

E.T.S. de Ingeniería Industrial, Informática
y de Telecomunicación

Control predictivo de un inversor trifásico conectado a red.



Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Autor: Iñigo Pascual Iglesias

Tutores: Javier Samanes Pascual

Leyre Rosado Galparsoro

Pamplona, 10 de junio de 2021

upna

Universidad Pública de Navarra
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Resumen

El objetivo del Trabajo de Fin de Grado es desarrollar el control predictivo para un inversor trifásico conectado a red. En primer lugar, se implementará el control predictivo de la corriente, y posteriormente el control de la tensión del bus de continua. Este control genera un espectro armónico en la corriente aleatorio que es inaceptable para la conexión a red, por esta razón se analizará como limitar la frecuencia de conmutación. La respuesta de este control predictivo se comparará con la de un control lineal con un PI. Como herramienta de simulación se utilizará Matlab/Simulink.

Palabras clave

Inversor trifásico conectado a red

Control predictivo

MPC

Control digital

Simulink/Matlab

Índice

RESUMEN	III
PALABRAS CLAVE	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 INFLUENCIA DE LAS ENERGÍAS RENOVABLES	1
1.2 INVERSOR TRIFÁSICO	2
1.3 ESTADO DEL ARTE DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA	5
1.3.1 <i>Control convencional</i>	5
1.3.2 <i>Control predictivo</i>	7
1.4 OBJETIVOS	8
2. CONTROL PREDICTIVO EN UN INVERSOR TRIFÁSICO CONECTADO A RED	9
2.1 FUNDAMENTOS DEL CONTROL PREDICTIVO	9
2.2 IMPLEMENTACIÓN	14
2.3 RESULTADOS	14
2.3.1 <i>Sistema sin compensación de retraso</i>	15
2.3.2 <i>Sistema con compensación de retraso</i>	16
2.3.3 <i>Conclusiones</i>	18
3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES	21
3.1 CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS	21
3.1.1 <i>Resultados</i>	24
3.2 CONTROL DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES	29
3.2.1 <i>Resultados</i>	30
3.3 ORDEN DE LA NORMA DEL ERROR DE CORRIENTE DE LA FUNCIÓN OBJETIVO	38
3.3.1 <i>Resultados</i>	39
4. COMPARATIVA ENTRE CONTROL LINEAL Y CONTROL PREDICTIVO	41
4.1 DISEÑO DEL CONTROL LINEAL	41
4.2 RESULTADOS	45
5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	53
BIBLIOGRAFÍA	55

Índice de figuras

<i>Figura 1.1. Potencia instalada en España a finales de 2020 [2].</i>	2
<i>Figura 1.2. Esquema de un inversor trifásico conectado a red.</i>	3
<i>Figura 1.3. Lazo de control en sistemas con convertidores electrónicos.</i>	6
<i>Figura 1.4. Representación en diagrama de bloques del lazo de la Figura 1.3.</i>	6
<i>Figura 1.5. Esquema básico del MPC.</i>	7
<i>Figura 2.1. Sucesos en cada muestreo cuando el control es ideal.</i>	11
<i>Figura 2.2. Sucesos en cada muestreo cuando el control no presenta compensación.</i>	12
<i>Figura 2.3. Esquema MPC con compensación.</i>	13
<i>Figura 2.4. Sucesos en cada muestreo cuando el control presenta compensación.</i>	13
<i>Figura 2.5. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases sin compensación de retraso.</i>	15
<i>Figura 2.6. Contenido armónico de la corriente en la fase A sin compensación de retraso.</i>	16
<i>Figura 2.7 Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con compensación de retraso.</i>	17
<i>Figura 2.8 Contenido armónico de la corriente en la fase A con compensación de retraso.</i>	18
<i>Figura 2.9. Comparación del seguimiento de la referencia de corriente en la fase A sin compensación y con compensación</i>	19
<i>Figura 2.10. Comparación del contenido armónico de las corrientes en la fase A sin compensación y con compensación de retraso</i>	20
<i>Figura 3.1. Diagrama de bloques del lazo de control de la tensión de bus de continua.</i>	21
<i>Figura 3.2. Diagrama de bode LA de control de la tensión de bus sin controlador.</i>	22
<i>Figura 3.3. Diagrama de bode LA de control de la tensión de bus</i>	23
<i>Figura 3.4. Esquema del sistema con la implementación del control predictivo de corriente y el control lineal de la tensión de bus de continua.</i>	24
<i>Figura 3.5. Evolución de la tensión de bus sin compensación de la perturbación de la corriente continua.</i>	25
<i>Figura 3.6. Evolución de la tensión de bus con compensación de la perturbación de la corriente continua.</i>	25
<i>Figura 3.7. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua sin compensación de la perturbación de la corriente continua durante 1,5 segundos.</i>	26
<i>Figura 3.8. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua sin compensación de la perturbación de la corriente continua durante 2,5 periodos.</i>	27
<i>Figura 3.9. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua con compensación de la perturbación de la corriente continua durante 1,5 segundos.</i>	28

