

Trabajo Fin de Master  
Master Ingeniería Industrial

# CONTROL PREDICTIVO APLICADO A CONVERTIDOR DE POTENCIA MULTINIVEL

Autor: Ricardo Martín Sánchez

Tutores: Francisco Salas Gómez





Trabajo Fin de Master

# **Control Predictivo Aplicado a Convertidor de Potencia Multinivel**

Autor:

Ricardo Martín Sánchez

Tutores:

Francisco Salas Gómez

Departamento de Sistemas y Automática

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



Trabajo Fin de Master: CONTROL PREDICTIVO APLICADO A CONVERTIDOR DE POTENCIA  
MULTINIVEL

Autor: Ricardo Martín Sánchez

Tutor: Francisco Salas Gómez

El tribunal nombrado para juzgar el Trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2017

El Secretario del Tribunal



# Resumen

---

Este trabajo fin de master tiene como objeto la implementación de un control predictivo para su aplicación sobre un convertidor de potencia CC-CA (Inversor) multinivel.

El trabajo comienza con una pequeña introducción del estado del arte de la electrónica de potencia en la industria para posteriormente pasar a una inicialización de las diversas topologías de los equipos de electrónica de potencia multinivel para acabar en último lugar exponiendo una breve introducción al control predictivo (objeto principal de este trabajo).

En el segundo apartado muestra el modelaje matemático del Inversor NPC de tres niveles objeto de estudio y los valores de los parámetros de los elementos del sistema.

En el siguiente apartado se desarrollara el objeto de estudio de este trabajo, la implementación de un control predictivo y su comparación con el control PI, buscando la obtención de un control que mejore las prestaciones de este último.

Para concluir el presente trabajo, se expondrán los resultados de las simulaciones realizadas de los diferentes controles y su comparación y obtención de las conclusiones finales del trabajo.

En la parte final del documento se encuentran los códigos implementados en Matlab en el apartado de Anexos.





# Índice

<b>Resumen</b>	<b>7</b>
<b>Índice</b>	<b>9</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>11</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>13</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>17</b>
1.1 <i>Introducción a la Electrónica de Potencia</i>	17
1.2 <i>Topologías Convertidores Multinivel</i>	22
1.2.1 <i>Convertidor Diode-Clamped</i>	24
1.2.2 <i>Convertidor Flying-Capacitor</i>	29
1.2.3 <i>Convertidor Cascaded Full-Bridge</i>	33
1.2.4 <i>Otras topologías</i>	36
1.2.5 <i>Comparación entre topologías</i>	42
1.3 <i>Introducción Control MPC</i>	43
<b>2. Modelo de convertidor de 3 Niveles.</b>	<b>46</b>
2.1 <i>Modelo dinámico del sistema</i>	46
2.2 <i>Valores de los parámetros utilizados durante las simulaciones.</i>	49
<b>3. Implementación del control convertidor NPC</b>	<b>50</b>
3.1 <i>Control PI con PWM</i>	50
3.2 <i>Control MPC</i>	53
3.2.1 <i>Funcionamiento Control MPC</i>	53
3.2.2 <i>Controles MPC implementados.</i>	58
<b>4. Análisis de resultados experimentales</b>	<b>63</b>
4.1 <i>Análisis de diferentes controles implementados</i>	63
4.1.1 <i>Control PI</i>	63
4.1.2 <i>Control MPC horizonte de predicción 1</i>	68
4.1.3 <i>Control MPC horizonte de predicción 2</i>	71
4.1.4 <i>Control MPC horizonte de predicción 2 y restricción "One Step"</i>	74
4.1.5 <i>Control MPC con horizonte de predicción 2 y restricción "One Step" y penalización por conmutaciones.</i>	77
4.2 <i>Resultados obtenidos al someter al control Predictivo con horizonte de predicción 2, restricción "One Step" y limitación de conmutaciones (<math>P=0.1</math>) a cambios impulsivos de la referencia de Potencia (<math>P_{ref}</math>).</i>	82
4.3 <i>Conclusiones extraídas del análisis de diferentes controles implementados</i>	87
Referencias	90
Bibliografía	91
Anexos	92



# ÍNDICE DE TABLAS

Tabla I: Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor Diode-Clamped	24
Tabla II: Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en el convertidor Diode-Clamped	26
Tabla III: Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor Flying-Capacitor	30
Tabla IV: Rama de un convertidor Flying-Capacitor de cinco niveles	31
Tabla V: Comparación de características de las topologías multinivel básicas, con n niveles	42
Tabla VI: Estados en convertidor de 3 niveles	60
Tabla VII: Estados posibles para cada estado de partida con restricción "ONE STEP"	61
Tabla VIII: Comparación de costes en función del tiempo de muestreo ( $T_s$ ) en control PI	67
Tabla IX : Control MPC horizonte de predicción 1 Costes y Conmutaciones en función del tiempo de muestreo ( $T_s$ )	69
Tabla X: Control MPC horizonte de predicción 2 Costes y Conmutaciones en función del tiempo de muestreo ( $T_s$ )	72
Tabla XI: Costes control MPC horizonte de predicción 2	76
Tabla XII: Comparación de Costes y Conmutaciones de simulaciones con distintos $T_s$ y distintas penalizaciones.	79
Tabla XIII: Resultados obtenidos en simulación con variación en la Pref	86
Tabla XIV: Comparación de coste entre los distintos controles implementados y el control base PI	87
Tabla XV: Comparación de conmutaciones entre los distintos controles implementados	88
Tabla XVI: Comparación de conmutaciones relativas entre los distintos controles implementados	88



# ÍNDICE DE FIGURAS

Figura I: Representación simplificada electrónica de potencia	17
Figura II: Vehículo Híbrido	18
Figura III: Generador Eólico Asíncrono Full Converter	18
Figura IV: Tracción Eléctrica	18
Figura V: Regulador	19
Figura VI: Rectificador	19
Figura VII: Troceador	20
Figura VIII: Inversor	20
Figura IX: Sistemas de alimentación interrumpida (SAI)	20
Figura X: Variador de velocidad para motores de c.a.	21
Figura XI: Troceador elevador o reductor	21
Figura XII: Representación conevertidores de distintos niveles	22
Figura XIII: Clasificación de convertidores multinivel	23
Figura XIV: Convertidor trifásico Diode-Clamped de tres niveles	24
Figura XV: Tensión de salida $v_{ao}$ en función de los interruptores conectados para el convertidor Diode-Clamped de tres niveles.	25
Figura XVI: Rama de un convertidor Diode-Clamped de cinco niveles	26
Figura XVII: Tensión de salida $v_{ao}$ en función de los interruptores conectados para el convertidor Diode-Clamped de cinco niveles	27
Figura XVIII: Convertidor trifásico Flying-Capacitor de tres niveles	29
Figura XIX : Rama de un convertidor Flying-Capacitor de cinco niveles	30
Figura XX: Rama de un convertidor Cascaded Full-Bridge de cinco niveles	33
Figura XXI: Convertidor Cascaded Full-Bridge de tres niveles conectado en estrella	34
Figura XXII: Convertidor Cascaded Full-Bridge de cuatro niveles	34
Figura XXIII: Convertidor de nueve niveles por asociación en cascada de dos convertidores Flying-Capacitor de dos ramas	37
Figura XXIV: Rectificador elevador de tres niveles	38
Figura XXV: Inversores acoplados por transformador	38
Figura XXVI: Rama del convertidor Diode/Capacitor-Clamped de tres niveles	39
Figura XXVII: Rama del convertidor New Diode-Clamped de cinco niveles	40
Figura XXVIII: Rama de un convertidor generalizado de cuatro niveles	41
Figura XXIX: FCS-MPC principio de funcionamiento (a) Caso ideal teórico (b) Implementación real	43
Figura XXX: Esquema topología NPC de tres niveles	46
Figura XXXI: Esquema controlador de potencia instantánea	51

Figura XXXII: Representación diagrama de bloques del control de balance de tensión	52
Figura XXXIII: Diagrama de control	54
Figura XXXIV: Algoritmo de control	54
Figura XXXV: Esquema Simulink MPC	55
Figura XXXVI: Bloque Power Control Simulink	56
Figura XXXVII: Implementación en Simulink de cálculo de coste	56
Figura XXXVIII: Implementación en Simulink de cálculo de THD	57
Figura XXXIX: Horizonte de predicción 1.	58
Figura XL: FCS-MPC horizonte de predicción 2	59
Figura XLI: Esquema Simulink PI	63
Figura XLII: Esquema Simulink Power Control PI	64
Figura XLIII: Esquema Vd control	64
Figura XLIV: Dinámica de Q control PI con $T_s=1e-5$	65
Figura XLV: Dinámica de P control PI con $T_s=1e-5$	65
Figura XLVI: Dinámica Vdc control PI con $T_s=1e-5$	66
Figura XLVII: Dinámica Vd control Pi con $T_s=1e-5$	66
Figura XLVIII: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	68
Figura XLIX: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	68
Figura L: Dinámica de Vdc MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	69
Figura LI: Dinámica de Vd MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	69
Figura LII: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	71
Figura LIII: Dinámica de Q MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	71
Figura LIV: Dinámica de Vdc MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	72
Figura LV: Dinámica de Vd MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	72
Figura LVI: Dinámica de P en control MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	74
Figura LVII: Dinámica de Q en control MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	74
Figura LVIII: Dinámica de Vdc en control MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	75
Figura LIX: Dinámica de Vd en control MPC horizonte de predicción 1 con $T_s=1e-5$	75
Figura LX: Dinámica de P en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=1	77
Figura LXI: Dinámica de Q en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=1	78
Figura LXII: Dinámica de Vdc en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=1	78
Figura LXIII: Dinámica de Vd en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=1	78
Figura LXIV: Dinámica Intensidad fase a en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=0.1	80
Figura LXV: THD (%) en control MPC horizonte de predicción 2 con $T_s=1e-5$ y Penalización conmutación=0.1	81

---

Figura LXVI: Bloque para realizar cambios en la Potencia de referencia	82
Figura LXVII: Propiedades Step1	82
Figura LXVIII: Propiedades Step2	82
Figura LXIX: Dinámica de la potencia con variaciones de la referencia	83
Figura LXX: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=12kW	83
Figura LXXI: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=8kW	83
Figura LXXII: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=10kW	84
Figura LXXIII: Dinámica de la Potencia Reactiva con variación de Pref	84
Figura LXXIV: Suma de las tensiones de los condensadores (Vdc) en simulación con variación de Pref	84
Figura LXXV: Diferencia de tensión en los condensadores (Vd) en simulación con variación de Pref	85
Figura LXXVI: Intensidad de la fase a en simulación con variación de la Pref	85





# 1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo de introducción se tratará de realizar una rápida inmersión en el campo de la electrónica de potencia para posteriormente abordar en más detalle las diversas topologías de los equipos de electrónica de potencia multinivel y para en el último lugar exponer los principales tipos de controles utilizados en la electrónica de potencia focalizando en el control PI (que será el control de referencia del presente trabajo) y el control predictivo (objeto principal de este trabajo).

## 1.1 Introducción a la Electrónica de Potencia

Debido a la creciente demanda mundial de energía eléctrica, así como de otros requisitos relacionados con la mejora de la calidad de la energía, reducción de costes y eficiencia de procesos industriales, ha dado lugar al despegue de la electrónica de potencia.

La electrónica de potencia puede definirse como la rama de la electrónica que estudia los circuitos de control y regulación donde la potencia manejada obliga a que el rendimiento sea máximo.

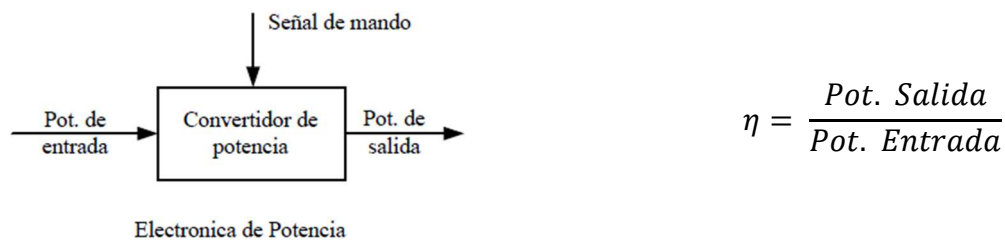


Figura I: Representación simplificada electrónica de potencia

La electrónica de potencia convierten la energía eléctrica de un tipo (c.a. o c.c.) en otro o modificando sus características, utilizando dispositivos electrónicos (semiconductores) a modo de interruptores y así poder controlar o modificar los valores de tensión o corriente.

Durante las últimas décadas los convertidores electrónicos de potencia han disminuido en coste, han reducido su tamaño y han mejorado en eficiencia y fiabilidad, lo que ha llevado a que hoy en día se usen en numerosas aplicaciones:

Aplicaciones de la red: integración de energías renovables, mejora de la calidad de red (FACTS y STATCOM), transmisión en alta tensión de continua HVDC...

Industriales: accionamientos para bombas, ventiladores, trenes de laminación, calentamiento por inducción, rectificadores, máquinas de imprenta, grúas, elevadores, robots, tratamientos térmicos, procesos electroquímicos...

Tracción: tracción ferroviaria, propulsión marina, vehículo eléctrico...

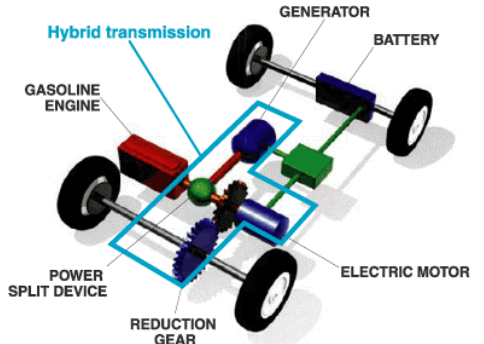


Figura II: Vehículo Híbrido

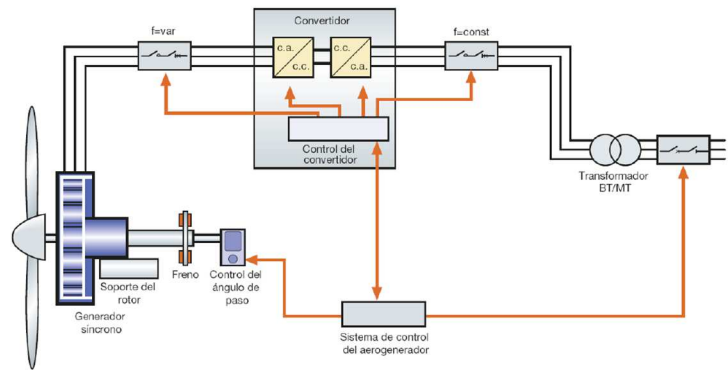


Figura III: Generador Eólico Asíncrono Full Converter

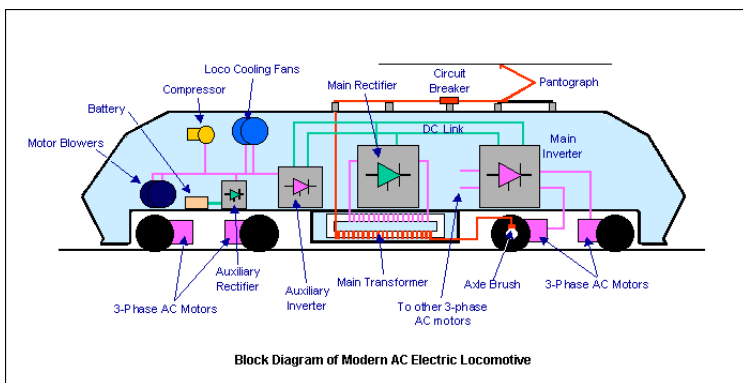


Figura IV: Tracción Eléctrica

**Clasificación de los convertidores de electrónicos de potencia:**

Una primera clasificación de los convertidores de potencia puede realizarse en base a la forma de la tensión de la fuente de energía y de la carga.

**Partiendo de una fuente de tensión alterna:**

- Convertidores de alterna a alterna o reguladores de alterna.



Figura V: Regulador

*Aplicaciones:*

Control de temperatura

Control de iluminación

Control de velocidad de motores (arrancadores estáticos)

Máquinas de soldar eléctricas

Compensadores estáticos de potencia reactiva

Estabilizadores de tensión

Cicloconvertidores

- Convertidores de alterna a continua o rectificadores

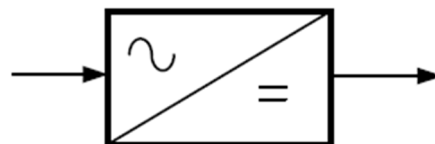


Figura VI: Rectificador

*Aplicaciones:*

Fuentes de alimentación de circuitos electrónicos alimentados desde red.

Reguladores de velocidad para motores de c.c.

Cargadores de baterías

Recubrimiento electrolítico

Excitación de alternadores

Transporte en corriente continua

### Partiendo de una fuente de tensión continúa:

- Convertidores de continua a continua o troceadores

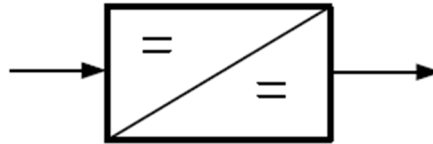


Figura VII: Troceador

#### Aplicaciones:

Regulación de velocidad de un motor de c.c. a partir de una batería o bien una catenaria de c.c.  
 Vehículos eléctricos  
 Estabilizadores conmutados

- Convertidores de continua a alterna. Onduladores autónomos o inversores

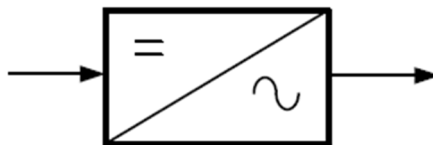


Figura VIII: Inversor

#### Aplicaciones:

Alimentación de receptores domésticos a partir de la energía de un acumulador.  
 Energía fotovoltaica  
 Vehículos eléctricos  
 Variadores de velocidad

-Existen también combinaciones de estos bloques que forman sistemas complejos de conversión

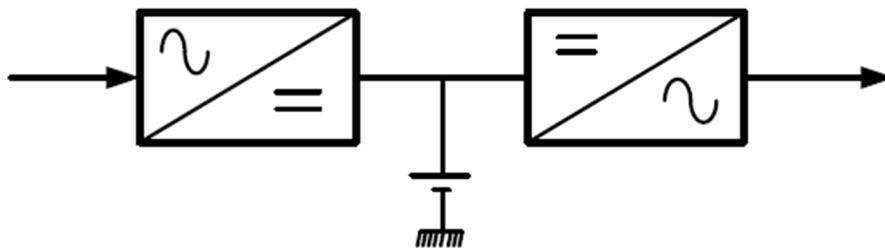


Figura IX: Sistemas de alimentación interrumpida (SAI)

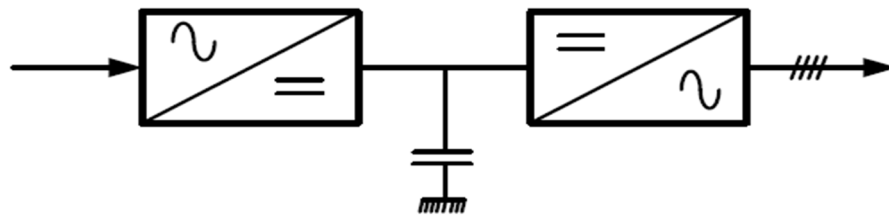


Figura X: Variador de velocidad para motores de c.a.

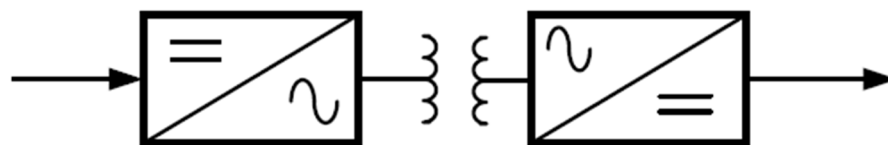


Figura XI: Troceador elevador o reductor

## 1.2 Topologías Convertidores Multinivel

La introducción de equipos multinivel se debe a su mayor número de pasos que puede conseguir señales de onda (Sinusoidal) con menor distorsión armónica, principal problema que afecta a la calidad del sistema eléctrico.

En la siguiente figura podemos observar de forma básica la diferencia entre equipos de distintos niveles (representación de una única fase).

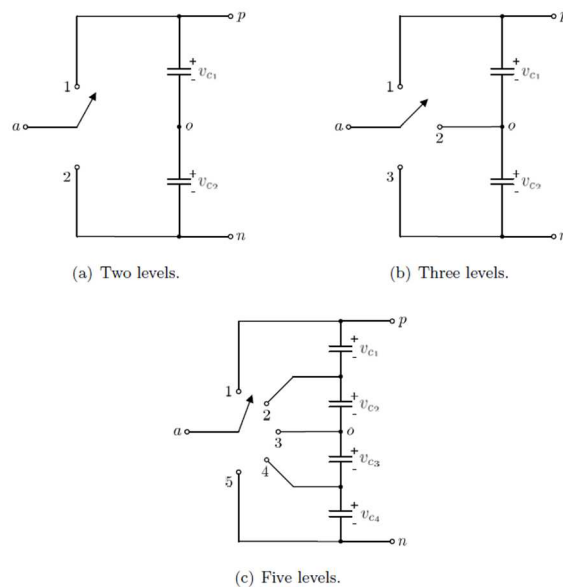


Figura XII: Representación conectores de distintos niveles

En este punto se analizarán las principales topologías multinivel que son objeto de mayor estudio en la actualidad así como sus ventajas e inconvenientes.

En la actualidad, la investigación y desarrollo de los convertidores multinivel se centra en tres topologías básicas:

- Convertidor con fijación por diodos (Diode-Clamped Converter)
- Convertidor con capacidades flotantes (Flying-Capacitor Converter)
- Convertidor con conexión en cascada de puentes monofásicos (Cascaded Full-Bridge Converter)

No obstante, existen otras topologías que despiertan menor interés, siendo en algunos casos variantes de las anteriores:

- 1) Convertidor asimétrico híbrido
- 2) Convertidor con puentes en cascada y fuentes CC/CC con aislamiento
- 3) Convertidor con topologías multinivel en cascada
- 4) Convertidor con conmutación suave
- 5) Rectificador elevador de tres niveles/Convertidor matricial
- 6) Inversores acoplados por transformador
- 7) Convertidor Diode/Capacitor-Clamped
- 8) Convertidor New Diode-Clamped
- 9) Convertidor multinivel generalizado

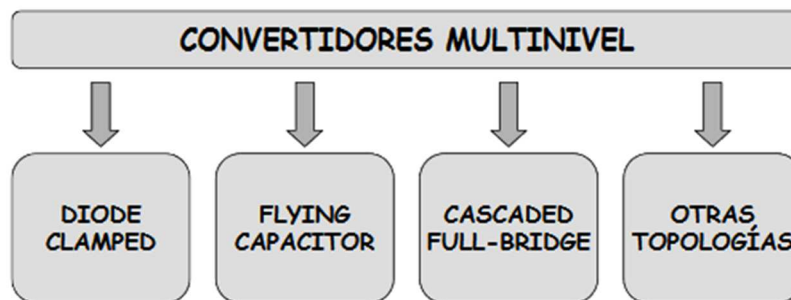


Figura XIII: Clasificación de convertidores multinivel

## 1.2.1 Convertidor Diode-Clamped

Este es el convertidor presentado por Nabae [1] en 1980, también conocido como Neutral-Point-Clamped Converter (NPC), y que puede considerarse como el origen de la conversión multinivel reciente.

Este convertidor ha sido, hasta el momento, el más ampliamente estudiado y aplicado del conjunto de los convertidores multinivel.

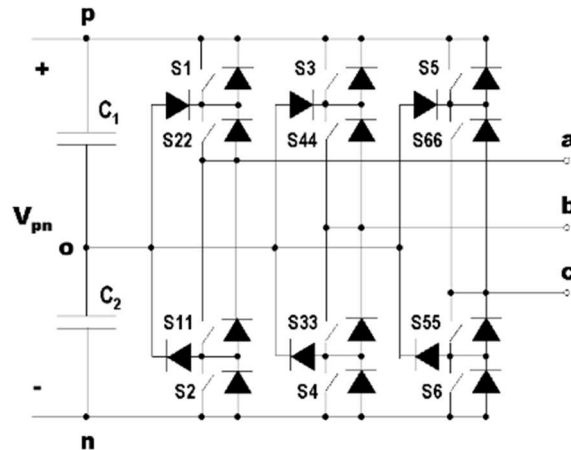


Figura XIV: Convertidor trifásico Diode-Clamped de tres niveles

En este circuito, la tensión del bus de continua  $V_{pn}$  se divide mediante dos capacidades, donde el punto medio 'o' suele definirse también como el punto neutro del bus de continua (neutral point). La tensión de salida para cada fase ( $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$ ,  $v_{co}$ ) puede tomar tres niveles diferentes:  $V_{pn}/2$ , 0 y  $-V_{pn}/2$ . La Tabla I muestra, a modo de ejemplo, el accionamiento adecuado de los interruptores para obtener los tres niveles en la tensión de salida  $v_{ao}$ , fácilmente extensible a las tensiones  $v_{bo}$  y  $v_{co}$ , resultado ilustrado en la Figura XV. En cada rama se encuentran dos pares complementarios, definiendo como tal aquel par de interruptores que, estando uno cerrado, obliga al otro a estar abierto. Para este convertidor, son pares complementarios S1-S11 y S22-S2.

Interruptores conectados	Tensión $v_{ao}$
S1-S22	$V_{pn}/2$
S22-S11	0
S11-S2	$-V_{pn}/2$

Tabla I: Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor Diode-Clamped



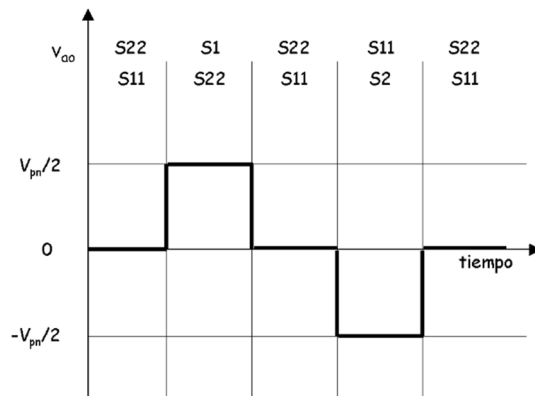


Figura XV: Tensión de salida  $v_{ao}$  en función de los interruptores conectados para el convertidor Diode-Clamped de tres niveles.

Los diodos conectados al punto medio del bus de continua 'o' son el elemento clave que diferencia este circuito de un inversor convencional, siendo su función la de fijar (clamp) las tensiones de bloqueo de los interruptores a una fracción de la tensión del bus de continua, es decir, a la tensión de una capacidad,  $V_{pn}/2$  en este caso. Los diodos de fijación también deben bloquear la misma tensión, en este convertidor. Por otro lado, la tensión de salida analizada  $v_{ao}$  es alterna, ver *Figura XV*. No obstante, si se considera como tensión de salida la existente entre fase y negativo 'n', por ejemplo  $v_{an}$ , se obtienen tres niveles de tensión positivos ( $V_{pn}$ ,  $V_{pn}/2$ , 0), y el convertidor trabaja como convertidor CC/CC.

En una aplicación de continua, la corriente de salida es unidireccional, y no es posible mantener equilibrado el punto medio del bus de continua si se emplea una sola rama, de aquí que esta topología no sea viable para la conversión CC/CC, a menos que se empleen dos ramas.

Esta topología puede extenderse a un mayor número de niveles. La *Figura XVI* muestra una rama de un convertidor Diode-Clamped de cinco niveles.

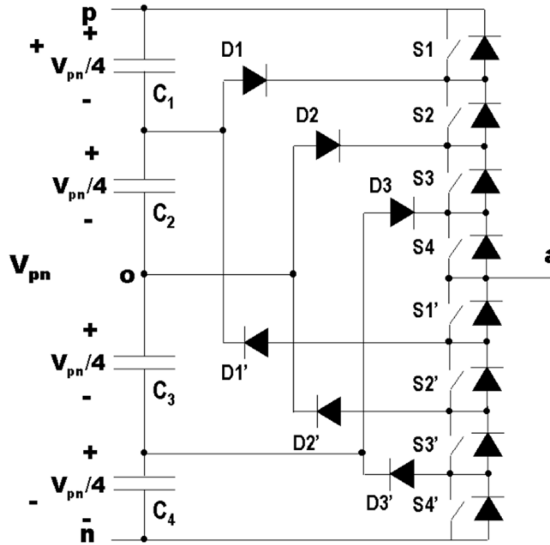


Figura XVI: Rama de un convertidor Diode-Clamped de cinco niveles

En el convertidor Diode-Clamped de cinco niveles, la tensión del bus de continua se reparte en las cuatro capacidades C1, C2, C3 y C4, siendo el valor de la tensión de cada capacidad y la tensión de bloqueo de cada interruptor igual a  $V_{pn}/4$ . La *Tabla II* muestra las combinaciones de los interruptores que deben emplearse para obtener los cinco niveles de tensión de salida  $v_{ao}$ , ilustrados en la *Figura XVII*, donde se sintetiza una forma de onda escalonada. Para el convertidor de cinco niveles, los pares complementarios son S1-S1', S2-S2', S3-S3' y S4-S4'.

