



## **IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL PREDICTIVO EN UN CONVERTIDOR DE 4 PIERNAS**

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

**Profesor Guía:** Prof. Dr. Marco Rivera

**Comité Evaluador:** Prof. Esteban Marciel  
Prof. Jorge Saavedra

## CONSTANCIA

La Dirección del Sistema de Bibliotecas a través de su encargado Biblioteca Campus Curicó certifica que el autor del siguiente trabajo de titulación ha firmado su autorización para la reproducción en forma total o parcial e ilimitada del mismo.



Curicó, 2023

# IMPLEMENTACIÓN DE TÉCNICAS DE CONTROL PREDICTIVO EN UN CONVERTIDOR DE 4 PIERNAS

Víctor Manuel Olea Ortiz

Curicó - Chile

# Resumen

El inversor fuente de voltaje de cuatro piernas es un convertidor de potencia trifásico compuesto por ocho switches y un enlace dc, el cual convierte la corriente continua de entrada en corriente alterna trifásica a la salida con frecuencia y amplitud variable. Este convertidor se caracteriza por su cuarta pierna, la cual es la encargada de controlar la secuencia cero de los sistemas, su diseño es simple y es muy utilizado en sistema de generación distribuida.

En este trabajo de memoria se presenta el diseño de algoritmos de control predictivo de corriente con y sin etapa de modulación para un convertidor de cuatro piernas, los cuales serán sometidos a una carga resistiva inductiva balanceada y desbalanceada. Tres controles son propuestos. El primero de ellos es el control predictivo clásico de corriente, el segundo es el control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM y el tercer control incorpora una etapa de modulación 3D-SVM.

Para validar los controles predictivos se realizaron pruebas de simulación y análisis de resultados, observándose el buen desempeño de las técnicas, mientras que las corrientes de carga logran un buen seguimiento de las corrientes de referencia, con bajo error en estado estacionario y bajos niveles de THD. Finalmente los controles son comparados entre sí, evidenciando los buenos resultados que se obtienen cuando los controles incorporan una etapa de modulación en su diseño.

Las simulaciones realizadas permitieron validar los controles propuestos, logrando cumplir con los objetivos propuestos, además de lograr avances en el área de la implementación de control y modulación para convertidores de cuatro piernas, los cuales permiten al LCEEP profundizar en esta área de estudio con nuevos temas de investigación.

# Agradecimientos

- A mi familia, mi madre Bernardita Ortiz Muñoz, a mi tías Ana Ortiz Muñoz y Rosa Olea por su cuidado, paciencia, preocupación y apoyo durante mi vida y carrera universitaria.
- A mi familia materna por su apoyo y preocupación.
- A mi abuela Erminda Muñoz por su constante preocupación y amor, que en paz descanse.
- A mis compañeros y amigos de carrera, Fabián, Pablo, Daniel, Ramón, Consuelo y Joel por su amistad y compañía.
- A mis primeros amigos de la universidad Ron, Juan Pablo, Leo, Igor, Gabriel, Patricio, Nicolás y Hans por los buenos momentos vividos.
- Al profesor Marco Rivera por su apoyo, compromiso y paciencia durante la realización del trabajo de memoria.
- A todos los profesores que a lo largo de mi carrera universitaria contribuyeron a mi crecimiento personal y profesional.
- A todos quienes dedicaron parte de su amistad y compañía a lo largo de mi vida.
- Al Centro Tecnológico de Conversión de Energía - CTCE y al Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia - LCEEP.
- Al Programa FONDECYT Regular a través del proyecto 1191028 y FONDAP SERC Chile 15110019.

# Índice

<b>1. Introducción General</b>	<b>2</b>
1.1. Introducción . . . . .	2
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.2.1. Objetivo General . . . . .	3
1.2.2. Objetivos Específicos . . . . .	3
1.3. Alcances del Proyecto . . . . .	4
1.4. Limitaciones . . . . .	4
1.5. Resultados Esperados . . . . .	4
1.6. Metodología . . . . .	4
1.7. Revisión Bibliográfica . . . . .	5
<b>2. Inversor Fuente de Voltaje</b>	<b>10</b>
2.1. Topología del Convertidor Fuente de Voltaje de 4 Piernas . . . . .	10
2.2. Estados Válidos de Conmutación del Inversor Fuente de Voltaje . . . . .	11
2.3. Modelo Matemático del Convertidor 4L-VSI . . . . .	12
2.4. Restricciones de operación . . . . .	14
2.5. Conmutación segura del convertidor: Implementación del tiempo muerto	15
<b>3. Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Variable</b>	<b>16</b>
3.1. Introducción . . . . .	16
3.2. Esquema de Control . . . . .	17
3.3. Ecuaciones de Predicción . . . . .	18
3.4. Función de Costos . . . . .	19
3.5. Resultados de Simulación . . . . .	20
3.6. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado Estacionario . . . . .	21
3.7. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado Transiente . . . . .	25
3.8. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Estacionario . . . . .	30
3.9. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Transiente . . . . .	34
3.10. Distorsión Armónica Total (THD) . . . . .	39
3.11. Cargas Balanceadas Estado Estacionario . . . . .	39
3.12. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario . . . . .	41

3.13. Análisis de los Resultados . . . . .	45
<b>4. Control Predictivo con Etapa de Modulación 2D-SVM</b>	<b>46</b>
4.1. Introducción . . . . .	46
4.2. Esquema de Control . . . . .	47
4.3. Modelo de Modulación 2D-SVM . . . . .	48
4.4. Función de Costos . . . . .	49
4.5. Patrón de conmutación . . . . .	51
4.6. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado estacionario . . .	52
4.7. Resultados de Simulación Cargas Balanceadas Estado Transitorio . . .	56
4.8. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario . .	60
4.9. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Transiente . .	64
4.10. Distorsión Armónica Total (THD) . . . . .	67
4.11. Cargas Balanceadas Estado Estacionario . . . . .	68
4.12. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario . . . . .	69
4.13. Análisis de los Resultados . . . . .	73
<b>5. Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Fija M2PCC</b>	<b>74</b>
5.1. Introducción . . . . .	74
5.2. Esquema de Control . . . . .	75
5.3. Ecuaciones de Predicción . . . . .	77
5.4. Patrón de conmutación . . . . .	78
5.5. Función de Costos . . . . .	80
5.6. Resultados de Simulación . . . . .	81
5.7. Cargas Balanceadas Estado Estacionario . . . . .	81
5.8. Cargas Balanceadas Estado Transiente . . . . .	85
5.9. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario . . . . .	89
5.10. Cargas Desbalanceadas Estado Transiente . . . . .	93
5.11. Distorsión Armónica Total (THD) . . . . .	97
5.12. Cargas Balanceadas Estado Estacionario . . . . .	98
5.13. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario . . . . .	99
5.14. Análisis de los Resultados . . . . .	103

<b>6. Comparación de Resultados</b>	<b>104</b>
6.1. Corriente Estado Estacionario . . . . .	104
6.2. Frecuencia de Conmutación . . . . .	105
<b>7. Voltaje Estado Estacionario</b>	<b>106</b>
7.1. Seguimiento de las Referencias . . . . .	107
<b>8. Conclusiones</b>	<b>109</b>
8.1. Trabajos Futuros . . . . .	110
<b>9. Anexos</b>	<b>111</b>
9.1. Ecuación Error en Estado Estacionario . . . . .	111
9.2. Código Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Variable . . .	111
9.3. Código Control Predictivo con Modulación 2D-SVM . . . . .	114
9.4. Código Control Predictivo M2PCC . . . . .	121



## Índice de Figuras

1.	Topología convertidor dos niveles 4 piernas con carga $R-L$ . . . . .	10
2.	Tiempo muerto aplicado al convertidor. . . . .	15
3.	Esquema control predictivo de corriente a frecuencia de conmutación variable. . . . .	17
4.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	21
5.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	22
6.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	22
7.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	23
8.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	23
9.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ). . . . .	24
10.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	25
11.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	26
12.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	26
13.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	27
14.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	28
15.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ). . . . .	29
16.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	30
17.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	31

18.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	31
19.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	32
20.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	32
21.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	33
22.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	34
23.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	35
24.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	35
25.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	36
26.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	37
27.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	38
28.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 3.05%. . . . .	39
29.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 155.52%. . . . .	40
30.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{ou}$ , distorsión armónica total THD = 224.40%. . . . .	40
31.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 3.15%. . . . .	41

32.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 169.49%. . . . .	41
33.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 343.07%. . . . .	42
34.	Diagrama de bloques del esquema de control a frecuencia fija. . . . .	47
35.	Representación vectorial de los voltajes del convertidor. . . . .	48
36.	Patrón de conmutación 2D-SVM. . . . .	51
37.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	52
38.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	53
39.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	53
40.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ). . . . .	54
41.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	54
42.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	55
43.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	56
44.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	57
45.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	57
46.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	58
47.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	59

48.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	59
49.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	60
50.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	61
51.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	61
52.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ). . . . .	62
53.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	62
54.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	63
55.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	64
56.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	65
57.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	65
58.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ). . . . .	66
59.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	66
60.	Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	67
61.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 1.37%. . . . .	68
62.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 153.23%. . . . .	68

63.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 241.00 %.	69
64.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 1.11 %.	69
65.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 172.36 %.	70
66.	Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 336.70 %.	70
67.	Control M2PCC.	75
68.	Representación espacial vectorial	76
69.	Control M2PCC.	78
70.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ).	81
71.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ).	82
72.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ).	82
73.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).	83
74.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ).	83
75.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ).	84
76.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ).	85
77.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ).	86

78.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	86
79.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc $v_{dc}$ . . . . .	87
80.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	88
81.	Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	88
82.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	89
83.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	90
84.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	90
85.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ). . . . .	91
86.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	91
87.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	92
88.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	93
89.	Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase $u, v, w$ ( $i_u, i_v, i_w$ ). . . . .	94
90.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra $n$ ( $i_n$ ). . . . .	94
91.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ). . . . .	95
92.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases $u$ y $v$ ( $v_{uv}$ ). . . . .	96
93.	Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase $u$ ( $v_{un}$ ). . . . .	97

94.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 0.71 %.	98
95.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 151.71 %.	98
96.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 218.15 %.	99
97.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase $u$ $i_u$ , distorsión armónica total THD = 0.73 %.	99
98.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea $uv$ $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 170.53 %.	100
99.	Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase $u$ $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 324.79 %.	100
100.	Seguimiento de la corriente $i_v$ a su referencia $i_v^*$ en estado transiente.	108

## Índice de Tablas

1.	Estados válidos de conmutación para el convertidor de 4 piernas. . . . .	11
2.	Parámetros de simulación del control predictivo operando a frecuencia variable de conmutación. . . . .	20
3.	Distorsión armónica total de $i_u$ , $i_v$ , $i_w$ y frecuencia de conmutación $u$ , $v$ y $w$ . . . .	43
4.	Distorsión armónica total de $uv$ y $un$ de los dos casos de estudio . . . . .	44
5.	Distorsión armónica total de $i_u$ , $i_v$ , $i_w$ y frecuencia de conmutación $u$ , $v$ y $w$ . . . .	71
6.	Distorsión armónica total de $uv$ y $un$ para los dos casos de estudio . . . . .	72
7.	Tetraedros. . . . .	76
8.	Secuencias de conmutación posibles del control M2PCC. . . . .	79
9.	Distorsión armónica total de $i_u$ , $i_v$ , $i_w$ , error en estado estacionario y frecuencia de conmutación $u$ , $v$ y $w$ . . . . .	101
10.	Distorsión armónica total de $uv$ y $un$ para los dos casos de estudio . . . . .	102
11.	Distorsión armónica total y error en estado estacionario de las corrientes de carga de los controles aplicados para cada caso de estudio en estado estacionario. . . . .	104
12.	Frecuencia de conmutación de cada fase de los controles aplicados para ambos casos en estado estacionario. . . . .	105
13.	voltaje de línea y fase de los controles aplicados para ambos casos en estado estacionario.	106



# Nomenclatura

$i_u, i_v, i_w, i_n$	Corrientes de salida del convertidor.
$v_{un}, v_{vn}, v_{wn}$	Voltajes de fase.
$v_{uw}, v_{vw}, v_{uw}$	Voltajes entre líneas.
$S_u, S_v, S_w, S_n$	Señales de conmutación.
$T_m$	Tiempo muerto.
$v_n$	Voltaje de salida del convertidor.
$L$	Inductancia de carga.
$R$	Resistencia de carga.
$T_s$	Tiempo de muestreo.
$v_{dc}$	Voltaje en el enlace dc.
$i_o$	Corriente predicha.
$i_k$	Corriente medida.
$i^*$	Corriente de referencia.
$v_R$	Voltaje en la resistencia.
$v_L$	Voltaje en el inductor.
$g$	Función de costo.
$i_\alpha, i_\beta, i_\gamma$	Corrientes en coordenadas $\alpha, \beta$ y $\gamma$ .
$v_n^{opt}$	Vectores óptimos.
$d_0, d_i, d_j, d_k$	Ciclos de trabajo para aplicación de vectores de voltaje.
$T_0, T_i, T_j, T_k$	Tiempos de aplicación para vectores de voltaje.
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación.
$avg$	Promedio.

# Abreviaciones

VSI	Inversor Fuente de Voltaje (Voltage Source Inverter).
4L-VSI	Inversor Fuente de Voltaje de Cuatro Piernas (VSI 4 Leg).
DSP	Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor).
LCEEP	Laboratorio de Conversión de Energías y Electrónica de Potencia.
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (Insulated-Gate Bipolar Transistor).
PI	Controlador Proporcional Integral (Proportional Integral Controller).
FPGA	Arreglo de Compuertas Lógicas Programables (Field Programmable Gate Array).
AC	Corriente Alterna (Alternate Current).
DC	Corriente Continua (Direct Current).
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
MPC	Control Predictivo Basado en Modelos (Model Predictive Control).
FOC	Control por Campo Orientado.
PCC	Control Predictivo de Corriente.
PTC	Control Predictivo de Torque.
FPTC	Control Predictivo de Torque con Frecuencia Fija.
THD	Distorsión Armónica Total (Total Armonic Distortion).
ADC	Conversor Análogo a Digital (Analog to Digital Converter).
M2PCC	Control Predictivo de Corriente basado en Modelos Modulados (Modulated Model Predictive Current Control).

# 1. Introducción General

## 1.1. Introducción

Los sistemas de generación distribuida (DG) autónomos están recibiendo mucha atención recientemente debido a sus ventajas en el suministro de energía a consumidores remotos. Estos sistemas constituyen la más prometedora alternativa a la costosa y complicada conexión a la red eléctrica. Una variedad de sistemas autónomos incluyen: hogares, comunidades, islas, estaciones satelitales, aviones, sistemas de propulsión para navegación, y sistemas de computación a larga escala. Los convertidores de potencia juegan un importante rol en entregar energía limpia a las cargas en sistemas de potencia autónomos, donde las cargas pueden ser monofásicas/trifásicas, balanceadas/desbalanceadas, y de naturaleza lineal/no lineal [1].

La importancia del presente trabajo radica en que el convertidor VSI de 4 piernas (4L-VSI) convierte la corriente continua en alterna, suministrando energía a las cargas y permitiendo controlar la secuencia cero del sistema. Los convertidores de cuatro piernas son un prometedor candidato para aplicaciones trifásicas de cuatro líneas. En esta configuración, la carga neutra es conectada a la cuarta pierna en vez del punto medio del condensador del enlace dc como en los convertidores convencionales de tres piernas. Los inversores de cuatro piernas mejoran la utilización del enlace dc (15% más que en los inversores de tres piernas), entregan bajo rizado en el voltaje del enlace dc, y permiten disminuir el tamaño del condensador del enlace dc [1]. Por lo tanto es relevante investigar e implementar métodos de control que permitan el correcto funcionamiento de estos sistemas.

La justificación del proyecto se centra en experimentar con una topología de convertidor dc-ac con el objetivo de ofrecer un equipo compacto, robusto y eficiente para aplicaciones trifásicas de cuatro líneas. Para su validación se implementan técnicas de control predictivo de corriente y de modulación. La arquitectura será validada por medio de simulación en el software Matlab Simulink, sometiendo a prueba los controles propuestos, para conocer su comportamiento y rendimiento, y siendo la base para que en un trabajo futuro se realice la implementación de la topología en un prototipo de laboratorio que valide su construcción y permita su utilización de forma segura.

## **1.2. Objetivos**

### **1.2.1. Objetivo General**

Implementar tres estrategias de control predictivo de corriente en un convertidor fuente de voltaje de dos niveles de 4 piernas, la primera a una frecuencia de conmutación variable, la segunda con etapa de modulación 2D-SVM, y la tercera con etapa de modulación 3D-SVM; implementándolas mediante simulación, y analizando las estrategias en estado estacionario y transitorio.

### **1.2.2. Objetivos Específicos**

- Estudio de la configuración de convertidores de cuatro piernas.
- Desarrollo de algoritmos de control predictivo con y sin etapa de modulación.
- Implementación por simulación de técnicas de control predictivo en un 4L-VSI operando a frecuencia de conmutación variable y fija.
- Validar por simulación los controles predictivos propuestos con cargas balanceadas y desbalanceadas.
- Contrastar las técnicas de control empleadas en el convertidor de cuatro piernas.

### 1.3. Alcances del Proyecto

- Generar simulación que permita probar distintas técnicas de control predictivo.
- Usar distintas cargas que permitan probar la eficiencia de los algoritmos de control.

### 1.4. Limitaciones

- Uso del software Matlab y Simulink para obtener resultados esperados.
- Capacidad de procesamiento del computador personal para realizar la simulación.

### 1.5. Resultados Esperados

- Validar mediante simulación el convertidor de cuatro piernas y su uso.
- Aplicar control predictivo y técnicas de modulación basado en el modelo dinámico del convertidor.
- Validar los algoritmos de control del convertidor utilizando distintas cargas en el convertidor.

### 1.6. Metodología

- **Estudio y análisis teórico.**

Esta primera parte contiene el estudio bibliográfico del convertidor de cuatro piernas VSI, junto con el estudio de las tres técnicas de control que serán implementadas.

- **Propuesta, análisis y validación por simulaciones.**

Esta segunda etapa contempla la simulación del sistema mediante el software Simulink, junto con los resultados obtenidos para su posterior análisis y la validación para una futura implementación.

## 1.7. Revisión Bibliográfica

Los convertidores de cuatro piernas son muy flexibles y ampliamente demandados para aplicaciones de potencia trifásica de cuatro líneas como la generación distribuida, conexión a la red y operación autónoma [1].

Los sistemas de generación distribuida (DG) son una forma económica y eficiente de suministrar energía eléctrica a los consumidores de áreas rurales, donde la extensión de la red es costosa y complicada. Los sistemas de energía fotovoltaica (PVES) son uno de los mayores servicios de generación distribuida. Son principalmente utilizados para operar con conexión a la red y con algunas aplicaciones fuera de la red (modo autónomo) [2].

Los PVES conectados a la red realizan la función de filtro activo para alimentar la red con corrientes sinusoidales, mientras suministran energía a las cargas locales y en operación autónoma las cargas locales son alimentadas con voltaje y frecuencia constantes [1]- [2].

Los convertidores fuente de voltaje con filtro  $L$  son usados para operar conectados a la red, donde la corriente de salida es controlada, mientras que los convertidores con filtro  $LC$  son usados en operaciones autónomas donde el voltaje en la carga es controlado [1]- [3].

Los inversores fuente de voltaje en sistemas autónomos fotovoltaicos y eólicos necesitan entregar voltajes trifásicos sinusoidales simétricos desde una fuente de voltaje dc. Sin embargo, el consumidor mantiene un perfil arbitrario de cargas. En tales casos un inversor de cuatro piernas con filtro  $LC$  de salida y con control predictivo de voltaje es útil. Mientras el método del control de corriente juega un rol predominante para alimentar a la red con alta calidad de energía [3]- [4].

Los convertidores de cuatro piernas son una atractiva alternativa, permitiendo una conexión a la carga neutra sin el uso de transformadores. En estos sistemas la carga neutra es conectada al punto medio de la cuarta pierna, mejorando la utilización del enlace DC en un 15-16% y minimizando los valores de capacitancia y el ripple de voltaje [4].

Muchas técnicas de control clásicas han sido previamente analizadas para el control de voltaje de la carga. Ellas incluyen: regulación por histéresis, controladores PID linea-

les, controladores por localización de polos, estructuras de control variable y control de modo deslizante. Todos estos controles (excepto histéresis) producen señales de modulación, y estas son usadas por la etapa de modulación para generar señales de disparo del inversor de cuatro piernas. Los métodos de modulación para el inversor de cuatro piernas pueden ser clasificados en general como: sin onda portadora (histéresis y vector de flujo) y con onda portadora (modulación sinusoidal por ancho de pulsos (SPWM), eliminación selectiva de armónicos (SHE) basada en PWM y modulación vectorial tridimensional espacial (3D-SVM). Los métodos de modulación sin señal portadora causan una frecuencia de switcheo variable de operación, mientras que los métodos con señal portadora imponen una frecuencia de switcheo fija de operación. Las técnicas de histéresis y vector de flujo usan complicadas tablas de switcheo. El SHE-PWM se basa principalmente en los cálculos de los ángulos de disparo, y su implementación en tiempo real es complicada. La 3D-SVM es más favorable comparada con la SPWM porque ofrece buena utilización del bus DC, como también un buen perfil de armónicos de carga. Sin embargo, este método es complejo por naturaleza, y su programación e implementación digital es complicada [1]- [4].

El control predictivo de estados finitos basado en el modelo (FCS-MPC) ha emergido como una nueva herramienta de control en la electrónica de potencia y en los controladores. Este esquema ofrece una propuesta diferente para controlar los convertidores de potencia. Similar a los esquemas de modulación sin señal portadora, este método funciona con la frecuencia de switcheo. Sin embargo, este método está basado en un concepto relativamente simple, y esto proporciona una intuitiva propuesta para la implementación en tiempo real, tanto como una respuesta dinámica rápida. Es más, el control predictivo propuesto es flexible; así que las restricciones adicionales como son la reducción en la frecuencia de switcheo, en el espectro de ruido, la minimización del modo común de voltaje, y las pérdidas de conducción y switcheo, pueden ser incluidas en el diseño del controlador [5]- [6].

Debido a que el control predictivo por modelo (MPC) usa el modelo del sistema, como su nombre lo indica, es importante establecer una correcta modelación del sistema. Esta exigencia ha estimulado muchas investigaciones. Estos trabajos pueden ser clasificados en general en dos grupos, basados en sus aplicaciones, ellos involucran ya sea el control de corriente de salida o el control de voltaje [7].

Una estrategia de control predictiva de corriente con un filtro  $L$  en su salida es presentada para un VSI de dos niveles de tres piernas. Este concepto ha sido ampliado para dos niveles de cuatro piernas y tres niveles (más conocidos popularmente como diodos anclados (NPC) VSIs [1]. Para mejorar la confiabilidad de la pierna neutra, se propone una solución basada en el hardware (inductor neutro  $L_n$ ), como también una solución basada en el software (penalización en la función de costos). La robustez de un control predictivo con variación de parámetros de un filtro  $L$  ha sido estudiada [2]. La aplicación de un inversor de dos niveles de cuatro piernas para un filtro de potencia activo ha sido analizada, en donde una rápida respuesta dinámica ha sido demostrada en comparación con los controles clásicos. Con esta característica, una corriente casi sinusoidal ha sido obtenida del lado de la fuente a pesar de la gran distorsión en la corriente del lado de la carga. Los autores han combinado el control predictivo con modulación vectorial espacial para alcanzar una frecuencia de operación de switcheo fija; sin embargo, esta aproximación es muy compleja y poco intuitiva para una implementación en tiempo real [3]. En otros trabajos se extiende el concepto de control predictivo de corriente al convertidor matricial indirecto de cuatro piernas [4]. Por otra parte, el control predictivo de voltaje de carga del VSI de dos niveles de tres piernas es analizado considerando una carga simétrica y el estudio de una simulación preliminar es llevada a cabo para el control del voltaje de carga de inversores de dos y tres niveles (NPC) de cuatro piernas. No obstante, estos trabajos consideran el mismo modelo de carga simétrica para aplicaciones de tres líneas [1]- [4].

En [7] se presenta una función de costos basada en el control predictivo de voltaje con un horizonte de predicción de dos pasos en un inversor trifásico de cuatro piernas (4-leg VSC) usado para un sistema de energía autónomo. Los 4-leg VSC se desarrollan para entregar voltajes simétricos sinusoidales. El control propuesto usa el modelo discreto del inversor y un filtro  $RLC$  para predecir con dos pasos, el voltaje de salida para cada estado de switcheo del inversor. El control escoge un estado de switcheo que minimiza el error entre el voltaje de salida y su referencia; ofreciendo un excelente seguimiento de la referencia con la menor distorsión armónica del voltaje para condiciones de cargas balanceadas, desbalanceadas y no lineales

Trabajos recientes combinan y adaptan distintas técnicas de control para mejorar el



desempeño de los convertidores de cuatro piernas. En [8] Se presenta un gradiente de descenso general normalizado (GNGD), basado en un algoritmo de control inteligente, para un arreglo solar fotovoltaico (PV) integrado a un sistema de distribución trifásico de cuatro líneas (3P4W). En [9] un control PID es empleado para entregar la señal de control de referencia a un control basado en modulación por ancho de pulsos (PWM) y control predictivo basado en el modelo de estados finitos (FCS-MPC). En [10] se presenta un inversor de voltaje descrito en el plano  $\alpha\beta\gamma$  con el fin de desempeñar la acción de control del sistema empleando un compensador de corriente proporcional resonante. En [11] se propone y analiza una nueva estrategia de control basada en la perturbación observada (DO). La perturbación observada opera en conjunto con un controlador resonante (RC) simple y efectivo, en función de regular el voltaje de salida del inversor. En [12] dos métodos de control, deadbeat y modo deslizante (SMC) son presentados para controlar el voltaje de salida del inversor. En [13] los métodos para reducir el voltaje de modo común (RCMV) de 3-D MSVPWM, 3-D NSVPWM y 3-D RSPWM para el 4-L VSI son introducidos, y sus patrones de pulso y CMV son ilustrados. En [14] un esquema para el control colaborativo de micro-redes de cuatro piernas es propuesto usando algoritmos de control en bajada (droop control)  $P - w$  y  $Q - v$  y un control secundario PLL monofásico es implementado.

Los inversores de cuatro piernas con filtro de salida  $LC$  son usados en muchas aplicaciones como: sistemas de generación autónoma, sistemas de alimentación ininterrumpidas (UPS), y equipos de calidad energética como son los restauradores dinámicos de voltaje (DVR) y acondicionadores universales de potencia (UPQC) [1] [6] [7]. En cambio, los inversores de cuatro piernas con filtro inductivo de salida ( $L$ ) pueden ser usados en aplicaciones de distribución de la red eléctrica (DG) y filtros de potencia activa de derivación (SAPF) [1] [3].

Generación distribuida con conexión a la red eléctrica y operación autónoma para transmitir alta calidad de energía a las cargas arbitrarias del consumidor; filtros derivativos activos de potencia, también conocidos como compensadores estáticos distribuidos (DSTATCOMs), para compensar cargas armónicas no lineales, desequilibrios, y potencia reactiva para mantener el suministro sinusoidal de corriente, filtros de potencia activa en serie, también conocidos como restauradores dinámicos de voltaje, (DVRs), para mejorar el soporte de voltaje para las cargas sensibles durante las bajas de vol-

taje, aumentos, y desequilibrios, acondicionadores de calidad de potencia para realizar funciones simultáneas de DSTATCOM y DVR, compensador estático para mejorar el factor de potencia del sistema, mejorar la calidad de la red eléctrica, rectificadores de frente activo para tratar con desequilibrios de línea y tolerancia a fallas de operación, filtros activos de modo común para minimizar el modo común de voltaje e interferencia electromagnética, controladores de motores eléctricos para aplicaciones de vehículos eléctricos, como el control independiente de dos o mas motores desde un inversor, controladores tolerante a fallas de operación, y control de motores bifásicos, sistemas de alimentación ininterrumpida para alimentar cargas desbalanceadas con menor distorsión armónica de corriente, sistemas de electrificación rural, suministro de energía de redes de aviones, estaciones satelitales terrestres, y equipamiento militar, médico y telecomunicaciones [2].

El uso de filtros activos de potencia (APFs) en la red de potencia es crítica para aplicaciones de transporte terrestre, como son las subestaciones de trenes, la cual reduce el flujo de los armónicos de la corriente causado por el incremento del uso de cargas no lineales, mientras se mejora la calidad de energía del suministro [15].

## 2. Inversor Fuente de Voltaje

### 2.1. Topología del Convertidor Fuente de Voltaje de 4 Piernas

La topología del convertidor de cuatro piernas con filtro  $L$  se muestra en la Fig.1. La conexión de esta topología es similar a los inversores convencionales trifásicos, pero con una pierna adicional conectada al punto neutro de la carga, la cual permite controlar la secuencia cero de corriente/voltaje. La pierna adicional incrementa el número de señales de disparo y la complejidad del control. Sin embargo, permite manejar una fase o las tres fases, cargas balanceadas o desbalanceadas, lineales o no lineales, sin afectar la duración del condensador del enlace dc.

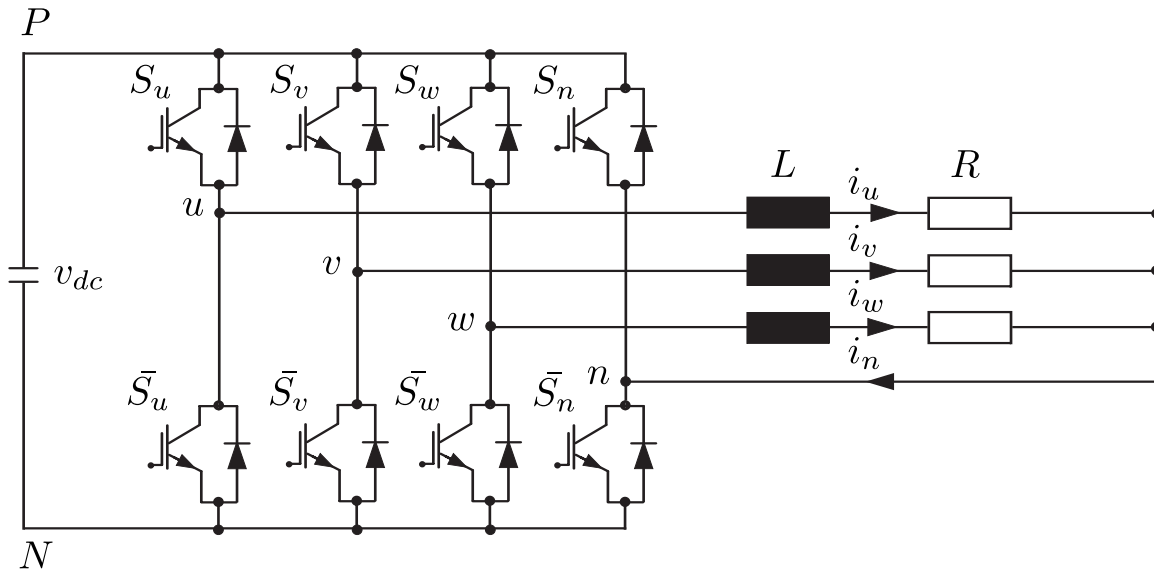


Figura 1: Topología convertidor dos niveles 4 piernas con carga  $R$ - $L$ .

## 2.2. Estados Válidos de Conmutación del Inversor Fuente de Voltaje

Para que el convertidor opere correctamente es necesario considerar la información que se muestra en la Tabla 1, la cual contiene los 16 estados válidos de conmutación del 4L-VSI. Esta tabla considera los voltajes de fase y de línea en función del voltaje del enlace dc.

<i>Estado</i>	$s_u$	$s_v$	$s_w$	$s_n$	$v_{uN}$	$v_{vN}$	$v_{wN}$	$v_{nN}$	$v_{un}$	$v_{vn}$	$v_{wn}$
1	1	0	0	0	$v_{dc}$	0	0	0	$v_{dc}$	0	0
2	1	1	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0
3	0	1	0	0	0	$v_{dc}$	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0
4	0	1	1	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$
5	0	0	1	0	0	0	$v_{dc}$	0	0	0	$v_{dc}$
6	1	0	1	0	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$
7	1	1	1	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	$v_{dc}$	0	0	$v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$
10	1	1	0	1	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	0	0	$-v_{dc}$
11	0	1	0	1	0	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
12	0	1	1	1	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	0	0
13	0	0	1	1	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
14	1	0	1	1	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	$-v_{dc}$	0
15	1	1	1	1	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	0	0
16	0	0	0	1	0	0	0	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$

Tabla 1: Estados válidos de conmutación para el convertidor de 4 piernas.

### 2.3. Modelo Matemático del Convertidor 4L-VSI

Para definir el modelo matemático del convertidor, es importante establecer la relación entre las señales de switcheo y el voltaje de carga. Similar a los inversores de tres piernas, los switches semiconductores son usados para conectar cada terminal de la carga al punto  $P$  o  $N$  del enlace dc para voltaje positivo y negativo, respectivamente. Las cuatro señales de control nombradas  $S_u$ ,  $S_v$ ,  $S_w$ , y  $S_n$  dan un total de 16 ( $2^4$ ) estados de switcheo. Los estados válidos de switcheo con los correspondientes voltajes de fase y línea son mostrados en la Tabla 1. Las típicas aplicaciones de los inversores de cuatro piernas incluyen una carga  $R-L$ . Los voltajes de la red no afectan significativamente el control del convertidor, y así se simplifica el análisis, solo la carga  $R$  es considerada [3].

El voltaje en cada pierna del convertidor, medidas desde el punto negativo  $N$  del enlace dc pueden ser expresados como

$$\left. \begin{aligned} v_{uN} &= S_u v_{dc}, \\ v_{vN} &= S_v v_{dc}, \\ v_{wN} &= S_w v_{dc}, \\ v_{nN} &= S_n v_{dc}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Donde  $v_{dc}$  y  $v_{nN}$  son los voltajes del enlace dc y de la carga neutra (nodo común), respectivamente.

La salida del voltaje aplicada al filtro  $L$ , en términos de los voltajes del inductor previos es

$$\left. \begin{aligned} v_{un} &= (S_u - S_n)v_{dc}, \\ v_{vn} &= (S_v - S_n)v_{dc}, \\ v_{wn} &= (S_w - S_n)v_{dc}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Aplicando ley de voltaje de Kirchhoff's en la Fig. 1, los voltajes del inductor pueden ser expresados en función de los voltajes de la carga neutra y la corriente de carga como,

$$\left. \begin{aligned} v_{uN} &= R_u i_u + L_u \frac{di_u}{dt} + v_{nN}, \\ v_{vN} &= R_v i_v + L_v \frac{di_v}{dt} + v_{nN}, \\ v_{wN} &= R_w i_w + L_w \frac{di_w}{dt} + v_{nN}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Donde  $L_u$ ,  $L_v$ , y  $L_w$  son filtros inductivos de las fases  $u$ ,  $v$ , y  $w$  respectivamente.  $R_u$ ,

$R_v$ , y  $R_w$  son las resistencias de carga de las fases  $u$ ,  $v$ , y  $w$ , respectivamente.  $i_u$ ,  $i_v$ , y  $i_w$  son las corrientes de carga de las fases  $u$ ,  $v$ , y  $w$ , respectivamente.

De (2) y (3), los voltajes de salida (carga) pueden ser expresados como

$$\left. \begin{aligned} v_{un} &= R_u i_u + L_u \frac{di_u}{dt}, \\ v_{vn} &= R_v i_v + L_v \frac{di_v}{dt}, \\ v_{wn} &= R_w i_w + L_w \frac{di_w}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

La expresión anterior puede ser simplificada a

$$v_o = R i_o + L \frac{di_o}{dt}, \quad (5)$$

donde

$$\begin{aligned} v_o &= [v_{un} \quad v_{vn} \quad v_{wn}]^T \\ i_o &= [i_u \quad i_v \quad i_w]^T \\ R &= [R_u \quad R_v \quad R_w]^T \\ L &= [L_u \quad L_v \quad L_w]^T \end{aligned}$$

y

$$i_n = i_u + i_v + i_w \quad (6)$$

La expresión en tiempo continuo para la carga de corriente puede ser derivada de (5) como

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L_f} [v_o - R i_o] \quad (7)$$

## 2.4. Restricciones de operación

La tabla de estados válidos de conmutación se genera considerando la restricción de operación que posee el convertidor 4L-VSI, que tiene que ver con que cada pierna nunca deben estar conduciendo ambos switches a la vez, puesto que se producirá un cortocircuito. De esta forma, cuando el convertidor se encuentra en operación, se considera un solo switch encendido en cada pierna. Para asegurar que el convertidor opere de buena manera, se emplea la siguiente configuración de señales:

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{si } S_u \text{ on y } \bar{S}_u \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_u \text{ off y } \bar{S}_u \text{ on} \end{cases} \quad (8)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{si } S_v \text{ on y } \bar{S}_v \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_v \text{ off y } \bar{S}_v \text{ on} \end{cases} \quad (9)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{si } S_w \text{ on y } \bar{S}_w \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_w \text{ off y } \bar{S}_w \text{ on} \end{cases} \quad (10)$$

$$S_d = \begin{cases} 1 & \text{si } S_n \text{ on y } \bar{S}_n \text{ off} \\ 0 & \text{si } S_n \text{ off y } \bar{S}_n \text{ on} \end{cases} \quad (11)$$

La ventaja de codificar las señales es que reduce la cantidad de variables necesarias para trabajar y permite que se genere la restricción de operación en cada pierna del convertidor.

## 2.5. Conmutación segura del convertidor: Implementación del tiempo muerto

La codificación de las señales  $S_u \dots S_n$  y  $\bar{S}_u \dots \bar{S}_n$ , en las nuevas señales  $S_a, S_b, S_c$  y  $S_d$ , si bien ayudan a impedir el cortocircuito dentro del convertidor, no garantizan que no suceda, por lo que es necesario contar con otro método para proteger el convertidor al momento de conmutar. Para ello se implementa una técnica de conmutación que se conoce como tiempo muerto. Este método consiste en abrir ambos switches de una pierna del convertidor al momento de efectuarse un cambio en el valor de la señal  $S_a, S_b, S_c$  y  $S_d$ . La apertura de los switches se genera durante un instante de tiempo  $T_m$ , la cual se gráfica en la Fig. 2, en donde se produce el cambio en el valor de la señal  $S_a$ .

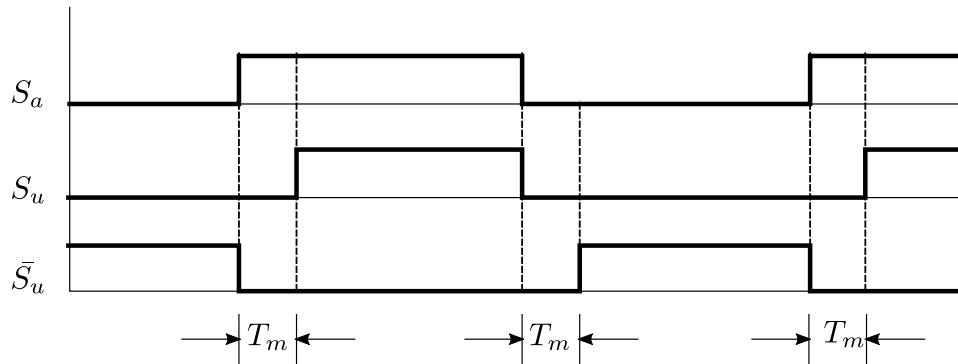


Figura 2: Tiempo muerto aplicado al convertidor.