<i>Figura 3.10. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua con compensación de la perturbación de la corriente continua durante 2,5 periodos.</i>	28
<i>Figura 3.11. Evolución del número de conmutaciones en cada muestreo en un periodo de la red con frecuencia de muestreo de 6.000 Hz.</i>	29
<i>Figura 3.12. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con $\lambda_{sw} = 0$</i>	32
<i>Figura 3.13. Contenido armónico de la corriente en la fase A con $\lambda_{sw} = 0$</i>	32
<i>Figura 3.14. Función objetivo de las corrientes y el control de conmutaciones con $\lambda_{sw} = 0$</i>	33
<i>Figura 3.15. Influencia de la corriente y las conmutaciones en la función objetivo y contenido armónico de la corriente de la fase A para diferentes valores de λ_{sw}.</i>	34
<i>Figura 3.16. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con $\lambda_{sw} = 0,25$</i>	35
<i>Figura 3.17. Evolución de la frecuencia equivalente en función de λ_{sw}.</i>	36
<i>Figura 3.18. Evolución del THD en función de λ_{sw}.</i>	37
<i>Figura 3.19. Evolución del THD frente a la frecuencia equivalente.</i>	37
<i>Figura 3.20. Impacto de la elección de la norma cuando el error es pequeño.</i>	38
<i>Figura 3.21. Impacto de la elección de la norma cuando el error es grande.</i>	39
<i>Figura 4.1. Señal triangular y tensiones de control en modulación PWM.</i>	41
<i>Figura 4.2. Modulaciones resultante de la Figura 4.1.</i>	41
<i>Figura 4.3. Diagrama de bloques del control lineal con modelado de la digitalización.</i>	42
<i>Figura 4.4. Diagrama de Bode LA de control lineal de corriente sin controlador.</i>	43
<i>Figura 4.5. Diagrama de Bode LA de control lineal de corriente.</i>	44
<i>Figura 4.6. Diagrama de bloques del control de la tensión bus para el lazo de control de corriente lineal.</i>	44
<i>Figura 4.7. Respuesta dinámica de las corrientes ante una entrada escalón sobre el control lineal.</i>	45
<i>Figura 4.8. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control lineal.</i>	46
<i>Figura 4.9. Contenido armónico de la corriente en la fase A del control lineal.</i>	47
<i>Figura 4.10. Respuesta dinámica de las corrientes ante una entrada escalón sobre el control predictivo.</i>	48
<i>Figura 4.11. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control predictivo.</i>	48
<i>Figura 4.12. Contenido armónico de la corriente en la fase A del control predictivo.</i>	49
<i>Figura 4.13. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control lineal y el control predictivo.</i>	50
<i>Figura 4.14. Evolución de la tensión de bus ante una entrada escalón sobre el control predictivo.</i>	51
<i>Figura 4.15. Evolución de la tensión de bus ante una entrada escalón sobre el control lineal.</i>	51
<i>Figura 4.16. Comparación del contenido armónico de las corrientes en la fase A del control predictivo y el control lineal.</i>	52

1. Introducción

La energía es actualmente una necesidad en todo el mundo. En estos últimos años la responsable de llegar a todos los rincones del planeta ha sido la energía eléctrica de la mano de las renovables.

1.1 Influencia de las energías renovables

Las energías renovables definidas por la RAE son las energías cuyas fuentes se presentan en la naturaleza de modo continuo y prácticamente inagotable, por ejemplo, la hidráulica, la solar o la eólica [1].

Actualmente en el ranking de consumos de energía primaria a nivel mundial, las energías renovables siguen manteniendo el cuarto puesto con un 11.8%. Sin embargo, en Europa y en España ocupan el tercer puesto en este ranking, por detrás del petróleo y del gas natural.

Según los datos recogidos por Red Eléctrica de España [2], de los 105,2 GW instalados en el sistema eléctrico español a finales de 2020 las energías renovables presentaban en su conjunto el 58,9% de la potencia instalada con 61,9 GW. Estos datos se muestran en la Figura 1.1 .

Este valor continua en aumento pese a que la red eléctrica está diseñada desde su origen para conectar generadores síncronos, característicos de las energías convencionales. Mientras que las fuentes de energías renovables, como pueden ser la eólica o la solar fotovoltaica, para llevar a cabo la conexión a red es necesario conectarlas mediante convertidores electrónicos de potencia. Estos son los responsables de cumplir con las normativas de conexión a la red, y es por eso por lo que su estudio y su control resulta clave.