Interruptores conectados	Tensión $v_{ao}$
S1-S2-S3-S4	$V_{pn}/2$
S2-S3-S4-S1'	$V_{pn}/4$
S3-S4-S1'-S2	0
S4-S1'-S2'-S3'	$-V_{pn}/4$
S1'-S2'-S3'-S4'	$-V_{pn}/2$

Tabla II: Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en el convertidor Diode-Clamped

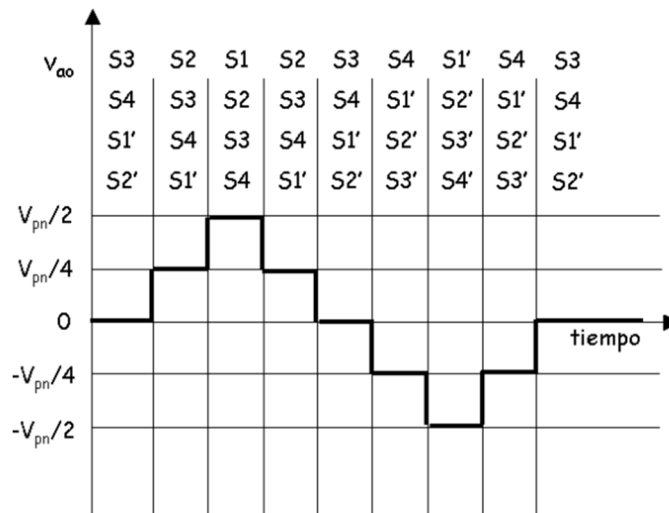


Figura XVII: Tensión de salida  $v_{ao}$  en función de los interruptores conectados para el convertidor Diode-Clamped de cinco niveles

En los convertidores Diode-Clamped de más de tres niveles, debe prestarse atención a la tensión de bloqueo de los diodos de fijación. Tomando como referencia la *Figura XVI*, cuando están activados los interruptores  $\{S1-S2-S3-S4\}$ , es fácil comprobar que D3 debe bloquear la tensión de tres capacidades ( $3V_{pn}/4$ ), mientras que el diodo D2 necesita bloquear  $2V_{pn}/4$ , y D1 debe bloquear  $V_{pn}/4$ . Análogamente, cuando se activan  $\{S1'-S2'-S3'-S4'\}$ , es necesario que D1', D2', D3' bloqueen  $3V_{pn}/4$ ,  $2V_{pn}/4$ ,  $V_{pn}/4$ , respectivamente. Suponiendo que la tensión de bloqueo de cada diodo es igual a la del interruptor, en aquellas posiciones donde el diodo debe bloquear mayor tensión que la tensión de una capacidad, será necesario asociar diodos en serie, incrementando el número total de diodos del convertidor. En el caso analizado, en las posiciones D3, D1' debería montarse una asociación serie de tres diodos, mientras que en las posiciones D2 y D2' sería suficiente asociar dos diodos en serie. En cada asociación serie de diodos es conveniente incorporar una red de equilibrado estático y dinámico. Una vez estudiados los convertidores Diode-Clamped de tres y cinco niveles, la extensión a  $n$  niveles es obvia.

Las ventajas de la topología Diode-Clamped son:

- La tensión de bloqueo de los interruptores es la tensión de una capacidad de entrada,  $V_{pn}/(n-1)$  en el caso de  $n$  niveles.
- El número de capacidades requeridas es pequeño en comparación con otras topologías multinivel. Este punto es especialmente interesante dado que son los componentes reactivos los que suponen un mayor coste en el convertidor.
- Se pueden conectar directamente a un bus de continua, sin necesidad de crear otros buses adicionales.
  - No requiere transformadores.
  - Cambio de un estado a otro accionando un solo interruptor

Por otro lado, los inconvenientes son:

- Se requiere que los diodos de fijación (clamping diodes) sean de recuperación rápida y capaces de conducir la corriente nominal del convertidor, además de estar sometidos a una recuperación inversa exigente. Todos estos requisitos deben considerarse seriamente en el diseño del convertidor. Así mismo, los interruptores internos de cada rama pueden llegar a soportar puntas de tensión en el instante de la conmutación, provocadas por las inductancias parásitas.
- En topologías de más de tres niveles, los diodos de fijación requieren bloquear diferente tensión, en función de su posición en el convertidor, siendo la tensión máxima de bloqueo  $V_{pn} \cdot (n-2)/(n-1)$ , haciendo necesaria la asociación serie de diodos o el uso de diodos de mayor tensión. Si se emplean diodos con la misma capacidad de bloqueo que los interruptores del convertidor ( $V_{pn}/(n-1)$ ), se requieren  $(n-1) \cdot (n-2)$  diodos por fase. Por tanto, el número de diodos de fijación aumenta de forma cuadrática con el número de niveles, complicando el diseño, incrementando coste y disminuyendo la fiabilidad del convertidor. Si el número de niveles es grande, el número de diodos requeridos puede llegar a impedir la realización física del convertidor, además de incrementar inductancias parásitas y coste. De aquí que el número de niveles se extienda como mucho hasta siete o nueve en la práctica.
- Es necesario que las tensiones de las capacidades se mantengan equilibradas en cualquier punto de trabajo, complicando el sistema de control del convertidor. El equilibrado de las capacidades se dificulta conforme se incrementa el número de niveles, incluso puede ser imposible en algunas condiciones de operación.

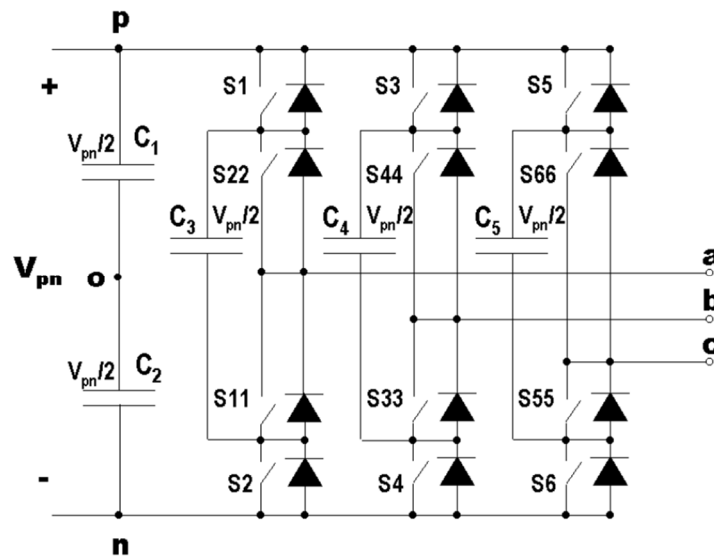
A la vista de las ventajas e inconvenientes de los convertidores

Diode-Clamped, se observa que la topología de tres niveles (Neutral-Point-Clamped–NPC–) reúne todas las ventajas mencionadas y no presenta aquellos inconvenientes que aparecen al tener más de tres niveles.

Para pasar de dos a tres niveles, sólo es necesario añadir dos diodos de fijación por fase, además de presentar un diseño mecánico simple, a diferencia de convertidores de más niveles. Por esta razón, la topología NPC ha sido la más extensamente estudiada y aplicada. No obstante, se pueden encontrar montajes de varios niveles funcionando comercialmente.

## 1.2.2 Convertidor Flying-Capacitor

El convertidor Flying-Capacitor fue presentado en 1992 por Meynard y Foch [2], también conocido con otros nombres: Floating-Capacitor Converter, Capacitor-Clamped Converter o Imbricated-Cell Converter. La *Figura XVIII* muestra un convertidor trifásico Flying-Capacitor de tres niveles. La función de las capacidades flotantes  $C_3$ ,  $C_4$  y  $C_5$  consiste en fijar la tensión de bloqueo de los interruptores a la tensión de una capacidad. Para el convertidor de la *Figura XVIII*, la tensión de cualquier capacidad es  $V_{pn}/2$ , por tanto la tensión de bloqueo de los interruptores es la mitad de la tensión del bus de continua  $V_{pn}$ .



*Figura XVIII: Convertidor trifásico Flying-Capacitor de tres niveles*

La tensión de salida ( $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$ ,  $v_{co}$ ) presenta tres niveles de tensión ( $V_{pn}/2$ ,  $0$ ,  $-V_{pn}/2$ ), siendo el escalonado idéntico al mostrado en la *Figura XV* para el convertidor Diode-Clamped.

Analizando la fase 'a', la *Tabla III* muestra la tensión de salida  $v_{ao}$  obtenida en función de los interruptores conectados, donde se tienen dos combinaciones posibles para obtener el nivel de salida  $0$  ( $S_1$ - $S_{11}$  y  $S_{22}$ - $S_2$ ). Son pares complementarios  $S_1$ - $S_2$  y  $S_{22}$ - $S_{11}$ . Considerando que la fase entrega corriente a la carga, es fácil observar que la capacidad flotante  $C_3$  se carga cuando se activan  $S_1$ - $S_{11}$  y se descarga cuando se activan  $S_{22}$ - $S_2$  y viceversa si la carga retorna corriente. Por otro lado, asumiendo que la tensión de las capacidades flotantes es  $V_{pn}/2$ , la tensión de bloqueo de los interruptores queda fijada a  $V_{pn}/2$ . La tensión de las capacidades flotantes se mantiene constante escogiendo apropiadamente la combinación de interruptores correspondiente al nivel  $0$  de tensión de salida.

Interruptores conectados	Tensión vao
S1-S22	$V_{pn}/2$
S1-S11 o S22-S2	0
S11-S2	$-V_{pn}/2$

Tabla III: Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor Flying-Capacitor

La Figura XIX presenta una rama de un convertidor Flying-Capacitor de cinco niveles. Para sintetizar la tensión de salida, el convertidor Flying-Capacitor tiene un mayor número de combinaciones que el convertidor Diode-Clamped, tal como muestra la Tabla IV. En este caso, son pares complementarios S1-S4', S2-S3', S3-S2', S4-S1'.

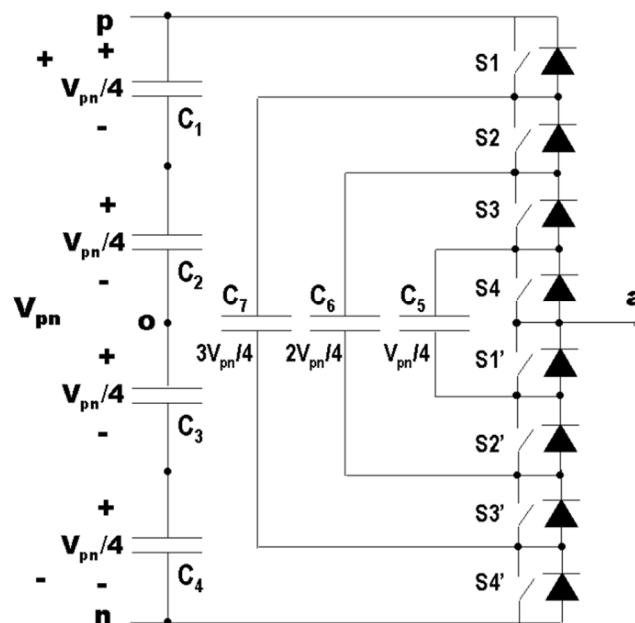


Figura XIX: Rama de un convertidor Flying-Capacitor de cinco niveles

Interruptores conectados	Tensión vao
S1-S2-S3-S4	$V_{pn}/2$
S1-S2-S3-S1' o S2-S3-S4-S4' o S1-S3-S4-S3'	$V_{pn}/4$
S1-S2-S1'-S2' o S3-S4-S3'-S4' o S1-S3-S1'-S3' o S1-S4-S2'-S3' o S2-S4-S2'-S4' o S2-S3-S1'-S4'	0
S1-S1'-S2'-S3' o S4-S2'-S3'-S4' o S3-S1'-S3'-S4'	$-V_{pn}/4$
S1'-S2'-S3'-S4'	$-V_{pn}/2$

Tabla IV: Rama de un convertidor Flying-Capacitor de cinco niveles

En el funcionamiento normal del convertidor, las capacidades C1, C2, C3, C4 y C5 están cargadas a una tensión  $V_{pn}/4$ , mientras que C6 está cargada a  $V_{pn}/2$  y la tensión de C7 es  $3V_{pn}/4$ . Suponiendo que se dispone de capacidades de tensión nominal  $V_{pn}/4$ , en las posiciones C6 y C7 deberían emplearse dos y tres capacidades en serie respectivamente. Ello supone un incremento en el número total de capacidades a emplear. Por otro lado, el equilibrado de las capacidades C5, C6 y C7 se consigue escogiendo la combinación de interruptores apropiada entre las posibles de la Tabla IV, de forma similar a la propuesta descrita para el convertidor de la Figura XVIII.

#### Ventajas del convertidor Flying-Capacitor:

- Debido a la presencia de las capacidades flotantes, la tensión de bloqueo de los interruptores es  $V_{pn}/(n-1)$ , igual que en el convertidor Diode-Clamped.
- No hay diodos de fijación en el convertidor, eliminando la problemática asociada a estos diodos.
- El control de la tensión de las capacidades flotantes se realiza mediante el uso apropiado de los estados redundantes del convertidor. Algunas transiciones entre estados obligan a conmutar más de un interruptor a la vez (incluso hasta cuatro conmutaciones), y es preferible evitarlas siempre y cuando el equilibrado de las tensiones de las capacidades lo permita.
- Puede emplearse como convertidor CC/CC, sin que el equilibrado de las tensiones de las capacidades sea un problema gracias a los estados redundantes, aun con corriente unidireccional.
- El equilibrado de las capacidades flotantes puede ser abordado de forma independiente para cada rama del convertidor, mientras que en el convertidor Diode-Clamped debe considerarse para el sistema trifásico completo.

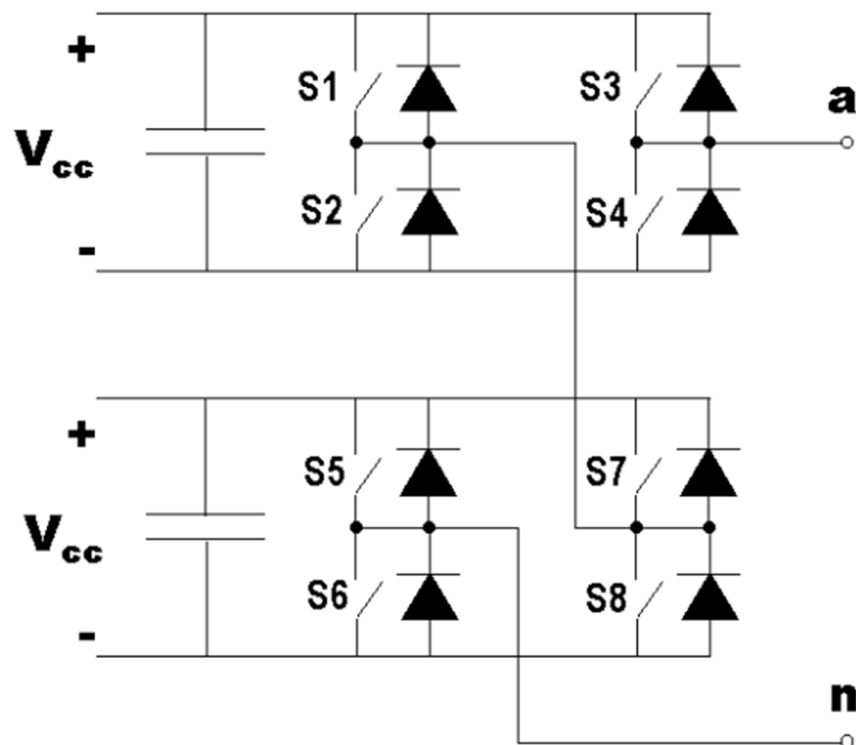
### Inconvenientes del convertidor Flying-Capacitor:

- Emplea un número elevado de capacidades. La corriente que circula a través de todas las capacidades flotantes es la misma, por tanto los condensadores deberían tener el mismo valor capacitivo para mantener valores similares de tensión de rizado. Si se emplean en el convertidor capacidades de la misma tensión nominal  $V/(n-1)$ , el número de capacidades flotantes por fase es  $(n-1)*(n-2)/2$ , a las que hay que sumar  $(n-1)$  capacidades del bus de continua, lo que supone un mayor volumen y coste del convertidor.
- Las capacidades flotantes deben soportar la corriente de carga, por tanto deben seleccionarse adecuadamente, con objeto de no generar excesivas pérdidas y para no condicionar la corriente máxima del convertidor.
- Debe definirse un procedimiento inicial de carga de las capacidades flotantes.
- Existe un peligro de potencial resonancia a causa de las capacidades del sistema.
- Si la tensión del bus de continua aumenta rápidamente, las capacidades flotantes tardan un tiempo en alcanzar las tensiones normales de funcionamiento y los interruptores superior e inferior de cada rama bloquean una tensión mayor que la prevista durante este tiempo, unido a una distorsión significativa de la tensión de salida. Ello supone un importante obstáculo para la aplicación comercial de este convertidor, especialmente en sistemas de generación distribuida (sistemas eólicos o fotovoltaicos), donde se producen variaciones rápidas de la potencia transmitida.



### 1.2.3 Convertidor Cascaded Full-Bridge

Esta topología se basa en la conexión de inversores monofásicos con fuentes de continua separadas. Una de sus primeras aplicaciones fue la estabilización de plasma, trabajo publicado por Marchesoni en 1988 [3]. La *Figura XX* muestra una rama de un convertidor Cascaded Full-Bridge de cinco niveles, realizada mediante la asociación serie de dos etapas en puente.

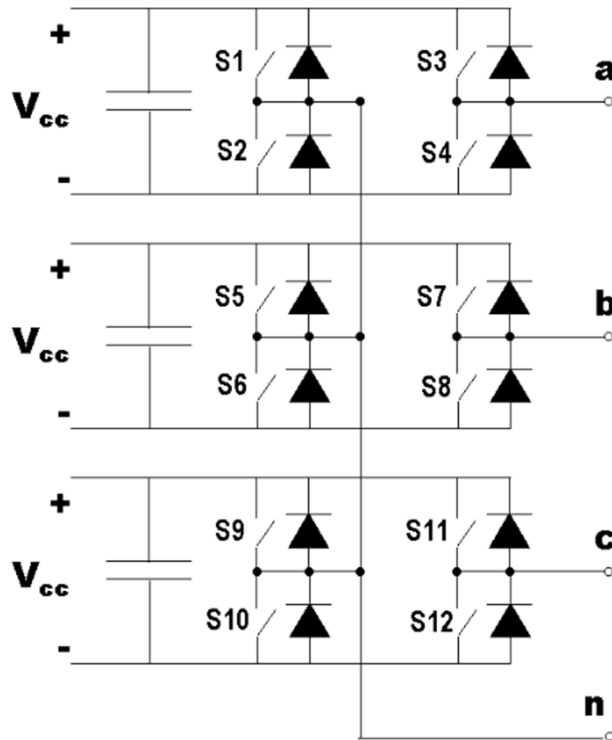


*Figura XX: Rama de un convertidor Cascaded Full-Bridge de cinco niveles*

Cada puente puede generar tres tensiones de salida diferentes:  $+V_{cc}$ , 0 y  $-V_{cc}$ . La tensión de fase resultante se sintetiza por la suma de las tensiones generadas por cada puente. Por tanto, la tensión de salida van puede tomar cinco valores distintos:  $+2V_{cc}$ ,  $+V_{cc}$ , 0,  $-V_{cc}$ ,  $-2V_{cc}$ .

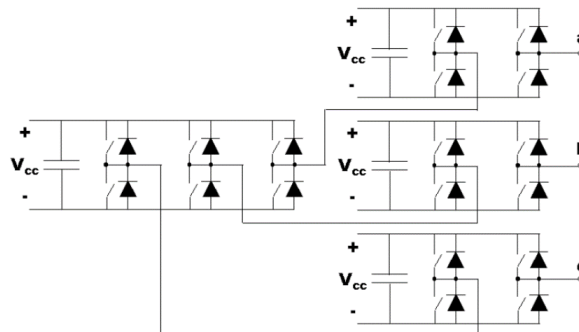
Las tensiones continuas de entrada deben estar aisladas entre ellas, obteniéndose normalmente a través de un transformador con secundarios aislados o transformadores independientes, acompañados de su respectivo rectificador a diodos. No obstante, en aplicaciones de filtrado activo o corrección del factor de potencia, las fuentes de continua se pueden sustituir por capacidades; en vehículos eléctricos, se pueden emplear baterías y en aplicaciones de almacenamiento de energía se pueden emplear pilas de combustible o bobinas superconductoras. En aplicaciones de energía solar fotovoltaica, la fuente de continua representaría los paneles solares. En estos casos se simplifica la estructura del convertidor y se rebaja el coste al prescindir

del transformador. Por otro lado, se puede sustituir el rectificador a diodos por un puente de IGBTs conmutando a alta frecuencia, habilitando así la posibilidad de un flujo de potencia bidireccional. La *Figura XXI* presenta un convertidor Cascaded Full-Bridge trifásico de tres niveles. En este caso sólo es necesario emplear un puente por fase. El valor de la tensión de cada fase ( $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$ ) puede ser  $+V_{cc}$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}$ .



*Figura XXI: Convertidor Cascaded Full-Bridge de tres niveles conectado en estrella*

Tal como se ha planteado el convertidor, el número de niveles que se obtiene es impar. Si se desea obtener un número par de niveles, debe añadirse una rama de dos niveles a cada una de las fases del convertidor. Un ejemplo se ilustra la *Figura XXII*, donde a un convertidor trifásico de tres niveles se ha añadido una rama de dos niveles por fase para obtener cuatro niveles.



*Figura XXII: Convertidor Cascaded Full-Bridge de cuatro niveles*

Los convertidores Cascaded Full-Bridge presentan las siguientes ventajas:

- Al estar constituidos por asociación de etapas en puente, la construcción puede ser modular, rebajando complejidad del montaje y costes. En consecuencia, el número de niveles se puede incrementar fácilmente añadiendo nuevas etapas iguales, sin necesidad de incorporar nuevos componentes. Además, la modularidad facilita el mantenimiento del sistema.
- Requieren menor número de componentes que otras topologías multinivel para alcanzar el mismo número de niveles. No necesitan diodos de fijación o capacidades flotantes.
- La topología es tolerante a fallos, puesto que el convertidor puede continuar funcionando con un menor nivel de tensión aunque una de sus etapas esté cortocircuitada.
- El sistema de control no debe velar por el equilibrado de las capacidades del convertidor, simplificando su realización. Deben exceptuarse aquellos casos en que las fuentes de continua se sustituyen por capacidades, por ejemplo en aplicaciones de corrección del factor de potencia o filtrado activo.

Los inconvenientes se centran en los siguientes puntos:

- Se requieren fuentes de continua aisladas para cada etapa en puente. Por tanto, será necesario emplear un transformador con múltiples secundarios o bien múltiples transformadores independientes para cumplir este requisito, provistos de sus correspondientes rectificadores para suministrar la tensión continua. Si bien se pueden cancelar determinados armónicos del lado de la red mediante la elección apropiada de los grupos horarios de los secundarios, los transformadores con múltiples secundarios aislados presentan inconvenientes que impiden su más amplia implantación.
- Las características del transformador hace que el coste del convertidor se incremente de forma notable.
- La conexión de las fuentes de entrada aisladas entre dos convertidores en los montajes tipo CA/CC/CA bidireccionales (back-to-back) no es posible ya que se produce un cortocircuito, a menos que los convertidores conmuten sincronamente.

## 1.2.4 Otras topologías

### 1.2.4.1 Convertidor multinivel asimétrico híbrido.

En los convertidores con puentes en cascada, las tensiones de entrada de cada puente se consideran iguales. Sin embargo, una manera muy simple de aumentar el número de valores de tensión de salida sin añadir nuevos componentes consiste en disponer de fuentes de entrada asimétricas, con diferentes niveles de tensión.

Por ejemplo, para el convertidor de la *Figura XXI*, si las fuentes de continua de entrada presentan niveles  $V_{cc}$  y  $2V_{cc}$ , se obtiene un convertidor de siete niveles, donde la tensión de salida puede tomar siete valores distintos:  $+3V_{cc}$ ,  $+2V_{cc}$ ,  $+V_{cc}$ ,  $0$ ,  $-V_{cc}$ ,  $-2V_{cc}$ ,  $-3V_{cc}$ . Además, pueden emplearse diferentes interruptores para cada puente, de mayor (menor) tensión y menor (mayor) frecuencia de conmutación para el puente de mayor (menor) tensión, siendo los interruptores rápidos los que definen la frecuencia de conmutación de la tensión de salida, resultando en un circuito híbrido.

### 1.2.4.2 Convertidor con puentes en cascada y fuentes CC/CC con aislamiento.

Schibli, Nguyen y Rufer proponen en una variante de la topología Cascaded Full-Bridge, donde las fuentes de entrada aisladas se obtienen a partir de una única fuente de continua, seguido de un convertidor CC/CC con aislamiento con alta frecuencia de conmutación. De esta manera, el aislamiento lo suministra el convertidor CC/CC y se puede prescindir de los transformadores de baja frecuencia, reduciendo significativamente el peso y volumen del convertidor.

### 1.2.4.3 Convertidor con topologías multinivel en cascada.

En aplicaciones de alta tensión y potencia, es posible adoptar las topologías Diode-Clamped o Flying-Capacitor para reemplazar las etapas en puente en el convertidor Cascaded Full-Bridge. Con ello, se consigue reducir el número de fuentes de entrada aisladas. Por ejemplo, un convertidor Cascaded Full-Bridge de nueve niveles necesita cuatro fuentes independientes, pero si se reemplaza cada puente por una topología Diode-Clamped o Flying-Capacitor, solo se requieren dos fuentes, tal como muestra la *Figura XXIII*.

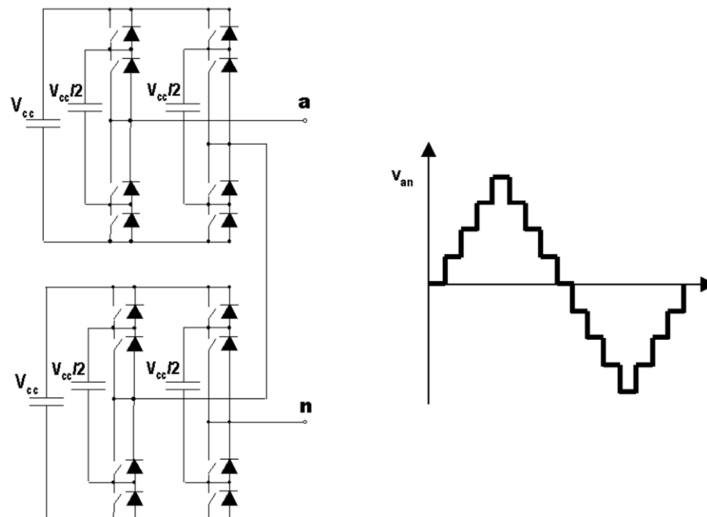


Figura XXIII: Convertidor de nueve niveles por asociación en cascada de dos convertidores Flying-Capacitor de dos ramas

#### 1.2.4.4 Convertidor con conmutación suave.

Existen numerosas maneras de conseguir la conmutación suave en los diferentes convertidores multinivel, con objeto de reducir las pérdidas en conmutación y aumentar el rendimiento. En los convertidores en cascada, cada etapa está constituida por un puente de dos niveles, por tanto la conmutación suave se realiza igual que en un inversor convencional. En cambio, para las topologías Diode-Clamped y Flying-Capacitor, el circuito de conmutación suave se puede realizar de diferentes maneras, incrementando el número de componentes y la complejidad del circuito.

#### 1.2.4.5 Rectificador elevador de tres niveles/Convertidor matricial.

Este convertidor toma como base el rectificador a diodos convencional, donde se han añadido dos interruptores por rama para obtener una salida de continua de tres niveles, ver *Figura XXIV*.