## 3. Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Variable

### 3.1. Introducción

La estrategia de control predictivo de corriente PCC aplicado al 4L-VSI, se basa en el hecho de que existe un número finito de posibles estados de conmutación que se pueden generar por el convertidor de potencia y que además, el modelo del sistema puede ser usado para predecir el comportamiento de las variables para cada estado de conmutación, considerando un control predictivo basado en modelos. Para la elección del estado apropiado de conmutación que se debe aplicar en el siguiente instante de muestreo, se evalúa una función de costo, la cual actúa como un criterio de selección de estado. La función de costo, evalúa cada posible estado de conmutación, para luego elegir la opción que minimice dicha función de costo, es decir, que produzca el menor error posible. La estrategia de control se basa en definir una función de costo  $g$ , construir un modelo para el convertidor y sus posibles estados de conmutación y considerar también el modelo dinámico de la carga. Importante considerar que se necesita de modelos en tiempo discreto de las variables a evaluar [16].

El control predictivo basado en modelos, predice el comportamiento de la corriente en el instante de tiempo  $k + 1$ , utilizando la ecuación dinámica que describe el funcionamiento del convertidor en conjunto con la carga  $R - L$  del sistema, para lo cual es necesario medir las variables involucradas en el proceso.

### 3.2. Esquema de Control

El esquema del control predictivo de corriente propuesto es mostrado en la Fig. 3. La principal característica del control predictivo es que utiliza el modelo del sistema para predecir el futuro comportamiento de las variables a ser controladas. El controlador utiliza esta información para obtener la óptima actuación, de acuerdo a un criterio de optimización predefinida.

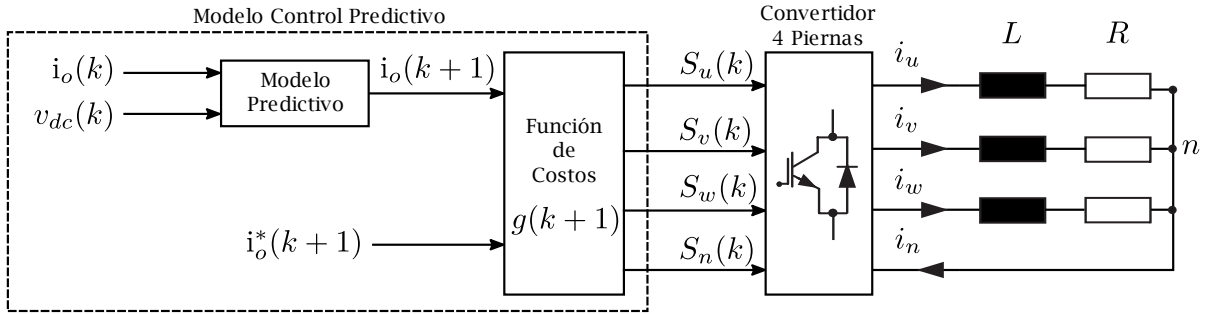


Figura 3: Esquema control predictivo de corriente a frecuencia de conmutación variable.

El control predictivo consiste en tres pasos principales que se describen a continuación:

- Referencias y mediciones: el objetivo del control es definido y las variables necesarias para obtener el modelo predictivo son medidas y calculadas.
- Modelo predictivo: el modelo del sistema es transformado a un modelo discreto para así obtener la expresión de la señal a predecir.
- Función de costos: es un criterio para seleccionar el óptimo estado de conmutación y es en donde se evalúan los errores entre las referencias y las respectivas predicciones. El estado de conmutación que genere el menor error (menor valor de la función de costos) será el elegido para ser aplicado al convertidor en el siguiente instante de muestreo.

### 3.3. Ecuaciones de Predicción

La estrategia de predicción propuesta es definida para el control de corriente de la carga. Este control predice el futuro comportamiento de las corrientes de carga para cada estado válido de conmutación del convertidor, en términos de medición de corriente de carga, por lo que es importante obtener el modelo del convertidor y de la carga para predecir la corriente de la carga. Por lo que es necesario establecer una representación en tiempo discreto que refleje con precisión el modelo continuo [16].

Debido a la naturaleza de primer orden de las ecuaciones de estado que describen el modelo en (2) y (5), una aproximación de primer orden de la derivada entrega con suficiente precisión el modelo en tiempo discreto:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}, \quad (12)$$

Donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo. Las 16 posibles corrientes de salida predichas pueden ser obtenidas de (4) y (5) como

$$\mathbf{i}_o(k+1) = \frac{T_s}{L} \mathbf{v}_o(k) + \left(1 - \frac{Rt_s}{L}\right) \mathbf{i}_o(k) \quad (13)$$

Como se muestra en (13), la corriente de salida predicha requiere de la corriente de carga y voltaje (la cual es función de las señales de switcheo y el voltaje del enlace dc). El algoritmo calcula todas las 16 posibles condiciones que las variables de estado pueden alcanzar durante el periodo  $k+1$ .

### 3.4. Función de Costos

Para escoger el óptimo estado de conmutación para ser aplicado por el inversor, las 16 predicciones obtenidas por  $\mathbf{i}_o(k+1)$  son comparadas con sus referencias usando la función de costos  $g$  definida como:

$$g(k+1) = \|\mathbf{i}_o^*(k+1) - \mathbf{i}_o(k+1)\|_1 \quad (14)$$

La estrategia de control escoge un estado de switcheo en el instante de muestreo  $k$ , el cual minimiza el error en corriente de salida en el instante de muestreo  $k+1$ . El sistema aplica es estado de switcheo durante todo el periodo de muestro  $k+1$ .

Con  $g = 0$ , la corriente de salida es igual a la referencia. Por lo tanto, la meta de la función de costo es alcanzar un valor  $g$  cercano a cero. El vector de voltaje que minimiza la función de costos es escogido y luego aplicado en el siguiente instante de muestreo. El principal objetivo de la función de costos es reducir el error en la corriente de salida.

### 3.5. Resultados de Simulación

La simulación del control predictivo a frecuencia de conmutación variable, fue realizada en el software Simulink y contempló los siguientes parámetros:

Variabes	Descripción	Valor
$T_s$	Tiempo de muestreo	100[ $\mu$ s]
$R$	Resistencia de carga	10[ $\Omega$ ]
$L$	Inductancia de carga	10[mH]
$v_{dc}$	Voltaje de alimentación	30[V]
$i^*$	Corriente de referencia (peak to peak)	10[A]
$f^*$	Frecuencia de la corriente de referencia	50[Hz]
	Tiempo de simulación	0.1[s]

Tabla 2: Parámetros de simulación del control predictivo operando a frecuencia variable de conmutación.

Para comprobar el desempeño del control predictivo operando a frecuencia de conmutación variable se realizaron 2 casos de estudio:

- Caso-1: control con carga balanceada.
- Caso-2: control con carga desbalanceada.
  - $R_u : 5[\Omega]$
  - $L_w : 5[\text{mH}]$

Cada uno de estos casos fue aplicado en estado estacionario y transiente.

### 3.6. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado Estacionario

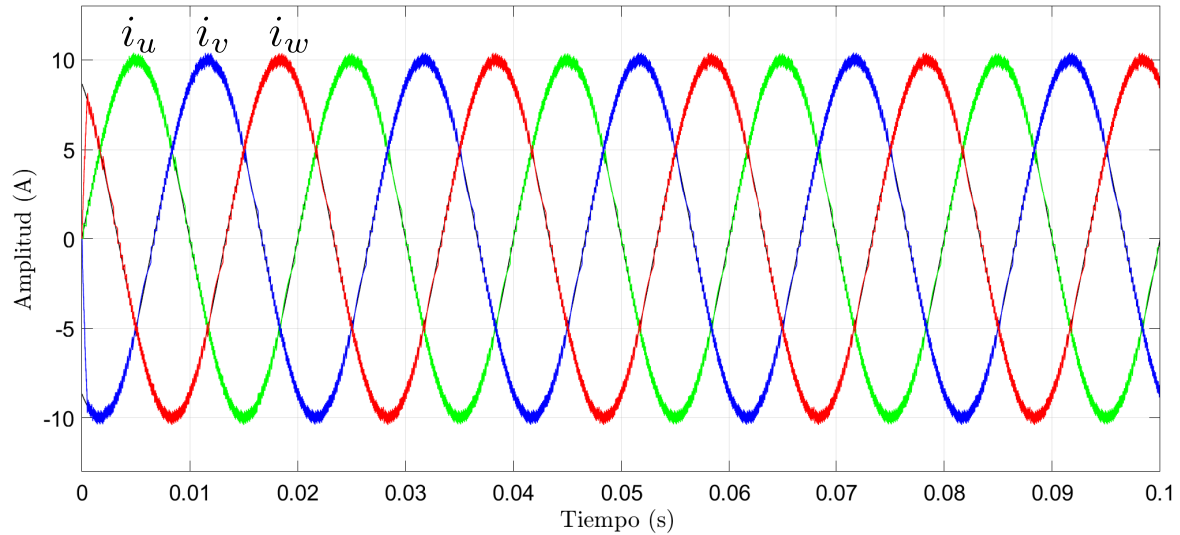


Figura 4: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

Como se aprecia en la Fig. 4 las corrientes de carga alcanzan una amplitud de 10[A] y el control predictivo realiza un buen seguimiento de las corrientes de referencia durante todo el periodo de muestreo. En la Fig. 5 se realiza un acercamiento del desempeño del control de corriente predictivo, en donde se puede apreciar con mayor claridad las corrientes de referencias y de carga. Al ser un control sometido a referencias estables y cargas balanceadas no se presentan mayores problemas en su seguimiento durante todo su periodo de muestreo.

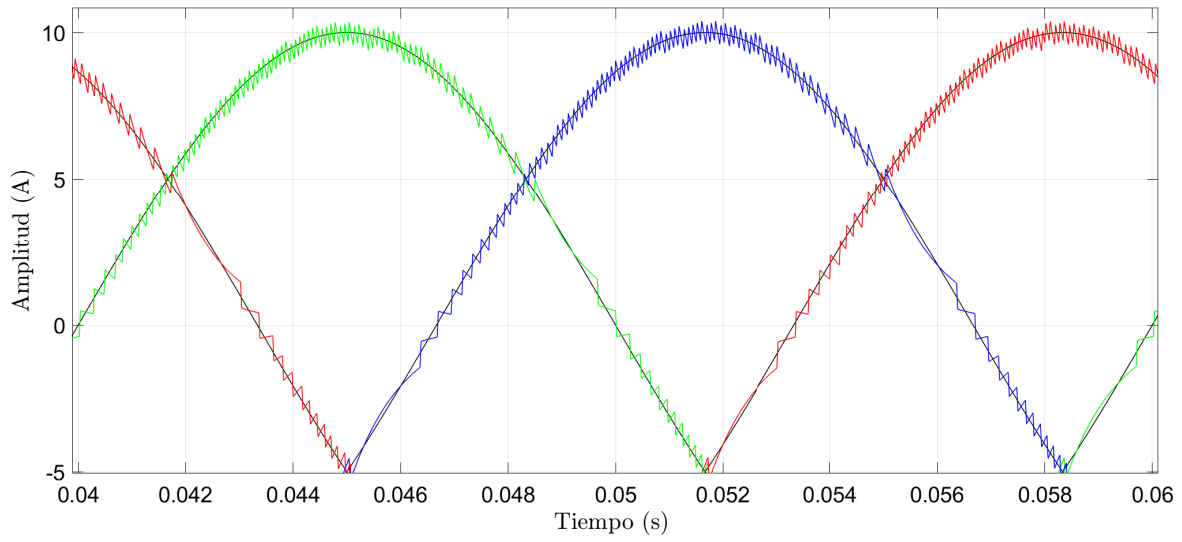


Figura 5: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

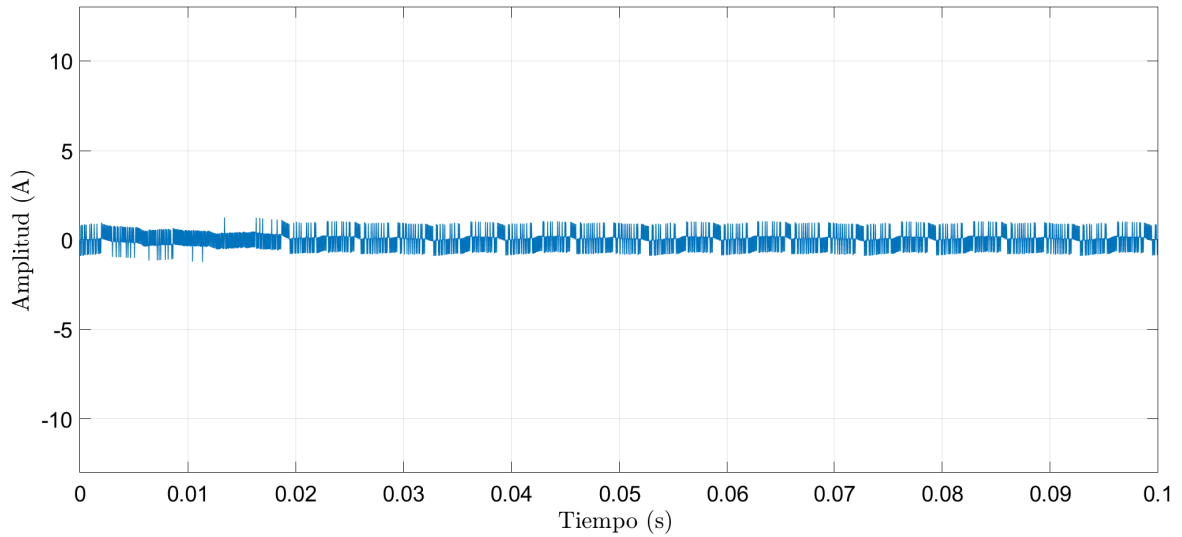


Figura 6: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  resultante de la suma de las tres corrientes de fase se mantiene estable durante todo el periodo de muestreo, con una amplitud de 1[A].

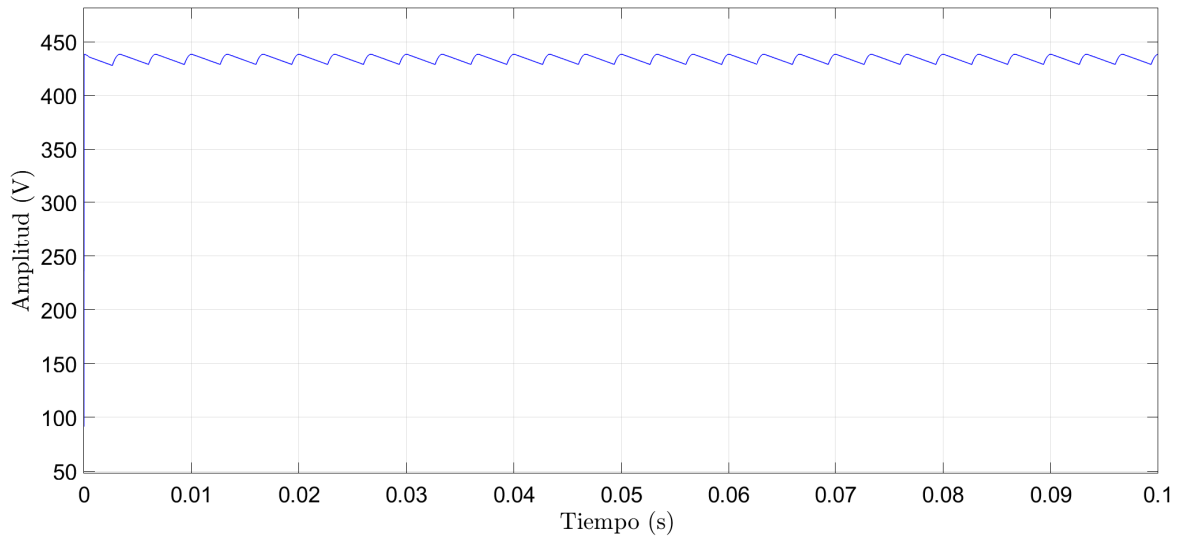


Figura 7: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable oscilando entre 440[V] y 430[V] de amplitud durante todo el periodo de muestreo.

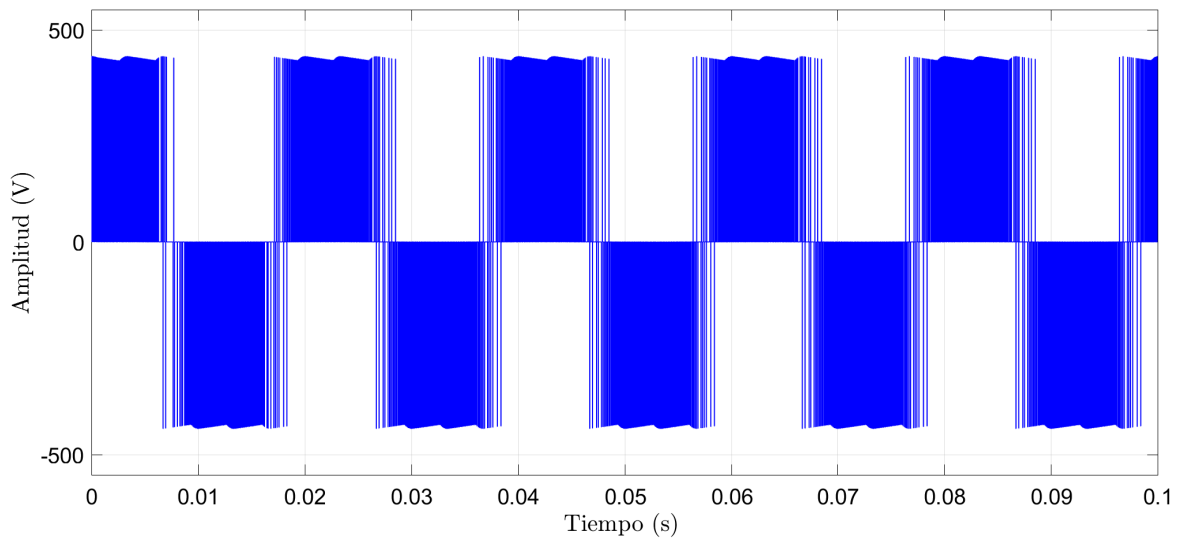


Figura 8: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).



El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V] y con buena calidad en su señal.

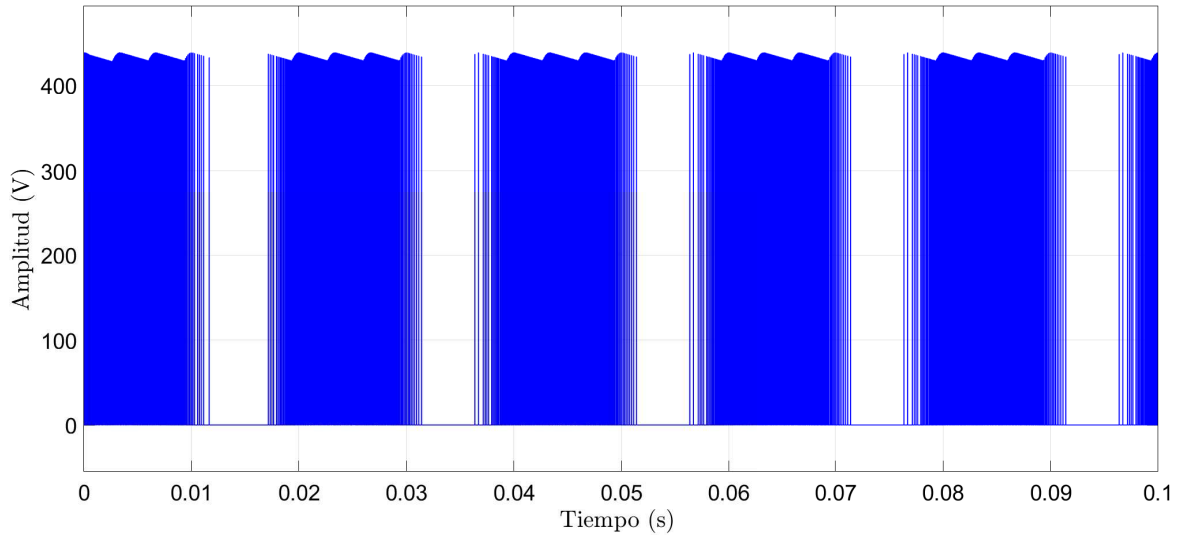


Figura 9: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  alcanza un valor de 440[V] de amplitud durante su periodo de muestreo.

### 3.7. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado Transiente

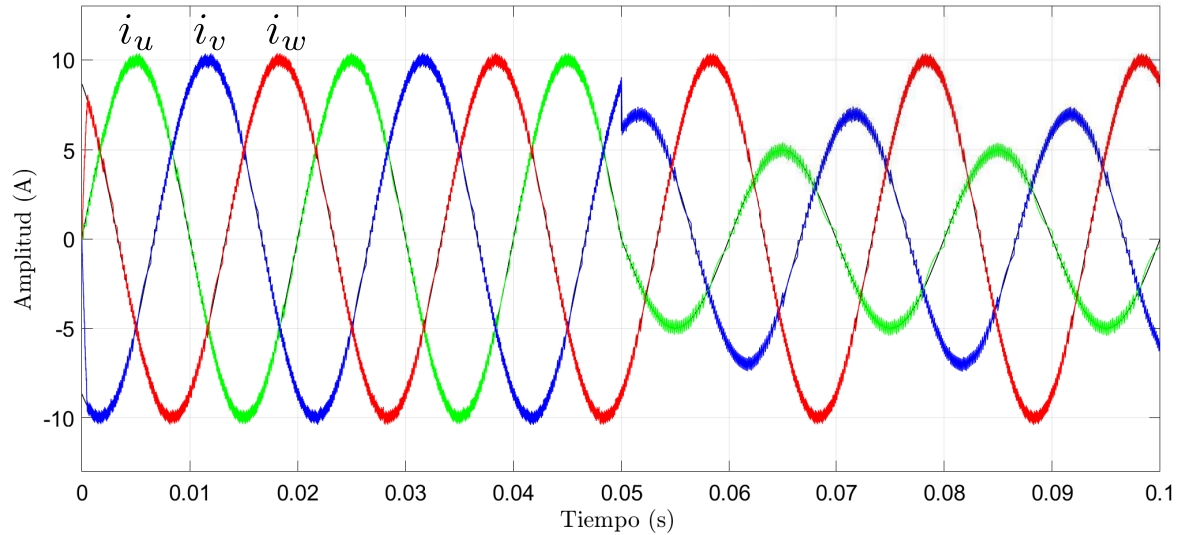


Figura 10: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo con cargas balanceadas en estado transiente muestra un buen seguimiento de las corriente de referencia cuando en el instante 0.05[s] ocurre un cambio en las corrientes de referencia  $i_u^*$  e  $i_v^*$ . En la Fig. 11 se realiza un acercamiento del control durante el cambio de referencia, se aprecia el buen seguimiento de las corrientes de referencia y una rápida repuestas del control predictivo.

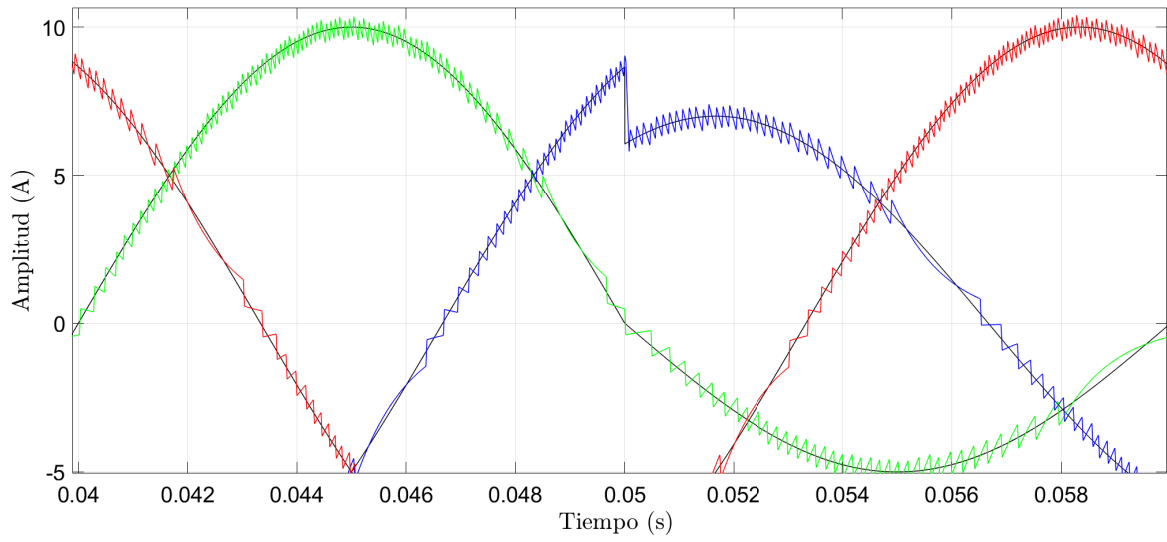


Figura 11: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u, v, w$  ( $i_u, i_v, i_w$ ).

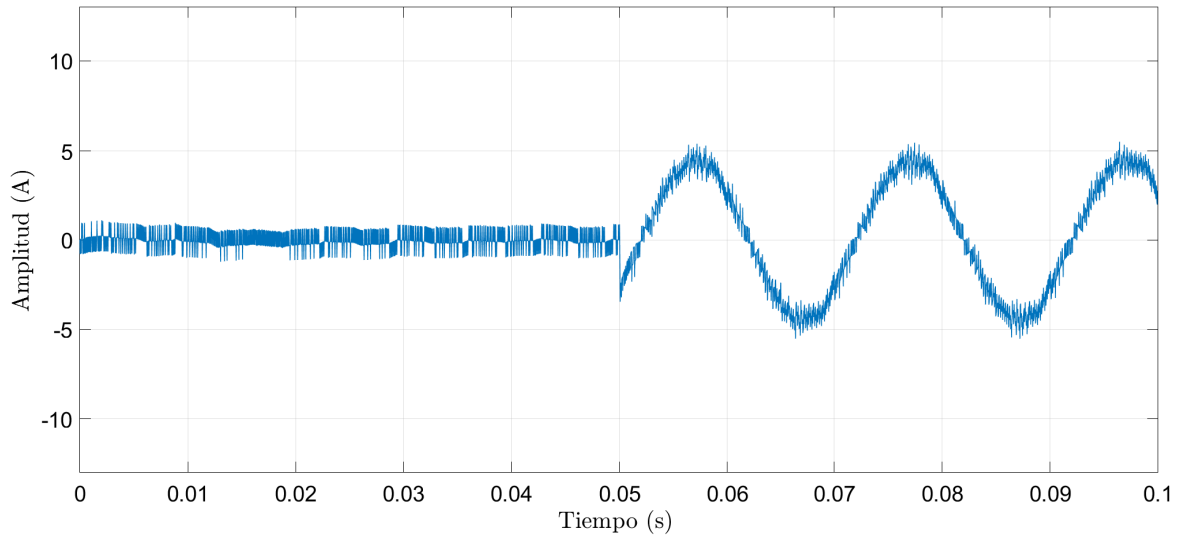


Figura 12: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable con una amplitud de 1[A] antes del cambio de la corriente de referencia  $i_u^*$  e  $i_w^*$  que ocurre en 0.05[s], en ese instante la

corriente neutra desciende a  $-3[A]$ , para luego generar una onda sinusoidal producto del desbalance existente entre las corrientes de carga, manteniéndose con una amplitud de  $5[A]$  hasta el final del periodo de muestreo.

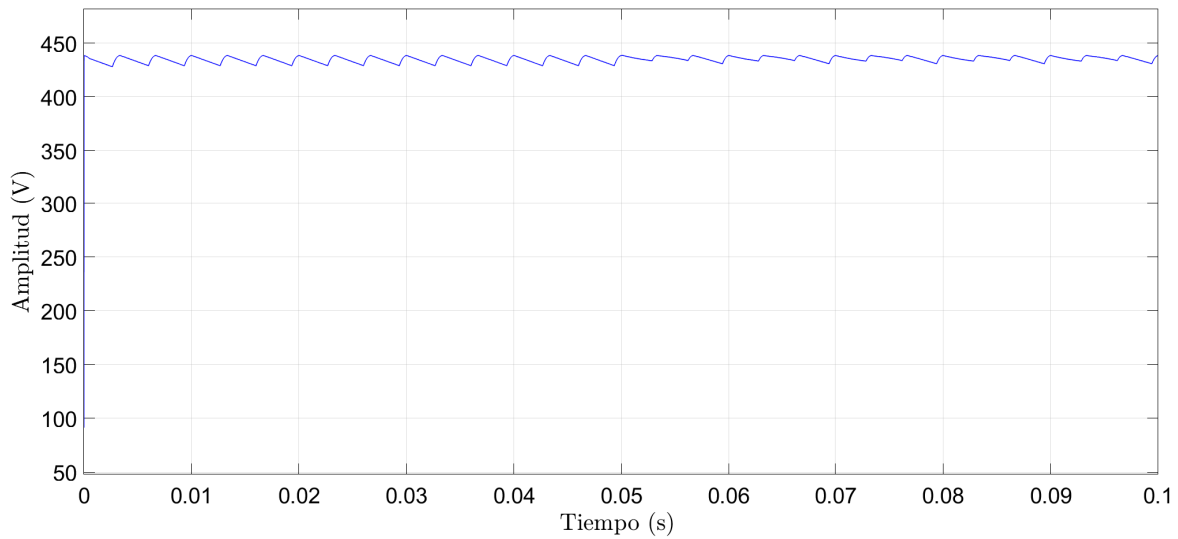


Figura 13: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en  $440[V]$  durante el cambio de referencia con una leve disminución en su ripple.

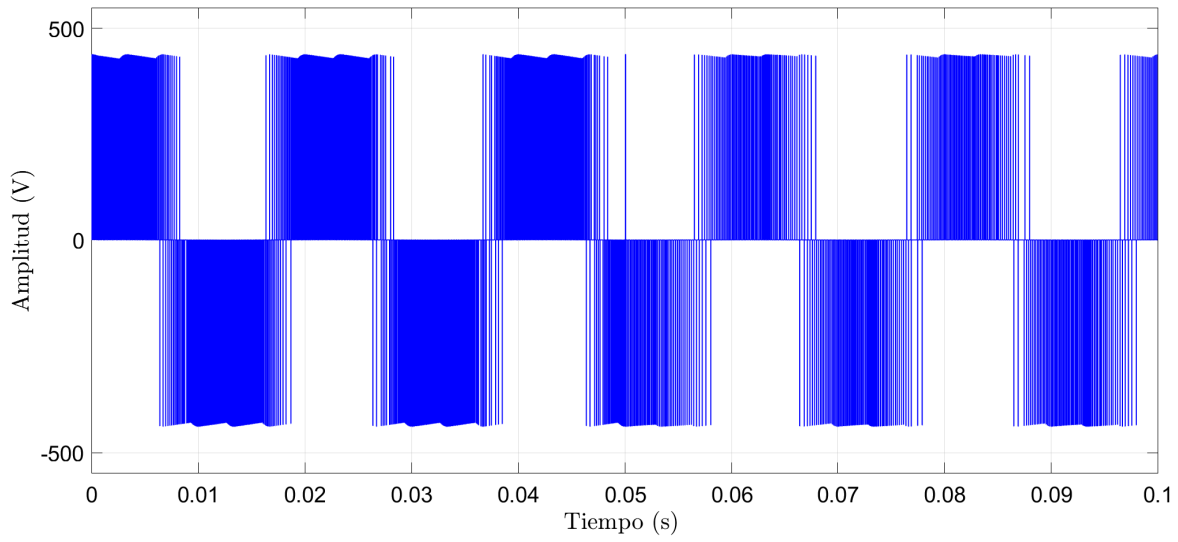


Figura 14: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  también se muestra estable durante el cambio de referencias manteniendo 440[V] de amplitud durante el periodo de muestreo. Cuando ocurre el cambio de referencia en 0.05[s] la señal de voltaje pierde calidad debido al desbalance existente entre sus corrientes de carga.

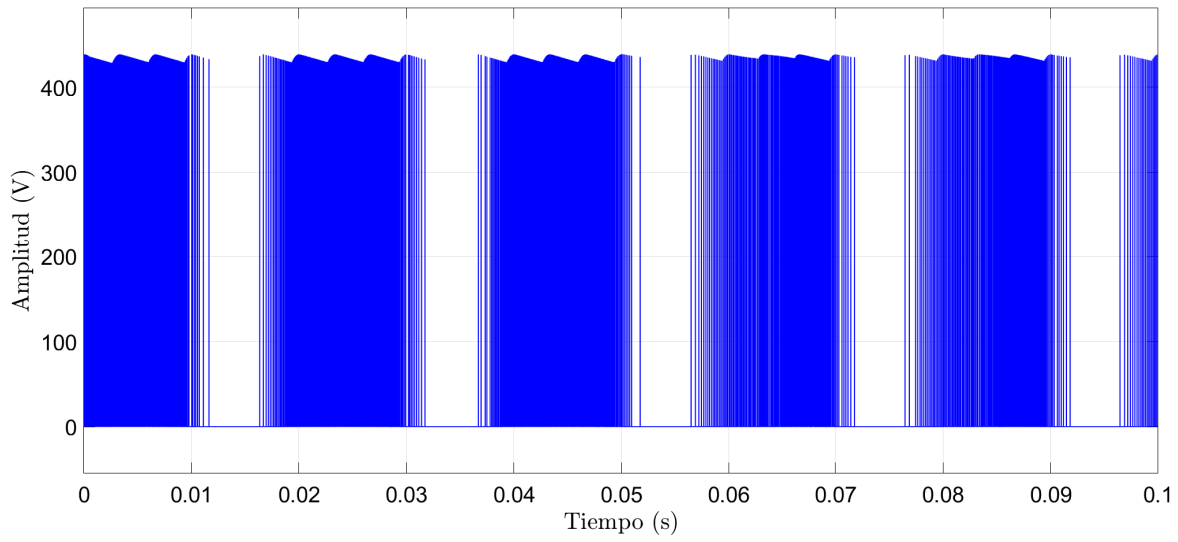


Figura 15: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo, sin embargo la señal pierde calidad luego del cambio de referencia.

### 3.8. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Estacionario

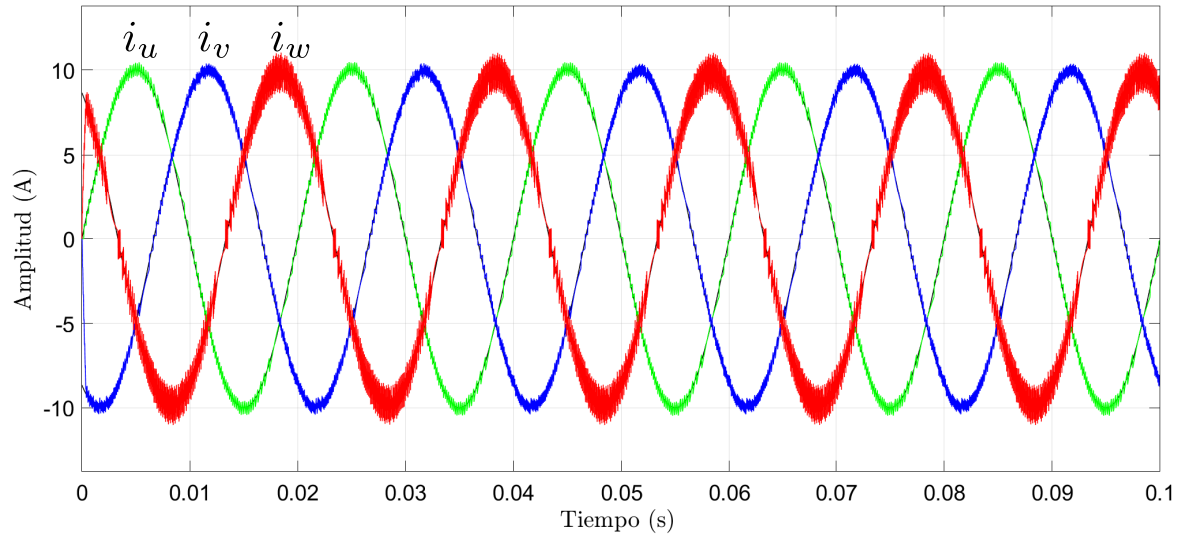


Figura 16: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control sometido a cargas desbalanceadas logra un buen seguimiento en las corrientes de referencia. Las corrientes  $i_u$  y  $i_w$  son sometidas a cargas desbalanceadas, mientras que la resistencia de  $R_u$  es reducida a la mitad de su valor y la inductancia de  $L_w$  también es reducida a la mitad de su valor, esto hace presentar mayor distorsión la corriente de carga  $i_w$  como se aprecia en la figura. En Fig. 17 un acercamiento a las corrientes de carga, se aprecia de mejor forma la respuesta del control con cargas desbalanceadas. La corriente  $i_w$  presenta mayor oscilación en el seguimiento, alcanzando un máximo de 11[A], mientras que las corrientes  $i_u$  e  $i_v$  mantiene una menor oscilación.

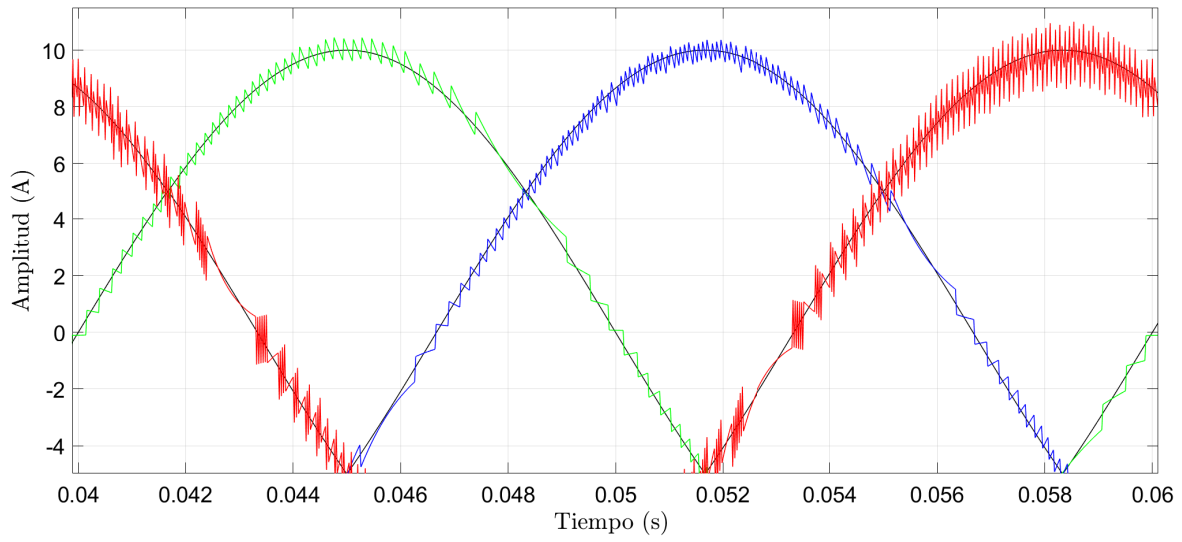


Figura 17: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

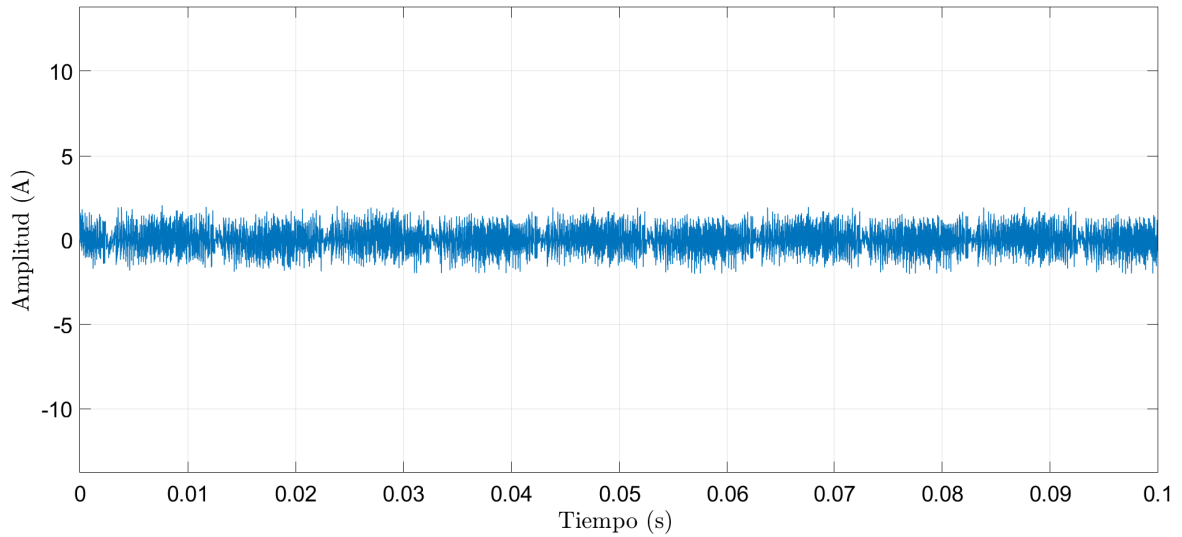


Figura 18: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  producida por el desbalance en las cargas se mantiene estable durante todo el periodo de muestreo, con una amplitud de  $2[A]$ .



