al aplicar campos eléctricos pulsados.

1.2.4 Discusión

En el último tiempo, la tecnología PEF ha estado en constante avance, por lo que la generación de pulsos de alto voltaje capaces lograr cambios en biomásas se ha vuelto un desafío. Si bien existen múltiples formas de lograr pulsos de alta tensión, las características requeridas para cada aplicación y la eficiencia al momento de generarlas son un tema relevante en el diseño de un equipo PEF.

En la revisión bibliográfica se muestra que los pulsos de alta intensidad son generados en principio por arreglos de spark gaps, ya sea cargando un condensador o un banco de éstos, los que a su vez, pueden ser conectados a un transformador de impulsos para generar una salida de mayor tensión. El costo de un transformador de impulsos y la ineficiencia del control de los switches de tipo spark gaps (debido a que se puede controlar el estado de encendido pero no controlar el apagado), hacen que los switches de estado sólido comiencen a ser mayormente utilizados para la generación de

pulsos de alta tensión.

Son muchas las aplicaciones de la tecnología PEF y cada una de ellas requiere características eléctricas dentro de un rango específico para llevarse a cabo. Es por esto, que la “flexibilidad” del generador de impulsos es clave para abarcar una mayor cantidad de aplicaciones. La literatura muestra que el generador de Marx es la topología más potente en cuanto a escalabilidad del sistema, ya que con la adición o disminución de etapas, se puede manipular el rango de voltaje que se obtendrá en la salida. Además, según la revisión realizada, no hay estudios comparativos de las distintas topologías de generadores de Marx para aplicaciones PEF.

En este trabajo, se abordará el estudio y la modelación de un generador de Marx convencional, mostrando sus ventajas y desventajas en comparación a otras topologías propuestas, derivadas de éste circuito, que utilizan switches de estado sólido para mejorar el control y la eficiencia del generador.

1.3. Hipótesis de Trabajo

La modelación y caracterización de un generador de impulsos permiten determinar el mejor diseño para la aplicación de PEF en secado de biomasa en la industria Kraft.

La utilización de switches de estado sólido permite un mayor control en la forma de onda, tiempo, frecuencia, y mayor eficiencia obtenida a la salida del generador.

El uso de un generador de Marx de estado sólido permite la flexibilidad necesaria para producir niveles de voltaje y corriente requeridos para diversos tipos de aplicaciones

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Modelar, diseñar y construir un generador de Marx de estado sólido con alto grado de escalabilidad para ser utilizado en aplicaciones PEF.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Comprender los componentes y requerimientos para un tratamiento por PEF.
- Estudiar y modelar el comportamiento de un generador de impulsos.
- Demostrar la ventaja de un generador de Marx de estado sólido con respecto a uno convencional para aplicaciones PEF.
- Desarrollar modelo matemático que represente el comportamiento de un generador de Marx

de estado sólido.

- Diseñar el circuito y la unidad de disparo que activa los IGBT's.
- Implementar prototipo y corroborar los resultados esperados por simulación.

1.5. Alcances y Limitaciones

Existe una limitación en cuanto a los niveles de tensión (orden de kilo volts) y corriente (orden de decenas de amperes) que resisten los componentes adquiridos para la realización del prototipo y que son seguros para trabajar en el laboratorio de la empresa, por lo que se trabajará a bajos niveles de tensión (menor a 100[V]) para las pruebas del prototipo. Además, el rango de tensión a la salida del generador depende tanto del número de etapas como de la fuente c.d que lo alimente.

El prototipo final a implementar, consiste en un generador de Marx de 3 etapas, por lo que se espera triplicar la tensión de entrada, la cual será suministrada por una fuente de c.c. ajustable en el rango de 0 a 32[V] con un máximo de 20[A]. Luego, la salida del generador de impulsos será conectada a una carga resistiva para examinar el comportamiento de la señal producida. Además, se podrán ajustar los parámetros del equipo vía Wi-Fi

1.6. Temario y Metodología

El desarrollo se aborda en el orden en que se plantean los objetivos específicos. El capítulo 2 aborda los principios de un tratamiento por PEF, destacando sus principales componentes y requerimientos para su correcta aplicación. En el capítulo 3 se estudia el funcionamiento y evolución que han presentado los generadores de impulsos más utilizados. Con las bases del capítulo 3, se desarrolla un modelo matemático, el cual se presenta en el capítulo 4. El capítulo 5 contempla los requerimientos de diseño del generador, mientras que en el capítulo 6 se diseña la unidad de control de éste, mostrando los resultados obtenidos mediante la implementación del equipo en el capítulo 7. Finalmente se presentan las conclusiones, sumario y trabajos futuros en el capítulo 8.

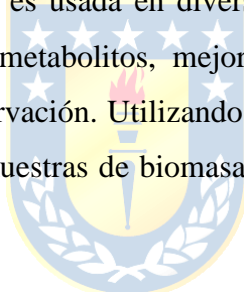
Capítulo 2. Descripción del tratamiento por PEF

2.1. Introducción

La aplicación de campos eléctricos pulsados o PEF, es una tecnología no térmica desarrollada y probada principalmente en la industria alimentaria. Esta técnica consiste en aplicar un alto voltaje durante instantes muy cortos de tiempo sobre una cámara de tratamiento, y así dar una alternativa a los métodos tradicionales de tratamiento, como la pasteurización, para la preservación de alimentos.

Si bien el origen de esta técnica se remonta a principios del siglo XX, los primeros experimentos se realizaron en el año 1967, descubriendo que los microorganismos pueden ser destruidos cuando el voltaje aplicado y su correspondiente campo eléctrico, traspasan un potencial crítico transmembrana, produciendo el rompimiento de la membrana celular mediante la expansión de poros existentes en la célula [12].

Actualmente, la tecnología PEF es usada en diversas aplicaciones: modificación activa de enzimas, mejora en la extracción de metabolitos, mejora en tratamientos de secados, y como combinación de otros métodos de preservación. Utilizando PEF como pre-tratamiento de secado, se ha reportado disminución de agua en muestras de biomasa de entre 20% a 30%, cuando se aplican campos eléctricos pulsados [11], [13].



2.2. Campos eléctricos pulsados (PEF)

Al aplicar un campo eléctrico pulsado sobre una célula, se produce (dependiendo de la fuerza del campo eléctrico) un fenómeno denominado electroporación. El proceso de electroporación, es una consecuencia del incremento considerable en el potencial transmembrana, lo que provoca cambios en la membrana celular formándose vías acuosas que son llamadas electroporos.

Los electroporos aparecen producto de una polarización de la membrana, es decir, se acumulan cargas positivas y negativas dentro de la célula que se ubican cercanas al cátodo y ánodo de los electrodos utilizados [14]. Luego de la formación de los electroporos, éstos pueden volver a sellarse o permanecer abiertos, dependiendo de muchos factores, entre los que se destacan: la intensidad del campo eléctrico aplicado, el ancho de pulso, la frecuencia, el número de pulsos, el tamaño de la célula y la forma de la célula. Es por eso que se habla de una electroporación reversible o no reversible.

Muchos estudios se han dirigido a comprender el método PEF, ya que éste puede ser utilizado tanto en células eucariotas y procariotas. Las investigaciones están más ligadas a la comprensión de

la inactivación por PEF en células eucariotas, mediante experimentos, dando como resultado muchas teorías, pero aún no se comprende del todo relación entre el tratamiento por PEF y la inactivación en que se produce en éste tipo de células.

La “teoría electromecánica de la inestabilidad” [1], es una de las teorías más aceptadas y utilizadas para el estudio de aplicaciones PEF. Esta teoría consiste en modelar la membrana celular como un condensador que se llena con un material dieléctrico que presenta una constante dieléctrica muy baja en comparación con el interior de la célula y el ambiente externo. La diferencia entre las constantes dieléctricas provoca una acumulación libre de cargas en ambas superficies de la membrana generando un potencial transmembrana cercano a los 10[mV].

Ahora bien, cuando un campo eléctrico externo es aplicado, el potencial transmembrana aumenta por el incremento de cargas libres en las superficies de la membrana. Como se trata de cargas contrarias, éstas se atraen provocando una compresión de la membrana y una reducción en su espesor. Esta fuerza de atracción se denomina fuerza electrocompresiva, y es contrarrestada por una fuerza visco-elástica que se opone a la compresión de la membrana celular. Sin embargo, cuando se excede un potencial transmembrana cercano a 1[V], la fuerza electrocompresiva supera las propiedades visco-elásticas de la membrana, provocando una ruptura eléctrica de la membrana celular [15]. La fuerza de campo eléctrico a la cual se produce el rompimiento de la membrana celular es denominada campo eléctrico crítico. En la figura 4.1, se presenta un esquema del proceso de electroporación en una célula.

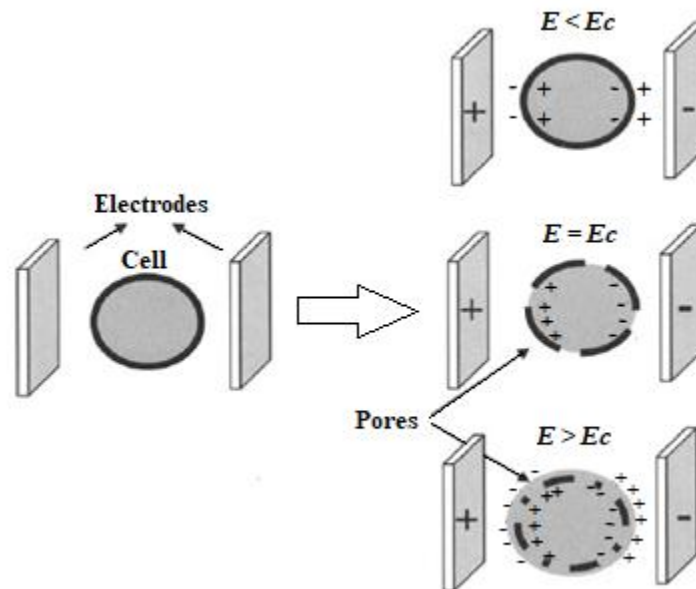


Fig. 2.1 Electroporación de la membrana celular cuando se expone a un tratamiento PEF [15].

E : fuerza de campo eléctrico; E_c : fuerza de campo eléctrico crítica.

Cuando el campo eléctrico externo aplicado a la célula es muy cercano al valor del campo eléctrico crítico y el tiempo de tratamiento es corto, el número de poros que se forman es bajo y el tamaño de éstos es pequeño. En éstas condiciones, la permeabilización de la membrana es reversible.

Los estudios indican que para lograr una electroporación de carácter irreversible, se debe aplicar un campo eléctrico mayor a la fuerza de campo eléctrico crítica de la célula en cuestión, y también, el tiempo de tratamiento debe ser entre cientos de nano segundos hasta algunas decenas de micro segundos para lograr la condición rompimiento eléctrico irreversible.

2.3. Equipos para tratamientos por PEF

En general, un equipo PEF está compuesto básicamente por: un generador de pulsos de alto voltaje, una cámara de tratamiento y un sistema de monitoreo y control. El diseño de cada componente del equipo PEF puede cambiar de acuerdo con la aplicación, los requerimientos del usuario o el dinero que se dispone para el equipo.

Por ejemplo, existen varias maneras de generar pulsos de alta tensión, combinando switches y elementos pasivos de alguna forma determinada. También, se puede lograr pulsos de alta intensidad utilizando un transformador de alta frecuencia, pero el valor del equipo asciende considerablemente al añadir este elemento. A su vez, existen diversos diseños de cámaras de tratamiento que dependerán de la biomasa que se requiera tratar, o de la eficiencia requerida en el sistema. Esto, ya que el diseño de la cámara de tratamiento afecta en la uniformidad del campo eléctrico generado entre los electrodos. En la Fig. 2.2, se presenta un esquema básico del sistema requerido para tratamiento por PEF.

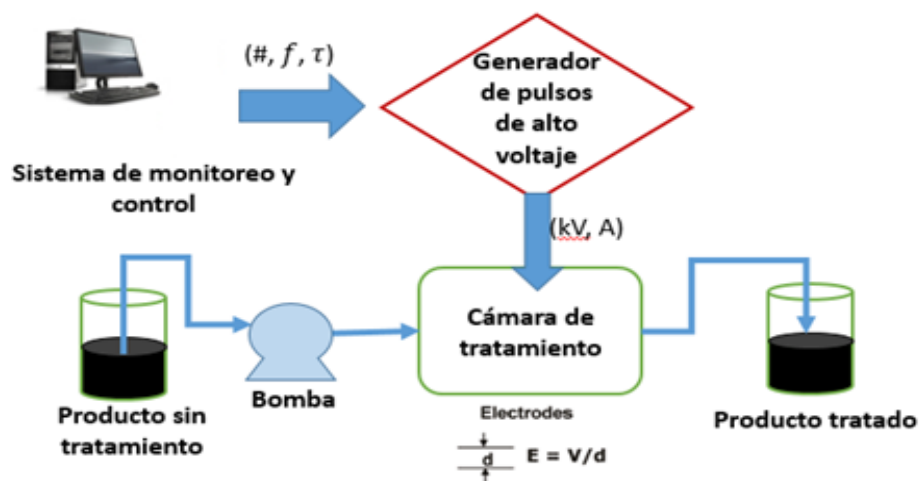


Fig. 2.2 Esquema de sistema de tratamiento por PEF, [15].

Comúnmente, los generadores de pulsos de alta tensión de equipos PEF consisten en una o más fuentes de alimentación (del orden de kilo Voltios), condensadores o un banco de éstos (valores entre 0.1 a 10 μF), inductores (del orden de micro Henrios), switches (ignitrón, tiratrón, spark gap, semiconductores), resistencias (desde los 2 a 10 $\text{M}\Omega$), y cámaras de tratamiento [16].

2.4. Alimentación de poder

Los pulsos de alto voltaje que se producen en los electrodos son suministrados generalmente por un generador de impulsos, el cual trabaja a una determinada intensidad y produce una forma de onda por un instante de tiempo determinado. La forma de alimentar al generador de impulsos puede ser por medio de una simple fuente de alta tensión c.d. o por medio de una fuente de alimentación que carga condensadores (en c.a.). También es posible generar la fuente de c.d. por medio de un transformador elevador conectado a la red pública, y posteriormente rectificadora para cargar condensadores a alta tensión.

El generador de impulsos más simple consiste en un circuito RC (resistencia-condensador), en el cuál la fuente de alimentación carga el condensador a través de una resistencia de carga, para que posteriormente éste descargue la energía almacenada a través de una carga (cámara de tratamiento, principalmente resistiva).

El tamaño del condensador (o los condensadores) elegido y las características de la resistencia de carga, serán lo que determine la cantidad de poder requerido para poder cargar el condensador. Como se trata de un circuito RC, la constante de tiempo del sistema está dada por el producto entre la resistencia y el valor del condensador,

$$\tau = RC. \quad (2.1)$$

Si reemplazamos la resistencia en términos de la conductividad de la biomasa a tratar, se puede obtener el valor de la capacitancia como,

$$C = \frac{\tau \cdot \sigma \cdot A}{d}, \quad (2.2)$$

donde $\tau[\text{s}]$ corresponde a la duración del pulso, $\sigma[\text{S/m}]$ es la conductividad del producto tratado, $A[\text{m}^2]$ es el área de la superficie de los electrodos, y $d[\text{m}]$ es la distancia del vacío de tratamiento entre los electrodos.

La energía almacenada en el condensador está dada por la ecuación (2.3),

$$Q = \frac{1}{2} C V_{out}^2, \quad (2.3)$$

donde Q [J] es la energía almacenada en el condensador, C [F] es el valor de la capacitancia, y V_{out} [V] corresponde al voltaje de salida del generador de impulsos.

2.5. Cámara de tratamiento

Existen diversos tipos de cámaras de tratamiento utilizadas en aplicaciones PEF. Con el paso de los años, los diseños de cámaras de tratamiento han ido desarrollándose aún más para lograr una efectividad mayor del tratamiento. Entre las condiciones que provocan el desarrollo de nuevas cámaras destacan: la forma requerida por la aplicación, o si es para tratamientos estáticos o continuos.

El propósito básico de una cámara de tratamiento es mantener el producto dentro de la cámara mientras se aplican los pulsos de alta tensión. Sin embargo, la uniformidad del campo eléctrico generado dependerá de las características de diseño que presenta la cámara.

Como se mencionó en el subcapítulo 2.2, cuando se aplica un campo eléctrico externo tal que éste supera el potencial transmembrana del producto tratado en la cámara, se produce un quiebre o rompimiento eléctrico en la membrana celular, donde puede presentarse una chispa (“spark” en inglés) entre los electrodos situados en la cámara, causando un daño en las superficies de estos. Es por esto, que el conocimiento de las propiedades dieléctricas que presente el producto o biomasa a tratar, son claves para el diseño de una apropiada cámara de tratamiento.

Los factores o criterios de diseño, desde el punto de vista de consumo de energía, que se deben considerar al momento de diseñar una cámara de tratamiento son: la resistencia eléctrica intrínseca, homogeneidad del campo eléctrico, reducción y generación de áreas de campo mejoradas [15].

2.6. Aplicación en la industria

Como se ha mencionado con anterioridad, la tecnología PEF nace como método alternativo a la pasteurización de los alimentos, pero su campo de aplicaciones se ha diversificado durante los últimos años. El tratamiento de aguas residuales y aplicaciones relacionadas al digester anaerobio, ha sido el foco de investigación durante la última década y se ha posicionado como una de las más importantes aplicaciones para esta tecnología. Prueba de esto, es la aplicación de PEF en las plantas de tratamiento municipal de agua en los EE. UU [17].

Las aguas servidas con desechos (de naturaleza química y/o biológica) sólidos, líquidos o gaseosos que son emitidos por las industrias, se incorporan a los cursos de agua recibiendo

denominándose efluentes. El contenido del efluente puede ser muy variado en cantidad y composición dependiendo del proceso del cual se origina, por lo que se debe realizar un tratamiento para reducir las sustancias contaminantes y peligrosas. En la Tabla 2.1 se presentan los principales componentes de los efluentes según su origen.

Tabla 2.1 Principales componentes de los efluentes.

Industria	Componentes
<i>Metalúrgica</i>	Cobre, níquel, plomo, zinc, cromo, cobalto, cadmio, ácido clorhídrico, sulfúrico y nítrico.
<i>Papelera</i>	Sulfitos, sulfitos ácidos, materia orgánica, residuos fenólicos, cobre, zinc, mercurio.
<i>Petroquímica</i>	Hidrocarburos, plomo, mercurio, aceites, derivados fenólicos y nafténicos, residuos semisólidos.
<i>Alimentaria</i>	Nitritos, materia orgánica, ácidos, microorganismos.

El “Reglamento para manejo de lodos no peligrosos generados en plantas de tratamiento de aguas” aprobado en Chile el año 2009, regula la operación de plantas de tratamiento de agua potable, agua residual urbana y residuos industriales líquidos que generan gran cantidad de lodos permitiendo que sean dispuestos de manera adecuada para prevenir impactos negativos en el medio ambiente.

La disposición de grandes cantidades de lodo genera costos elevados, por lo que se emplean técnicas de desintegración tales como: Agitación mediante molino de bolas, desintegración ultrasónica, y desintegración por ozono, entre otras. Los lodos, en tratamiento de aguas, son generalmente materia orgánica y microorganismos como hongos y bacterias. Los lodos retienen grandes cantidades de agua por el contenido intracelular de estos microorganismos. La aplicación de campos eléctricos pulsados (PEF) provoca un efecto disruptivo en las membranas celulares, pudiendo lograr mejores resultados en la desintegración de lodos en comparación con las otras técnicas mencionadas [18], [19], [20].

El tratamiento de efluente realizado comúnmente en Plantas de celulosa consiste en 2 o 3 etapas denominadas: tratamiento primario, secundario y terciario.

- **Tratamiento primario:** El efluente general que viene desde la planta se somete a una separación de sólidos, denominada “separación gruesa” y se lleva a un clarificador primario de donde se

obtiene el “lodo primario”, el cual es rico en fibras residuales de celulosa proveniente del proceso productivo. Se realiza una neutralización con ácido o álcali en una cámara neutra y posteriormente fluye hacia torres de enfriamiento.

- **Tratamiento secundario:** El efluente proveniente del tratamiento primario es llevado a un reactor biológico donde se somete a una reducción de DQO (Demanda Química de Oxígeno, un indicador de la cantidad de materia orgánica presente). Luego pasa a un clarificador, de donde se obtiene el “lodo secundario”, el cual presenta alta cantidad de microorganismos.
- **Tratamiento terciario (si la descarga es en río):** El efluente proveniente del tratamiento secundario se somete a un proceso de coagulación y floculación química, donde se separan los flóculos en suspensión mediante burbujas de aire. Este tratamiento es denominado flotación por aire disuelto (DAF). De aquí, se obtiene el “lodo terciario”, rico en materia orgánica y sales inorgánicas, el cual es enviado al estanque de mezclado de lodos. El efluente del tratamiento terciario se dispone finalmente hacia cuerpos de agua.

El lodo proveniente del tratamiento primario, secundario y terciario, es enviado a un tanque mezclador de lodos, donde posteriormente son llevados hacia una prensa con el objetivo de desplazar la mayor cantidad de agua, para luego ser enviado a incineración en calderas para la recuperación de energía y reducción de volumen de sólido a disponer. Aun así, el contenido de agua del lodo después de ser prensado es muy alto, lo que hace ineficiente su transformación en energía. En la Fig. 2.3 se muestra un esquema del tratamiento de efluentes descrito.

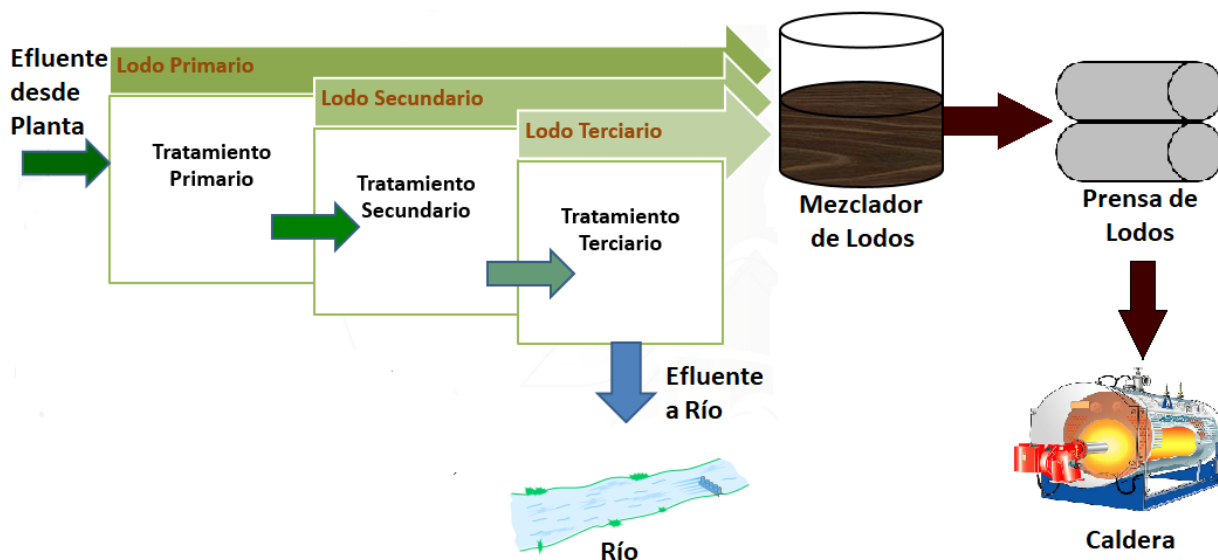


Fig. 2.3 Tratamiento de efluentes.

La aplicación de PEF es un proceso continuo, adaptable a las líneas de proceso, y que puede ser combinado con otras técnicas, por lo que puede ser incorporado en las tuberías que llevan el lodo hacia las prensas. De esta forma, la desintegración de lodos mediante PEF, contribuiría en una mejora del secado y prensado de éste, lo que conlleva a una transformación en energía más eficiente en las calderas.



Capítulo 3. Generadores de Impulsos

3.1. Introducción

En este capítulo se estudiarán los circuitos generadores de impulsos. Para esto, se presentará el análisis de los circuitos clásicos y su posterior evolución hasta los generadores de Marx de estado sólido.

3.2. Circuitos para la generación de impulsos de alta tensión

3.2.1 Generador de impulsos de una etapa

Los generadores de impulsos de alta tensión, comienzan a surgir con el incremento de sistemas de transmisión eléctrica de gran escala. Existe más de una forma de generar impulsos de alto voltaje, pero entre estos, se destaca el generador de Marx desarrollado en el año 1923, debido a su relativa flexibilidad y bajo costo.

En la Fig. 3.1 se presentan dos circuitos clásicos de generador de impulsos, conformados ambos por un par de resistencias (R_1 : Resistencia de frente o de “damping” y R_2 : Resistencia de cola o de descarga), un condensador de carga (C_1), un spark gap (G) y un capacitor que simula una carga capacitiva (C_2) [21]. Para mostrar el modelamiento de este tipo de circuitos se utilizará como ejemplo una carga capacitiva (C_2), pero el diseño y el modelo cambiará dependiendo de la carga que se requiera conectar a la salida del generador de impulsos.

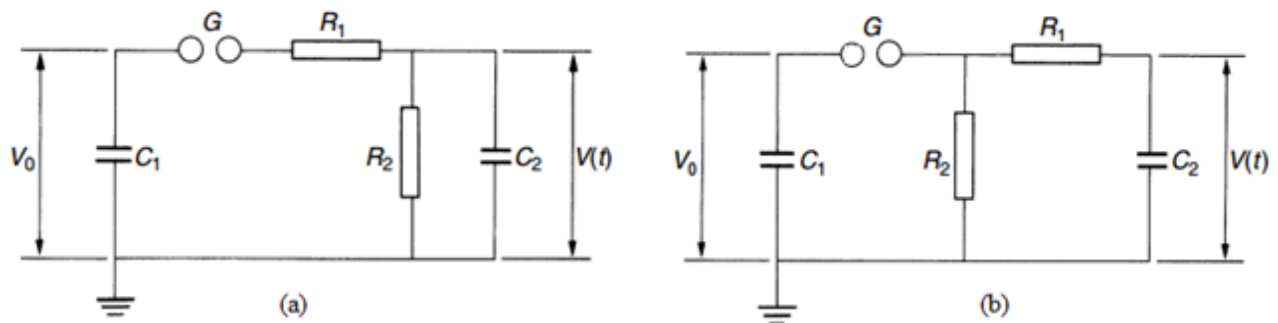


Fig. 3.1 Circuitos generadores de impulsos, [21].

(a) Topología 1, resistencia de descarga paralela a la carga capacitiva. (b) Topología 2, resistencia de frente en serie con la carga capacitiva.

Para encontrar las ecuaciones que modelan estos circuitos generadores de impulsos, se trabajará en el plano de la frecuencia, con ayuda de la transformada de Laplace. El análisis se realizará

para la topología 1 de la Fig. 3.1, y su correspondiente esquema en el plano de place se presenta en la Fig. 3.2.

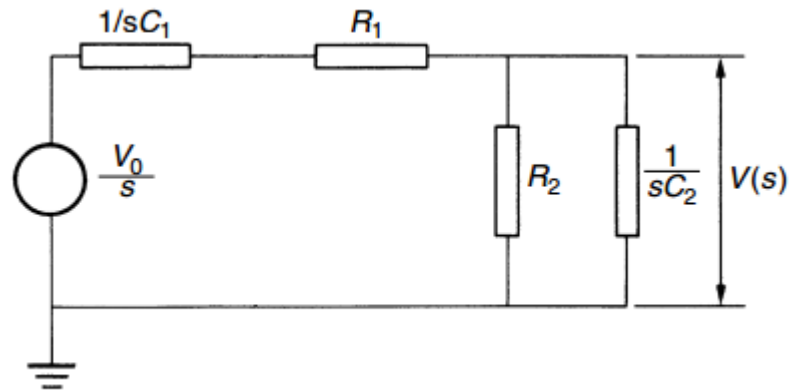


Fig. 3.2 Circuito aplicando T.L., [21].

Para el análisis se considera que en tiempo $t \leq 0$, el capacitor C_1 es cargado a una tensión V_0 , y para $t > 0$, C_1 es conectado directamente al resto del circuito a través de G . Así, se definen las impedancias,

$$Z_1 = \frac{1}{sC_1} + R_1 \quad (3.1)$$

y

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot 1/sC_2}{R_2 + 1/sC_2}. \quad (3.2)$$

Así, el voltaje de salida $V(s)$ se encuentra por medio de un divisor de tensión entre las impedancias Z_1 y Z_2 ,

$$V(s) = \frac{V_0}{s} \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (3.3)$$

Reemplazando las ecuaciones (3.1) y (3.2) en (3.3) se obtiene:

$$V(s) = V_0 \cdot \frac{1/(R_1C_2)}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_2C_2} \right) + \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2} \right)}. \quad (3.4)$$

Aplicando la transformada inversa de Laplace a la ecuación (3.4), se obtiene la expresión del voltaje de salida del circuito generador de impulsos en el plano del tiempo mostrada en la ecuación (3.5).

$$V(t) = \frac{V_0}{k} \cdot \frac{(e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t})}{(\alpha_2 - \alpha_1)}. \quad (3.5)$$

Como se puede observar, el voltaje $V(t)$ está constituido por una superposición de exponenciales en el tiempo, en donde α_1 y α_2 son las soluciones de la ecuación cuadrática del denominador de (3.4),

$$\alpha_1, \alpha_2 = -\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2}\right) \pm \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2}\right)^2 - 4\left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right)}}{2}. \quad (3.6)$$

Los circuitos de la Fig. 3.1, han sido ampliamente estudiados, de manera que sus ecuaciones de modelamiento y diseño son fáciles de encontrar en la literatura. Comúnmente, los valores de las capacitancias C_1 y C_2 son conocidos, por lo que considerando los tiempos de respuesta del sistema y manipulando las soluciones dadas en la ecuación (3.6), se puede conocer analíticamente el valor de las resistencias R_1 y R_2 . Las ecuaciones (3.7) y (3.8) corresponden al cálculo de las resistencias para el circuito (a) de la Fig. 3.1, mientras que las ecuaciones (3.9) y (3.10) corresponden al circuito (b) de la Fig.3.1.

$$R_1 = \frac{1}{2C_1} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right) - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right]. \quad (3.7)$$

$$R_2 = \frac{1}{2(C_1 + C_2)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_2}} \right]. \quad (3.8)$$

$$R_1 = \frac{1}{2C_2} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right) - \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_1}} \right]. \quad (3.9)$$

$$R_2 = \frac{1}{2(C_1 + C_2)} \cdot \left[\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{1}{\alpha_2}\right)^2 - \frac{4(C_1 + C_2)}{\alpha_1 \alpha_2 C_1}} \right]. \quad (3.10)$$

En donde las constantes de tiempo $1/\alpha_1$ y $1/\alpha_2$ están estandarizadas con respecto al tiempo de frente (T_1), tiempo de cola T_2 , y tiempo de peak (T_p). Algunos de los valores más utilizados se presentan en la Tabla 3.1 [21].