La corriente absorbida de la red es casi senoidal y se puede controlar el factor de potencia de entrada. Sin embargo, el flujo de potencia activa es unidireccional, lo que representa una importante limitación, además del problema del equilibrado del punto medio del bus de continua. Zhao, Li y Lipo proponen este rectificador como un sustituto del rectificador a tiristores, con objeto de disminuir el contenido armónico inyectado en la red y mejorar el factor de potencia. Milanović y Mihalič, abordando el estudio desde la perspectiva del convertidor matricial en, obtienen la misma estructura de la *Figura XXIV*.

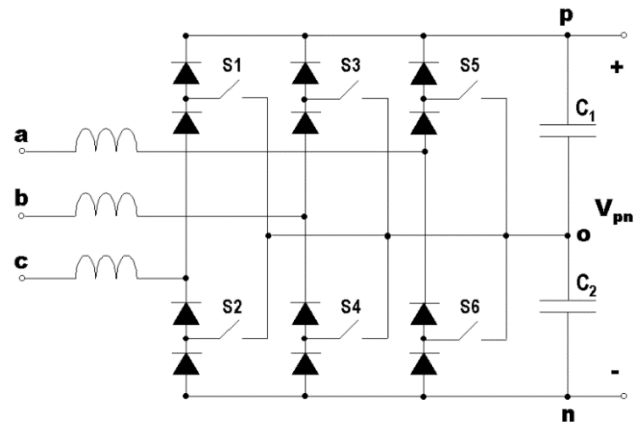


Figura XXIV: Rectificador elevador de tres niveles

### 1.2.4.6 Inversores acoplados por transformador.

En este tipo de convertidor, la salida de cada inversor se entrega al primario de un transformador, cuyos secundarios se asocian en serie, ver *Figura XXV*. Con un decalado adecuado de las tensiones de salida de los inversores, se consigue una salida multinivel aplicada a la carga. En el esquema de la *Figura XXV*, la fuente de entrada puede ser común para las dos etapas en puente, no es necesario que las fuentes de continua de entrada de cada etapa estén aisladas, puesto que no existe riesgo de cortocircuito al estar aisladas las salidas mediante el transformador. Conforme aumenta el número de niveles, se requiere un transformador con más devanados, presentando el mismo inconveniente que los convertidores con puentes en cascada. Esta idea se hace extensible a inversores trifásicos.

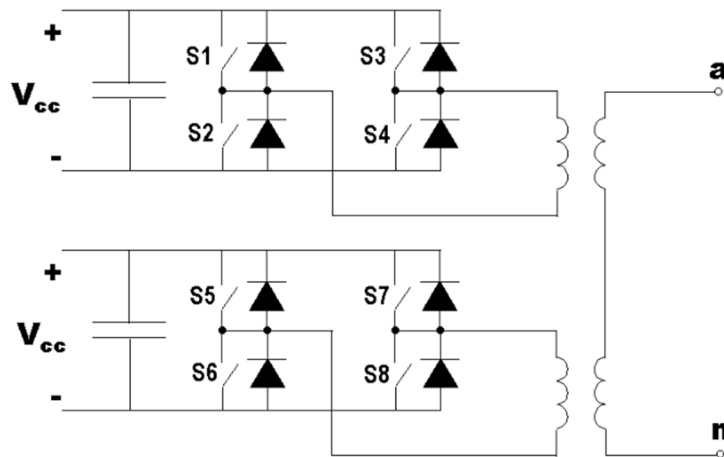
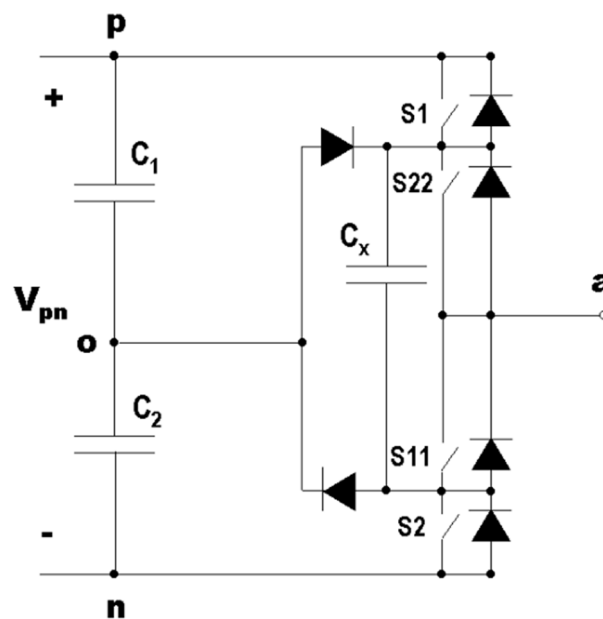


Figura XXV: Inversores acoplados por transformador

### 1.2.4.7 Convertidor Diode/Capacitor-Clamped.

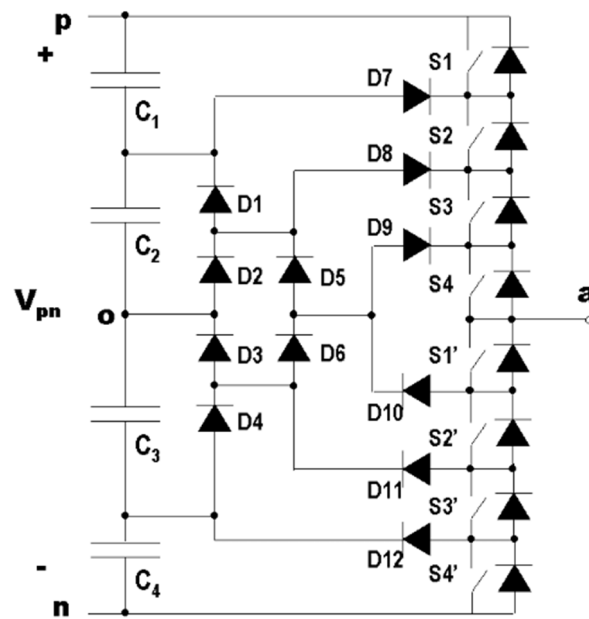
La *Figura XXVI* muestra una rama de la topología presentada por Suh e Hyun [4], basada en la topología Diode-Clamped, donde se incorpora una capacidad flotante conectada entre los diodos de fijación. El objetivo de esta capacidad es reducir las puntas de tensión en los interruptores durante las conmutaciones causadas por las inductancias parásitas. Además, la incorporación de esta capacidad flotante resulta beneficiosa para el equilibrado del punto medio del bus de continua en el caso de tres niveles. No obstante, parece que la adición de la capacidad no queda suficientemente justificada con las ventajas mencionadas, a tenor del poco interés despertado por esta topología entre la comunidad científica.



*Figura XXVI: Rama del convertidor Diode/Capacitor-Clamped de tres niveles*

### 1.2.4.8 Convertidor New Diode-Clamped.

Otra variante de la topología Diode-Clamped es la presentada por Yuan y Barbi [5], en la que los diodos de fijación se conectan de forma diferente al convertidor Diode-Clamped convencional, ver *Figura XXVII*. Con ello, se consigue que los diodos de fijación bloqueen todos a la misma tensión, evitando la necesaria conexión serie de diodos del convertidor Diode-Clamped convencional al aumentar el número de niveles.

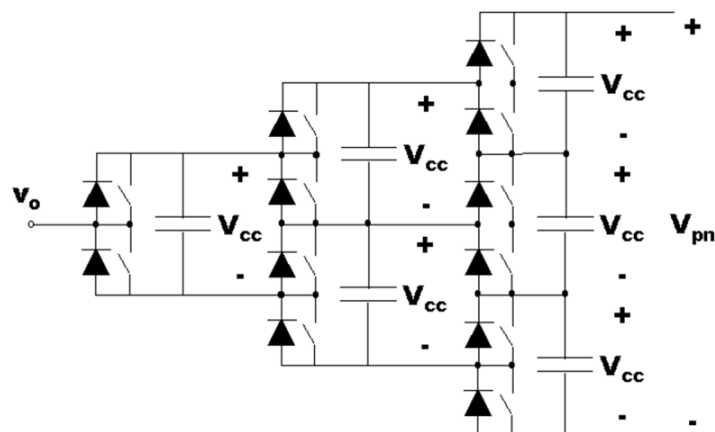


*Figura XXVII: Rama del convertidor New Diode-Clamped de cinco niveles*



### 1.2.4.9 Convertidor multinivel generalizado.

Esta topología, presentada por Peng en 2001, pretende ser una generalización de las estructuras multinivel, de forma que los convertidores Diode-Clamped y Flying-Capacitor se pueden derivar de la topología generalizada. En este convertidor, el equilibrado de las tensiones de las capacidades se puede conseguir independientemente de las características de la carga, el modo de trabajo del convertidor o el número de niveles, sin necesidad de circuitos auxiliares. En la *Figura XXVIII* se muestra una rama de un convertidor generalizado de cuatro niveles. Se observa que la topología se extiende a  $n$  niveles asociando en forma piramidal la etapa básica constituida por dos interruptores con sus respectivos diodos en antiparalelo y una capacidad. En este convertidor, se requieren  $n*(n-1)$  interruptores y  $n*(n-1)/2$  capacidades, lo que puede suponer un inconveniente para un número elevado de niveles. Una explicación más detallada del funcionamiento del convertidor se encuentra en.



*Figura XXVIII: Rama de un convertidor generalizado de cuatro niveles*

### 1.2.5 Comparación entre topologías

La selección de la topología multinivel más adecuada para cada aplicación no es obvia, hasta ahora es un reto no resuelto en la literatura. La *Tabla V* muestra, de forma resumida y compacta, las principales básicas para un convertidor de  $n$  niveles.

CONCEPTO	TOPOLOGÍAS		
	Diode-Clamped	Flying-Capacitor	Cascaded Full-Bridge
Interruptores con diodos en antiparalelo	$6*(n-1)$	$6*(n-1)$	$6*(n-1)$
Diodos independientes con posibles tensiones de bloqueo diferentes	$6*(n-1)$	0	0
Número real de diodos independientes(1)	$3*(n-1)*(n-2)$	0	0
Capacidades con posibles diferentes tensiones	$n-1$	$3*n-5$	$(3n/2)-1.5$ { n impar } $(3n/2)-2$ { n par }
Número real de capacidades (2)	$n-1$	$(n-1)+((n-1)*(n-2))/2$	$(3n/2)-1.5$ { n impar } $(3n/2)-2$ { n par }
Tensiones de bloqueo de los interruptores	$V_{pn}/(n-1)$	$V_{pn}/(n-1)$	$V_{cc}$ {Tensión de entrada de una etapa}
Número de niveles de la tensión compuesta de salida	$2n-1$	$2n-1$	$2n-1$
Número de niveles de la tensión simple de salida	$4n-3$	$4n-3$	$4n-3$

Tabla V: Comparación de características de las topologías multinivel básicas, con  $n$  niveles

(1): Asociación serie con misma tensión de bloqueo.

(2): Con igual tensión nominal.

### 1.3 Introducción Control MPC

El control MPC (Model Predictive Control) será el objeto de este proyecto implementando un control que obtenga mejores prestaciones que el control PI con modulación (PMW) suministrado.

En este método se intenta predecir el comportamiento futuro de las variables del sistema en un determinado período de tiempo.

Este sistema predice gracias a una función de coste, ya que las predicciones se evalúan sobre ésta, y se elige la secuencia que minimiza la función de coste. Cada período de muestreo el algoritmo se aplica, seleccionando solo el primer valor, el que da el resultado minimizando costes.

Algunas de las ventajas del método MPC para convertidores es que se pueden incluir limitaciones y ecuaciones no lineales. Al tener los convertidores un número determinado de estados de conmutación, la optimización MPC se simplifica y se reduce a predecir los posibles estados de conmutación. Así, cada predicción es evaluada en la función de coste que es la que ‘tomará’ la decisión del estado con el mínimo coste que se selecciona para ser generado. Este método es conocido como Finite Control Set MPC (FCS-MPC) y se aplica a convertidores de potencia y a aplicaciones de accionamiento.

El problema de control se puede definir como la determinación de una acción de control  $S(t)$  que lleva una variable del sistema  $x(t)$  al valor más próximo posible de referencia  $x^*(t)$ . Estos valores se toman periódicamente durante el período de muestreo  $T_s$ , con lo que se tienen valores muestreados periódicamente  $x(t_k)$  para un sistema finito de acciones de control  $n$ . En la *Figura XXIX* se observa como en cada instante de tiempo se van realizando los cálculos.

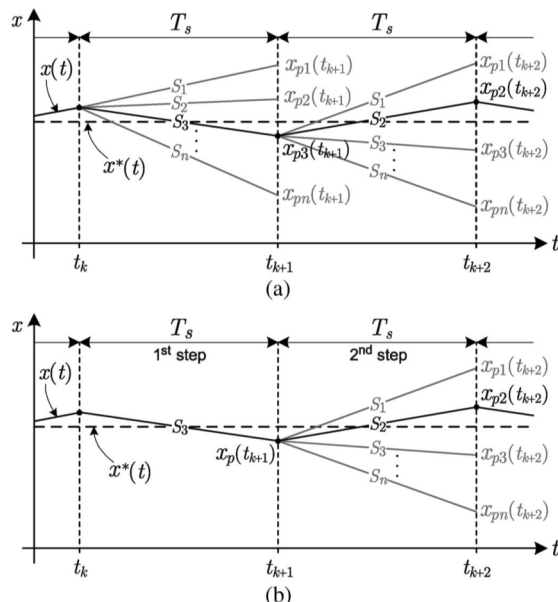


Figura XXIX: FCS-MPC principio de funcionamiento (a) Caso ideal teórico (b) Implementación real

Dado que las acciones de control son finitas  $S_i$  para  $i=1..n$ , se pueden evaluar conjuntamente con los valores medidos  $x(t_i)$  gracias a la función de predicción  $f_p$  que predice todos los posibles valores  $x_{pi}(t_{k+1})=f_p\{x(t_k), S_i\}$ . La función de predicción se obtiene del modelo discreto y los parámetros del sistema. Dado que para cada período de

muestreo habrá acciones de control, y se debe seleccionar solo una de ellas, se tomará la decisión gracias a una función de coste  $fg$ , que dependerá de la referencia dada y las predicciones:  $gi=fg(x^*(tk+1), xpi(tk+1))$ .

Hay que tener en cuenta que es necesario conocer el valor de referencia para el instante futuro  $x^*(tk+1)$ . Este valor puede suponerse conocido, e igual a  $x^*(tk)$ , ya que con un tiempo de muestreo lo suficientemente pequeño comparado con el comportamiento dinámico del convertidor, se pueden considerar la referencia constante en el tiempo de muestreo  $T_s$ .

Como ejemplo de función de coste, se puede tomar la función que minimice el error entre la predicción y el valor de referencia  $gi=|x^*(tk+1)-xpi(tk+1)|$ . De acuerdo con la figura, el valor que se predice es el que más cerca está de la referencia, así la acción de control Si se aplica en un instante anterior según lo que dicta esta función de coste.

Si en un tiempo  $tk$  se tiene una medida del valor  $x(tk)$  y la acción de control previa  $Sk$  y se conoce el modelo; se puede obtener el valor en el instante siguiente  $tk+1$ . A partir del valor predicho  $xp(tk+1)$ , el algoritmo propuesto, realiza para  $n$  posibles acciones de control, lo que en la segunda predicción se llega a una selección óptima de la acción de control  $S(tk+1)$ . Estas dos predicciones se realizan durante el primer periodo de muestreo y en  $t=tk+1$  se aplica la óptima acción de control que se selecciona  $S(tk+1)$ , mientras que se vuelve a medir  $x(tk+1)$  para realizar un nuevo paso del algoritmo. Para el primer paso solo existe una única predicción inicial, conocida antes de dar comienzo al algoritmo.

Con el método de control MPC se pueden controlar más de una variable, perturbaciones, saturaciones, restricciones, ya que cada característica que puede ser modelada y medida se puede incluir en el modelo y con una función de coste predictiva. Para modelos de convertidores de potencia que tienen los estados de conmutación limitados, este método resulta adecuado y fácil de poner en práctica, bastará con tener un modelo discreto del sistema.

FCS MPC utiliza un modelo de predicción completo del sistema, es decir, con las no linealidades incluidas. La retroalimentación que se ve limitada en los controladores tradicionales, en este caso se incluye en la función de coste, que no se ajusta solo a la magnitud del error de la variable que se controla.

$$g = |x^* - x| \quad (ec. 1.1)$$

$$g = |x^* - x|^2 \quad (ec. 1.2)$$

$$g = \frac{1}{T_s} \int^{T_s} (x^*(t) - x(t)) \quad (ec. 1.3)$$

Se pueden tener, como se observa en las ecuaciones (ec. 1.1, ec. 1.2, ec. 1.3), diferentes funciones de coste, dependiendo de la penalización del error que se desee. Por ejemplo, elevando al cuadrado el valor absoluto del error se penalizan los errores más grandes en comparación con los más pequeños, es decir, para moverse en torno a una referencia dada, puede ser más adecuado tomar esta forma de función de coste, ya que se desee seguir la referencia y reducir la amplitud del rizado. Estas formas (ec. 1) hacen un controlador más rápido. La parte negativa es que introduce frecuencias de conmutación mayores. Para ello, se puede tener otra forma de error (ec. 3), en la que se tiene en cuenta la predicción durante todo el tiempo de muestreo  $T_s$ , no solo el valor final como en los dos casos anteriores, por lo que el valor medio está más cerca de la referencia fijada o propuesta, con lo que el seguimiento se realiza de forma más precisa. Cabe destacar que por simplificada la forma de error más utilizada es la forma (ec. 1.1).

Las pérdidas de conmutación en este método pueden ser controladas con la agregación de un término para la función de coste. Se puede añadir este término de tres formas diferentes, teniendo como denominador común que habrá un factor de peso o ponderación en todos los casos para ponderar y valorar estas pérdidas  $\lambda$ .

$$g' = g + \lambda * C_p \quad (\text{ec. 1.4})$$

$$g' = g + \lambda * \sum_{j=1}^n \Delta i_{cp}(j) * \Delta v_{cep}(j) \quad (\text{ec. 1.5})$$

$$g' = g + \lambda * |f_{sw}^* - \frac{1}{\Delta t} \sum_{i=0}^{\frac{\Delta t}{T_s}-1} C^* (tk + i)| \quad (\text{ec.1. 6})$$

Para el caso (ec. 1.4)  $C_p$  es el número de conmutaciones de los semiconductores que se ven involucrados en el cambio de estado. Para la segunda opción (ec. 1.5), se modela las pérdidas de conmutación con los términos  $\Delta i_{cp}(j)$  y  $\Delta v_{cep}(j)$  que son los cambios previstos de corriente y tensión en colector-emisor del semiconductor  $j$ , teniendo en cuenta un convertidores con  $j=1 \dots n$  semiconductores. La tercera alternativa que se propone (ec. 6) tiene una frecuencia media de conmutación dada como referencia  $f_{sw}^*$  definida como  $C^* / \Delta t$ , siendo  $C^*$  el número de conmutaciones deseadas durante un intervalo de tiempo que sea múltiplo del tiempo de muestreo. La ponderación resulta de restar la frecuencia media de conmutación con el número de conmutaciones durante el determinado periodo de tiempo  $\Delta t$ . Esta función hace que se seleccionen los estados de conmutación que mantienen la frecuencia media de conmutación lo más cerca posible de la frecuencia deseada, dado que se controla la frecuencia de conmutación del convertidor.

En un control MPC se pueden tomar juntas variables de tensión, corriente, potencia, no tienen por qué ser todas de la misma naturaleza. En la función de coste basta con usar un coeficiente de ponderación  $\lambda$  para cada variable o magnitud medida. Esta ponderación se obtiene de manera experimental.

## 2. MODELO DE CONVERTIDOR DE 3 NIVELES.

El convertidor NPC (neutral point clamped) de tres niveles será el protagonista de esta memoria, pues es el convertidor sobre el que se realizarán las pruebas y simulaciones. Al ser un convertidor CC/CA (Inversor). Este convertidor es el más ampliamente estudiado y aplicado de las topologías CC/CA.

Existen tres estados de conmutación para cada fase en un convertidor de tres niveles, lo que da como resultado 27 estados de conmutación posibles ( $3^3$ ), a diferencia de un convertidor de dos niveles que solo puede producir 8 estados posibles de conmutación ( $2^3$ ).

### 2.1 Modelo dinámico del sistema

Este convertidor puede representarse mediante un modelo matemático, donde las tensiones de salida del convertidor dependen únicamente de los estados del inversor. Como medida para reducir la distorsión armónica de la tensión, solo es posible pasar de un estado a otro, solo si es el más cercano, sin un gran salto. La topología básica es la mostrada en la Figura XXX. Las tensiones  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$ ,  $u_{sc}$  son las tensiones de cada fase, Además, se consideran inductancias del filtro idénticas, es decir, sus inductancias son tales que  $L_1 = L_2 = L_3 = L$ . Como puede verse en la *Figura XXX*, las corrientes de fase están representadas por las variables  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , y ningún punto neutro adicional.

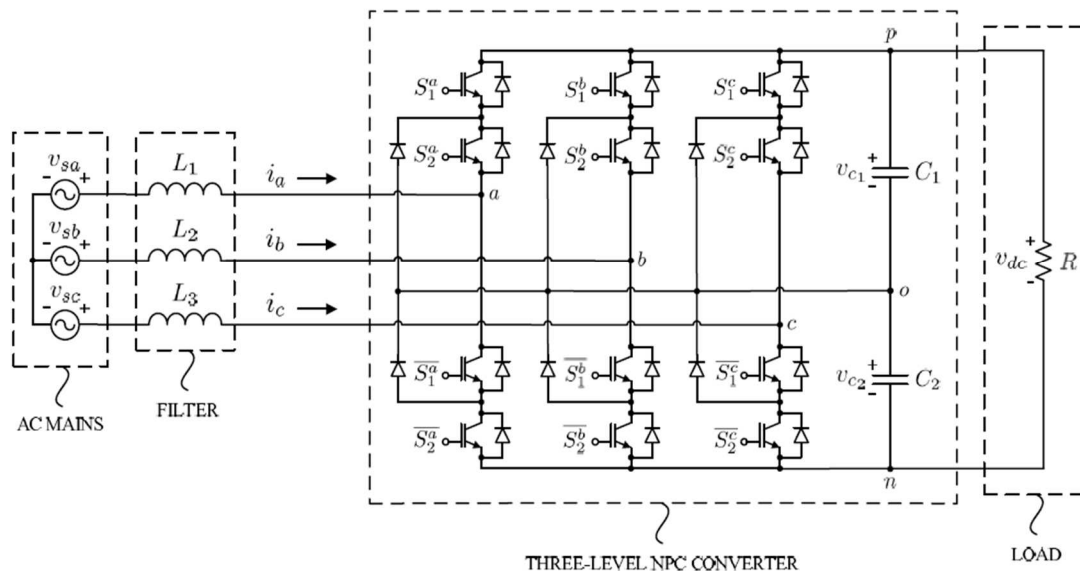


Figura XXX: Esquema topología NPC de tres niveles

Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  se asume que son iguales, es decir,  $C_1 = C_2 = C$ . Sus tensiones se indican por  $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ , respectivamente. Además, una resistencia pura,  $R$ , está conectada a los terminales del convertidor. Tenga en cuenta que el voltaje a través de esta carga es el voltaje de enlace cc total definido por  $v_{dc} = v_{c1} + v_{c2}$ .

Con el fin de describir la dinámica del sistema, el modelo presentado en [6] se considera en este documento. Este modelo representa el comportamiento de las variaciones en el tiempo de las variables del sistema en los lados de c.a. y de c.c. del convertidor. Además de otras consideraciones, el modelo se deriva asumiendo

Que las funciones de conmutación del convertidor pueden ser reemplazadas

Por sus relaciones de duty ratios [7], aplicando la media móvil durante un período de conmutación.

Sin embargo, en el presente trabajo, el modelo considerado [6]

Se expresa en coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  introduciendo la forma invariante de la transformación de Clarke. Por lo tanto, el equivalente modelo del sistema se define mediante expresiones

$$L * \frac{di_\alpha}{dt} = v_{s\alpha} - (d_{\alpha p} - d_{\alpha n}) * \frac{v_{dc}}{2} + (d_{\alpha p} + d_{\alpha n}) * \frac{v_d}{2} \quad (ec. 2.1)$$

$$L * \frac{di_\beta}{dt} = v_{s\beta} + (d_{\beta p} - d_{\beta n}) * \frac{v_{dc}}{2} + (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * \frac{v_d}{2} \quad (ec. 2.2)$$

$$C * \frac{dv_{dc}}{dt} = (d_{\alpha p} - d_{\alpha n}) * i_\alpha + (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * i_\beta - 2 * \frac{v_{dc}}{R} \quad (ec. 2.3)$$

$$C * \frac{dv_d}{dt} = (d_{\alpha p} + d_{\alpha n}) * i_\alpha + (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * i_\beta \quad (ec. 2.4)$$

En consecuencia, las variables de estado del modelo son las fases de intensidad  $i_\alpha$  y  $i_\beta$ , el voltaje dc-link total  $v_{dc}$  y el voltaje variable  $v_d$ , que representa la diferencia de capacidad entre C1 y C2, es decir definido por:

$$v_d = v_{c1} - v_{c2} \quad (ec. 2.5)$$

Las entradas de control son  $d_{\alpha p}, d_{\beta p}, d_{\alpha n}$  y  $d_{\beta n}$ . Las restantes entradas de control  $d_{\gamma p}$  y  $d_{\gamma n}$  no aparecen en el modelo. Debido a que son múltiplos de  $i_\gamma$  cuyo valor es cero.

Cabe destacar que las entradas de control del modelo los *duty ratios* de las funciones de conmutación. En coordenadas abc, estas funciones son representadas por  $f_{ij} \in \{0, 1\}$ , para  $i = a, b, c$  y  $j = p, o, n$ , donde  $f_{ij} = 1$ , si  $i$  está conectado por medio de dc-link a  $j$ , y  $f_{ij}$  se establece en 0 en otro caso. Por lo tanto, dado que existen ciertas limitaciones

Las funciones de conmutación deben satisfacer [7], *duty ratios* en abc también están sujetas a restricciones análogas

$$d_{ap} + d_{ao} + d_{an} = 1 \quad (ec. 2.6)$$

$$d_{bp} + d_{bo} + d_{bn} = 1 \quad (ec. 2.7)$$

$$d_{cp} + d_{co} + d_{cn} = 1. \quad (ec. 2.8)$$

Además, deben definirse de manera que:

$$d_{ij} \in [0, 1] \quad (ec. 2.9)$$

Para  $i = a, b, c$  y  $j = p, o, n$ . Estas restricciones deben considerarse al transformar los coeficientes de  $\alpha\beta\gamma$  a las coordenadas abc para aplicar después la modulación.

### Modelo del sistema en términos de potencia instantánea

Basado en la teoría de potencia instantáneas [8] y [9], las intensidades  $i_\alpha$  y  $i_\beta$  pueden ser expresadas como:

$$i_\alpha = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (v_{s\alpha} * p - v_{s\beta} * q) \quad (\text{ec. 2.10})$$

$$i_\beta = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (v_{s\beta} * p + v_{s\alpha} * q) \quad (\text{ec. 2.11})$$

Donde la  $p$  y la  $q$  son respectivamente la potencia activa y reactiva instantánea, introduciendo el cambio de variables de las ecuaciones (ec. 2.1 – ec. 2.4) y definiendo el parámetro de  $f$  como la frecuencia de la red, obtenemos el siguiente sistema:

$$L * \frac{dp}{dt} = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 + 2 * \pi * f * L * q - \left( (d_{\alpha p} - d_{\alpha n}) * v_{s\alpha} + (d_{\beta p} - d_{\beta n}) * v_{s\beta} \right) * \frac{v_{dc}}{2} - \left( (d_{\alpha p} + d_{\alpha n}) * v_{s\alpha} + (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * v_{s\beta} \right) * \frac{v_d}{2} \quad (\text{ec. 2.12})$$

$$L * \frac{dq}{dt} = -2 * \pi * f * L * q + \left( (d_{\alpha p} - d_{\alpha n}) * v_{s\beta} - (d_{\beta p} - d_{\beta n}) * v_{s\alpha} \right) * \frac{v_{dc}}{2} + \left( (d_{\alpha p} + d_{\alpha n}) * v_{s\beta} - (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * v_{s\alpha} \right) * \frac{v_d}{2} \quad (\text{ec. 2.13})$$

$$C * \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (d_{\alpha p} - d_{\alpha n}) * (v_{s\alpha} * p - v_{s\beta} * q) + \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (d_{\beta p} - d_{\beta n}) * (v_{s\beta} * p + v_{s\alpha} * q) - 2 * \frac{v_{dc}}{R} \quad (\text{ec. 2.14})$$

$$C * \frac{dv_d}{dt} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (d_{\alpha p} + d_{\alpha n}) * (v_{s\alpha} * p - v_{s\beta} * q) + \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * (d_{\beta p} + d_{\beta n}) * (v_{s\beta} * p + v_{s\alpha} * q) \quad (\text{ec. 2.15})$$

Este conjunto de ecuaciones describe el comportamiento de la variación en el tiempo de las variables de estado  $p$ ,  $q$ ,  $v_{dc}$  y  $v_d$ .