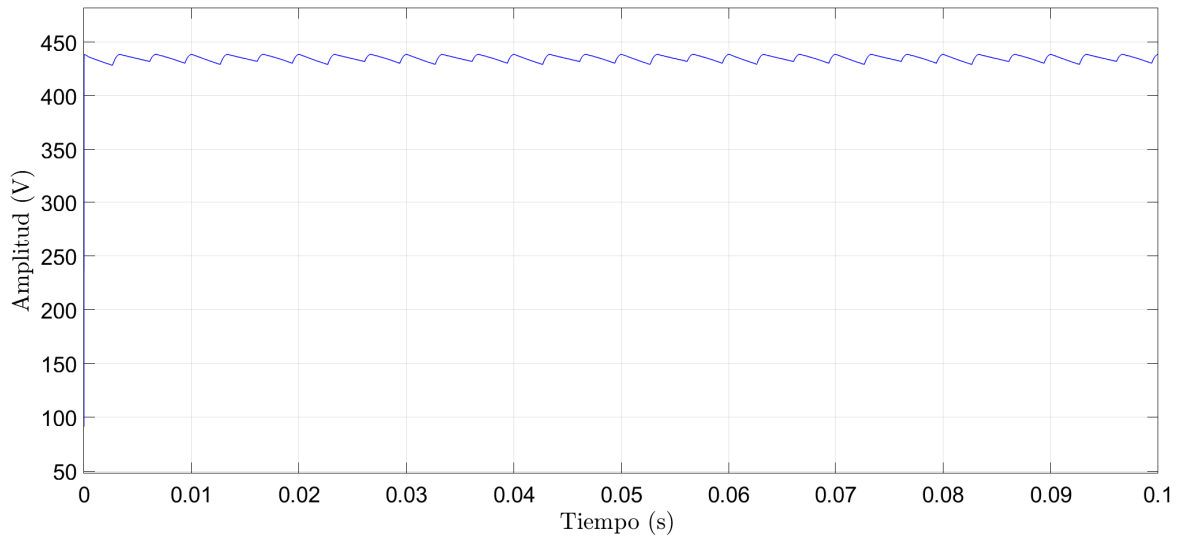


Figura 19: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo.

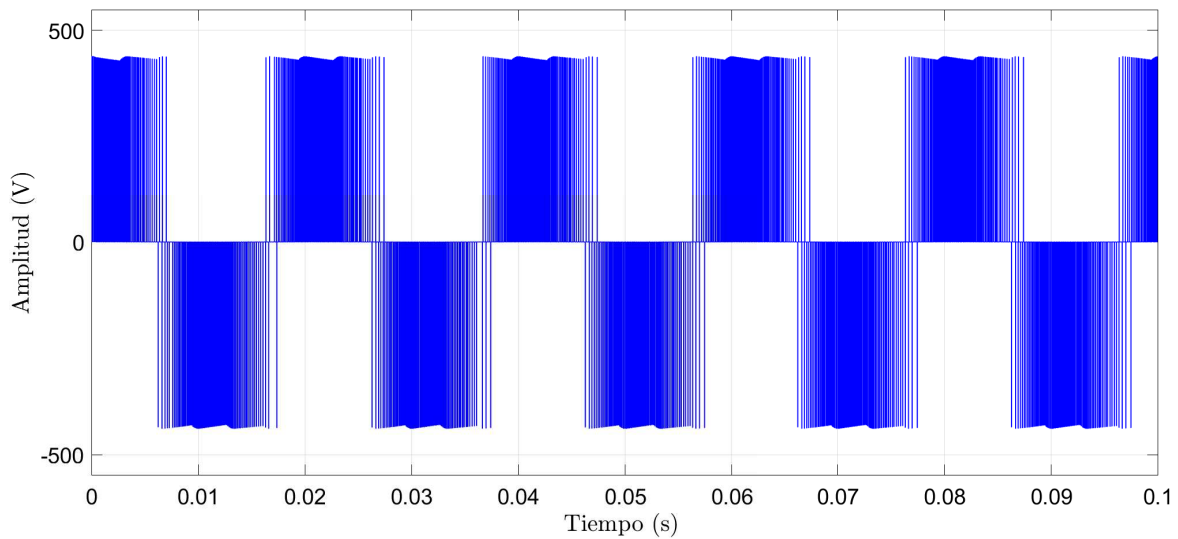


Figura 20: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V], también se presenta con menor calidad en su señal.

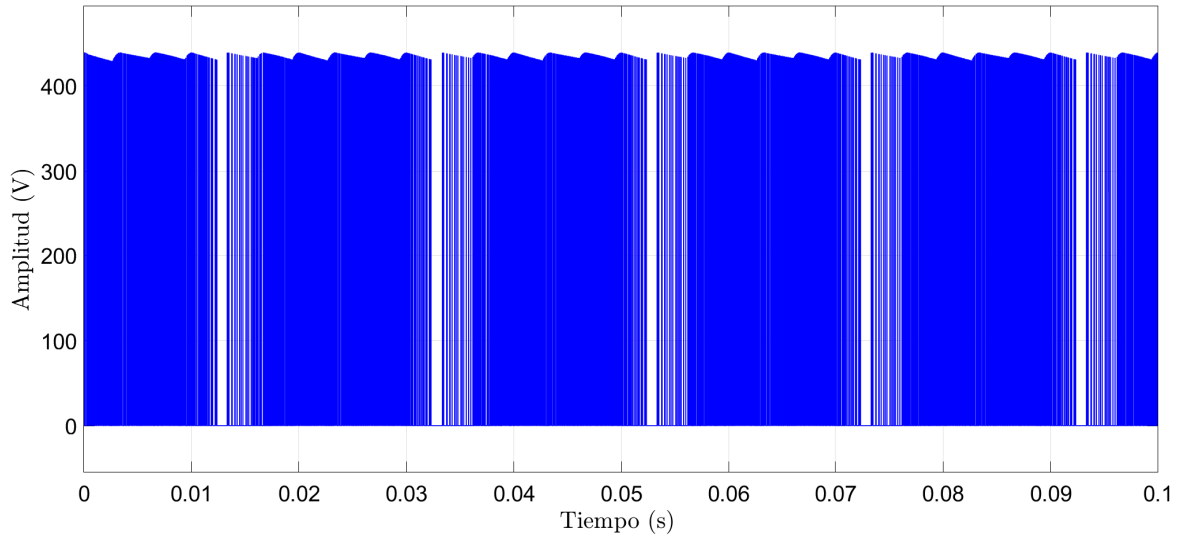


Figura 21: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_u$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo y la señal se presenta con distorsión a lo largo del periodo de muestreo.

### 3.9. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Transiente

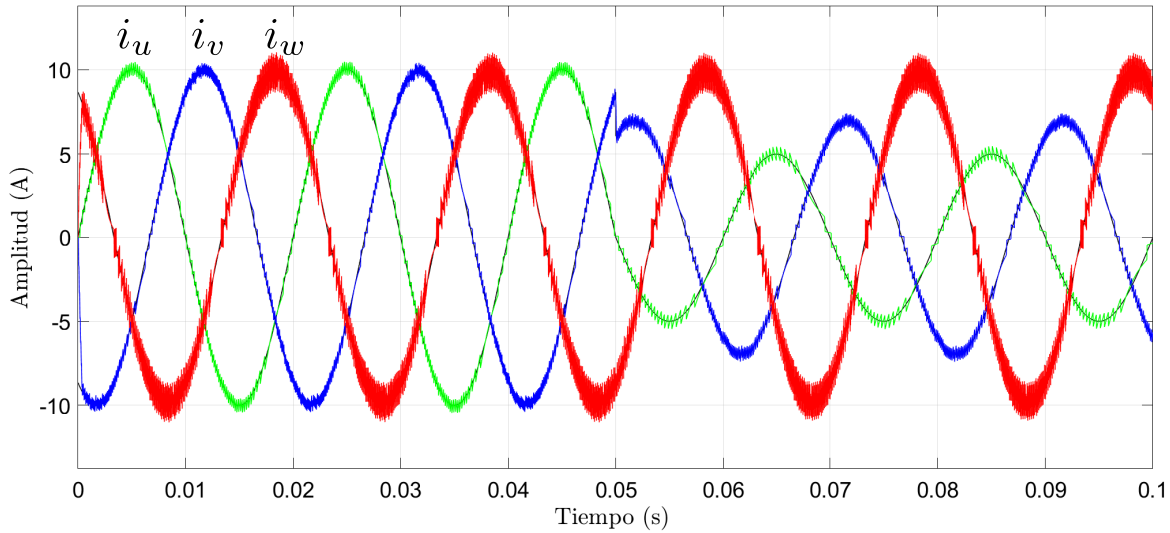


Figura 22: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo sometido a cargas desbalanceadas y con cambio en sus referencias, muestran un buen seguimiento de las corrientes de carga. Las corrientes  $i_u$  e  $i_w$  presentan mayor distorsión en su seguimiento debido al desbalance de sus cargas, en el caso de  $i_w$  alcanzando un valor peak de 11[A] de amplitud. En la Fig. 23 un acercamiento de las corrientes de carga, se observa el buen seguimiento del control a las corrientes de referencia en el instante 0.05[s] cuando ocurre el cambio de referencias.

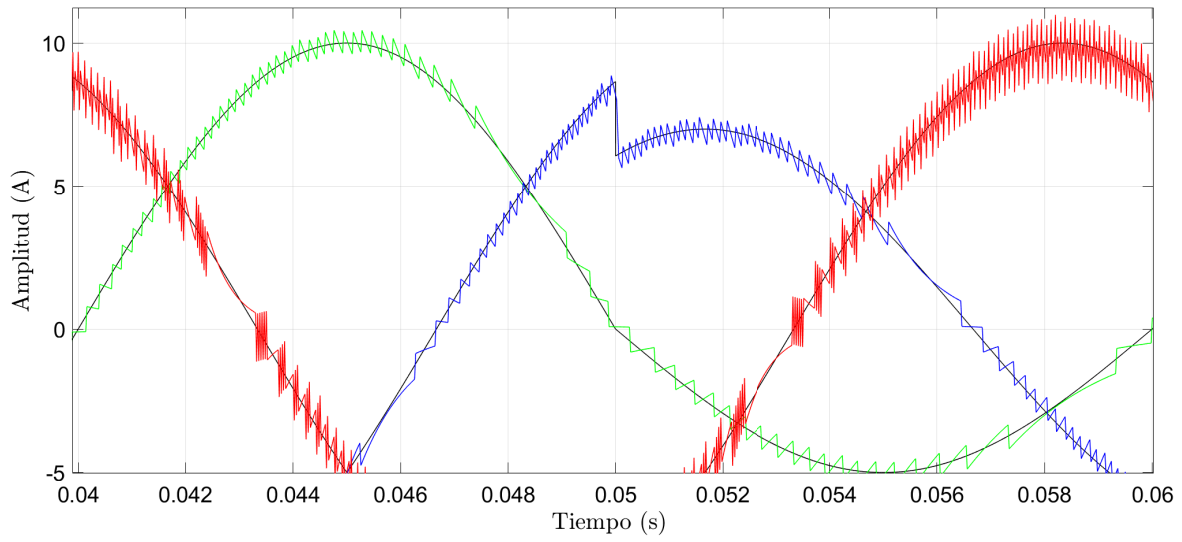


Figura 23: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

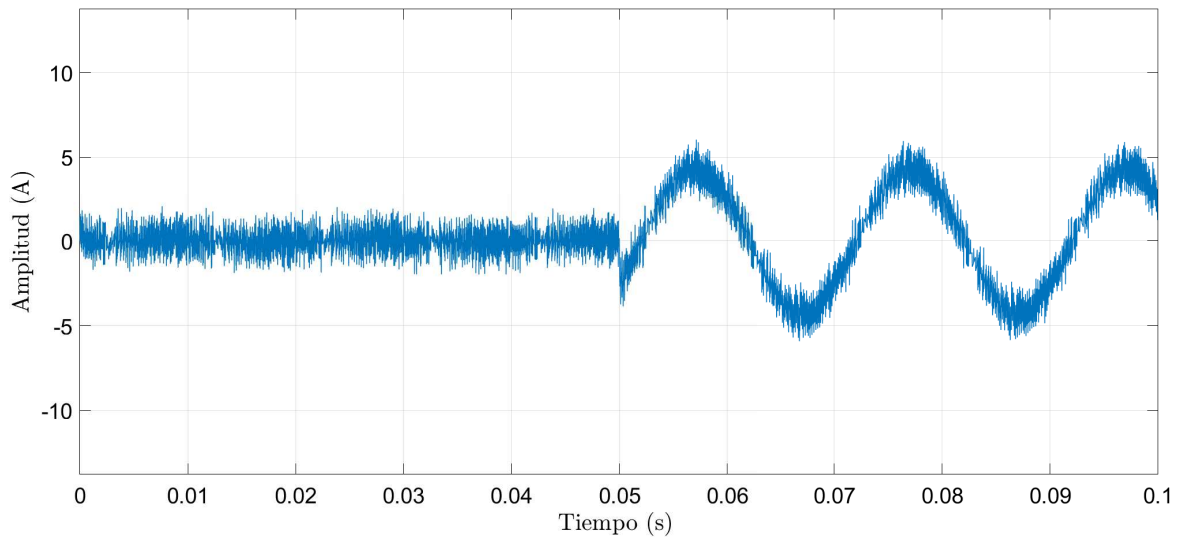


Figura 24: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable, con una amplitud de 2[A] durante el

período 0-0.05[s], luego la corriente se comporta de forma sinusoidal alcanzando una amplitud de 6[A] hasta el final del periodo de muestreo.

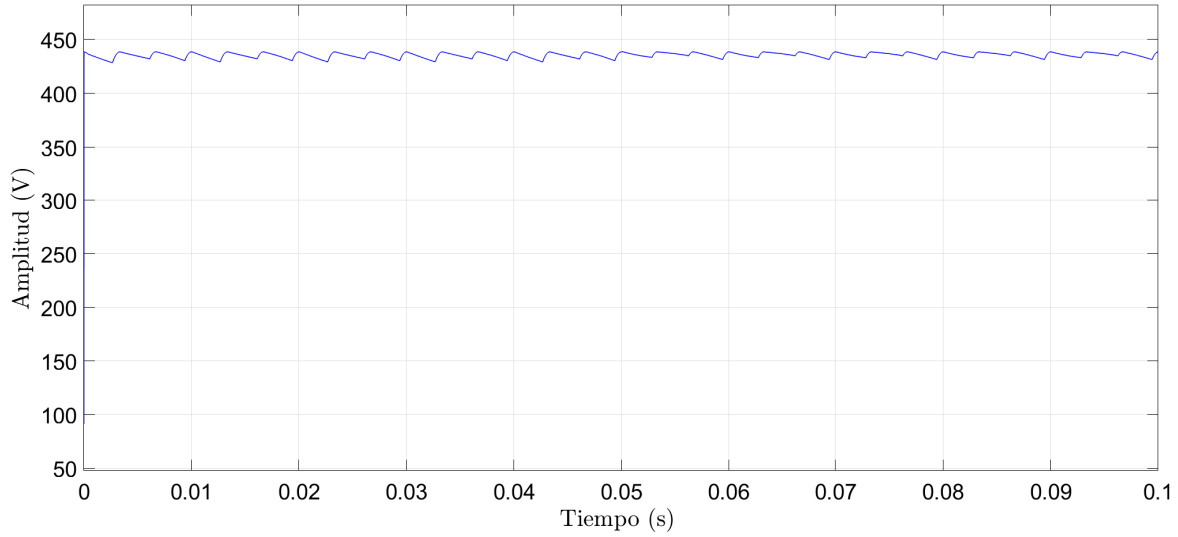


Figura 25: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo.

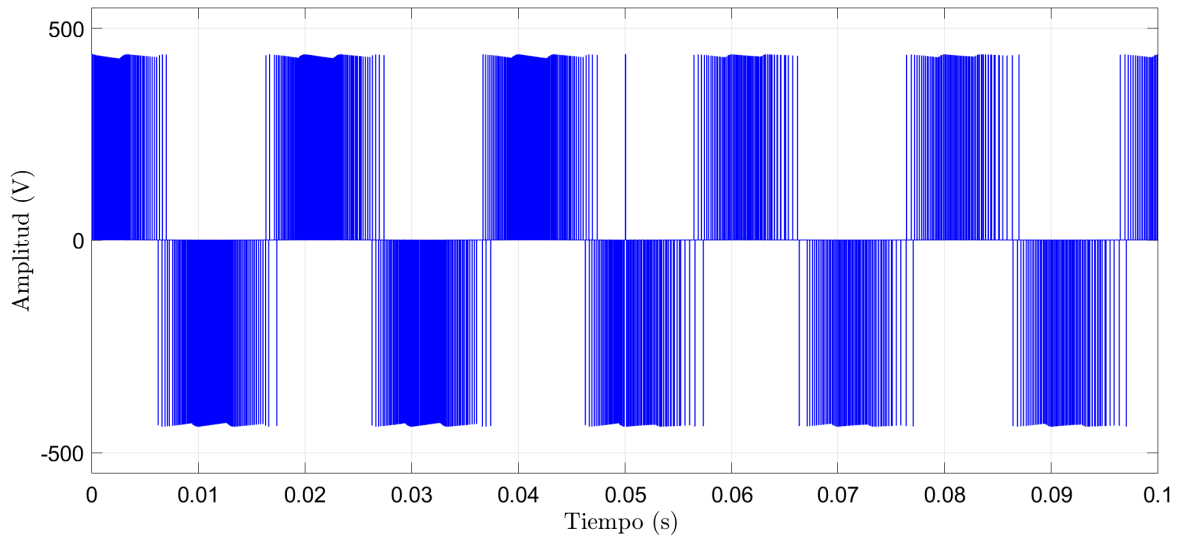


Figura 26: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V] durante todo el periodo de muestro. En 0.05[s] se aprecia que el voltaje presenta una menor calidad en su señal.

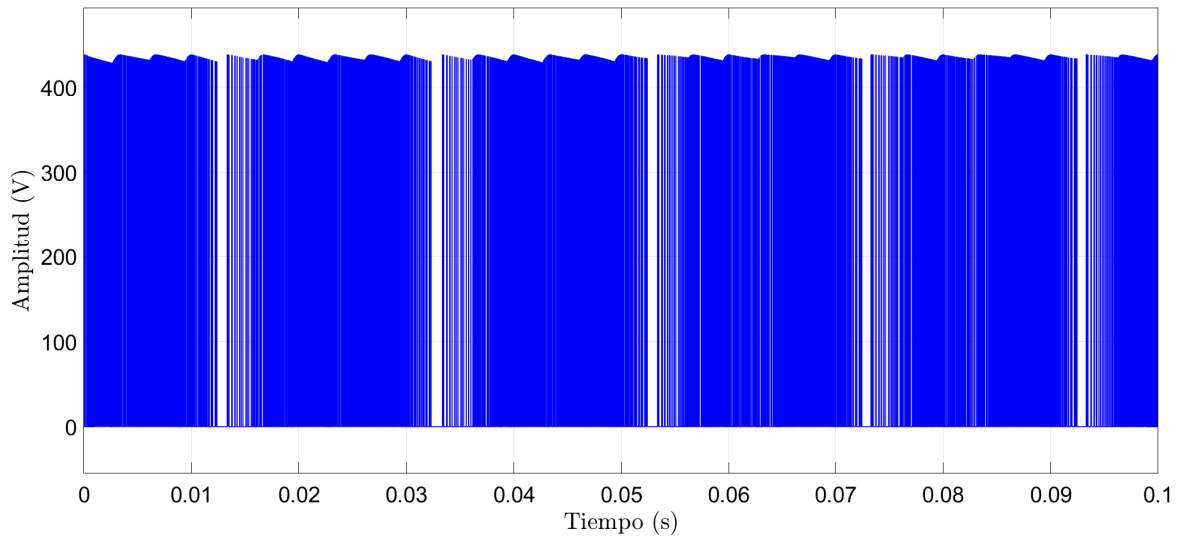


Figura 27: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de la fase  $v_{un}$  también se mantiene estable durante el cambio de referencias y con cargas desbalanceadas, alcanzando los 440[V] de amplitud, sin embargo la señal pierde calidad a lo largo del periodo de muestreo.

### 3.10. Distorsión Armónica Total (THD)

Los resultados de la simulación del control predictivo a frecuencia de conmutación variable en términos de porcentaje de distorsión armónica total (THD) para los dos casos propuestos son mostrados en las siguientes figuras. Los resultados fueron extraídos con Simulink y se consideraron los valores de la Tabla 2.

### 3.11. Cargas Balanceadas Estado Estacionario

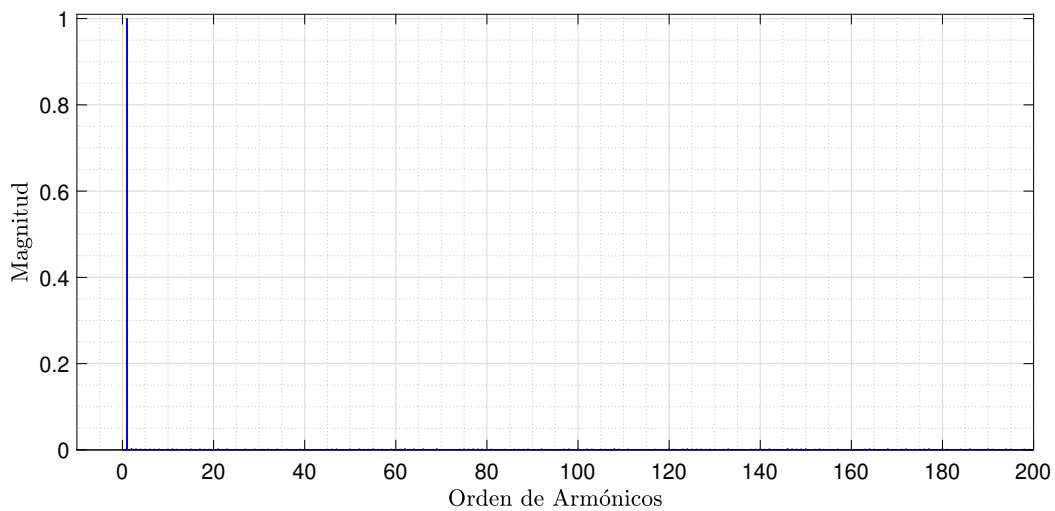


Figura 28: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 3.05 %.



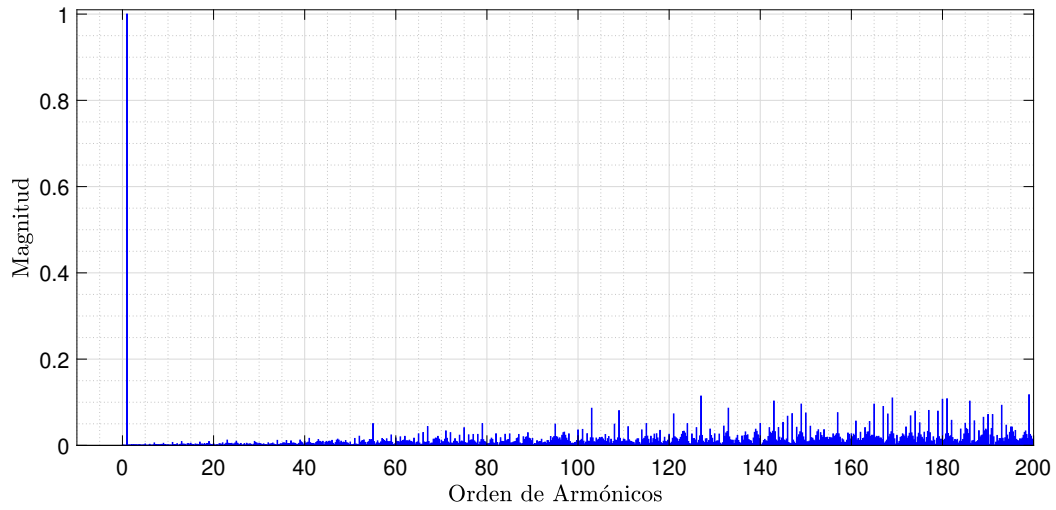


Figura 29: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 155.52%.

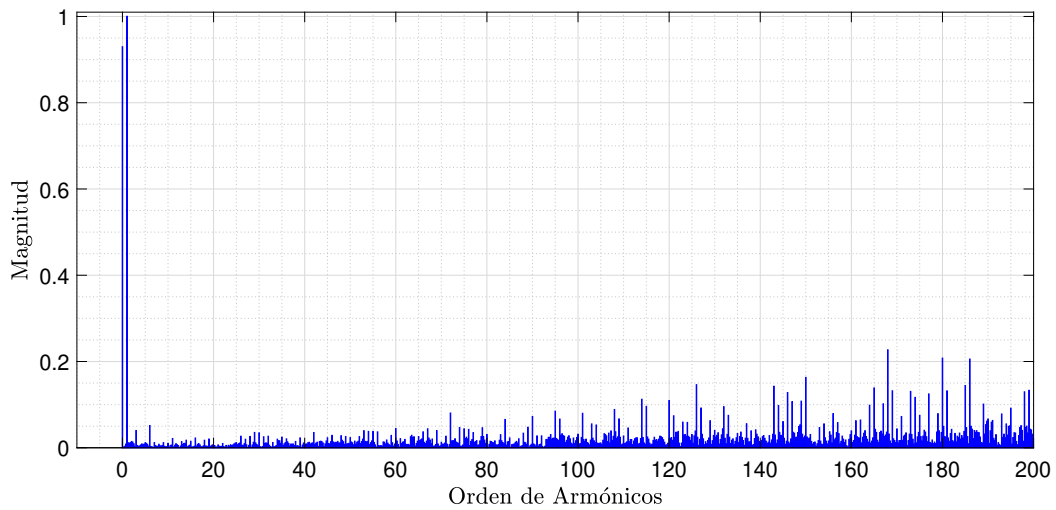


Figura 30: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u$   $v_{ou}$ , distorsión armónica total THD = 224.40%.

### 3.12. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario

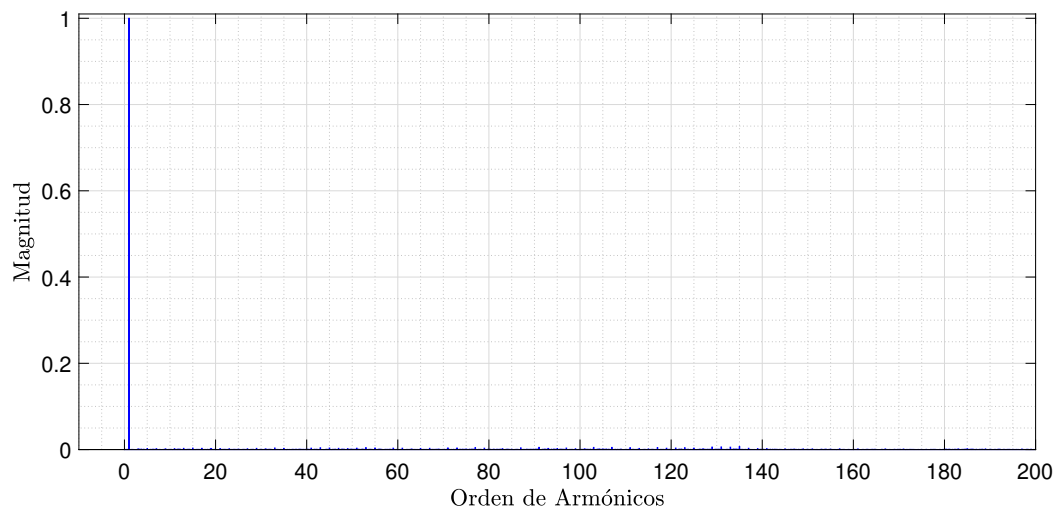


Figura 31: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 3.15%.

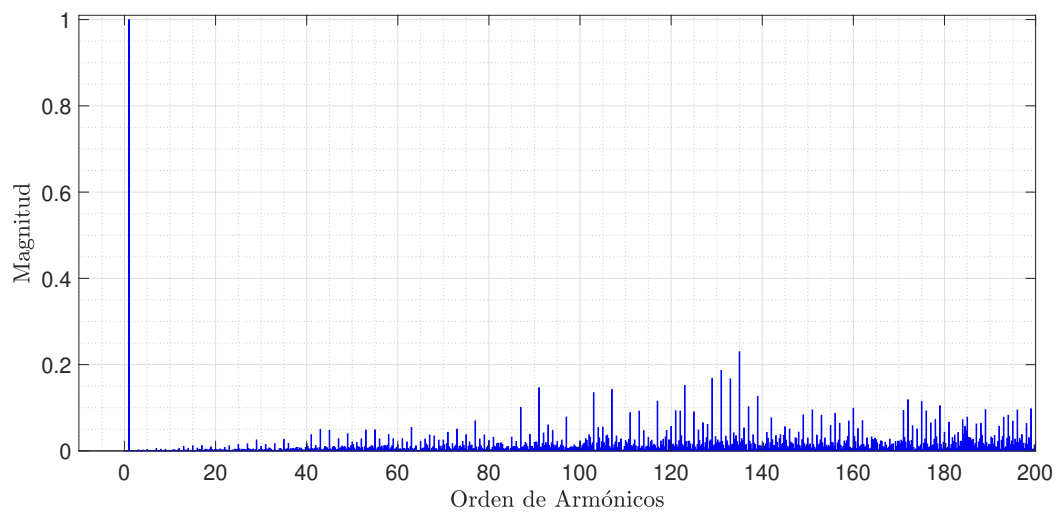


Figura 32: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 169.49%.

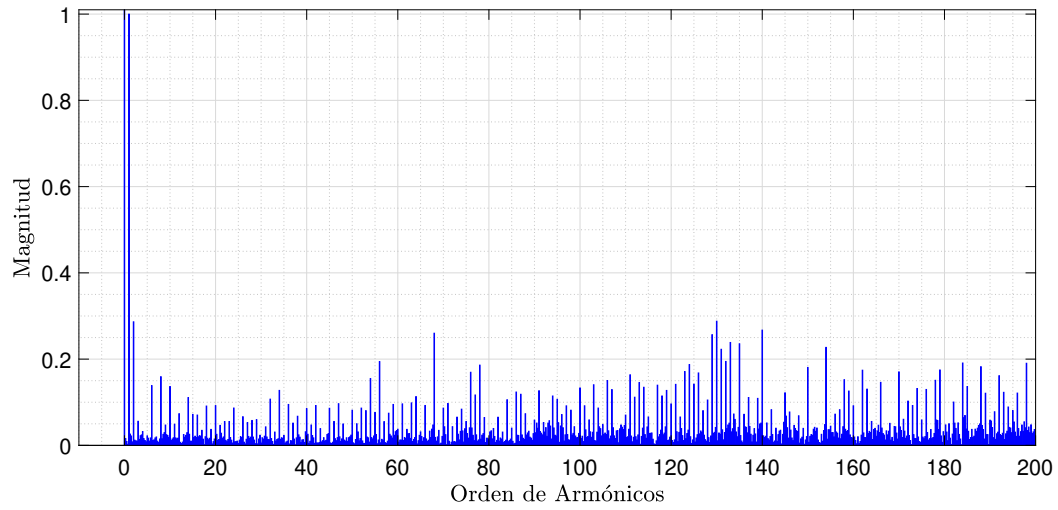


Figura 33: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia variable con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u_{v_{un}}$ , distorsión armónica total THD = 343.07%.

La tabla 3 muestra los valores obtenidos en porcentaje THD de corriente de cada una de las fases, el porcentaje del error en estado estacionario y la frecuencia de conmutación de cada pierna para los casos de estudio propuestos.

Caso	Fase	Estado Estacionario		
		% THD	% Error	$f_{sw}Hz$
Caso-1	$u$	3.05	1.86	8278
	$v$	3.03	2.03	8261
	$w$	3.04	2.05	8663
	$n$	-	-	10712
	avg	3.04	1.98	8978.5
Caso-2	$u$	3.15	1.93	13643
	$v$	3.12	2.12	14357
	$w$	6.29	3.60	11298
	$n$	-	-	16243
	avg	4.18	2.55	13885.25

Tabla 3: Distorsión armónica total de  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  y frecuencia de conmutación  $u$ ,  $v$  y  $w$ .

En el caso-1 en estado estacionario podemos apreciar que los niveles de THD alcanzados ponderan un 3.05 %. El porcentaje de error obtenido es del 1.98 % y la frecuencia de conmutación alcanzada pondera los 8.9[kHz]. El control aplicado ocasiona frecuencia de conmutación variable en cada una de sus piernas.

Para caso-2 en estado estacionario se observa un porcentaje de THD mayor, ponderando un 4.18 %, la corriente  $i_w$  posee mayor contenido armónico con un valor del 6.29 % ocasionado por la reducción del filtro inductivo. El porcentaje del error en estado estacionario es del 2.55 % y la frecuencia de conmutación aumenta a 14[kHz] aproximadamente, la frecuencia contenida en sus piernas es también variable.

La tabla 4 muestra los valores obtenidos en porcentaje de THD del voltaje de línea y fase para cada uno de los casos de estudio.

Caso	Fase	Estado Estacionario
		% THD
Caso-1	<i>uv</i>	155.52
	<i>un</i>	224.20
Caso-2	<i>uv</i>	169.49
	<i>un</i>	343.07

Tabla 4: Distorsión armónica total de *uv* y *un* de los dos casos de estudio

En el caso-1 en estado estacionario se alcanza un THD del 155.52 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 224.20 %. En las Fig. 29 y Fig. 30 se aprecia contenido armónico propagado a lo largo del espectro.

En el caso-2 en estado estacionario se alcanza un THD del 169.49 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 343.07 %. Tanto las Fig. 32 y Fig. 33 muestran un alto contenido armónico superior al 20 % propagado a lo largo del espectro.

### 3.13. Análisis de los Resultados

El control de corriente a frecuencia variable demostró un buen seguimiento en las corrientes de referencia tanto para estado estacionario como transiente y una rápida respuesta dinámica ante las variaciones en las señales de referencia.

El THD de las corrientes pondero un valor promedio del 3 % en estado estacionario.

El error en estado estacionario pondero un 1.98 % y un 2.55 % con cargas balanceadas y desbalanceadas respectivamente, demostrando la eficacia del algoritmo de control.

El THD de voltaje alcanzo valores entre los 155.52 % y los 408.67 % para los casos propuestos. Los altos niveles de THD del voltaje se deben a que la estrategia de control es aplicada a la corriente del convertidor y no al voltaje del mismo. La alta distorsión armónica se ve reflejada en la perdida en la calidad de la señal del voltaje de línea y fase.

La frecuencia de conmutación del convertidor fue variable en cada una de las piernas y para cada caso de estudio también se registraron frecuencias dispares.

## 4. Control Predictivo con Etapa de Modulación 2D-SVM

### 4.1. Introducción

El control predictivo clásico tiene la característica de evaluar todos los estados válidos de conmutación del inversor para predecir la corriente que debe tener el convertidor en el estado siguiente para ir minimizando el error y llegar a la corriente de referencia. Este fenómeno resulta en operación a frecuencia de conmutación variable, pues es probable que al predecir el estado de conmutación óptimo siguiente este sea igual al estado actual de conmutación que posee el convertidor, por lo tanto el convertidor conserva el estado actual. Esta situación puede generarse indefinidamente, variando a cada instante la frecuencia de conmutación, lo que genera ruido y rizado tanto en el voltaje como en la corriente de salida del convertidor [17]. Aplicar una técnica que permita realizar una conmutación a una frecuencia fija, reduce el ruido y aumenta la eficiencia del convertidor. A continuación se explicará en qué consiste la propuesta de control predictivo con una etapa de modulación espacial vectorial de dos dimensiones, desarrollado en este trabajo.

## 4.2. Esquema de Control

El modelo de predicción utilizado Fig. 34 es el mismo que utiliza el control predictivo a frecuencia variable, es decir una representación discreta del modelo dinámico del sistema que contempla una carga resistiva inductiva a la salida del convertidor.

El esquema de control propuesto contempla un bloque adicional en el sistema, el cual corresponde a un patrón de conmutación definido, que se ejecuta de la misma forma durante todas las predicciones.

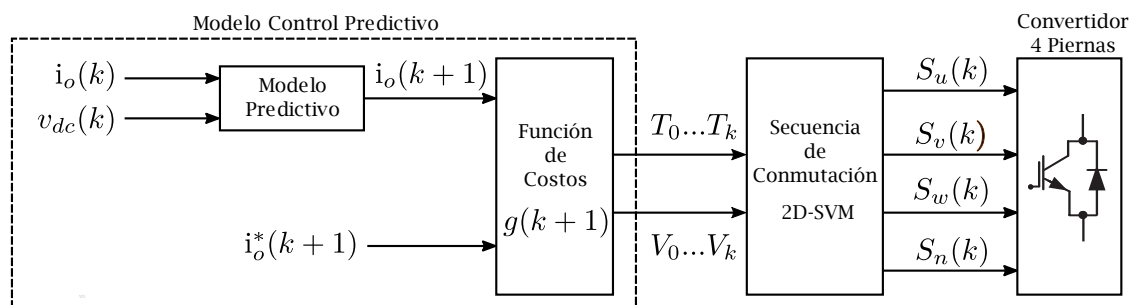


Figura 34: Diagrama de bloques del esquema de control a frecuencia fija.



### 4.3. Modelo de Modulación 2D-SVM

Es posible establecer una representación de espacio vectorial en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  para representar los 16 estados posibles del convertidor, considerando 14 voltajes no nulos y seis sectores disponibles. Esto se consigue al considerar un espacio tridimensional en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$ , en donde los vectores de voltaje forman un tetraedro, sin embargo para este caso se elimina la tercera coordenada  $\gamma$ , dejando un sistema de dos dimensiones. La siguiente figura muestra la representación de los voltajes que se pueden aplicar al convertidor, en coordenadas vectoriales [15]- [18].