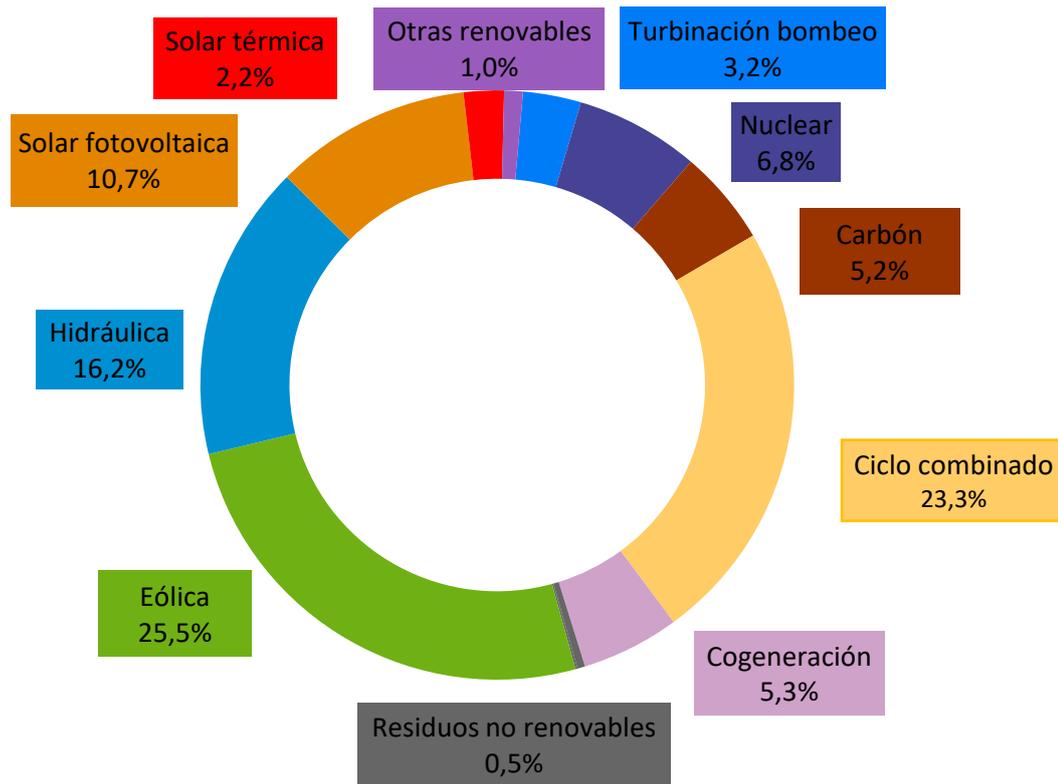


Figura 1.1. Potencia instalada en España a finales de 2020 [2].

1.2 Inversor trifásico

Se presentan diferentes tipologías de convertidores dependiendo de la conversión que realicen. En el ámbito de las renovables y por lo tanto en lo que respecta a este trabajo se hace uso de un inversor trifásico. Este convierte la corriente continua que se inyecta al bus en una corriente alterna de frecuencia igual a la de la red. Al estar conectado directamente a la red, la cual se supone como una fuente de tensión ideal y por tanto tensión infinita, el convertidor tan solo controla la inyección de dicha corriente alterna.

En aplicaciones de elevada potencia, como es el caso de la conexión de una fuente renovable a red se precisa de un inversor trifásico. De esta forma se realiza la inyección de corriente sobre las 3 fases y no se desequilibra la red.

Existen diferentes configuraciones de inversores. En este proyecto se trabaja con la estructura binivel por su simplicidad, robustez y fiabilidad. Al mismo tiempo, en el sector de las energías renovables el factor económico es determinante y por el momento, pese a requerir de un transformador para elevar la tensión, los inversores trifásicos binivel son la opción más rentable en estas aplicaciones.

1. INTRODUCCIÓN

Como se muestra en la Figura 1.2 el convertidor se conecta a la red mediante un filtro puramente inductivo. Este filtro agrupa tanto la inductancia de fugas del transformador, como la inductancia del convertidor, como la inductancia de la red. Esta inductancia sirve de oposición a un cambio de la corriente y tiene gran importancia sobre el rizado de la corriente. Es por esto que, para obtener una buena atenuación es necesario un alto valor de la inductancia. Sin embargo, a medida que aumenta la inductancia, la dinamica del convertidor puede ralentizarse [3].

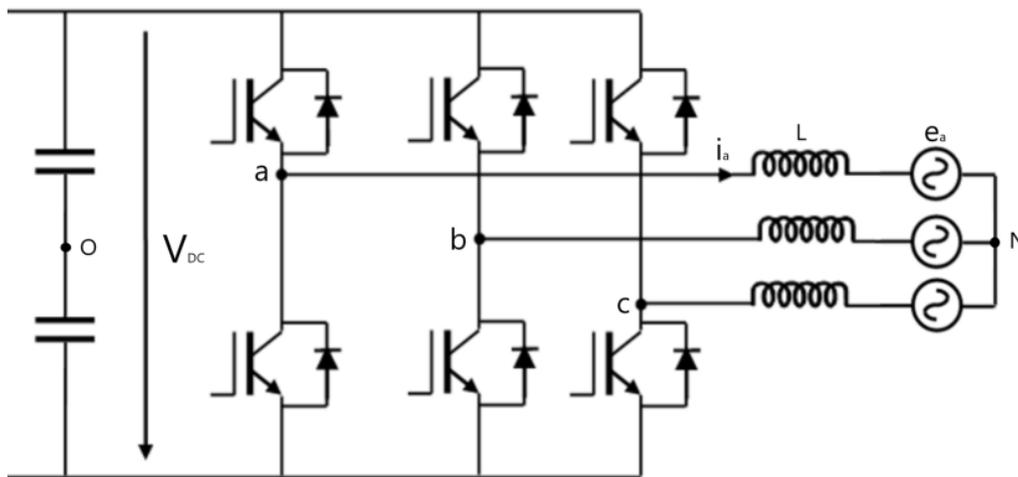


Figura 1.2. Esquema de un inversor trifásico conectado a red.