Tabla 3.1 Valores estandarizados de constantes de tiempo para forma de onda tipo impulso.

T_1/T_2 (μs)	T_p/T_2 (μs)	$1/\alpha_1$ (μs)	$1/\alpha_2$ (μs)
1.2/5	-	3.48	0.80
1.2/50	-	68.2	0.405
1.2/200	-	284	0.381
250/2500	-	2877	104
-	250/2500	3155	62.5

3.2.2 Generador convencional de Marx o Generador multi-etapa

El generador de Marx es un circuito eléctrico inventado por el ingeniero eléctrico alemán Erwin Marx en el año 1923, y es empleado para producir pulsos de alto voltaje. En sus inicios, se utilizaba el circuito para realizar pruebas de aislación, pero con el paso del tiempo sus aplicaciones se han ido diversificando.

La base del funcionamiento de este circuito viene dada por los circuitos básicos de generación de impulsos revisados anteriormente. El esquema de un generador de Marx convencional se presenta a continuación en la Fig. 3.3.

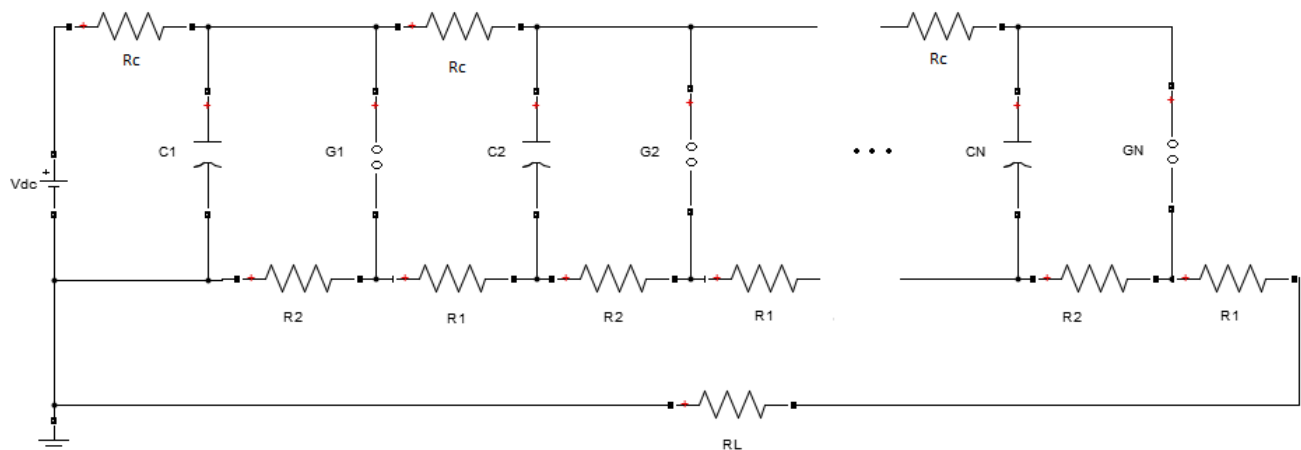


Fig. 3.3 Generador de Marx convencional de N etapas.

En la Fig. 3.3, se puede visualizar que un generador de Marx convencional está compuesto por un arreglo de resistencias (R), condensadores (C) y spark gaps como switches (G). Cada etapa está

compuesta por 3 resistencias, R_c , R_1 y R_2 , donde la primera está encargada de cargar los condensadores y limitar la corriente, y las otras 2 influyen directamente en los tiempos de frente y de cola del impulso generado. Además, se utiliza un switch, que comúnmente es del tipo spark gap, el cual es activado cuando el voltaje del condensador alcanza un valor específico.

Si bien, dentro de los denominados generadores de Marx “convencionales” pueden variar la cantidad de resistencias empleadas y su distribución, siempre se respeta el hecho de que los condensadores de cada etapa son cargados a través de resistencias y los switches utilizados no son semiconductores.

El funcionamiento del generador de Marx convencional consiste en cargar los condensadores en paralelo a través de las resistencias de carga R_c , hasta una tensión de V_{dc} . Luego de que los condensadores estén cargados, el spark gap más cercano a la fuente V_{dc} (G_1) produce una chispa que ioniza el aire, y como la resistencia del aire ionizado es mucho menor que las resistencias del circuito, provoca que el condensador C_1 quede en serie con el condensador C_2 . Este proceso se repite consecutivamente hasta que los condensadores de todas las etapas quedan en serie, descargándose a través de la carga conectada generando una tensión de salida de aproximadamente $\approx n \cdot V_{dc}$, en donde n corresponde al número de etapas del generador y V_{dc} a la tensión continua con la que son cargados los condensadores.

En las Fig. 3.4 y Fig. 3.5 se presentan los circuitos equivalentes de carga y descarga respectivamente para un generador de Marx convencional.

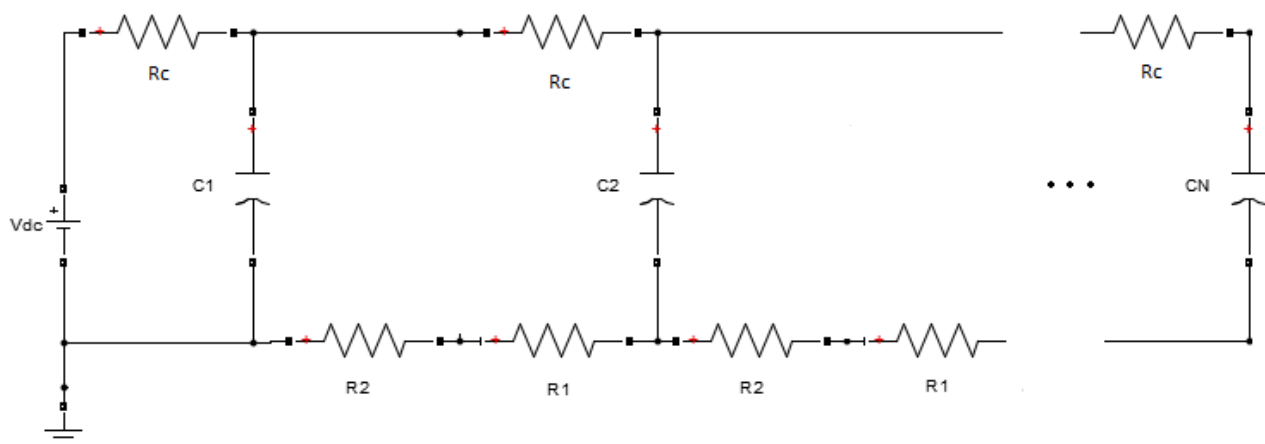


Fig. 3.4 Circuito equivalente de carga de un generador de Marx de N etapas.

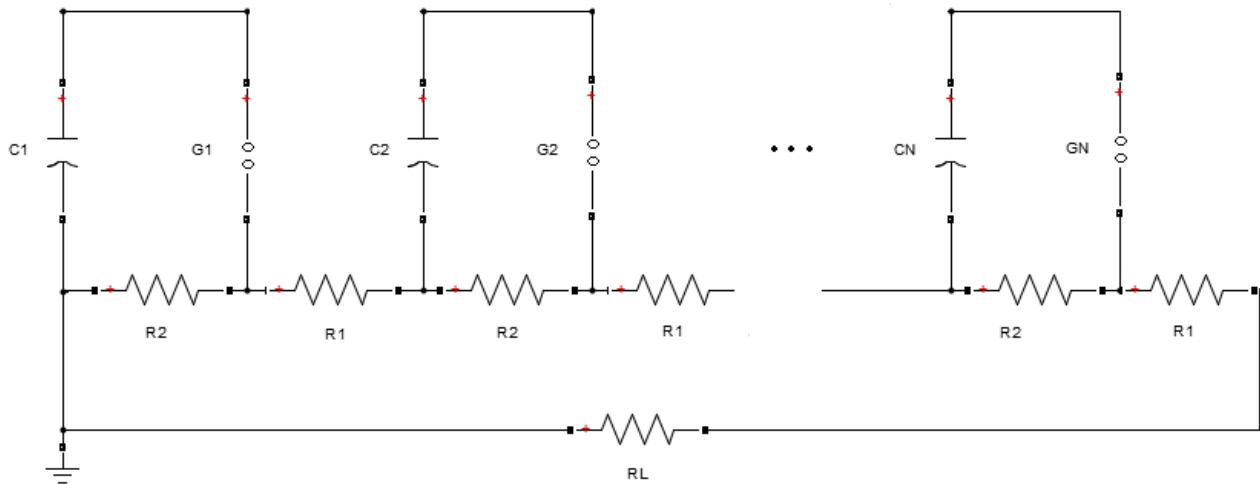


Fig. 3.5 Circuito equivalente de la descarga de un generador de Marx de N etapas.

Ahora bien, para el cálculo de los parámetros del circuito, se puede proseguir de la misma forma que para el caso de un generador de una sola etapa. Notar que ésta no es la única forma de diseñar un generador de impulsos, ya que el diseño puede cambiar según la aplicación como se podrá apreciar más adelante en el capítulo 5.

El circuito equivalente de un generador multi-etapa reducido a una sola etapa se presenta en la Fig. 3.6. Llamaremos R'_1 y R'_2 a las resistencias de frente y de cola correspondientes a un generador multi-etapa, y C'_n (con n : número de etapas) a la capacitancia de cada etapa. Los valores se obtienen de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$R'_1 = n \cdot R_1, \quad (3.11)$$

$$R'_2 = n \cdot R_2, \quad (3.12)$$

$$C'_n = \frac{n}{C_n}, \quad (3.13)$$

en donde n corresponde al número de etapas.

Así, el modelamiento de un circuito multi-etapa convencional se puede reducir al modelo de un circuito generador de impulsos de una etapa, como se ejemplifica en la Fig. 3.7. Notar que en el circuito multi-etapa mostrado en la Fig. 3.3, se toma como objeto de prueba una carga de tipo resistiva, a diferencia de los circuitos de una etapa de la Fig. 3.1. El diseño de los parámetros del circuito cambiará dependiendo del tipo de carga a la cual se requiera conectar el generador de impulsos. Esta

es una de las principales desventajas que presenta un generador de Marx convencional con respecto a otras topologías que se describirán posteriormente en este trabajo.

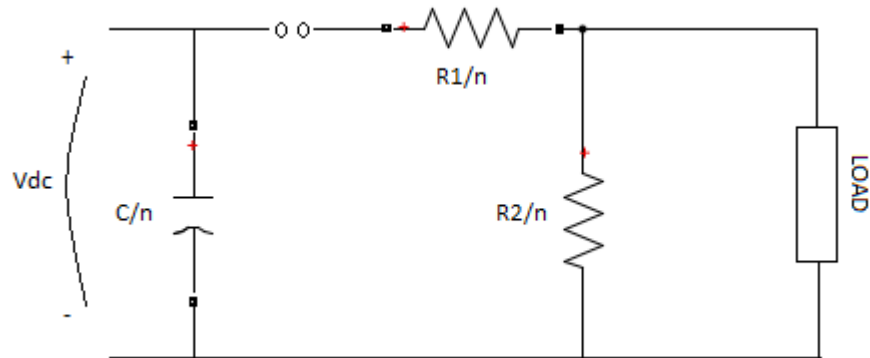


Fig. 3.6 Ejemplo de circuito de n etapas reducido a una etapa.

3.3. Generador de Marx de estado sólido

Los generadores de Marx de estado sólido utilizan dispositivos semiconductores como IGBT's o MOSFET's para controlar el modo de carga y descarga del generador. Estos circuitos fueron desarrollados con el fin de resolver algunos de los problemas que surgen al utilizar un generador de Marx convencional. Entre los principales problemas se destacan:

- Elevado tiempo de carga de capacitores debido a que ésta se realiza a través de resistencias.
- Baja eficiencia producto del uso de resistencias para cada etapa del generador.
- Baja frecuencia de repetición debido al elevado tiempo de carga de capacitores.
- No hay control de apagado de los switches debido al uso de spark gaps.
- La vida útil de los spark gaps es baja.
- Aparece un voltaje de salida durante el proceso de carga de los capacitores.

Al igual que para el generador convencional de Marx, no existe una única configuración de los elementos, y con el paso del tiempo, se han ido desarrollando nuevas topologías que buscan mejorar el funcionamiento de éste generador para sus distintas aplicaciones.

A continuación, se presentan algunas de las topologías de generadores de Marx de estado sólido presentes en la literatura, para producir pulsos unipolares.

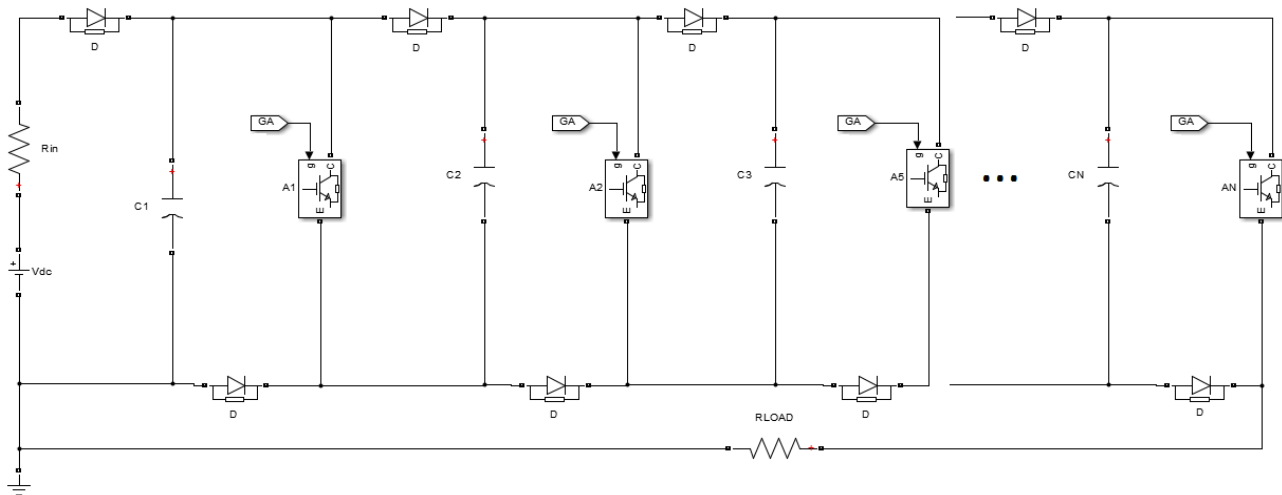


Fig. 3.7 Generador de Marx de estado sólido unipolar, tipo 1.

En la Fig. 3.7 se presenta al generador de Marx tipo 1 (como se ha denominado en este trabajo), el cual puede producir pulsos unipolares. Esta topología reemplaza todas las resistencias de carga por diodos y todos los switches del tipo spark gaps por switches semiconductores, que para este caso, se han esquematizado como IGBT's.

Las ventajas que presenta el generador de Marx tipo 1 con respecto al generador de Marx convencional son las siguientes según Tokuchi, et al. [22]:

- Tiempo de carga relativamente pequeño ya que la corriente circula a través de los diodos, en vez de hacerlo por resistencias.
- Eficiencia relativamente alta ya que no hay pérdidas en resistencias.
- Al no haber resistencias, la frecuencia de repetición puede ser más alta.
- El apagado de los switches es controlable.
- Larga vida útil de semiconductores.

A pesar de que el generador de Marx de estado sólido tipo 1 mejora bastante el funcionamiento del generador de Marx convencional, algunos problemas como la aparición de voltaje en la salida del generador mientras se produce la etapa de carga, siguen existiendo. Esto ya que la corriente presente en el modo de carga de capacitores aún puede fluir a través de la carga del generador. Esta ineficiencia en el proceso de carga provoca que la tasa de repetición y la eficiencia total del circuito no sean las óptimas. Además, se necesita un circuito adicional para controlar los switches de cada etapa del generador de Marx.

Ahora bien, en virtud de mejorar la eficiencia de la etapa de carga, se reemplazan la mitad de los diodos de carga por switches semiconductores. Con esto, nace una nueva topología, la que denominaremos: generador de Marx de estado sólido tipo 2. Esta consiste en un diodo de carga y 2 switches semiconductores por cada etapa del generador. En la Fig. 3.8, se presenta el esquema del generador mencionado.

Con la adición de otro switch semiconductor, se elimina la aparición de voltaje en la salida del generador durante el modo de carga de capacitores, pero a cambio, es necesario incluir un nuevo circuito para el control de los switches, es decir, ahora se necesitan 2 circuitos adicionales por cada etapa del generador para controlar el estado de encendido y apagado de cada switch.

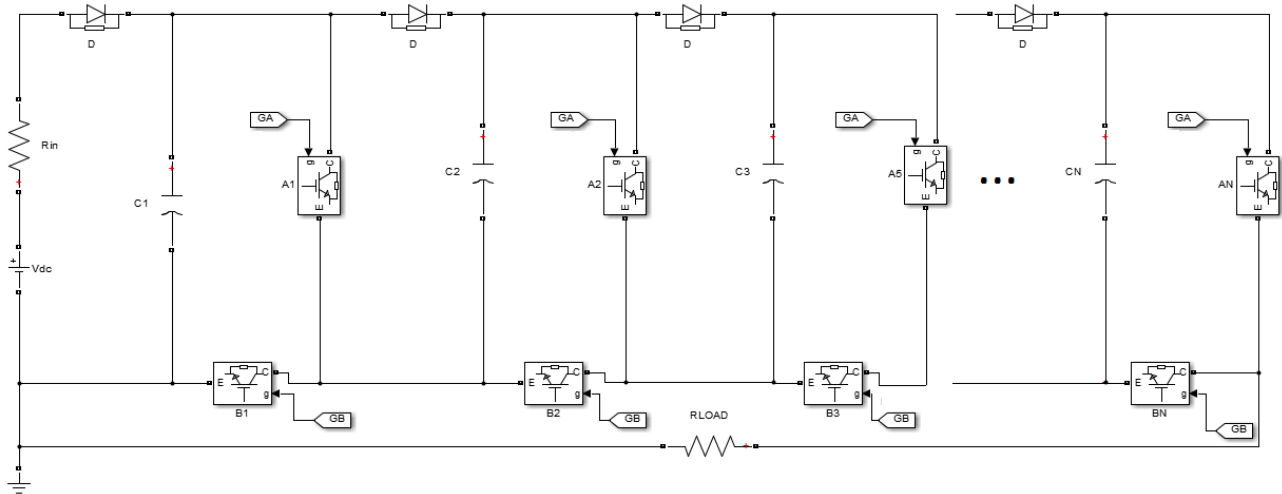


Fig. 3.8 Generador de Marx de estado sólido unipolar, tipo 2.

Capítulo 4. Modelación

4.1. Introducción

Luego de haber estudiado el funcionamiento y evolución que han presentado los generadores de impulsos en el capítulo 3, se decidió trabajar con la topología correspondiente al generador de Marx unipolar de estado sólido tipo 2, debido a que esta topología permite un funcionamiento eficiente del circuito y presenta un alto grado de flexibilidad para poder escalar el sistema. Recordemos que el objetivo del generador de impulsos, es ser utilizado como pre-tratamiento de secado de biomasa en la industria Kraft, por lo que si bien se construirá un prototipo que trabaje a baja potencia, se pretende que este pueda ser escalado sin mayores complicaciones para realizar distintos tipos de pruebas.

En este capítulo se desarrollará un modelo matemático considerando como variables de estado los voltajes de los condensadores de cada etapa del generador y encontrando su relación con los demás componentes del circuito.

Como se revisó previamente en el capítulo 3, el funcionamiento de un generador de impulsos consiste en dos modos de operación, un modo de carga y un modo de descarga. Esta característica será utilizada para modelar el funcionamiento del circuito.

Luego, se simulará el generador de Marx de estado sólido tipo 2 con el modelo obtenido y se comparará con la simulación correspondiente al modelo circuital.

4.2. Modelo matemático

4.2.1 Consideraciones del modelo

A continuación, procederemos a realizar el análisis correspondiente para un generador de Marx unipolar de estado sólido tipo 2 que consta de 4 etapas, en el cual se utilizan IGBT's como switches (2 por cada etapa), como se muestra en la Fig. 4.1.

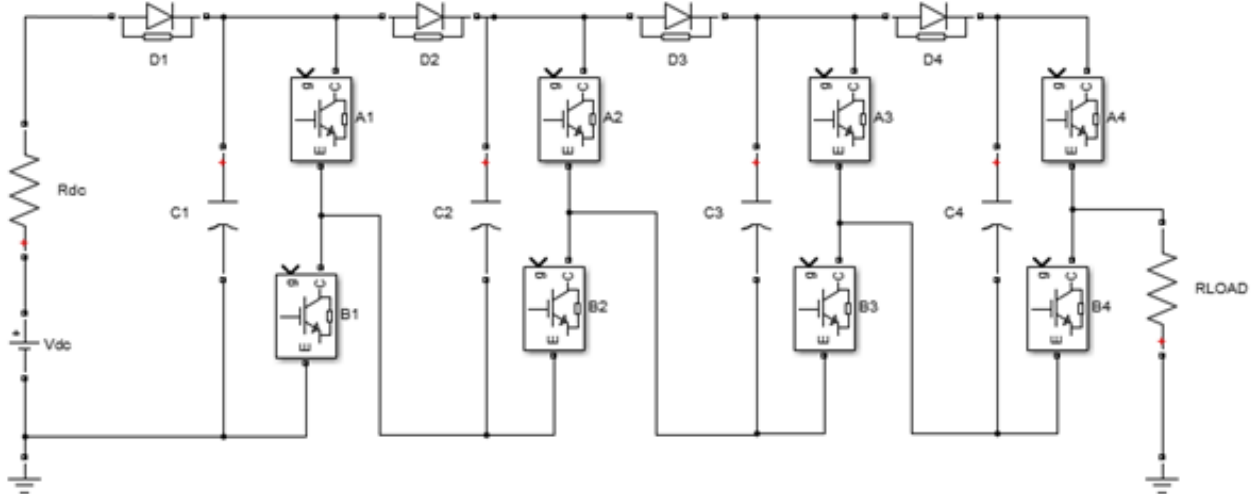


Fig. 4.1 Generador de Marx unipolar de estado sólido tipo 2 de 4 etapas.

Para efectos del modelo, la polarización directa de los diodos se representará como una resistencia en serie con una fuente de tensión, mientras que la polarización inversa será modelada como un circuito abierto. La representación se muestra en la Fig. 4.2.

Para el caso de los IGBT's, el estado de encendido, será considerado como una resistencia, mientras que para el apagado se considerará como circuito abierto. La representación se muestra en la Fig. 4.3.



(a)



(b)

Fig. 4.2 Circuito equivalente a utilizar para modelar diodos.

(a) Polarización directa. (b) Polarización inversa.

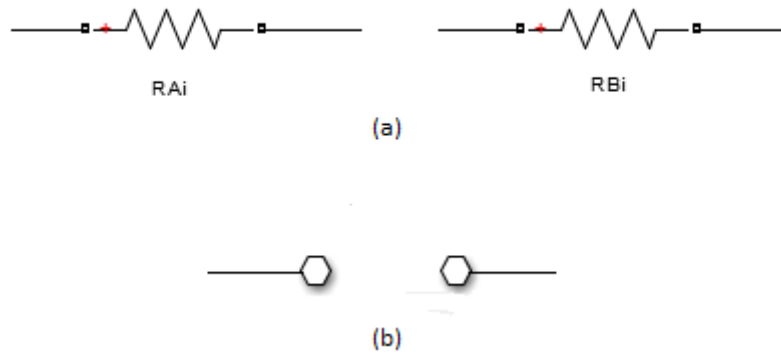


Fig. 4.3 Circuito equivalente a utilizar para modelar switches.

(a) Estado de encendido. (b) Estado de apagado.

4.2.2 Modo de carga

Como ya sabemos, el generador necesita cargar los condensadores de cada etapa a un voltaje V_{dc} , para esto, los switches de la Fig. 4.1, A_1 , A_2 , A_3 , y A_4 deben estar abiertos (estado de apagado), mientras que B_1 , B_2 , y B_3 deben estar cerrados (estado de encendido). De esta forma, los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y C_4 quedarán en paralelo y se cargarán a través de los diodos D_1 , D_2 , D_3 y D_4 correspondientes a cada etapa a una tensión V_{dc} .

En la Fig.4.4, se presenta el circuito equivalente para la carga basado en la Fig. 4.1 y en la Fig. 4.5 se presenta el circuito equivalente para realizar el modelo matemático para el modo de carga.

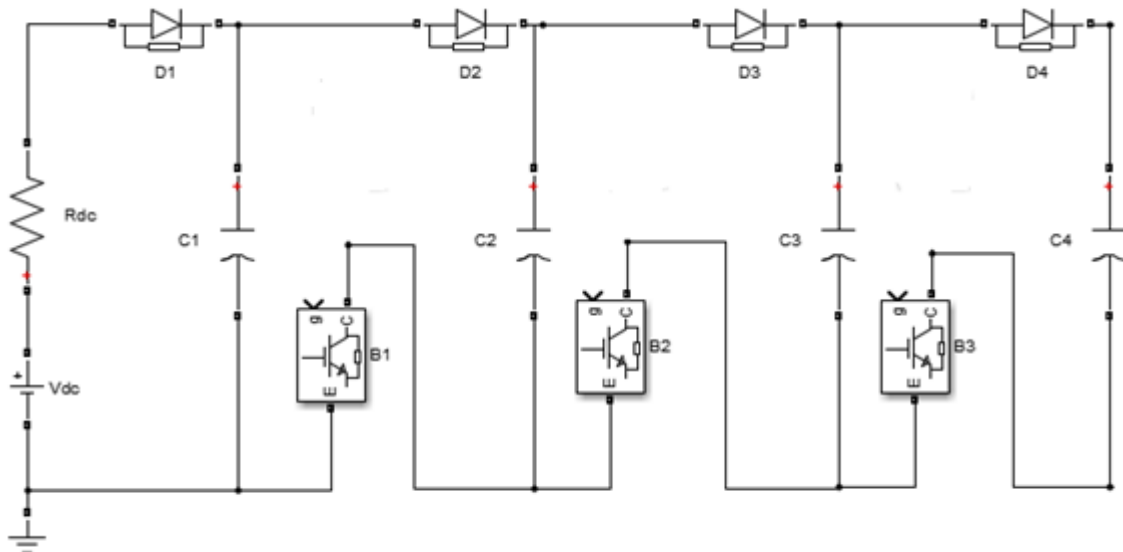


Fig. 4.4 Circuito equivalente para la carga del circuito de la Fig. 4.1.

Notar que el switch B_4 no se utiliza para la etapa de carga como se esperaría. Se incluye en el esquema completo de la Fig. 4.1 debido a que ésta es la forma estándar de cada etapa del circuito, pero la última etapa no utilizará el switch de carga correspondiente, sólo se incluye para una posible adición de más etapas al generador. Ahora bien, para el uso práctico del generador, B_4 puede estar encendido o apagado durante el modo de carga, pero se prefiere que esté apagado (abierto), ya que así se evita una posible corriente de fuga que fluya hacia la carga.

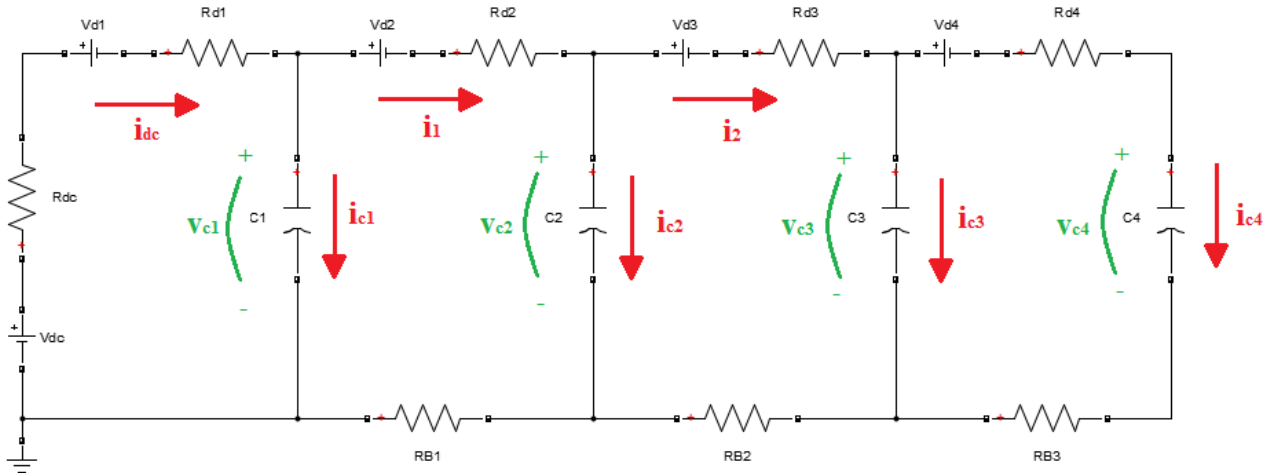


Fig. 4.5 Circuito equivalente para modelamiento matemático del modo de carga.