## 2.2 Valores de los parámetros utilizados durante las simulaciones.

Una vez definido el modelo matemático del inversor NPC de tres niveles con el que se va a trabajar, es necesario, definir los datos con los que se va a trabajar y realizar las distintas simulaciones en Matlab Simulink.

Este modelo necesita una serie de entradas, más concretamente 14, ya que las intensidades y tensiones en coordenadas abc son 6 parámetros de entrada. Los parámetros de tensiones  $u_{dc}$  y  $u_d$  hasta 8. Por último, los deltas positivos y negativos de cada una de las tres fases elevarán el número de entradas al modelo a las 14 que se han comentado anteriormente. También habrá que dar unas condiciones iniciales a las salidas del modelo para poder arrancar la simulación. Algo a tener muy en cuenta, como se definió en el modelo matemático, es que a la hora de dar condiciones iniciales a las intensidades abc para la simulación, éstas cumplan la ecuación de sistema balanceado, es decir, la suma de las tres intensidades sea cero.

Para los parámetros del circuito, en la simulación se escogerán los siguientes:

$$C = 3300 \cdot 10^{-6} F$$

$$L = 3.5 \cdot 10^{-3} H$$

$$\text{Máxima tensión} = 230 * \sqrt{2} V$$

$$f = 50 Hz$$

$$R = 60 \Omega$$

### 3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL CONVERTIDOR NPC

En este apartado, trataremos en primer lugar el desarrollo del control PI mediante onda modulada (PWM) y con controladores proporcional e integral que será la base de comparación para nuestro modelo predictivo, objeto de este trabajo, que se desarrollara posteriormente.

#### 3.1 Control PI con PWM

El primer paso que se da es la definición de las variables de control para la etapa de control de la potencia instantánea, así:

$$u_1 = d_{\alpha p} - d_{\alpha n} \quad (\text{ec. 2.16})$$

$$u_2 = d_{\beta p} - d_{\beta n} \quad (\text{ec. 2.17})$$

Introduciendo estas variables de control en las *ec. 2.12* y *ec. 2.13* y considerando  $v_d \simeq 0$ :

$$L * \frac{dp}{dt} \simeq v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2 + 2 * \pi * f * L * q - (u_1 * v_{s\alpha} + u_2 * v_{s\beta}) * \frac{v_{dc}}{2} \quad (\text{ec. 2.18})$$

$$L * \frac{dq}{dt} \simeq -2 * \pi * f * L * q + (u_1 * v_{s\beta} - u_2 * v_{s\alpha}) * \frac{v_{dc}}{2} \quad (\text{ec. 2.19})$$

Incluyendo los términos del PI, el control queda definido por:

$$u_1 = u_1^z + k_p * v_{s\alpha} * (p - p^r) + k_{pi} * v_{s\alpha} * \int_0^t (p - p^r) * d\tau - k_q * v_{s\beta} * (q - q^r) - k_{qi} * v_{s\beta} * \int_0^t (q - q^r) * d\tau \quad (\text{ec. 2.20})$$

$$u_2 = u_2^z + k_p * v_{s\beta} * (p - p^r) + k_{pi} * v_{s\beta} * \int_0^t (p - p^r) * d\tau - k_q * v_{s\alpha} * (q - q^r) - k_{qi} * v_{s\alpha} * \int_0^t (q - q^r) * d\tau \quad (\text{ec. 2.21})$$

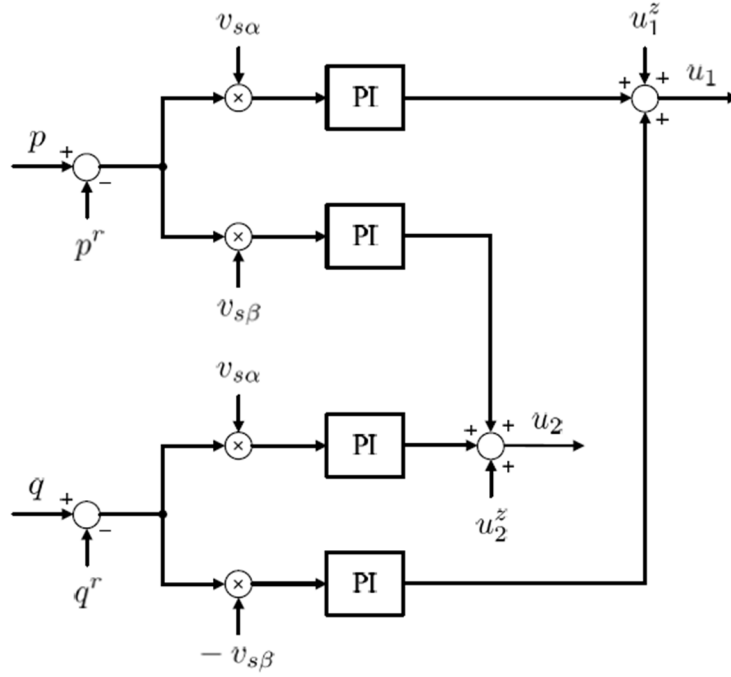


Figura XXXI: Esquema controlador de potencia instantánea

Las referencias de potencia activa y reactiva instantánea vienen dadas por  $p^r$  y  $q^r$ . Además de los términos de  $u_1^z$  y  $u_2^z$  definidos por:

$$u_1^z = \frac{2}{v_{dc}} * \left( \left( 1 + \frac{2*\pi*f*L*q}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \right) * v_{s\alpha} + \frac{2*\pi*f*L*p}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * v_{s\beta} \right) \quad (ec. 2.22)$$

$$u_2^z = \frac{2}{v_{dc}} * \left( \left( 1 + \frac{2*\pi*f*L*q}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \right) * v_{s\alpha} - \frac{2*\pi*f*L*p}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * v_{s\alpha} \right) \quad (ec. 2.23)$$

Por último considerando que  $v_d$  no es igual a 0 debemos definir otras dos nuevas variables de control que son  $u_3$  y  $u_4$  para el control de la tensión en los condensadores.

$$u_3 = d_{\alpha p} + d_{\alpha n} \quad (ec. 2.24)$$

$$u_4 = d_{\beta p} + d_{\beta n} \quad (ec. 2.25)$$

Introduciendo estas variables en la *ec. 2.15*:

$$C \frac{dv_d}{dt} = \frac{v_{s\alpha}*p - v_{s\beta}*q}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * u_3 + \frac{v_{s\alpha}*q + v_{s\beta}*p}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} * u_4 \quad (ec. 2.26)$$

A partir de *ec. 2.26* las leyes de control son:

$$u_3 = k_p * \frac{v_{s\alpha}*p - v_{s\beta}*q}{p^2 + q^2} * (v_d^r - v_d) + k_{pi} * \frac{v_{s\alpha}*p - v_{s\beta}*q}{p^2 + q^2} * \int_0^t (v_d^r - v_d) * dt \quad (ec. 2.27)$$

$$u_4 = k_p * \frac{v_{s\alpha} * q - v_{s\beta} * p}{p^2 + q^2} * (v_d^r - v_d) + k_{pi} * \frac{v_{s\alpha} * q - v_{s\beta} * p}{p^2 + q^2} * \int_0^t (v_d^r - v_d) * d\tau \quad (\text{ec. 2.28})$$

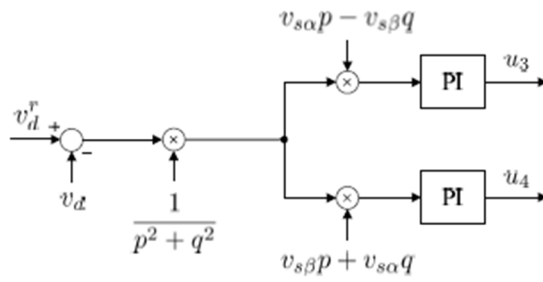


Figura XXXII: Representación diagrama de bloques del control de balance de tensión

## 3.2 Control MPC

En primer lugar se explicará el principio de funcionamiento de los controles MPC implementados, cuya base es similar y posteriormente se describirán las particularidades de los distintos controles.

### 3.2.1 Funcionamiento Control MPC

En este apartado se describirá qué función y como funciona los ficheros realizados en Matlab.

#### 3.2.1.1 Lista de Ficheros

El control MPC implementado dispone de los siguientes ficheros:

- **Inirectificador3L:** contiene los parámetros de inicialización para el esquema MPC.
- **Control\_MPC:** El “main” del controlador.
- **Funcion\_coste:** Calcula los costes de una situación.
- **Rectificador3L:** Contiene el modelo continuo utilizado para modelizar el sistema.
- **Rectificador3L\_alfabeta:** Contiene el modelo en coordenadas  $\alpha\beta$  utilizado para modelizar el sistema.
- **One\_step\_predictor:** Dicta la siguiente paso.
- **States:** Contiene todos los estados.
- **Sim\_rectificador3:** esquema *Simulink* de simulación para el controlador MPC.

#### 3.2.1.2 Jerarquía del controlador MPC

El controlador MPC se base sobre 7 funciones, llamándose la función principal, que maneja las entradas y salidas **Control\_MPC**. En ella entran 10 variable, las 4 primeras son variables de estado ( $i\alpha$ ,  $i\beta$ ,  $v_{dc}$  y  $v_d$ ), las siguientes 4 son los valores de referencia ( $p^r$ ,  $q^r$ ,  $v_{dc}^r$  y  $v_d^r$ ) y por último 2 variables consideradas como el control  $u$  de las representaciones de estado. Sale de ella la cadena de control óptima (menor coste).

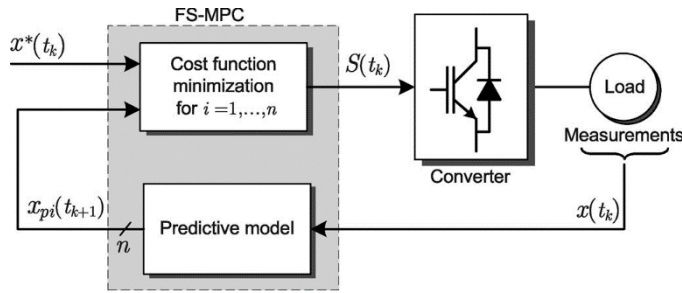


Figura XXXIII: Diagrama de control

Para la obtención de esta cadena se evalúan los posibles estados llamando a la función *one\_step\_prediction* y posteriormente a la función *Funcion\_coste*.

En la *Figura XXIV* podemos observar el algoritmo de control.

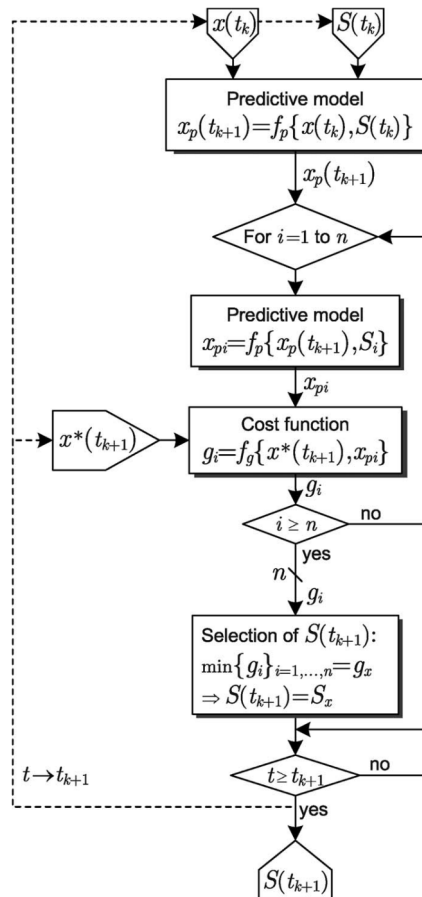


Figura XXXIV: Algoritmo de control

### 3.2.1.3 Utilización de Simulink

En primer lugar hay que lanzar *ini\_rectificador3L* debido a que en él se encuentran todos los parámetros iniciales necesarios para la simulación, posteriormente ya se puede abrir y lanzar la simulación en Simulink del comportamiento del convertidor de 3 niveles. Una vez completada la simulación se podrán observar las gráficas de las variables P, Q, THD,  $v_{dc}$  y  $v_d$  y se devolverá al *workspace* de Matlab los costes de la explotación de la simulación y los datos de THD durante la misma.

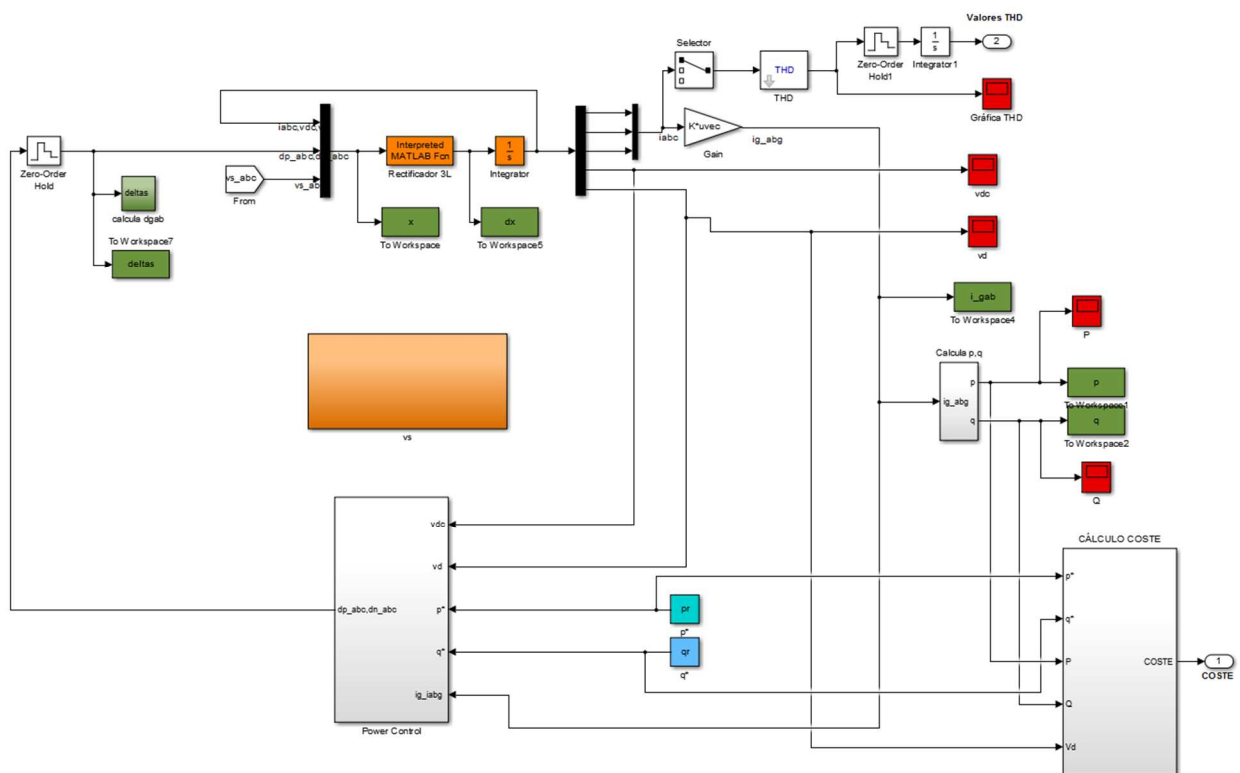


Figura XXXV: Esquema Simulink MPC

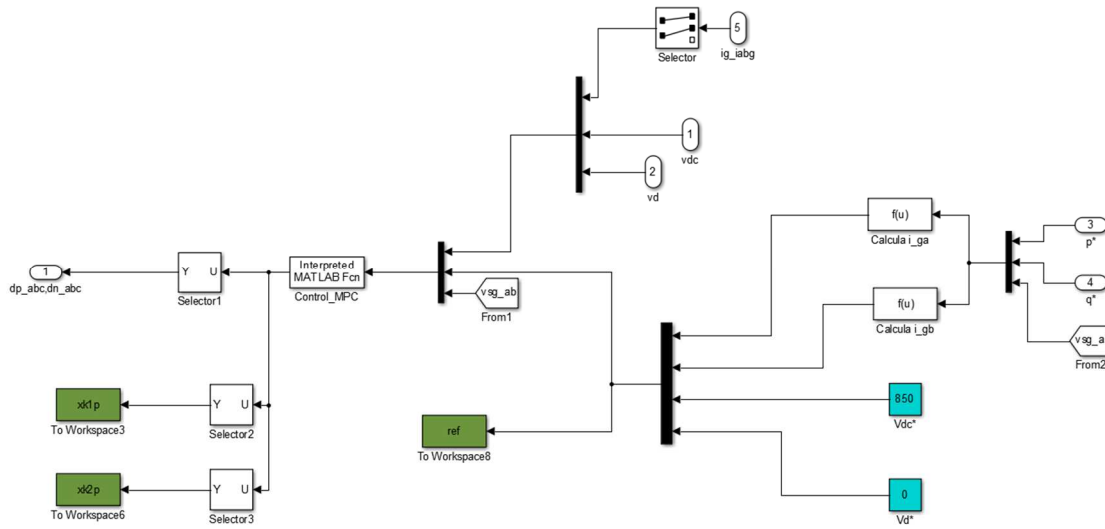


Figura XXXVI: Bloque Power Control Simulink

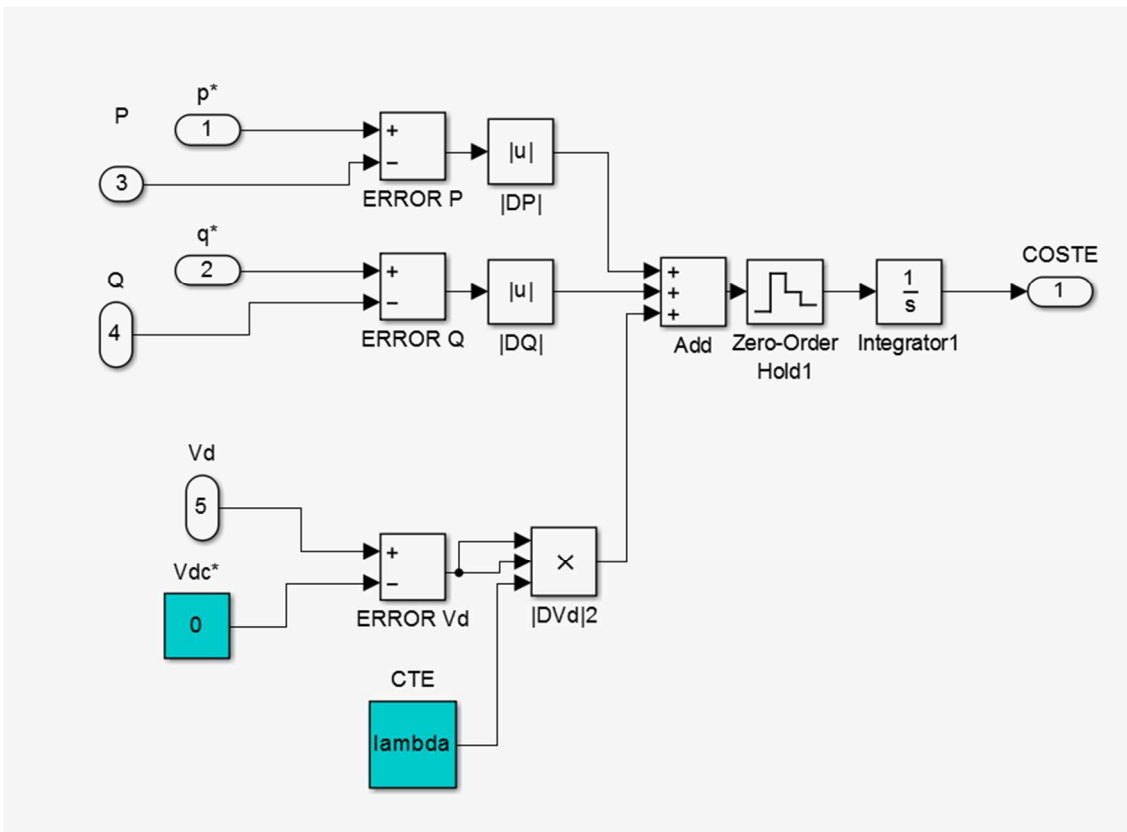


Figura XXXVII: Implementación en Simulink de cálculo de coste



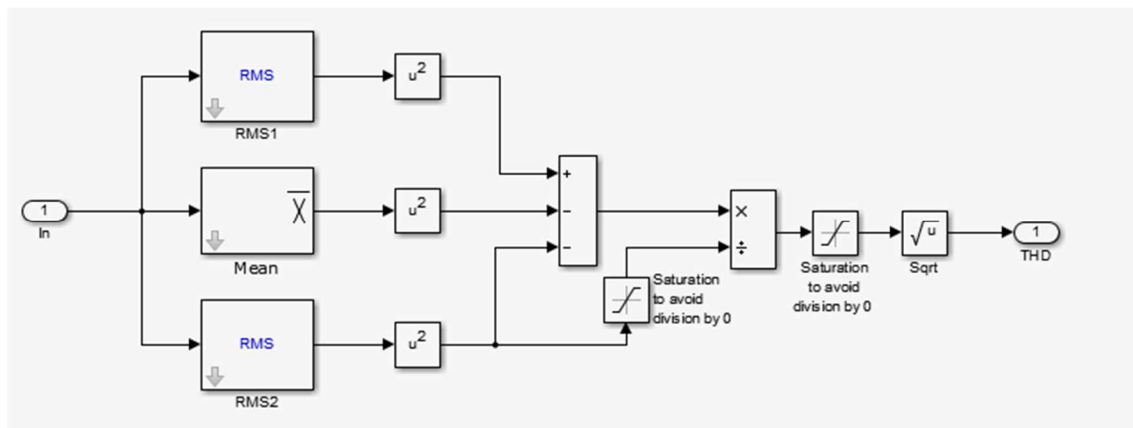


Figura XXXVIII: Implementación en Simulink de cálculo de THD

### 3.2.2 Controles MPC implementados.

En este apartado se describirá los cuatros modelos que se han desarrollado durante el trabajo, las diferencias van desde la forma de predecir a la forma en la que se calcula el coste en cada uno de ellos.

#### 3.2.2.1 Control MPC con horizonte de predicción 1

Este es el control más simple de los desarrollados durante este trabajo y modelo base para el desarrollo de los demás modelos. La particularidad de este control es que únicamente evalúa los 27 posibles casos ( $3^3$ ) que son candidatos a ser la próxima cadena óptima de control.

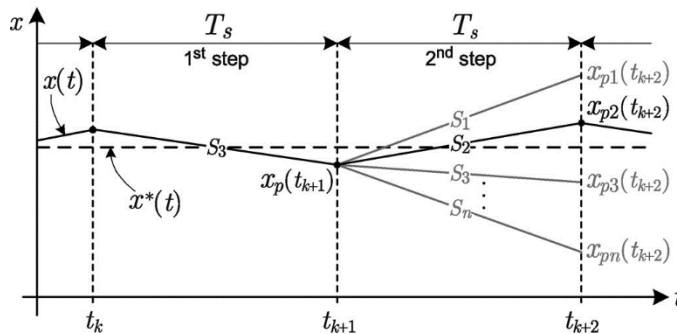


Figura XXXIX: Horizonte de predicción 1.

Como se muestra en la *Figura XXXVI*, tenemos definido ya la cadena de control hasta  $t_{k+1}$  y evaluamos los posibles casos para  $t_{k+2}$  en nuestro caso como hemos dicho anteriormente son 27 los posibles estados.

Otra de las particularidades que varía en los distintos controles implementados es la función de coste, que determina cual es la cadena de control óptima de las 27 posibles. Para este control la función de coste es:

$$\mathbf{F. Coste} = \Delta P + \Delta Q + \lambda * Vd^2 \quad (\text{ec. 3.1})$$

*Siendo:*  $P$ : Potencia Activa,  $Q$ = Potencia Reactiva,  $\lambda$ =factor modificador de peso de  $Vd$  y  $Vd$ : la diferencias de tensiones en los condensadores.

El factor  $\lambda$  se puede variar según las necesidades de control que tengamos, cuanto mayor sea nuestra necesidad de que la diferencia de tensión en los condensadores sea pequeña deberemos darle mayor valor a este factor a costa de reducir el peso relativo en la función de  $\Delta P$  y  $\Delta Q$ .

### 3.2.2.2 Control MPC con horizonte de predicción 2

En este control se incluye al anterior control descrito una predicción no únicamente basada en el coste de la cadena de control a ejecutar en el siguiente paso sino que también se predice el coste de la próxima cadena, así el coste que definirá la próxima cadena de valores óptima será el conjunto de los costes de ambas cadenas.

La función de coste para quedaría:

$$\mathbf{F. Coste} = \mathbf{F. Coste}_1 + \mathbf{F. Coste}_2 \quad (\text{ec. 3.2})$$

$$\mathbf{F. Coste} = \Delta \mathbf{P}_1 + \Delta \mathbf{Q}_1 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_1 + \Delta \mathbf{P}_2 + \Delta \mathbf{Q}_2 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_2 \quad (\text{ec. 3.3})$$

*Siendo:*  $P$ : Potencia Activa,  $Q$ = Potencia Reactiva,  $\lambda$ =factor modificador de peso de  $Vd$  y  $Vd$ : la diferencias de tensiones en los condensadores.

El subíndice  $1$  hace referencia al primer horizonte de predicción mientras el subíndice  $2$  hace referencia al siguiente horizonte (horizonte 2).

Con este control se obtienen mejoras muy significativas con respecto al anterior modelo expuesto. Los resultados obtenidos durante la explotación de los modelos serán mostrados en el próximo capítulo.

El problema de este control respecto al de horizonte de predicción 1 es su mayor tiempo de computación debido a que debe hacer el cálculo 729 ( $27*27$ ) veces.

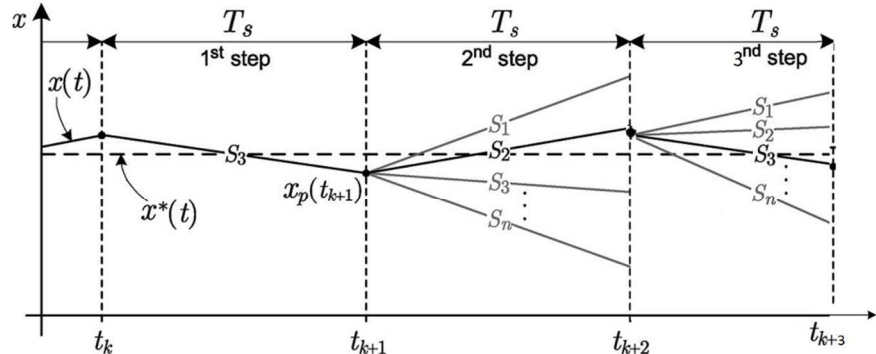


Figura XL: FCS-MPC horizonte de predicción 2

### 3.2.2.3 Control MPC con horizonte de predicción 2 con restricción “One Step”

En esta propuesta de control cogiendo de base el modelo anterior (Control MPC con horizonte de predicción 2), introducimos la restricción “One Step” para que el nivel de tensión de una fase no pueda pasar directamente de un extremo a otro. Ejemplo: Si la fase a se encuentra en su nivel de tensión máximo (1) no pueda pasar a su nivel de tensión mínimo (-1) sino que antes deba pasar por (0).

Siendo los posibles estados los mostrados en la *Tabla IV*:

ESTADOS																										
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
PPP	PPO	PPN	POP	POO	PON	PNP	PNO	PNN	OPP	OPO	OPN	OOP	OOO	OON	ONP	ONO	ONN	NPP	NPO	NPN	NOP	NOO	NON	NNP	NNO	NNN

Tabla VI: Estados en convertidor de 3 niveles

Siendo “P” estado de tensión máximo en una fase, “O” estado intermedio de tensión en una fase y “N” estado de mínima tensión en una fase. Representando las 3 letras a cada una de las fases (a, b, c).