Al mismo tiempo, con la ecuación de la inductancia que muestra la ecuación (1) se deduce que para un mayor valor de la inductancia y para una misma tensión de esta, menor será la influencia de la derivada de la corriente. Por lo tanto, ante las posibles perturbaciones que pueden aparecer, con una inductancia mayor se presenta un mejor rechazo de estas.

$$v_L = L * \frac{di_L}{dt} \quad (1)$$

Siguiendo la nomenclatura de la Figura 1.2 se puede modelar el inversor trifásico conectado a la red como dictan las ecuaciones (2), (3) y (4).

$$v_{an} = L \frac{di_a}{dt} + e_a = v_{a0} + v_{0n} \quad (2)$$

$$v_{bn} = L \frac{di_b}{dt} + e_b = v_{b0} + v_{0n} \quad (3)$$

$$v_{cn} = L \frac{di_c}{dt} + e_c = v_{c0} + v_{0n} \quad (4)$$

La suma de las tensiones de cada fase junto con la de su inductancia correspondiente, es decir, la suma de las ecuaciones (2), (3) y (4) es igual a 0, como muestra (5).

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (5)$$

Por lo tanto, se puede obtener (6).

$$0 = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} + 3v_{0n} \quad (6)$$

Despejando el valor de v_{0n} , en (7), e introduciendolo en (2), (3) y (4) se obtienen (8), (9) y (10). Siendo F_a , F_b y F_c las ordenes de conmutación de cada una de las ramas, las cuales pueden tomar los valores +1 y -1.

$$v_{0n} = \frac{-(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0})}{3} \quad (7)$$

$$v_{an} = v_{a0} + v_{0n} = \frac{2v_{a0} - v_{b0} - v_{c0}}{3} = \frac{V_{ent}}{6} (2F_a - F_b - F_c) \quad (8)$$

$$v_{bn} = v_{b0} + v_{0n} = \frac{2v_{b0} - v_{a0} - v_{c0}}{3} = \frac{V_{ent}}{6} (2F_b - F_a - F_c) \quad (9)$$

$$v_{cn} = v_{c0} + v_{0n} = \frac{2v_{c0} - v_{a0} - v_{b0}}{3} = \frac{V_{ent}}{6} (2F_c - F_a - F_b) \quad (10)$$

Con las ecuaciones (8), (9) y (10) se afirma que las 3 fases estan acopladas entre ellas, es decir, la conmutación de una de las células de conmutación repercute en la tensión de las tres fases y como consecuencia en la corriente. De estas mismas ecuaciones, se observa que un inversor trifásico presenta 5 niveles para sintetizar la tensión de fase dependiendo de los valores de las ordenes de conmutación.

Según la orden de conmutación de cada una de las 3 células se pueden obtener 8 posibles estados. Para cada uno de ellos el nivel de tensión que impone el inversor en cada fase variará [4].

Es de gran importancia determinar el estado de cada rama y para ello se precisa de un control. A continuación, se introducen las posibles técnicas de control existentes hoy en día relacionadas con las energías renovables.

1.3 Estado del arte de las técnicas de control de convertidores electrónicos de potencia

Todo sistema que tiene por objeto la obtención de una respuesta deseada para un proceso físico. Esto se consigue mediante los sistemas de control, los cuales están cada vez más presentes en nuestro día a día, desde el simple control de una tostadora o un despertador hasta los complejos sistema de control de un coche. Hay que remontarse al siglo I a.C para dar con uno de los primeros controles que se conocen, desde entonces se han ido descubriendo y perfeccionando diferentes técnicas.

En lo que concierne a este trabajo y a los convertidores de potencia de los que hacen uso las energías renovables se presentan 2 posibles controles, el control convencional que aparece en el apartado 1.3.1 y el control predictivo, en 1.3.2.

1.3.1 Control convencional

Los controles convencionales que presentan los sistemas de energías renovables se basan en controles lineales. Las estrategias de control que se pueden implementar en estos sistemas son el control en lazo cerrado y el control en lazo abierto. El control en lazo abierto se implementa cuando se sabe cómo va a responder el sistema ya que en base a una referencia se obtiene una señal de salida que se espera que sea similar a referencia. Este control puede presentar problemas ante la aparición de perturbaciones. Para evitar estos posibles fallos se puede implementar un sistema en lazo cerrado en los que se mide la salida a través de un sensor y se compara con la señal de referencia generando una señal de error.

Los lazos de control para convertidores electrónicos utilizan habitualmente la estructura que muestra la Figura 1.3.

La parte de señal hace referencia a las mediciones de las variables físicas o implementación del controlador. Mientras que la parte de potencia hace referencia a las variables físicas reales.

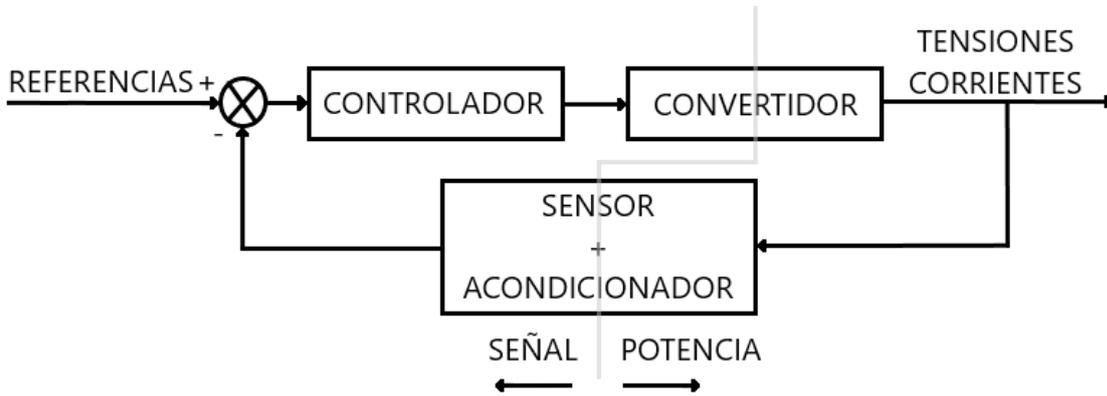


Figura 1.3. Lazo de control en sistemas con convertidores electrónicos.