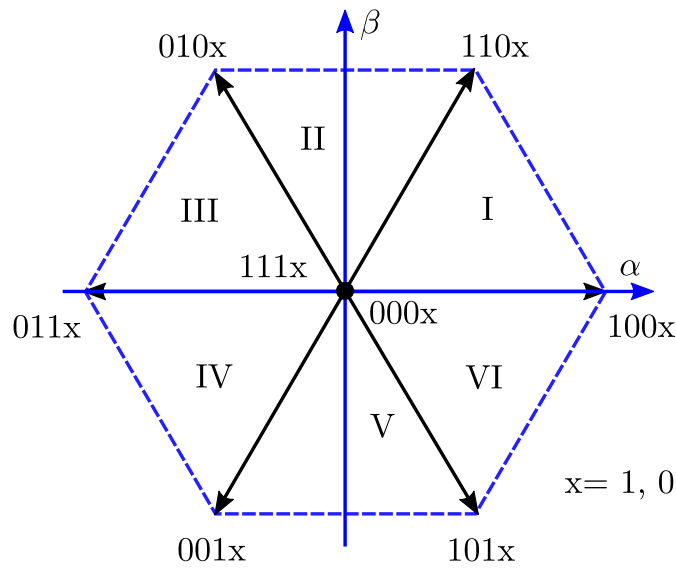


Figura 35: Representación vectorial de los voltajes del convertidor.

#### 4.4. Función de Costos

La técnica de predicción a frecuencia fija [17] evalúa cada sector del plano  $\alpha$ - $\beta$ , el cual se compone de dos vectores de voltaje adyacente, además de un vector cero. dentro de un ciclo se evalúan todas las regiones del plano vectorial, obteniendo como resultado dos vectores óptimos y tres periodos de tiempo en los cuales serán aplicados dichos vectores. En cada ciclo, se toman dos vectores que conforman una determinada, región del plano vectorial, y se evalúan las predicciones de corriente y en función de estos costos  $g_i$  y  $g_j$  y una tercera función de costo  $g_0$  que se calcula una sola vez y que corresponde a la predicción cuando el voltaje es igual a cero. Al igual que en el control predictivo clásico, la mínima función de costo es la que prevalecerá y se usará para determinar los periodos de tiempos efectivos para la conmutación  $T_0$ ,  $T_i$  y  $T_j$ . Las funciones de costo sirven para determinar los ciclos de trabajo que se asocian a cada vector y se determinan mediante las siguientes relaciones,

$$d_0 = \frac{K}{g_0} \quad (15)$$

$$d_i = \frac{K}{g_i} \quad (16)$$

$$d_j = \frac{K}{g_j} \quad (17)$$

$$d_0 + d_i + d_j = 1 \quad (18)$$

En donde el ciclo de trabajo  $d_0$  se evalúa solo una vez y que sumado al ciclo  $d_i$  y  $d_j$ , resulta en 1. Al sustituir (15), (16), (17) en (18), se obtiene:

$$\frac{K}{g_0} + \frac{K}{g_i} + \frac{K}{g_j} = 1 \quad (19)$$

$$\frac{K g_i g_j}{g_0 g_i g_j} + \frac{K g_0 g_j}{g_0 g_i g_j} + \frac{K g_0 g_i}{g_0 g_i g_j} = 1 \quad (20)$$

Se obtiene entonces la expresión para la constante  $K$ :

$$K = \frac{g_0 g_i g_j}{g_i g_j + g_0 g_j + g_0 g_i} \quad (21)$$

Sustituyendo la ecuación (21) en (15), (16) y (17), se obtiene

$$d_0 = \frac{g_i g_j}{g_i g_j + g_0 g_j + g_0 g_i} \quad (22)$$

$$d_i = \frac{g_0 g_j}{g_i g_j + g_0 g_j + g_0 g_i} \quad (23)$$

$$d_j = \frac{g_i g_0}{g_i g_j + g_0 g_j + g_0 g_i} \quad (24)$$

La nueva función de costos que se utilizará queda determinada por la siguiente relación

$$g_{k+1} = d_i g_i + d_j g_j \quad (25)$$

Los valores de  $d_i$  y  $d_j$  son evaluados en la nueva función de costo, en conjunto con la funciones  $g_i$  y  $g_j$  obtenidas anteriormente. Los vectores óptimos escogidos serán aquellos que minimicen la nueva función de costo. A su vez, los periodos de tiempo  $T_0$ ,  $T_i$  y  $T_j$ , quedan determinados directamente por los ciclos de trabajo  $d_0$ ,  $d_i$  y  $d_j$  de la siguiente forma

$$T_0 = \frac{T_s d_0}{t_m} \quad (26)$$

$$T_i = \frac{T_s d_i}{t_m} \quad (27)$$

$$T_j = \frac{T_s d_j}{t_m} \quad (28)$$

$$T_s = T_0 + T_i + T_j \quad (29)$$

En donde  $t_m$  corresponde a un número obtenido al dividir el tiempo de muestreo en partes iguales, en este caso se divide en 100, por lo que

$$T_m = \frac{T_s}{100} \quad (30)$$

## 4.5. Patrón de conmutación

Una vez que ya se cuentan con los vectores óptimos y con los tiempos de aplicación de estos últimos, se establece la estrategia de conmutación que se aplicará en el siguiente instante de muestreo. Esta estrategia se resume en los siguientes pasos [17]

- Se inicia el patrón de conmutación, aplicando el vector cero, un cuarto de su tiempo  $\frac{T_0}{4}$
- Luego se aplica el primer vector óptimo  $v_i^{opt}$  la mitad de su tiempo  $\frac{T_i}{2}$ .
- Se aplica el segundo vector óptimo  $v_j^{opt}$  la mitad de su tiempo  $\frac{T_j}{2}$ .
- Se aplica vector cero la mitad de su tiempo  $\frac{T_0}{2}$ .
- Se aplica el segundo vector óptimo  $v_j^{opt}$  la mitad de su tiempo  $\frac{T_j}{2}$ .
- Se aplica el primer vector óptimo  $v_i^{opt}$  la mitad de su tiempo  $\frac{T_i}{2}$ .
- Finalmente se aplica el vector cero, un cuarto de su tiempo  $\frac{T_0}{4}$

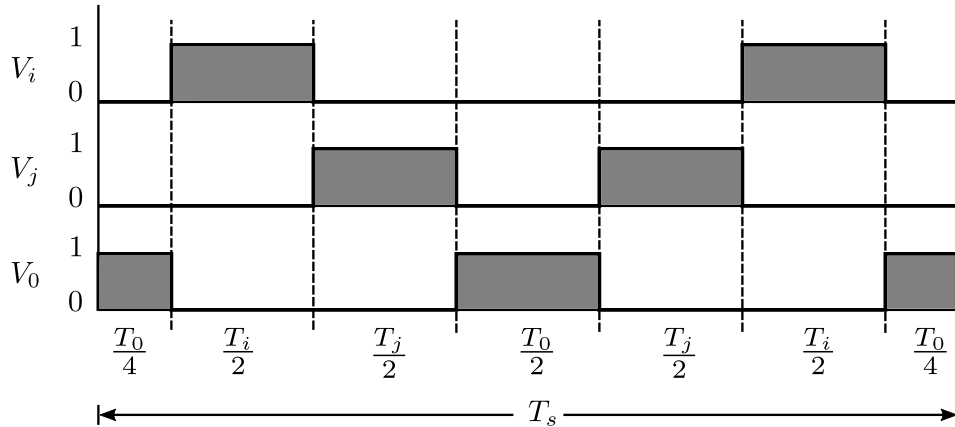


Figura 36: Patrón de conmutación 2D-SVM.

#### 4.6. Resultados Simulación Cargas Balanceadas en Estado estacionario

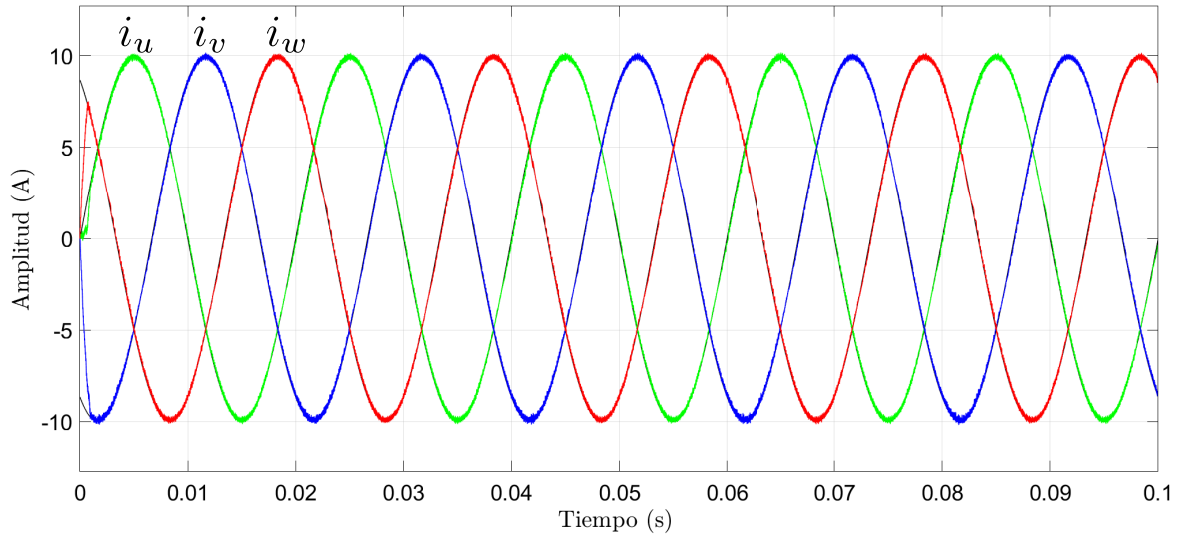


Figura 37: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con cargas balanceadas en estado estacionario muestra un buen seguimiento de las corrientes de carga durante todo el periodo de muestreo alcanzando una amplitud de 10[A]. En la Fig.38 se realiza un acercamiento de las corrientes de carga, observándose el buen seguimiento con respecto de las corrientes de referencia.

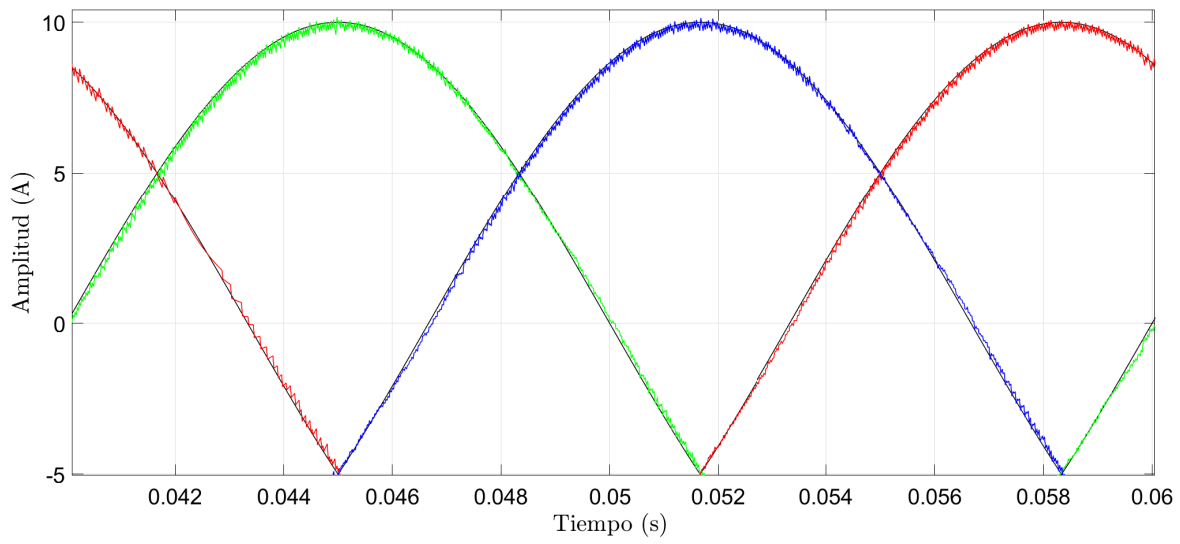


Figura 38: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

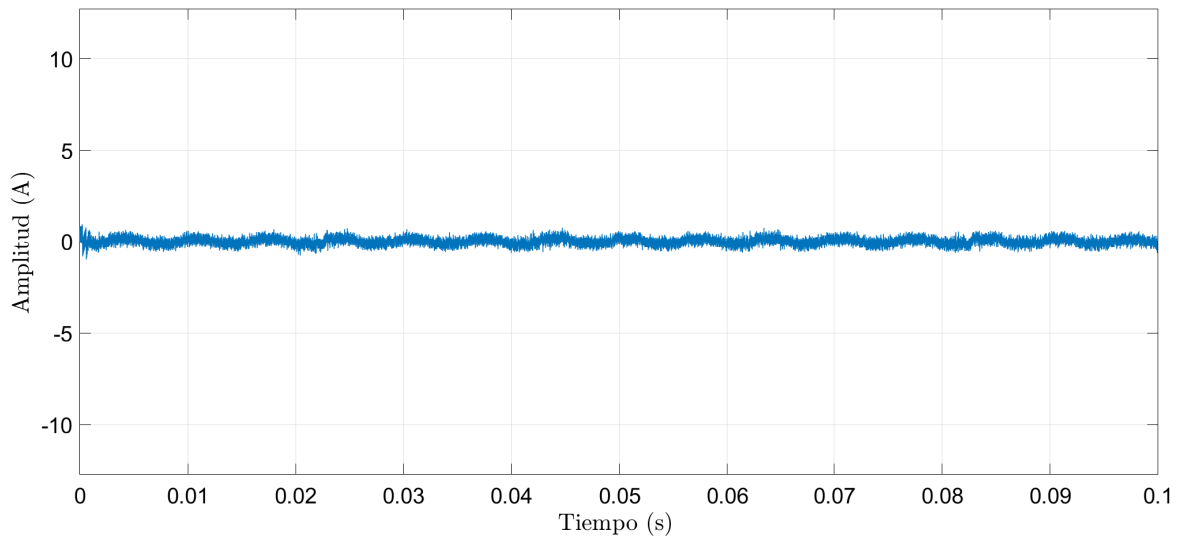


Figura 39: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable con una amplitud de  $0.5[A]$  y con buena calidad en su señal.

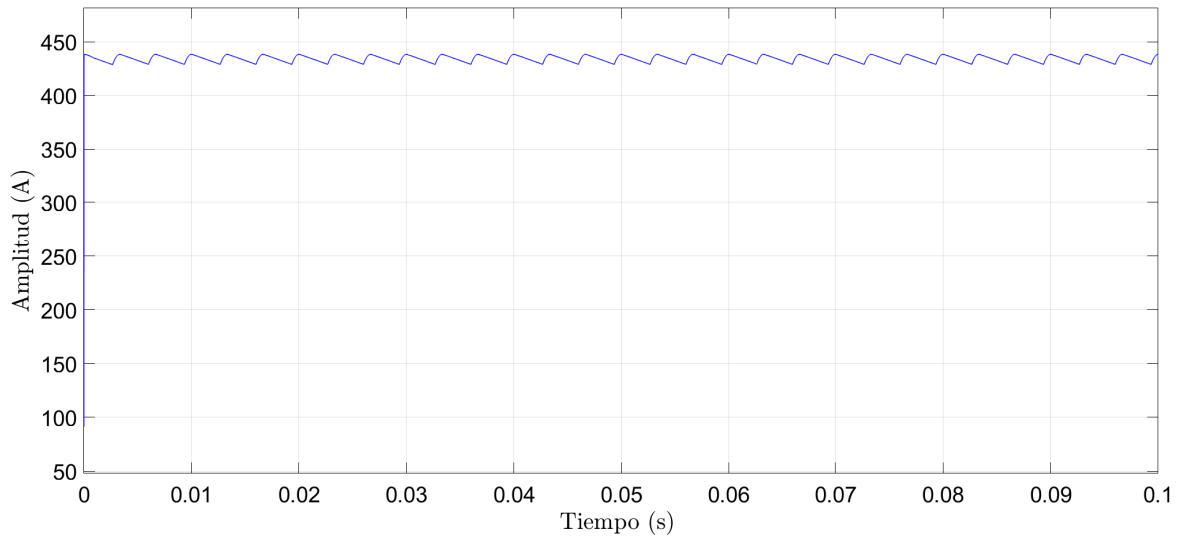


Figura 40: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo.

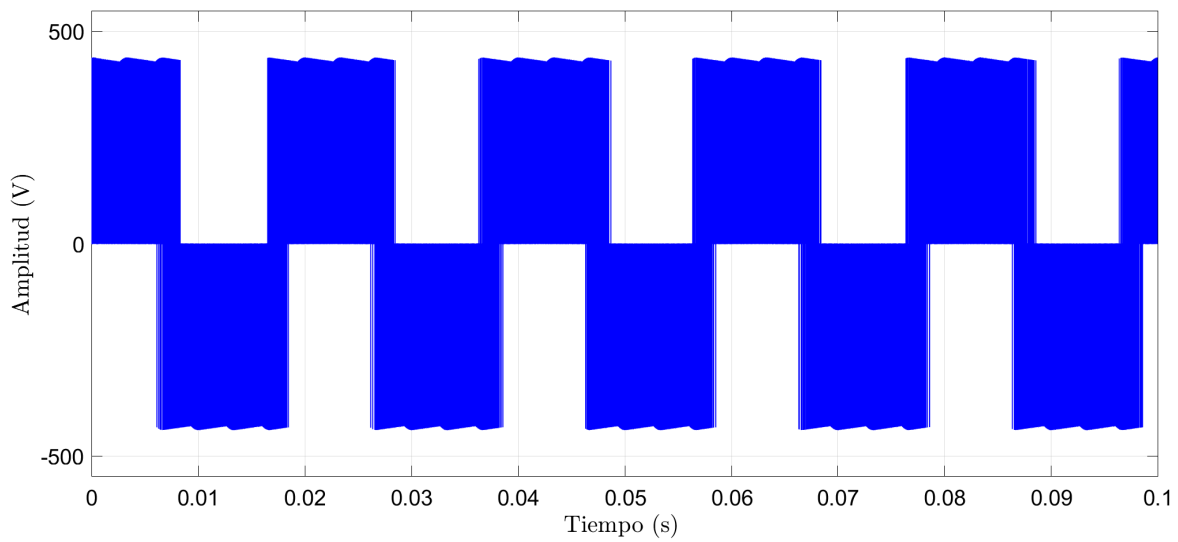


Figura 41: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V] y con buena calidad en su señal.

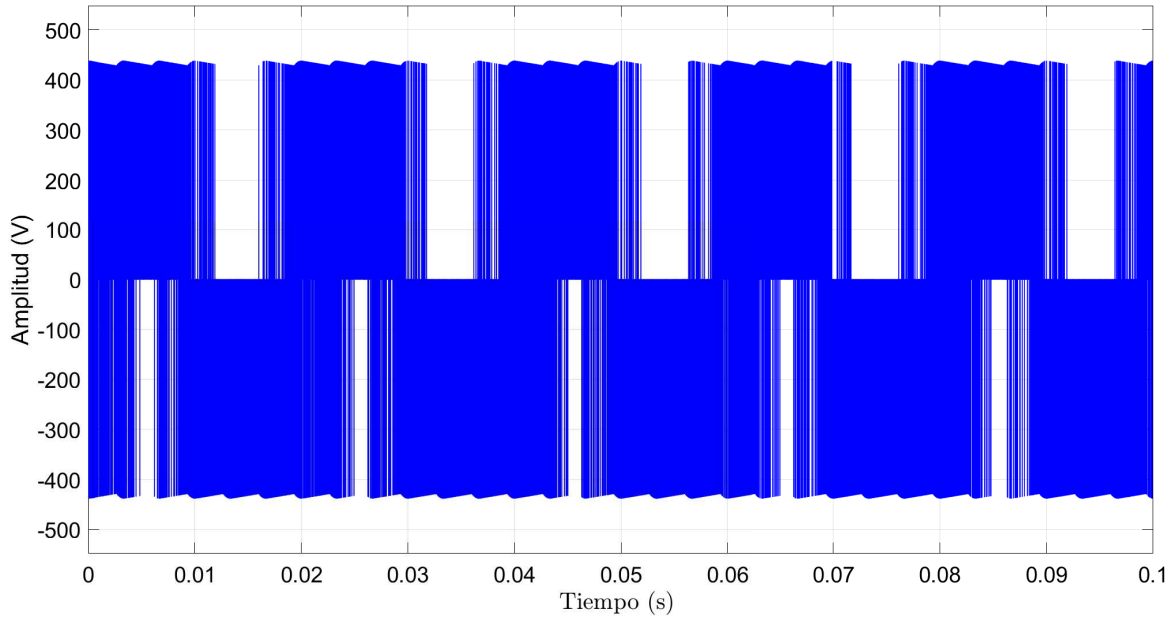


Figura 42: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_u$  alcanza un valor de 440[V] de amplitud.



#### 4.7. Resultados de Simulación Cargas Balanceadas Estado Transitorio

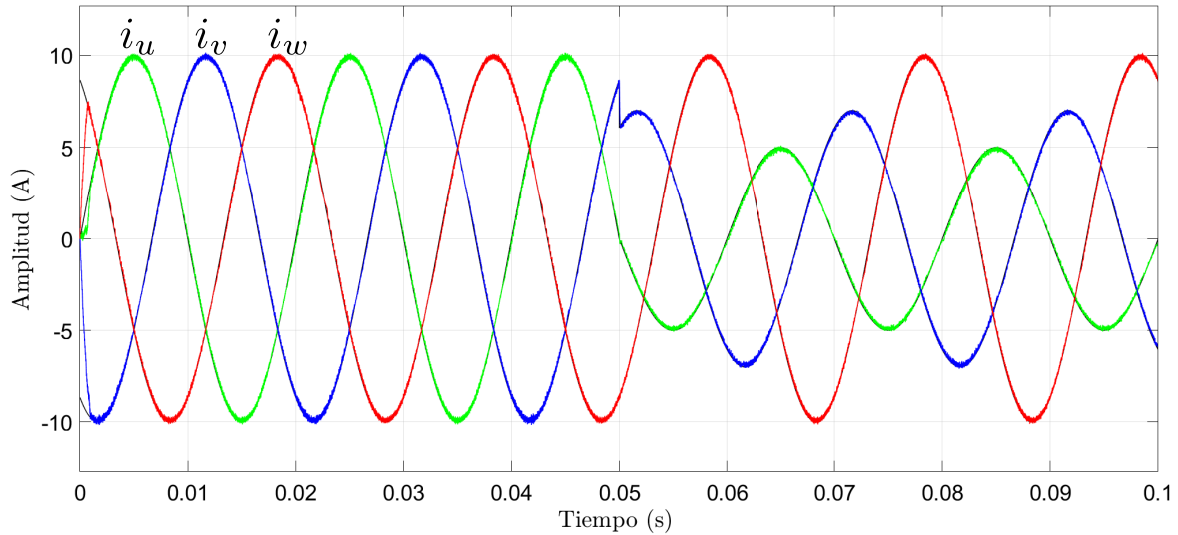


Figura 43: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u, v, w$  ( $i_u, i_v, i_w$ ).

El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM sometido al cambio en sus referencias, muestra una gran repuesta y buen seguimiento de las corrientes de carga. En la Fig. 44 se aprecia de mejor forma la repuesta del control ante la variación de las corrientes de referencia en el instante 0.05[s].

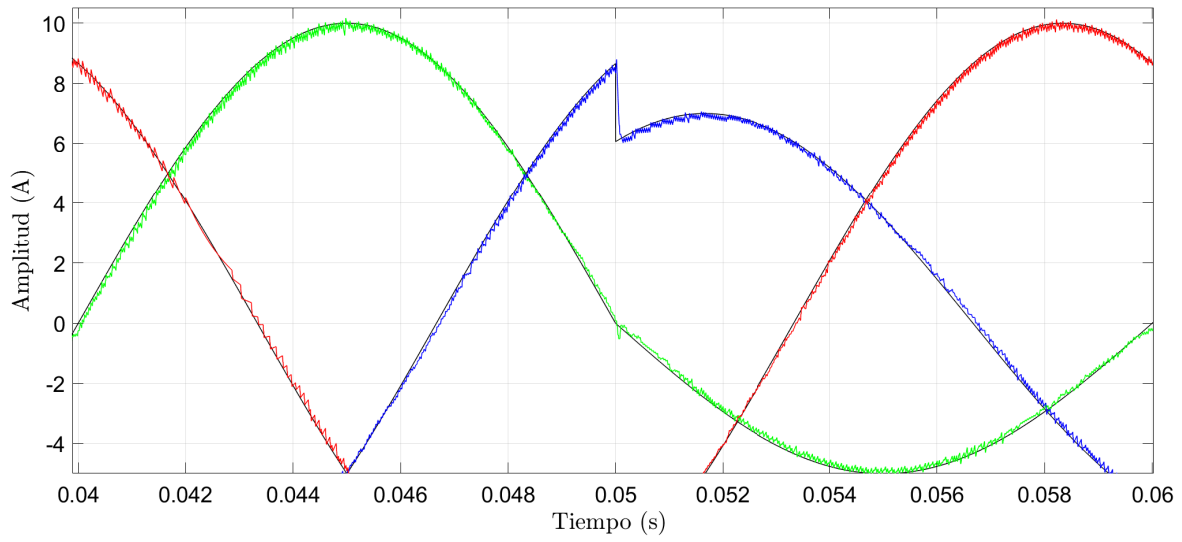


Figura 44: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

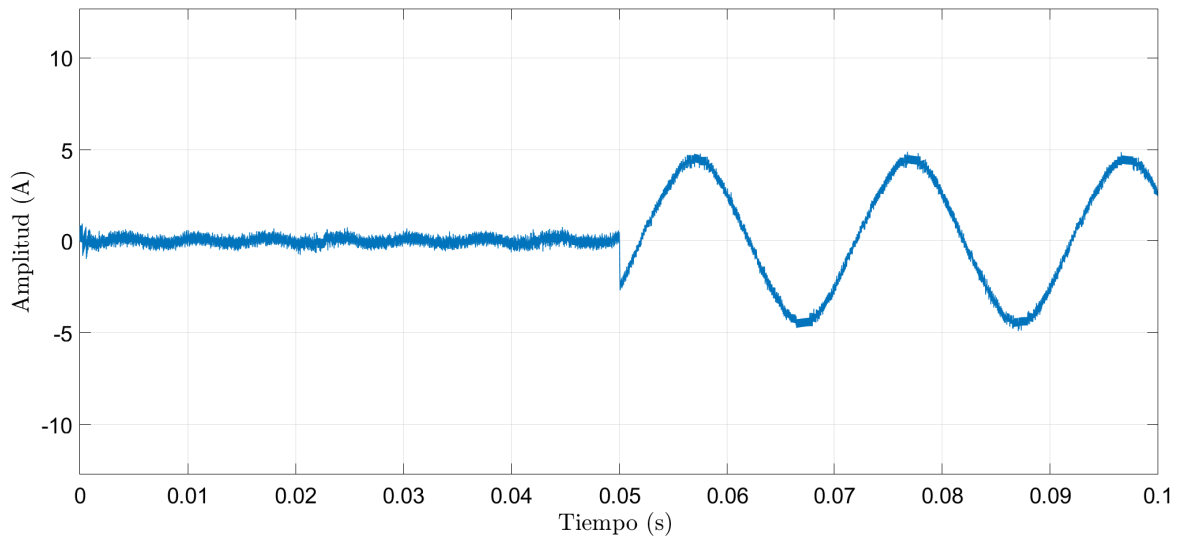


Figura 45: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable antes del cambio de referencia, luego en

instante 0.05[s], la corriente adquiere un comportamiento sinusoidal alcanzado los 5[A] de amplitud.

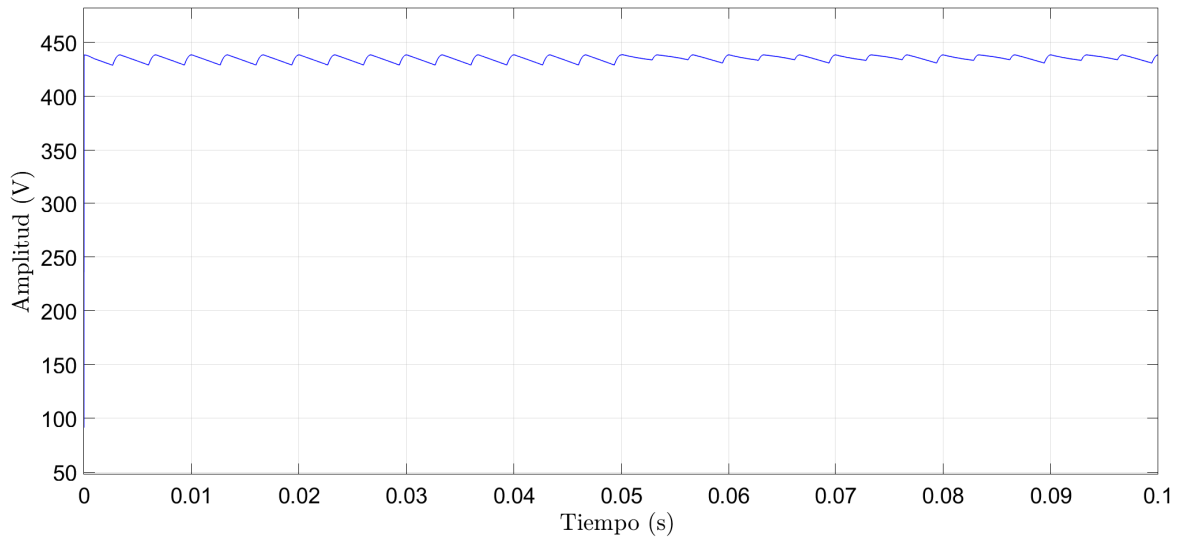


Figura 46: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo.

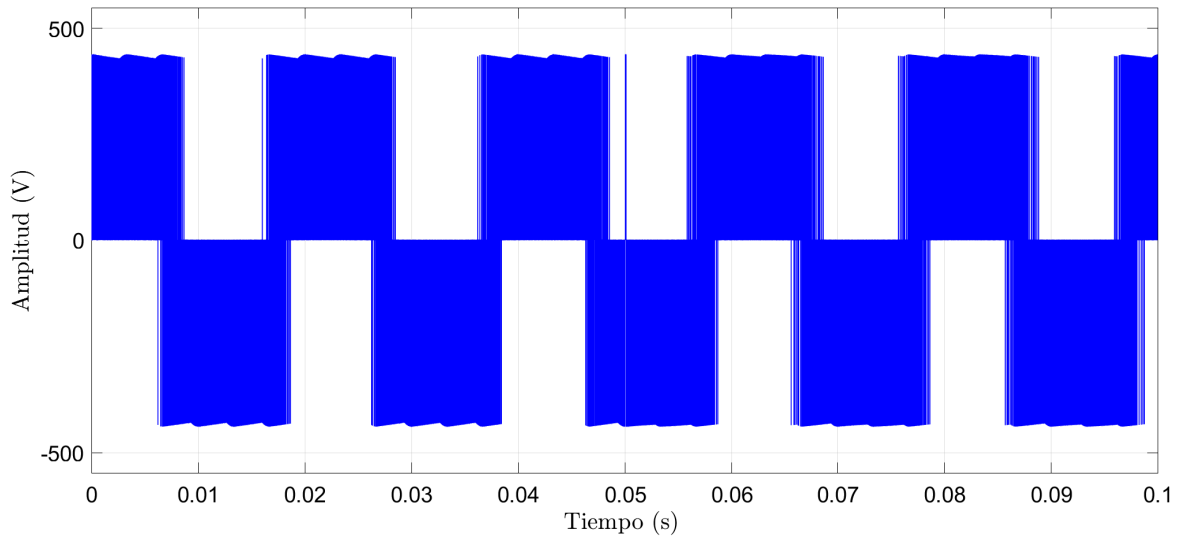


Figura 47: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje del línea  $v_{uv}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V].

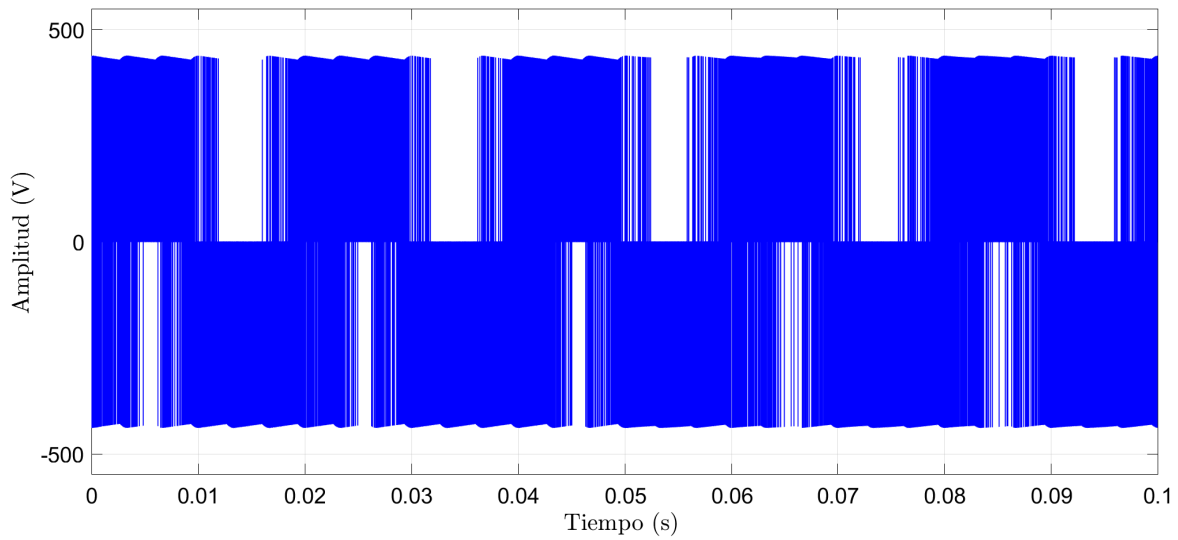


Figura 48: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se mantiene estable con una amplitud de 440[V].

#### 4.8. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario

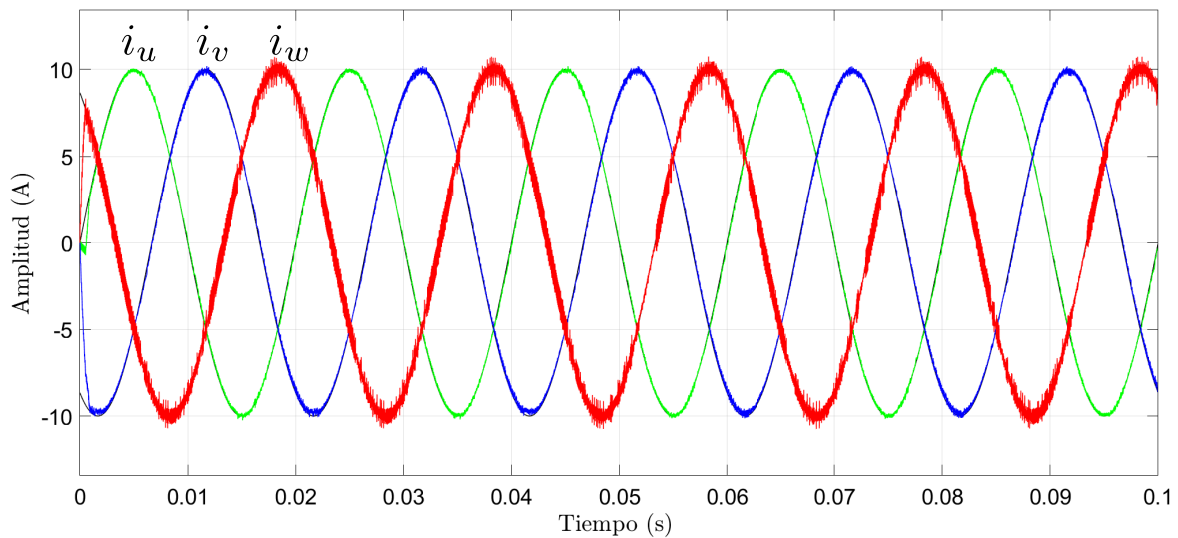


Figura 49: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM sometido a cargas desbalanceadas en estado estacionario muestra un buen seguimiento de las corrientes de referencia, la corriente  $i_w$  muestra mayor distorsión, esto es debido a su carga inductiva que es reducida a la mitad de su valor, sin embargo se mantiene un buen seguimiento de las corrientes de referencia.

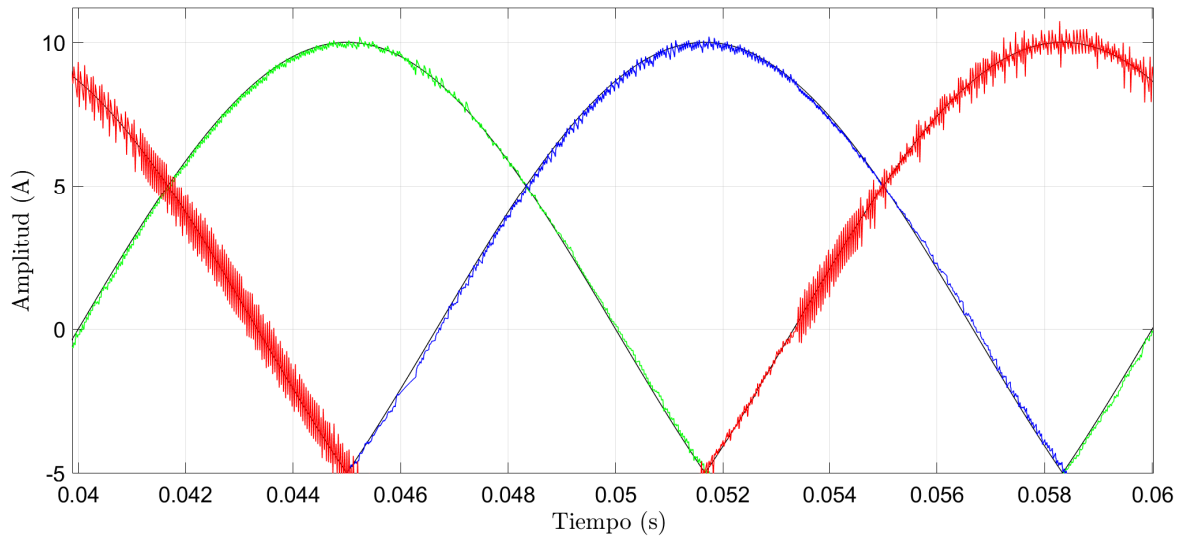


Figura 50: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

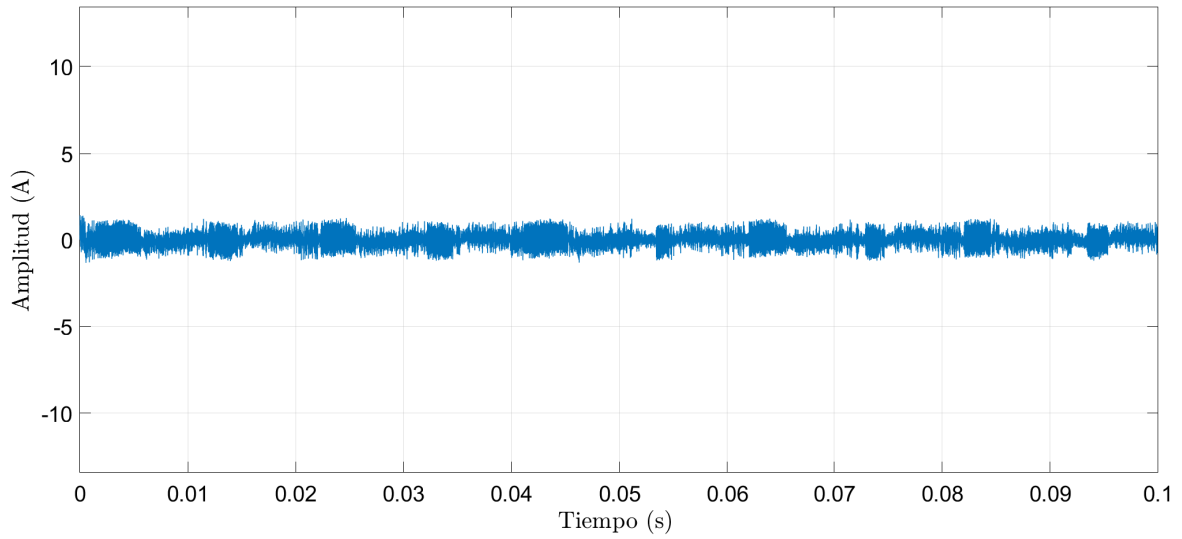


Figura 51: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  presenta una mayor amplitud, del valor de  $1[A]$ , esta mayor distorsión de la señal se debe al desbalance existente en las cargas.