ESTADO ACTUAL	ESTADOS CANDIDATOS
1	1, 2, 4, 5, 10, 11, 13, 14
2	1, 2, 3, 4, 5, 6, 10, 11, 12, 13, 14, 15
3	2, 3, 5, 6, 11, 12, 14, 15
4	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 17
5	1 - 17
6	2, 3, 5, 6, 8, 9, 11, 12, 14, 15, 16, 17, 18
7	4, 5, 7, 8, 13, 14, 16, 17
8	4, 5, 6, 7, 8, 9, 13, 14, 15, 16, 17, 18
9	5, 6, 8, 9, 14, 15, 17, 18
10	1, 2, 4, 5, 10, 11, 13, 14, 19, 20, 22, 23
11	1, 2, 3, 4, 5, 6, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 19, 20, 21, 22, 23, 24
12	2, 3, 5, 6, 11, 12, 14, 15, 20, 21, 23, 24
13	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26
14	1-27
15	2, 3, 5, 6, 8, 9, 11, 12, 14, 15, 17, 18, 20, 21, 23, 24, 26, 27
16	4, 5, 7, 8, 13, 14, 16, 17, 22, 23, 25, 26

17	4, 5, 6, 7, 8, 9, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 22, 23, 24, 25, 26, 27
18	5, 6, 8, 9, 14, 15, 17, 18, 23, 24, 26, 27
19	10, 11, 13, 14, 19, 20, 22, 23
20	10, 11, 12, 13, 14, 15, 19, 20, 21, 22, 23, 24
21	11, 12, 14, 15, 20, 21, 23, 24
22	10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26
23	10 - 27
24	11, 12, 14, 15, 17, 18, 20, 21, 23, 24, 26, 27
25	13, 14, 16, 17, 22, 23, 25, 26
26	13, 14, 15, 16, 17, 18, 22, 23, 24, 25, 26, 27
27	14, 15, 17, 18, 23, 24, 26, 27

Tabla VII: Estados posibles para cada estado de partida con restricción "ONE STEP"

En la *Tabla VII* se muestran las posibles estados candidatos para cada uno de los estados de partida.

Este control proporciona una solución ante la imposibilidad práctica de una cambio extremo de las tensiones, proporciona un coste mayor que el anterior control debido a la restricción impuesto aunque por el contra tiene la ventaja de que se disminuye el tiempo de ejecución al tener que evaluar un menos número de posibilidades y se disminuye el número total de conmutaciones por periodo de explotación.

En cuanto a la función de coste se mantiene la función utilizada en el control anterior (Control MPC con horizonte de predicción 2), por tanto la función de coste quedará definida por:

$$\mathbf{F. Coste} = \mathbf{F. Coste}_1 + \mathbf{F. Coste}_2 \quad (\text{ec. 3.2})$$

$$\mathbf{F. Coste} = \Delta \mathbf{P}_1 + \Delta \mathbf{Q}_1 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_1 + \Delta \mathbf{P}_2 + \Delta \mathbf{Q}_2 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_2 \quad (\text{ec. 3.3})$$

*Siendo:*  $P$ : Potencia Activa,  $Q$ = Potencia Reactiva,  $\lambda$ =factor modificador de peso de  $Vd$  y  $Vd$ : la diferencias de tensiones en los condensadores.

El subíndice  $1$  hace referencia al primer horizonte de predicción mientras el subíndice  $2$  hace referencia al siguiente horizonte (horizonte 2).

### 3.2.2.4 Control MPC con horizonte de predicción 2 con restricción “One Step” y penalización por número de conmutaciones.

En este control se coge de base el control anterior (Control MPC con horizonte de predicción 2 con restricción “One Step”) y se le añade una penalización a la función de costes que hace que se penalice el cambio de estado así se favorece a que el estado se mantenga sin que se realice conmutación.

La función de coste pasaría a definirse como:

$$\mathbf{F. Coste} = \mathbf{F. Coste}_1 + \mathbf{F. Coste}_2 + \mathbf{P} \quad (\text{ec. 3.4})$$

$$\mathbf{F. Coste} = \Delta \mathbf{P}_1 + \Delta \mathbf{Q}_1 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_1 + \Delta \mathbf{P}_2 + \Delta \mathbf{Q}_2 + \lambda * \mathbf{Vd}^2_2 + \mathbf{P} \quad (\text{ec. 3.5})$$

*Siendo: P: Potencia Activa, Q= Potencia Reactiva, λ=factor modificador de peso de Vd y Vd: la diferencias de tensiones en los condensadores.*

La variable P=0 si el estado se mantiene y por contrario si cambia la cadena de control el valor de la variable será P=Penalización, pudiendo variar este valor en función de nuestras preferencias de control.

El subíndice *1* hace referencia al primer horizonte de predicción mientras el subíndice *2* hace referencia al siguiente horizonte (horizonte 2).

Con este control perdemos calidad en la explotación en términos de potencias y diferencia de tensión en los condensadores con el objetivo de disminuir el número total de conmutaciones para poder alargar la vida útil del convertidor.

Todas estas premisas se demostrarán en el próximo capítulo donde se analizará la explotación de los resultados obtenidos en con los distintos modelos.

## 4. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se analiza los resultados obtenidos de la explotación de los distintos controles implementados así como el control PI que será el control de referencia para nuestro estudio de los resultados. En primer lugar se expondrán los resultados obtenidos en cada uno de ellos para su posterior comparación y exposición de conclusiones.

Dentro de los resultados analizaremos la calidad de la señal mediante el THD, para determinar la influencia de armónicos en la señal.

### 4.1 Análisis de diferentes controles implementados

Como hemos mencionado anteriormente comenzaremos por analizar los resultados de cada uno de los controles implementados se empezará analizando el control PI recibido para que sirva como referencia para los demás controles.

#### 4.1.1 Control PI

Este control ha sido suministrado por el departamento con el objetivo de conseguir igualar sus prestaciones con un control MPC (Predictivo).

Para realizar el análisis se han tomado tiempos de muestreo que varían desde  $T_s=1e^{-5}$  hasta  $T_s=5e^{-5}$  debido a que con tiempos de muestreo mayores no hemos conseguido mejorar las prestaciones proporcionadas por el control PI. Esto será un problema en la práctica ya que es complejo conseguir operar para un procesador con tiempos de muestreo tan bajos.

Todas las simulaciones realizadas tienen un tiempo de duración de 0,5 seg.

La implementación de este control se ha descrito en el *apartado 3.1*, como podemos observar en la *Figura XLI* el esquema Simulink de este modelo es muy similar al del control MPC variando el esquema de control

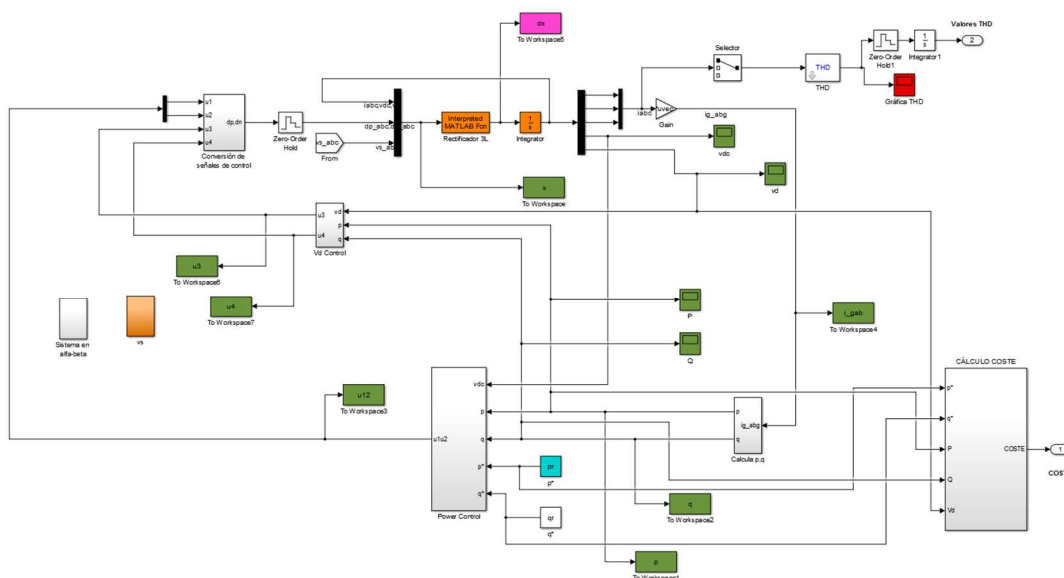


Figura XLI: Esquema Simulink PI

En cuanto al control podemos observar en la *Figura XLII* el esquema del bloque *Power Control* de donde saldrán las señales de control  $u_1$  y  $u_2$ .

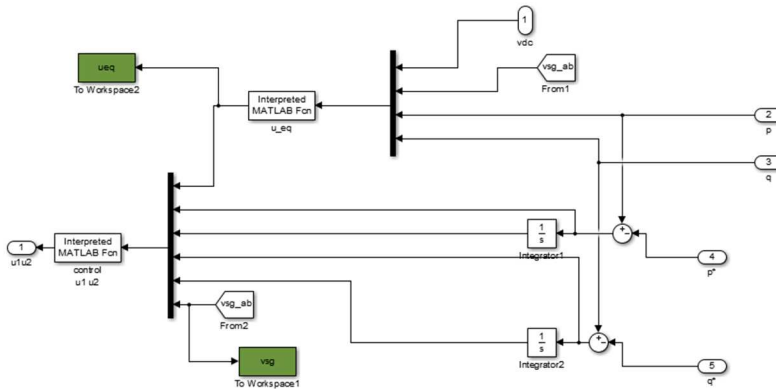


Figura XLII: Esquema Simulink Power Control PI

Mientras en la *Figura XLIII* se observa el esquema de control para controlar el equilibrado de los condensadores,  $V_d$  (Diferencia de control en los condensadores). Donde se obtienen las variables de control  $u_3$  y  $u_4$ .

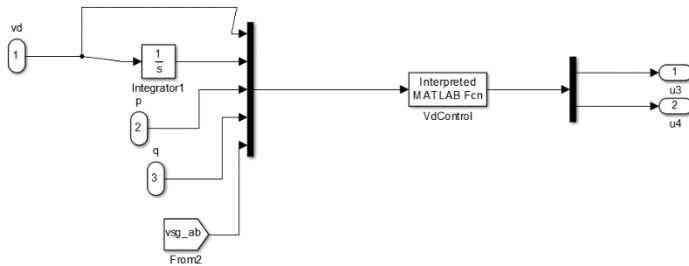


Figura XLIII: Esquema Vd control

En las pruebas realizadas las constantes proporcional e integral utilizadas para el control de las potencias activa y reactiva, mostradas en la *Figura XXXI* del apartado 3.1, son:

$$\begin{aligned}
 k_p &= 4e-7; \\
 k_q &= 4e-7; \\
 k_{pi} &= 5e-7; \\
 k_{qi} &= 5e-7;
 \end{aligned}$$

En cuanto al cálculo real del coste de la explotación del modelo obtenido se utilizará la misma fórmula utilizada en el control MPC para su posterior comparación con los controles MPC. Mientras la Variable  $\lambda$  se determinará con un valor de  $\lambda=0.005$  que es el resultado experimental que hemos obtenidos en las simulaciones de los controles MPC que nos otorga unas mejores prestaciones para nuestros intereses.



En la figura XLIV podemos observar el comportamiento de la potencia activa mientras en la figura XLV observamos el comportamiento de la potencia reactiva. Recordamos que las potencias de referencia son:  $P^{\text{ref}}=12000$  W y  $Q^{\text{ref}}=0$  Var.

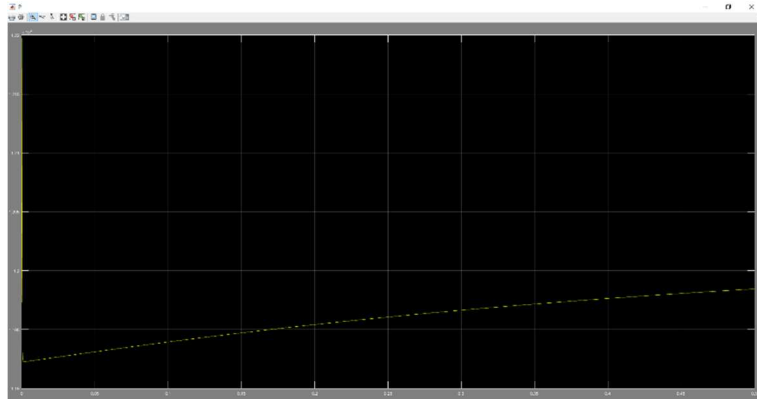


Figura XLV: Dinámica de Q control PI con  $T_s=1e-5$

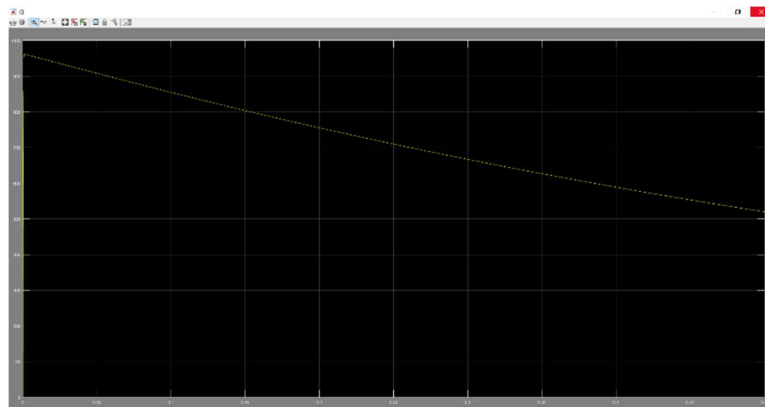


Figura XLIV: Dinámica de P control PI con  $T_s=1e-5$

En la *Figura XLIV* podemos observar la dinámica de la potencia activa que peca un bajón de potencia hasta los 11.900W y empieza a recuperarse hasta llegar a estabilizarse en un valor cercano al objetivo de los 12.000W.

En la *Figura XLV* podemos observar la dinámica de la potencia reactiva que comienza con un pico que llega a los 1000 Var y empieza a recuperarse hasta llegar a estabilizarse llegando a los 500 Var y siguiendo una tendencia positiva.

En cuanto al balanceado de las tensiones de los condensadores se muestran la dinámica que sigue  $V_{dc}$  y  $V_d$  en las *Figuras XLVI* y *XLVII* respectivamente. Siendo la  $V_{dc}^{\text{ref}}$   $V_d^{\text{ref}}$  igual a 850 V y 0 V.

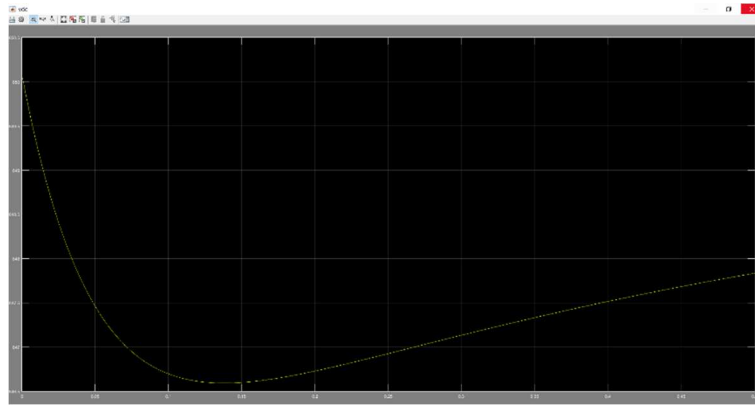


Figura XLVI: Dinámica  $V_{dc}$  control PI con  $T_s=1e-5$

En la *Figura XLVI* podemos observar la dinámica de la suma de las tensiones de los condensadores que comienza en el valor de referencia (850 V) para posteriormente sufrir una caída importante hasta 846.5 V y posteriormente estabilizarse en torno a los 848 V.

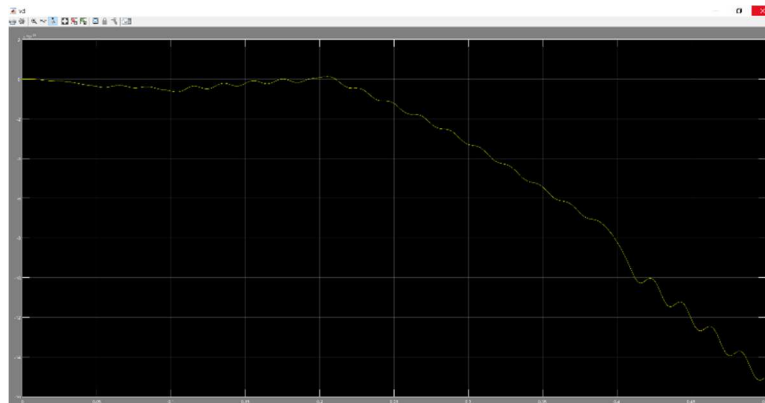


Figura XLVII: Dinámica  $V_d$  control Pi con  $T_s=1e-5$

En la *Figura XLVII* podemos observar la dinámica de la diferencia de tensiones en los condensadores partiendo del valor de referencia (0 V) tendiendo a disminuir por debajo de 0 V pero con valores despreciables de tensión.

En cuanto al coste de explotación de las simulaciones se muestran en la *Tabla VIII* como se puede observar no varía en exceso en función del tiempo de muestreo, incluso aumentando el coste ligeramente cuando el muestreo es menos.

La ecuación con la que se define el coste real de la explotación del control es, esta función se define en el bloque Simulink mostrado anteriormente en la *Figura XXXVII*:

$$\text{Coste} = \Delta P + \Delta Q + \lambda * Vd^2 \quad (\text{ec. 4})$$

*Siendo:*  $P$ : Potencia Activa,  $Q$ = Potencia Reactiva,  $\lambda$ =factor modificador de peso de  $Vd$  y  $Vd$ : la diferencias de tensiones en los condensadores.

COSTE CONTROL PI f (Ts)	
Ts	COSTE
1e <sup>-5</sup>	379,13
2e <sup>-5</sup>	377,19
3e <sup>-5</sup>	373,21
4e <sup>-5</sup>	369,21
5e <sup>-5</sup>	365,19

Tabla VIII: Comparación de costes en función del tiempo de muestreo (Ts) en control PI

### 4.1.2 Control MPC horizonte de predicción 1

Los resultados obtenidos en este control serán los más desfavorables debido a que es el control más primario dentro de los controles MPC. Los valores de referencia seguirán siendo los mismo en todos los casos expuestos  $P^{\text{ref}}=12000\text{W}$ ,  $Q^{\text{ref}}=0\text{Var}$   $V_{\text{dc}}^{\text{ref}}=850\text{ V}$  y  $V_{\text{d}}^{\text{ref}}= 0\text{ V}$ .

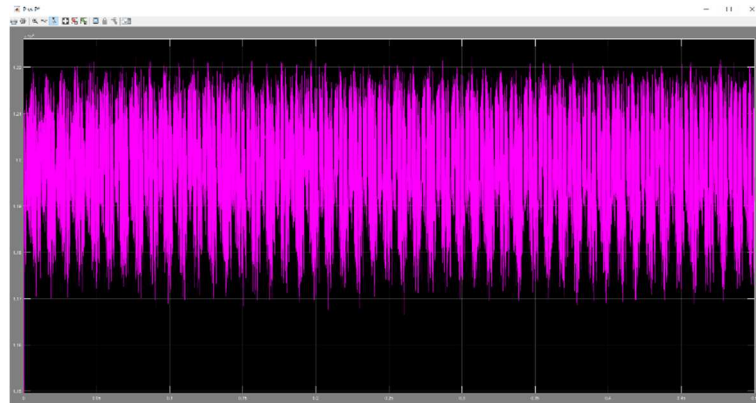


Figura XLVIII: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura XLVIII* podemos observar la dinámica de la potencia activa que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 12.200W y los 11.700W.



Figura XLIX: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura XLIX* podemos observar la dinámica de la potencia reactiva que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 350 Var y -150 Var.

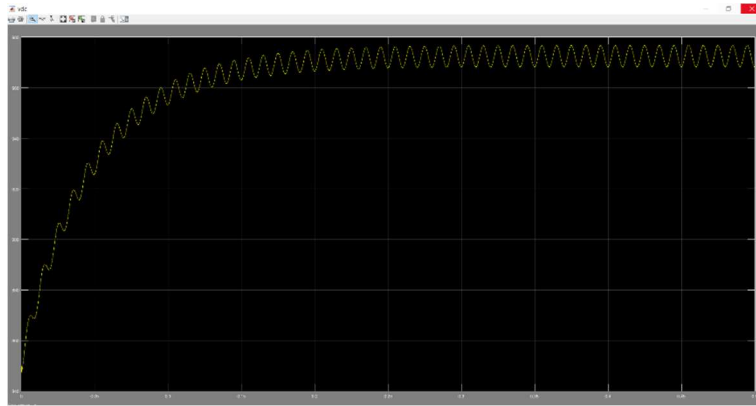


Figura L: Dinámica de Vdc MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura L* podemos observar la dinámica del comportamiento de la suma de las tensiones en los dos condensadores donde observamos que aumentan en gran medida llegando desde los 850 V que tienen de valor de referencia hasta llegar a oscilar entre valores de 975 y 965 V, por tanto sería un comportamiento inestable del sistema que daría lugar a problemas en el mismo.

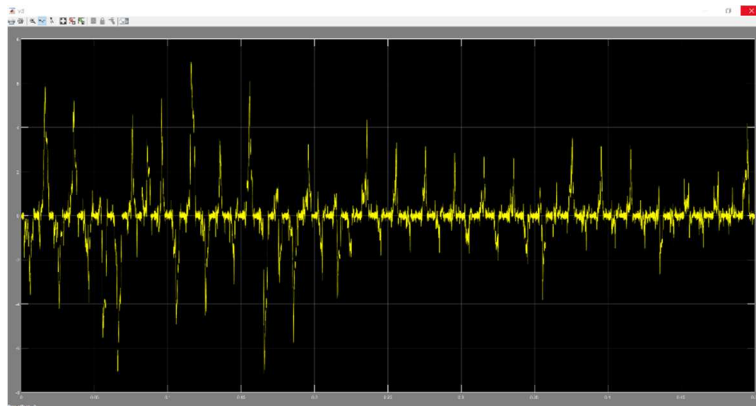


Figura LI: Dinámica de Vd MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura L* podemos observar la dinámica del comportamiento de la diferencia de tensiones en los condensadores que oscilan con picos de tensión entre los 6 y -6 V, comportamiento que daría lugar a problemas en el funcionamiento del convertidor.

CONTROL MPC HORIZONTE DE PREDICCIÓN 1 $f(T_s)$		
$T_s$	COSTE	CONMUTACIONES
$1e^{-5}$	107,24	38043
$2e^{-5}$	211,01	18407
$3e^{-5}$	313,44	12268
$4e^{-5}$	408,55	8799
$5e^{-5}$	505,74	7374

Tabla IX : Control MPC horizonte de predicción 1 Costes y Conmutaciones en función del tiempo de muestreo ( $T_s$ )

En la *Tabla IX* comparando los costes y las conmutaciones podemos llegar a la conclusión que sería necesario un tiempo de muestro por debajo de  $3e-5$  para que tuviera un menos comportamiento que obtuviera un menos coste que el control PI proporcionado aunque como hemos comprobado anteriormente el control predictivo con horizonte de predicción 1 no da al sistema la suficiente estabilidad para un correcto funcionamiento. En cuanto a las conmutaciones observamos que tiende a conmutar el sistema entre un 73 y un 76% de las predicciones que se realizan.

### 4.1.3 Control MPC horizonte de predicción 2

El control MPC con horizonte de predicción 2 consigue una mayor estabilidad que el anteriormente expuesto con horizonte de predicción 1, esto se representa en las dinámicas de las variables a controlar.

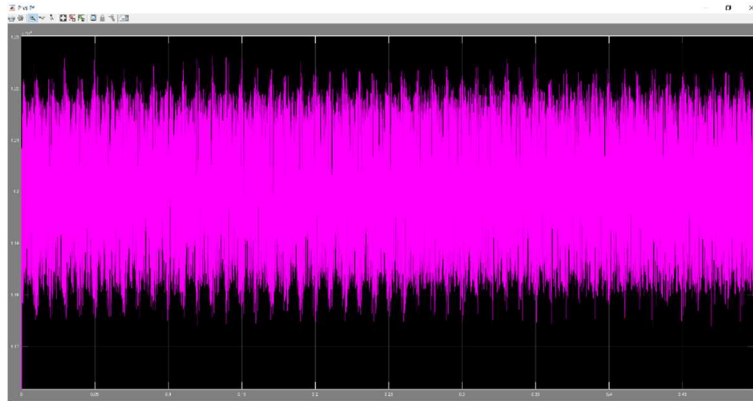


Figura LII: Dinámica de P MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LII* podemos observar la dinámica de la potencia activa que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 12.200W y los 11.800W. Consiguiendo mejorar las características dinámicas del anterior modelo.



Figura LIII: Dinámica de Q MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LIII* podemos observar la dinámica de la potencia reactiva oscilando con picos entre 250 Var y -150 Var.

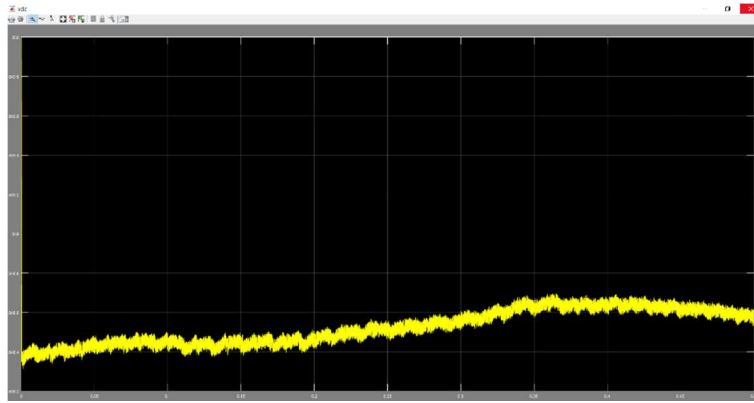


Figura LIV: Dinámica de Vdc MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LIV* podemos observar la dinámica de la suma de tensiones de los condensadores consiguiendo una dinámica estable entre los 848.4 y 848.7 V.

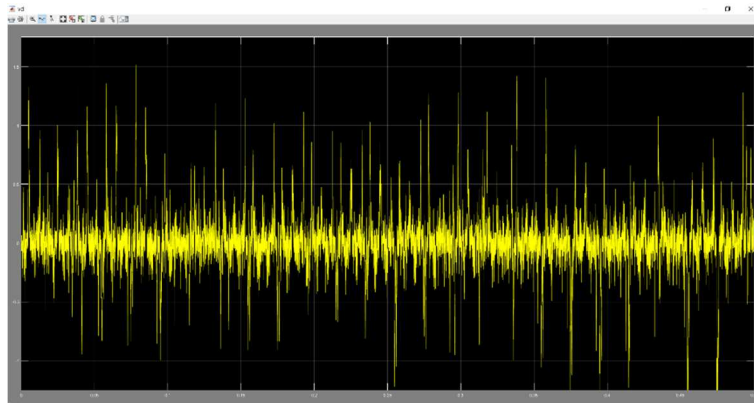


Figura LV: Dinámica de Vd MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LIV* podemos observar la dinámica de la diferencias de tensiones de los condensadores (Vd) con un rango de valores contenido entre [-0.5 y 0.5] V.

CONTROL MPC HORIZONTE DE PREDICCIÓN 2 $f(T_s)$		
$T_s$	COSTE	CONMUTACIONES
$1e^{-5}$	98,37	42857
$2e^{-5}$	191,32	21385
$3e^{-5}$	289,56	14260
$4e^{-5}$	377,37	10683
$5e^{-5}$	452,11	8472

Tabla X: Control MPC horizonte de predicción 2 Costes y Conmutaciones en función del tiempo de muestreo ( $T_s$ )



En la *Tabla X* observamos como obtenemos menos valores de coste en función disminuimos el tiempo de muestreo ( $T_s$ ), alcanzando un coste realmente bajo de 98,37 en comparación con el cote del control PI proporcionado que era de 379, 13. En cuanto a las conmutaciones obtenemos valores muy altos que reflejan en una frecuencia de conmutación entre 84 y 86% de las ocasiones en las que se predice el próximo estado óptimo.