El controlador utilizado en convertidores electrónicos es de tipo Proporcional Integral (PI). La parte proporcional aporta la rapidez mientras que la parte integral asegura error en estado estacionario nulo en el seguimiento de referencias continuas. No se utiliza un PID por el riesgo que éste supone por los armónicos que presentan las señales.

En el apartado 1.2 se menciona la importancia del valor de la inductancia, L , tanto por su actuación de filtro, que le permite reducir el rizado de la corriente inyectada a red, como por el rechazo que provoca sobre las perturbaciones. Este control presenta una perturbación, de la tensión de red, la cual debe ser compensada para obtener un buen seguimiento de la referencia. El diagrama de bloques de este aparece en la Figura 1.4.

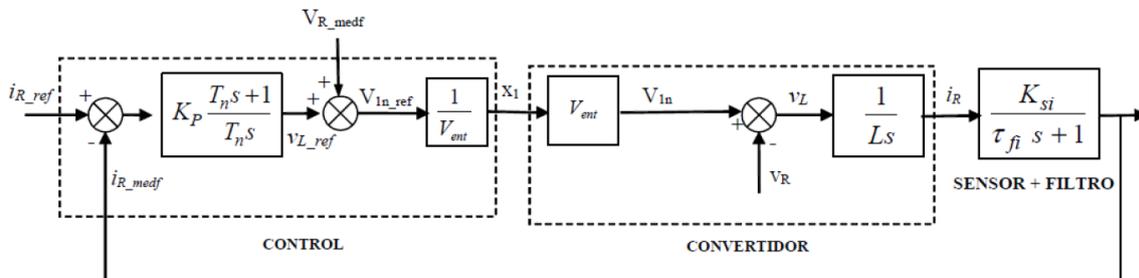


Figura 1.4. Representación en diagrama de bloques del lazo de la Figura 1.3.

En el sistema anterior el inversor no actúa de forma lineal ya que este impone unas tensiones de forma discreta y tan solo presenta 8 posibles estados en función de las ordenes de cada célula. Sin embargo, este puede suponerse como lineal por la actuación del modulador PWM (modulación por ancho de pulsos). Si bien el inversor no puede de forma lineal obtener el valor que determina el controlador, con la acción del modulador se obtiene la tensión requerida que resulta del valor medio de las tensiones durante el

1. INTRODUCCIÓN

periodo de conmutación. Por lo tanto, se puede suponer que el inversor actúa de forma lineal gracias al modulador.

1.3.2 Control predictivo

El control predictivo o MPC (Model Predictive Control), basándose en el modelo del sistema predice las futuras salidas de la planta y con ello optimiza las futuras acciones de control.

Este control de corriente realiza las estimaciones para el siguiente instante de tiempo en base a las señales de entrada que haya recibido. Ya que, como prácticamente la totalidad de los controles hoy en día están implementados digitalmente. Esto supone que la variable de tiempo no sea continua, sino discreta. De esta forma, las señales toman valores discretos. El intervalo de tiempo mínimo que puede darse entre 2 muestras, es decir, el tiempo de muestreo mínimo, depende de la potencia de cálculo del microprocesador.

Las posibles salidas que estima el control en base a las posibles tensiones impuestas por el convertidor son comparadas con una referencia. Se escoge de estas posibilidades la que presente un menor error con respecto de la referencia teniendo en cuenta las 3 fases. Es la función de minimización la encargada de calcular los errores, determinar cuál es el menor y, por tanto, determinar la tensión que tiene que imponer el convertidor y las ordenes de conmutación correspondientes [5].

En la Figura 1.5 se observa un simple esquema del funcionamiento del MPC descrito anteriormente. A priori este control presenta una serie de ventajas frente a otras metodologías como es su fácil implementación.

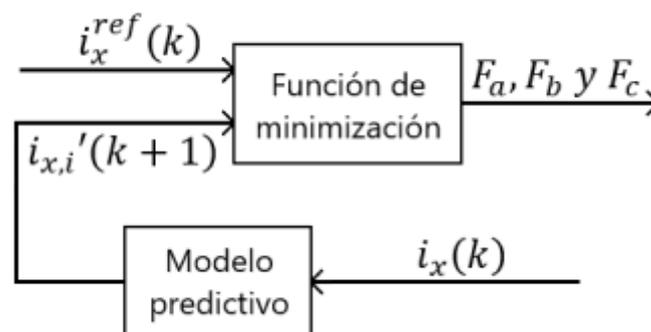


Figura 1.5. Esquema básico del MPC.

En este trabajo se comparan los beneficios e inconvenientes que presenta el MPC respecto al control lineal.