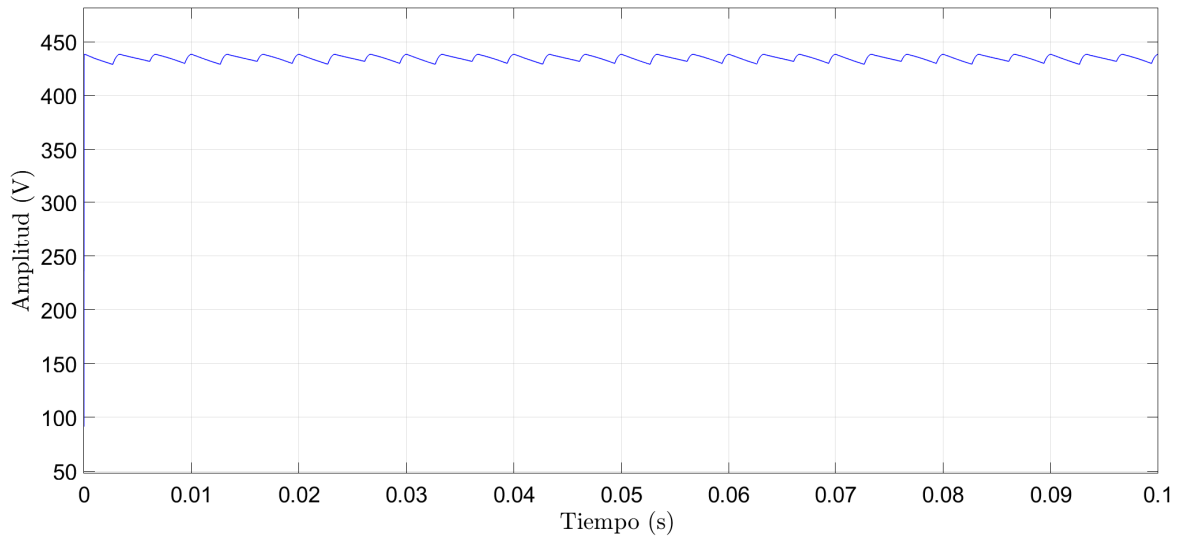


Figura 52: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[v] durante todo el tiempo de muestreo.

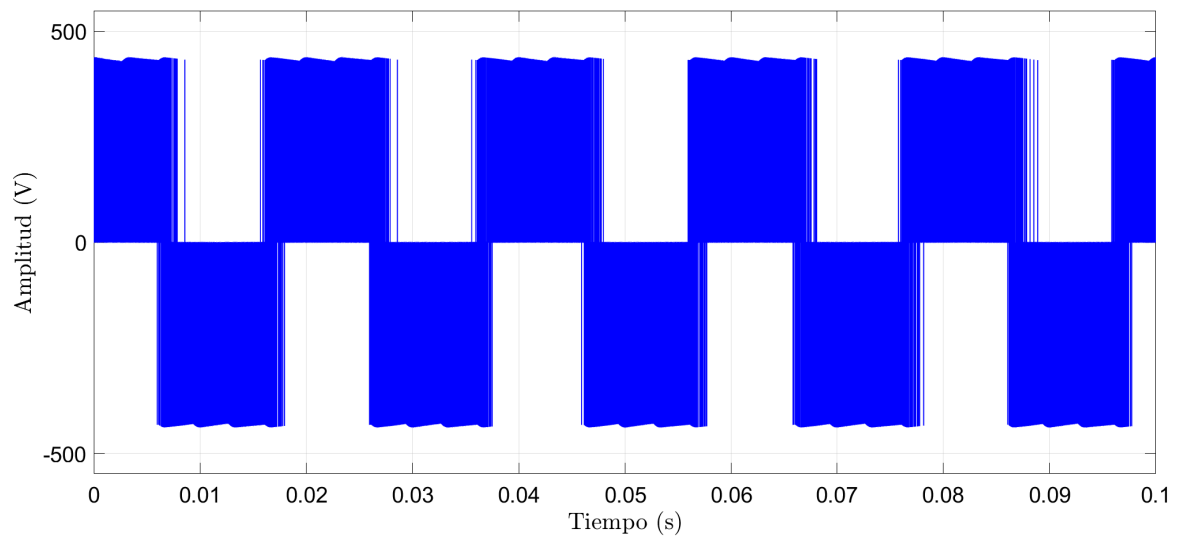


Figura 53: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  alcanza una amplitud de 440[V] estables durante todo el ciclo de trabajo.

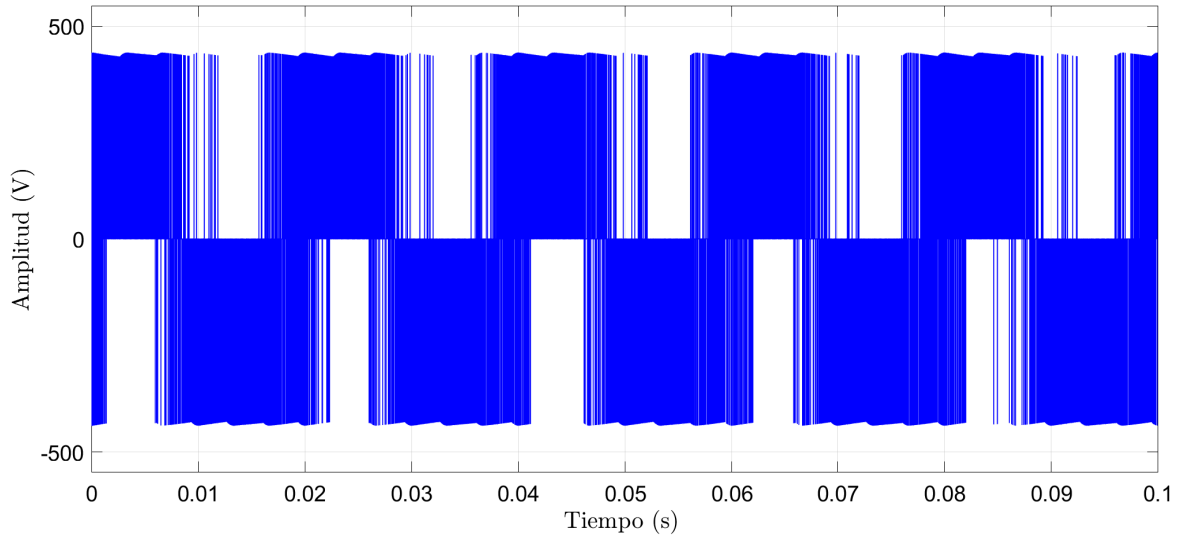


Figura 54: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se muestra estable con una amplitud 440[V].



#### 4.9. Resultados Simulación Cargas Desbalanceadas en Estado Transiente

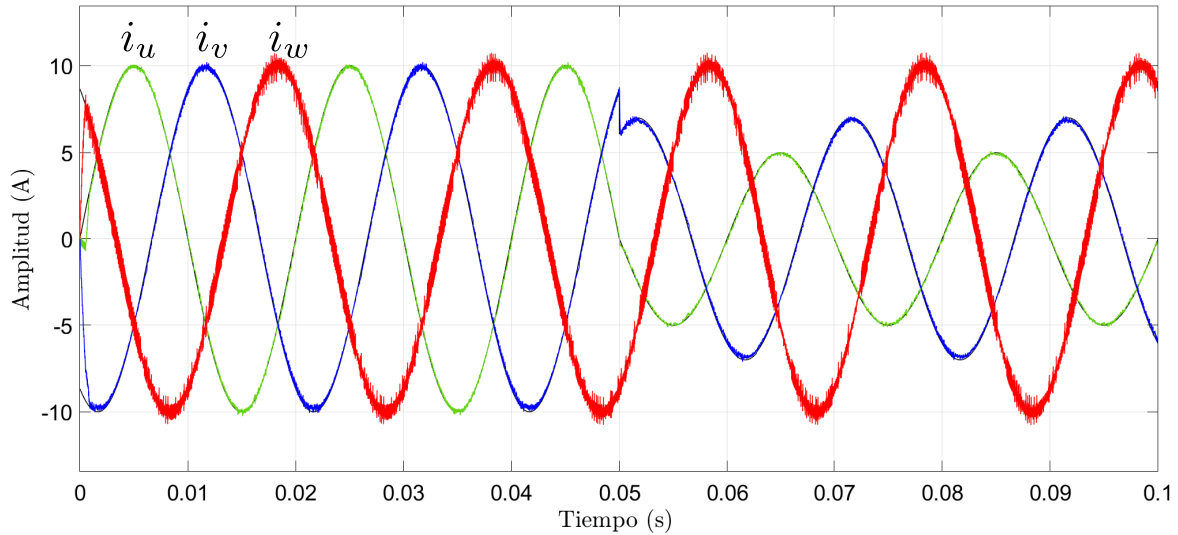


Figura 55: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM sometido a cargas desbalanceadas en estado transiente muestra un excelente seguimiento de las corrientes de referencia. En la Fig 55 se aprecia la buena respuesta del control, cuando la corriente  $i_v$  sigue rápidamente su referencia.

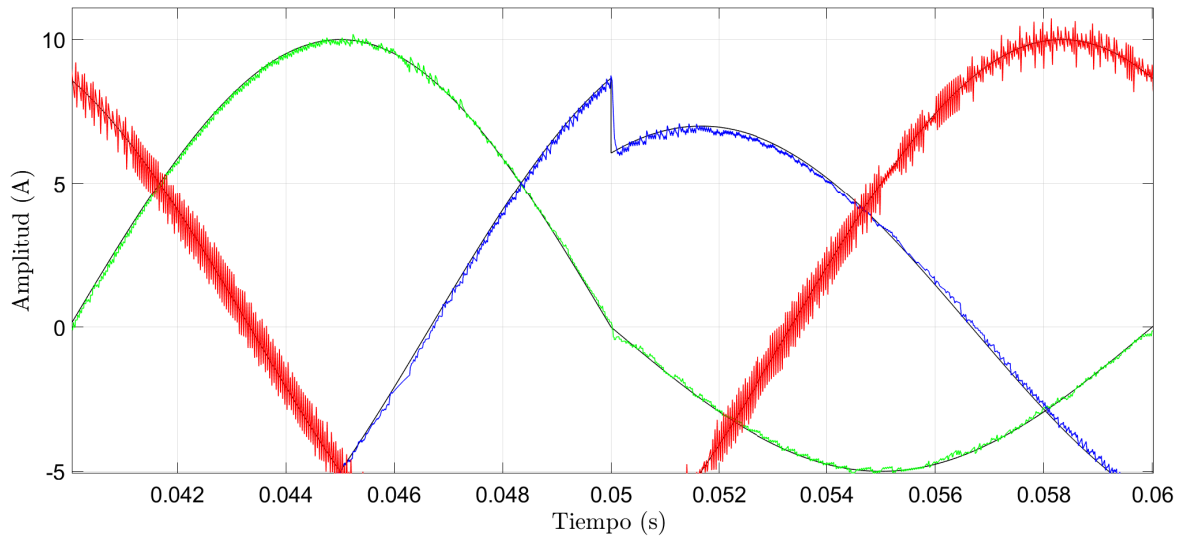


Figura 56: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

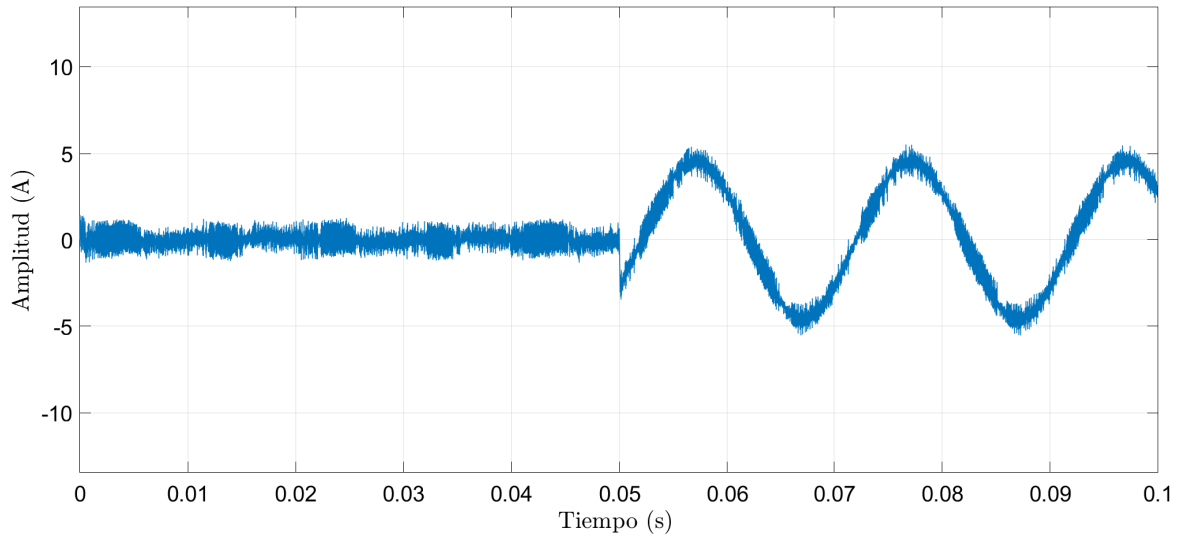


Figura 57: Resultados control predictivo con etapa de modulaci3n 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable antes del cambio de referencia, luego se comporta de forma sinusoidal alcanzando una amplitud de 5[A].

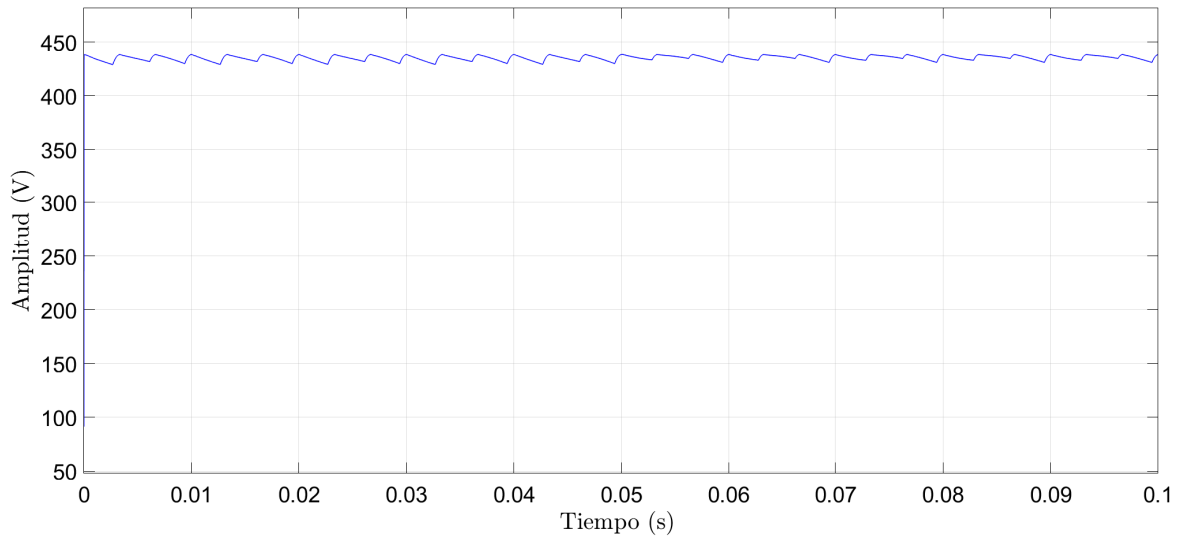


Figura 58: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  no se ve mayormente afectado ante el cambio de referencia, alcanzado un valor estable de 440[V] de amplitud.

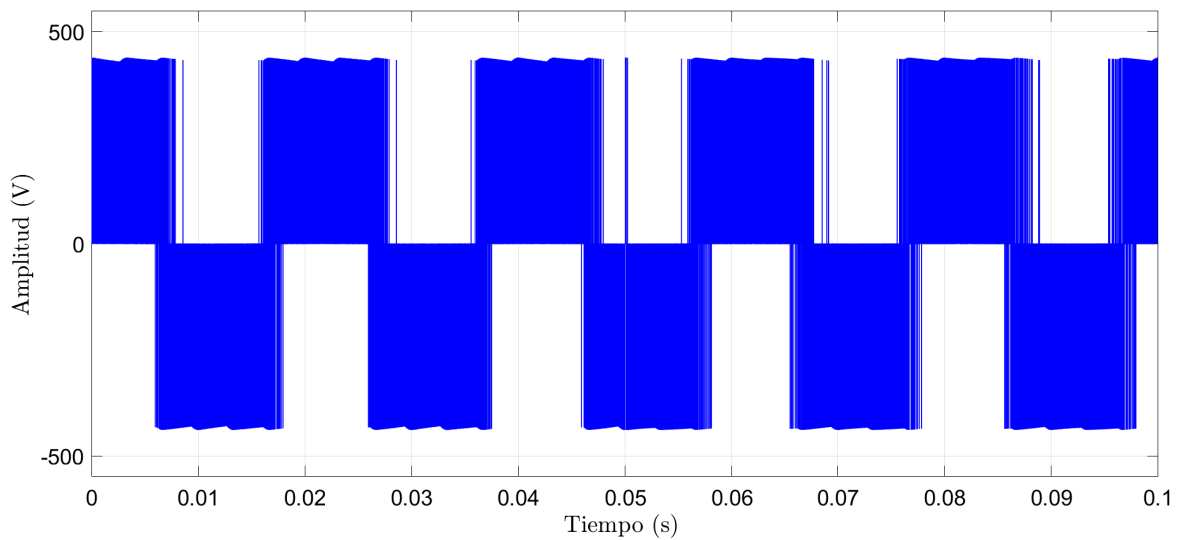


Figura 59: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  alcanza un valor de 440[V] de amplitud estables ante el cambio de referencia en 0.05[s].

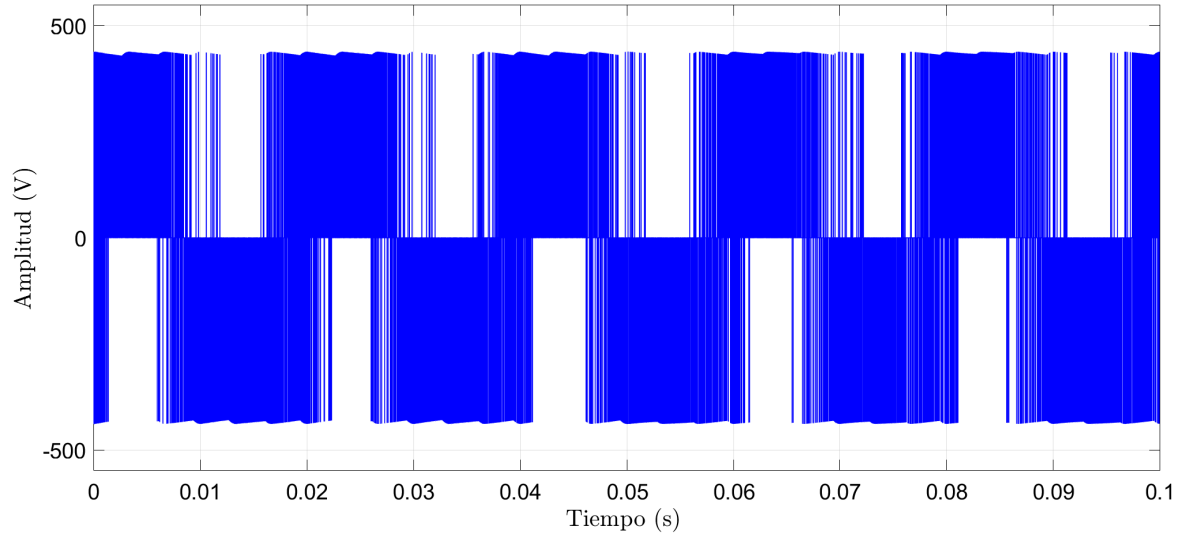


Figura 60: Resultados control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de línea  $v_u$  se mantiene estable en 440[V] durante todo el periodo de muestreo y con una leve distorsión en su señal.

#### 4.10. Distorsión Armónica Total (THD)

Los resultados de la simulación del control predictivo a frecuencia de conmutación fija en términos de porcentaje de distorsión armónica total (THD) para los tres casos propuestos son mostrados en las siguientes figuras, tanto para estado estacionario como para estado transiente. Los resultados fueron extraídos con Simulink y se consideraron los valores de la Tabla 2.

## 4.11. Cargas Balanceadas Estado Estacionario

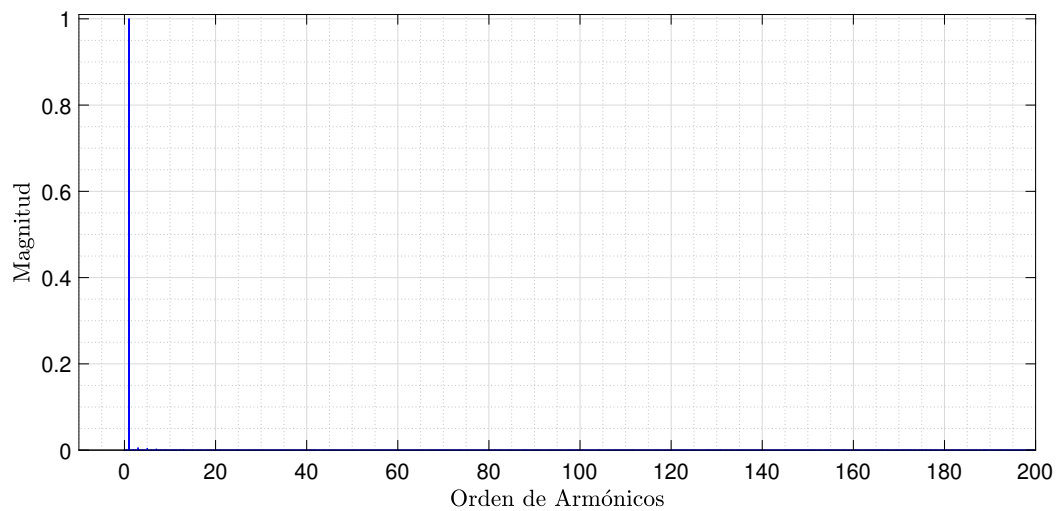


Figura 61: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 1.37%.

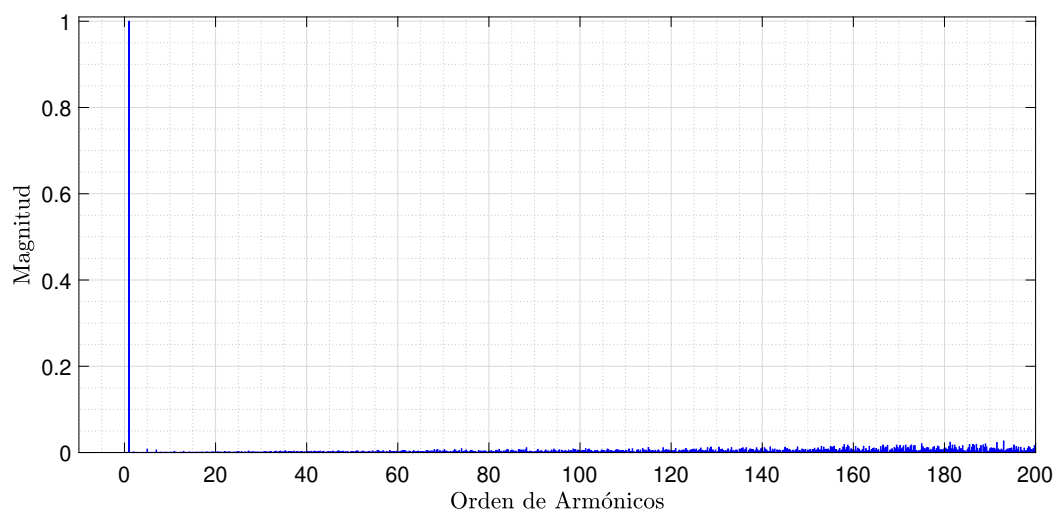


Figura 62: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 153.23%.

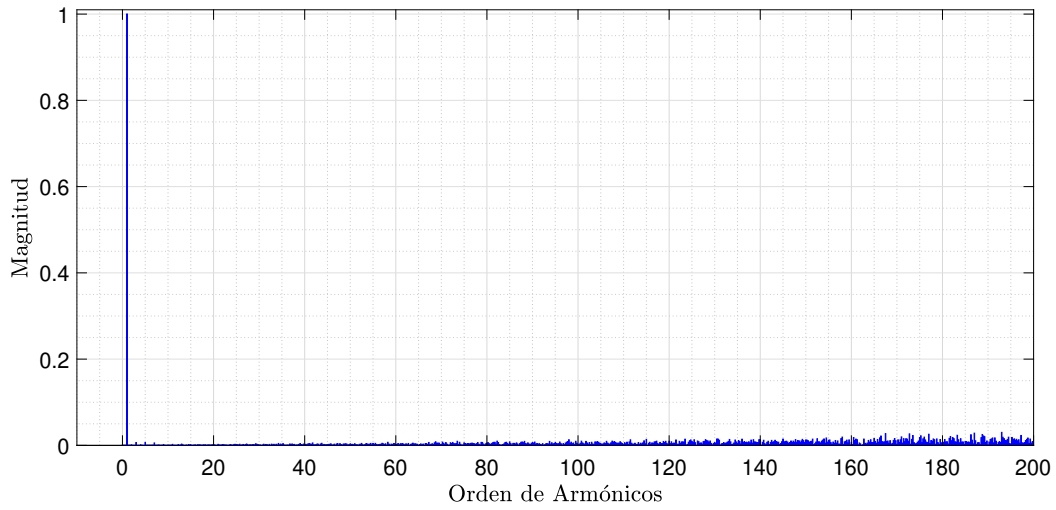


Figura 63: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u$   $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 241.00 %.

#### 4.12. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario

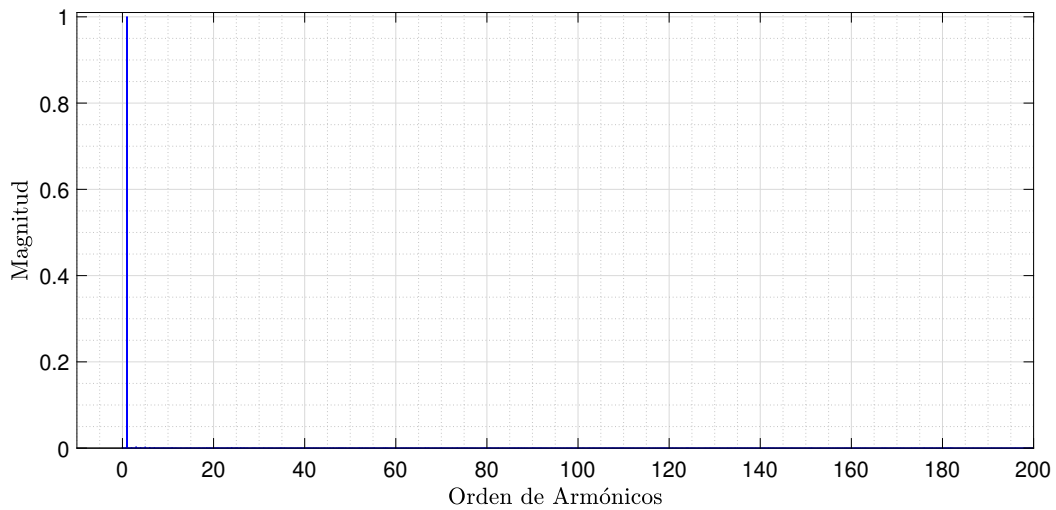


Figura 64: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 1.11 %.

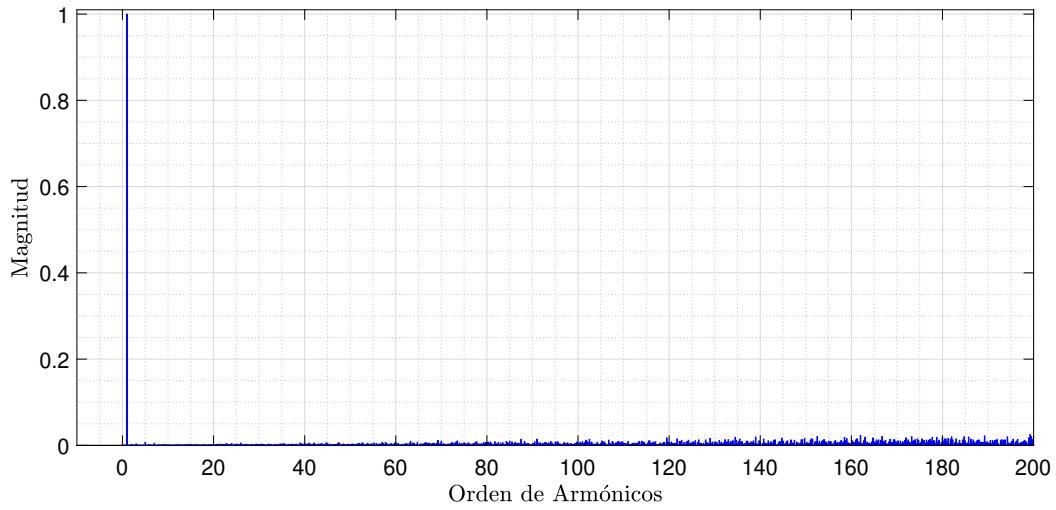


Figura 65: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 172.36 %.

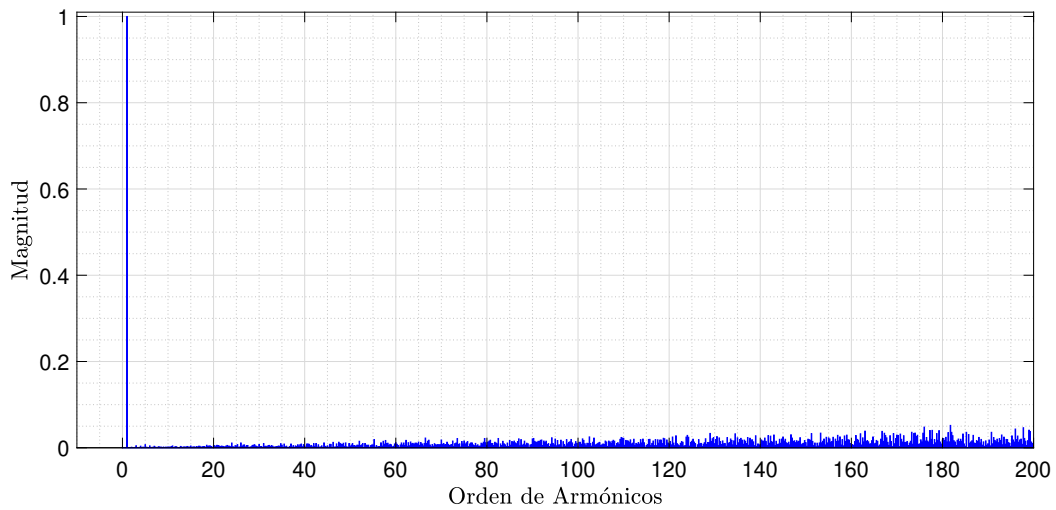


Figura 66: Espectro de armónicos del control predictivo a frecuencia fija con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u$   $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 336.70 %.

La tabla 5 muestra los valores obtenidos en porcentaje THD de corriente de cada una de las fases, el porcentaje del error en estado estacionario y la frecuencia de conmutación de cada pierna para los casos de estudio propuestos.

Caso	Fase	Estado Estacionario		
		% THD	% Error	$f_{sw}[Hz]$
Caso-1	$u$	1.37	1.23	63344
	$v$	1.38	1.50	49999
	$w$	1.40	1.38	65464
	$n$	-	-	50003
	avg	1.38	1.37	57202.5
Caso-2	$u$	1.11	1.01	70503
	$v$	1.40	1.61	50001
	$w$	4.58	2.61	62942
	$n$	-	-	49999
	avg	2.36	1.74	58361.25

Tabla 5: Distorsión armónica total de  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  y frecuencia de conmutación  $u$ ,  $v$  y  $w$ .

En el caso-1 en estado estacionario podemos apreciar que los niveles de THD alcanzados ponderan un 1.38 %. El porcentaje de error obtenido es del 1.37 % y la frecuencia de conmutación alcanzada pondera los 57.2[kHz]. El control propuesto ocasiona frecuencia de conmutación variable en cada una de sus piernas.

Para el caso-2 en estado estacionario se observa un porcentaje de THD mayor, ponderando un 2.36 %, la corriente  $i_w$  posee mayor contenido armónico con un valor del 4.58 % ocasionado por la reducción del filtro inductivo. El porcentaje del error en estado estacionario es del 1.74 % y la frecuencia de conmutación aumenta a 58.3[kHz] aproximadamente, la frecuencia contenida en sus piernas también es variable.



La tabla 6 muestra los valores obtenidos en porcentaje de THD de voltaje de línea y fase para cada uno de los casos de estudio.

Caso	Fase	Estado Estacionario
		% THD
Caso-1	$uv$	153.23
	$un$	241.00
Caso-2	$uv$	172.36
	$un$	336.70

Tabla 6: Distorsión armónica total de  $uv$  y  $un$  para los dos casos de estudio

En el caso-1 en estado estacionario se alcanza un THD del 153.23 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 241.00 %. Las Fig. 62 y Fig. 63 muestran que el THD se concentra en la componente fundamental y un bajo contenido armónico a lo largo del espectro.

En el caso-2 en estado estacionario se alcanza un THD del 172.36 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 336.70 %. Las Fig. 65 y Fig. 66 muestran que el THD se concentra principalmente en su componente fundamental, mientras es reducido a la derecha del espectro.

### 4.13. Análisis de los Resultados

El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM presentó un mejor seguimiento en las corrientes de carga, obteniendo mayor calidad en las señales de voltaje y corriente en comparación con el control clásico de corriente.

El THD de las corrientes ponderó un valor del 2.36 % en estado estacionario.

El error en estado estacionario también fue reducido ponderando un valor de 1.38 % para cargas balanceadas y del 13.29 % para cargas desbalanceadas.

El THD del voltaje también se reduce con valores entre los 153 % y el 399.40 %. Al contar con una etapa de modulación se reduce de manera considerable la propagación de armónicos a lo largo del espectro.

El control propuesto logro alcanzar altas frecuencias de conmutación, sin embargo estas frecuencias son variables entre sus piernas, esto es debido a que la técnica empleada de modulación es una adaptación que se emplea con mayor eficacia en convertidores convencionales de tres piernas.

## 5. Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Fija M2PCC

### 5.1. Introducción

El esquema de control propuesto combina los principios del control predictivo clásico con la modulación espacial vectorial tridimensional para mejorar el desempeño del control en términos de calidad de energía, mientras opera a frecuencia de conmutación fija.

El control propuesto utiliza tres vectores activos y un vector cero para optimizar la función de costo. Los estados de conmutación del inversor de cuatro piernas son generados por una etapa de modulación que contiene un patrón de switcheo de nueve segmentos similar a la clásica modulación espacial vectorial tridimensional.

## 5.2. Esquema de Control

El esquema de control propuesto predice el futuro comportamiento de la corriente de carga usando el modelo del sistema y los 16 estados de conmutación posibles. Una función de costo es diseñada para minimizar el error entre la corriente de referencia y la corriente de carga predicha. Un óptimo entre los 24 posibles tetraedros del inversor de cuatro piernas es seleccionado en función del mínimo valor de la función de costos. Los tres vectores activos y el vector cero en donde reside el óptimo tetraedro son sintetizados por una secuencia de conmutación de nueve segmentos.

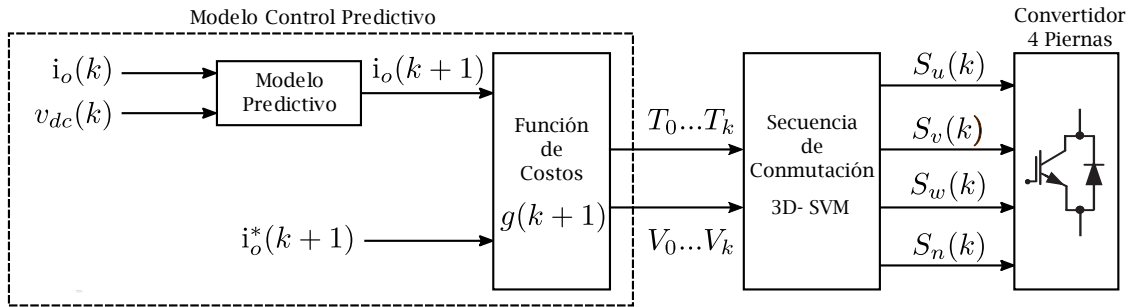


Figura 67: Control M2PCC.

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}(k)$  y las corrientes de carga  $i_o(k)$  son medidas para ser utilizadas por el modelo predictivo. Dependiendo según la aplicación, las corrientes de referencia  $i_o^*(k)$  son calculadas por el ciclo de control externo. Las corrientes de referencias son definidas por el usuario para simplificar el análisis, modificando la generación de las corrientes de referencia, el control puede ser extendido a cualquier aplicación de cuatro líneas.

Con la medición del voltaje del enlace dc y los 16 estados de conmutación posibles, los voltajes de salida del inversor son predichos en función de (12). El modelo discreto en (13) utiliza las corrientes de carga medidas, los parámetros en tiempo discreto y los voltajes de salida para predecir los futuros valores de las corrientes de carga  $i_o^*(k+1)$ . Una función de costo es definida para calcular el error en los futuros valores de la corriente de carga de los 16 estados de conmutación.

Es posible representar los vectores de voltaje en un espacio  $\alpha\beta\gamma$  [18] como puede ser apreciada en la Fig. 68(a), mientras que la Fig. 68(b) muestra uno de los 24 posibles tetraedros, en este caso el tetraedro T(1,9,11) formado por los vectores  $V_1$ ,  $V_9$  y  $V_{11}$  [14], [18], [19].

En la tabla 7 se especifican los 24 tetraedros formados con sus combinaciones vectoriales correspondientes.