#### 4.1.4 Control MPC horizonte de predicción 2 y restricción "One Step"

En este control como se ha explicado en el apartado 3.2.2.3 se añade la restricción al modelo MPC con horizonte de predicción 2 de no poder pasar entre extremos de tensión directamente en un paso, por ello se reducen los candidatos a ser la próxima cadena con menos valor en la función de coste, esta restricción se debe a una restricción práctica de los convertidores multinivel.

Teóricamente como punto positivo llevará menores tiempos de cálculo al necesitar evaluar menos casos y un menos número de conmutaciones, como contra se obtendrá ligeramente peores prestaciones que las obtenidas en el control MPC de horizonte de predicción 2.

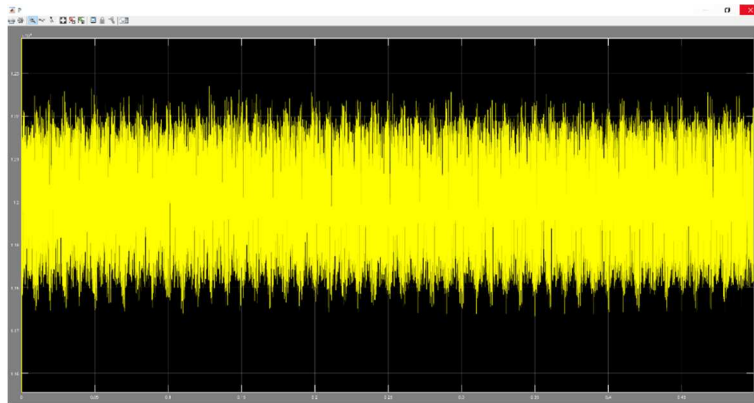


Figura LVI: Dinámica de P en control MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LII* podemos observar la dinámica de la potencia activa que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 12.200W y los 11.800W.

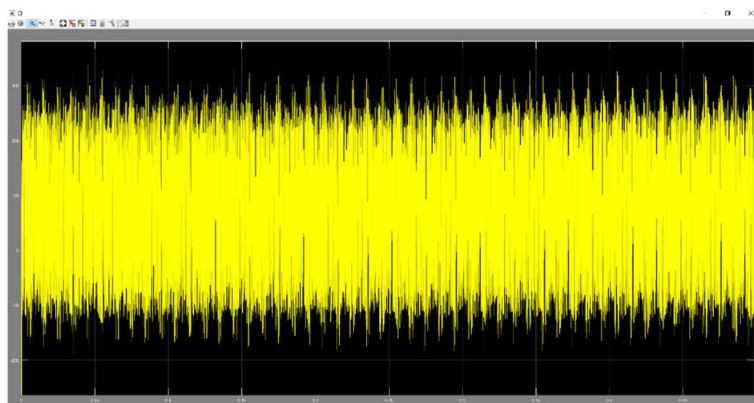


Figura LVII: Dinámica de Q en control MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LIII* podemos observar la dinámica de la potencia reactiva que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 250 Var y -150 Var.

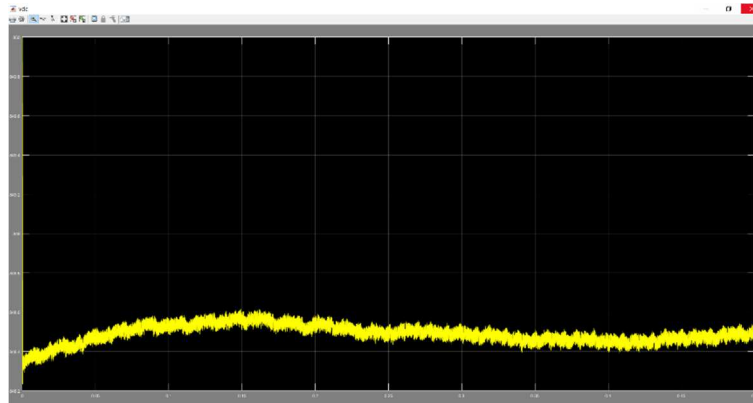


Figura LVIII: Dinámica de  $V_{dc}$  en control MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LVIII* podemos observar la dinámica de la suma de tensiones de los condensadores consiguiendo una dinámica estable entre los 848.4 y 848.6 V

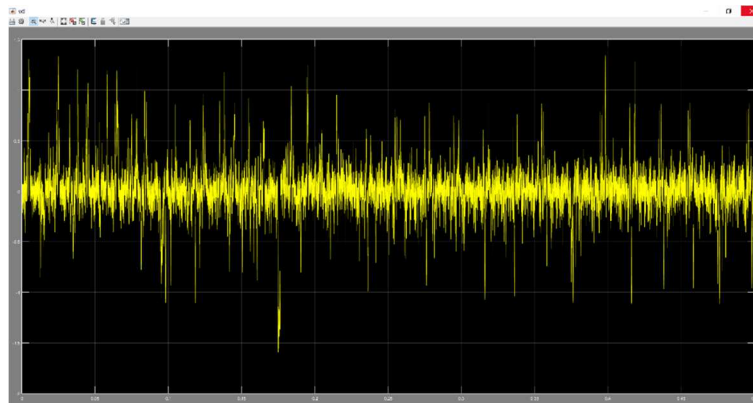


Figura LIX: Dinámica de  $V_d$  en control MPC horizonte de predicción 1 con  $T_s=1e-5$

En la *Figura LIV* podemos observar la dinámica de la diferencias de tensiones de los condensadores ( $V_d$ ) con un rango de valores contenido entre  $[-0.5$  y  $0.5]$  V.

Se observa en la práctica que las variaciones del comportamiento de las variables de control son muy leves entre el control MPC de horizonte de predicción 2 y el mismo control con la restricción “One Step”.

<b>CONTROL MPC HORIZONTE DE PREDICCIÓN 2 CON RESTRICCIÓN “ONE STEP” <math>f(T_s)</math></b>		
<b><math>T_s</math></b>	<b>COSTE</b>	<b>CONMUTACIONES</b>
$1e^{-5}$	97,99	42501
$2e^{-5}$	191,77	21362
$3e^{-5}$	289,70	14239
$4e^{-5}$	377,02	10575
$5e^{-5}$	453,73	8470

Tabla XI: Costes control MPC horizonte de predicción 2

En la *Tabla XI* observamos como obtenemos menores valores de coste en función que disminuimos el tiempo de muestreo ( $T_s$ ), alcanzando un coste realmente bajo de 97,99 en comparación con el cote del control PI proporcionado que era de 379, 13. En cuanto a las conmutaciones obtenemos valores muy altos que reflejan en una frecuencia de conmutación entre 84 y 86% de las ocasiones en las que se predice el próximo estado óptimo.

#### 4.1.5 Control MPC con horizonte de predicción 2 y restricción "One Step" y penalización por conmutaciones.

Este control como ya se explicó en el presente trabajo añade al control MPC con horizonte de predicción 2 y restricción "One Step" y penalización en la función para el cálculo de cuál es la mejor opción de cadena de control para el siguiente paso. Así favoreciendo la no conmutación para así obtener una mayor esperanza de vida del convertidor.

Teóricamente como punto positivo traerá un menor número de conmutaciones, como contra se obtienen ligeramente peores prestaciones que las obtenidas en el control MPC de horizonte de predicción 2.

Se han realizado simulaciones con penalizaciones ( $P$ ) que van desde valores absolutos de 0,01 hasta 2 obteniendo en las simulaciones realizadas estos valores absolutos que se introducen en el control penalizando la conmutación.

Recordando las funciones de coste para este tipo de control, dentro del control para la elección de la mejor opción de cadena para el siguiente instante de tiempo se determina como:

$$F. \text{ Coste} = \Delta P_1 + \Delta Q_1 + \lambda * Vd^2_1 + \Delta P_2 + \Delta Q_2 + \lambda * Vd^2_2 + P \quad (\text{ec. 3.5})$$

Mientras que la ecuación que define el coste real de la explotación del control se define como:

$$\text{Coste} = \Delta P + \Delta Q + \lambda * Vd^2 \quad (\text{ec. 4})$$

Mostraremos las gráficas de la evolución dinámica de las variables de control con una penalización de una unidad.  $P=1$

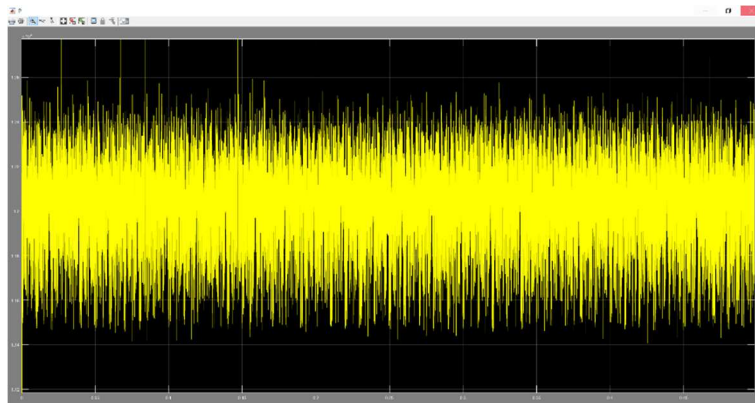


Figura LX: Dinámica de  $P$  en control MPC horizonte de predicción 2 con  $T_s=1e-5$  y Penalización<sub>conmutación</sub>=1

En la *Figura LX* podemos observar la dinámica de la potencia activa que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 12.400W y los 11.500W.

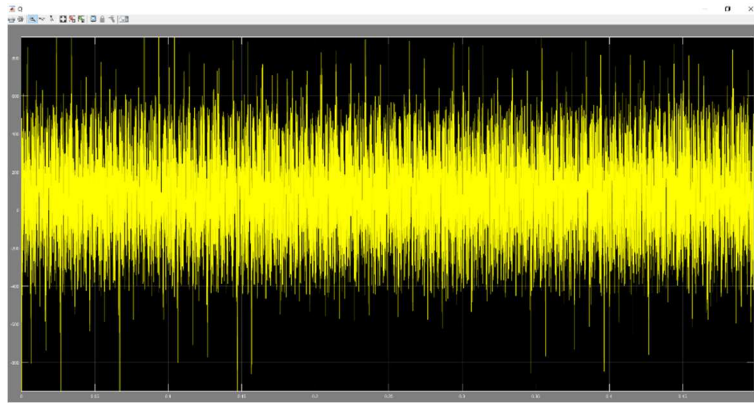


Figura LXI: Dinámica de Q en control MPC horizonte de predicción 2 con  $T_s=1e-5$  y  $\text{Penalización}_{\text{conmutación}}=1$

En la *Figura LXI* podemos observar la dinámica de la potencia reactiva que se encuentra oscilando con picos entre los valores de 400 Var y -400 Var.

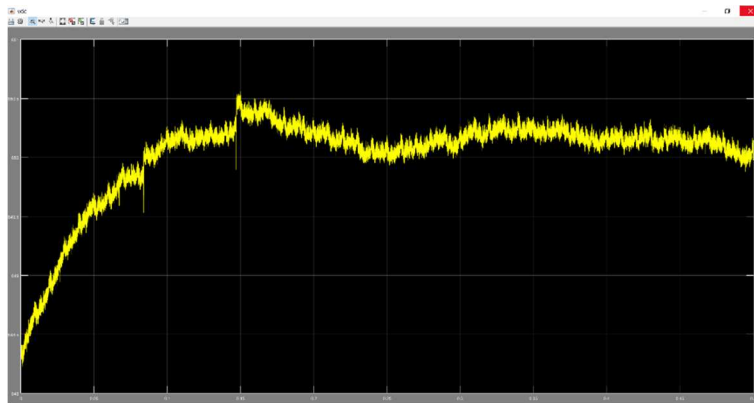


Figura LXII: Dinámica de Vdc en control MPC horizonte de predicción 2 con  $T_s=1e-5$  y  $\text{Penalización}_{\text{conmutación}}=1$

En la *Figura LXII* podemos observar la dinámica de la suma de tensiones de los condensadores consiguiendo una dinámica estable que comienza cerca de los 848.4 y termina estabilizándose en torno a 850 V que es nuestro valor de referencia.

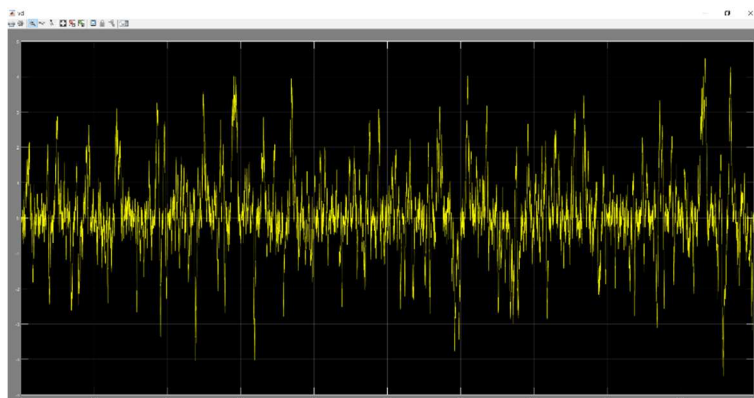


Figura LXIII: Dinámica de Vd en control MPC horizonte de predicción 2 con  $T_s=1e-5$  y  $\text{Penalización}_{\text{conmutación}}=1$

En la *Figura LXIII* podemos observar la dinámica de la diferencias de tensiones de los condensadores (Vd) con un rango de valores contenido entre [-2 y 2] V.

$T_s=5e-5$	COSTE	463			
	CONMUTACIONES	5168			
$T_s=4e-5$	COSTE	377	378		
	CONMUTACIONES	9061	8507		
$T_s=3e-5$	COSTE	290	290	306	
	CONMUTACIONES	12178	11686	10590	
$T_s=2e-5$	COSTE	192	196	231	327
	CONMUTACIONES	17600	17473	14149	10298
$T_s=1e-5$	COSTE	98	99	162	319
	CONMUTACIONES	35484	34748	20721	15488
<b>PENALIZACIÓN</b>		<b>0.01</b>	<b>0.1</b>	<b>1</b>	<b>2</b>

Tabla XII: Comparación de Costes y Conmutaciones de simulaciones con distintos  $T_s$  y distintas penalizaciones.

En la *Tabla XII* observamos como obtenemos menores valores de coste en función que disminuimos el tiempo de muestreo ( $T_s$ ) y aumentando en función del mayor grado de penalización que se otorgue. Es significativo la reducción del número de conmutaciones por ejemplo observado el caso de  $T_s=1e^{-5}$  teniendo como caso base las conmutaciones obtenidas en el control anterior (Conmutaciones=42501) en comparación con el número de conmutaciones obtenidas en con una penalización de 2 en las que se reducen en un porcentaje de:

$$\text{Reducción de conmutaciones} = \left(1 - \frac{15488}{42501}\right) * 100 = 63.55\%$$

Esta reducción va en detrimento del coste de la explosión del control que aumenta desde un coste original de 97,99 hasta un coste de 319.

Aunque observamos que por ejemplo con una penalización de 0.1 se obtienen 34748

conmutaciones lo que supondría una reducción del 18,24% de las conmutaciones sin alterar significativamente el coste obtenido:

$$97,99 \approx 99$$

La evolución dinámica de la intensidad con este control con penalización 0.1 se muestra en la *Figura LXIV* donde se aprecia su comportamiento perfectamente sinusoidal.

Lo que lleva a unos valores de THD (distorsión armónica) extremadamente bajos

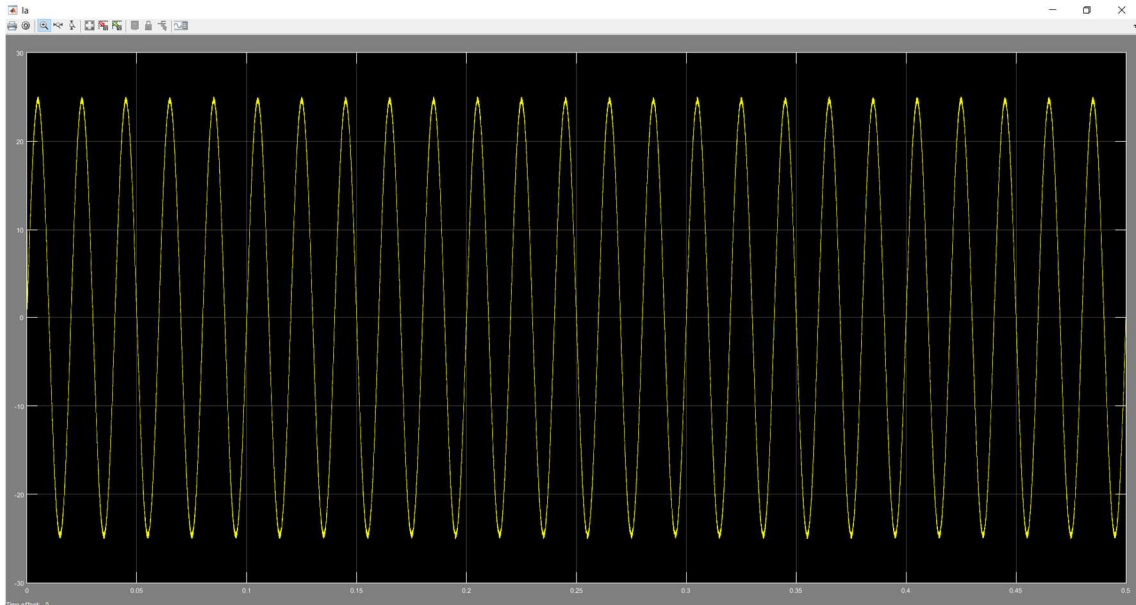


Figura LXIV: Dinámica Intensidad fase a en control MPC horizonte de predicción 2 con  $T_s=1e-5$  y Penalización  $_{\text{conmutación}}=0.1$

anulando uno de los mayores problemas que se dan actualmente en la industria. En la *Figura LXV* se muestra la evolución del THD durante la ejecución de control con las mismas propiedades de la gráfica mostrada de la evolución de la Intensidad de la fase a en la *Figura LXIV*.





## 4.2 Resultados obtenidos al someter al control Predictivo con horizonte de predicción 2, restricción “One Step” y limitación de conmutaciones ( $P=0.1$ ) a cambios impulsivos de la referencia de Potencia ( $P_{ref}$ ).

En este apartado se ha sometido al control predictivo con horizonte de predicción 2, restricción “One Step” y limitación a la conmutación ( $P=0.1$ ) a cambios modificando la referencia de potencia a obtener.

Se ha realizado una simulación de 0.8 seg. Que comienza con una potencia de referencia igual a la impuesta en las anteriores simulaciones ( $P_{ref}= 12.000 \text{ W}$ ) y al cabo de 0.25 seg se reduce esta referencia en 4.000 W pasando a ser la potencia de referencia igual a 8.000W para 0.25 seg después (0.5 seg de simulación) aumentar esta referencia en 2.000W pasando a tener una a ser la potencia de referencia igual a 10.000W hasta el final de la simulación.

En el análisis de estos resultados podemos determinar el comportamiento que muestra el control a variaciones de referencia y los transitorios que se producen.

Para la implementación en Simulink de los cambios de  $P_{ref}$  se han insertado dos bloques como muestra las Figuras LXVI, LXVII y LXVIII

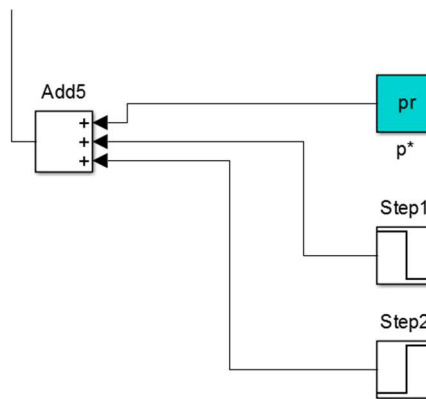


Figura LXVI: Bloque para realizar cambios en la Potencia de referencia

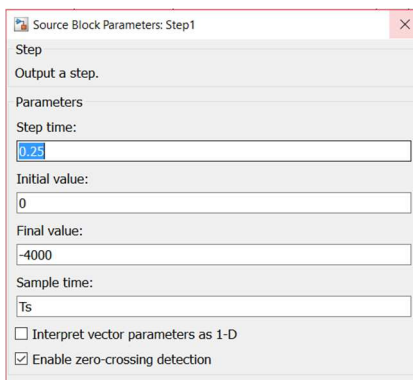


Figura LXVII: Propiedades Step1

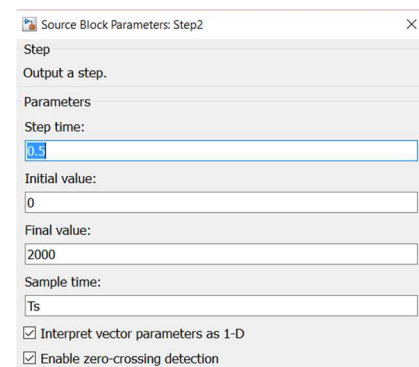


Figura LXVIII: Propiedades Step2

Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

En la Figura LXIX, observamos cómo se varía a potencia de salida del equipo sin apenas transitorios y siguiendo perfectamente la referencia dibujada en rojo en la figura.

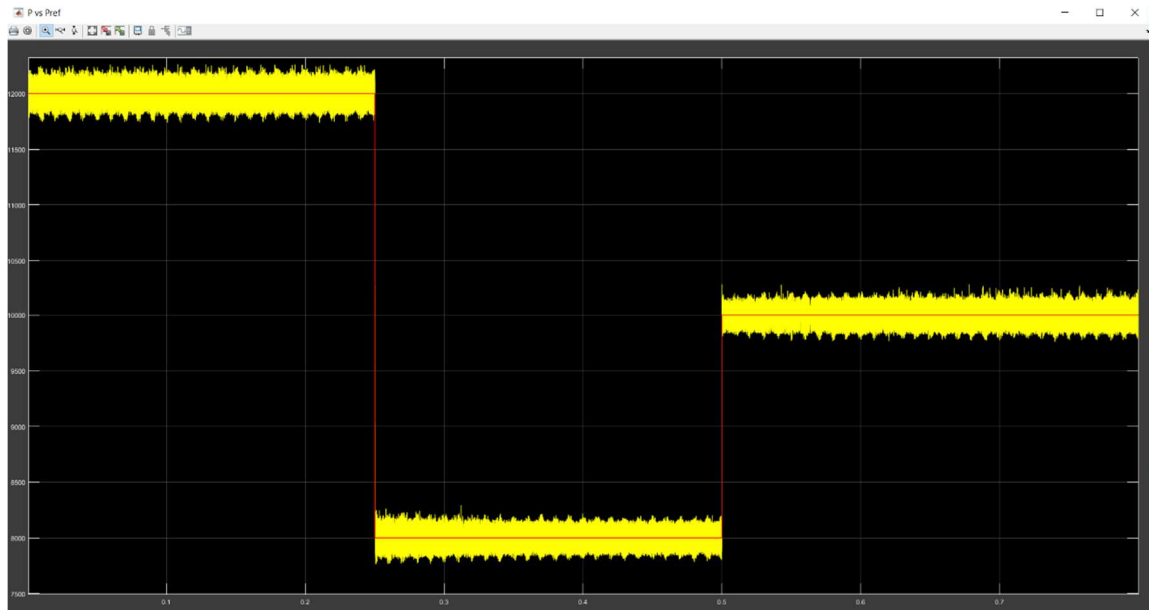


Figura LXIX: Dinámica de la potencia con variaciones de la referencia

Observando esta misma gráfica más en detalle, con una figura para cada uno de los tramos. Podemos determinar de las Figuras LXX, LXXI y LXXII, que se obtienen variaciones similares a las obtenidas en las simulaciones con referencia constante dando lugar a unas variaciones en la potencia de salida que oscila por debajo de  $\pm 200$  W.

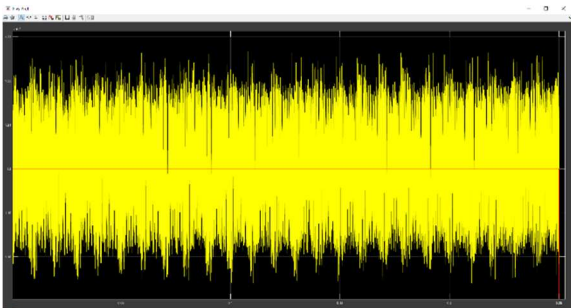


Figura LXX: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=12kW

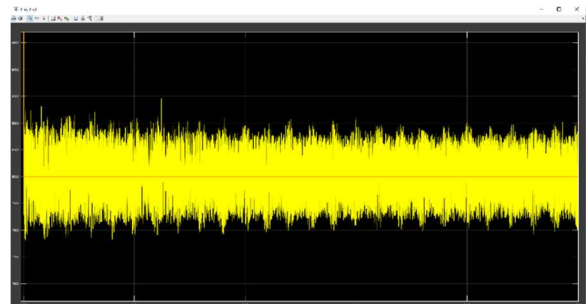


Figura LXXI: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=8kW

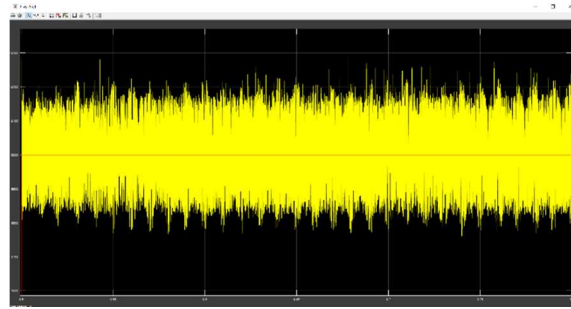


Figura LXXII: Dinámica de la Potencia en el primer tramo con Pref=10kW

En cuanto a la potencia reactiva de salida obtenida se muestra en la *Figura LXXIII*. Donde se observan valores similares a los obtenidos en la simulación de este mismo control sin llevar a cabo la variación de la referencia de potencia. Se observa que el ruido de la señal de potencia reactiva disminuye ligeramente cuando disminuyen las necesidades de potencia activa demandada.

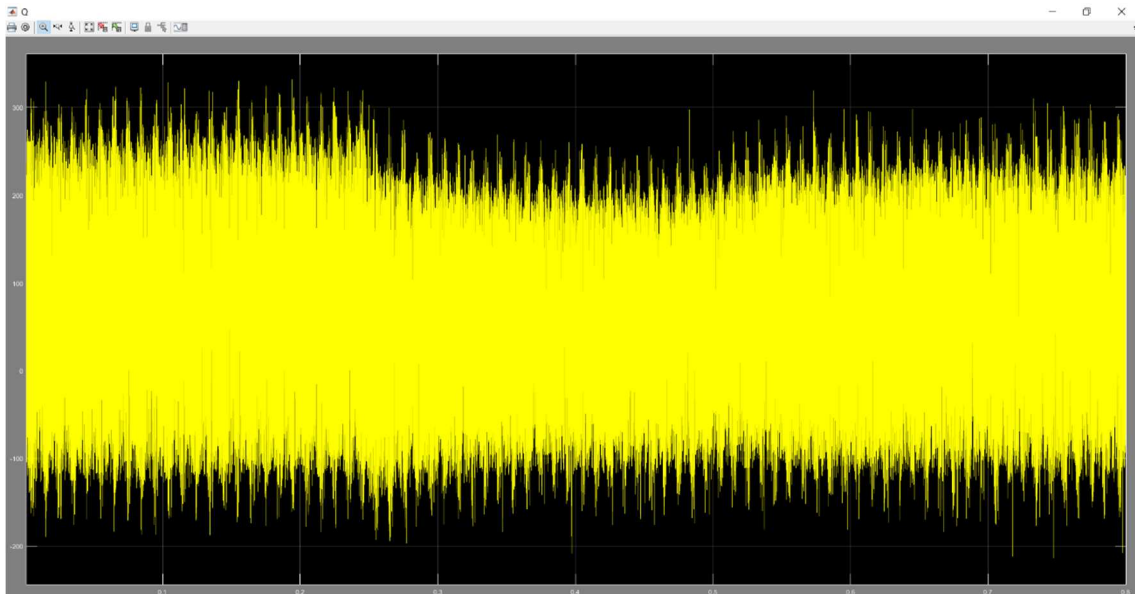


Figura LXXIII: Dinámica de la Potencia Reactiva con variación de Pref

Mientras las tensiones de  $V_{dc}$  y  $V_d$  que son expuestas en las *Figuras LXXIV* y *LXXV*. La primera de ellas se observa una disminución en la suma de tensiones de ambos condensadores pero se mantiene el balanceo de tensiones entre los dos condensadores cercano a 0 V.