Para el circuito de la Fig. 4.5, se proceden a realizar las siguientes LCK:

$$i_{dc} = i_{C1} + i_1, \quad (4.1)$$

$$i_1 = i_{C2} + i_2, \quad (4.2)$$

$$i_2 = i_{C3} + i_{C4}. \quad (4.3)$$

Luego, se realizan las LVK:

$$V_{dc} = v_{d1} + i_{dc}(R_{dc} + R_{d1}) + v_{C1}, \quad (4.4)$$

$$v_{C1} = v_{d2} + i_1(R_{d2} + R_{B1}) + v_{C2}, \quad (4.5)$$

$$v_{C2} = v_{d3} + i_2(R_{d3} + R_{B2}) + v_{C3}, \quad (4.6)$$

$$v_{C3} = v_{d4} + i_{C4}(R_{d4} + R_{B3}) + v_{C4}. \quad (4.7)$$

Así, despejando i_{dc} de la ecuación (4.4) e i_1 de la ecuación (4.5) y reemplazandolas en (4.1), se obtiene:

$$i_{C1} = C \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{v_{dc} - v_{d1} - v_{C1}}{(R_{dc} + R_{d1})} - \frac{(v_{C1} + v_{d2} + v_{C2})}{(R_{d2} + R_{B1})}. \quad (4.8)$$

Para i_{C2} , se despeja i_2 de la ecuación (4.6) y se reemplaza en (4.2) obteniendo:

$$i_{C2} = C \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{v_{C1} - v_{d2} - v_{C2}}{(R_{d2} + R_{B1})} - \frac{(v_{C2} + v_{d3} + v_{C3})}{(R_{d3} + R_{B2})}. \quad (4.9)$$

Para i_{C3} , se despeja i_{C4} de la ecuación (4.7) para ser reemplazada en (4.3),

$$i_{C3} = C \frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{v_{C2} - v_{d3} - v_{C3}}{(R_{d3} + R_{B2})} - \frac{(v_{C3} + v_{d4} + v_{C4})}{(R_{d4} + R_{B3})}. \quad (4.10)$$

Finalmente, despejamos i_{C4} de la ecuación (4.7),

$$i_{C4} = C \frac{dv_{C4}}{dt} = \frac{v_{C3} - v_{d4} - v_{C4}}{(R_{d4} + R_{B3})}. \quad (4.11)$$

Como el circuito a modelar contiene 4 elementos almacenadores de energía, es decir, los condensadores de cada etapa, el set de 4 ecuaciones diferenciales que modelan el proceso de carga del generador está dado por (4.8), (4.9), (4.10) y (4.11), y se presenta en la ecuación (4.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{C1} = C \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{v_{dc} - v_{d1} - v_{C1}}{(R_{dc} + R_{d1})} - \frac{(v_{C1} + v_{d2} + v_{C2})}{(R_{d2} + R_{B1})} \\ i_{C2} = C \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{v_{C1} - v_{d2} - v_{C2}}{(R_{d2} + R_{B1})} - \frac{(v_{C2} + v_{d3} + v_{C3})}{(R_{d3} + R_{B2})} \\ i_{C3} = C \frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{v_{C2} - v_{d3} - v_{C3}}{(R_{d3} + R_{B2})} - \frac{(v_{C3} + v_{d4} + v_{C4})}{(R_{d4} + R_{B3})} \\ i_{C4} = C \frac{dv_{C4}}{dt} = \frac{v_{C3} - v_{d4} - v_{C4}}{(R_{d4} + R_{B3})} \end{array} \right. \quad (4.12)$$

4.2.3 Modo de descarga

Para el modo de descarga, sólo los IGBT's A_1, A_2, A_3 y A_4 de la Fig. 4.1 estarán encendidos, por consiguiente B_1, B_2, B_3 y B_4 los cuales deben estar apagados. Además, los diodos D_1, D_2, D_3 y D_4 estarán polarizados inversamente.

Así, el circuito equivalente para la descarga del generador de la Fig. 4.1, se presenta en la Fig. 4.6, y su circuito equivalente para modelamiento matemático en la Fig.4.7.

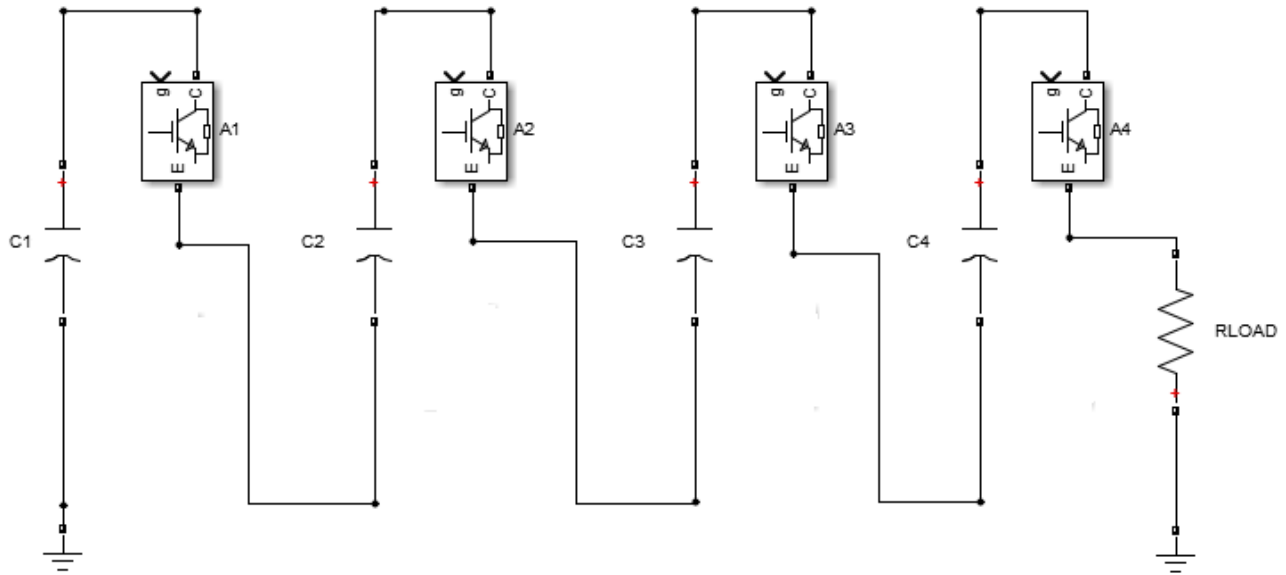


Fig. 4.6 Circuito equivalente para la descarga del circuito de la Fig. 4.1.

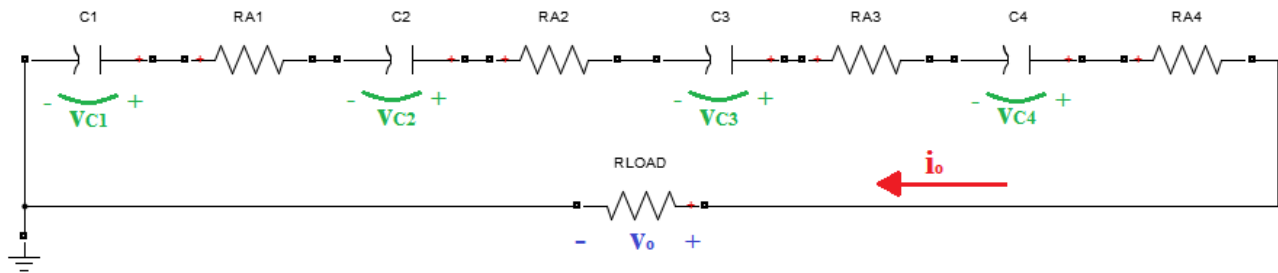


Fig. 4.7 Circuito equivalente para el modelamiento matemático del modo de descarga.

Del circuito de la Fig. 4.7, se puede visualizar que el voltaje en la carga del generador será la sumatoria de las tensiones a la que se encuentren cargados los condensadores C_1 , C_2 , C_3 y C_4 . Es decir, en el funcionamiento ideal del generador (sin considerar las pérdidas), se esperaría una tensión de $v_o = n \cdot v_{dc}$, en donde n corresponde al número de etapas. En este caso particular, la tensión ideal de salida debiese ser $v_o = 4v_{dc}$, pero habrá una pequeña pérdida producto de la resistencia asociada al encendido de cada IGBT.

Como en el circuito equivalente a modelar se presenta sólo 1 malla y los condensadores ahora quedan conectados en serie, se procede a realizar un circuito equivalente reducido para el modo de descarga, el cual se presenta en la Fig. 4.8.

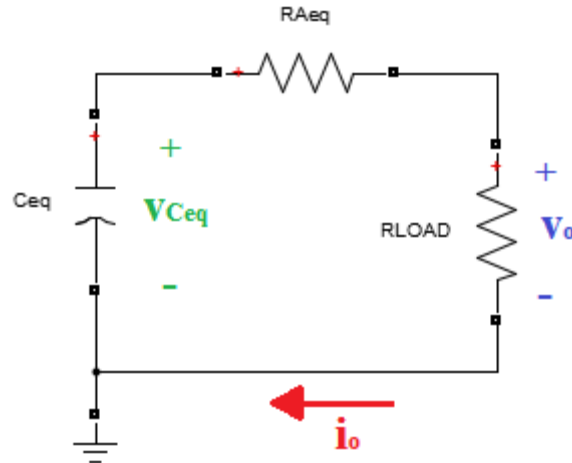


Fig. 4.8 Circuito equivalente reducido del modo de descarga.

En donde,

$$C_{eq} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right)^{-1} \quad (4.13)$$

$$R_{Aeq} = R_{A1} + R_{A2} + R_{A3} + R_{A4} \quad (4.14)$$

$$v_{Ceq} = v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} + v_{C4}. \quad (4.15)$$



Así, planteando una LVK en la malla del circuito de la Fig. 4.17 se obtiene:

$$v_o = v_{Ceq} - R_{eq}i_o. \quad (4.16)$$

Además, la corriente entre las placas del condensador es $i_{Ceq} = -i_o$, por lo que de la ecuación (4.16) se tiene:

$$i_{Ceq} = C_{eq} \frac{dv_{Ceq}}{dt} = \frac{-v_{Ceq}}{(R_{LOAD} + R_{eq})}. \quad (4.17)$$

4.3. Simulación

Con el objetivo de validar el modelo desarrollado en el sub-capítulo anterior (4.2), procederemos a realizar la resolución de las ecuaciones diferenciales del modelo por medio del

software *Matlab/Simulink* y compararemos los resultados con la simulación del circuito a través *Matlab/Simulink/SimPowerSystems*.

Como sólo se requiere validar el modelo, se escogerán valores de forma arbitraria para los parámetros del circuito y poder realizar la evaluación de éste. Los valores utilizados para la simulación se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
v_{di} (tensión umbral diodo i)	0.7 V
R_{di} (resistencia interna diodo i)	1 Ω
R_{Ai} (resistencia encendido IGBT A _i)	1 Ω
R_{Bi} (resistencia encendido IGBT B _i)	1 Ω
C_i (condensador de etapa i)	1 μF
v_{dc} (tensión de entrada d.c.)	1000 V
R_{dc} (Resistencia entrada d.c.)	50 Ω
R_{LOAD} (Resistencia entrada d.c.)	5000 Ω
<i>Ancho de Pulso</i>	10 μs
f (frecuencia de repetición)	1000 Hz

4.3.1 Simulación modelo matemático

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para el modelo matemático simulado con los parámetros dados por la Tabla 4.1. El esquema utilizado en *Simulink* se presenta en el Anexo A.1.

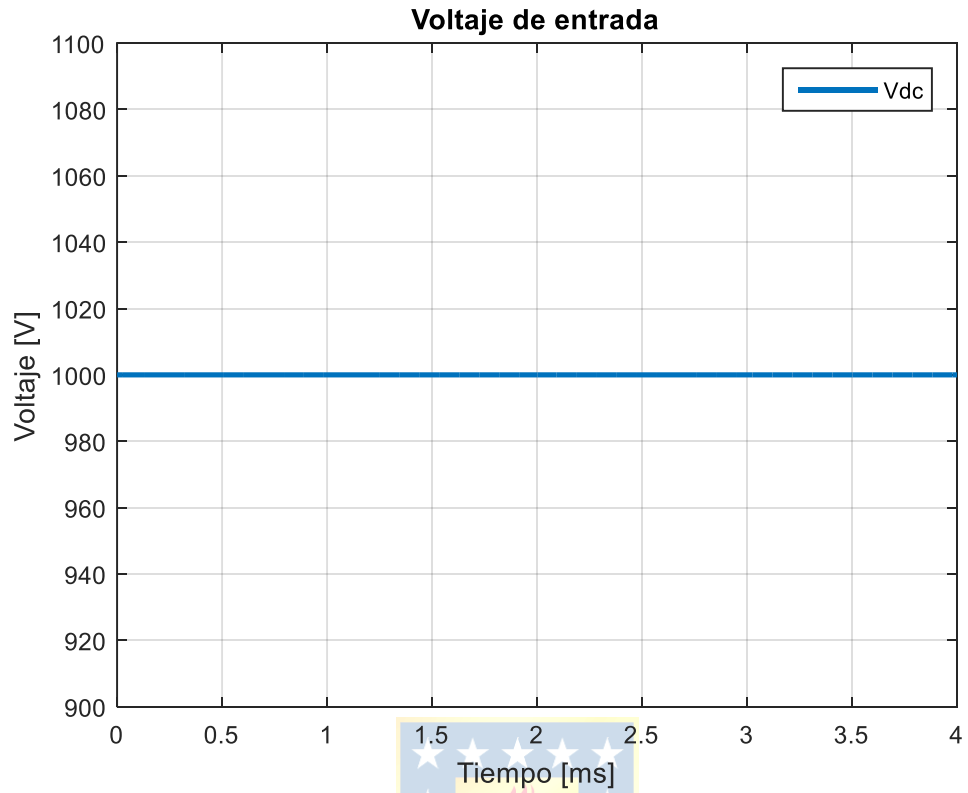


Fig. 4.9 Voltaje de entrada v_{dc} .

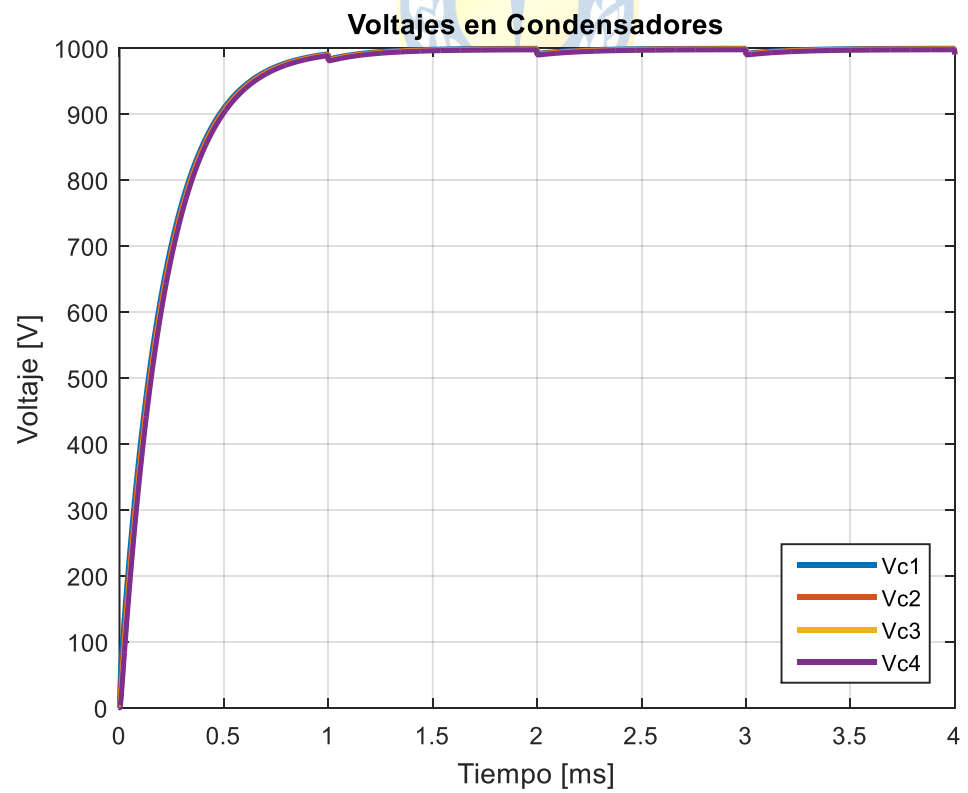


Fig. 4.10 Voltaje del condensador de cada etapa.

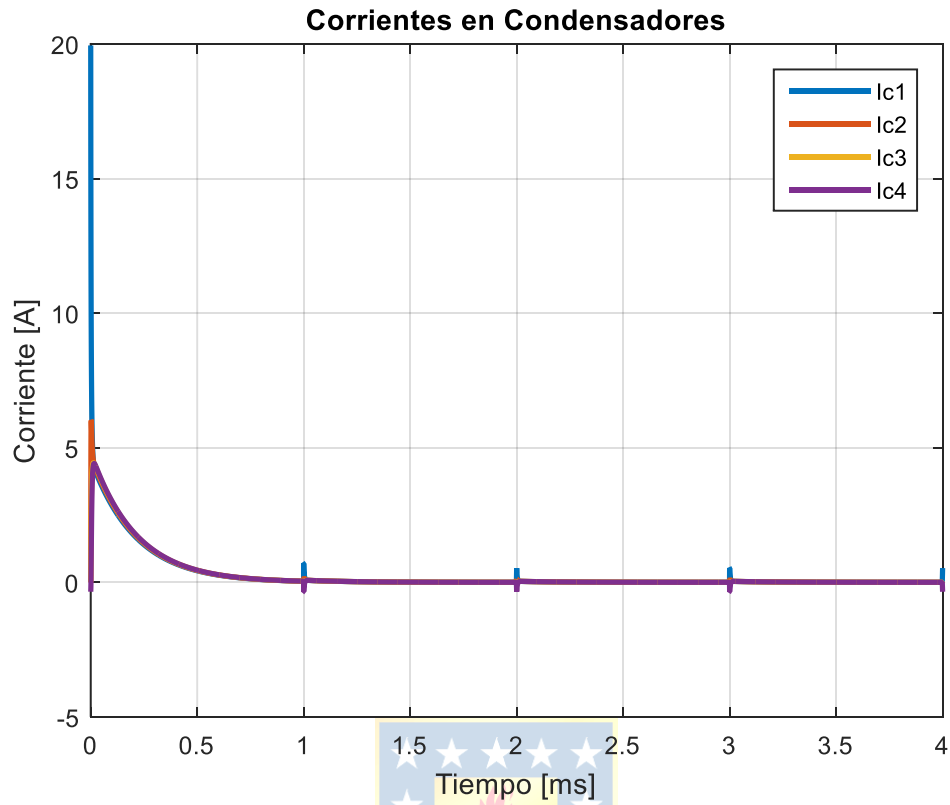


Fig. 4.11 Corriente del condensador de cada etapa.

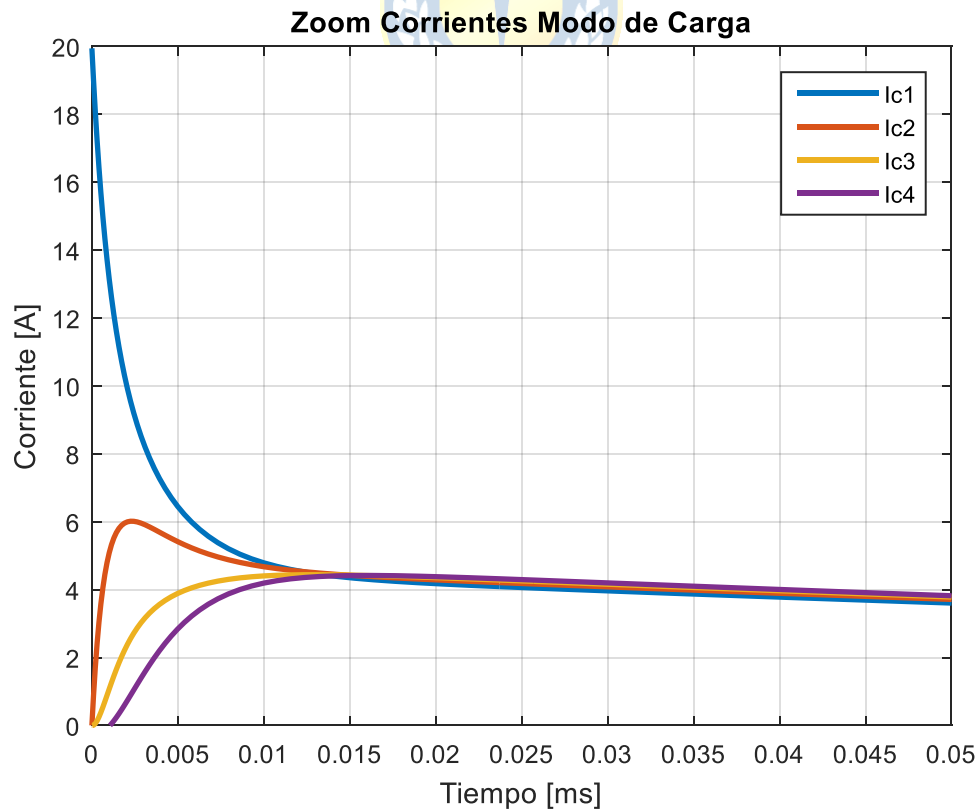


Fig. 4.12 Zoom de corriente en el condensador de cada etapa para el primer modo de carga.

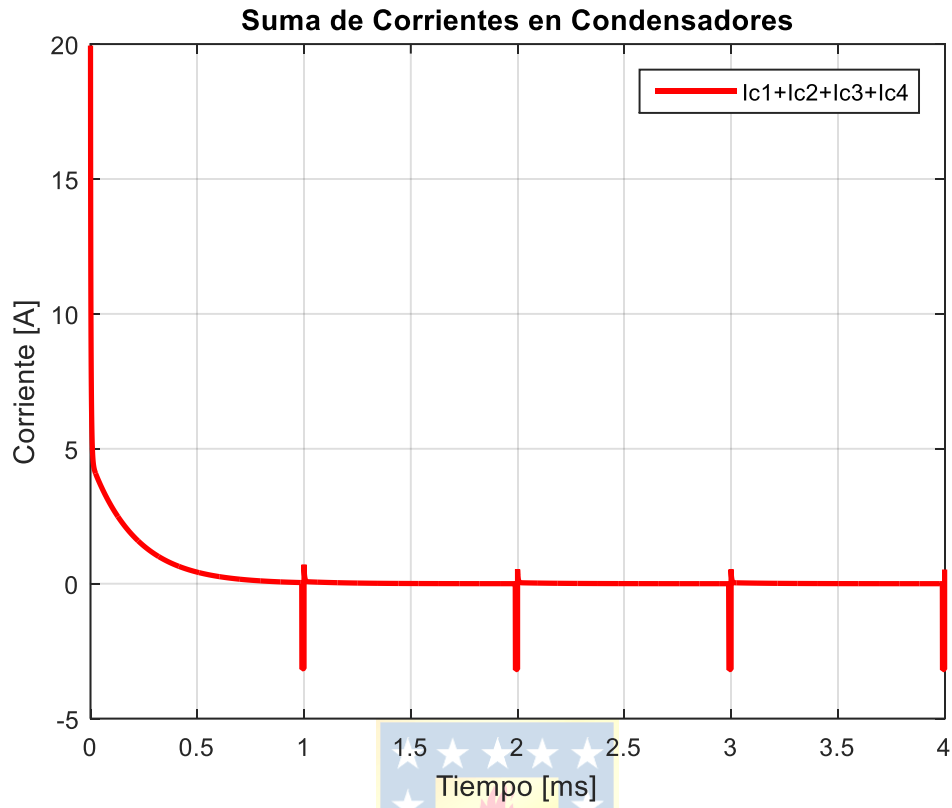


Fig. 4.13 Suma de corrientes de los condensadores de las 4 etapas.

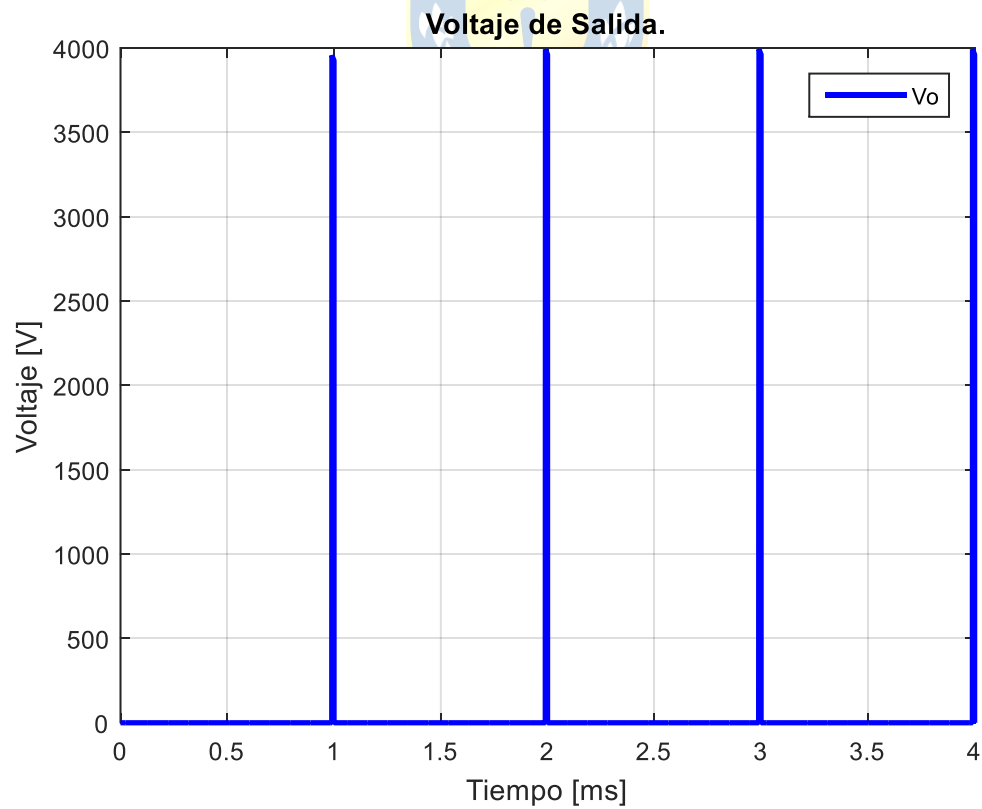


Fig. 4.14 Voltaje de salida del generador de 4 etapas.

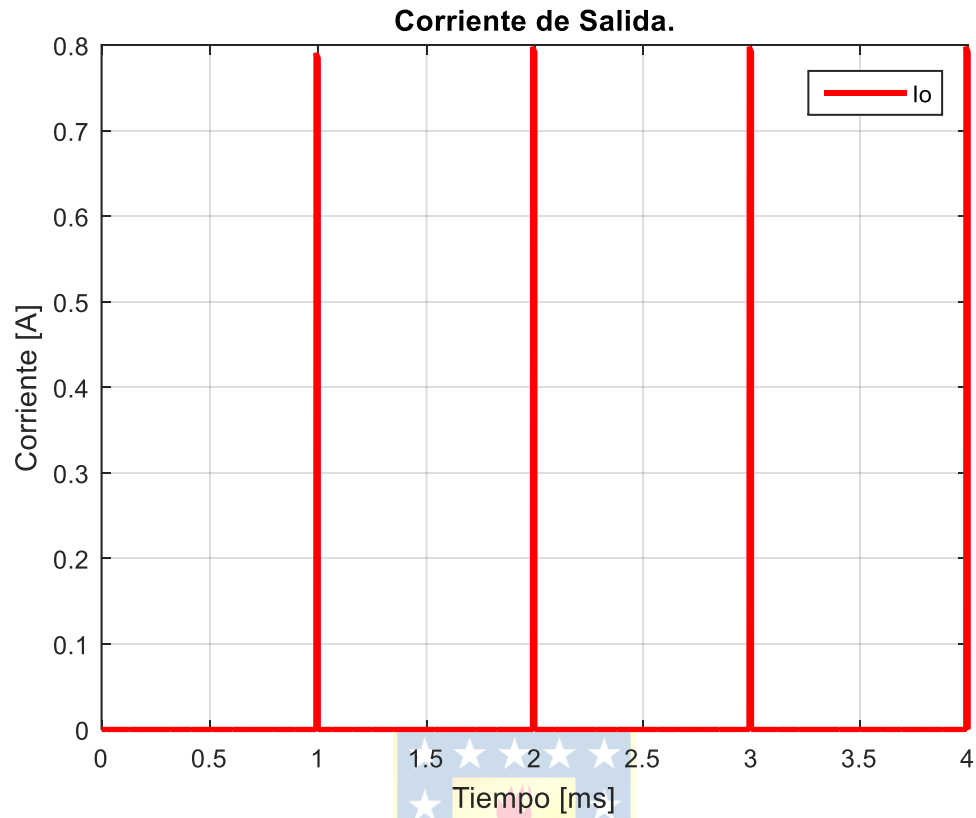


Fig. 4.15 Corriente de salida del generador de 4 etapas.

4.3.2 Simulación de circuito

Ahora procedemos a simular el circuito mediante *Simscape/SimPowerSystem*, para lo cual se ajustaron exactamente los mismos parámetros de la Tabla 4.1. El esquema del circuito se presenta en el Anexo A.2, mientras que los resultados de la simulación se presentan a continuación.

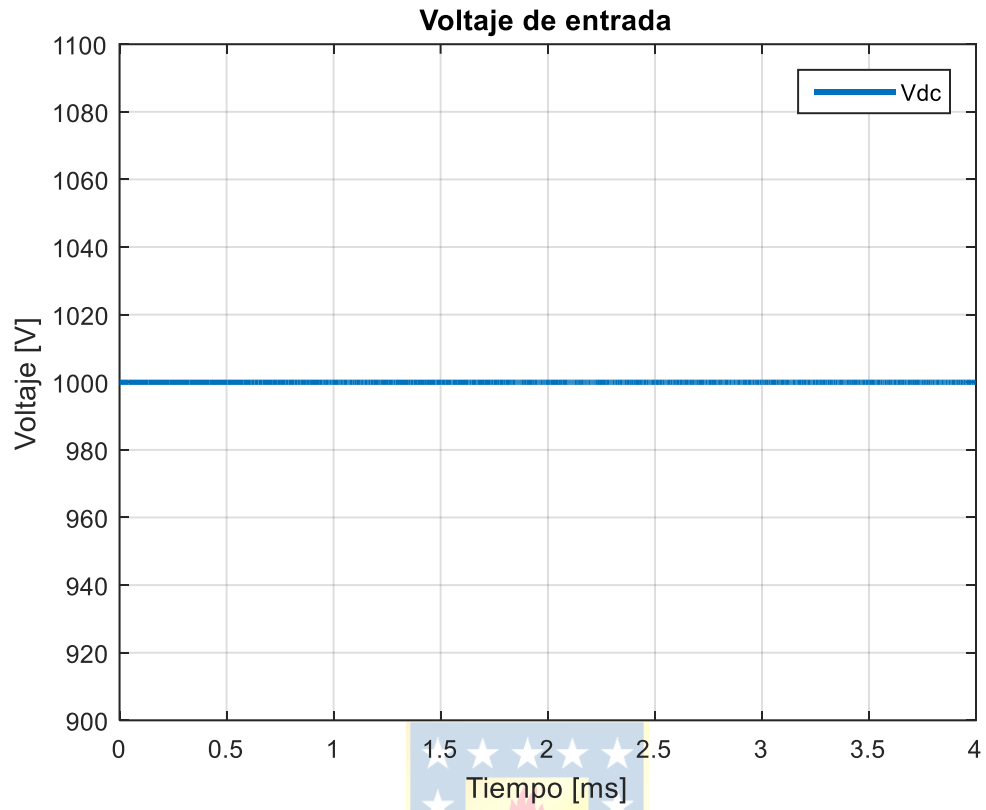


Fig. 4.16 Voltaje de entrada en *SymPowerSystem*.