1.4 Objetivos

El control de un inversor trifásico conectado a red es algo que ya existe y es muy conocido en la industria. Por ello se pretende desarrollar un control predictivo de tal forma que se puedan observar diferencias entre este control y el que esté implementado hoy en día en la mayoría de los convertidores conectados a red.

Para ello se lleva a cabo la programación de un control predictivo en el entorno Simulink de Matlab que controla un inversor trifásico conectado a red. A su vez en la función de minimización que penaliza el error de corriente entre la estimación y la referencia se incluye una penalización sobre el número de conmutaciones. De esta forma se limitan las conmutaciones realizadas en cada muestreo y así poder observar el comportamiento dinámico y el contenido armónico que resulta de esta técnica en diferentes situaciones. Cuenta al mismo tiempo con la implementación de un control externo sobre la tensión de bus mediante un controlador PI.

2. Control predictivo en un inversor trifásico conectado a red

2.1 Fundamentos del control predictivo

El control predictivo ha quedado explicado brevemente en el apartado 1.3.2, en donde se explica brevemente como se controla la corriente que se inyecta a red. Sin embargo, esta explicación no es suficiente para realizar un completo desarrollo del control de un inversor trifásico conectado a red.

Bajo la nomenclatura de la Figura 1.2 se puede modelar el inversor como aparece en la ecuación (11). Y discretizando la derivada de la corriente del convertidor mediante una aproximación, (12), se puede obtener el modelo discreto de la planta. Siendo T_m el periodo de muestreo, la muestra (k) la muestra actual y $(k + 1)$ la muestra inmediatamente siguiente.

$$v_{xn} = L \frac{di_x}{dt} + e_x \quad (11)$$

$$\frac{di_x}{dt} \approx \frac{i_x(k + 1) - i_x(k)}{T_m} \quad (12)$$

Sustituyendo la aproximación (12) en (11) resulta la ecuación (13).

$$i_{x,i}'(k + 1) = i_x(k) + \frac{T_m}{L} (v_{xn,i}(k) - e_x(k)) \quad (13)$$

En esta ecuación, $i_{x,i}'(k + 1)$ es la corriente estimada en la muestra $(k + 1)$, para el subíndice $'i'$ y para la fase X, pudiendo ser esta la fase A, B o C. A su vez, $i_x(k)$ es la corriente medida en la muestra (k) para la fase X. Al mismo tiempo, $v_{xn,i}(k)$ es la tensión impuesta por el convertidor, la cual puede tomar 8 posibles valores, uno para cada valor del subíndice $'i'$. El valor que toma el subíndice $'i'$ en todos los términos en los que aparece está relacionado con el subíndice del vector v_i de la Tabla 1. Es decir, cada posición del vector, desde $i = 0$ hasta $i = 7$, implica unas tensiones impuestas por el convertidor en función de las órdenes F_a , F_b y F_c que reciban las células de conmutación. Por lo tanto, se obtienen 8 estimaciones para la corriente de cada fase en la muestra $(k + 1)$.

Tabla 1. Estados de conmutación y tensiones de fase en un inversor trifásico

F_a	F_b	F_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	Vector (v_i)
-1	-1	-1	0	0	0	v_0
-1	-1	1	$-\frac{V_{ent}}{3}$	$-\frac{V_{ent}}{3}$	$\frac{2V_{ent}}{3}$	v_5
-1	1	-1	$-\frac{V_{ent}}{3}$	$\frac{2V_{ent}}{3}$	$-\frac{V_{ent}}{3}$	v_3
-1	1	1	$-\frac{2V_{ent}}{3}$	$\frac{V_{ent}}{3}$	$\frac{V_{ent}}{3}$	v_4
1	-1	-1	$\frac{2V_{ent}}{3}$	$-\frac{V_{ent}}{3}$	$-\frac{V_{ent}}{3}$	v_1
1	-1	1	$\frac{V_{ent}}{3}$	$-\frac{2V_{ent}}{3}$	$\frac{V_{ent}}{3}$	v_6
1	1	-1	$\frac{V_{ent}}{3}$	$\frac{V_{ent}}{3}$	$-\frac{2V_{ent}}{3}$	v_2
1	1	1	0	0	0	v_7

La función de minimización o función objetivo, en (14), determina el vector que minimiza el error de la corrientes con respecto de la corriente de referencia para el conjunto de las 3 fases y de esta forma garantiza el seguimiento de la corriente.

$$g_i = |i_a^{ref}(k) - i_{a,i}'(k+1)| + |i_b^{ref}(k) - i_{b,i}'(k+1)| + |i_c^{ref}(k) - i_{c,i}'(k+1)| \quad (14)$$

Se realiza el cálculo para los 8 valores obtenidos de la corriente estimada en la muestra $(k+1)$. La posición ' i ' del vector g_i que presente el valor mínimo determina las órdenes para las células de conmutación. Estas órdenes corresponden con los valores de F_a , F_b y F_c que estipule el vector v_i en la Tabla 1. La actuación que realiza el MPC en cada muestreo viene reflejada en la Figura 2.1. La corriente de una fase del convertidor es muestreada en el instante (k) . La orden de conmutación es calculada en ese mismo instante de tiempo y es aplicada desde el instante (k) hasta el instante $(k+1)$.