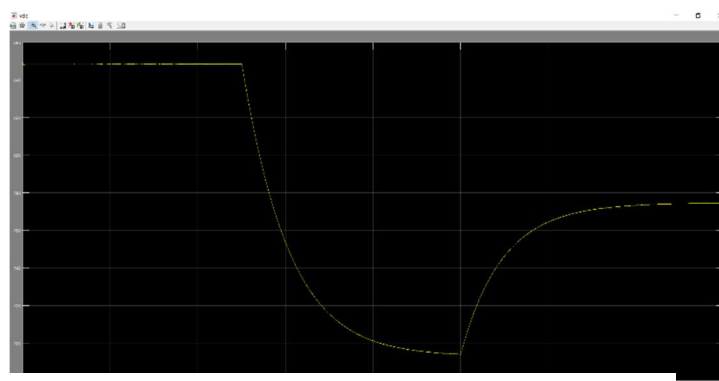


Figura LXXIV: Suma de las tensiones de los condensadores ( $V_{dc}$ ) en simulación con variación de Pref

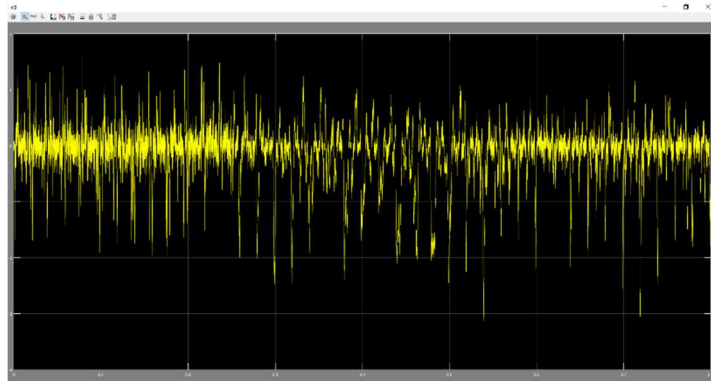


Figura LXXV: Diferencia de tensión en los condensadores ( $V_d$ ) en simulación con variación de Pref

Por último la salida de intensidad (Fase a) se muestra en la *Figura LXXVI* donde observa la variación de esta en función de la Potencia demanda aunque en todo momento manteniendo su carácter sinusoidal.

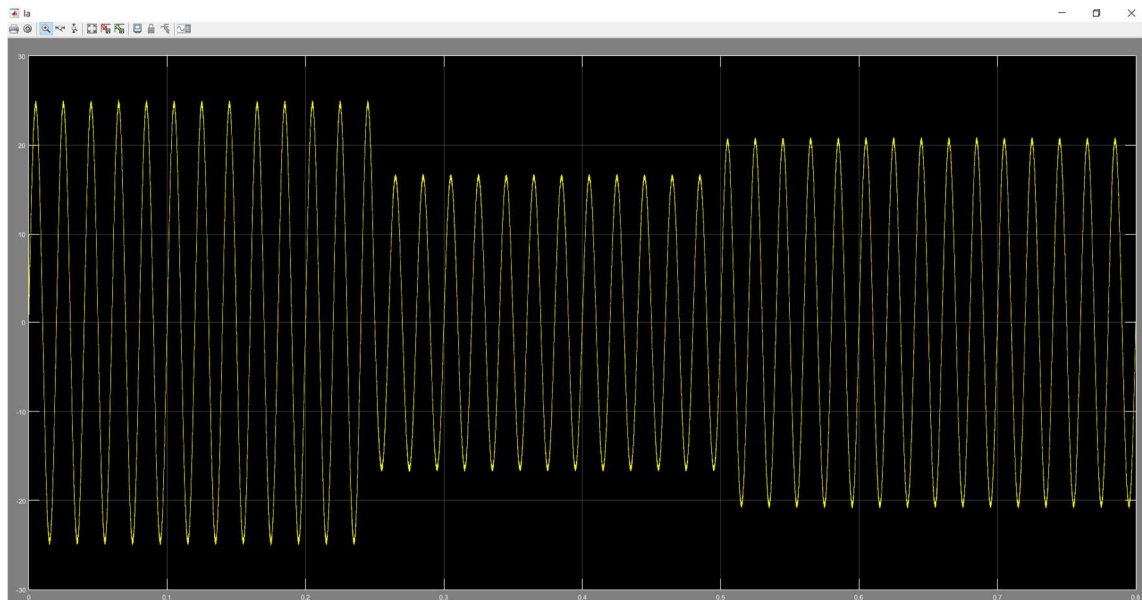


Figura LXXVI: Intensidad de la fase a en simulación con variación de la Pref

Como se observa en la *Figura LXXVI* se tiene una onda prácticamente sinusoidal por lo que obtendremos un THD (%) valores como en las anteriores simulaciones muy bajos que rondan de forma constante un valores de 1,15% excluyendo los transitorios de que se dan en los cambios de la referencia de potencia.

Por último, los datos obtenidos en la simulación en cuanto a costes y THD (%) medio se muestran en la *Tabla XIII*.

<b>CONTROL MPC HORIZONTE DE PREDICCIÓN 2 CON RESTRICCIÓN “ONE STEP” Y PENALIZACIÓN A LAS CONMUTACIONES (<math>P=0.1</math>) <math>f(T_s)</math></b>		
<b><math>T_s</math></b>	<b>COSTE</b>	<b>THD (%)</b>
$1e^{-5}$	141.89	1.23
$2e^{-5}$	280.08	2.19
$3e^{-5}$	418.96	3.16

Tabla XIII: Resultados obtenidos en simulación con variación en la Pref

Se puede observar claramente un aumento del coste de la simulación con respecto al mismo tipo de control sin las variaciones de  $P_{ref}$  expuestos en la *Tabla XII*. *Esto se debe a los incrementos de coste que se dan en los cambios de potencia de referencia.*

### 4.3 Conclusiones extraídas del análisis de diferentes controles implementados

En este apartado se realizará la comparación de los distintos controles implementados llegando y exponiendo las conclusiones de este trabajo.

En primer lugar compararemos los diferentes modelos en función de los costes de explotación del convertidor. En el caso del último control expuesto (MPC con horizonte de predicción 2 con restricción “One Step” y penalización de conmutaciones) se expondrá con una penalización de 0,1 ya que se ha comprobado que obtiene resultados similares a los otros controles MPC con horizonte de predicción 2 en cuanto a costes y consigue disminuir significativamente el número de conmutaciones.

COSTE	1° PI	2° MPC 1	3° MPC 2	4° MPC 2 + R	5° MPC 2 + R + L
$T_s=5e^{-5}$	365	505	452	453	463
$T_s=4e^{-5}$	369	408	377	377	377
$T_s=3e^{-5}$	373	313	289	289	290
$T_s=2e^{-5}$	377	211	191	191	195
$T_s=1e^{-5}$	379	107	98	98	99

Tabla XIV: Comparación de coste entre los distintos controles implementados y el control base PI

En la Tablas XIII se puede observar que los controles implementados 3°, 4° y 5° son competitivos incluso mejoran significativamente las prestaciones dadas por el control referencia PI hasta  $T_s=4e^{-5}$  ya por encima de este valor de muestreo, empieza a empeorar las prestaciones significativamente.

En cuanto el número de conmutaciones necesarias para la simulación se obtienen los datos reflejados en la Tabla XIV.

CONMUTACIONES	2° MPC 1	3° MPC 2	4° MPC 2 + R	5° MPC 2 + R + L
Ts=5e-5	7374	8472	8470	7807
Ts=4e-5	8799	10683	10575	9061
Ts=3e-5	12268	14260	14239	11686
Ts=2e-5	18407	21385	21362	17473
Ts=1e-5	38043	42357	42501	34748

Tabla XV: Comparación de conmutaciones entre los distintos controles implementados

A raíz de los resultados obtenidos y mostrados en la Tabla XIV, determinamos el aumento significativo de las conmutaciones en los controles MPC con horizonte de predicción 2 mientras también se observa la disminución significativa de las conmutaciones incluyendo la penalización a las mismas sin aumentar significativamente el coste de la función objetivo.

CONMUTACIONES (%)	2° MPC 1	3° MPC 2	4° MPC 2 + R	5° MPC 2 + R + L
Ts=5e-5	73,74	84,72	84,70	78,07
Ts=4e-5	70,39	85,46	84,60	72,48
Ts=3e-5	73,60	85,56	85,43	70,11
Ts=2e-5	73,62	85,54	85,44	69,89
Ts=1e-5	76,08	84,71	85,00	69,49

Tabla XVI: Comparación de conmutaciones relativas entre los distintos controles implementados

Analizando los resultados de la *Tabla XV*, donde se muestra el porcentaje de veces que se conmuta de posición entre el total de conmutaciones posibles definidas por el tiempo de muestreo, la mejoría que se obtiene con el MPC de horizonte de predicción 2 que incluye penalización a las conmutaciones disminuyendo de manera notoria este número de conmutaciones lo que repercutirá positivamente en la esperanza de vida del convertidor.



Otra característica que sobresale de este control son los bajos niveles de THD (Distorsión Armónica) obtenidos que representarían solventar uno de los grandes problemas que se presentan en la utilización de equipos de potencia que causan grandes problemas en cuanto a la calidad de la señal de la red. Estos niveles tan bajos obtenidos ( $1 \leq \text{THD} (\%) \leq 4$ ) durante la simulación del control propuesto se deben en gran medida en el bajo tiempo de muestreo con el que se han realizado las simulaciones que incrementa desde el 1% indicado para valores de muestreo  $T_s=1e-5$  hasta el 4% para valores de  $T_s=5e-5$ . Siendo estos valores óptimos para su explotación industrial al ser bastante menores a las exigencias actuales.

---

# Referencias

---

- [1] Nabae, A., Takahashi, I., Akagi, H. "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-17(5), 1981.
- [2] Ta Meynard, H Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", Power Electronics Specialists Conference, 1992.
- [3] Carpita M., Marchesoni M., Oberti M. Y Puglisi L. "Power Conditioning System using Sliding Mode Control". Proceedings of Power Electronic Specialist Conference. 626-633, Kyoto, Japan, 1988.
- [4] B. Suh, D. Hyun, And H. Choi, "A Circuit Design for Clamping an Overvoltage in Three-Level GTO Inverters", IEEE IECON Conference Proceedings, pp. 651-656, 1994.
- [5] Xiaoming Yuan and Ivo Barbi, "Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, NO. 4, 2000.
- [6] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonz´alez and J. Balcells, "Interfacing Renewable Energy Sources to the Utility Grid Using a Three-Level Inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no.5, pp. 1504–1511, Oct. 2006.
- [7] J. Bordonau, M. Cosan, D. Borojevic, H. Mao and F. C. Lee, "A State-Space Model for the Comprehensive Dynamic Analysis of Three-Level Voltage-Source Inverters," in Proc. IEEE PESC'97, vol. 2, pp. 942–948, St. Louis, Missouri, USA, Jun. 1997.
- [8] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits," in Proc. JIEEIPPEC'83, pp. 1375–1386, Tokyo, Japan, 1983.
- [9] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May/Jun. 1984.

---

# Bibliografía

---

Francisco Umbría, Sergio Vázquez, Francisco Gordillo, Fabio Gómez-Estern, “Observer-based direct power control for three-level NPC rectifiers”, 2009.

José Rodríguez, Leopoldo G. Franquelo, Samir Kouro, José I. León, Ramón C. Portillo, M<sup>a</sup> Àngeles Martín Prats, Marcelo A. Pérez, “Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications”, 2009.

Ned Mohan, John Wiley & Sons, “Power Electronics: Converters, Applications And Design, Media Enhanced”

Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins “Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño”

Francisco Umbría Jiménez “Ph.D. Thesis. Contributions to Control of Multilevel Power Converters”, 2013.

Eduardo Burguete Archel “Análisis, diseño y control de convertidores multinivel”, 2016.

Samir Kouro, *Member, IEEE*, Patricio Cortés, *Member, IEEE*, René Vargas, *Student Member, IEEE*, Ulrich Ammann, *Member, IEEE*, and José Rodríguez, *Senior Member, IEEE* “*Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters*”

Francisco Umbría, Francisco Gordillo, Francisco Salas and Sergio Vázquez “*Model-Based NPC Converter Regulation for Synchronous Rectifier Applications*”, 2014.

# Anexos

En primer lugar se presenta los archivos en Matlab del control PI suministrado por el departamento.

Consta de los archivos:

- Ini\_rectificador3L
- PowerControl
- Rectificador3L
- Rectificador3L\_alfabeta
- u\_eq
- VdControl
- sim\_rectificador\_3L (esquema Simulink)

```
%% Ini_rectificador3L
```

```
% Convertidor
```

```
global L C R maxV f
```

```
global Tag Tga
```

```
C = 3300e-6;
```

```
L=3.5e-3;
```

```
maxV = 230*sqrt(2);
```

```
maxVg=maxV*sqrt(3/2); % Repasar
```

```
f = 50;
```

```
R=60; % Puede cambiar en la simulación
```

```
% Transformación abc->alfa,beta gamma (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tga = sqrt( 2/3)*[1, -1/2, -1/2;
```

```
0, sqrt(3)/2, -sqrt(3)/2;
```

```
1/sqrt(2),1/sqrt(2), 1/sqrt(2)];
```

```
% Transformación alfa,beta gamma -> abc (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tag=inv(Tga);
```

```
% Transformación de (u1,u2,u3,u4) -> (dpg_a dpg_b dng_a dng_b)
Tdu=0.5*[ 1  0  1  0;
          0  1  0  1;
         -1  0  1  0;
          0 -1  0  1];

%% Condiciones iniciales

% Cuidado con las i iniciales. Deben estar equilibradas;
x0=[0;21.65;-21.65;850;0];
i0_gab=Tga*x0(1:3);
x0g=[i0_gab(1:2);x0(4:5)];

%% Controlador

global kp kpi kq kqi kd kdi

Ts=5e-5;
Tpwm=Ts;
lambda=0.005;
dpg=0.75;
dng=0.75;

kp=4e-7;
kq=4e-7;
kpi=5e-7;
kqi=5e-7;

kd=0.00; % 0.01
kdi=0.00; % 0

pr=12000;
qr=0;
```

## %% PowerControl

```
function ulu2=PowerControl(x)
% Ley (20)-(21) del artículo del IECON'14

global kp kpi kq kqi

ueq1=x(1);
ueq2=x(2);

e_p=x(3); % p-p*
i_e_p=x(4); % Su integral

e_q=x(5); % q-q*
i_e_q=x(6); % Su integral

vs=x(7:8);

u1=ueq1+kp*vs(1)*e_p+kpi*vs(1)*i_e_p-kq*vs(2)*e_q-kqi*vs(2)*i_e_q;
u2=ueq2+kp*vs(2)*e_p+kpi*vs(2)*i_e_p+kq*vs(1)*e_q+kqi*vs(1)*i_e_q;

ulu2=[u1;u2];
```

## %% Rectificador3L

```
function dy=Rectificador3L(x)
% Inicialmente Tomado de Modeling of a three level converter used in a
synchronous rectifier application
% Escobar, G. Leyva-Ramos, J. ; Carrasco, J.M. ; Galvan, E.
% DOI: 10.1109/PESC.2004.1354762

% Pero dada la definición de las u, es mejor de
ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6020679
% Se supone Rg=0

global L C R

i_a=x(1);
i_b=x(2);
```

```

i_c=x(3);

vdc=x(4);

vd=x(5);

dp_a=x(6);
dp_b=x(7);
dp_c=x(8);

dn_a=x(9);
dn_b=x(10);
dn_c=x(11);

vs_a=x(12);
vs_b=x(13);
vs_c=x(14);

%Mi=[2 -1 -1;-1 2 -1; -1 -1 2];
%di=1/L*(-vdc/6*M1*u+vs)];

dia=1/L*(vs_a-(dp_a-dn_a)*vdc/2-(dp_a+dn_a)*vd/2+vdc/6*(dp_a+dp_b+dp_c-dn_a-
dn_b-dn_c)+vd/6*(dp_a+dp_b+dp_c+dn_a+dn_b+dn_c));
dib=1/L*(vs_b-(dp_b-dn_b)*vdc/2-(dp_b+dn_b)*vd/2+vdc/6*(dp_a+dp_b+dp_c-dn_a-
dn_b-dn_c)+vd/6*(dp_a+dp_b+dp_c+dn_a+dn_b+dn_c));
dic=1/L*(vs_c-(dp_c-dn_c)*vdc/2-(dp_c+dn_c)*vd/2+vdc/6*(dp_a+dp_b+dp_c-dn_a-
dn_b-dn_c)+vd/6*(dp_a+dp_b+dp_c+dn_a+dn_b+dn_c));

dvdc=1/C*(i_a*(dp_a-dn_a)+i_b*(dp_b-dn_b)+i_c*(dp_c-dn_c)-2*vdc/R);
dvd= 1/C*(i_a*(dp_a+dn_a)+i_b*(dp_b+dn_b)+i_c*(dp_c+dn_c));

dy=[dia;dib;dic;dvdc;dvd];

%% Rectificador3L_alfabeta

function dx=Rectificador3L_alfabeta(x)
global L C R

```

```

ia=x(1);
ib=x(2);
vdc=x(3);
vd=x(4);
dp=x(5:6);
dn=x(7:8);
vs=x(9:10);

diab=1/L*(vs-(dp-dn)*vdc/2-(dp+dn)*vd/2);

dvdc=1/C*((dp-dn)'*[ia;ib]-2*vdc/R);

dvd=1/C*((dp+dn)'*[ia;ib]);

dx=[diab;dvdc;dvd];

%% u_eq

function u=u_eq(x)

global f L

vdc=x(1);

vs=x(2:3); % En coordenadas alpha-beta

p=x(4);
q=x(5);

vs2=vs'*vs; % módulo de vs al cuadrado

u1=2/vdc*((1+2*pi*f*L*q/vs2)*vs(1)+2*pi*f*L*p/vs2*vs(2));
u2=2/vdc*((1+2*pi*f*L*q/vs2)*vs(2)-2*pi*f*L*p/vs2*vs(1));

u=[u1;u2];

```



```
%% VdControl
```

```
function u3u4=VdControl(x)
```

```
global kd kdi
```

```
vd=x(1);
```

```
ivd=x(2); % Integral
```

```
p=x(3);
```

```
q=x(4);
```

```
vs=x(5:6);
```

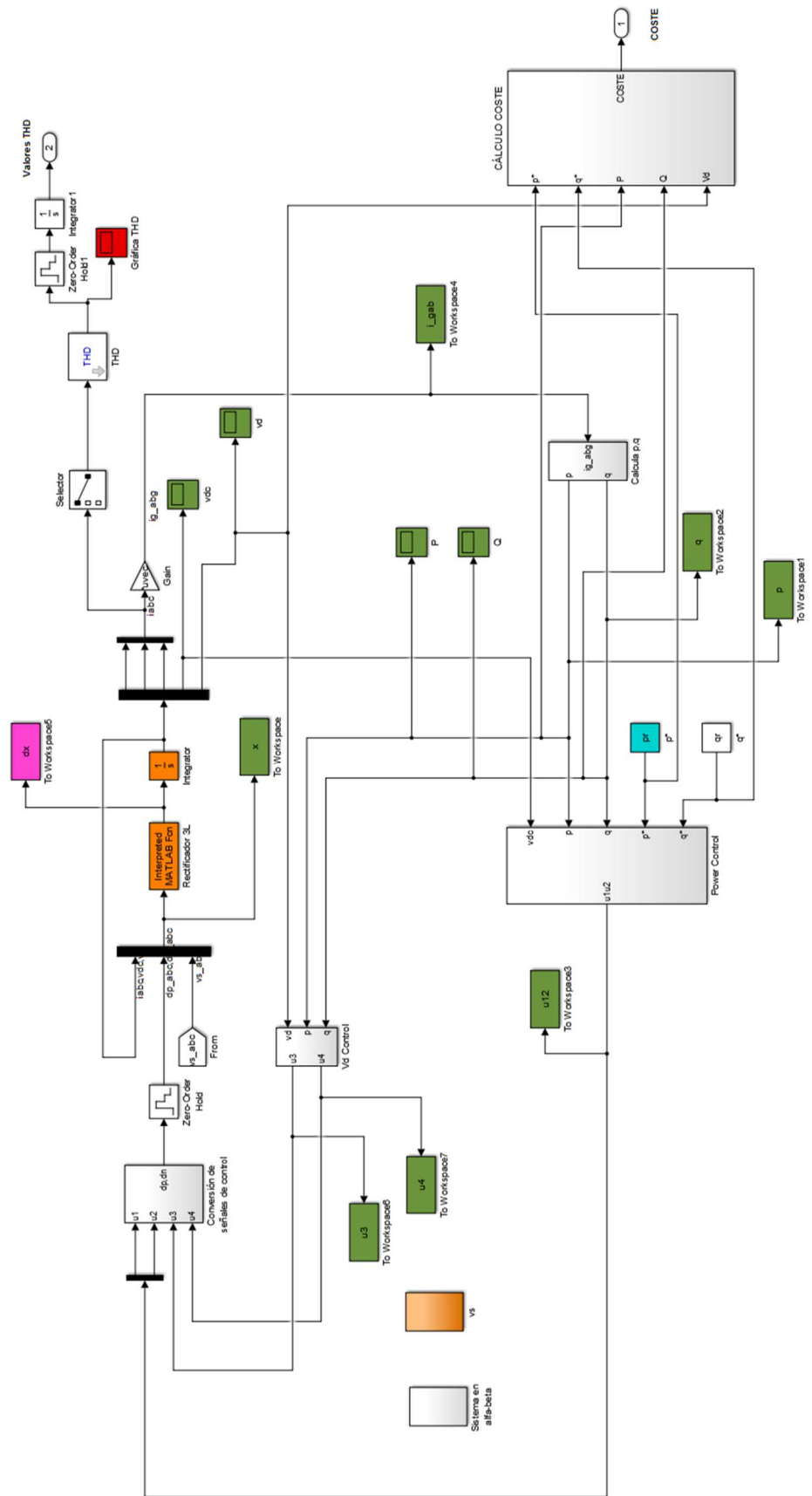
```
den=p*p+q*q;
```

```
u3=- (vs(1)*p-vs(2)*q)/den*(kd*(vd)+kdi*(ivd));
```

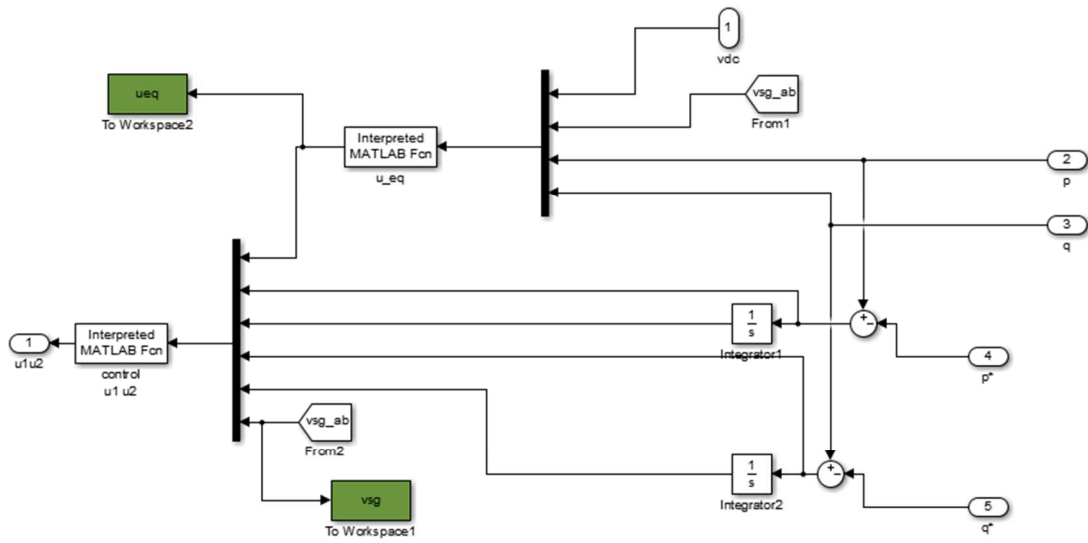
```
u4=- (vs(2)*p+vs(1)*q)/den*(kd*(vd)+kdi*(ivd));
```

```
u3u4=[u3;u4];
```

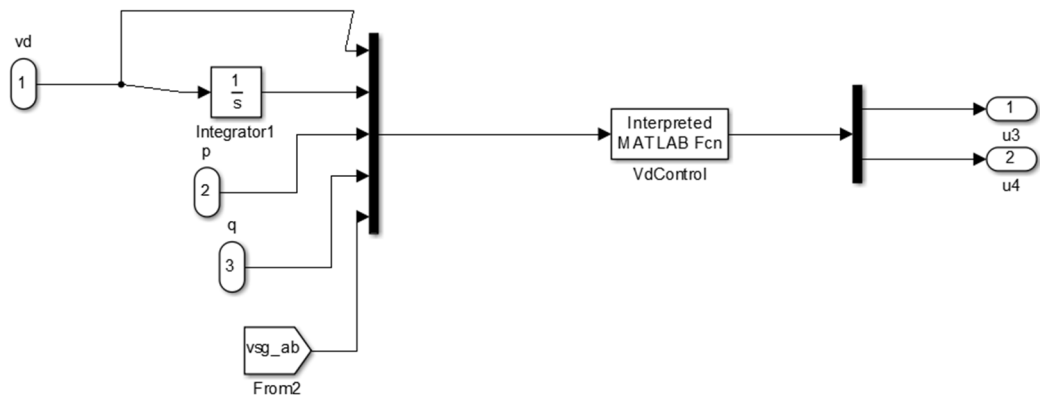
sim\_rectificador\_3L



Implementación variables de control  $u_1$  y  $u_2$  (Simulink)



Implementación variables de control  $u_3$  y  $u_4$  (Simulink)



En siguiente lugar se presenta el control MPC con horizonte de predicción 1.