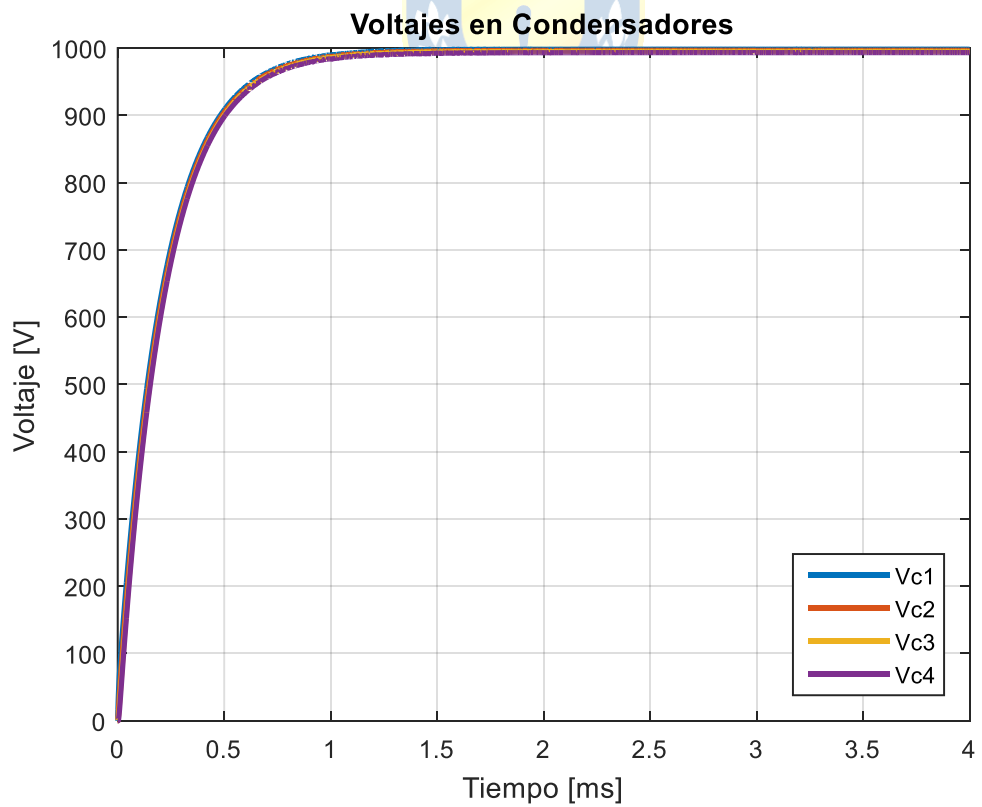


Fig. 4.17 Voltaje del condensador de cada etapa en *SymPowerSystem*.

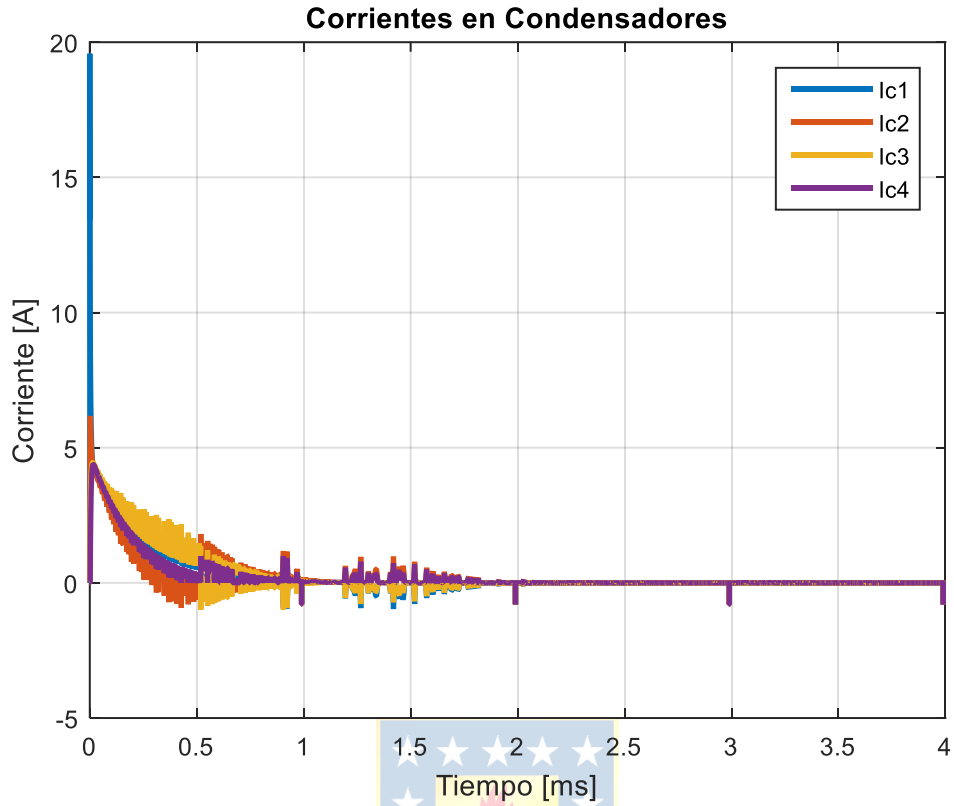


Fig. 4.18 Corriente del condensador de cada etapa en *SymPowerSystem*.

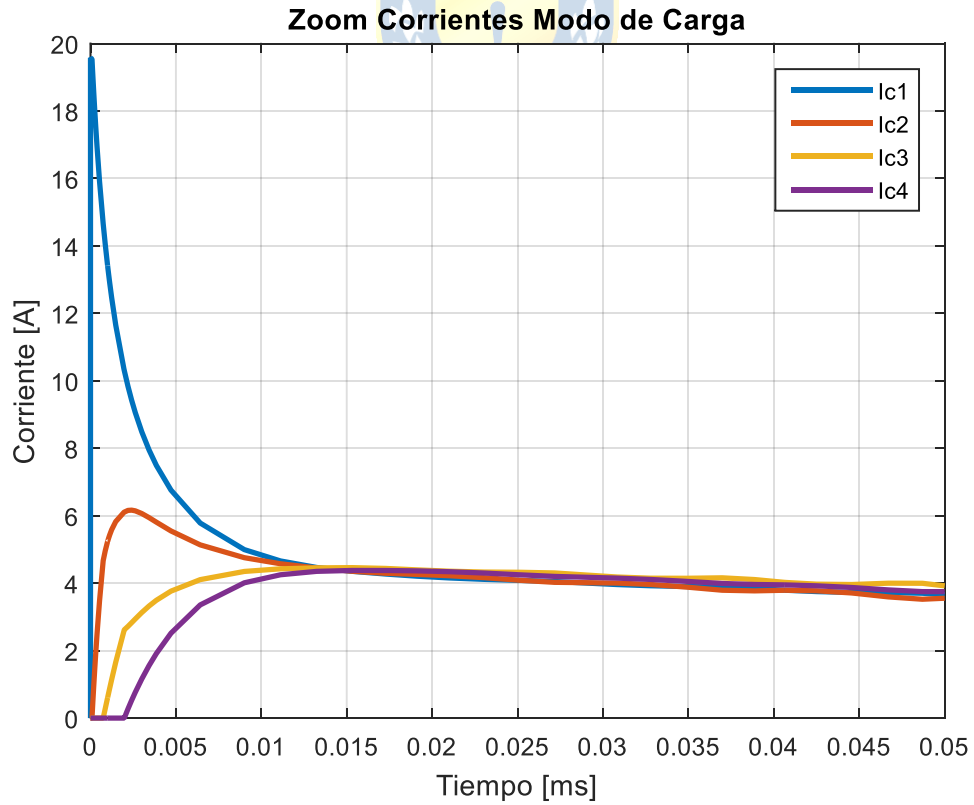


Fig. 4.19 Zoom de corriente del condensador de cada etapa en *SymPowerSystem* para el primer modo de carga.

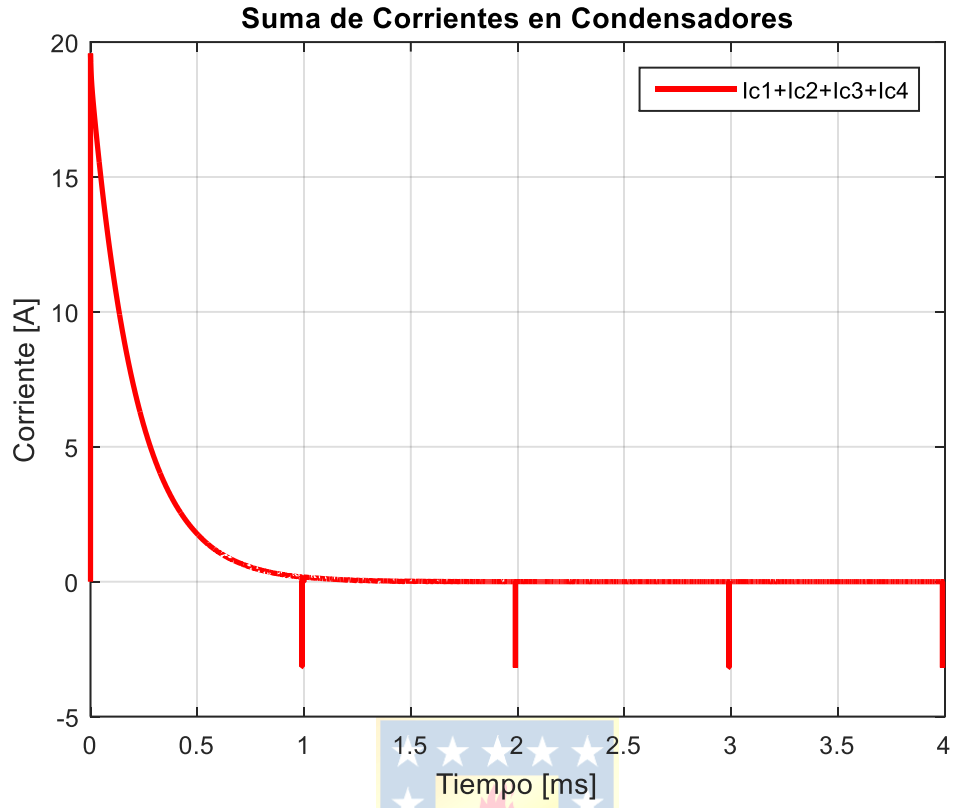


Fig. 4.20 Suma de corrientes del condensador de cada etapa en *SymPowerSystem*.

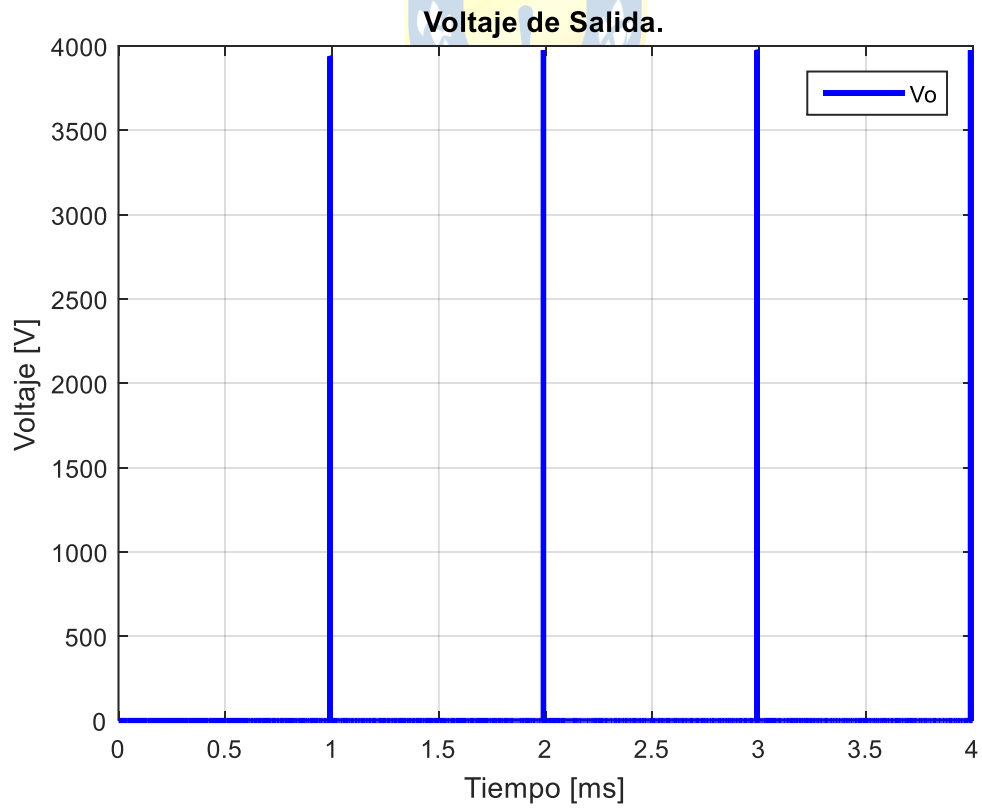


Fig. 4.21 Voltaje de salida del generador en *SymPowerSystem*.

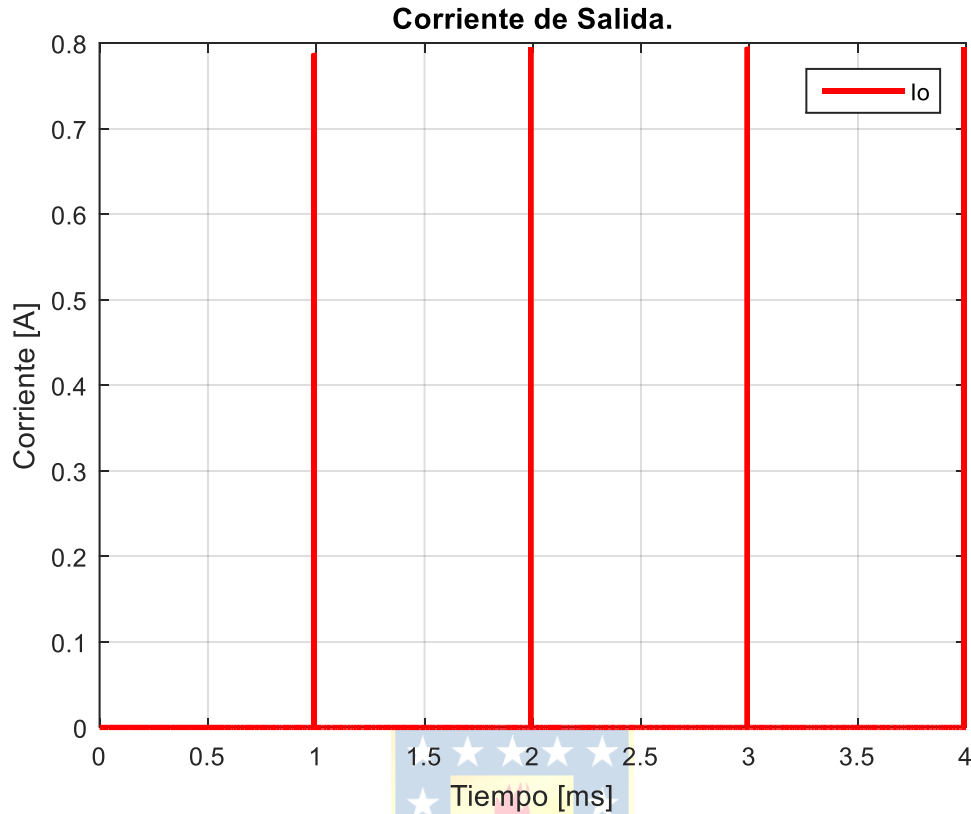


Fig. 4.22 Corriente de salida del generador en *SymPowerSystem*.

4.4. Discusión

En el presente capítulo se ha desarrollado un modelo matemático en base a variables de estado para un generador de Marx de estado sólido tipo 2 de 4 etapas. Se presentó el desarrollo para la obtención de las ecuaciones de estado que permiten modelar el sistema en sus 2 modos de funcionamiento, modo de carga, y modo de descarga.

Se realizó también la validación del modelo matemático a través de la simulación circuital del mismo generador, utilizando los mismos parámetros de funcionamiento. Se consideró que el resultado de las simulaciones, tanto para el modelo matemático como para el modelo circuital corresponden a una buena representación del funcionamiento de un generador de Marx de estado sólido.

La literatura revisada no presenta modelos matemáticos que representen el comportamiento de un generador de Marx de estado sólido. El evaluar las ecuaciones matemáticas que gobiernan el sistema, nos ayuda a entender de mejor manera el funcionamiento de éste, y tomar consideraciones al momento del diseño. Lo obtenido en este capítulo proporciona una gran ayuda para evaluar el funcionamiento del generador a implementar.

Capítulo 5. Diseño del sistema

5.1. Introducción

El presente capítulo contemplará los siguientes componentes del sistema: instrumentos de medición, los switches, forma de onda del voltaje, requerimientos de energía, requerimientos de voltaje, corriente, diseño del circuito, diseño de los parámetros, alimentación de c.c. del generador, y diseño de la cámara de tratamiento.

Se diseñará el sistema para la aplicación de PEF, pero también se considerará en el diseño la implementación del prototipo a baja escala.

5.2. Instrumentos de medición

Se cuenta con un osciloscopio digital Instek GDS-1052U de 2 canales, el cual será utilizado para monitorear las formas de onda del generador de impulsos y la correcta sincronización de los switches de carga y descarga. Este equipo cuenta con un ancho de banda de 50[MHz], tensión máxima de entrada de 300[V], impedancia de entrada $1[\text{M}\Omega]/15[\text{pF}]$, y puede registrar tiempos de ascenso de hasta 7[ns].

También se dispone de un multímetro digital Keysight U1242B capaz de medir voltajes c.c. en un rango de 0,1[mV] a 1000[V].

5.3. Forma de onda de voltaje

La forma de onda del voltaje a la salida del generador es uno de los factores más relevantes en términos de eficiencia del tratamiento por PEF. La forma de onda del voltaje dependerá de las características y requerimientos de la fuente de alimentación pulsada utilizada (generador de impulsos), los circuitos de disparo que activan los switches y el sistema de bombeo para el caso de la aplicación de PEF en la industria.

Como se ha mencionado en el capítulo 2, las aplicaciones PEF requieren que se supere un determinado potencial transmembrana para hacer efectivo el tratamiento, por lo que la forma de onda adquiere relevancia al momento de evaluar la energía que no se está utilizando de la mejor forma, es decir, la energía disipada en forma de calor por el sistema. En la Fig. 5.1 se muestra un ejemplo de la utilización de energía efectiva para una forma de onda del tipo decaimiento exponencial.

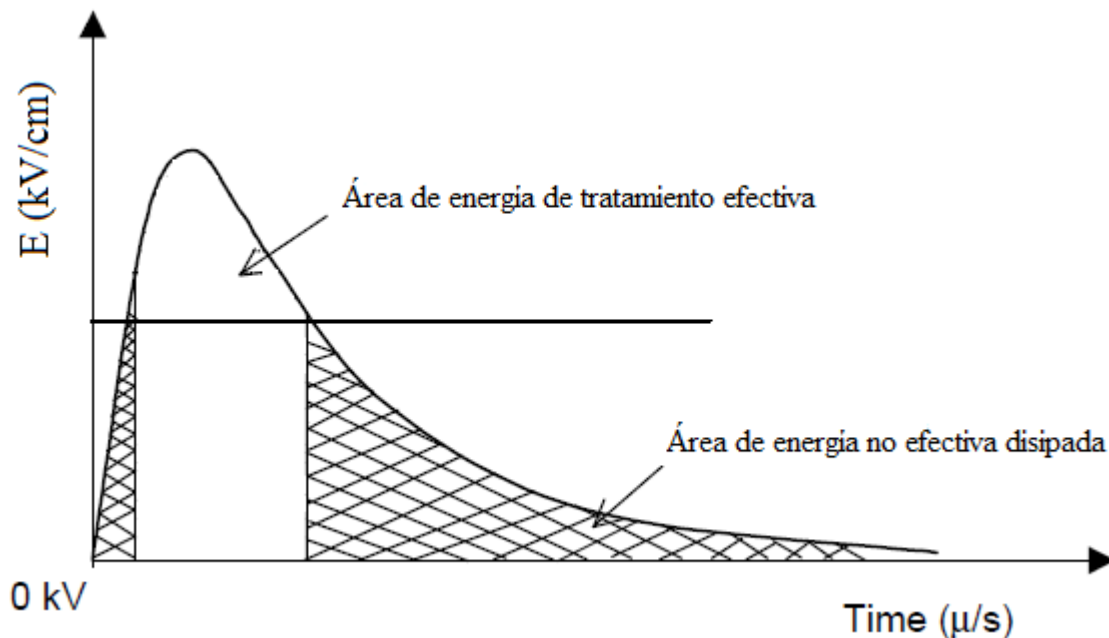


Fig. 5.1 Energía disipada al utilizar forma de onda de decaimiento exponencial, modificado de [16].

Las formas de onda más utilizadas son la de decaimiento exponencial y la cuadrada. Ambas han sido contrastadas en varios estudios, concluyendo que la forma de onda cuadrada es la mejor opción al momento de realizar tratamientos por PEF [23]. Conseguir una forma de onda lo más cuadrada posible es uno de los desafíos presentes, ya que utilizar pulsos cuadrados de corta duración y rápidos tiempos de encendido y apagado de los switches, es la manera más eficiente y efectiva de utilizar la energía del sistema [24].

5.4. Requerimientos de energía

Los procesos PEF pueden ser estáticos o dinámicos, es decir, se puede implementar un sistema de bombeo, por medio de una bomba que suministre un cierto flujo de producto a tratar. Por ejemplo, aplicar una energía por volumen de $100[\text{J}/\text{mL}]$ a un flujo de $100[\text{mL}/\text{s}]$, requiere una energía total de $10[\text{kJ}/\text{s}]$.

Para las pruebas del prototipo a implementar se trabajará solo de manera estática, pero como el estudio contempla un futuro escalamiento de lo diseñado en esta memoria de título, se propondrá aplicar una energía por unidad de volumen.

La literatura indica que los niveles de energía en aplicaciones PEF varían desde los $100[\text{kJ}/\text{kg}]$ a los $1000[\text{kJ}/\text{kg}]$, siendo los procesos de extracción y aplicación a alimentos sólidos-líquidos los que requieren mayores niveles de energía [25].

Así, se considera una energía por volumen de 105[J/ml] para un flujo máximo de 100[mL/s] para un futuro escalamiento e implementación de un sistema de bombeo hacia la cámara de tratamiento.

5.5. Requerimientos de voltaje

Para conseguir una ruptura irreversible de la membrana celular, se necesita inducir un voltaje a través de la célula que supere el potencial crítico transmembrana de 1[V]. Para esto, la tecnología PEF propone la aplicación de un campo eléctrico pulsado en el orden de microsegundos a la célula. Ahora bien, la dirección del campo eléctrico aplicado tendrá relevancia en los requerimientos de voltaje, ya que dependiendo del grado de inclinación de ésta, el voltaje requerido a la salida del generador será mayor o menor.

La ecuación (5.1) describe la tensión en función del radio de la célula y la intensidad y dirección del campo eléctrico aplicado.

$$V = 1.5 \cdot r \cdot E \cdot \cos \theta \quad (5.1)$$

Donde V es el voltaje, r es el radio de la célula, E es el campo eléctrico y θ es el ángulo entre el campo eléctrico y la membrana celular. En la Fig. 4.33, se presenta un esquema del campo eléctrico aplicado a una célula.

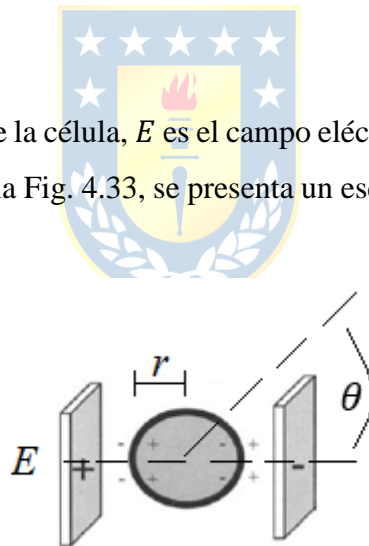


Fig. 5.2 Esquema de célula de radio r ante la aplicación de un campo eléctrico E .

Asumiendo el radio de la célula de 0.4[μm] y $\theta = 0^\circ$, se puede calcular el campo eléctrico necesario para superar el potencial crítico transmembrana utilizando la ecuación (5.1). Con esto, se obtiene que el campo eléctrico aplicado debe ser mayor a 16[kV/cm].

En las aplicaciones PEF reportadas en la literatura, se trabaja con magnitudes de campo eléctrico que van desde los 10[kV/cm] a 40[kV/cm] para obtener resultados favorables [26]. Por esta razón, se considera que trabajar con un campo eléctrico de 12.5[kV/cm] es aceptable.

5.6. Requerimientos de corriente

Si bien el campo eléctrico es el parámetro más relevante en una aplicación PEF, la corriente requerida para cada tratamiento también debe ser suministrada correctamente. La corriente a la salida del generador estará dada por la Ley de Ohm y cambiará dependiendo de la muestra que se esté tratando. Esto ya que el generador de Marx estará conectado a una cámara de tratamiento, en donde las muestras a procesar poseerán distintas conductividades por lo que la corriente que pasa a través de la cámara y de la biomasa a tratar no será constante y cambiará dependiendo del producto que se procesará. Comúnmente, la resistencia de las biomosas usadas en tratamientos PEF es mucho menor comparada con su capacitancia, por lo que la carga puede ser considerada puramente resistiva [26].

Se tomó una muestra de lodo del tratamiento secundario de efluentes de una planta de celulosa, obteniendo una conductividad de $1570[\mu S/cm]$ como se observa en la Fig. 5.3.



Fig. 5.3 Medición de la conductividad del lodo del tratamiento secundario.

Los IGBT's a utilizar para la descarga del generador deben ser capaces de soportar grandes peak's de corriente, mientras que para los IGBT's de carga, el valor de la corriente dependerá del máximo que pueda suministrar la alimentación del generador, la resistencia de c.c. en la entrada y el diodo de carga para cada etapa. Estas condiciones de operación hacen posible que el generador de Marx pueda ser implementado con distintos IGBT's para el modo de carga y descarga.

El diodo seleccionado para la carga de los condensadores de cada etapa es el IDB30E120, el cual soporta una tensión máxima de $1200[V]$, una caída de tensión de $1.65[V]$, y puede conducir una corriente continua de hasta $30[A]$ según la hoja de datos proporcionada por el fabricante [27].

5.7. Switches

El tipo de switch utilizado para generar los pulsos de alta tensión es un factor crítico en la eficiencia del sistema. Esto ya que el switch debe soportar el voltaje almacenado en los condensadores de carga y controlar el flujo de corriente hacia la carga (cámara de tratamiento). De esta forma, el tipo de switch empleado en el diseño determinará cuanta corriente y voltaje se podrá manejar en el generador de pulsos, y que tan rápido se podrán realizar las repeticiones de los pulsos.

Generalmente, en la tecnología PEF los voltajes de carga varían entre 10 a 40[kV], mientras que la corriente dependerá de la resistencia de la cámara de tratamiento y de la conductividad del producto a tratar.

Los Tiratrones (Thyratron en inglés) son una especie de válvula termoiónica cuyo interior está relleno de gas y son los switches más cotizados en aplicaciones PEF industriales. Pueden soportar tensiones de alrededor de 100[kV], corrientes de [10kA] a frecuencias de hasta 10[kHz]. Sin embargo, estos switches sólo controlan el encendido, además de poseer un circuito de driver muy costoso[16].

Los switches semiconductores de estado sólido son considerados como el futuro de la conmutación de alta potencia. Su tecnología va mejorando con el paso del tiempo, y los precios son cada vez más accesibles. Además de presentar frecuencias de conmutación elevadas, el control de éstos es también más sencillo.

Los primeros switches semiconductores de estado sólido como los Tiristores y GTO (en inglés gate turn-off) no son utilizados en aplicaciones PEF, mientras que los MOSFET's (Metal-oxide semiconductor field-effect transistors en inglés) y los IGBT's (Insulated-gate bipolar transistors en inglés), presentan rápidas conmutaciones y bajos niveles de consumo de poder.

Entre los IGBT's y los MOSFET's se prefiere a los primeros por su mayor capacidad de conducir corrientes. La desventaja es que éste tipo de switches sólo soporta tensiones de alrededor de 4[kV], por lo que se requiere de una conexión en serie de IGBT's para poder producir mayores voltajes. Además, la conexión en paralelo de IGBT's puede incrementar aún más la corriente que se puede conducir en el sistema. Para la implementación del prototipo, se supone una tensión máxima de entrada de 1000[V], por lo que el IGBT deberá soportar esta tensión, además para el modo de descarga del generador, se diseña el equipo para obtener un peak de corriente máximo de 300[A].

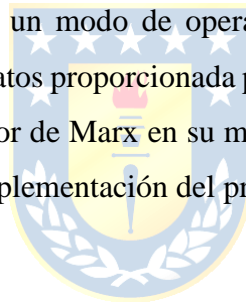
Bajo estas condiciones, se selecciona el STGW20IH125DF como IGBT para el modo de carga y el IXGK28N140B3H1 como IGBT para el modo de descarga.

El STGW20IH125DF es capaz de soportar una tensión de 1250[V] y conducir una corriente continua de hasta 40[A] a 25°C y de 20[A] a 100°C, además de una corriente pulsada de 80[A]. La carga total de este dispositivo es de 69[nC], lo que facilita la tarea del CI driver que lo dispare [28]. El límite de corriente para la carga de los condensadores del generador de Marx estará dada por las características de corriente de éste IGBT, y también por la del diodo presente en cada etapa.

EL IXGK28N140B3H1 soporta tensiones de hasta 1400[V] pudiendo conducir una corriente continua de hasta 60[A], mientras que la carga total es de 88[nC]. Este dispositivo posee bajos requerimientos de manejo de Gate y es utilizado principalmente en aplicaciones como:

- Inversores de poder
- Fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS abreviado en inglés)
- Fuentes de alimentación conmutadas (SMPS abreviado en inglés).