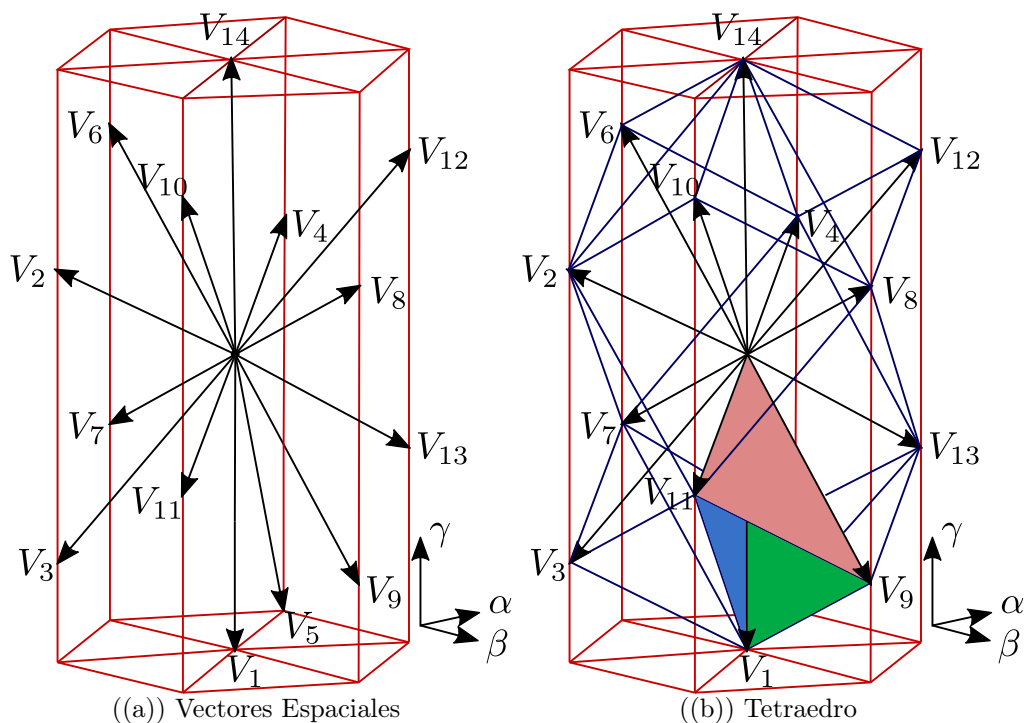


Figura 68: Representación espacial vectorial

Tetraedros			
T(1, 3, 7)	T(2, 3, 7)	T(4, 5, 7)	T(8, 9, 11)
T(1, 3, 11)	T(2, 3, 11)	T(4, 5, 13)	T(8, 9, 13)
T(1, 5, 7)	T(2, 6, 7)	T(4, 6, 7)	T(8, 10, 11)
T(1, 5, 13)	T(2, 6, 14)	T(4, 6, 14)	T(8, 10, 14)
T(1, 9, 11)	T(2, 10, 11)	T(4, 12, 13)	T(8, 12, 13)
T(1, 9, 13)	T(2, 10, 14)	T(4, 12, 14)	T(8, 12, 14)

Tabla 7: Tetraedros.

### 5.3. Ecuaciones de Predicción

En el esquema clásico PCC, la combinación de switches la cual da un mínimo valor  $g(k)$  de los 16 valores funcionales es seleccionado y aplicado al inversor durante el siguiente intervalo de muestreo. En el esquema M2PCC, los 16 valores funcionales de  $g$  son usados para encontrar el óptimo tetraedro que encierra el vector de voltaje de referencia [14]. Tres vectores activos adyacentes  $V_i$ ,  $V_J$  y  $V_k$ , y un vector cero  $V_0$  en el tetraedro son escogidos en cada periodo de muestreo para lograr la operación a frecuencia fija de conmutación. Las funciones de costo correspondientes a los vectores de voltaje  $V_0$ ,  $V_i$ ,  $V_J$  y  $V_k$  son definidos por  $g_0$ ,  $g_i$ ,  $g_j$ , y  $g_k$ , respectivamente, como:

$$g_0 = g |_{V_0}, g_i = g |_{V_i}, g_j = g |_{V_j}, g_k = g |_{V_k} \quad (31)$$

Por ejemplo, en el sector II y tetraedro 1,  $g_0$ ,  $g_1$ ,  $g_j$  y  $g_k$  son calculadas por el vector de voltaje  $V_0 (s_u, s_v, s_w, s_n = 0000)$ ,  $V_i(0100)$ ,  $V_j(1100)$ ,  $V_k(1101)$ , respectivamente.

Los ciclos de trabajo para los vectores activos y nulo son calculados de la siguiente forma:

$$d_0 = \frac{g_i g_j g_k}{g_0 g_i g_j + g_i g_j g_k + g_0 g_j g_k + g_0 g_i g_k} \quad (32)$$

$$d_i = \frac{g_0 g_j g_k}{g_0 g_i g_j + g_i g_j g_k + g_0 g_j g_k + g_0 g_i g_k} \quad (33)$$

$$d_j = \frac{g_0 g_i g_k}{g_0 g_i g_j + g_i g_j g_k + g_0 g_j g_k + g_0 g_i g_k} \quad (34)$$

$$d_k = \frac{g_0 g_i g_j}{g_0 g_i g_j + g_i g_j g_k + g_0 g_j g_k + g_0 g_i g_k} \quad (35)$$

Los ciclos de trabajo en (32-35) producen que:

$$d_0 + d_i + d_j + d_k = 1 \quad (36)$$

Los tiempos de duración de los vectores  $V_0$ ,  $V_i$ ,  $V_J$  y  $V_k$  son calculados como:

$$T_0 = d_0 T_s, T_i = d_i T_s, T_j = d_j T_s, T_k = d_k T_s \quad (37)$$

Una nueva función de costos es definida para calcular el error en la corriente de carga en cada tetraedro del inversor de cuatro piernas.

$$J(k) = d_0g_0 + d_i g_i + d_j g_j + d_k g_k \quad (38)$$

#### 5.4. Patrón de conmutación

Finalmente, los tres vectores activos y un vector nulo correspondientes al mínimo valor de la función de costos son aplicados por una etapa de modulación que produce señales de conmutación para el inversor en el siguiente periodo de muestreo. Como se muestra en la Fig. 69, secuencia de conmutación de 9 segmentos tipo n simétrica redundante, similar al clásico 3D-SVM es empleada [14]. Esta secuencia de conmutación produce baja distorsión armónica y elevada frecuencia de conmutación.

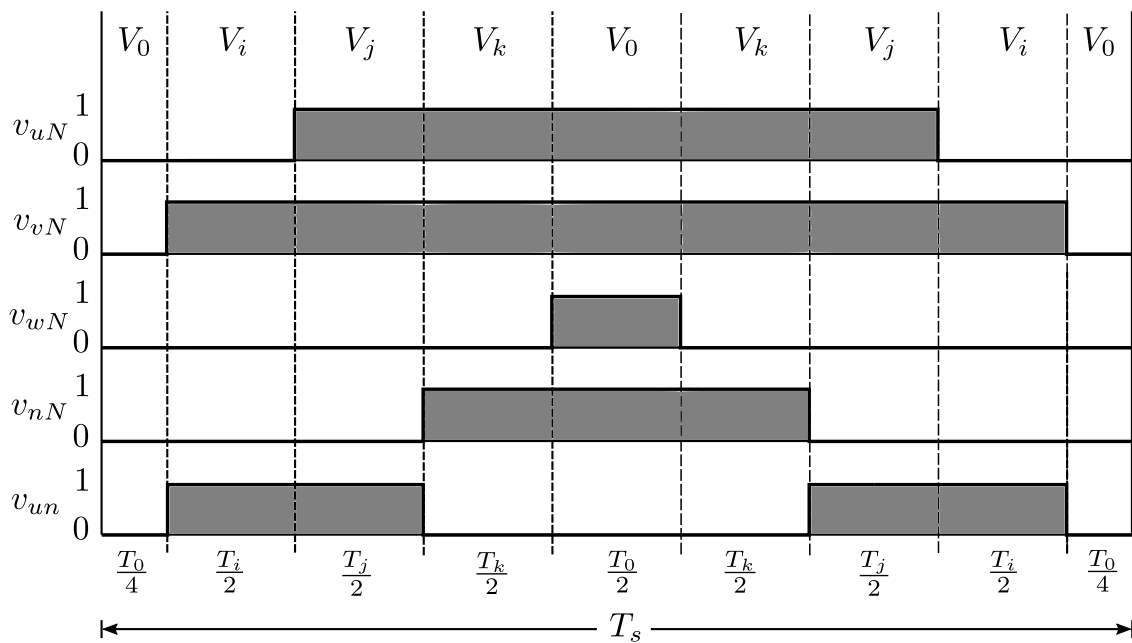


Figura 69: Control M2PCC.

La siguiente tabla muestra las posibles secuencias de conmutación que el control ejecuta

Tiempo	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_i}{2}$	$\frac{T_j}{2}$	$\frac{T_k}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_k}{2}$	$\frac{T_j}{2}$	$\frac{T_i}{2}$	$\frac{T_0}{4}$
Prisma	$V_0$	$V_i$	$V_j$	$V_k$	$V_0$	$V_k$	$V_j$	$V_i$	$V_0$
I-1	0000	1000	1001	1101	1111	1101	1001	1000	0000
I-2	0000	1000	1100	1101	1111	1101	1100	1000	0000
I-3	0000	1000	1100	1110	1111	1110	1100	1000	0000
I-4	0000	0001	1001	1101	1111	1101	1001	0001	0000
II-1	0000	0100	1100	1101	1111	1101	1100	0100	0000
II-2	0000	0100	0101	1101	1111	1101	0101	0100	0000
II-3	0000	0100	1100	1110	1111	1110	1100	0100	0000
II-4	0000	0001	0101	1101	1111	1101	0101	0001	0000
III-1	0000	0100	0101	0111	1111	0111	0101	0100	0000
III-2	0000	0100	0110	0111	1111	0111	0110	0100	0000
III-3	0000	0100	0110	1110	1111	1110	0110	0100	0000
III-4	0000	0001	0101	0111	1111	0111	0101	0001	0000
IV-1	0000	0010	0110	0111	1111	0111	0110	0010	0000
IV-2	0000	0010	0011	0111	1111	0111	0011	0010	0000
IV-3	0000	0010	0110	1110	1111	1110	0110	0010	0000
IV-4	0000	0001	0011	0111	1111	0111	0011	0001	0000
V-1	0000	0010	0011	1011	1111	1011	0011	0010	0000
V-2	0000	0010	1010	1011	1111	1011	1010	0010	0000
V-3	0000	0010	1010	1110	1111	1110	1010	0010	0000
V-4	0000	0001	0011	1011	1111	1011	0011	0001	0000
VI-1	0000	1000	1010	1011	1111	1011	1010	1000	0000
VI-2	0000	1000	1001	1011	1111	1011	1001	1000	0000
VI-3	0000	1000	1010	1110	1111	1110	1010	1000	0000
VI-4	0000	0001	1001	1011	1111	1011	1001	0001	0000

Tabla 8: Secuencias de conmutación posibles del control M2PCC.



## 5.5. Función de Costos

Una función de costos es diseñada para minimizar el error en la corriente de salida la cual es especificada como la siguiente:

$$g(k) = \sum_{o=u,v,w} [i_o^*(k+1) - i_o(k+1)]^2 \quad (39)$$

## 5.6. Resultados de Simulación

### 5.7. Cargas Balanceadas Estado Estacionario

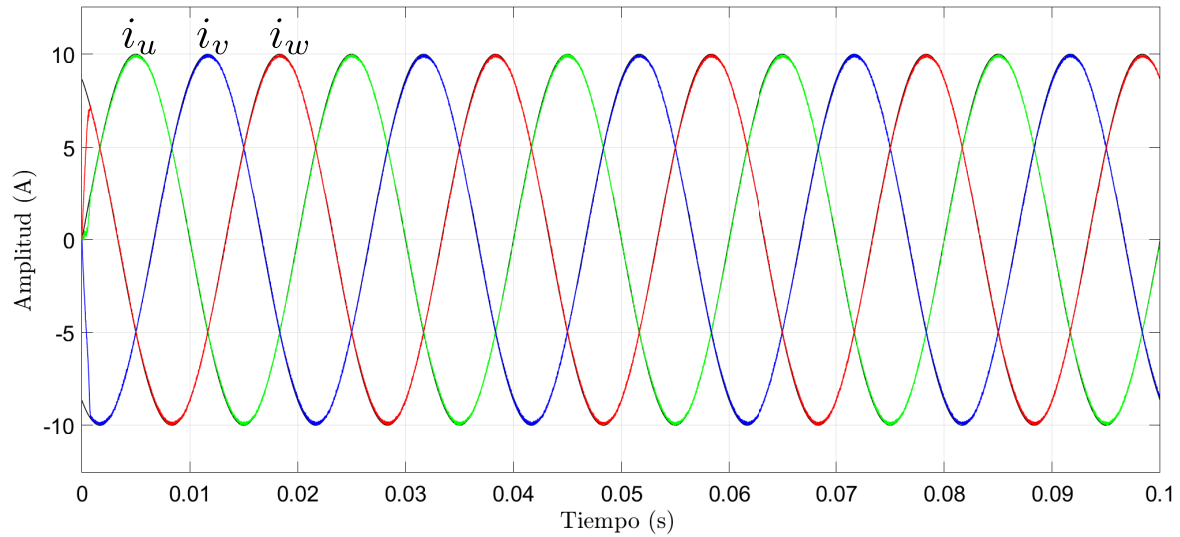


Figura 70: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo con etapa de modulación 3D-SVM sometido a cargas balanceadas en estado estacionario muestra una gran repuesta en el seguimiento en las corrientes de referencia, con una mayor calidad en la señal de las corrientes de carga, alcanzando una amplitud de 10[A]. En la Fig. 71 se realiza un acercamiento de las señales de corriente, observándose la buena calidad y el excelente seguimiento de las corrientes de carga.

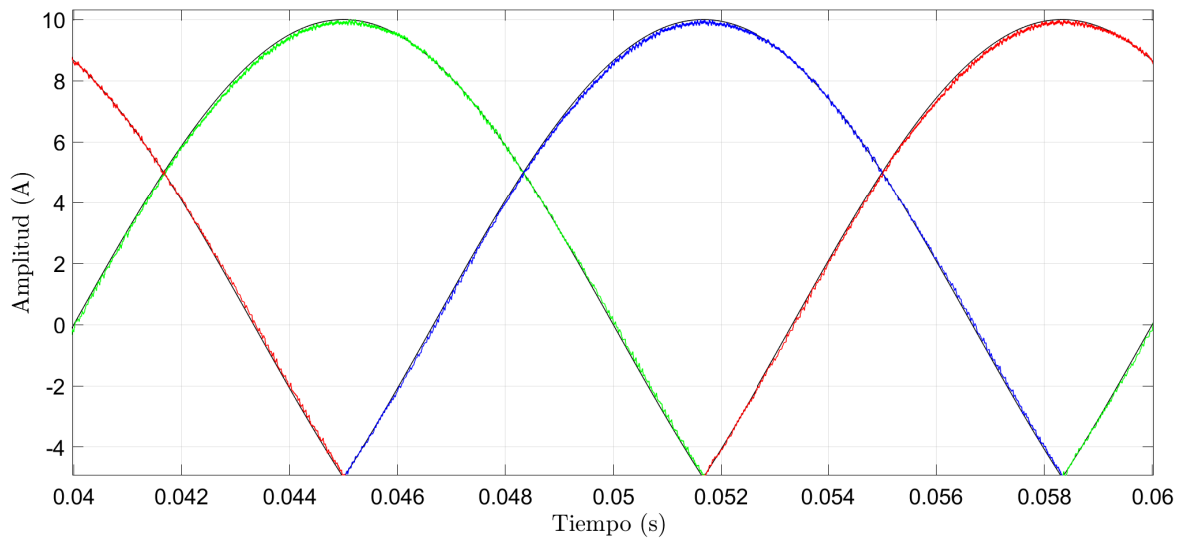


Figura 71: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u, v, w$  ( $i_u, i_v, i_w$ ).

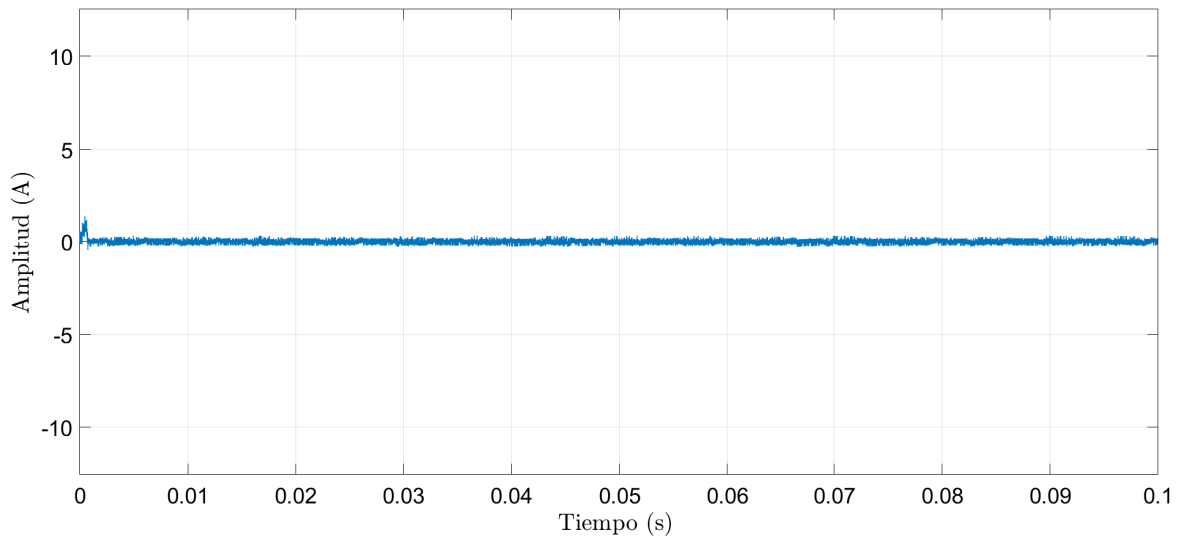


Figura 72: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable durante todo el periodo de muestreo, con una amplitud de 0.2[A] y con una buena calidad en su señal.

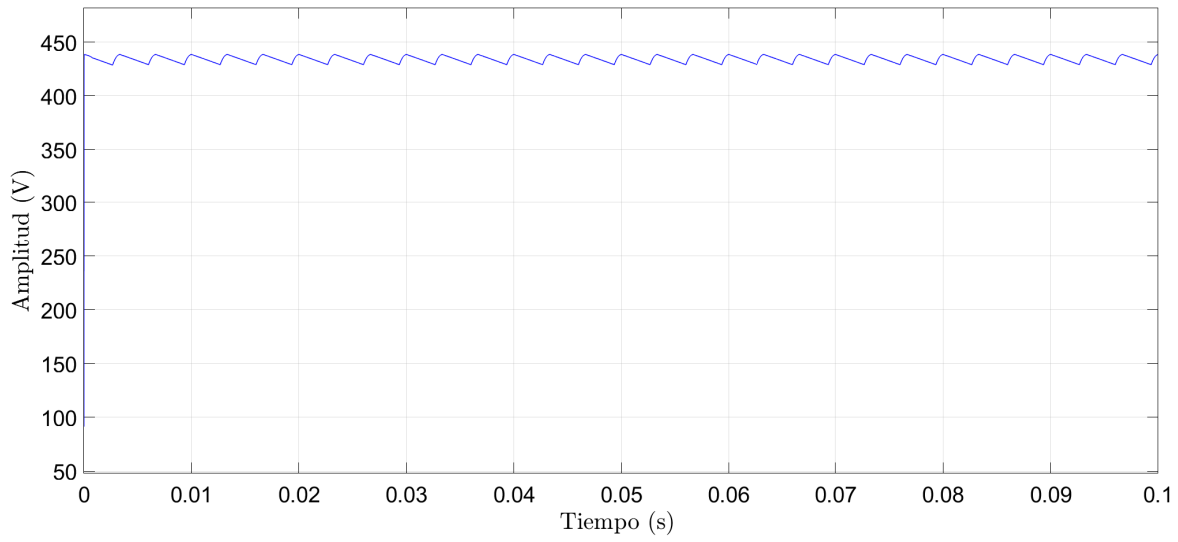


Figura 73: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V], durante todo su periodo de muestreo.

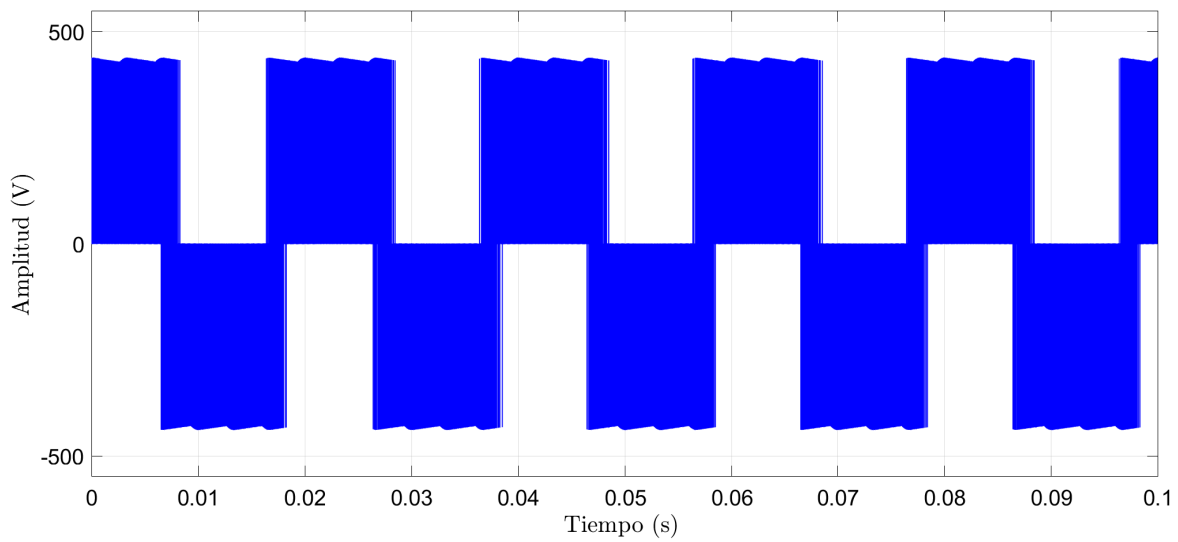


Figura 74: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje del línea  $v_{uv}$  se observa con mayor calidad y alcanza un valor de 440[V] de amplitud.

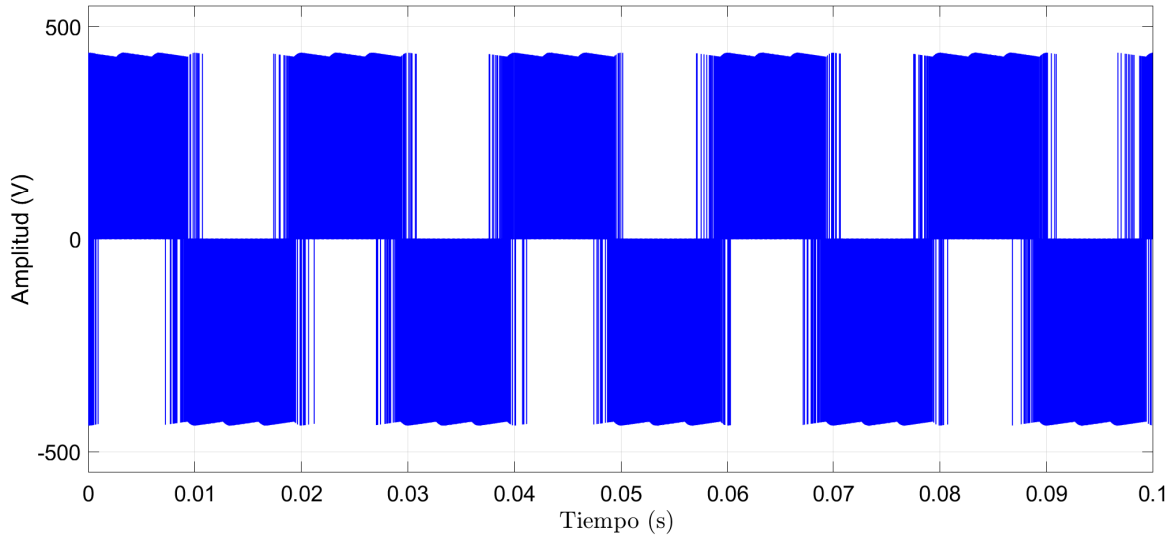


Figura 75: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado estacionario del voltaje de fase u ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase se observa con buena calidad en su señal y estable en 440[V] de amplitud.

## 5.8. Cargas Balanceadas Estado Transiente

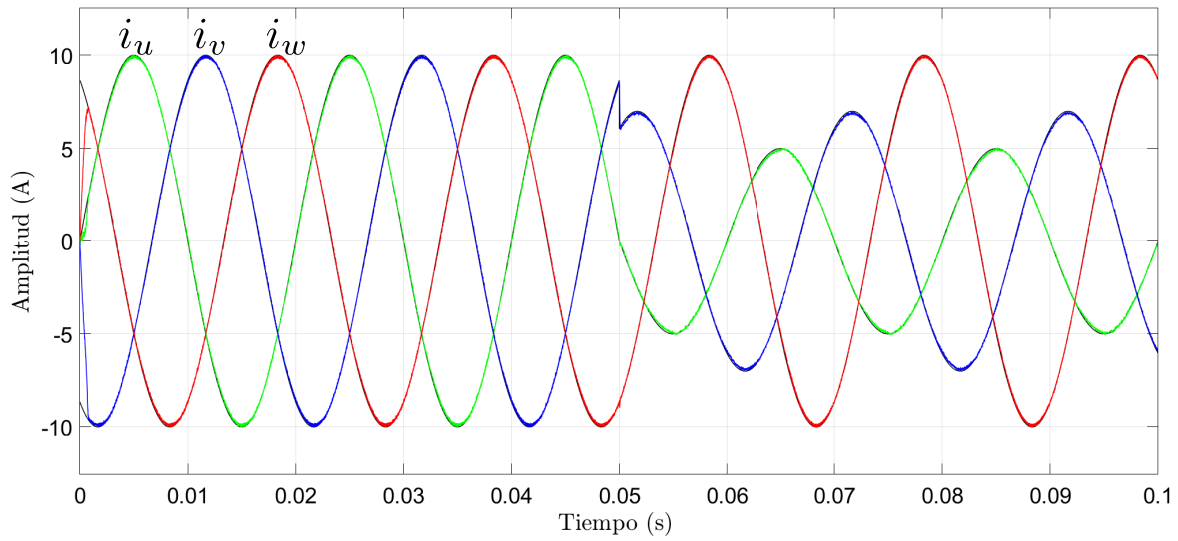


Figura 76: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control M2PCC sometido a cargas balanceadas en estado transiente muestra un excelente seguimiento en sus corrientes de referencia, alcanzando una amplitud de 10[A]. En la Fig. 77 se aprecia la rápida respuesta del control ante el cambio de referencia en 0.05[s], prácticamente de forma instantánea.

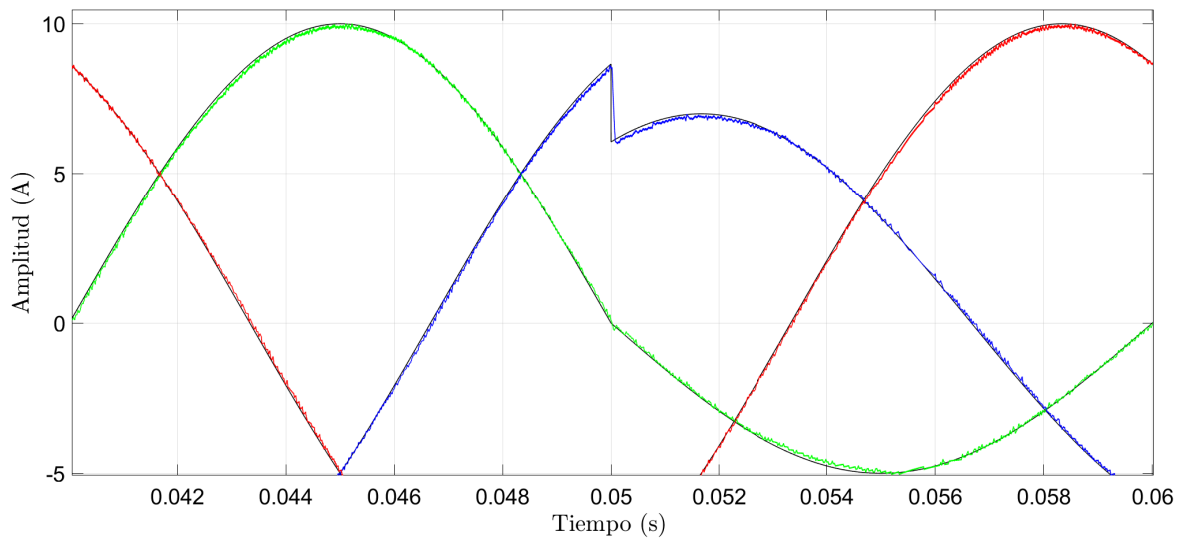


Figura 77: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u, v, w$  ( $i_u, i_v, i_w$ ).

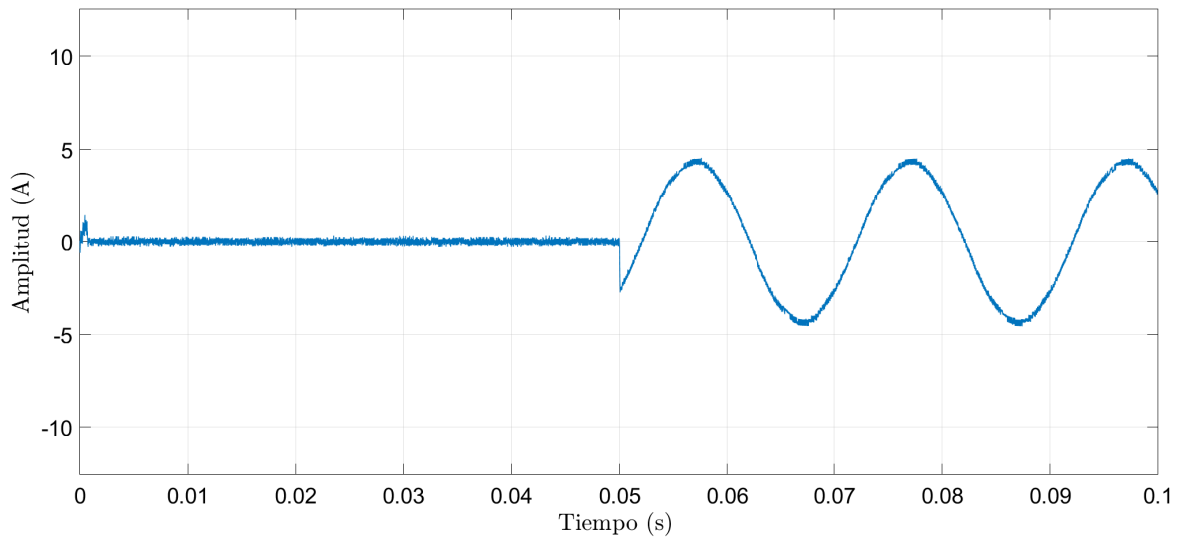


Figura 78: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable con una amplitud de 0.5[A] antes del cambio de referencia, luego en instante 0.05[s] la corriente neutra se comporta como

una señal sinusoidal de 4.5[A] de amplitud, presentando buena calidad en su señal durante todo el periodo de muestreo.

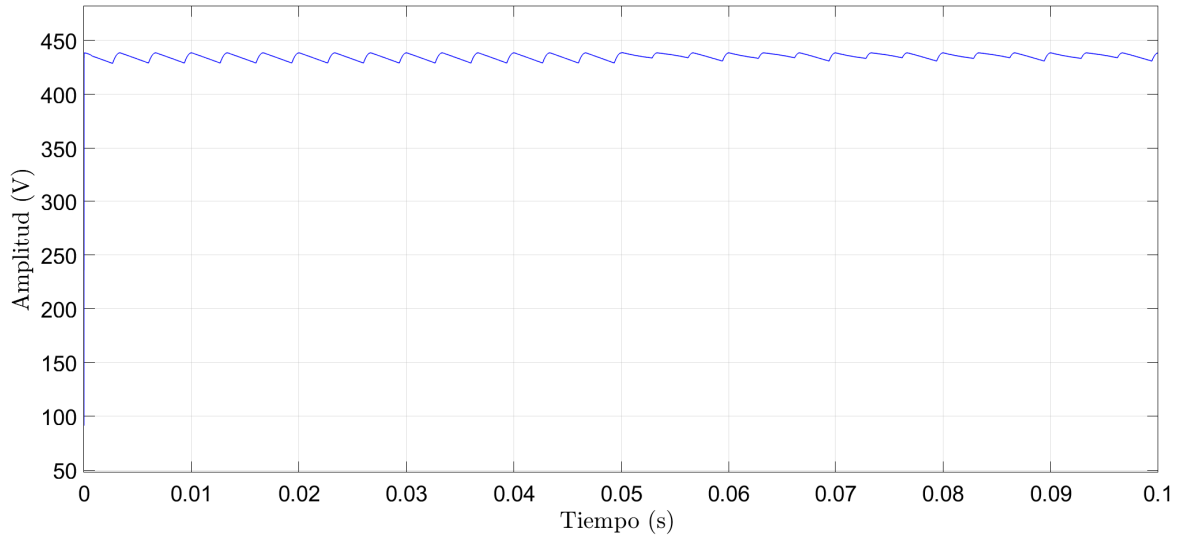


Figura 79: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc  $v_{dc}$ .

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] de amplitud durante todo su periodo de muestreo, con una leve disminución en su ripple luego del cambio de referencia.



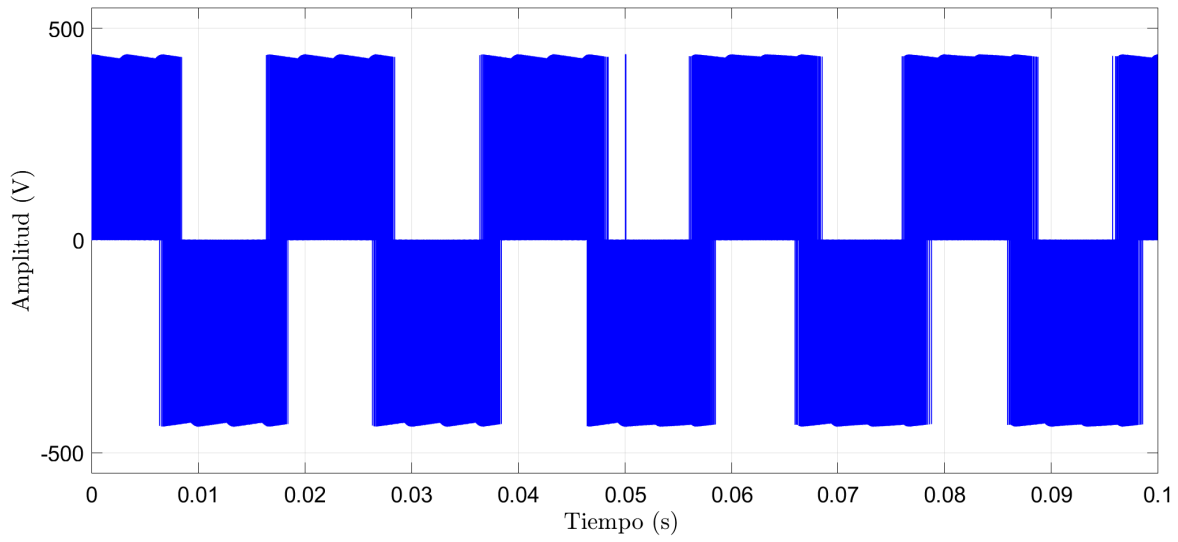


Figura 80: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se observa con una buena calidad en su señal, alcanzando un valor de  $440[V]$  de amplitud.

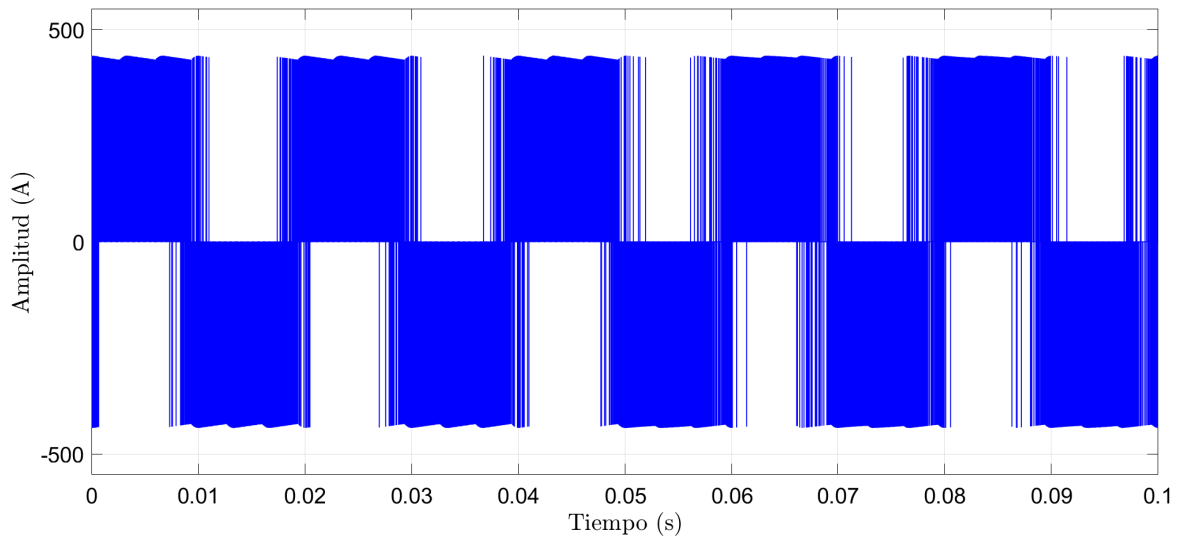


Figura 81: Resultados control predictivo M2PCC con carga balanceada en estado transiente del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se mantiene estable durante su periodo de muestreo, alcanzando una amplitud de 440[V], durante el cambio de ciclo se observa una pérdida en la calidad de la señal.

## 5.9. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario

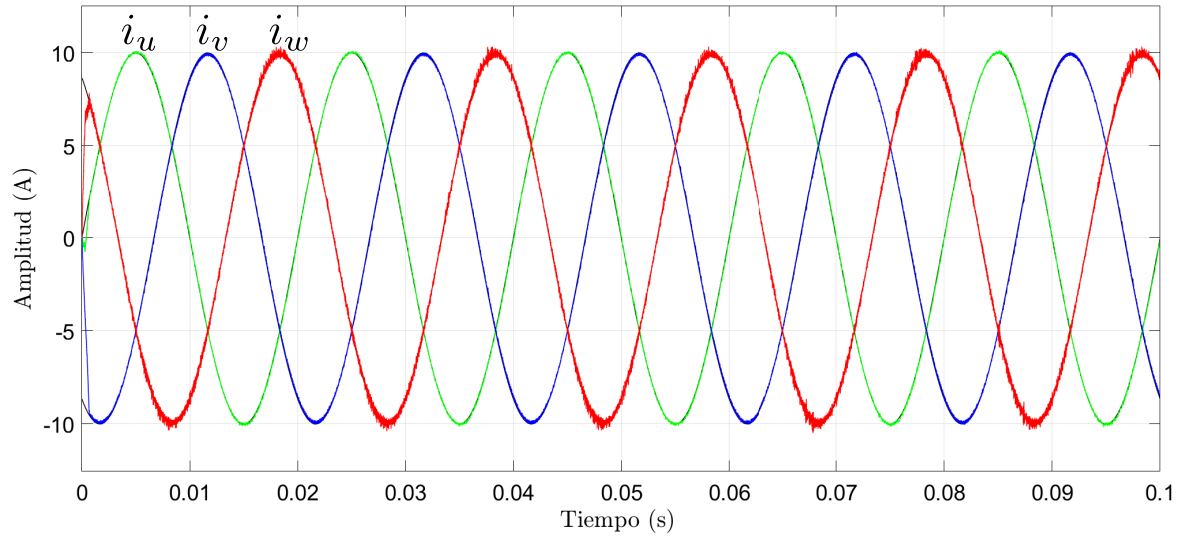


Figura 82: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control predictivo M2PCC sometido a cargas desbalanceadas en estado estacionario muestra un gran desempeño en el seguimiento de las corrientes de referencia, manteniéndose estable durante todo el período de muestreo. En la Fig. 83 se aprecia la buena calidad de las señales de carga, en especial la corriente  $i_w$  que presentan menor distorsión en su señal que los casos anteriores alcanzando un peak de 10.3[A] de amplitud.