2. CONTROL PREDICTIVO

Nuevamente la corriente es muestreada en el instante $(k + 1)$ y se calcula y aplica la orden $F_x(k + 1)$ y así sucesivamente.

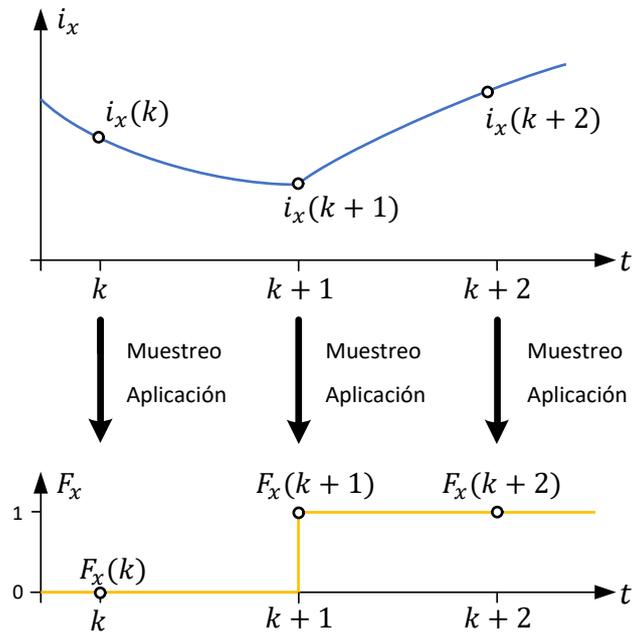


Figura 2.1. Sucesos en cada muestreo cuando el control es ideal.

Sin embargo, el anterior desarrollo presenta una suposición errónea ya que en la realidad hay limitaciones que suponen la existencia de un tiempo de retraso entre el muestreo de las medidas y la aplicación del nuevo estado de conmutación. Esto sucede entre otras cosas porque hay un tiempo de cálculo en el que el microprocesador realiza las operaciones del control. La influencia que presenta este retraso en el control predictivo aparece representada en la Figura 2.2. El estado de conmutación $F_x(k)$ es calculado con la medida de corriente del instante (k) . Se introduce la notación $F_x(k|k)$ para determinar que $F_x(k)$ depende de la corriente medida en el instante (k) . El valor que toma $F_x(k|k)$ es aplicado en instante $(k + 1)$ debido al retraso [6].

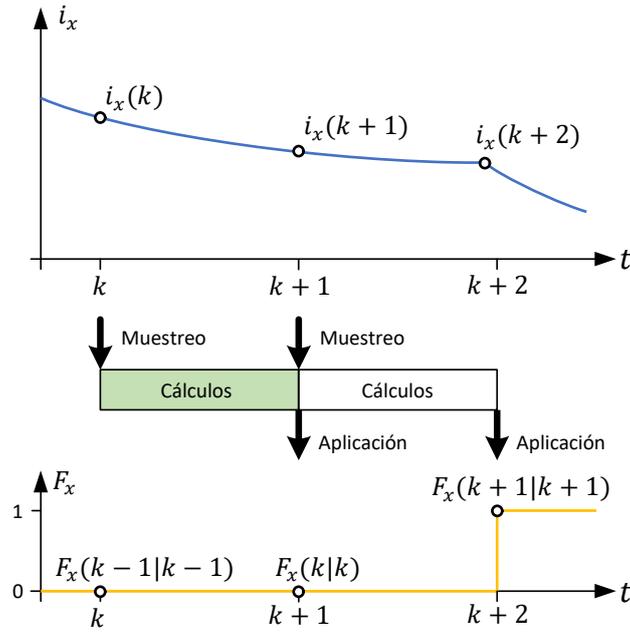


Figura 2.2. Sucesos en cada muestreo cuando el control no presenta compensación.

Este retraso puede ser compensado, pero supone la modificación de las ecuaciones del MPC siendo estas (15) y (16).

$$i_x'(k+1) = i_x(k) + \frac{T_m}{L} (v_{xn}(k) - e_x(k)) \quad (15)$$

$$i_{x,i}'(k+2) = i_x'(k+1) + \frac{T_m}{L} (v_{xn,i}(k+1) - e_x(k+1)) \quad (16)$$

Anteriormente, el control venía definido por una sola ecuación, (13), la cual en base a los datos medidos en la muestra (k) y las 8 posibles tensiones impuestas por el convertidor se estimaban 8 posibles corrientes para cada fase, escogiendo la opción que minimizaba el error por (14). Sin embargo, para compensar el retraso se calcula el valor que debería tomar la corriente en la muestra $(k+1)$, por (15). De esta forma, en base a la estimación de $i_x'(k+1)$ son calculadas las 8 posibilidades corrientes en la muestra $(k+2)$, por (16). En esta ecuación es necesaria también la estimación de la tensión de red para la muestra $(k+1)$.

Es nuevamente la función objetivo, (14), la que determina el vector tensión a aplicar que minimiza el error de seguimiento. Este vector tensión que minimiza el error corresponde a un vector v_i de la Tabla 1. Dependiendo de cuál sea ese v_i se emiten las ordenes de conmutación F_a , F_b y F_c correspondientes.

2. CONTROL PREDICTIVO

Por lo tanto, el esquema del control predictivo de la Figura 1.5 queda actualizado al tenerse en cuenta el retraso y añadir la compensación de este como aparece en la Figura 2.3.