Además, el IXGK28N140B3H1 posee un diodo anti paralelo ultra rápido y una gran capacidad de manejo de corriente, por lo que en un modo de operación pulsada puede conducir corrientes cercanas a los 200[A] según la hoja de datos proporcionada por su fabricante [29]. Los requerimientos de corriente necesarios para un generador de Marx en su modo de descarga hacen de éste IGBT una buena opción para ser utilizado en la implementación del prototipo.



5.8. Diseño del circuito

En el capítulo 3 se estudiaron los primeros circuitos generadores de impulsos y su posterior evolución. Se reconocieron ventajas y desventajas de cada circuito, y se optó trabajar con la topología de un generador de Marx unipolar de estado sólido tipo 2, el cuál fue modelado en el capítulo 4.

Para la implementación del prototipo, se consideraran algunos arreglos a esta topología, principalmente para el funcionamiento del modo de descarga del generador. Se incluirá una resistencia en paralelo al condensador de cada etapa del orden de cientos de kilo ohms. Estas resistencias servirán para descargar los condensadores cuando no se encuentre una carga conectada en la salida, por lo que se seleccionan resistencias grandes para no afectar en gran medida el funcionamiento del generador en un modo de operación normal (con carga conectada). Además se conectará una resistencia de dispersión antes del switch de descarga, para que en caso de fallar las señales de disparo de los IGBT's durante la operación del equipo, exista una vía de descarga para los condensadores.

Como se ha revisado previamente, una de las características más destacadas del generador de Marx es su alto grado de escalabilidad, por lo que la implementación del prototipo se consigue a través

del diseño de una etapa del generador de Marx como circuito impreso (PCB). La etapa es diseñada en el software *Eagle 7.2.0* y se puede replicar el número de veces que se requiera según el diseño y requerimientos necesarios para la aplicación en particular.

El prototipo es diseñado para que cada etapa del generador de Marx pueda soportar una tensión de entrada de 1000[V], con un margen de seguridad de 200[V]. El diodo IDB30E120 (tensión máxima de 1200[V]), y los IGBT's STGW20IH125DF (tensión máxima de 1250[V]) y IXGK28N140B3H1 (tensión máxima de 1400[V]), cumplen con este requisito impuesto por diseño, por lo que el condensador utilizado para cada etapa también debe soportar una tensión igual o superior a los 1200[V].

5.9. Diseño de parámetros

Se considerará el cálculo de los parámetros tanto para la implementación del prototipo para tratamiento estático como para el escalamiento del sistema con tratamiento por PEF de forma continua, es decir, con una bomba que haga fluir el producto a tratar por la cámara de tratamiento. Los parámetros de diseño seleccionados se presentan en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1 Parámetros de diseño para el sistema a mayor escala.

Parámetro	Valor
<i>E</i> (campo eléctrico aplicado)	1.25 kV/mm
<i>Energía por volumen</i>	105 J/ml
<i>Volumen de cámara</i>	66 ml
<i>Q_{máx}</i> (flujo máximo)	100 ml/s
<i>σ_{máx}</i> (conductividad máxima)	1570 μS/cm
<i>R_{mín}</i> (resistencia mínima)	33.33 Ω
<i>Ancho de Pulso</i>	10 μs
<i>Gap</i> (vacío entre electrodos)	8 mm

El voltaje máximo de salida se calcula según la ecuación (5.2):

$$V_{out_máx} = E \cdot Gap = 1.25 \cdot 8 = 10[kV] \quad (5.2)$$

Luego, la corriente máxima de salida se calcula mediante la ecuación (5.3) reemplazando la resistencia de carga por el valor de la resistencia mínima encontrada de acuerdo a la conductividad máxima:

$$I_{out_máx} = \frac{V_{out_máx}}{R_{mín}} = \frac{10000}{33.33} = 300[A] \quad (5.3)$$

La energía por pulso está dada por:

$$\text{Energía por pulso} \cong V_{out_{m\acute{a}x}} \cdot I_{out_{m\acute{a}x}} \cdot \text{Ancho de pulso} \cong 10k \cdot 300 \cdot 10\mu = 30[J/pulso] \quad (5.4)$$

La energía total por segundo se obtiene según la ecuación (5.5):

$$\text{Energía total por seg} = \text{Energía por volúmen} \cdot Q_{m\acute{a}x} = 105 \cdot 100 = 10500[J/s] \quad (5.5)$$

Para el caso del sistema de aplicaciones PEF mediante tratamiento continuo, se calcula la frecuencia máxima de repetición de la siguiente forma:

$$f_{m\acute{a}x} = \frac{\text{Energía total por seg}}{\text{Energía por pulso}} = 350[Hz] \quad (5.6)$$

La capacitancia necesaria se calcula mediante la ecuación (5.7):

$$\text{Energía por pulso} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{out_{m\acute{a}x}}^2 \rightarrow C = 0.6[\mu F] \quad (5.7)$$

Como se estudió en el capítulo 3, el generador de Marx corresponde a un generador multi-etapa. Específicamente, tiene 2 modos de funcionamiento (modo de carga y modo de descarga), por lo que la capacitancia equivalente formada por el generador cambiará dependiendo del modo en el cual esté operando. Es decir, para el modo de carga, el generador de Marx carga los condensadores de cada etapa produciéndose una conexión en paralelo de éstos, mientras que para el modo de descarga, los condensadores forman una conexión en serie.

El valor de capacitancia encontrado en la ecuación (5.7) corresponde al valor necesario de la capacitancia equivalente para el modo de descarga. Por lo que si el generador de Marx contiene 10 etapas, se requiere de un valor mínimo de $6[\mu F]$ para cada etapa. De esta forma, se selecciona el condensador AVX-FB37M6P0106, el cuál posee una capacitancia de $10[\mu F]$ y se dispondrá de espacio en la PCB para incorporar 2 condensadores por etapa. El condensador AVX-FB37M6P0106 posee una tensión máxima de $1200[V]$ acorde a lo señalado en el sub-capítulo 5.8, y puede suministrar una corriente peak de $550[A]$ según la hoja de datos proporcionada por su fabricante [30].

Ahora bien, según el diodo y el IGBT para el modo de carga seleccionados en los sub-capítulos 5.6 y 5.7 respectivamente, la corriente máxima a la cual se pueden cargar los condensadores sin llevar al máximo la capacidad de los IGBT ($I_{m\acute{a}x}(25^{\circ}C) = 40[A]$) y diodos ($I_{m\acute{a}x} = 30[A]$) será de $20[A]$, por lo que si se utilizara una partida brusca del equipo a una tensión de $1000[V]$, se debe agregar una

resistencia limitadora de corriente cuyo valor se obtiene por Ley de Ohm como se muestra en la ecuación (5.8):

$$R_{dc} = \frac{V_{in}}{I_{in_peak}} = \frac{1000}{20} = 50[\Omega] \quad (5.8)$$

También es posible cargar los condensadores realizando una partida suave, es decir, subir gradualmente la tensión desde 0[V] a 1000[V] para evitar un gran peak de corriente que pueda destruir el diodo o el IGBT utilizados para el modo de carga del generador de Marx. Por lo obtenido mediante simulación en el capítulo 4, se espera que al producirse el modo de descarga del generador de Marx, los condensadores no se descarguen completamente, reduciendo el consumo de corriente durante el modo de carga. Esto se podrá verificar experimentalmente al revisar que tan rectangular será la forma de onda del voltaje de salida del generador conectado a una carga.

5.10. Diseño de alimentación de c.c del generador

Existen varias formas de alimentar a un generador de Marx. La forma más simple (pero menos económica), es utilizar una fuente de c.c. capaz de suministrar tensiones en el orden de kilo Volts. Otras formas son elevar la tensión de la red mediante un transformador y posteriormente rectificarla o utilizar una fuente conmutada con un transformador de alta frecuencia.

El generador de Marx multiplica (teóricamente) el valor de la tensión de entrada en un factor correspondiente al número de etapas que posea éste, por lo que mientras mayor sea la tensión de entrada se necesitaran menos etapas para lograr la tensión requerida por la aplicación, cuidando límites ya señalados en el diseño de los componentes.

5.10.1 Alimentación c.c. a utilizar en pruebas de prototipo

Como se mencionó en el capítulo 1.5, una de las limitaciones señaladas para la prueba del prototipo es el nivel de tensión al que se puede trabajar en la empresa Bioforest S.A. Es por esto, que para realizar las pruebas de funcionamiento del equipo se alimentara al generador de Marx con una fuente de c.c. VOLTCRAFT DPPS-32-20. Esta fuente de c.c. puede entregar una tensión ajustable en el rango de 0 – 32[V] y suministrar una corriente de 20[A], es decir, una potencia máxima de 640[W].

5.10.2 Alimentación c.c. propuesta para el escalamiento

La forma propuesta es utilizar un Boost Converter (o convertidor elevador en español), el cual es un convertidor de c.c. a c.c. cuya relación entrada/salida está dada por la ecuación (5.9),

$$\frac{V_s}{V_o} = (1 - D) \quad (5.9)$$

en donde V_s es la tensión c.c. de entrada, V_o es la tensión c.c. de salida, y D corresponde al ciclo de trabajo (o Duty Cycle en inglés), el cual puede tomar valores entre 0 y 1. El esquema del circuito se presenta en la Fig. 5.5.

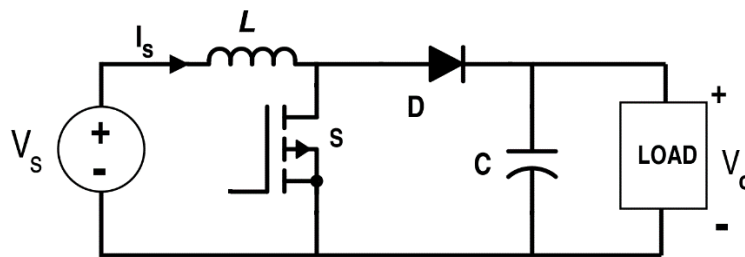


Fig. 5.4 Convertidor Boost.

De la ecuación (5.14) se puede deducir que el convertidor Boost tendrá una tensión de salida mayor que la tensión de entrada dependiendo del valor que posea el ciclo de trabajo. Un factor a considerar es la tensión de offset durante la polarización directa del diodo, lo que afecta en términos de eficiencia al convertidor. Es por esto, que se reemplaza el diodo por otro MOSFET, dando lugar al circuito denominado “Synchronous Boost Converter” (convertidor elevador sincrónico en español), en el cual el MOSFET, que reemplaza al diodo, utiliza una señal de disparo complementaria al MOSFET “Sw” del convertidor como se puede apreciar en la Fig. 5.6.

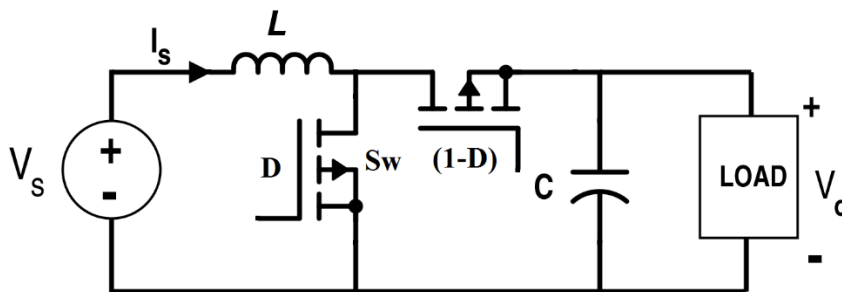


Fig. 5.5 Synchronous Boost Converter.

Los parámetros para el diseño del convertidor Boost sincrónico se presentan en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2 Parámetros de diseño del convertidor Boost.

Parámetro	Valor
f_B (frecuencia de switcheo)	160 kHz
V_{in_min} (Voltaje mínimo entrada)	200 V
V_{in_max} (Voltaje máximo entrada)	320 V
V_{out_min} (Voltaje mínimo salida)	350 V
V_{out_max} (Voltaje máximo salida)	1200 V
I_{out} (Corriente de salida)	2 A
V_{ripple} (ripple de voltaje de salida)	1 V

Luego, de las ecuaciones de diseño del convertidor Boost se tiene que los ciclos de trabajo mínimo y máximo son:

$$D_{min} = 1 - \left(\frac{V_{in_max}}{V_{out_min}} \right) = 8.57\% \quad (5.10)$$

$$D_{max} = 1 - \left(\frac{V_{in_min}}{V_{out_max}} \right) = 83.33\% \quad (5.11)$$

El tamaño del inductor y el condensador debe ser dimensionado según las ecuaciones (5.12) y (5.13) respectivamente.

$$L_B > \frac{D \cdot V_{in} \cdot (1 - D)}{f_b \cdot 2 \cdot I_{out}} > 97.78[\mu H] \quad (5.12)$$

$$C_B > \frac{I_{out}}{V_{ripple} \cdot f_B} > 12.5[\mu F] \quad (5.13)$$

Adicionalmente, se puede estimar la corriente peak que deberá soportar el inductor según la ecuación (5.14),

$$I_{peak} = \frac{(V_{in_max} \cdot D)}{(f_B \cdot L_B)} = 15[A] \quad (5.14)$$

Al requerir niveles de alta potencia, se aconseja que la frecuencia de conmutación utilizada sea elevada, para que las dimensiones del inductor y el condensador requeridos se encuentren disponibles comercialmente.

Los interruptores pensados para esta aplicación corresponden a MOSFET. Además, se debe considerar un circuito de corriente de inrush y una red snubber para minimizar los transientes propios de un convertidor boost, de lo contrario se pueden dañar los componentes del convertidor e incluso los del generador de Marx debido a los altos valores de tensión y corrientes que se pueden alcanzar.

A continuación, se presenta la simulación del convertidor Boost diseñado, alimentado desde una fuente de tensión de c.a. rectificadas y conectado a un generador Marx de estado sólido, el cuál comienza a funcionar en su etapa de carga cuando se supera la etapa transiente del convertidor boost en $t = 30[ms]$. Los parámetros utilizados para la simulación se muestran en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3 Parámetros de Simulación, alimentación mediante Boost Converter.

Parámetro	Valor
f_B (frecuencia de switcheo)	160 kHz
V_{in} (Voltaje entrada)	300 V
D (Ciclo de trabajo)	70 %
R_{dc} (Resistencia limitadora del generador)	500 Ω
T_{charge} (tiempo de carga del generador)	50 ms
C_{Marx} (Condensador equivalente para etapa de carga del generador)	20 μF

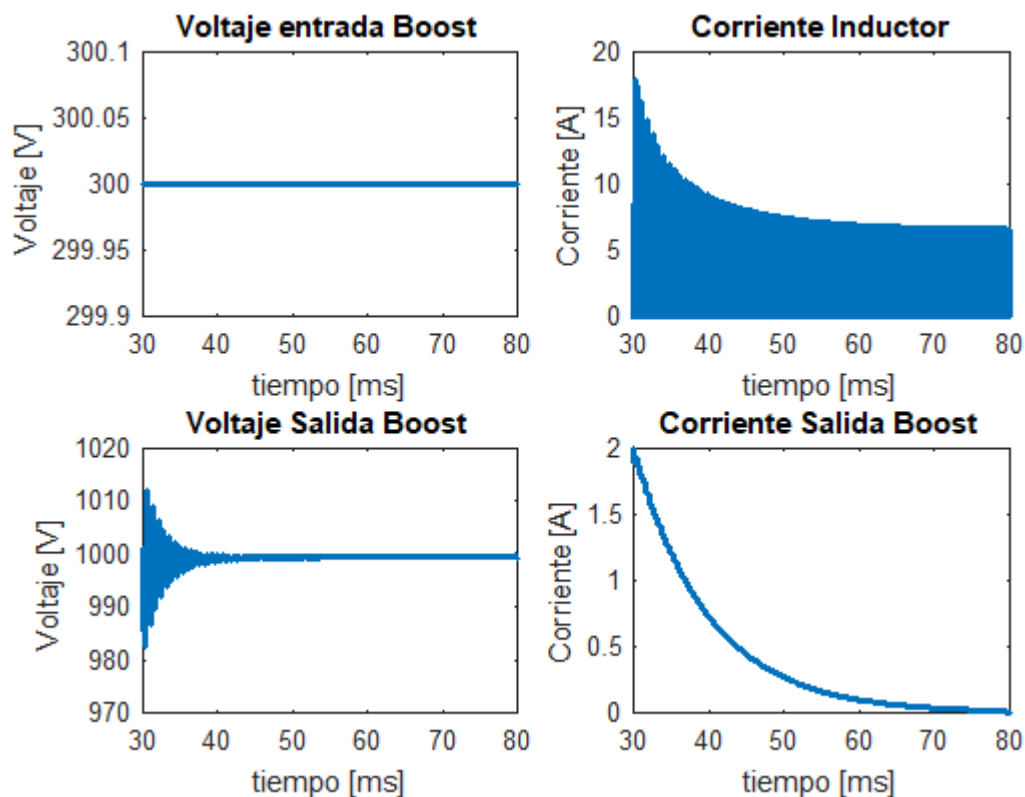


Fig. 5.6 Voltaje y corriente de entrada/salida del convertidor Boost.

Notar que la etapa transiente del convertidor no ha sido graficada en la Fig. 5.7, pero se debe tener en consideración un circuito que controle la corriente peak de entrada y el voltaje peak de salida. Una opción es realizar una partida suave, aumentando gradualmente el ciclo de trabajo hasta alcanzar

el valor de tensión deseado, o también la incorporación de un arreglo que minimice la “corriente inrush” y una “red snubber” para las oscilaciones del convertidor en su etapa transiente.

5.11. Diseño de la cámara de tratamiento

Se diseñó una cámara de tratamiento para realizar pruebas futuras con el lodo del efluente a tratar. El diseño consiste en una cámara para tratamiento continuo con forma de tubo hecha en una impresora 3D.

El diseño contiene agujeros en los que se ingresa una mica y se sella mediante la incorporación de resina para evitar filtraciones. El propósito de esto es tener visibilidad del fluido que pasará por la cámara y evitar que se formen burbujas de aire que puedan afectar el tratamiento.

Dentro de la cámara se incorporan 2 electrodos en forma paralela, donde cada electrodo será conectado a la salida del generador de Marx de estado sólido generando así el campo eléctrico pulsado. El vacío (gap) entre los electrodos es de 8[mm]. A continuación se presenta la cámara de tratamiento diseñada y construida.



Fig. 5.7 Cámara de tratamiento construida.

Capítulo 6. Diseño de la unidad de control

6.1. Introducción

En este capítulo se explicará todo lo relacionado al control del equipo PEF, incluyendo el microcontrolador utilizado, los circuitos integrados para robustecer las señales de carga y descarga, los circuitos integrados para controlar la apertura y cierre de los IGBT's, el módulo WiFi incorporado para la comunicación con el usuario y la alimentación para todos estos circuitos.

6.2. Microcontrolador

Se utilizará el microcontrolador ATmega328P, creado por Atmel de la serie megaAVR el cual se encuentra montado en una placa de Arduino Uno. Entre las principales características se pueden destacar:

- 23 pines I/O disponibles.
- Memoria flash de 32[kB].
- EEPROM de datos de 1[kB].
- Encapsulado TQFP 32-pin.
- Oscilador externo hasta 20[MHz].
- Voltaje de operación 1.8[V] a 5.5V].
- ADC de 10 bits y 6 canales.
- 2 timers/contadores/comparadores de 8 bits.
- 1 timer/contador/comparador/captura de 16 bits.
- 6 canales PWM.



En la Fig. 6.1 se presenta un esquema del diagrama de bloques de la serie megaAVR.

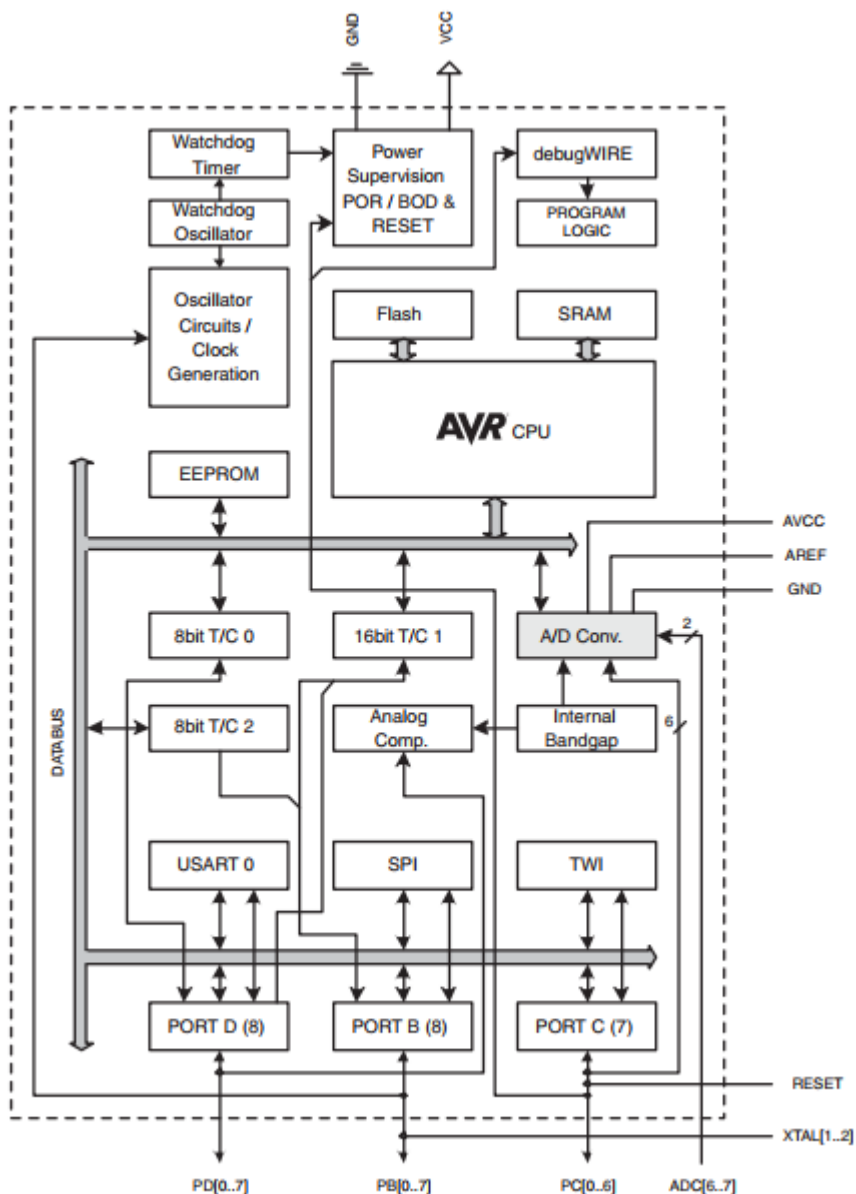


Fig. 6.1 Diagrama de bloques de ATmega328P.

Se configuraron como salida simple los pines PB2 (Digital 10) y PB3 (Digital 11) para generar los pulsos de carga y descarga correspondientemente. Estas señales deben ser complementarias, por lo que se programa un tiempo muerto entre ambas señales. Además, se incorpora un hardware externo, para evitar que se active el pulso de carga y de descarga al mismo tiempo producto de alguna interferencia electromagnética o falla del microcontrolador.

Si se utiliza el convertidor boost sincrónico como alimentación para el generador, las 2 señales PWM requeridas pueden ser suministradas por el ATmega 328P.

6.3. Circuito Lógico de protección

Las señales de carga y descarga generadas por el microcontrolador deben cumplir la condición de que cuando una esté en estado “High” la otra se encuentre en “Low”. Como la señal generada desde el microcontrolador es a través de un pin digital, se puede ingresar esta señal a un circuito lógico externo que garantice el cumplimiento de complementariedad de las señales.

El circuito lógico que cumple con esta función es el que se muestra en la Fig. 6.2, y su tabla de verdad se presenta en la Tabla 6.1.

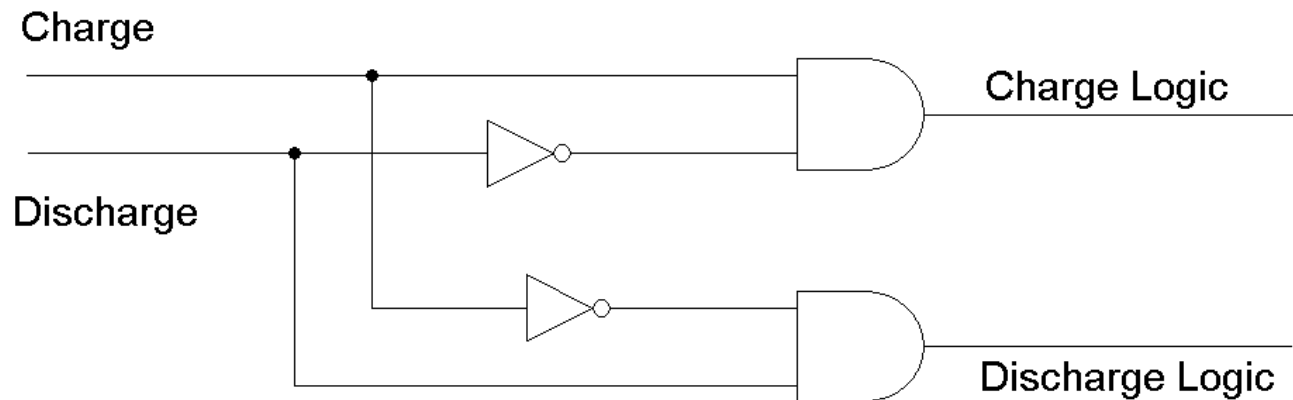


Fig. 6.2 Circuito lógico de protección.

Tabla 6.1 Tabla de verdad del circuito lógico.

Charge	Discharge	Charge Logic	Discharge Logic
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Los circuitos integrados utilizados para las compuertas NOT y AND son el SN74LVC2G04 y el SN74LVC2G08 respectivamente. Ambos circuitos fabricados por Texas Instruments, son duales por lo que se necesita de 1 encapsulado de cada compuerta lógica para montar el circuito mostrado en la Fig. 6.2. Además son diseñados para una operación entre 1.65[V] y 5.5[V] según sus hojas de datos [31], [32].

6.4. CI Driver para IGBT's

Las señales de carga y descarga generadas mediante el microcontrolador y que pasan a través del circuito lógico no tienen la tensión y corriente suficiente para controlar la apertura y cierre de los IGBT's, por lo que se necesita de un CI driver que cumpla esta función.

Al momento de escoger un driver se deben tener en consideración factores como la corriente máxima que puede suministrar el driver, el rise time, y el máximo voltaje de alimentación. También se deben conocer las cargas pertenecientes a las características dinámicas del IGBT a utilizar.

Por ejemplo, para controlar el cierre de un IGBT, es necesario llenar completamente la carga del gate Q_G . El valor de la carga Q_G , se puede encontrar comúnmente en el Datasheet del IGBT.

Para la implementación del prototipo se ha seleccionado el CI Si8271, fabricado por Silicon Labs. Este driver posee una aislación galvánica de 2.5[kVRMS], un retardo máximo propagado de 60[ns] y un peak de corriente a la salida de 4.0[A]. Dentro de las principales aplicaciones del Si8271 destacan:

- Fuentes de alimentación pulsadas.
- Inversores solares de poder.
- Control y manejo de motores.
- Fuentes de alimentación ininterrumpidas.
- Amplificadores clase D de alto poder.

La alimentación de este CI para la etapa de control debe estar en el rango de 2.5 a 5.5[V], mientras que la alimentación de la etapa de potencia puede ser desde 4.2 a 30[V]. En la Fig. 6.4 se muestra un diagrama del CI Si8271 [33].

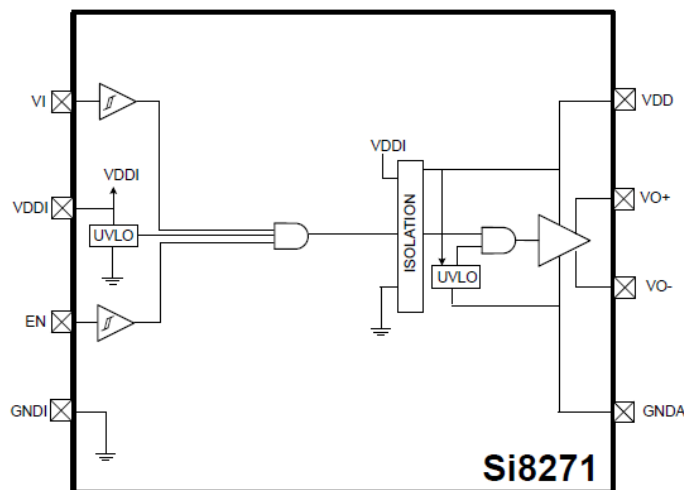


Fig. 6.3 Bloque esquemático de conexión del CI driver Si8271.

6.5. Módulo WiFi

Para que el prototipo a implementar pueda adaptarse a diferentes condiciones de operación es necesario que parámetros tales como el tiempo de carga, tiempo muerto, ancho de pulso y frecuencia de repetición puedan ser modificados por el usuario de una forma sencilla. Es por esto, que se utilizará un chip ESP8266 modelo 12F, el cual es un módulo Wi-Fi desarrollado por Ai-thinker Team. En la Fig. 6.4 se presenta el diagrama de bloques del ESP8266.

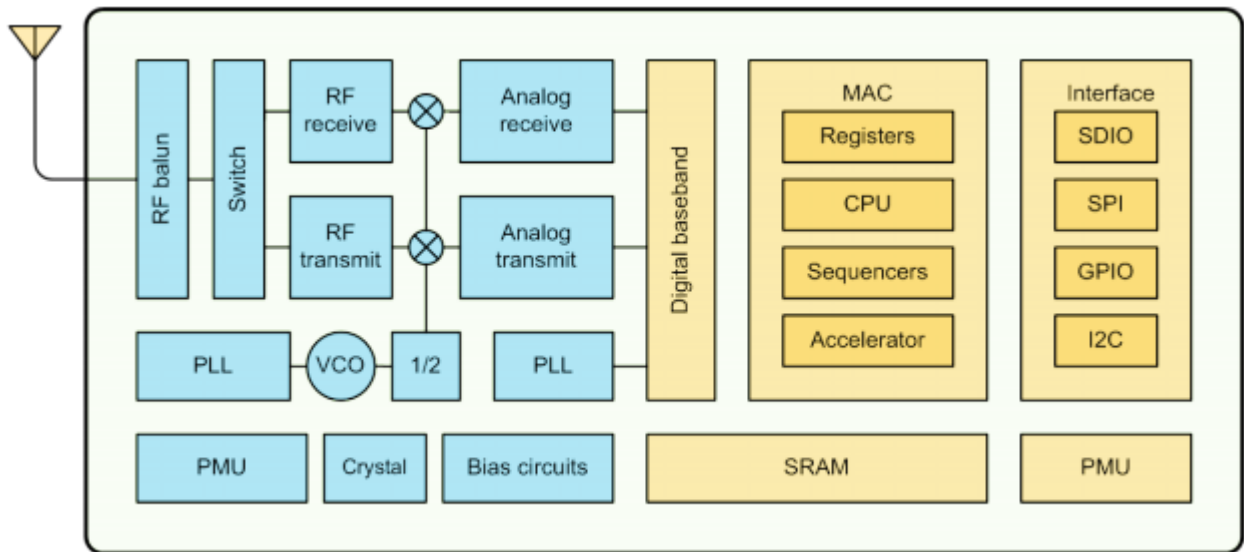


Fig. 6.4 Diagrama de bloques del módulo ESP8266 .