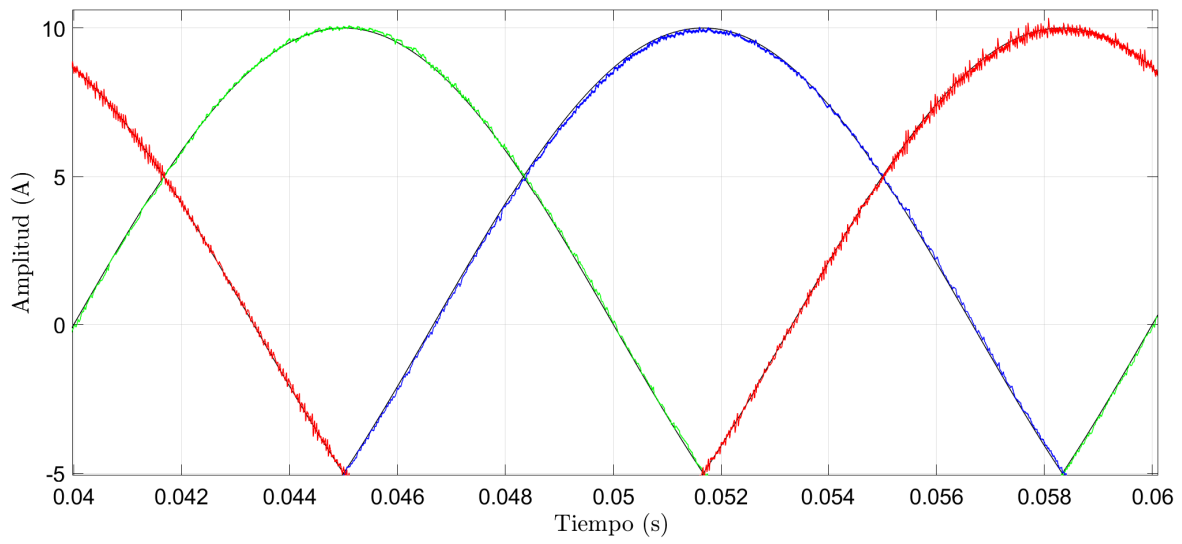


Figura 83: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

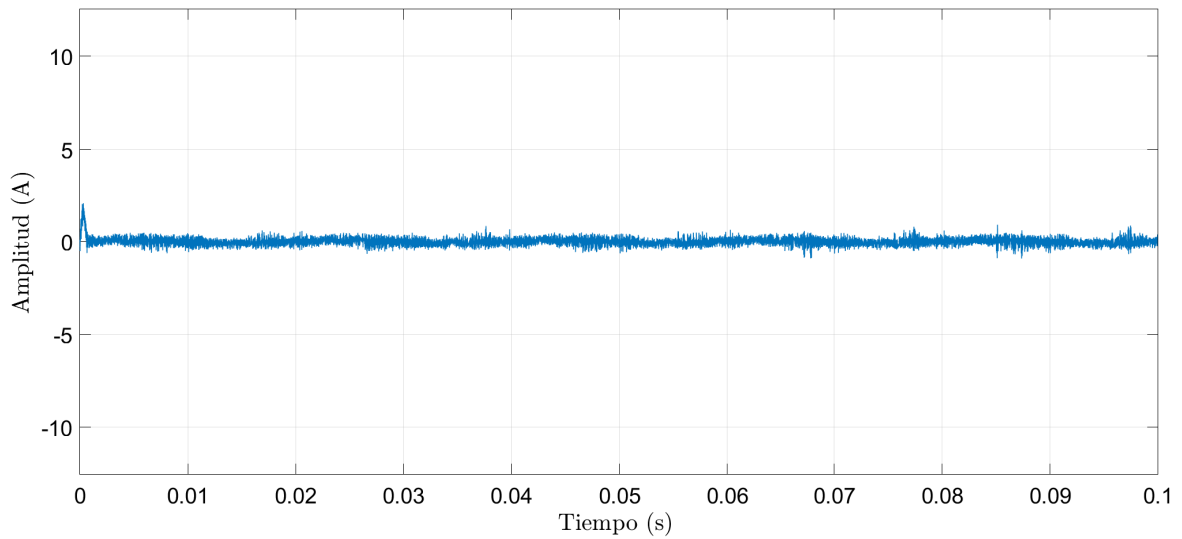


Figura 84: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  producto del desbalance en las cargas del sistema se mantiene estable con una amplitud de  $0.5[A]$ .

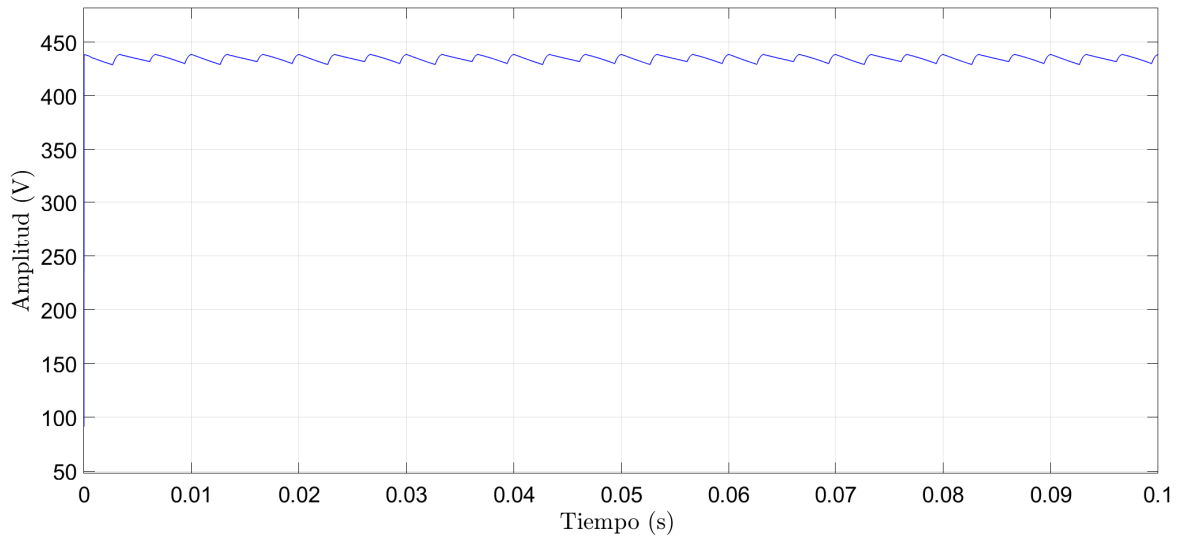


Figura 85: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se presenta estable con una amplitud 440[V] durante todo el periodo de muestreo.

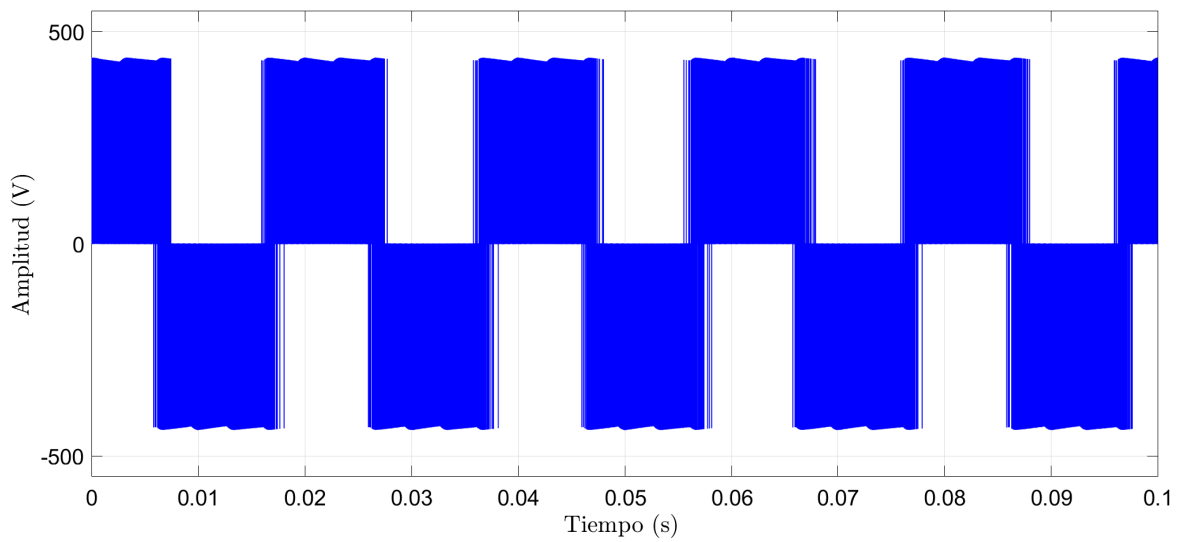


Figura 86: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable y de mayor calidad alcanzando una amplitud de 440[V]

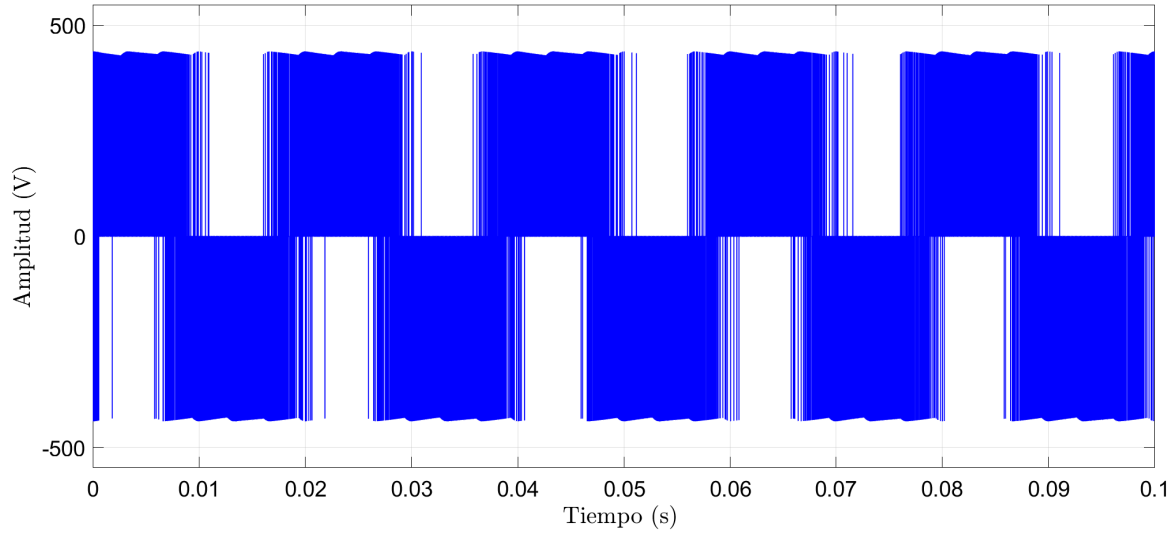


Figura 87: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado estacionario del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se mantiene estable en 440[V] de amplitud y con buena calidad en su señal. Durante el cambio de ciclo se presenta una perdida en la calidad de la señal.

## 5.10. Cargas Desbalanceadas Estado Transiente

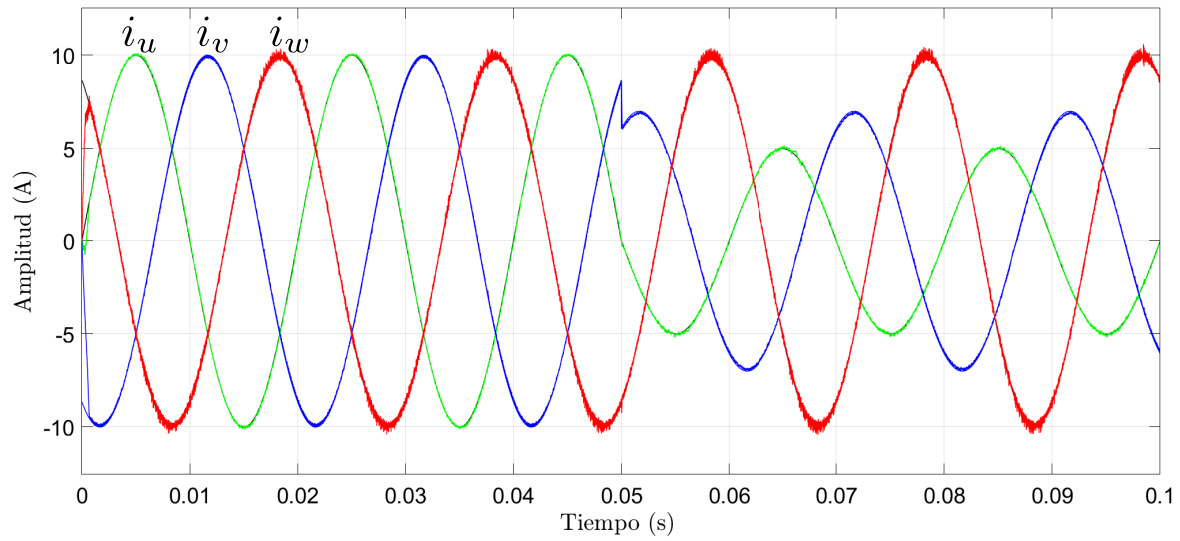


Figura 88: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente de las corrientes de fase  $u$ ,  $v$ ,  $w$  ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ).

El control M2PCC sometido a cargas desbalanceadas en estado transiente muestra un gran desempeño, con una rápida respuesta dinámica ante el cambio de referencia de la corriente en 0.05[s]. La Fig. 89 muestra con más detalle la eficiencia del control y la buena calidad de las señales de las corrientes de carga. La corriente  $i_w$  alcanza un valor peak de 10.4[A] de amplitud.

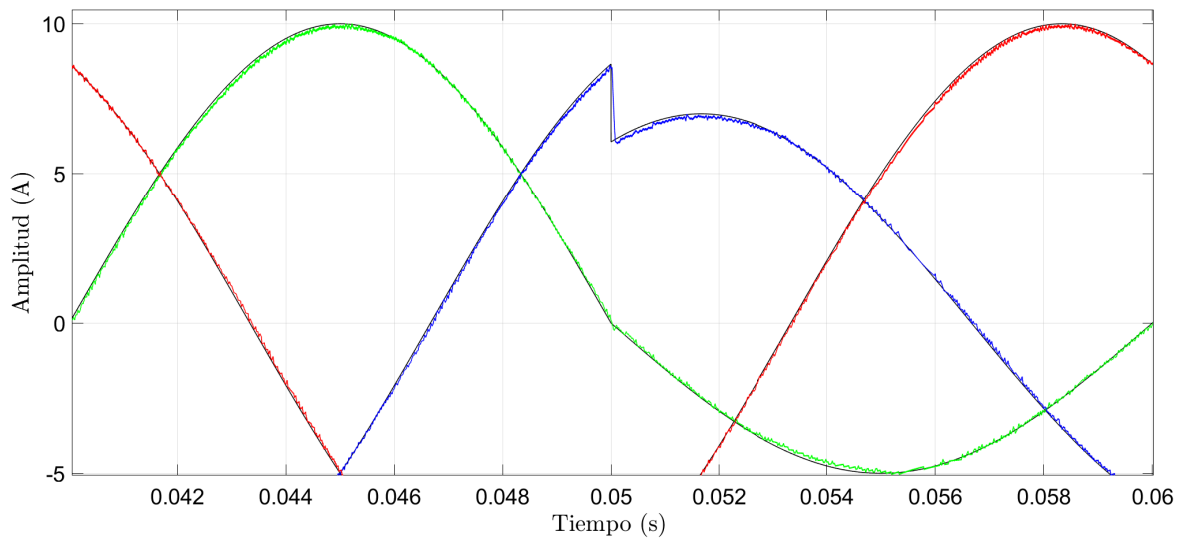


Figura 89: Resultados control predictivo a frecuencia variable con carga balanceada en estado estacionario acercamiento de las corrientes de fase  $u, v, w$  ( $i_u, i_v, i_w$ ).

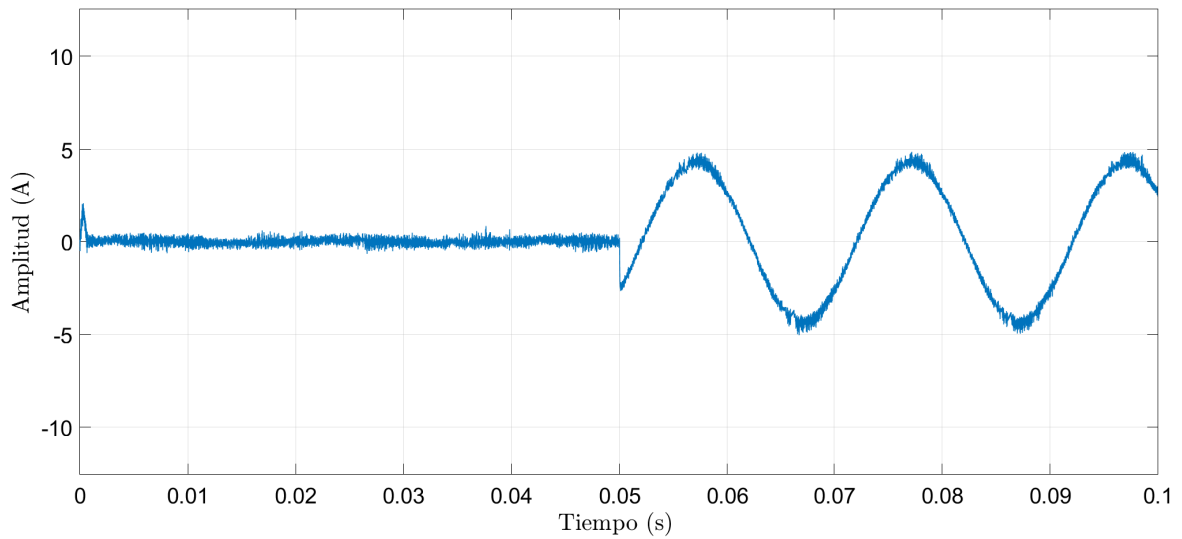


Figura 90: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente de la fase neutra  $n$  ( $i_n$ ).

La corriente neutra  $i_n$  se mantiene estable con una amplitud de  $0.5[A]$  durante los primero  $0.05[s]$  de muestreo, luego debido al cambio en las corrientes de referencia, se

comporta como una señal sinusoidal y alcanza un valor de 5[A] aproximadamente de amplitud, sin embargo la corriente neutra se observa con buena calidad y baja distorsión en su señal.

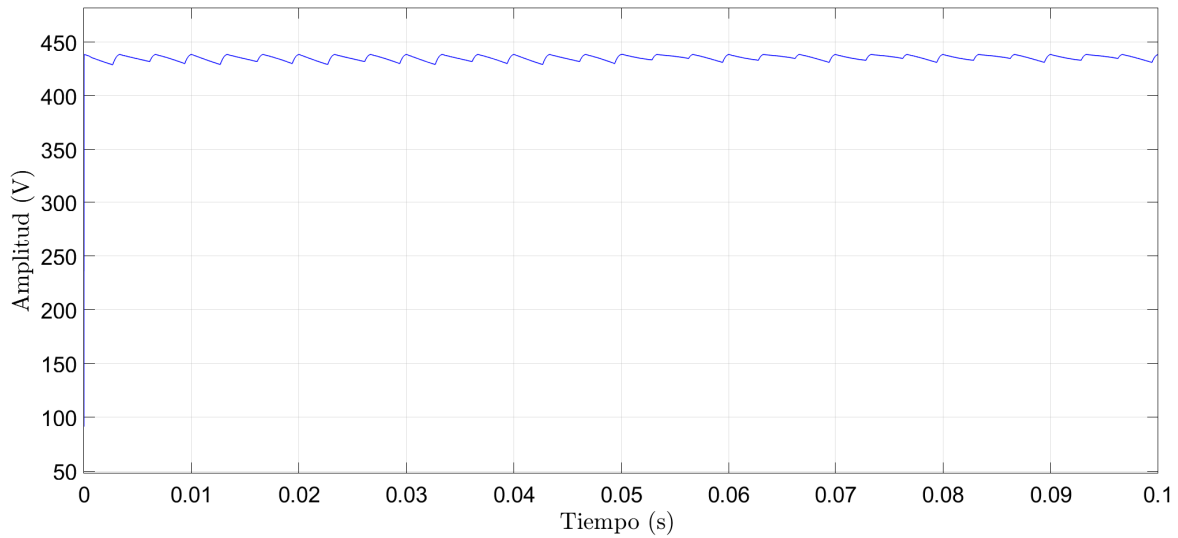


Figura 91: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje del enlace dc ( $v_{dc}$ ).

El voltaje del enlace dc  $v_{dc}$  se mantiene estable en 440[V] de amplitud durante todo su periodo de muestreo.



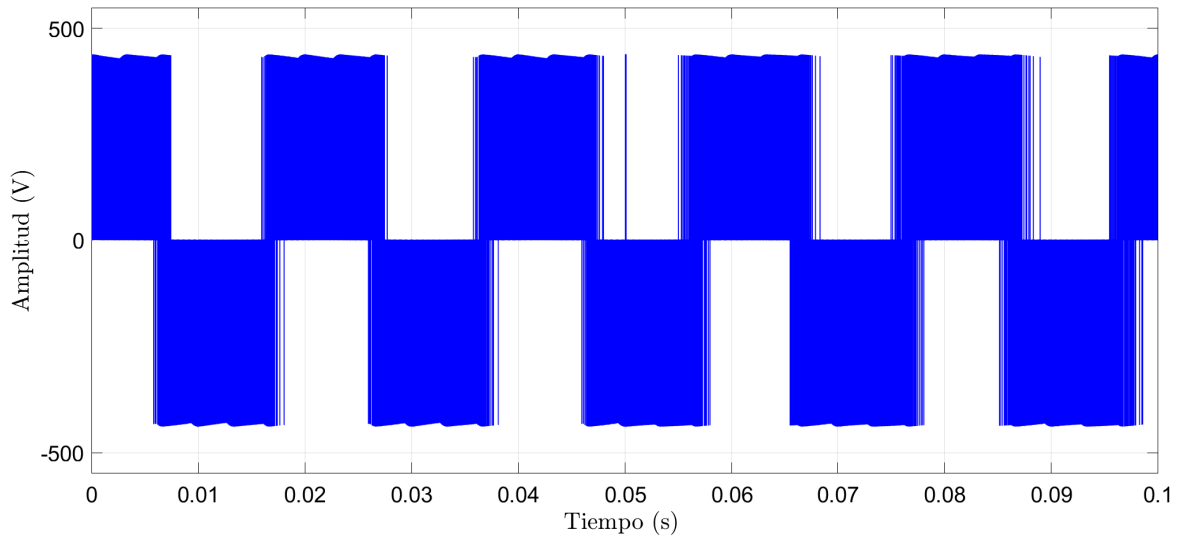


Figura 92: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de línea de las fases  $u$  y  $v$  ( $v_{uv}$ ).

El voltaje de línea  $v_{uv}$  se mantiene estable durante su periodo de muestreo, alcanzando una amplitud de 440[V], también se muestra con buena calidad en su señal luego del cambio en las corrientes de carga.

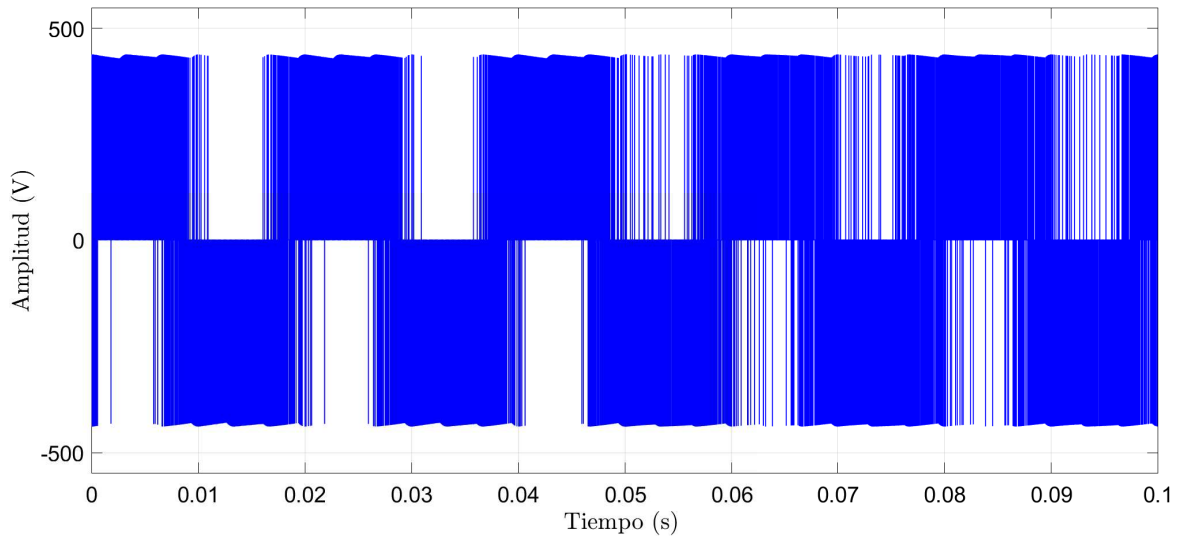


Figura 93: Resultados control predictivo M2PCC con carga desbalanceada en estado transiente del voltaje de fase  $u$  ( $v_{un}$ ).

El voltaje de fase  $v_{un}$  se mantiene estable y con buena calidad en su señal en 440[V] de amplitud, sin embargo durante el cambio de referencia y producto del desbalance existente entre sus cargas, la señal de voltaje presenta mayor distorsión al final del tiempo de muestreo.

### 5.11. Distorsión Armónica Total (THD)

Los resultados de la simulación del control predictivo M2PCC en términos de porcentaje de distorsión armónica total (THD) para los dos casos propuestos en estado estacionario son mostrados en las siguientes. Los resultados fueron extraídos con Simulink y se consideraron los valores de la Tabla 2.

## 5.12. Cargas Balanceadas Estado Estacionario

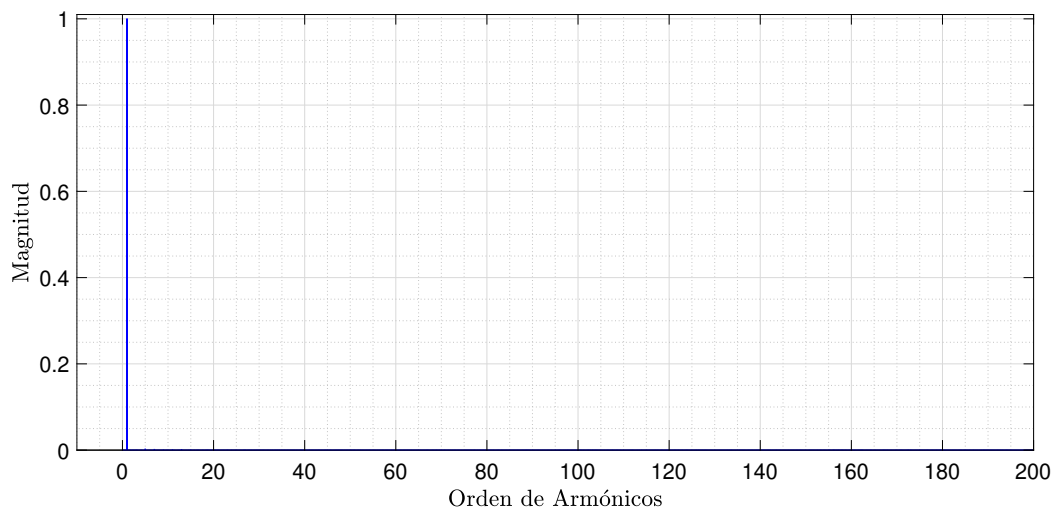


Figura 94: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 0.71 %.

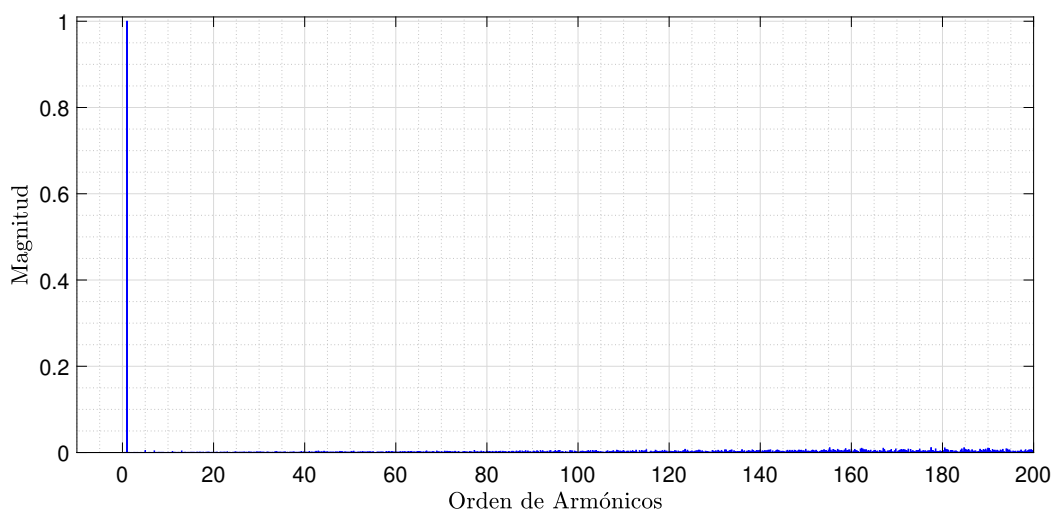


Figura 95: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 151.71 %.

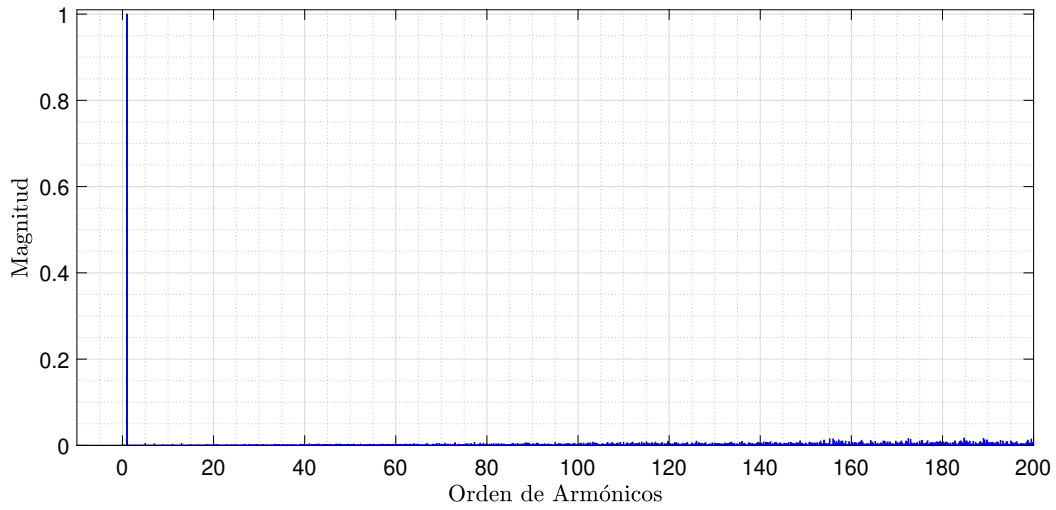


Figura 96: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas balanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u$   $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 218.15 %.

### 5.13. Cargas Desbalanceadas Estado Estacionario

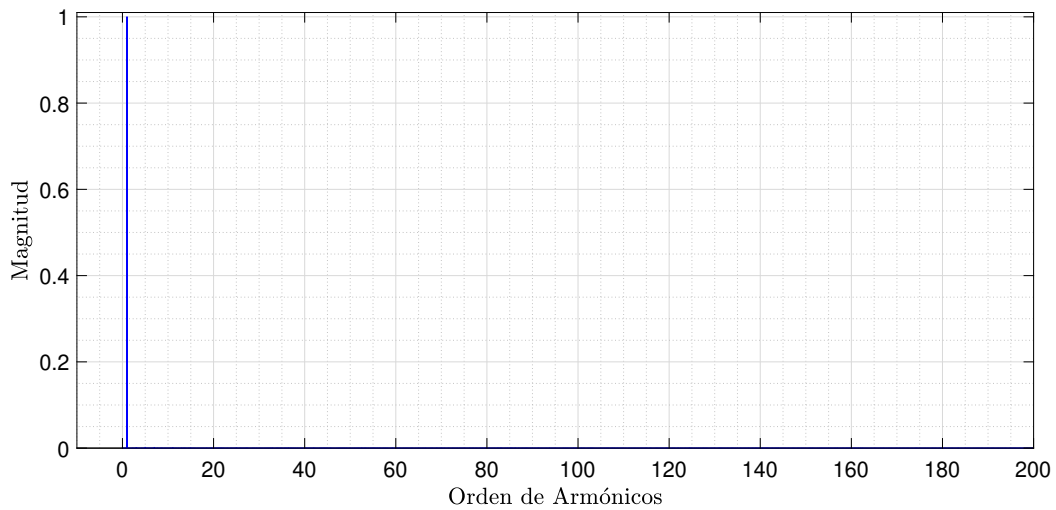


Figura 97: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en la corriente de fase  $u$   $i_u$ , distorsión armónica total THD = 0.73 %.

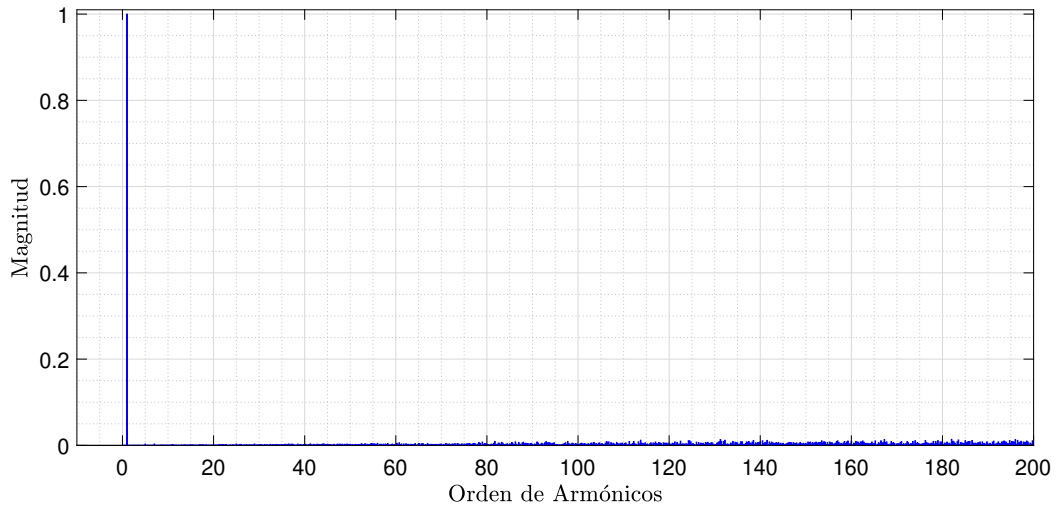


Figura 98: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de línea  $uv$   $v_{uv}$ , distorsión armónica total THD = 170.53%.

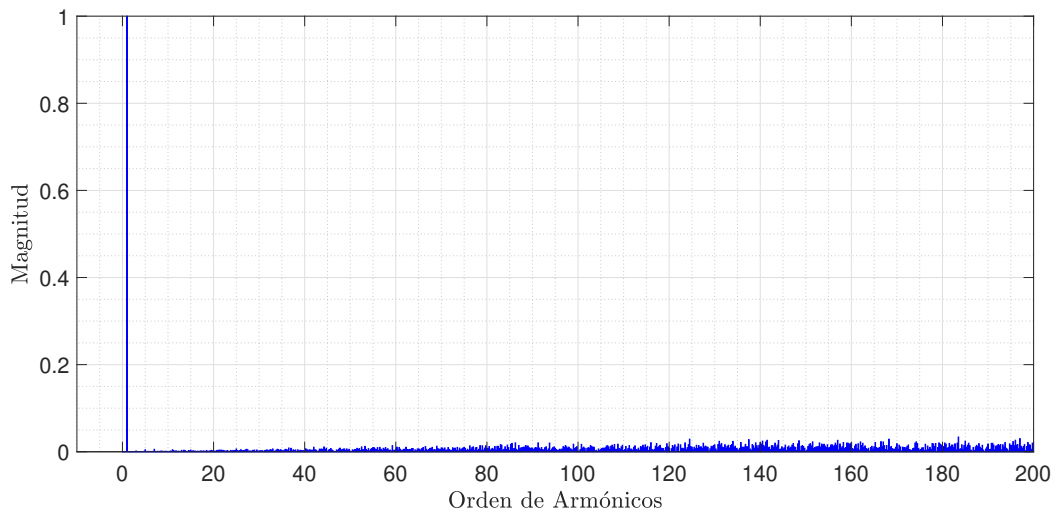


Figura 99: Espectro de armónicos del control predictivo M2PCC con cargas desbalanceadas en estado estacionario presentes en el voltaje de fase  $u$   $v_{un}$ , distorsión armónica total THD = 324.79%.

La tabla 9 muestra los valores obtenidos en porcentaje THD y porcentaje del error en estado estacionario, junto con la frecuencia de conmutación de cada pierna para cada uno de los casos propuestos.

Caso	Fase	Estado Estacionario		
		% THD	% Error	$f_{sw}[Hz]$
Caso-1	$u$	0.72	0.86	50001
	$v$	0.71	1.15	49999
	$w$	0.72	1.08	50001
	$n$	-	-	49999
	avg	0.71	1.03	50000
Caso-2	$u$	0.73	0.67	49999
	$v$	0.70	1.19	49999
	$w$	1.70	1.16	50001
	$n$	-	-	50001
	avg	1.04	1.0	50000

Tabla 9: Distorsión armónica total de  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ , error en estado estacionario y frecuencia de conmutación  $u$ ,  $v$  y  $w$ .

Para el Caso-1 en estado estacionario se puede apreciar los bajos niveles de THD alcanzados, ponderando un 0.71%. El porcentaje de error obtenido es del 1.03% y la frecuencia de conmutación es de los 50[kHz], alcanzando de este modo una frecuencia de conmutación fija.

En el Caso-2 en estado estacionario se observa un porcentaje de THD mínimo, ponderando un 1.01%, la corriente  $i_w$  posee mayor contenido armónico con un valor del 1.70% producto de la reducción del filtro inductivo. El porcentaje del error obtenido es del 1.0% y la frecuencia de conmutación es de los 50[kHz] estables en cada pierna.

La tabla 6 muestra los valores obtenidos en porcentaje de THD del voltaje de línea y fase para cada uno de los casos de estudio.

Caso	Fase	Estado Estacionario
		% THD
Caso-1	$uv$	151.71
	$un$	218.15
Caso-2	$uv$	170.53
	$un$	324.29

Tabla 10: Distorsión armónica total de  $uv$  y  $un$  para los dos casos de estudio

En el Caso-1 en estado estacionario se alcanza un THD del 151.71 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 218.15 %. Las Fig. 95 y Fig. 96 muestran que el THD se concentra principalmente en la componente fundamental, mientras la propagación de armónicos a lo largo del espectro es mínima.