Consta de los archivos:

- Ini\_rectificador3L MPC
- control\_MPC
- Rectificador3L (expuesto en control PI)
- Rectificador3L\_alfabeta (expuesto en control PI)
- one\_step\_pedictor
- función\_coste
- states
- sim\_rectificador3L\_MPC (esquema Simulink)

```
%% Ini_rectificador3L MPC
```

```
%% Convertidor
```

```
global L C R maxV f Ts
```

```
global Tag Tga lambda
```

```
C = 3300e-6;
```

```
L=3.5e-3;
```

```
maxV = 230*sqrt(2);
```

```
maxVg=maxV*sqrt(3/2);
```

```
f = 50;
```

```
R=60; % Puede cambiar en la simulación
```

```
% Transformación abc->alfa,beta gamma (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tga = sqrt( 2/3)*[1, -1/2, -1/2;
```

```
0, sqrt(3)/2, -sqrt(3)/2;
```

```
1/sqrt(2),1/sqrt(2), 1/sqrt(2)];
```

```
% Transformación alfa,beta gamma -> abc (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tag=inv(Tga);
```

```
%% Condiciones iniciales

% Cuidado con las i iniciales. Deben estar equilibradas;
x0=[10;-10;0;850;0];
i0_gab=Tga*x0(1:3);
x0g=[i0_gab(1:2);x0(4:5)];

%% Controlador

global uk1
global disparos conmutaciones
uk1=[1,1,1,0,0,0,0,0,0]';

Ts=1e-5;

states; % Inicializa la matriz de disparos

pr=12000;
qr=0;
conmutaciones=0;
lambda=0.005;

%% control_MPC

function resul=control_MPC(xx)

global uk1 % u calculada en el periodo anterior.
global disparos conmutaciones

% Estimación de  $x_{k+1}$ 

x=xx(1:4); % Estado : ia ib ic Vdc Vd
xr=xx(5:8); % Referencias : Pr Qr V+r V-r
vsg=xx(9:10); %Tensiones de Línea

xk1=one_step_predictor(x,uk1,vsg);
```

```

% Análisis de cada una de las 27 posibilidades

coste_final=inf;
for i=1:27
    u_pru=disparos(i,:)';
    xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru,vsg);
    coste=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru,xr);

    if coste<coste_final
        coste_final=coste;
        optimo=u_pru;
        xk2o=xk2;
    end
end
ucomp=uk1;
if ucomp==optimo
    conmutaciones=conmutaciones;
else
    conmutaciones=conmutaciones+1;
end

u=uk1;
uk1=optimo;

resul=[u;xk1;xk2o];

%% one_step_predictor

function xk1=one_step_predictor(x,u,vsg)
% u debe estar con los códigos resultantes de la matriz disparos

global Ts

vector=[x;u(1:3);u(7:9);vsg];

dx=Rectificador3L_alfabeta(vector);

xk1=x+Ts*dx;

```

```
%% función_coste
```

```
function coste=funcion_coste(x,uk1,uk2,xr)
```

```
global lambda
```

```
coste=abs(x(1)-xr(1))+abs(x(2)-xr(2))+lambda*(abs(x(4)))^2;
```

```
%% states
```

```
% Columnas:
```

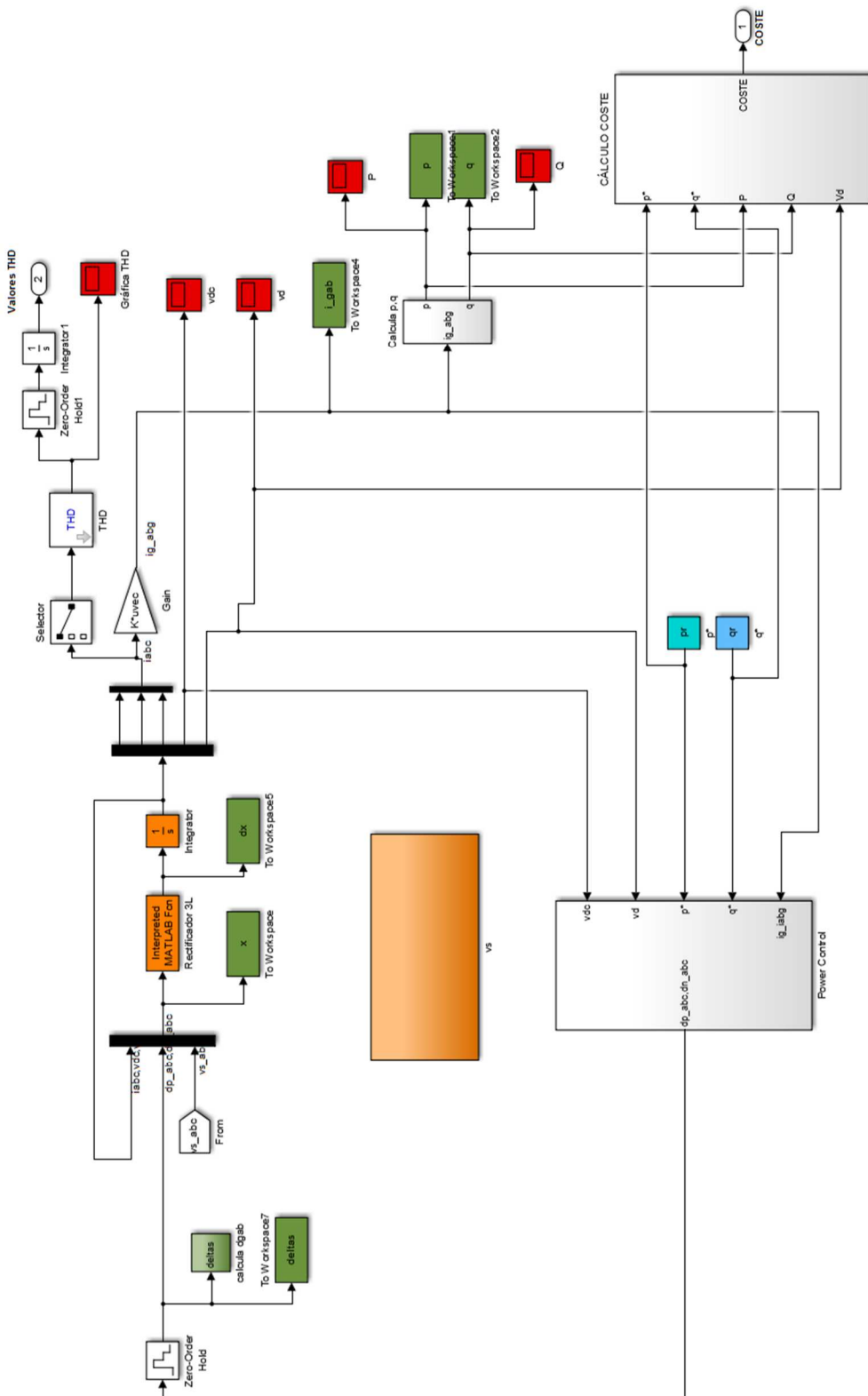
```
% dpa dpb dpc doa dob doc dna دنب dnc
```

```
disparos=[
```

```
1 1 1 0 0 0 0 0 0 % 1 ppp
1 1 0 0 0 1 0 0 0 % 2 ppo
1 1 0 0 0 0 0 0 1 % 3 ppn
1 0 1 0 1 0 0 0 0 % 4 pop
1 0 0 0 1 1 0 0 0 % 5 poo
1 0 0 0 1 0 0 0 1 % 6 pon
1 0 1 0 0 0 0 1 0 % 7 pnp
1 0 0 0 0 1 0 1 0 % 8 pno
1 0 0 0 0 0 0 1 1 % 9 pnn
0 1 1 1 0 0 0 0 0 % 10 opp
0 1 0 1 0 1 0 0 0 % 11 opo
0 1 0 1 0 0 0 0 1 % 12 opn
0 0 1 1 1 0 0 0 0 % 13 oop
0 0 0 1 1 1 0 0 0 % 14 ooo
0 0 0 1 1 0 0 0 1 % 15 oon
0 0 1 1 0 0 0 1 0 % 16 onp
0 0 0 1 0 1 0 1 0 % 17 ono
0 0 0 1 0 0 0 1 1 % 18 onn
0 1 1 0 0 0 1 0 0 % 19 npp
0 1 0 0 0 1 1 0 0 % 20 npo
0 1 0 0 0 0 1 0 1 % 21 npn
0 0 1 0 1 0 1 0 0 % 22 nop
0 0 0 0 1 1 1 0 0 % 23 noo
0 0 0 0 1 0 1 0 1 % 24 non
0 0 1 0 0 0 1 1 0 % 25 nnp
0 0 0 0 0 1 1 1 0 % 26 nno
0 0 0 0 0 0 1 1 1 % 27 nnn
```

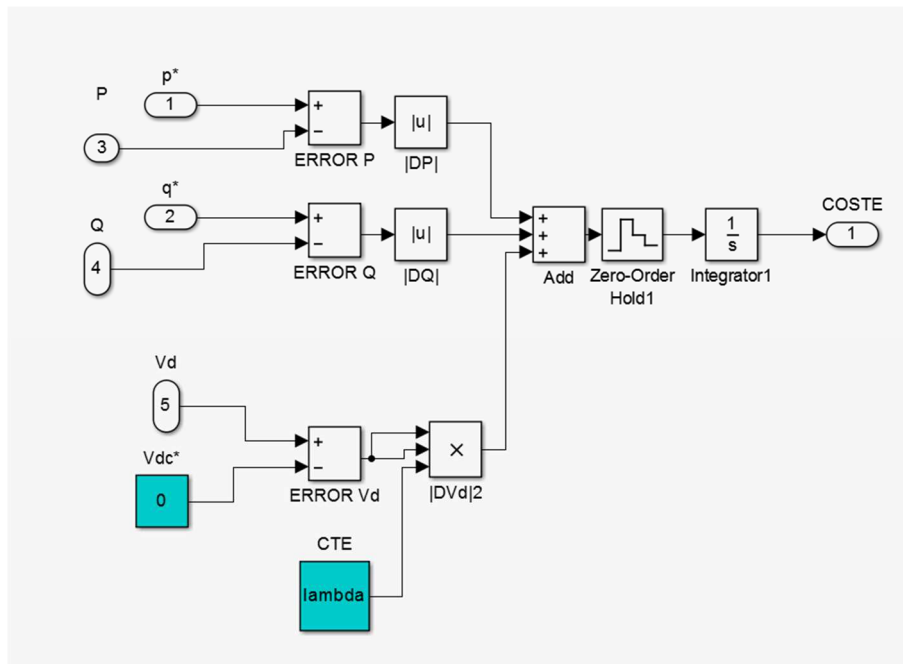
```
];
```

sim\_rectificador3L\_MPC

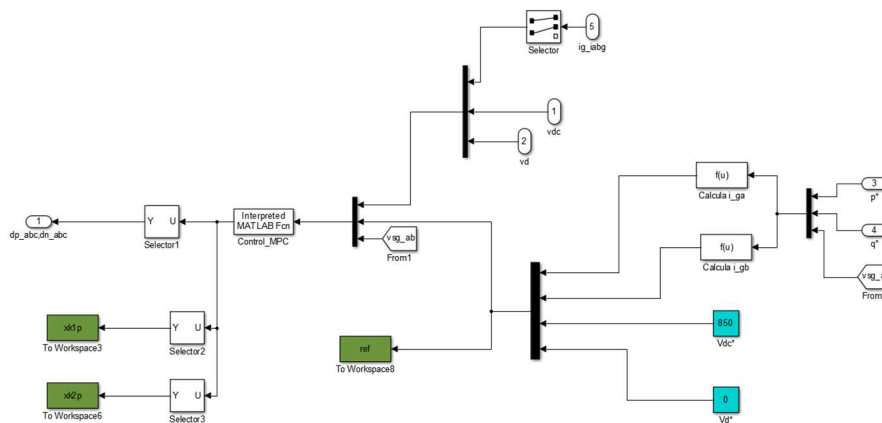




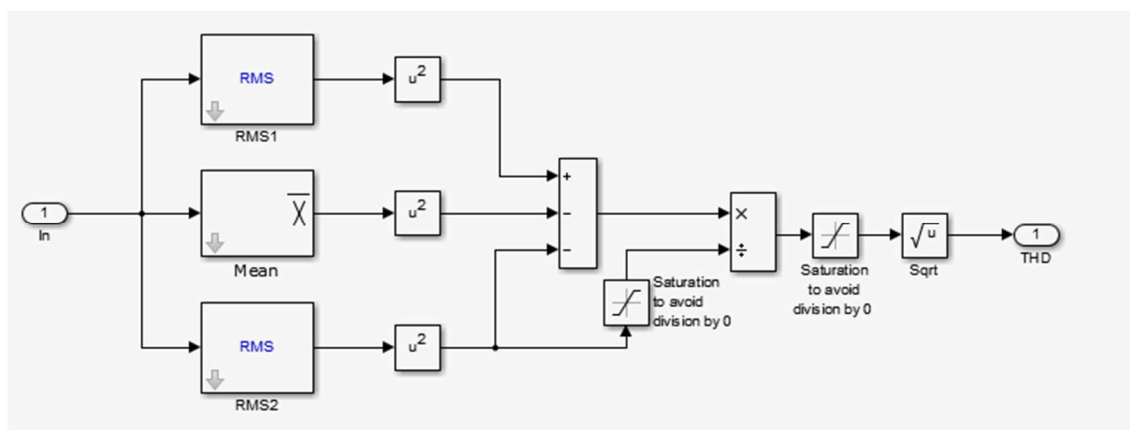
Cálculo de costes (Simulink).



Power Control (Simulink).



Cálculo THD (Simulink).



En siguiente lugar se presenta el control MPC con Horizonte de Predicción 2.

Consta de los archivos:

- `Ini_rectificador3L MPC` (expuesto en control MPC Horizonte predicción 1)
- `control_MPC Horizonte de Predicción 2`
- `Rectificador3L` (expuesto en control PI)
- `Rectificador3L_alfabeta` (expuesto en control PI)
- `one_step_pedictor` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `función_coste` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `states` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `sim_rectificador3L_MPC` (esquema Simulink) (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)

```
%% Control MPC Horizonte de Predicción 2
```

```
function resul=control_MPC(xx)

global uk1 % u calculada en el periodo anterior.
global disparos conmutaciones
% La x tiene:
% 1:2 i_alfa, i_beta
% 3 vdc
% 4 vd

% Estimación de x_{k+1}

x=xx(1:4);
xr=xx(5:8); %Referencias
vsg=xx(9:10);

xk1=one_step_predictor(x,uk1,vsg);

% Análisis de cada una de las 27 posibilidades

coste_final=inf;

for i=1:27
    u_prul=disparos(i,:);
    xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
    costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);
    for j=1:27
        u_pru2=disparos(j,:);
```

```
xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

    if coste<coste_final
        coste_final=coste;
        optimo=[u_pru1;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end
ucomp=uk1(1:9,1);
if ucomp==optimo(1:9,1)
    conmutaciones=conmutaciones;
else
    conmutaciones=conmutaciones+1;
end
```

En siguiente lugar se presenta el control MPC con Horizonte de Predicción 2 con restricción "One Step".

Consta de los archivos:

- `Ini_rectificador3L MPC` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `Control_MPC horizonte de predicción 2 y restricción "One Step"`
- `Rectificador3L` (expuesto en control PI)
- `Rectificador3L_alfabeta` (expuesto en control PI)
- `one_step_pedictor` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `función_coste` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `states` (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- `sim_rectificador3L_MPC` (esquema Simulink) (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)

```
%% Control_MPC horizonte de predicción 2 y restricción
"One Step"
```

```
function resul=control_MPC(xx)

global uk1 % u calculada en el periodo anterior.
global disparos conmutaciones
% La x tiene:
% 1:2 i_alfa, i_beta
% 3 vdc
% 4 vd

% Estimación de  $x_{k+1}$ 

x=xx(1:4);
xr=xx(5:8); %Referencias
vsg=xx(9:10);

xk1=one_step_pedictor(x,uk1,vsg);

% Análisis de cada una de las 27 posibilidades

coste_final=inf;

if uk1(1,1)==1
```

```
if uk1(2,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[1;2;4;5;10;11;13;14];
        for i=1:8
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp, :)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j, :)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_prul;u_pru2];
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end
    end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[2;3;5;6;11;12;14;15];
    for i=1:8
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp, :)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j, :)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
            end
        end
    end
end
```

```

                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
else
    Pos_disp=[1;2;3;4;5;6;10;11;12;13;14;15];
    for i=1:12
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2]';
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[4;5;7;8;13;14;16;17];
        for i=1:8
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;
            end
        end
    end
end

```

```
        if coste < coste_final
            coste_final = coste;
            optimo = [u_prul; u_pru2];
            xk2o = xk2;
        end
    end
end

elseif uk1(9,1) == 1
    Pos_disp = [5; 6; 8; 9; 14; 15; 17; 18];
    for i = 1:8
        Disp = Pos_disp(i,1);
        u_prul = disparos(Disp, :);
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

        for j = 1:27
            u_pru2 = disparos(j, :);
            xk3 = one_step_predictor(xk2, u_pru2, vsg);
            coste = funcion_coste(xk3, uk1, u_pru2, xr) + costel;

            if coste < coste_final
                coste_final = coste;
                optimo = [u_prul; u_pru2];
                xk2o = xk2;
            end
        end
    end
end

else
    Pos_disp = [4; 5; 6; 7; 8; 9; 13; 14; 15; 16; 17; 18];
    for i = 1:12
        Disp = Pos_disp(i,1);
        u_prul = disparos(Disp, :);
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

        for j = 1:27
            u_pru2 = disparos(j, :);
            xk3 = one_step_predictor(xk2, u_pru2, vsg);
            coste = funcion_coste(xk3, uk1, u_pru2, xr) + costel;
```

```

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_prul;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end
end
else
    for i=1:18
        u_prul=disparos(i,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end
end

elseif uk1(7,1)==1

    if uk1(2,1)==1

        if uk1(3,1)==1
            Pos_disp=[10;11;13;14;19;20;22;23];
            for i=1:8
                Disp=Pos_disp(i,1);
                u_prul=disparos(Disp,:)';
                xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            end
        end
    end
end

```



```
coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

    for j=1:27
        u_pru2=disparos(j,:);
        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
        coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1;

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_pru1;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[11;12;14;15;20;21;23;24];
    for i=1:8
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_pru1=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
        coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

else
    Pos_disp=[10;11;12;13;14;15;19;20;21;22;23;24];
    for i=1:12
        Disp=Pos_disp(i,1);
```

```

u_pru1=disparos(Disp,:)';
xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

    for j=1:27
        u_pru2=disparos(j,:)';
        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
        coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_pru1;u_pru2];
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end
    end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[13;14;16;17;22;23;25;26];
        for i=1:8
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_pru1=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
            coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

                for j=1:27
                    u_pru2=disparos(j,:)';
                    xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                    coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1;

                            if coste<coste_final
                                coste_final=coste;
                                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                                xk2o=xk2;
                            end
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end

```

```
end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[14;15;17;18;23;24;26;27];
    for i=1:8
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
else
    Pos_disp=[13;14;15;16;17;18;22;23;24;25;26;27];
    for i=1:12
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end
```

```

        end
    end

else
    for i=10:27
        u_prul=disparos(i,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2]';
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

end

else
    if uk1(2,1)==1

        if uk1(3,1)==1
            Pos_disp=[1;2;4;5;10;11;13;14;19;20;22;23]';
            for i=1:12
                Disp=Pos_disp(i,1);
                u_prul=disparos(Disp,:)';
                xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
                costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

                for j=1:27
                    u_pru2=disparos(j,:)';
                    xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                    coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

                    if coste<coste_final

```

```
        coste_final=coste;
        optimo=[u_prul;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[2;3;5;6;11;12;14;15;20;21;23;24];
    for i=1:12
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);
        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

else
    Pos_disp=[1;2;3;4;5;6;10;11;12;13;14;15;19;20;21;22;23;24];
    for i=1:18
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);
        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
```

```

                                xk2o=xk2;
                                end
                                end
                                end
                                end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[4;5;7;8;13;14;16;17;22;23;25;26];
        for i=1:12
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_prul;u_pru2]';
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end
    end

elseif uk1(9,1)==1
        Pos_disp=[5;6;8;9;14;15;17;18;23;24;26;27];
        for i=1:12
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
                coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel;

```

```

        if coste < coste_final
            coste_final = coste;
            optimo = [u_prul; u_pru2];
            xk2o = xk2;
        end
    end
end
else
    Pos_disp = [4;5;6;7;8;9;13;14;15;16;17;18;22;23;24;25;26;27];
    for i = 1:18
        Disp = Pos_disp(i,1);
        u_prul = disparos(Disp, :)';
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

        for j = 1:27
            u_pru2 = disparos(j, :)';
            xk3 = one_step_predictor(xk2, u_pru2, vsg);
            coste = funcion_coste(xk3, uk1, u_pru2, xr) + costel;

            if coste < coste_final
                coste_final = coste;
                optimo = [u_prul; u_pru2];
                xk2o = xk2;
            end
        end
    end
end
else
    for i = 1:27
        u_prul = disparos(i, :)';
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

        for j = 1:27
            u_pru2 = disparos(j, :)';
            xk3 = one_step_predictor(xk2, u_pru2, vsg);
            coste = funcion_coste(xk3, uk1, u_pru2, xr) + costel;

            if coste < coste_final

```

```
        coste_final=coste;
        optimo=[u_pru1;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end
end
end

ucomp=uk1(1:9,1);
    if ucomp==optimo(1:9,1)

    else
        conmutaciones=conmutaciones+1;
    end

u=uk1;

uk1=optimo;

resul=[u;xk1;xk2o];
```



En siguiente lugar se presenta el control MPC con Horizonte de Predicción 2 con restricción “One Step” y penalización a conmutaciones.

Consta de los archivos:

- Ini\_rectificador3L MPC 2 con R+P
- control\_MPC horizonte de predicción 2 y restricción "One Step" y penalización a conmutaciones
- Rectificador3L (expuesto en control PI)
- Rectificador3L\_alfabeta (expuesto en control PI)
- one\_step\_pedictor (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- función\_coste (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- states (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)
- sim\_rectificador3L\_MPC (esquema Simulink) (expuesto en control MPC Horizonte de predicción 1)

```
%% ini_rectificador3L 2 R+P
```

```
%% Convertidor
```

```
global L C R maxV f Ts lambda conmutaciones
```

```
global Tag Tga
```

```
C = 3300e-6;
```

```
L=3.5e-3;
```

```
maxV = 230*sqrt(2);
```

```
maxVg=maxV*sqrt(3/2);
```

```
f = 50;
```

```
R=60; % Puede cambiar en la simulación
```

```
% Transformación abc->alfa,beta gamma (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tga = sqrt( 2/3)*[1, -1/2, -1/2;
```

```
0, sqrt(3)/2, -sqrt(3)/2;
```

```
1/sqrt(2),1/sqrt(2), 1/sqrt(2)];
```

```
% Transformación alfa,beta gamma -> abc (g representa greek, letras griegas).
```

```
Tag=inv(Tga);
```

```

%% Condiciones iniciales

% Cuidado con las i iniciales. Deben estar equilibradas;
x0=[10;-10;0;850;0];
i0_gab=Tga*x0(1:3);
x0g=[i0_gab(1:2);x0(4:5)];

%% Controlador

global uk1 disparos penalizacion P

uk1=[1,1,1,0,0,0,0,0,0,0,1,1,1,0,0,0,0,0,0]';
Ts=1e-5;

states; % Inicializa la matriz de disparos

pr=12000;
qr=0;
lambda=0.005;
conmutaciones=0;
P=0.01;
penalizacion=P;

%% control_MPC horizonte de predicción 2 y restricción
"One Step" y penalización a conmutaciones

function resul=control_MPC(xx)

global uk1 % u calculada en el periodo anterior.
global disparos conmutaciones penalizacion P
% La x tiene:
% 1:2 i_alfa, i_beta
% 3 vdc
% 4 vd

% Estimación de  $x_{k+1}$ 

x=xx(1:4);

```

```
xr=xx(5:8); %Referencias
vsg=xx(9:10);

xk1=one_step_predictor(x,uk1,vsg);

% Análisis de cada una de las 27 posibilidades

coste_final=inf;

    if uk1(1,1)==1

        if uk1(2,1)==1

            if uk1(3,1)==1
                Pos_disp=[1;2;4;5;10;11;13;14];
                for i=1:8
                    penalizacion=P;
                    Disp=Pos_disp(i,1);
                    u_prul=disparos(Disp,:)' ;
                    xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
                    costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

                    if uk1(1:9,1)==u_prul
                        penalizacion=0;
                    end

                    for j=1:27
                        u_pru2=disparos(j,:)' ;
                        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

                        if coste<coste_final
                            coste_final=coste;
                            optimo=[u_prul;u_pru2];
                            xk2o=xk2;
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
```

```

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[2;3;5;6;11;12;14;15];
    for i=1:8
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp, :)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end
        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j, :)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
else
    Pos_disp=[1;2;3;4;5;6;10;11;12;13;14;15];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp, :)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j, :)';

```

```

        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_pru1;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[4;5;7;8;13;14;16;17];
        for i=1:8
            penalizacion=P;
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_pru1=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
            coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

            if uk1(1:9,1)==u_pru1
                penalizacion=0;
            end

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_pru1;u_pru2];
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[5;6;8;9;14;15;17;18];
    for i=1:8
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
else
    Pos_disp=[4;5;6;7;8;9;13;14;15;16;17;18];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end
    end
end

```

```

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)' ;
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end
else
    for i=1:18
        penalizacion=P;
        u_pru1=disparos(i,:)' ;
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
        coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_pru1
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)' ;
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end
end

elseif uk1(7,1)==1

```

```

if uk1(2,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[10;11;13;14;19;20;22;23];
        for i=1:8
            penalizacion=P;
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            if uk1(1:9,1)==u_prul
                penalizacion=0;
            end

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_prul;u_pru2];
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end

    elseif uk1(9,1)==1
        penalizacion=P;
        Pos_disp=[11;12;14;15;20;21;23;24];
        for i=1:8
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            if uk1(1:9,1)==u_prul

```



```

        penalizacion=0;
    end

    for j=1:27
        u_pru2=disparos(j,:)';
        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_pru1;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end

else
    Pos_disp=[10;11;12;13;14;15;19;20;21;22;23;24];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_pru1=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_pru1
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[13;14;16;17;22;23;25;26];
        for i=1:8
            penalizacion=P;
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';
            xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
            costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

            if uk1(1:9,1)==u_prul
                penalizacion=0;
            end

            for j=1:27
                u_pru2=disparos(j,:)';
                xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

                if coste<coste_final
                    coste_final=coste;
                    optimo=[u_prul;u_pru2];
                    xk2o=xk2;
                end
            end
        end

    elseif uk1(9,1)==1
        Pos_disp=[14;15;17;18;23;24;26;27];
        for i=1:8
            penalizacion=P;
            Disp=Pos_disp(i,1);
            u_prul=disparos(Disp,:)';

```

```

xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

if uk1(1:9,1)==u_prul
    penalizacion=0;
end

for j=1:27
    u_pru2=disparos(j,:)';
    xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

    if coste<coste_final
        coste_final=coste;
        optimo=[u_prul;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end
else
    Pos_disp=[13;14;15;16;17;18;22;23;24;25;26;27];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;

```

```

                                optimo=[u_prul;u_pru2];
                                xk2o=xk2;
                                end
                                end
                                end
                                end

else
    for i=10:27
        penalizacion=P;
        u_prul=disparos(i,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
            coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_prul;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

else
    if uk1(2,1)==1

        if uk1(3,1)==1
            Pos_disp=[1;2;4;5;10;11;13;14;19;20;22;23];
            for i=1:12
                penalizacion=P;
                Disp=Pos_disp(i,1);

```

```
u_prul=disparos(Disp,:);
xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

if uk1(1:9,1)==u_prul
    penalizacion=0;
end

for j=1:27
    u_pru2=disparos(j,:);
    xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

    if coste<coste_final
        coste_final=coste;
        optimo=[u_prul;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[2;3;5;6;11;12;14;15;20;21;23;24];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;
```

```

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_pru1;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end
else
    Pos_disp=[1;2;3;4;5;6;10;11;12;13;14;15;19;20;21;22;23;24];
    for i=1:18
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_pru1=disparos(Disp,:)';
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_pru1,vsg);
        costel=funcion_coste(xk2,uk1,u_pru1,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_pru1
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:)';
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+costel+penalizacion;

            if coste<coste_final
                coste_final=coste;
                optimo=[u_pru1;u_pru2];
                xk2o=xk2;
            end
        end
    end
end

elseif uk1(8,1)==1

    if uk1(3,1)==1
        Pos_disp=[4;5;7;8;13;14;16;17;22;23;25;26];
        for i=1:12
            penalizacion=P;

```

```

Disp=Pos_disp(i,1);
u_prul=disparos(Disp,:);
xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

if uk1(1:9,1)==u_prul
    penalizacion=0;
end

for j=1:27
    u_pru2=disparos(j,:);
    xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

    if coste<coste_final
        coste_final=coste;
        optimo=[u_prul;u_pru2];
        xk2o=xk2;
    end
end
end

elseif uk1(9,1)==1
    Pos_disp=[5;6;8;9;14;15;17;18;23;24;26;27];
    for i=1:12
        penalizacion=P;
        Disp=Pos_disp(i,1);
        u_prul=disparos(Disp,:);
        xk2=one_step_predictor(xk1,u_prul,vsg);
        coste1=funcion_coste(xk2,uk1,u_prul,xr);

        if uk1(1:9,1)==u_prul
            penalizacion=0;
        end

        for j=1:27
            u_pru2=disparos(j,:);
            xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);

coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

```

```

        if coste < coste_final
            coste_final = coste;
            optimo = [u_prul; u_pru2];
            xk2o = xk2;
        end
    end
end
else
    Pos_disp = [4; 5; 6; 7; 8; 9; 13; 14; 15; 16; 17; 18; 22; 23; 24; 25; 26; 27];
    for i = 1:18
        penalizacion = P;
        Disp = Pos_disp(i, 1);
        u_prul = disparos(Disp, :)' ;
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

        if uk1(1:9, 1) == u_prul
            penalizacion = 0;
        end

        for j = 1:27
            u_pru2 = disparos(j, :)' ;
            xk3 = one_step_predictor(xk2, u_pru2, vsg);

coste = funcion_coste(xk3, uk1, u_pru2, xr) + costel + penalizacion;

        if coste < coste_final
            coste_final = coste;
            optimo = [u_prul; u_pru2];
            xk2o = xk2;
        end
    end
end
end
else
    for i = 1:27
        penalizacion = P;
        u_prul = disparos(i, :)' ;
        xk2 = one_step_predictor(xk1, u_prul, vsg);
        costel = funcion_coste(xk2, uk1, u_prul, xr);

```



```
    if uk1(1:9,1)==u_pru1
        penalizacion=0;
    end

    for j=1:27
        u_pru2=disparos(j,:)';
        xk3=one_step_predictor(xk2,u_pru2,vsg);
        coste=funcion_coste(xk3,uk1,u_pru2,xr)+coste1+penalizacion;

        if coste<coste_final
            coste_final=coste;
            optimo=[u_pru1;u_pru2];
            xk2o=xk2;
        end
    end
end
end
end
end

ucomp=uk1(1:9,1);

if ucomp==optimo(1:9,1)
    else
        conmutaciones=conmutaciones+1;
end

u=uk1;

uk1=optimo;

resul=[u;xk1;xk2];
```