Las principales características de este módulo son:

- Protocolo Wi-Fi 802.11 b/g/n.
- Frecuencia Wi-Fi 2.4[Ghz], support WPA/WPA2.
- Buses periféricos: UART/HSPI/I2C/I2S/Ir/GPIO/PWM.
- Protocolos IPv4, TCP/UDP/HTTP/FTP.
- Voltaje de operación: 3.0~3.6[V].
- Corriente de operación: 80[mA].

El ESP8266 permitirá que el usuario pueda cambiar los parámetros de operación del generador de Marx señalados en el párrafo anterior, mediante la conexión a un servidor web (HTTP) desde un dispositivo como teléfono celular, Tablet, computador, etc. Este módulo Wi-Fi fue configurado para trabajar como punto de acceso inalámbrico (WAP), por lo que crea una red Wi-Fi con un nombre y contraseña previamente configurada. El ESP8266 contiene una interfaz programada que se desplegará

al momento de la conexión a través de un navegador web en el que se debe ingresar la dirección IP asignada al módulo Wi-Fi.

Los parámetros que se podrán ajustar son:

- Ancho de pulso (entre 1[μ s] y 255[μ s]).
- Tiempo Muerto (entre 0[μ s] y 255[μ s]).
- Frecuencia de repetición (entre 1[Hz] y 2000[Hz]).

Con los datos proporcionados se realizará el cálculo del tiempo de carga en el microcontrolador considerando los valores de los parámetros ingresados por el usuario según la ecuación (6.1):

$$t_{carga} = \frac{(1 - f \cdot (t_{descarga} + 2 \cdot t_{muerto}))}{f}. \quad (6.1)$$

En donde, f es la frecuencia (medida en Hz) de repetición de los pulsos de descarga, t_{carga} y $t_{descarga}$ es el tiempo (medido en segundos) que el generador operará en modo de carga y de descarga respectivamente, y t_{muerto} es el tiempo muerto (medido en segundos) entre el cambio de operación entre modo de carga y descarga y viceversa.

6.6. Alimentación de poder de circuitos integrados

Una característica fundamental en un generador de Marx de estado sólido, es que los switches utilizados tanto para el modo de carga y descarga se encuentran a distintos potenciales, es decir, el ground de la etapa n del generador es la salida de alto voltaje de la etapa $n-1$, por lo que la alimentación de los CI driver de los IGBT's no pueden ser referenciadas a ese ground para alimentar al circuito [26], [34].

Es necesario que las etapas del generador estén aisladas entre sí para alimentar a los CI de driver. Existen 3 métodos de lograr la alimentación de los CI de forma adecuada:

1. Utilizar convertidores CC-CC.
2. Utilizar transformadores aislados y convertidores CA-CC.
3. Alimentar desde el circuito principal.

Para el método 1, se debe tener en consideración la aislación del convertidor, la que comúnmente es menor a 6kV, por lo que para algunos diseños este método no es válido. En el método 2, la capacitancia parásita del transformador aislado puede causar oscilaciones en los pulsos de voltaje de salida, además de ser difíciles de encontrar un dispositivo óptimo en el comercio. Para el método 3, el principal problema es reducir la corriente que viene desde el circuito principal, pero se puede solucionar mediante un arreglo de transistores [22].

Cómo el circuito está diseñado para un funcionamiento de hasta 1200[V] por etapa, se utilizará un arreglo en cascada de convertidores CC-CC. El convertidor seleccionado para alimentar los CI de driver es el NXE2S1215MC. Sus principales características son [35]:

- Voltaje de entrada nominal: 12[V].
- Voltaje de salida: 15[V].
- Aislación de hasta 3[kV_{DC}].
- Single Output 2[W].
- Protección de corto circuito.
- 79% de eficiencia.
- 135 kHz frecuencia de switcheo (típica).



Como se utilizan 2 IGBT's por etapa, se necesitarán $2 \cdot n$ convertidores, los que se alimentaran con una fuente c.c. común de 12[V].

La alimentación de 12[V] es proporcionada por una fuente de tensión aislada, la cual también servirá de suministro para un convertidor Buck (o reductor) el cual es ajustado a una tensión de salida de 5[V], con la cual se alimenta el microcontrolador y las compuertas lógicas AND y NOT utilizadas para el circuito de lógica.

Finalmente, se utiliza el CI AMS1117 para reducir la tensión de 5[V] a 3.3[V], con la que opera el módulo Wi-Fi ESP8266. El AMS1117 es un regulador lineal que puede proveer una corriente de salida de hasta 1[A].

Capítulo 7. Resultados

Este capítulo presenta todos los resultados obtenidos en la implementación del prototipo y la prueba de éste, comparando la señal de salida con la esperada por simulación del modelo desarrollado en el capítulo 4.

7.1. Set-up

El generador de Marx de 3 etapas implementado se presenta a continuación:

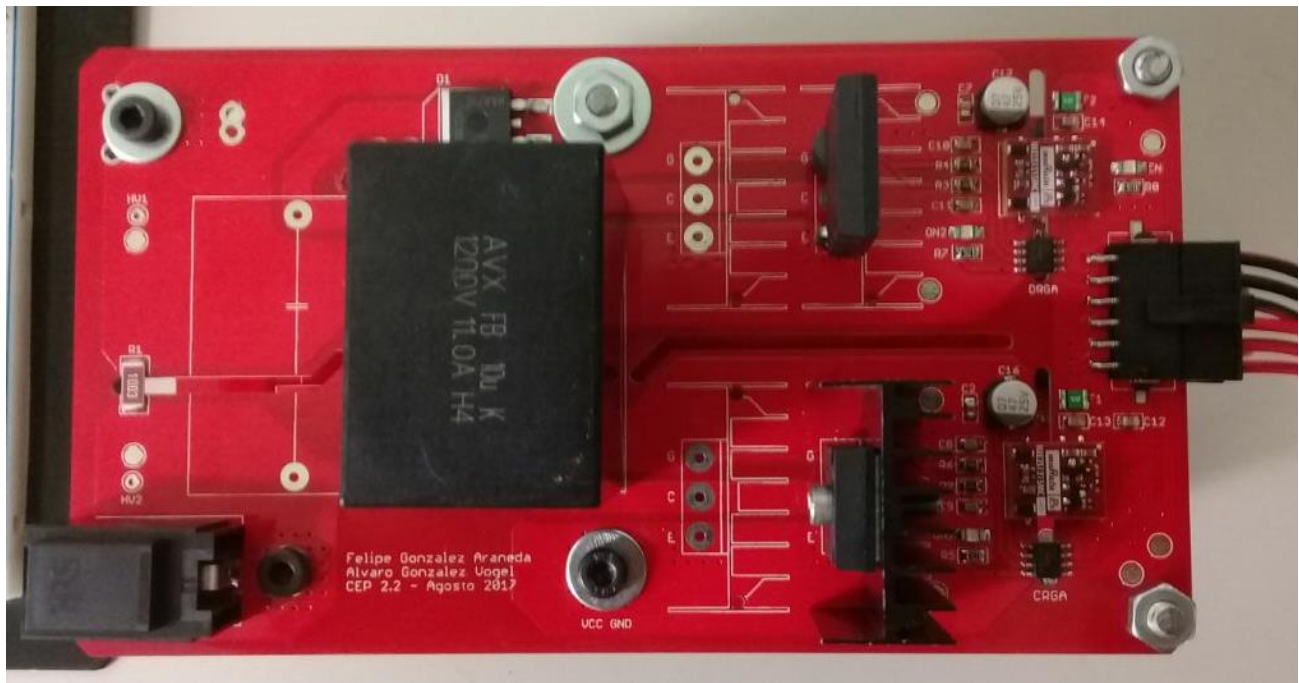


Fig. 7.1 Vista desde arriba del generador de Marx implementado.

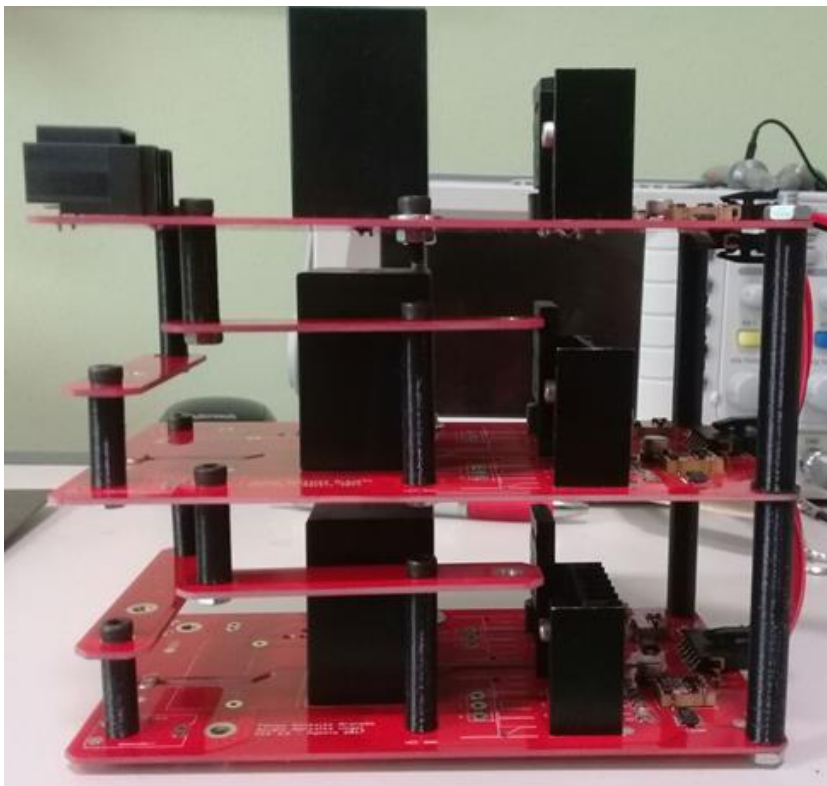


Fig. 7.2 Vista lateral izquierda del generador de Marx implementado.

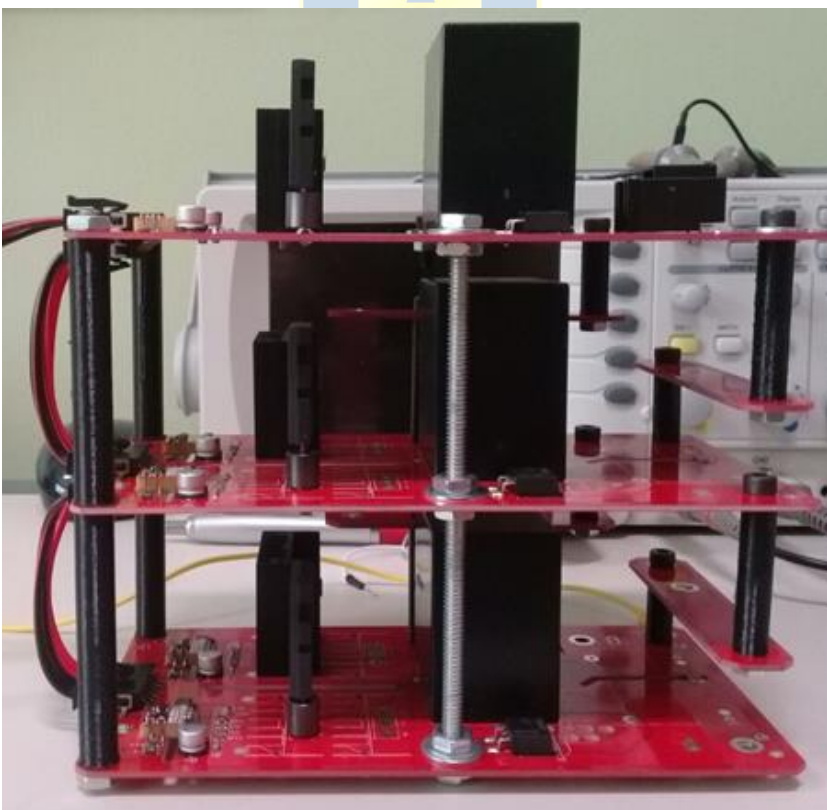


Fig. 7.3 Vista lateral derecha del generador de Marx implementado

El Set-up para la unidad de control se presenta en la Fig. 7.4.

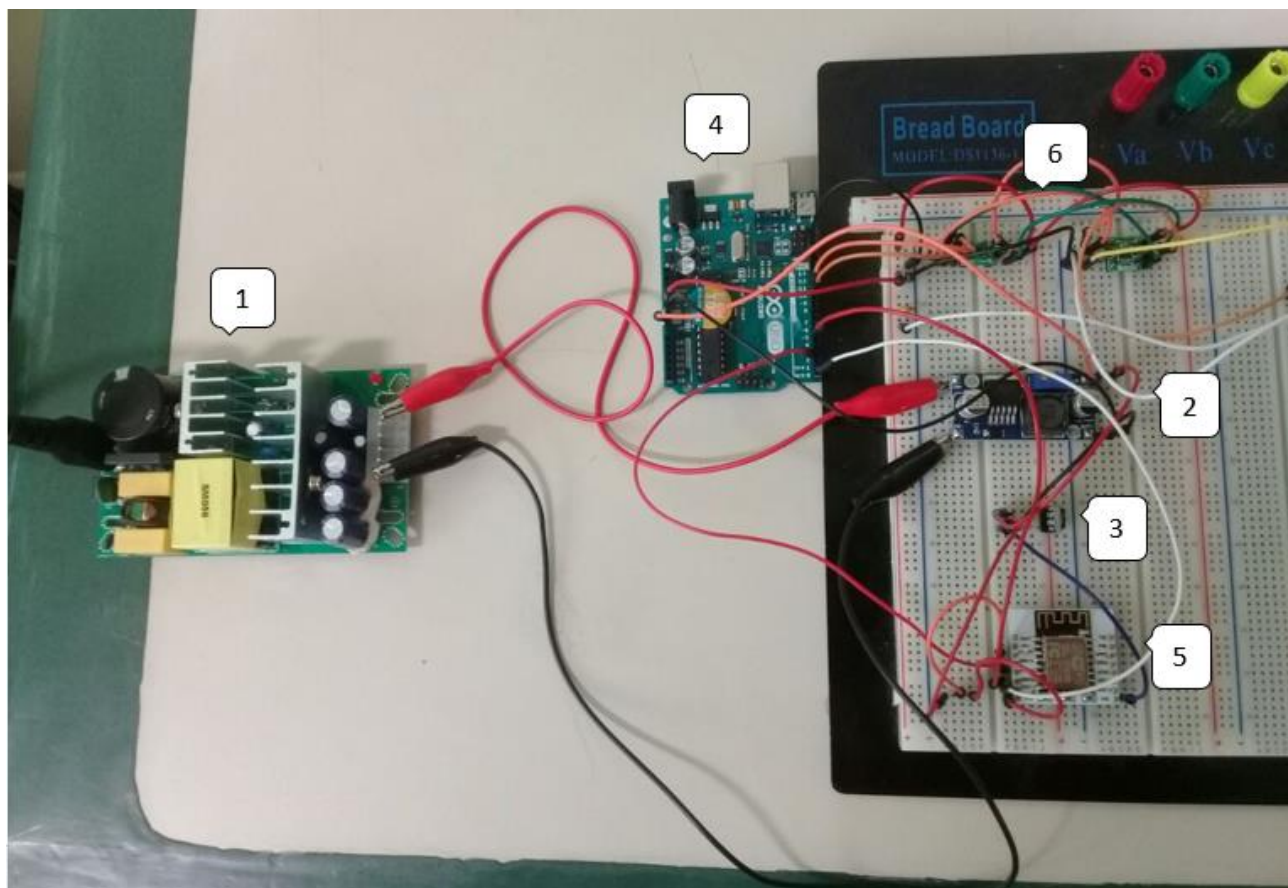


Fig. 7.4 Set-up de la unidad de control.

Las etiquetas de números mostrados en la Fig. 7.4 corresponden a lo siguiente:

1. Fuente de alimentación aislada de 12[V].
2. Convertidor Buck de 12[V] a 5[V].
3. CI ASM1117 de 5[V] a 3.3[V].
4. Placa de Arduino UNO con microcontrolador ATMEGA328p.
5. Módulo Wi-Fi ESP8266.
6. Circuito de Lógica.

La pantalla de control de los parámetros del sistema PEF se muestra en la Fig. 7.5.

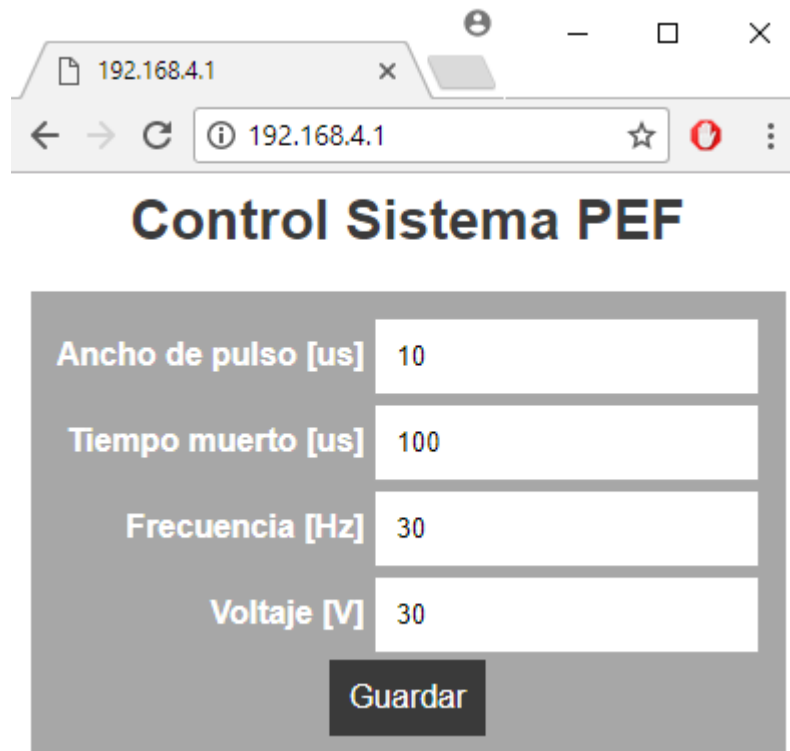


Fig. 7.5 Pantalla de control de parámetros del sistema PEF.

El Set-up completo se muestra en la Fig. 7.6, en donde el generador de Marx de 3 etapas es conectado a una carga resistiva de $500[\Omega]$.

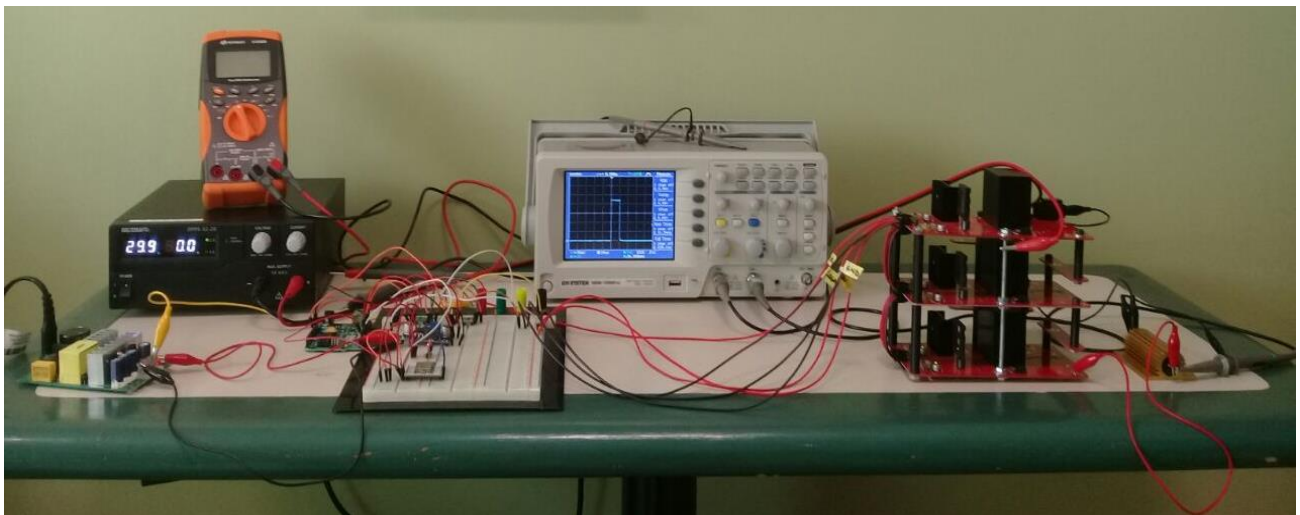


Fig. 7.6 Set-up para prueba de prototipo de generador de Marx de 3 etapas.

7.2. Señal de carga y descarga

Como se explicó en el capítulo anterior, las señales de carga y de descarga deben ser complementarias entre sí con un tiempo muerto entre ellas. Las señales generadas por el microcontrolador ATmega328 ingresan al hardware de lógica. El ancho de pulso para la señal de carga y descarga es ingresado por el usuario, así como también el tiempo muerto entre ambas señales. Se ingresa un tiempo de carga de 40[ms], tiempo de descarga de 10[μs] y un tiempo muerto de 1[ms], por lo que la frecuencia será:

$$f = \frac{1}{\tau_{carga} + \tau_{descarga} + 2 \cdot \tau_{muerto}} \cong 23.8 \text{ [Hz]}. \quad (7.1)$$

Las señales medidas a la salida del circuito lógico se presentan a continuación:

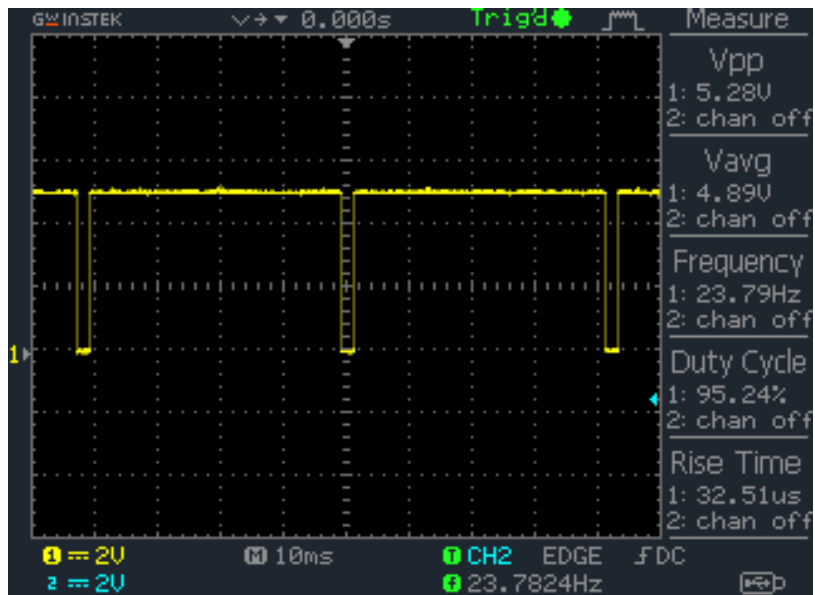


Fig. 7.7 Señal de Carga; Voltaje CH1(amarillo), 2V/div; Time 10ms/div.

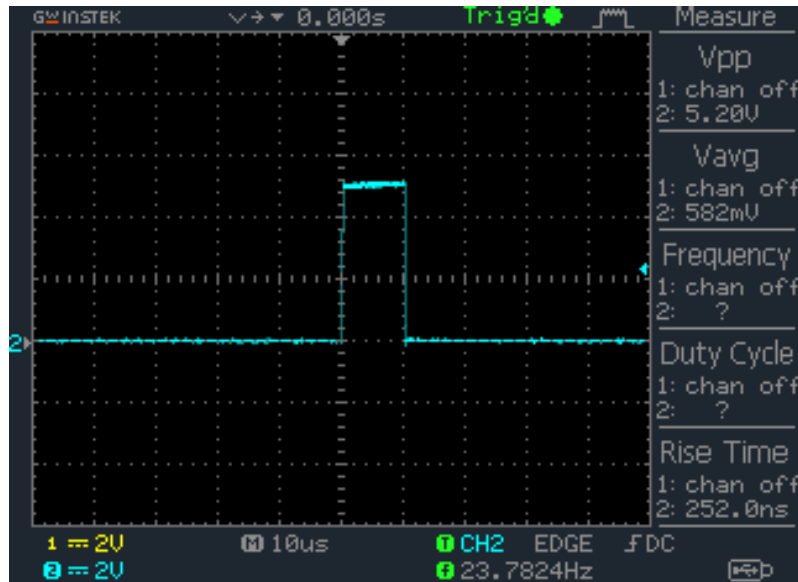


Fig. 7.8 Señal de descarga; Voltaje CH2 (azul), 2V/div; Time 10µs/div.

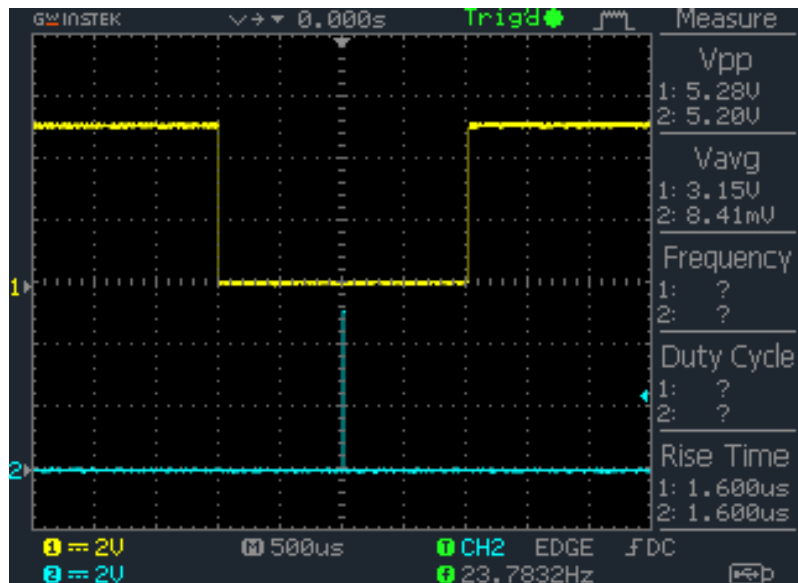


Fig. 7.9 Tiempo muerto entre señales de carga y descarga; Voltaje CH1 (amarillo); Voltaje CH2 (azul), 2V/div; Time 500µs/div.

7.3. Señales de disparo de IGBT's

Las señales de voltaje que controlan la carga y descarga de los condensadores, son generadas mediante los pines digitales del microcontrolador ATmega328, por lo que su valor de tensión va desde 0[V] (pin LOW) a 5[V] (pin HIGH). Para controlar la apertura y cierre de los IGBT's, de carga y

descarga, se utilizó el driver Si8271DB, el cual además de amplificar la señal a niveles de tensión y corriente adecuados, también proporciona una aislación eléctrica de hasta 2.5[kV] de la etapa de control con la etapa de potencia. Las señales medidas en el gate del STGW20IH125DF (IGBT de carga) y del IXGK28N140B3H1 (IGBT de descarga) se presentan a continuación:

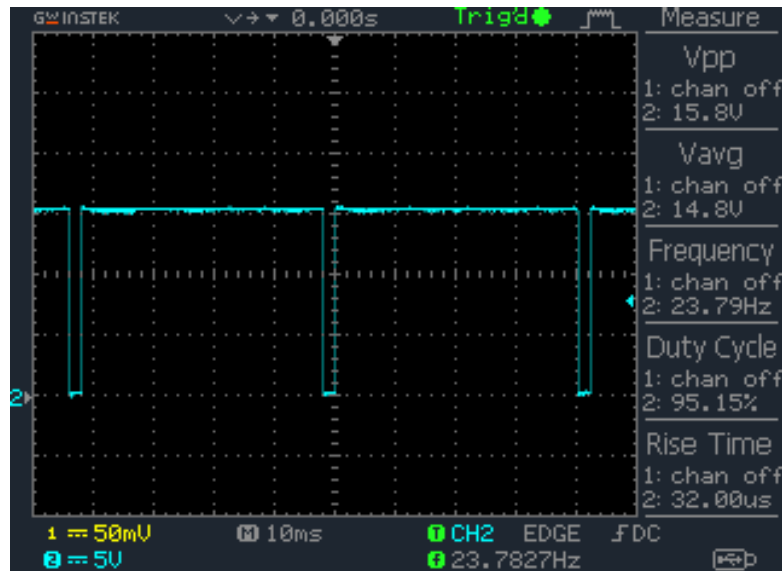


Fig. 7.10 Voltaje en el gate de STGW20IH125DF; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 10ms/div.

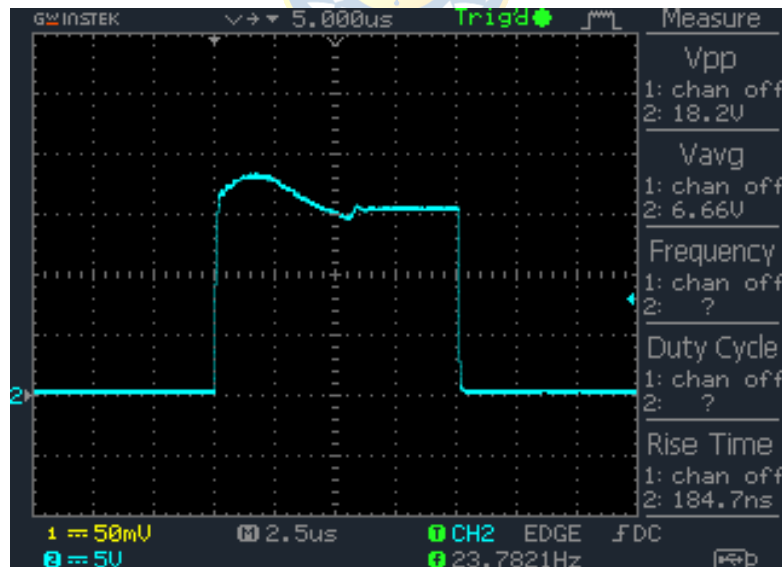


Fig. 7.11 Voltaje en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 2.5us/div.