En el caso-2 en estado estacionario se alcanza un THD del 170.53 % para el voltaje de línea  $v_{uv}$  y para el voltaje de fase  $v_{un}$  es del 324.29 %. Las Fig. 98 y Fig. 99 se aprecia que el THD se concentra principalmente en la componente fundamental, mientras que la propagación de los armónicos se mantiene en bajos niveles de THD a lo largo del espectro.

## 5.14. Análisis de los Resultados

El control predictivo con etapa de modulación vectorial tridimensional propuesto logra un excelente resultado en el seguimiento de las corrientes de cargas, junto con una mayor calidad en las señales de corriente y voltaje del convertidor.

El porcentaje de THD de las corrientes de carga pondera un 0.71% y un 1.04% en estado estacionario para cargas balanceadas y desbalanceadas respectivamente. El error en estado estacionario alcanza el menor de los valores ponderados del 1.03% para cargas balanceadas y del 1.04% para cargas desbalanceadas.

El THD del voltaje también mejora con valores entre los 151% y el 401.23%. Al contar con una etapa de modulación se reduce de manera considerable la propagación de armónicos a lo largo del espectro.

Los armónicos de la frecuencia de conmutación son concentrados alrededor de la frecuencia de muestreo, de este modo el desempeño en estado estacionario es ampliamente mejorado.

El control predictivo con etapa de modulación vectorial tridimensional produce frecuencia fija de conmutación en cada pierna para cada uno de los casos de estudio, consiguiendo un valor ponderado del orden de los 50[kHz].



## 6. Comparación de Resultados

### 6.1. Corriente Estado Estacionario

En la siguiente tabla se comparan los resultados obtenidos en porcentaje de THD de las corrientes de carga y del porcentaje del error en estado estacionario de cada fase, para el estado estacionario de cada uno de los controles aplicados y para ambos casos de estudio.

Caso	Fase	PCC		2D-SVM		M2PCC	
		% THD	% Error	% THD	% Error	% THD	% Error
Caso-1	<i>u</i>	3.05	1.86	1.37	1.23	0.72	0.86
	<i>v</i>	3.03	2.03	1.38	1.50	0.71	1.15
	<i>w</i>	3.04	2.05	1.40	1.38	0.72	1.08
	<i>n</i>	-	-	-	-	-	-
	avg	3.04	1.98	1.38	1.37	0.71	1.03
Caso-2	<i>u</i>	3.15	1.93	1.11	1.01	0.73	0.67
	<i>v</i>	3.12	2.12	1.40	1.61	0.70	1.19
	<i>w</i>	6.29	3.60	4.58	2.61	1.70	1.16
	<i>n</i>	-	-	-	-	-	-
	avg	4.18	2.55	2.36	1.74	1.04	1.0

Tabla 11: Distorsión armónica total y error en estado estacionario de las corrientes de carga de los controles aplicados para cada caso de estudio en estado estacionario.

Como se puede observar en la tabla 11 el porcentaje de THD de las corrientes de carga disminuye a medida que el control predictivo de corriente incluye alguna etapa de modulación en su diseño. Con el control clásico predictivo se obtienen buenos resultados con un porcentaje de THD de corriente ponderado del 3% y 4%. Cuando el control incorpora una etapa de modulación los resultados mejoran considerablemente reduciendo el THD de corriente en un 54% con la modulación 2D-SVM y en un 76% con la modulación 3D-SVM, en comparación con el control clásico sin etapa de modulación. El porcentaje del error en estado estacionario también disminuye a medida que el algoritmo de control es mejorado con una etapa de modulación, alcanzando el mínimo valor ponderado del 1% con el control M2PCC para ambos casos de estudio y siendo contrastado por la buena calidad en las señales de las corrientes de carga.

## 6.2. Frecuencia de Conmutación

En la siguiente tabla se comparan los resultados obtenidos de las frecuencias de conmutación de cada una de las fases de los controles aplicados y para ambos casos de estudio en estado estacionario.

Caso	Fase	PCC	2D-SVM	M2PCC
		$f_{sw} Hz$	$f_{sw} Hz$	$f_{sw} Hz$
Caso-1	$u$	8278	63344	50001
	$v$	8261	49999	49999
	$w$	8663	65464	50001
	$n$	10712	50003	49999
	avg	8978.5	57202.5	50000
Caso-2	$u$	13643	70503	49999
	$v$	14357	50001	49999
	$w$	11298	62942	50001
	$n$	16243	49999	50001
	avg	13885.25	58361.25	50000

Tabla 12: Frecuencia de conmutación de cada fase de los controles aplicados para ambos casos en estado estacionario.

Como se aprecia en la tabla 12 la frecuencia de conmutación obtenida en el control clásico predictivo es variable en cada una de sus piernas lo que se refleja en menor calidad de las señales de corriente y voltaje del convertidor. El control con etapa de modulación 2D-SVM a pesar que demostró reducir los valores en porcentaje de THD de corriente y del error en estado estacionario, no logra producir frecuencia de conmutación fija para sus piernas, alcanzándose una diferencia de 20[kHz] entre las piernas  $u$ ,  $v$  y  $n$ . El control con etapa de modulación 3D-SVM demostró ser la técnica mas adecuada para obtener frecuencia de conmutación fija, alcanzando un valor promedio de los 50[kHz] en cada pierna del convertidor, para ambos casos de estudio. La operación a frecuencia de conmutación variable es indeseada debido a que origina oscilación armónica y dificulta el diseño de los filtros de salida.

## 7. Voltaje Estado Estacionario

En la siguiente tabla se comparan los resultados obtenidos en porcentaje de THD de los voltaje de línea y fase de cada uno de los controles aplicados, para ambos casos de estudio.

Caso	Fase	PCC	2D-SVM	M2PCC
		% THD	% THD	% THD
Caso-1	$uv$	155.52	153.23	151.71
	$un$	224.20	241.00	218.15
Caso-2	$uv$	169.49	172.36	170.53
	$un$	343.07	336.70	324.29

Tabla 13: voltaje de línea y fase de los controles aplicados para ambos casos en estado estacionario.

Como se puede apreciar en la tabla 13 para el caso-1, el voltaje de línea  $v_{uv}$  en estado estacionario presenta un porcentaje THD máximo del 155.52% con el control PCC, el cual es mejorado con el control M2PCC a un valor del 151.71%, mientras el voltaje de fase  $v_{un}$  también disminuye para el estado estacionario.

El caso-2, las cargas desbalanceadas aumentan el porcentaje de THD general para todos los casos en comparación con las cargas balanceadas, el voltaje de línea  $v_{uv}$  en estado estacionario presenta un %THD máximo del 172.36% con el control 2D-SVM, el cual es reducido con el control M2PCC a un valor del 170.53%. El voltaje de fase  $v_{un}$  también disminuye para el estado estacionario reduciéndose de un 343.07% a un 324.29%.

Aunque la disminución del porcentaje THD de voltaje no es tan considerable como lo que sucede con el porcentaje THD de las corrientes de carga, es importante destacar la reducción de los armónicos a lo largo del espectro de frecuencias por parte de los controles con etapa de modulación, en especial el control M2PCC que reduce al mínimo los armónicos indeseados, como pudo ser visto en las gráficas de THD presentadas anteriormente.

## 7.1. Seguimiento de las Referencias

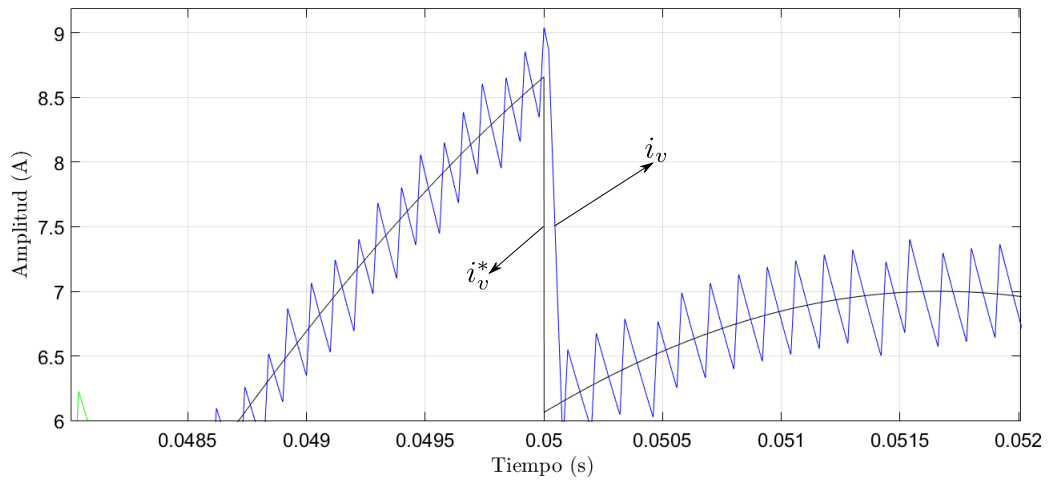
En la Fig. 100 se realiza una comparación del seguimiento realizado por la corriente de carga  $i_v$  a la corriente de referencia  $i_v^*$  en el instante 0.05[s] en estado transiente cuando se produce una reducción del 30% de la amplitud de la referencia. Para cada uno de los controles propuestos se puede apreciar la rápida respuesta de la corriente de carga  $i_v$  ante el cambio en la referencia  $i_v^*$ .

En la Fig. 100(a) el control clásico demuestra ser un control eficiente a pesar de su simpleza, sin etapa de modulación, la corriente de carga posee mayor amplitud que los controles con etapa de modulación y cuando se produce el cambio de referencia se observa un peak de 0.5[A], sin embargo, se observa la buena respuesta dinámica del control.

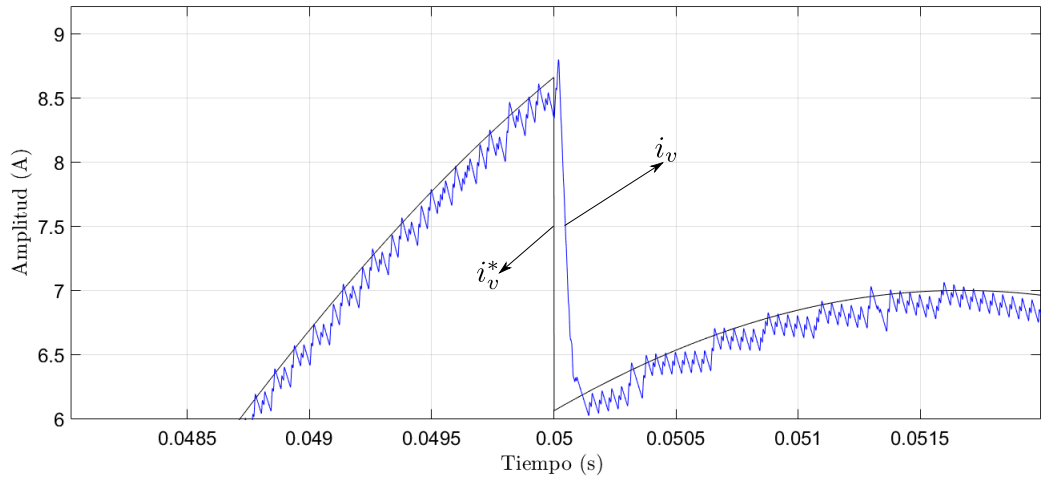
En la Fig. 100(b) el control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM mejora la calidad de la corriente de carga, la amplitud es reducida sin mayores sobrepasos, la repuesta ante el cambio de referencia es rápida, los peaks de corrientes son reducidos y la señal se muestra más compacta que el control clásico.

El control M2PCC Fig. 100(c) presenta los mejores resultados en cuanto a la calidad de la señal de carga, consiguiéndose una corriente más limpia y compacta, sin sobrepasos y sin peaks de corriente a medida que sigue la referencia con el menor error observable.

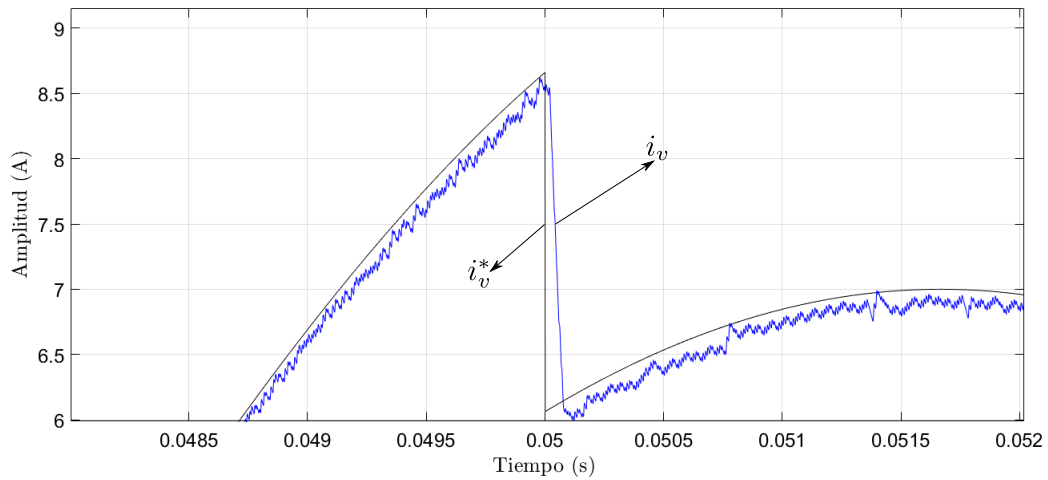
Cabe destacar que los controles no poseen información de las posibles variaciones de las corrientes de referencia, con lo que se demuestra la gran repuesta dinámica que poseen los controles predictivos.



(a) PCC



(b) 2D-SVM



(c) M2PCC

Figura 100: Seguimiento de la corriente  $i_v$  a su referencia  $i_v^*$  en estado transiente.

## 8. Conclusiones

En esta memoria se presenta el desarrollo de tres técnicas de control predictivo de corriente en un convertidor de 4 piernas VSI con cargas balanceadas y desbalanceadas, tanto en estado estacionario como transiente. Ante las tres técnicas propuestas y de acuerdo a los resultados obtenidos se puede concluir:

- El control clásico predictivo sin etapa de modulación es aplicado correctamente, las corrientes de cargas presentan un buen seguimiento a sus referencias, el porcentaje THD de las corrientes presentan valores aceptables, sin embargo se produce frecuencia de conmutación variable en sus piernas.
- El control predictivo con etapa de modulación 2D-SVM es aplicado correctamente, las corrientes de cargas presentan un buen seguimiento, el THD de corriente es reducido y se logra una frecuencia de conmutación alta en sus piernas, sin embargo el control presenta frecuencia de conmutación variable en sus piernas, esto es debido a que se emplea una técnica modificada que tiene mejor desempeño en convertidores convencionales de tres piernas.
- El control predictivo con etapa de conmutación 3D-SVM presenta los mejores resultados del estudio con un excelente seguimiento de las corrientes de carga con una rápida respuesta dinámica, bajos niveles de THD para las corrientes de carga, error en estado estacionario bajo el 1%, además de lograr frecuencia de conmutación fija en cada pierna del convertidor del orden de los 50[kHz].
- Cada control propuesto alcanzo buenos resultados, demostrando la eficiencia que presenta los controles predictivos para controlar la corriente en convertidores de cuatro piernas.
- Para cada uno de los casos de estudio se lograron buenos resultados, destacando el caso de las referencias y cargas desbalanceadas que es donde se tiene mayor aplicación de los convertidores de cuatro piernas.

## 8.1. Trabajos Futuros

1. Finalizar la construcción y poner en marcha el convertidor propuesto junto con su sistema de control para comparar de forma empírica los controles de corriente propuestos.
2. Diseñar un banco de cargas balanceadas y desbalanceadas para ejecutar las pruebas de control.
3. Comparar el desempeño del convertidor de cuatro piernas con el convertidor convencional fuente de voltaje.
4. Estudiar y diseñar nuevos algoritmos de control que logren mejorar la eficiencia de los convertidores de cuatro piernas.

## 9. Anexos

### 9.1. Ecuación Error en Estado Estacionario

$$\frac{(\sum_{i=1}^n ||i_o| - |i_{ref}||) x100}{A_{iref}} \quad (40)$$

Donde

$i_o$  : Corriente medida en la carga.

$i_{ref}$ : Corriente de referencia.

$A_{iref}$ : Amplitud corriente de referencia.

### 9.2. Código Control Predictivo a Frecuencia de Conmutación Variable

Parámetros

```
close all % cierra todas las ventanas abiertas en matlab
clear all % limpia todas las variables
pack % libera al memoria ocupada
clc % limpia la ventana de comando
% Voltage source (line to line rms value)
Vs = 220*sqrt(2); % voltage de la red eléctrica
% Source frequency (Hz)
fs = 50;
% Load
Rl = 10;%304.5e-3;% Load resistor
Ll = 10e-3;%301.26e-6;% Load inductor
Cl= 1.9e-3;% Clamped Capacitor
Tsl = 20e-6; % Sampling time
Tml=1e-6; %Simulation step
% Reference
Iref = 10; % Amplitude output current reference
fref = 50; % Output frequency
```



```

int S[16][8]={1,1,0,0,0,1,0,1},{1,1,1,0,0,0,0,1},{0,1,1,1,0,0,0,1},
{0,0,1,1,1,0,0,1},{0,0,0,1,1,1,0,1},{1,0,0,0,1,1,0,1},
{1,0,1,0,1,0,0,1},{0,1,0,1,0,1,0,1},{1,1,0,0,0,1,1,0},
{1,1,1,0,0,0,1,0},{0,1,1,1,0,0,1,0},{0,0,1,1,1,0,1,0},
{0,0,0,1,1,1,1,0},{1,0,0,0,1,1,1,0},{1,0,1,0,1,0,1,0},
{0,1,0,1,0,1,1,0}};

```

```

double Irefa,Irefb,Irefc;
double ia,ib,ic,Udc,Ts,R,L,Tm,gopt;
int k;
int vec_1;
double ua,ub,uc,iak1,ibk1,ick1;
double contador=1;
double g;

```

```

if(contador == 1)
{
/*Referencia de corriente*/
Irefa=in[0];
Irefb=in[1];
Irefc=in[2];
/*Corrientes en la carga*/
ia=in[3];
ib=in[4];
ic=in[5];
/* Tensión DC-Link Vdc*/
Udc=in[6];
/*Tiempo de muestreo*/
Ts=in[7];
/*Parametros de la carga*/
R=in[8];
L=in[9];
Tm=in[10];

```

```

//step_mod=Ts/Tm;
/*Inicio del algoritmo de control*/
gopt=1e10;

/*Calculo de la predicci3n para los 6 estados activos*/

for(k=0;k<16;k++)
{
    ua = Udc*(S[k][0]-S[k][6]);
    ub = Udc*(S[k][2]-S[k][6]);
    uc = Udc*(S[k][4]-S[k][6]);

    iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
    ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
    ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

    //Funcion de Costo
    g = (Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
        (Irefc-ick1)*(Irefc-ick1);
    if(g<gopt)
    {
        gopt = g;
        vec_1 = k;
    }
} // Fin for
cnt[0]=contador;
} // Fin contador==1

Sw[0] = S[vec_1][0];
Sw[1] = S[vec_1][1];
Sw[2] = S[vec_1][2];
Sw[3] = S[vec_1][3];

```

```

Sw[4] = S[vec_1][4];
Sw[5] = S[vec_1][5];
Sw[6] = S[vec_1][6];
Sw[7] = S[vec_1][7];

contador = contador+1;

if(contador>(Ts/Tm))
{
    contador=1;
}

```

### 9.3. Código Control Predictivo con Modulación 2D-SVM

```

int S[16][8]={1,1,0,0,0,1,0,1},{1,1,1,0,0,0,0,1},{0,1,1,1,0,0,0,1},
{0,0,1,1,1,0,0,1},{0,0,0,1,1,1,0,1},{1,0,0,0,1,1,0,1},
{1,0,1,0,1,0,0,1},{1,1,0,0,0,1,1,0},{1,1,1,0,0,0,1,0}
{0,1,1,1,0,0,1,0},{0,0,1,1,1,0,1,0},{0,0,0,1,1,1,1,0},
{1,0,0,0,1,1,1,0},{0,1,0,1,0,1,1,0},{0,1,0,1,0,1,0,1},
{1,0,1,0,1,0,1,0}};

double Irefa,Irefb,Irefc;
double ia,ib,ic,Udc,Ts,R,L,Tm,gopt;
int k;

double ua,ub,uc,iak1,ibk1,ick1;
double iak0,ibk0,ick0;
double contador=1;
double g0,g1,g2,g;

int vec[14][2]={0,1},{1,2},{2,3},{3,4},{4,5},{5,6},{6,7},{7,8},
{8,9},{9,10},{10,11},{11,12},{12,13},{13,0}};
double g0,g1,g2;

```

```

double T1_1, T2_1, T0_1;
double T1, T2, T0;
int vec_1, vec_2,vec_3,vec_4;

if(contador == 1)
{
/*Referencia de corriente*/
Irefa=in[0];
Irefb=in[1];
Irefc=in[2];

/*Corrientes en la carga*/
ia=in[3];
ib=in[4];
ic=in[5];

/* Tensión DC-Link Vdc*/
Udc=in[6];

/*Tiempo de muestreo*/
Ts=in[7];

/*Parametros de la carga*/
R=in[8];
L=in[9];
Tm=in[10];
//step_mod=Ts/Tm;

/*Inicio del algoritmo de control*/
gopt=1e10;

/*Calculo de la predicción para los 6 estados activos*/

```

```

iak0 = (1.0 - R * Ts / L) * ia;
ibk0 = (1.0 - R * Ts / L) * ib;
ick0 = (1.0 - R * Ts / L) * ic;

g0 = (Irefa-iak0)*(Irefa-iak0)+(Irefb-ibk0)*(Irefb-ibk0)+
(Irefc-ick0)*(Irefc-ick0);

for(k=0;k<14;k++)
{
    ua = Udc*(S[vec[k][0]][0]-S[vec[k][0]][6]);
    ub = Udc*(S[vec[k][0]][2]-S[vec[k][0]][6]);
    uc = Udc*(S[vec[k][0]][4]-S[vec[k][0]][6]);

    iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
    ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
    ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

    g1 = (Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
(Irefc-ick1)*(Irefc-ick1);

    ua = Udc*(S[vec[k][1]][0]-S[vec[k][1]][6]);
    ub = Udc*(S[vec[k][1]][2]-S[vec[k][1]][6]);
    uc = Udc*(S[vec[k][1]][4]-S[vec[k][1]][6]);

    iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
    ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
    ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

    g2 = (Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
(Irefc-ick1)*(Irefc-ick1);
}

```

```

T1_1 = ((g0*g2)/(g1*g2 + g0*g2 + g0*g1));
T2_1 = ((g0*g1)/(g1*g2 + g0*g2 + g0*g1));
T0_1 = 1 - T1_1 - T2_1;

g = T1_1*g1 + T2_1*g2;

if(g<gopt)
{
    gopt = g;
    T0 = (Ts/Tm)*T0_1;
    T1 = (Ts/Tm)*T1_1;
    T2 = (Ts/Tm)*T2_1;
    vec_1 = vec[k][0];
    vec_2 = vec[k][1];
}

/*
if(g1<gopt)
{
    gopt = g1;
    vec_1 = k;
}
*/
} // Fin for
} // Fin contador==1

if( (contador>=1) && (contador<(T0/4)) )
{
    Sw[0] = S[14][0];
    Sw[1] = S[14][1];
}

```

```

    Sw[2] = S[14][2];
    Sw[3] = S[14][3];
    Sw[4] = S[14][4];
    Sw[5] = S[14][5];
    Sw[6] = S[14][6];
    Sw[7] = S[14][7];
}
if( (contador>=(T0/4)) && (contador<((T0/4)+(T1/2))) )
{
    Sw[0] = S[vec_1][0];
    Sw[1] = S[vec_1][1];
    Sw[2] = S[vec_1][2];
    Sw[3] = S[vec_1][3];
    Sw[4] = S[vec_1][4];
    Sw[5] = S[vec_1][5];
    Sw[6] = S[vec_1][6];
    Sw[7] = S[vec_1][7];
}
if( (contador>=((T0/4)+(T1/2))) && (contador<((T0/4)+(T1/2)+(T2/2))) )
{
    Sw[0] = S[vec_2][0];
    Sw[1] = S[vec_2][1];
    Sw[2] = S[vec_2][2];
    Sw[3] = S[vec_2][3];
    Sw[4] = S[vec_2][4];
    Sw[5] = S[vec_2][5];
    Sw[6] = S[vec_2][6];
    Sw[7] = S[vec_2][7];
}
if( (contador>=((T0/4)+(T1/2)+(T2/2))) && (contador<((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2))) )
{
    Sw[0] = S[15][0];

```

```

    Sw[1] = S[15][1];
    Sw[2] = S[15][2];
    Sw[3] = S[15][3];
    Sw[4] = S[15][4];
    Sw[5] = S[15][5];
    Sw[6] = S[15][6];
    Sw[7] = S[15][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2))) && (contador<((3*T0/4)+(T1/2)+T2)) )
{
    Sw[0] = S[vec_2][0];
    Sw[1] = S[vec_2][1];
    Sw[2] = S[vec_2][2];
    Sw[3] = S[vec_2][3];
    Sw[4] = S[vec_2][4];
    Sw[5] = S[vec_2][5];
    Sw[6] = S[vec_2][6];
    Sw[7] = S[vec_2][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+(T1/2)+T2)) && (contador<((3*T0/4)+T1+T2)) )
{
    Sw[0] = S[vec_1][0];
    Sw[1] = S[vec_1][1];
    Sw[2] = S[vec_1][2];
    Sw[3] = S[vec_1][3];
    Sw[4] = S[vec_1][4];
    Sw[5] = S[vec_1][5];
    Sw[6] = S[vec_1][6];
    Sw[7] = S[vec_1][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+T1+T2)) && (contador<=(Ts/Tm)) )
{

```



```

Sw[0] = S[14][0];
Sw[1] = S[14][1];
Sw[2] = S[14][2];
Sw[3] = S[14][3];
Sw[4] = S[14][4];
Sw[5] = S[14][5];
Sw[6] = S[14][6];
Sw[7] = S[14][7];
}

/*
Sw[0] = S[vec_1][0];
Sw[1] = S[vec_1][1];
Sw[2] = S[vec_1][2];
Sw[3] = S[vec_1][3];
Sw[4] = S[vec_1][4];
Sw[5] = S[vec_1][5];
Sw[6] = S[vec_1][6];
Sw[7] = S[vec_1][7];

*/
contador = contador+1;

if(contador>(Ts/Tm))
{
    contador=1;
}

```

## 9.4. Código Control Predictivo M2PCC

```
int S[16][8]={0,1,0,1,0,1,0,1},{0,1,0,1,0,1,1,0},{0,0,0,1,1,1,0,1},
{0,0,0,1,1,1,1,0},{0,1,1,1,0,0,0,1},{0,1,1,1,0,0,1,0},{0,0,1,1,1,0,0,1},
{0,0,1,1,1,0,1,0},{1,1,0,0,0,1,0,1},{1,1,0,0,0,1,1,0},{1,0,0,0,1,1,0,1},
{1,0,0,0,1,1,1,0},{1,1,1,0,0,0,0,1},{1,1,1,0,0,0,1,0},{1,0,1,0,1,0,0,1},
{1,0,1,0,1,0,1,0}};

double Irefa,Irefb,Irefc;
double ia,ib,ic,Udc,Ts,R,L,Tm,gopt;
int k;

double ua,ub,uc,iak1,ibk1,ick1;
double iak0,ibk0,ick0;
double contador=1;
double g0,g1,g2,g3,g;

//24 tetraedos formados por 3 vectores activos y un vector cero
int vec[24][3]={1,3,7},{1,3,11},{1,5,7},{1,5,13},{1,9,11},{1,9,13},{2,3,7},
{2,3,11},{2,6,7},{2,6,14},{2,10,11},{2,10,14},{4,5,7},{4,5,13},
{4,6,7},{4,6,14},{4,12,13},{4,12,14},{8,9,11},{8,9,13},{8,10,11},
{8,10,14},{8,12,13},{8,12,14}};

double g0,g1,g2,g3;
double T1_1, T2_1, T3_1, T0_1;
double T1, T2, T3, T0;
int vec_1, vec_2,vec_3,vec_4;

if(contador == 1)
{
/*Referencia de corriente*/
Irefa=in[0];
Irefb=in[1];
Irefc=in[2];
```

```

/*Corrientes en la carga*/
ia=in[3];
ib=in[4];
ic=in[5];

/* Tensión DC-Link Vdc*/
Udc=in[6];

/*Tiempo de muestreo*/
Ts=in[7];

/*Parametros de la carga*/
R=in[8];
L=in[9];
Tm=in[10];

//step_mod=Ts/Tm;
/*Inicio del algoritmo de control*/
gopt=1e10;

/*Calculo de la predicción para los 16 estados activos*/

iak0 = (1.0 - R * Ts / L) * ia;
ibk0 = (1.0 - R * Ts / L) * ib;
ick0 = (1.0 - R * Ts / L) * ic;

g0=(((Irefa-iak0)*(Irefa-iak0)+(Irefb-ibk0)*(Irefb-ibk0)+
(Irefc-ick0)*(Irefc-ick0))^2);

for(k=0;k<24;k++)
{

```

```

ua = Udc*(S[vec[k][0]][0]-S[vec[k][0]][6]);
ub = Udc*(S[vec[k][0]][2]-S[vec[k][0]][6]);
uc = Udc*(S[vec[k][0]][4]-S[vec[k][0]][6]);

iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

g1=(((Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
(Irefc-ick1)*(Irefc-ick1))^2);

ua = Udc*(S[vec[k][1]][0]-S[vec[k][1]][6]);
ub = Udc*(S[vec[k][1]][2]-S[vec[k][1]][6]);
uc = Udc*(S[vec[k][1]][4]-S[vec[k][1]][6]);

iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

g2=(((Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
(Irefc-ick1)*(Irefc-ick1))^2);

ua = Udc*(S[vec[k][2]][0]-S[vec[k][2]][6]);
ub = Udc*(S[vec[k][2]][2]-S[vec[k][2]][6]);
uc = Udc*(S[vec[k][2]][4]-S[vec[k][2]][6]);

iak1 = (1.0 - R * Ts / L) * ia + (Ts / L) * ua;
ibk1 = (1.0 - R * Ts / L) * ib + (Ts / L) * ub;
ick1 = (1.0 - R * Ts / L) * ic + (Ts / L) * uc;

g3=(((Irefa-iak1)*(Irefa-iak1)+(Irefb-ibk1)*(Irefb-ibk1)+
(Irefc-ick1)*(Irefc-ick1))^2);

```

```

T1_1 = ((g0*g2*g3)/(g0*g1*g2 + g1*g2*g3 + g0*g2*g3 + g0*g1*g3));
T2_1 = ((g0*g1*g3)/(g0*g1*g2 + g1*g2*g3 + g0*g2*g3 + g0*g1*g3));
T3_1 = ((g0*g1*g2)/(g0*g1*g2 + g1*g2*g3 + g0*g2*g3 + g0*g1*g3));
T0_1 = 1 - T1_1 - T2_1 - T3_1;

```

```

g = T1_1*g1 + T2_1*g2 + T3_1*g3;

```

```

if(g<gopt)

```

```

{

```

```

gopt = g;

```

```

T0 = (Ts/Tm)*T0_1;

```

```

T1 = (Ts/Tm)*T1_1;

```

```

T2 = (Ts/Tm)*T2_1;

```

```

T3 = (Ts/Tm)*T3_1;

```

```

vec_1 = vec[k][0];

```

```

vec_2 = vec[k][1];

```

```

vec_3 = vec[k][2];

```

```

}

```

```

} // Fin for

```

```

} // Fin contador==1

```

```

if( (contador>=1) && (contador<(T0/4)) )

```

```

{

```

```

    Sw[0] = S[0][0];

```

```

    Sw[1] = S[0][1];

```

```

    Sw[2] = S[0][2];

```

```

    Sw[3] = S[0][3];

```

```

    Sw[4] = S[0][4];

```

```

    Sw[5] = S[0][5];

```

```

    Sw[6] = S[0][6];

```

```

    Sw[7] = S[0][7];
}
if( (contador>=(T0/4)) && (contador<((T0/4)+(T1/2))) )
{
    Sw[0] = S[vec_1][0];
    Sw[1] = S[vec_1][1];
    Sw[2] = S[vec_1][2];
    Sw[3] = S[vec_1][3];
    Sw[4] = S[vec_1][4];
    Sw[5] = S[vec_1][5];
    Sw[6] = S[vec_1][6];
    Sw[7] = S[vec_1][7];
}
if( (contador>=((T0/4)+(T1/2))) && (contador<((T0/4)+(T1/2)+(T2/2))) )
{
    Sw[0] = S[vec_2][0];
    Sw[1] = S[vec_2][1];
    Sw[2] = S[vec_2][2];
    Sw[3] = S[vec_2][3];
    Sw[4] = S[vec_2][4];
    Sw[5] = S[vec_2][5];
    Sw[6] = S[vec_2][6];
    Sw[7] = S[vec_2][7];
}
if( (contador>=((T0/4)+(T1/2)+(T2/2)))
&& (contador<((T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+(T3/2))))
{
    Sw[0] = S[vec_3][0];
    Sw[1] = S[vec_3][1];
    Sw[2] = S[vec_3][2];
    Sw[3] = S[vec_3][3];
    Sw[4] = S[vec_3][4];

```

```

    Sw[5] = S[vec_3][5];
    Sw[6] = S[vec_3][6];
    Sw[7] = S[vec_3][7];
}
if( (contador>=((T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+(T3/2)))
&& (contador<((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+(T3/2))))
{
    Sw[0] = S[15][0];
    Sw[1] = S[15][1];
    Sw[2] = S[15][2];
    Sw[3] = S[15][3];
    Sw[4] = S[15][4];
    Sw[5] = S[15][5];
    Sw[6] = S[15][6];
    Sw[7] = S[15][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+(T3/2)))
&& (contador<((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+T3)) )
{
    Sw[0] = S[vec_3][0];
    Sw[1] = S[vec_3][1];
    Sw[2] = S[vec_3][2];
    Sw[3] = S[vec_3][3];
    Sw[4] = S[vec_3][4];
    Sw[5] = S[vec_3][5];
    Sw[6] = S[vec_3][6];
    Sw[7] = S[vec_3][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+(T1/2)+(T2/2)+T3))
&& (contador<((3*T0/4)+(T1/2)+T2+T3)) )
{
    Sw[0] = S[vec_2][0];

```

```

Sw[1] = S[vec_2][1];
Sw[2] = S[vec_2][2];
Sw[3] = S[vec_2][3];
Sw[4] = S[vec_2][4];
Sw[5] = S[vec_2][5];
Sw[6] = S[vec_2][6];
Sw[7] = S[vec_2][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+(T1/2)+T2+T3))
&& (contador<((3*T0/4)+T1+T2+T3)) )
{
Sw[0] = S[vec_1][0];
Sw[1] = S[vec_1][1];
Sw[2] = S[vec_1][2];
Sw[3] = S[vec_1][3];
Sw[4] = S[vec_1][4];
Sw[5] = S[vec_1][5];
Sw[6] = S[vec_1][6];
Sw[7] = S[vec_1][7];
}
if( (contador>=((3*T0/4)+T1+T2+T3)) && (contador<=(Ts/Tm)) )
{
Sw[0] = S[0][0];
Sw[1] = S[0][1];
Sw[2] = S[0][2];
Sw[3] = S[0][3];
Sw[4] = S[0][4];
Sw[5] = S[0][5];
Sw[6] = S[0][6];
Sw[7] = S[0][7];
}

```



```
contador = contador+1;
```

```
if(contador>(Ts/Tm))
```

```
{
```

```
    contador=1;
```

```
}
```

## Referencias

- [1] V. Yaramasu, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, and J. Rodriguez, “Model predictive approach for a simple and effective load voltage control of four-leg inverter with an output  $lc$  filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5259–5270, 2014.
- [2] M. Rivera, V. Yaramasu, A. Llor, J. Rodriguez, B. Wu, and M. Fadel, “Digital predictive current control of a three-phase four-leg inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 4903–4912, 2013.
- [3] V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, “Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: Concept, algorithm, and simulation analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3459–3468, 2013.
- [4] M. Rivera, V. Yaramasu, J. Rodriguez, and B. Wu, “Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part ii: Experimental implementation and validation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3469–3478, 2013.
- [5] M. Rivera, J. Rodriguez, V. Yaramasu, and B. Wu, “A simple current control strategy for two-level four-leg inverters: The model predictive approach,” in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 46–51, 2013.
- [6] V. Yaramasu, M. Rivera, B. Wu, and J. Rodriguez, “Predictive control of four-leg power converters,” in *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 121–125, 2015.
- [7] V. Yaramasu, B. Wu, M. Rivera, J. Rodriguez, and A. Wilson, “Cost-function based predictive voltage control of two-level four-leg inverters using two step prediction horizon for standalone power systems,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 128–135, 2012.

- [8] G. Modi, S. Kumar, and B. Singh, “Generalized normalized gradient descent based control algorithm for solar pv integrated 3p4w distribution system,” in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, 2018.
- [9] R. Aboelsaud, A. Ibrahim, and A. G. Garganeev, “Comparative study of control methods for power quality improvement of autonomous 4-leg inverters,” in *2019 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, pp. 1–6, 2019.
- [10] P. Frutos, E. Christopher, A. Sanchez, and O. Aguirre, “A performance comparison of stationary frame control of three-leg and four-leg voltage source inverters in power system applications,” in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 925–931, 2018.
- [11] M. Di Benedetto, A. Lidozzi, L. Solero, M. Tang, A. Formentini, and P. Zanchetta, “Disturbance-observer assisted controller for stand-alone four-leg voltage source inverter,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2265–2270, 2018.
- [12] M. Pichan, M. Karimi, M. Fazeli, and A. Abrishamifar, “Experimentally evaluation and comparison of control methods applied to three phase four-leg inverter for stand-alone applications,” in *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 533–537, 2018.
- [13] F. Hasanzad, H. Rastegar, and M. Pichan, “Performance analysis of reduced common-mode voltage space vector modulation techniques for three-phase four-leg voltage-source inverter,” in *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 65–70, 2018.
- [14] E. Espina, R. Cárdenas-Dobson, M. Espinoza-B., C. Burgos-Mellado, and D. Sáez, “Cooperative regulation of imbalances in three-phase four-wire microgrids using single-phase droop control and secondary control algorithms,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1978–1992, 2020.
- [15] I. Araujo-Vargas, S. Salas-Duarte, J. Ramirez-Hernandez, B. Del-Muro-Cuellar, and M. Rivera, “Predictive current control of a four-wire, active power filter for an

- unbalanced utility load of metro railway,” in *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 79–84, 2015.
- [16] J. Rodriguez, B. Wu, M. Rivera, C. Rojas, V. Yaramasu, and A. Wilson, “Predictive current control of three-phase two-level four-leg inverter,” in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pp. T3–106–T3–110, 2010.
- [17] N. Vicencio, “Implementacion experimental de estrategias de control predictivo en un inversor fuente de voltaje de dos niveles,” pp. 27–30, 2018.
- [18] V. Yaramasu, K. Milev, A. Dekka, M. Rivera, J. Rodriguez, and F. Rojas, “Modulated model predictive current control of a four-leg inverter,” pp. 1–6, 2020.
- [19] X. Li, Z. Deng, Z. Chen, and Q. Fei, “Analysis and simplification of three-dimensional space vector pwm for three-phase four-leg inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 450–464, 2011.