El pulso de descarga es crítico en el correcto funcionamiento del equipo, por lo que se evalúa el rise time y el fall time del voltaje en el gate del IGBT IXGK28N140B3H1 de descarga. Se obtiene que el rise time es de 128[ns], mientras que el fall time es de aproximadamente 75[ns], lo que demuestra la rapidez de conmutación del IGBT seleccionado en conjunto con su CI de driver. Las señales obtenidas se presentan a continuación:

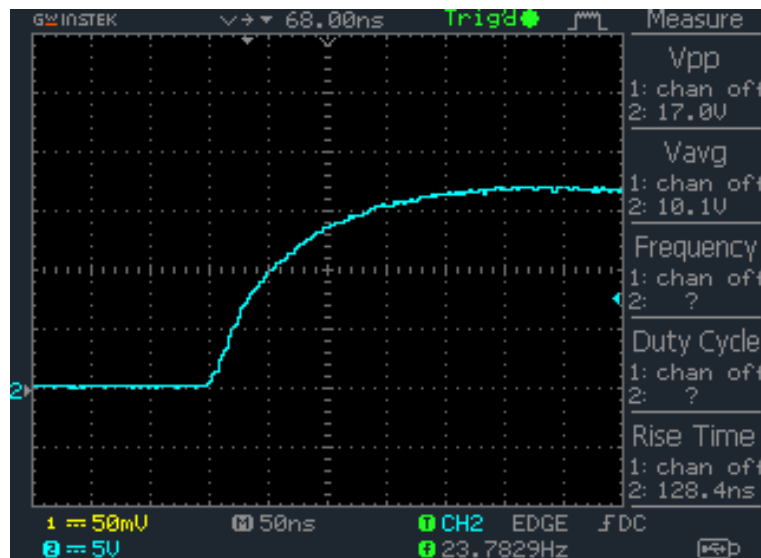


Fig. 7.12 Rise time pulso de descarga en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 50ns/div.



Fig. 7.13 Fall time pulso de descarga en el gate del IXGK28N140B3H1; Voltaje CH2 (azul), 5V/div; Time 50ns/div.

7.4. Señal de salida del generador de Marx de estado sólido

El prototipo implementado consta de 3 etapas, por lo que teóricamente se espera una salida de $V_{out} = 3 \cdot (V_{in})$ sin considerar las pérdidas en los diodos y por conmutación y conducción de los IGBT's.

Ahora bien, si consideramos que la caída de tensión del diodo IDB30E120 es de 1.6[V] según el fabricante, se tiene que la salida final del generador de Marx de estado sólido estará dada por:

$$V_{out} = 3 \cdot (V_{in} - V_F) \quad (7.1)$$

Como se conoce el valor exacto de la resistencia que se utiliza como carga, se puede obtener el valor de la corriente de salida por Ley de Ohm:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_{Load}} \quad (7.2)$$

La primera prueba consiste en comparar el resultado obtenido mediante simulación con el resultado obtenido de forma experimental para las condiciones de operación mostradas en la Tabla 7.1.

Tabla 7.1 Parámetros utilizados para la prueba del prototipo.

Parámetro	Valor
f (frecuencia)	30 Hz
V_{in} (Voltaje entrada)	30 V
$t_{descarga}$ (tiempo de descarga del generador)	10 μ s
t_{muerto} (tiempo de carga del generador)	100 μ s
R_{load} (Resistencia de carga)	500 Ω

Con estos parámetros, y según las ecuaciones (7.1) y (7.2) se espera un voltaje $V_{out} \cong 85.2[V]$ y una corriente $I_{out} = 170.4 [mA]$.

A continuación, se presenta en la Fig. 7.14 el resultado obtenido mediante la simulación del modelo implementado en el capítulo 4, y en la Fig. 7.15 el resultado obtenido experimentalmente y medido en el osciloscopio ajustando la punta de prueba en X10.

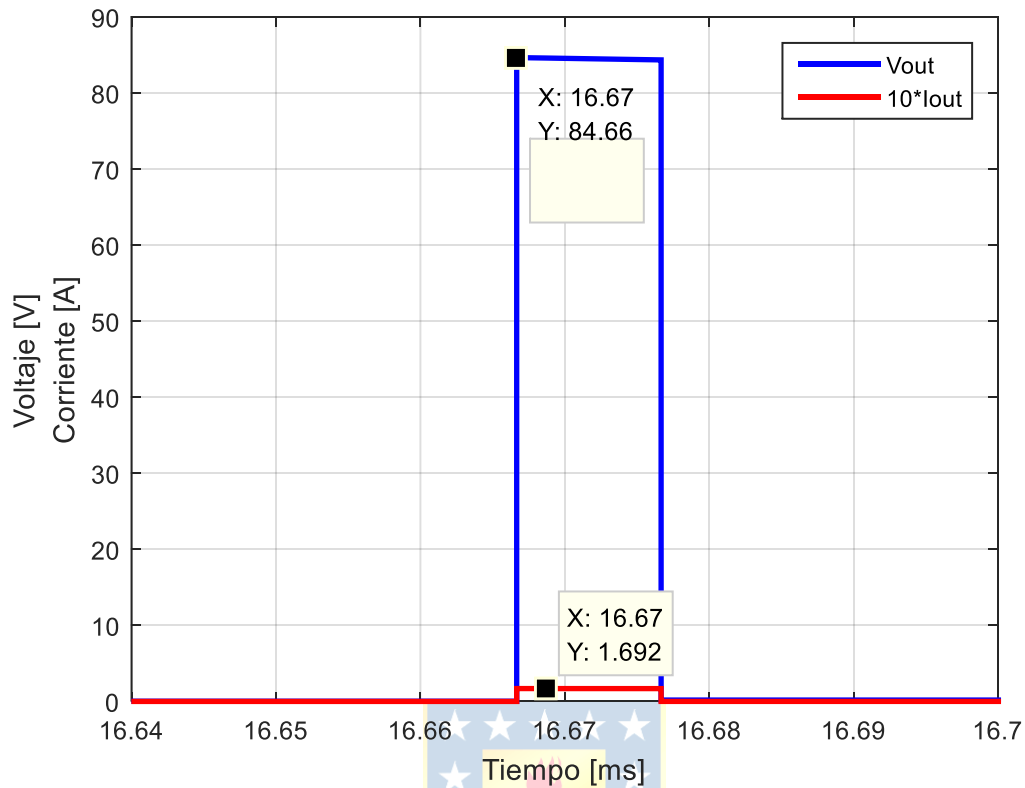


Fig. 7.14 Simulación voltaje de salida y corriente de salida(x10) del generador en la carga de $500[\Omega]$ con $V_{in} = 30[V]$.

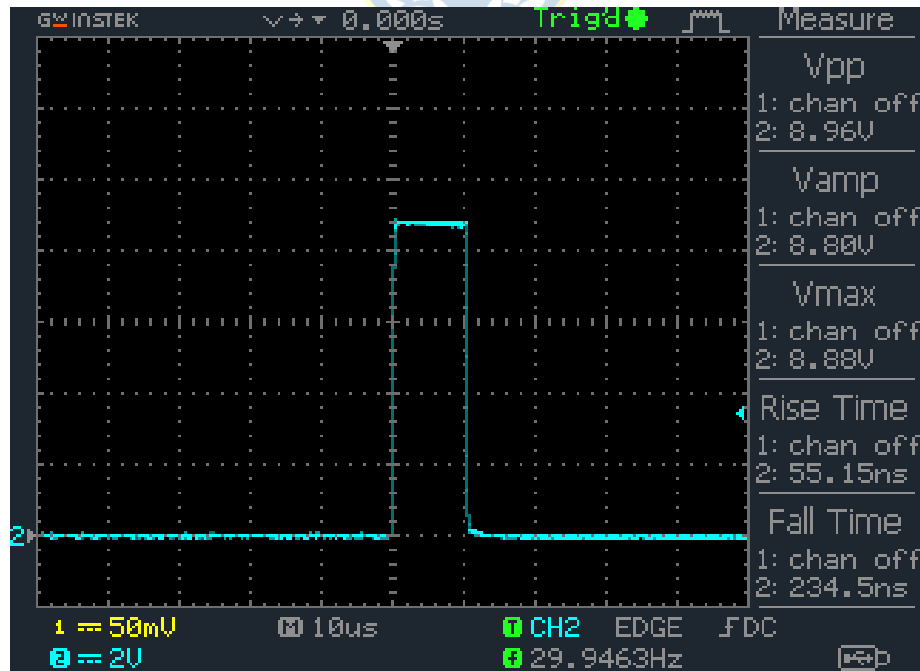


Fig. 7.15 Voltaje de salida del generador en la carga de $500[\Omega]$ con $V_{in} = 30[V]$; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 2.5 μ s/div.

Se muestra también un zoom de la señal obtenida en la Fig. 7.15, para determinar con mayor precisión el rise time y fall time del pulso de voltaje generado en la carga de $500[\Omega]$. Se obtienen los resultados

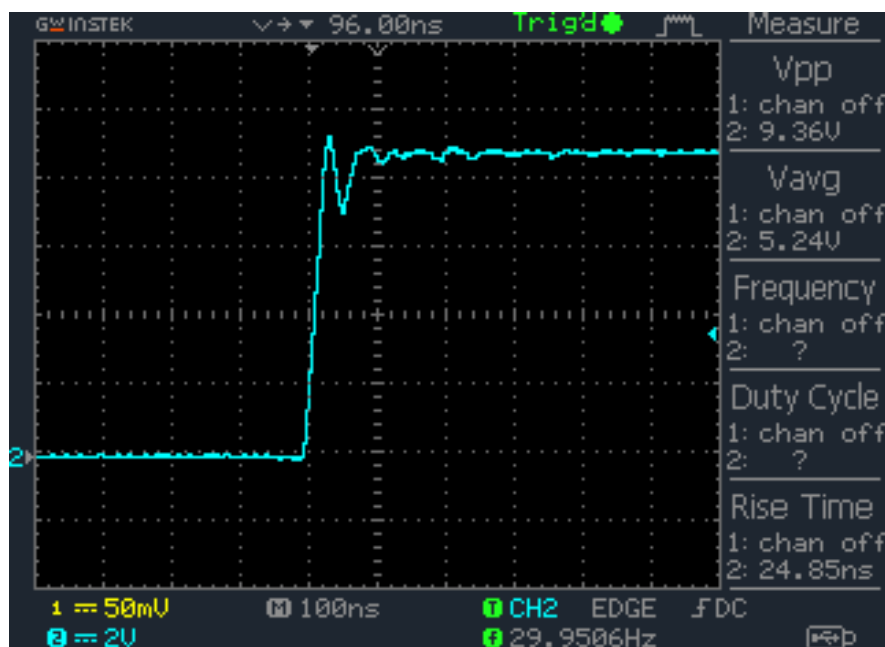


Fig. 7.16 Rise time de la señal de la Fig. 7.15; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.

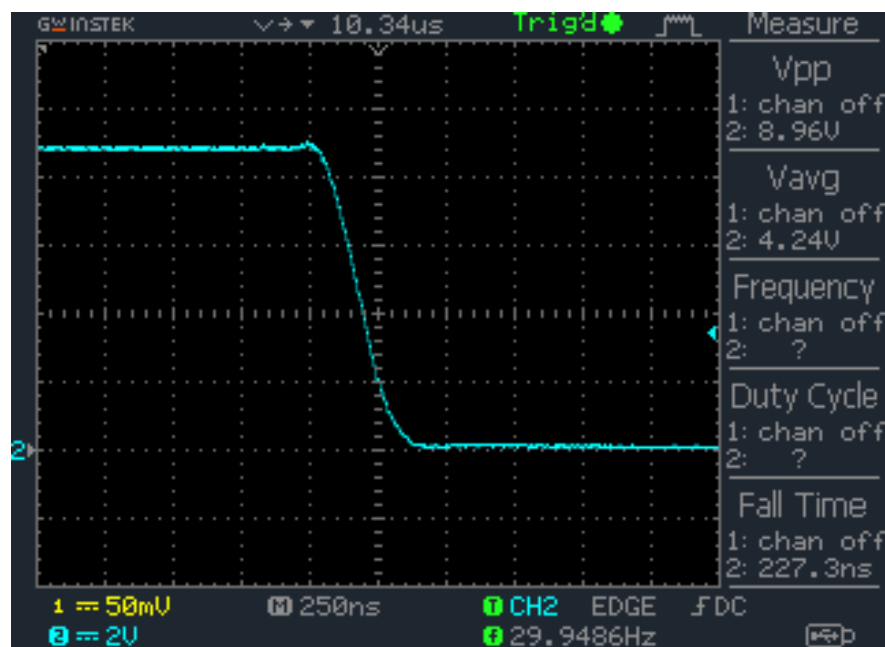


Fig. 7.17 Fall time de la señal de la Fig. 7.15; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 250ns/div.

Se realiza otra prueba con las mismas condiciones de la Tabla 7.1 pero con un voltaje de entrada $V_{in} = 20[V]$ para poder registrar la señal de voltaje en el osciloscopio ajustando la punta de prueba en X1. Se espera un voltaje $V_{out} \cong 55.2[V]$ y una corriente $I_{out} = 110.4 [mA]$.

Los resultados se presentan en las figuras siguientes:

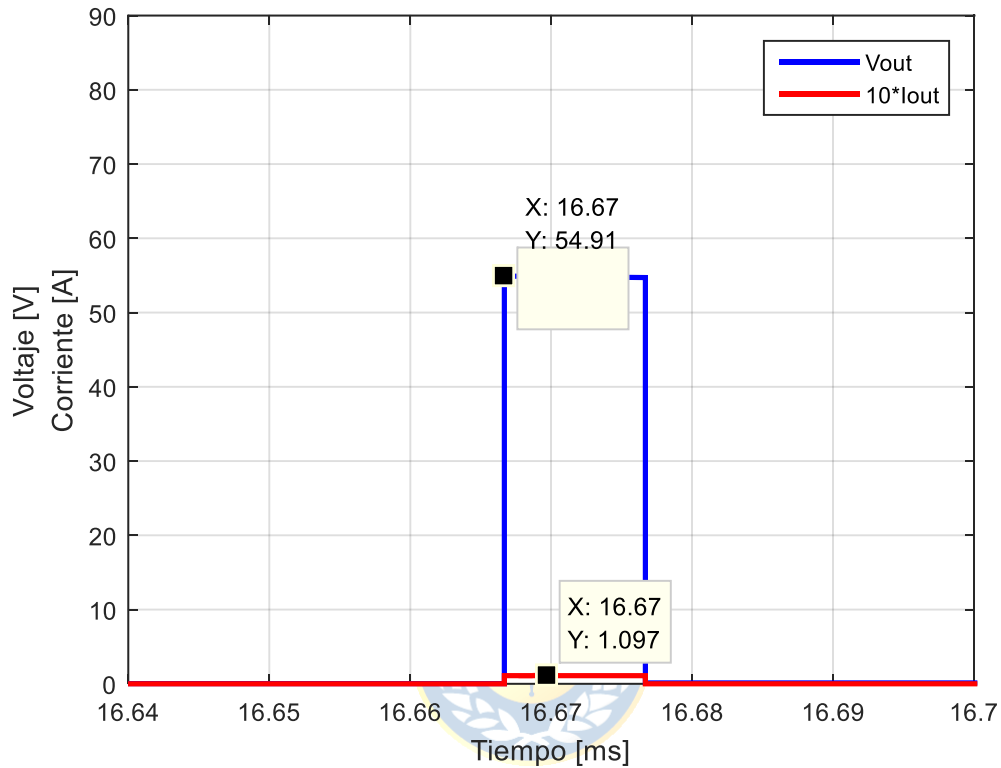


Fig. 7.18 Simulación voltaje de salida y corriente de salida(x10) del generador en la carga de $500[\Omega]$ con $V_{in} = 20[V]$.

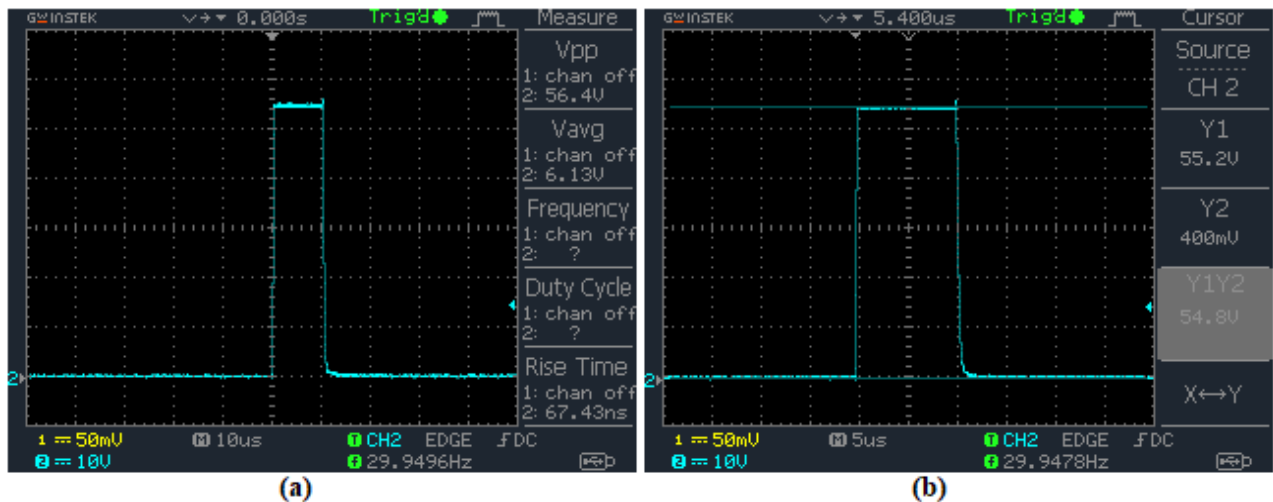


Fig. 7.19 Voltaje de salida del generador en la carga de $500[\Omega]$ con $V_{in} = 20[V]$.

(a) Voltaje CH2 X1 (azul), 10V/div; Time 10µs/div. (b) Voltaje CH2 X1 (azul), 10V/div; Time 5µs/div.

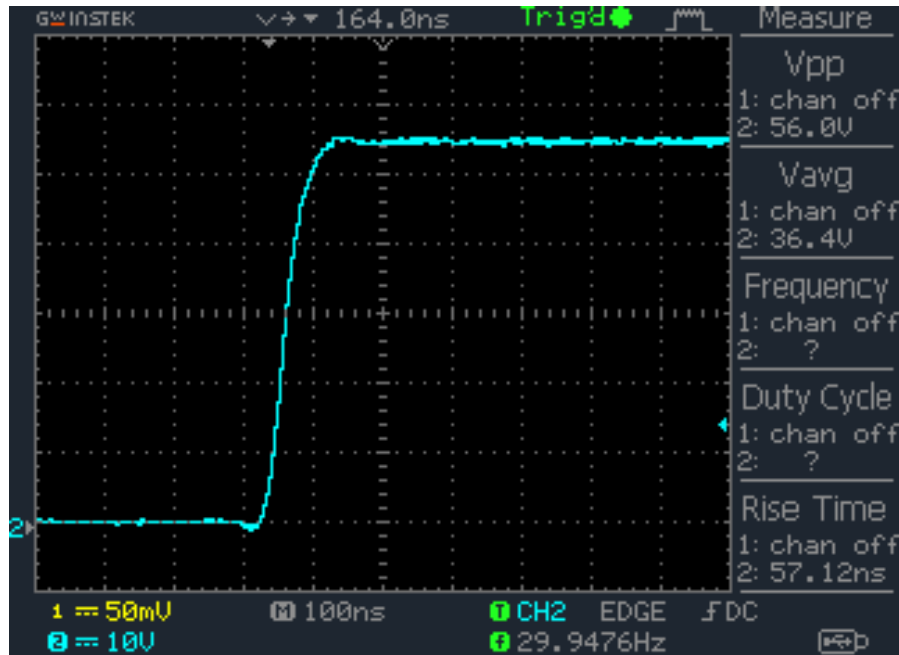


Fig. 7.20 Rise time de la señal de la Fig. 7.19; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.

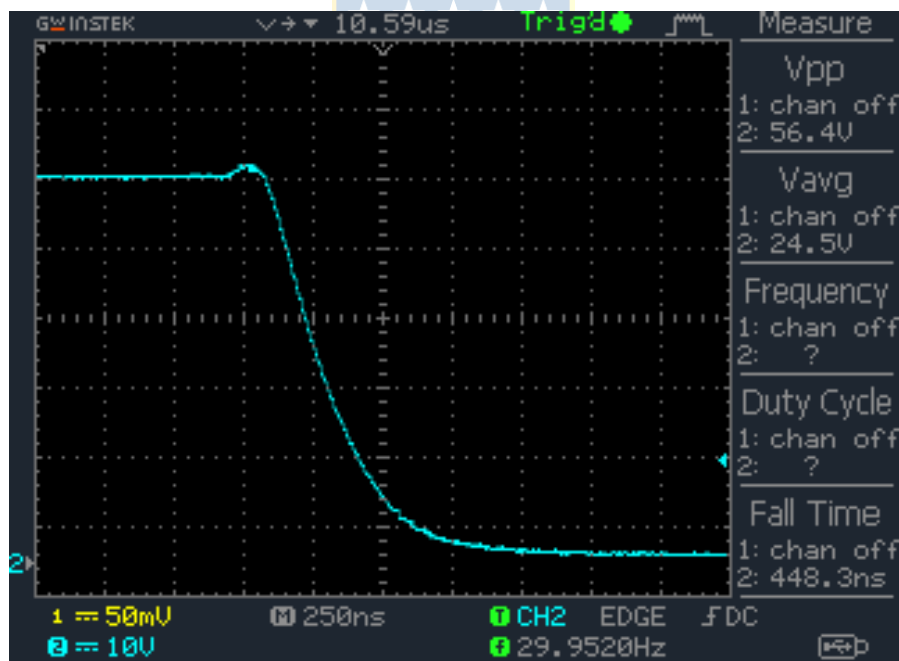


Fig. 7.21 Fall time de la señal de la Fig. 7.19; Voltaje CH2 X10 (azul), 2V/div; Time 100ns/div.

El objetivo de esta prueba es ver el efecto en el error de medición de la señal de tensión en la carga cuando la punta de prueba del osciloscopio es ajustada en X1 y X10.

Para el caso $V_{in} = 30[V]$ se registró la señal de salida con la punta de prueba configurada en X10, obteniendo un pulso de voltaje de $V_{out} = 88[V]$ (Fig. 7.15), lo que no concuerda con el valor de simulación ($V_{out} = 84.66[V]$ Fig. 7.14) que incorpora la caída de tensión de $1.6[V]$ en los diodos.

Es por esto que se realiza una segunda prueba para poder registrar los pulsos de tensión generados con la punta de prueba configurada en X1. Con una tensión de entrada $V_{in} = 20[V]$, se registra una señal de salida de $54.8[V]$, cuando se esperaba por simulación una tensión cercana a los $54.91[V]$.

La eficiencia para la segunda prueba se calcula según la ecuación (7.2):

$$\eta = \frac{V_{out_real}}{V_{out_teórico}} = \frac{54.8[V]}{60[V]} \cdot 100 = 91.33\% \quad (7.2)$$



Capítulo 8. Conclusiones

8.1. Sumario

Este trabajo fue realizado en la empresa Bioforest S.A., en donde se comenzó por realizar un estudio detallado del tratamiento por PEF, para posteriormente poder diseñar un equipo capaz de ser utilizado en este tipo de tratamiento. Para determinar la forma en que se generarían los pulsos de alta tensión se estudiaron los circuitos generadores de impulsos clásicos y las evoluciones de éstos hasta llegar al generador de Marx de estado. Al comprender en detalle las ventajas y desventajas de utilizar este circuito se procedió a diseñar un modelo matemático que pudiera reflejar fielmente lo ocurrido en la realidad y que pudiese dar luces de los parámetros más críticos a considerar en el diseño del equipo.

Se realizó una etapa de diseño considerando en todo momento la seguridad al momento de operar el equipo, por lo que se revisó en detalle los resultados de simulación para considerarlos en el diseño y así escoger los componentes más adecuados para la posterior implementación.

El circuito del generador de Marx fue diseñado en una PCB, en donde se presenta una aislación eléctrica entre los CI de driver de los IGBT's, los cuales a su vez se encuentran aislados unos de otros debido a que los switches de cada etapa del generador se encuentran a diferentes niveles de potencial, lo que impide su conexión hacia una tierra común.

El diseño del circuito consideró una operación típica de aplicaciones PEF revisadas en la literatura, por lo que se revisaron todos los requerimientos que éstas necesitan para lograr un tratamiento exitoso.

Luego de diseñar el generador de Marx se procedió a diseñar la etapa de control de éste, la cual cuenta con un microcontrolador ATMEGA328p encargado de generar las señales de disparo de los IGBT's del modo de carga y de descarga. Como protección adicional, se incorporó un circuito de lógica para evitar que las señales de carga y descarga se activen al mismo tiempo producto de alguna falla o interferencia electromagnética que pudiese ocurrir.

Además, los parámetros de operación del equipo pueden ser controlados a distancia gracias a la incorporación del módulo Wi-Fi ESP8266. Este módulo permite crear una red Wi-Fi llamada "Wifi PEF", a la cual se puede acceder desde cualquier dispositivo que cuente con este mecanismo de conexión. Luego de estar conectado a la red Wi-Fi, a través de un navegador web, se puede ingresar a la pantalla de control del equipo y cambiar los parámetros de frecuencia, tiempo muerto y el ancho del pulso de descarga.

Finalmente, con el equipo diseñado e implementado se procedió a realizar las pruebas del prototipo a bajos niveles de tensión, debido a las limitaciones de seguridad de la empresa, obteniendo resultados satisfactorios del funcionamiento del equipo.

8.2. Conclusiones

La utilización de un generador de Marx de estado sólido permite cumplir los requerimientos de aplicaciones PEF según lo reportado en la literatura. Además, la topología de un generador de Marx de estado sólido de tipo 2, es la más eficiente según lo estudiado en el capítulo 3, ya que el utilizar IGBT's permite tener menores pérdidas en el circuito y poder alcanzar mayores frecuencias de repetición para los pulsos de alto voltaje, pudiendo generar tratamientos más efectivos en aplicaciones de campo eléctrico pulsado.

La modelación matemática de la topología seleccionada para el generador de Marx permite un estudio más detallado del funcionamiento del circuito y los parámetros claves al momento de diseñar y seleccionar los componentes a utilizar en la implementación del mismo. El modelo matemático desarrollado en este trabajo contempla un análisis del circuito sin considerar los diodos y switches ideales para su modo de conducción, lo que permite obtener resultados más aproximados a la realidad.

Determinar los requerimientos más críticos de aplicaciones PEF, como lo son: la fuerza de campo eléctrico, requerimientos de voltaje, corriente y forma de onda permite seleccionar de forma adecuada los componentes que conformarán el generador de Marx.

El utilizar un módulo Wi-Fi como el ESP8266 incrementa la seguridad del sistema, ya que el usuario puede ajustar los parámetros de funcionamiento del equipo de forma remota sin la necesidad de interactuar físicamente con éste.

Se realizaron pruebas para evaluar el funcionamiento del equipo, modificando su ancho de pulso y frecuencia. Se registraron 2 pruebas, la primera con un voltaje de entrada $V_{in} = 30[V]$ y la segunda a una tensión de entrada $V_{in} = 20[V]$, las cuales fueron contrastadas con la simulación del modelo matemático que incorpora la caída de tensión en los diodos y pérdidas por conducción en los IGBT's. El utilizar la simulación permitió determinar fallas en la medición de la tensión de salida del generador de Marx de 3 etapas conectado a la carga resistiva de $500[\Omega]$.

En la primera prueba se registró la señal de salida del generador conectado a la carga con la punta de prueba configurada en X10 para poder visualizar la señal en la pantalla del osciloscopio. Esta tensión no concuerda con lo esperado mediante simulación, ni tampoco con lo esperado teóricamente, por lo que se realiza la segunda prueba configurando la punta de prueba en X1, obteniendo un pulso

de tensión $V_{out} = 54.8[V]$, cuando se esperaban $54.91[V]$ por simulación. Este resultado se acerca a lo esperado por el modelo y por cálculo teórico, corroborando que la punta de prueba pierde precisión en la medición cuando es configurada en X10.

Para la primera prueba se consiguen valores de rise time y fall time de $24.85[ns]$ y $227.3[ns]$ respectivamente. Mientras que para la segunda prueba se obtiene un tiempo de $57.12[ns]$ para el rise time y de $448.3[ns]$ para el fall time. Si bien el rise time es mucho más rápido que el fall time (9 veces más rápido en la primera prueba y 8 veces más rápido en la segunda), se consideran valores aceptables considerando que las señales de disparo de los IGBT's se enlazan en una BreadBoard y que el tiempo muerto mínimo que se puede ingresar mediante la pantalla de control es de $1[\mu s]$.

Finalmente se concluye que el diseño y funcionamiento del equipo es adecuado con una eficiencia cercana al 92% para tensiones de entrada menores a $32[V]$ y pudiendo aumentar su eficiencia al aumentar la tensión de entrada, por lo que su escalamiento y utilización en aplicaciones de campo eléctrico pulsado se proyecta con buenos resultados.

8.3. Trabajo Futuro

- Mejorar el modelo matemático para considerar los efectos causados por las capacitancias parásitas propias del circuito y que pueden afectar el funcionamiento al trabajar a elevados niveles de tensión.
- Incorporar un modelo que describa el efecto del campo eléctrico en las células del producto tratado por PEF.
- Mejorar la unidad de control incorporando sensores de voltaje, temperatura, corriente y conductividad para las aplicaciones correspondientes.
- Diseñar circuito hidráulico para acoplar el generador de Marx diseñado en este trabajo y poder realizar un pre-tratamiento continuo de secado de biomasa.
- Diseñar detalladamente la forma más práctica y eficiente de alimentar un generador de Marx para aplicaciones de campo eléctrico pulsado.
- Implementar el equipo según lo diseñado en este trabajo para realizar pruebas de pre-tratamiento en el secado de biomasa.
- Realizar estudio del consumo de energía del generador de Marx para realizar tratamientos por PEF.

Bibliografía

- [1] U. Zimmermann, “Electrical breakdown, electropermeabilization and electrofusion.”, *Rev Physiol Biochem Pharmacol*, vol. 105, pp. 176–256, 1986.
- [2] V. Heinz, S. T. Phillips, M. Zenker, y D. Knorr, “Inactivation of *Bacillus subtilis* by high intensity pulsed electric fields under close to isothermal conditions”, *Food Biotechnol.*, vol. 13, n° 2, pp. 155–168, 1999.
- [3] V. Heinz, I. Alvarez, A. Angersbach, y D. Knorr, “Preservation of liquid foods by high intensity pulsed electric fields - Basic concepts for process design”, *Trends Food Sci. Technol.*, vol. 12, n° 3–4, pp. 103–111, 2001.
- [4] S. J. MacGregor, O. Farish, R. Fouracre, N. J. Rowan, y J. G. Anderson, “Inactivation of pathogenic and spoilage microorganisms in a test liquid using pulsed electric fields”, 2000.
- [5] J. B. Ennis *et al.*, “Custom Design of Components and Power Supplies for Pulsed Power Systems”, 2003.
- [6] Y. Creighton, R. Beurskens, A. Fiala, y S. W. H. de Haan, “Power source for inactivation of micro organisms with partial high voltage discharge in a continuous process”, 2002.
- [7] J. W. Baek, D. W. Yoo, G. H. Rim, y J.-S. Lai, “Solid State Marx Generator Using Series-Connected IGBTs”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 33, n° 4, pp. 1198–1204, 2005.
- [8] C. Wang, Q. Zhang, y C. Streaker, “A 12 kV solid state high voltage pulse generator for a bench top PEF machine”, *Power Electron. Motion ...*, pp. 1347–1352, 2000.
- [9] Y. Yu, “Design and Development of IGBT- Based Pulse Voltage Generator for Insulation Testing”, University of Waterloo, Ontario, Canadá., 2009.
- [10] M. Sack *et al.*, “Operation of an electroporation device for grape mash”, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 38, n° 8 PART 2, pp. 1928–1934, 2010.
- [11] B. I. O. Ade-Omowaye, A. Angersbach, K. A. Taiwo, y D. Knorr, “Use of pulsed electric field pre-treatment to improve dehydration characteristics of plant based foods”, *Trends Food Sci. Technol.*, vol. 12, n° 8, pp. 285–295, 2001.
- [12] A. Sale y W. Hamilton, “Effects of high electric fields on microorganismsI. Killing of bacteria and yeasts”, en *Biochimica et Biophysica Acta (BBA) - General Subjects*, vol. 148, n° 3, 1967, pp. 781–788.
- [13] W. Tedjo, K. A. Taiwo, M. N. Eshtiaghi, y D. Knorr, “Comparison of pretreatment methods on water and solid diffusion kinetics of osmotically dehydrated mangos”, *J. Food Eng.*, vol. 53,

- n° 2, pp. 133–142, 2002.
- [14] D. C. Chang y T. S. Reese, “Changes in membrane structure induced by electroporation as revealed by rapid-freezing electron microscopy”, *Biophys. J.*, vol. 58, n° 1, pp. 1–12, 1990.
- [15] G. V. Barbosa-Cánovas, *Pulsed Electric Fields Technology for the Food Industry: Fundamentals and Applications*. 2006.
- [16] M. M. Góngora-Nieto, D. R. Sepúlveda, P. Pedrow, G. V. Barbosa-Cánovas, y B. G. Swanson, “Food Processing by Pulsed Electric Fields: Treatment Delivery, Inactivation Level, and Regulatory Aspects”, *LWT - Food Sci. Technol.*, vol. 35, n° 5, pp. 375–388, 2002.
- [17] M. Kempkes, I. Roth, y N. Reinhardt, “Enhancing Industrial Processes by Pulsed Electric Fields”.
- [18] M. B. Salerno, H. Lee, P. Parameswaran, y B. E. Rittmann, “Using a Pulsed Electric Field as a Pretreatment for Improved Biosolids Digestion and Methanogenesis”, pp. 2005–2018, 2008.
- [19] F. P. Engineering, “EFFECTS OF PULSED ELECTRIC FIELD (PEF) APPLICATION ON ACTIVATED WASTEWATER TREATMENT SLUDGE * Technical University of Berlin , Department of Food Biotechnology and Food Process Engineering , University of Applied Sciences Gelsenkirchen , Department of Supply and Disposal , Department”.
- [20] I. Torres, “Effect of Pulsed Electric Field Pretreatment on Primary Sludge”, vol. 32, n° 10, pp. 1–7, 2015.
- [21] J R Lucas, J. R. Lucas, E. Kuffel, W. S. Zaengl, y J. Kuffel, *High Voltage Engineering, Fundamentals*, vol. 1, n° c. 2001.
- [22] A. Tokuchi, W. Jiang, K. Takayama, T. Arai, T. Kawakubo, y T. Adachi, “Development of Mos-Fet Based Marx Generator With Self-Proved Gate Power”, pp. 43–47.
- [23] B. Qin, Q. Zhang, G. V Barbosa-cci, B. G. Swanson, y P. D. Pedrow, “Inactivation of Microorganisms by Pulsed Electric Fields of Different Volt age Waveforms”, vol. 1, n° 8, 1994.
- [24] S. W. H. de Haan y P. R. Willcock, “Comparison of the energy performance of pulse generation circuits for PEF”, *Innov. Food Sci. Emerg. Technol.*, vol. 3, n° 4, pp. 349–356, 2002.
- [25] S. Toepfl, a. Mathys, V. Heinz, y D. Knorr, “Review: Potential of High Hydrostatic Pressure and Pulsed Electric Fields for Energy Efficient and Environmentally Friendly Food Processing”, *Food Rev. Int.*, vol. 22, n° 4, pp. 405–423, 2006.
- [26] M. S. Moonesan, “Design and Implementation of IGBT Based Power Supply for Food Treatment”, University of Waterloo, Ontario, Canadá., 2011.
- [27] Infineon-Technologies, “IDB30E120 Fast Switching Em itter Controlled Diode IDB30E120”,

pp. 1–8.

- [28] ST-Microelectronics, “Stgw20ih125df IGBT 1250V”, n° February, pp. 1–17, 2014.
- [29] IXYS-Power, “IXGK28N140B3H1 IGBTs w / Diode”, 2010.
- [30] AVX-Advanced-Passive-Components-&-Interconnects, “Medium Power Film Capacitors”, n° June, pp. 51–56, 2015.
- [31] Texas-Instruments, “SN74LVC2G04 Dual Inverter Gate”, 2015.
- [32] Texas-Instruments, “SN74LVC2G08 Dual 2-Input Positive-AND Gate”, 2015.
- [33] Silicon-Labs, “Si827x Data Sheet”, pp. 0–42.
- [34] D. Shreyashi y S. Bindu, “Design and Simulation of Unipolar Solid-State Marx Generator”, n° 2, pp. 19–24, 2015.
- [35] Murata-Power-Solutions, “NXE2 Series NXE2 Series”, pp. 1–9.



Anexo A. Esquemas de simulación

A.1. Esquemas de simulación en *Matlab/Simulink*

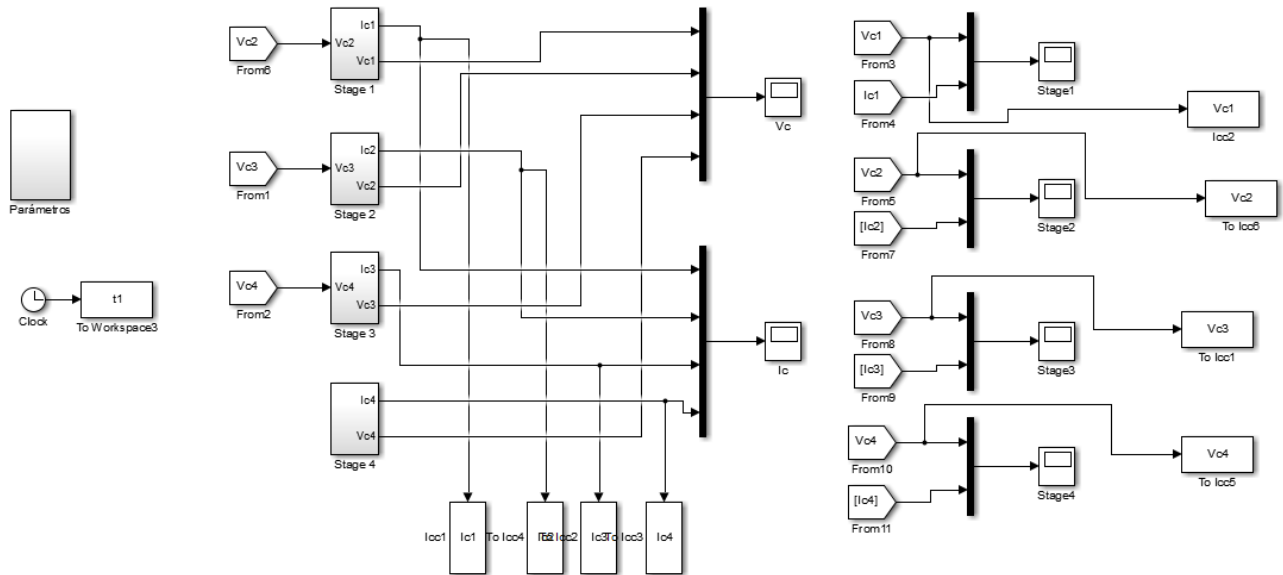


Fig. A.1. Esquema general de simulación para el modo de carga.

Parámetros

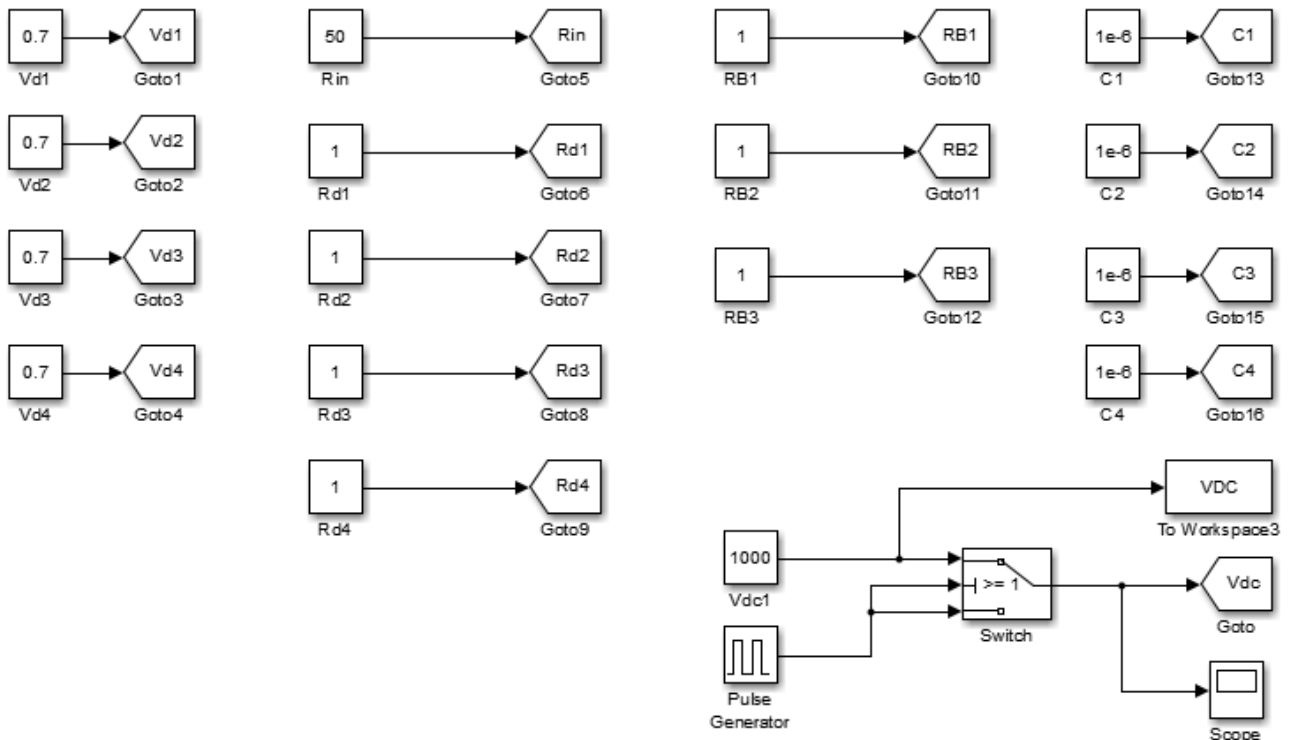


Fig. A.2. Subsistema de parámetros del generador.

Stage 1

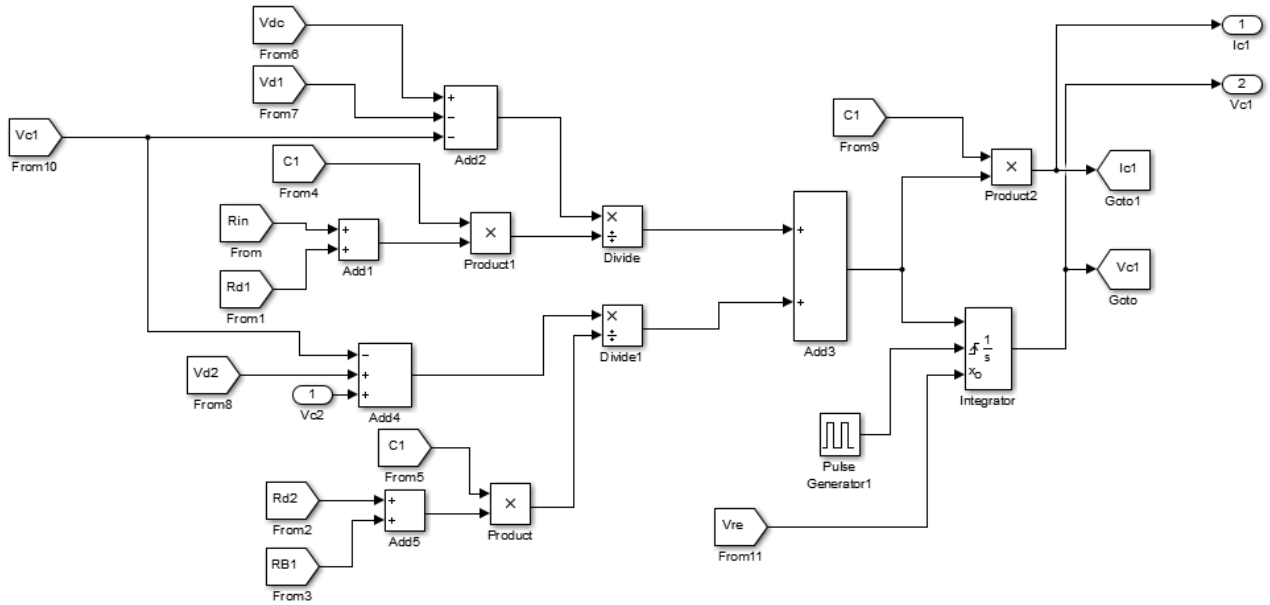


Fig. A.3. Subsistema de etapa 1 del generador.



Stage 2

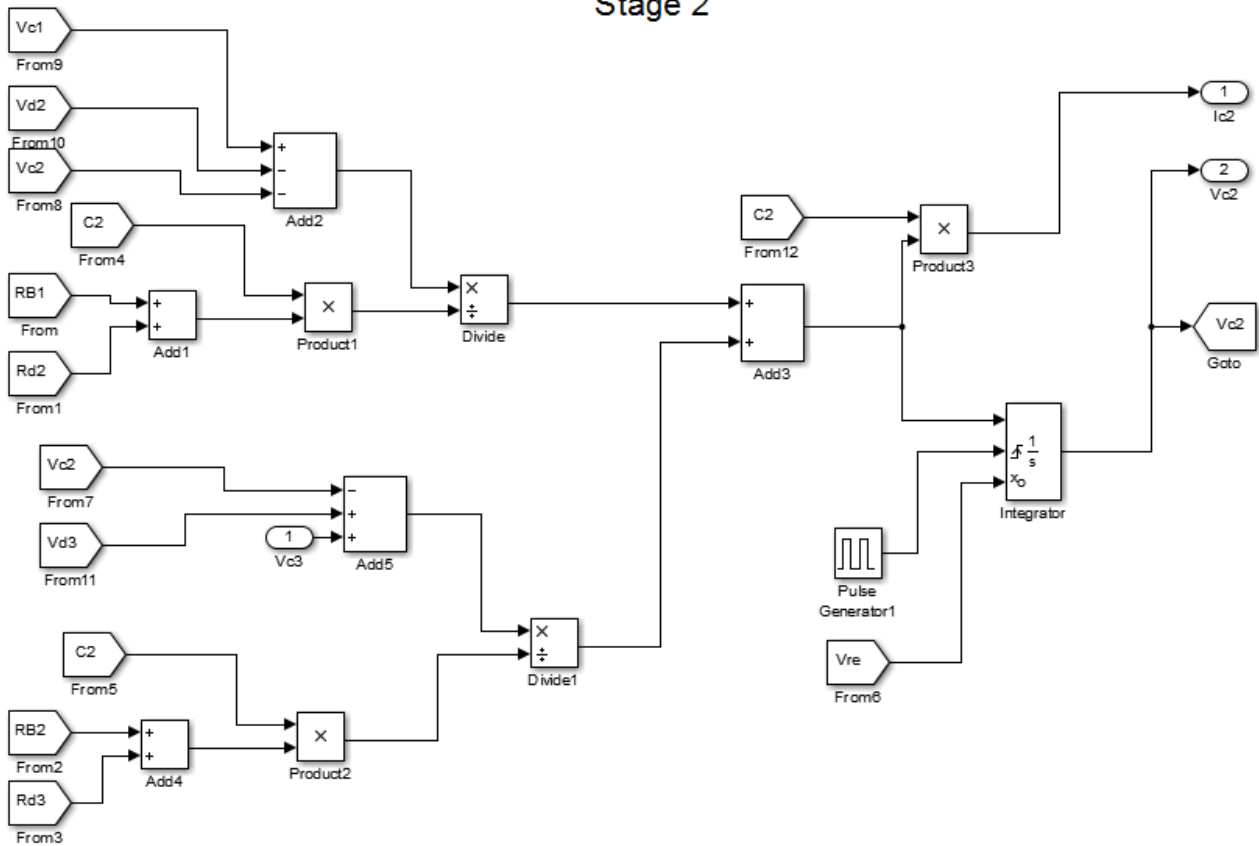


Fig. A.4. Subsistema de etapa 2 del generador.

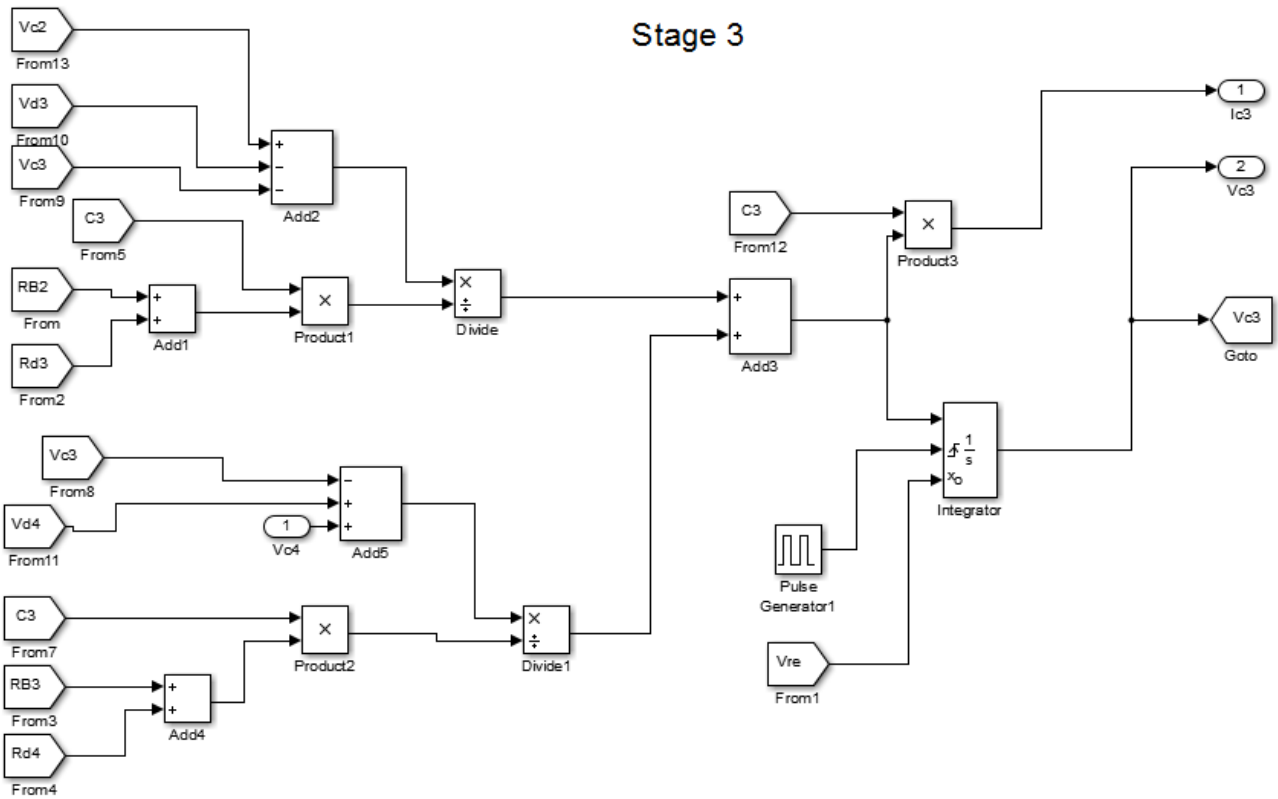


Fig. A.5. Subsistema de etapa 3 del generador.

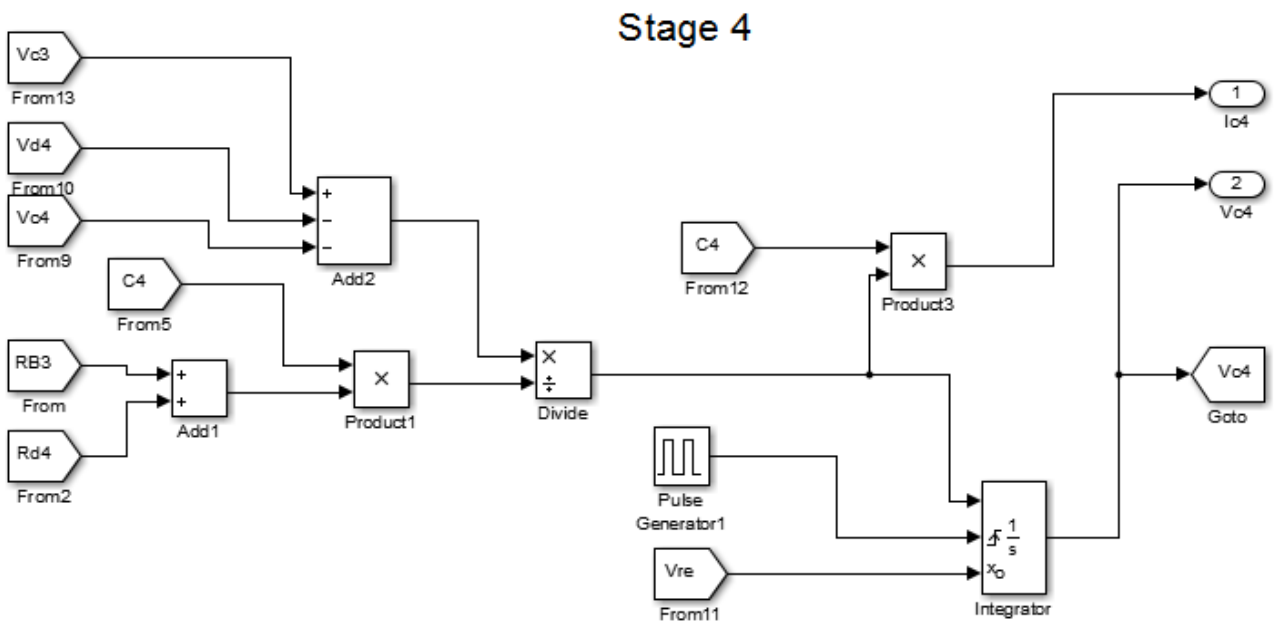


Fig. A.6. Subsistema de etapa 4 del generador.

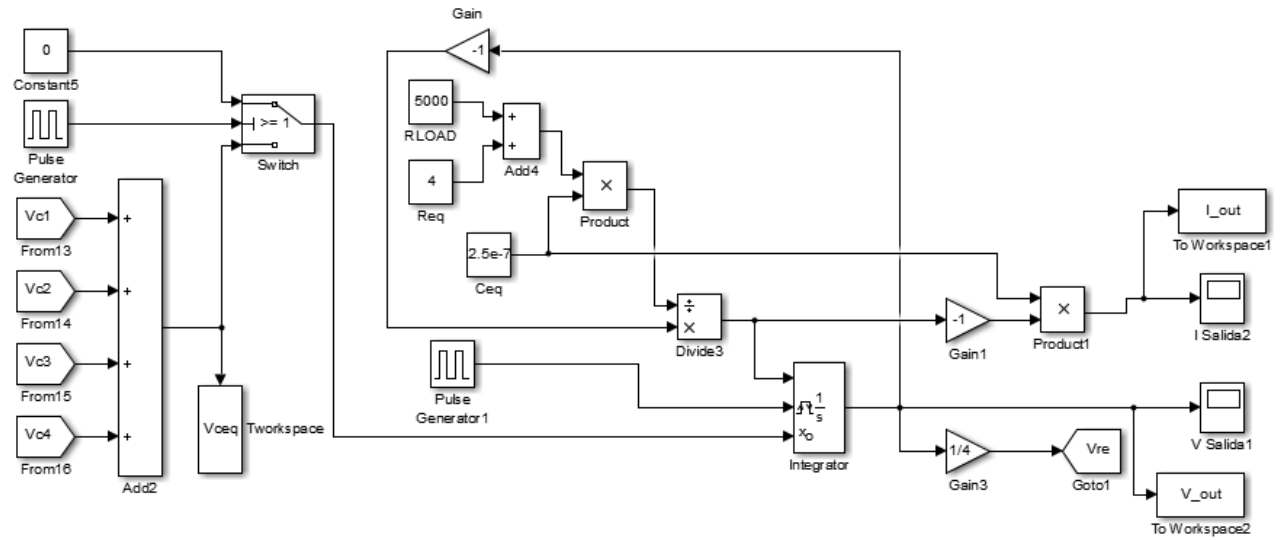


Fig. A.7. Esquema general para el modo de descarga.



A.2. Esquemas de simulación en Matlab/Simulink/SymPowerSystem

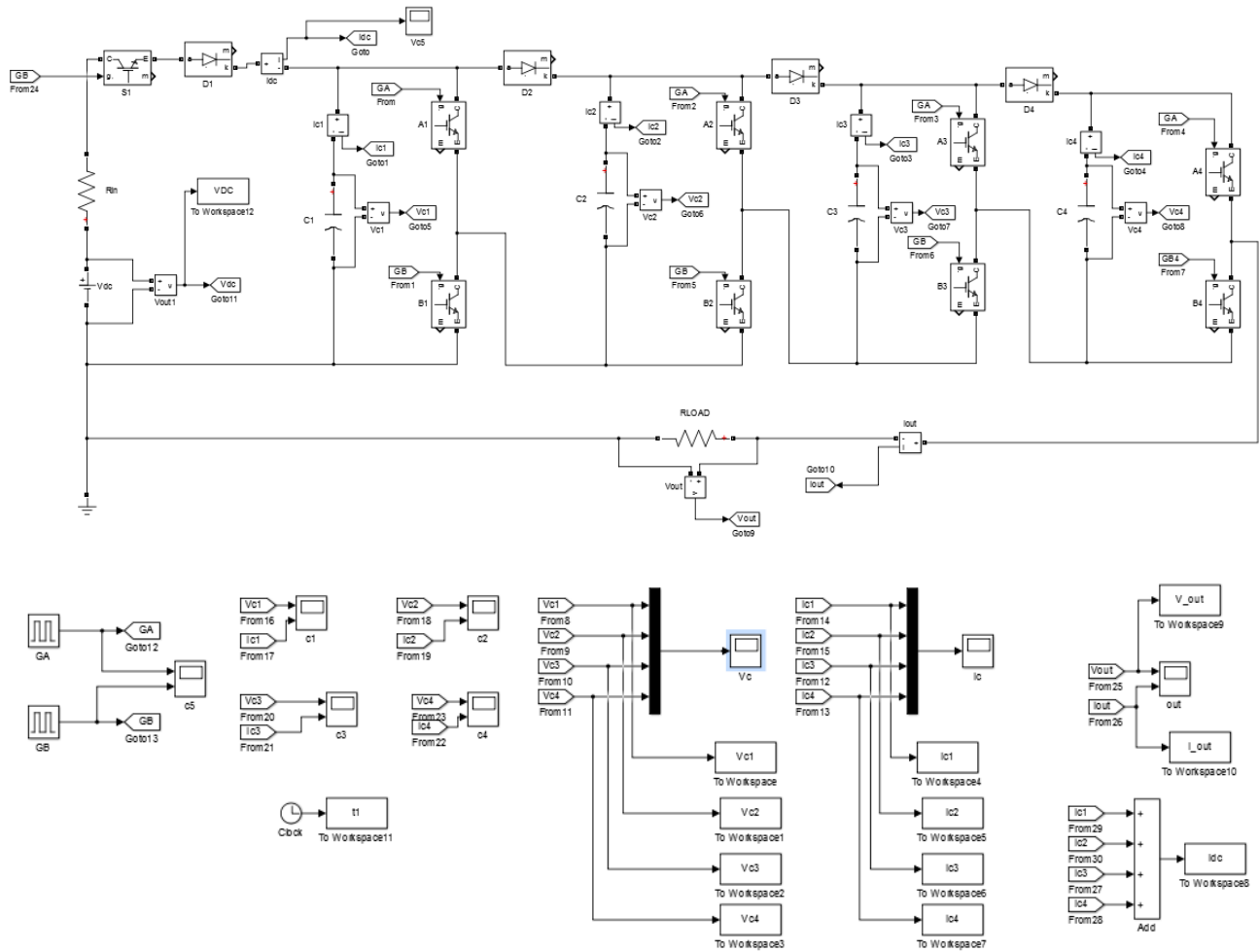


Fig. A.8. Esquema general en *SymPowerSystem* del generador de 4 etapas.