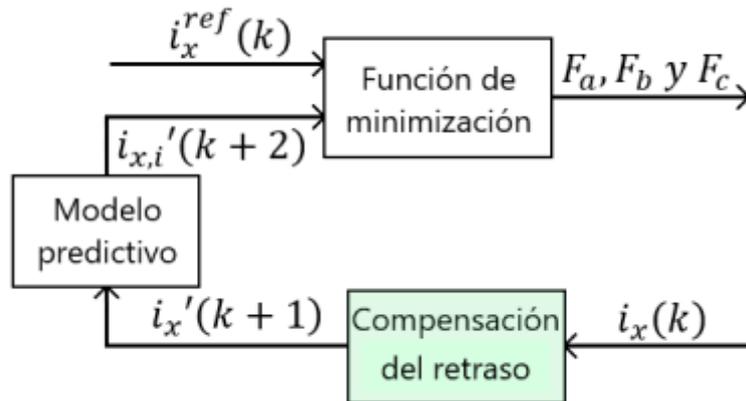


Figura 2.3. Esquema MPC con compensación.

Se puede observar en la Figura 2.4 la evolución con respecto de la Figura 2.2 al realizar la compensación del retraso. La implementación de esta compensación supone que se calcule $i_x'(k+1)$. De esta forma se puede aplicar en el instante $(k+1)$ el estado de conmutación $F_x(k+1|k)$ en vez de $F_x(k|k)$ como sucedía en la Figura 2.2 cuando el modelo no presentaba la compensación del retraso [7].

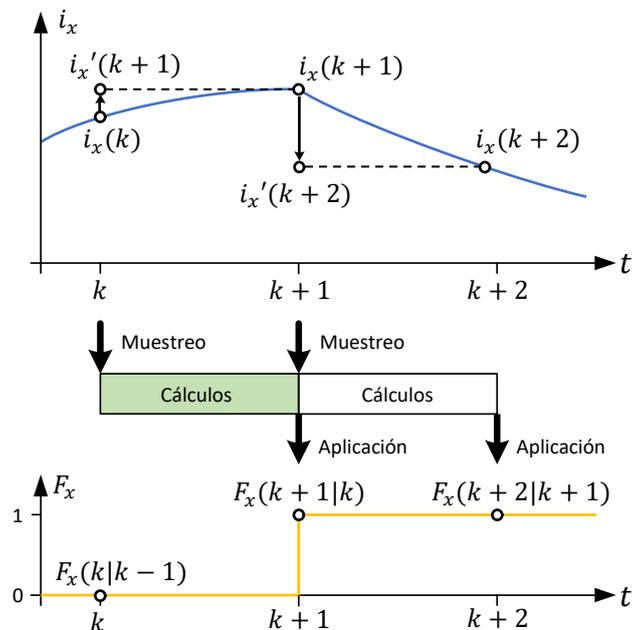


Figura 2.4. Sucesos en cada muestreo cuando el control presenta compensación.

2.2 Implementación

Tanto el sistema de la Figura 1.2, como el control predictivo presentan una serie de parámetros que deben ser definidos. El inversor trifásico se supone que está conectado a la red a través de un transformador y el diseño en su conjunto presenta los siguientes parámetros:

- Potencia del inversor: $S_n = 10 \text{ MW}$
- Tensión de red: $U_{red} = 3.200 \text{ V}$
- Frecuencia de red: $f_{red} = 50 \text{ Hz}$
- Inductancia de fugas del transformador: $L_f = 800 \mu\text{H}$
- Inductancia del inversor: $L_{inv} = 400 \mu\text{H}$
- Tensión de bus: $V_{bus} = 5.500 \text{ V}$
- Frecuencia de corte del filtro de corriente: $f_{corriente} = 600 \text{ Hz}$
- Frecuencia de corte del filtro de tensión: $f_{tension} = 2.600 \text{ Hz}$
- Frecuencia de muestreo: $f_{muestr}^{MPC} = 6.000 \text{ Hz}$
- Tiempo de paso de la simulación: 250 veces menor que el tiempo de muestreo: $T_{paso} = \frac{1}{250 * f_{muestr}^{MPC}} \approx 6,6667 * 10^{-7} \text{ s}$

Una vez que todo el sistema queda definido se programa el modelo en Matlab, en el entorno Simulink. El control se implementa en una S-function programada en C. Se emplea el compilador MinGW-w64 C/C++ compiler for Windows y la librería Simscape Electrical, la cual permite simular la conexión del inversor trifásico a una fuente de tensión ideal.

2.3 Resultados

Una vez descrito el control se implementa el sistema para comprobar el correcto funcionamiento de este y la influencia que presenta realizar o no la compensación del retraso. Para ello se analiza el seguimiento de las señales de corriente que se inyectan a la red y el contenido armónico de estas cuando se compensa el retraso y cuando no. Para observar el comportamiento de las corrientes estas se comparan con la señal de referencia para cada una de las fases.

2. CONTROL PREDICTIVO

2.3.1 Sistema sin compensación de retraso

Primeramente, se ejecuta el código que contiene el control sin la compensación de retraso y se estudia cómo actúa la corriente que se inyecta red.

En la Figura 2.5 se muestra el seguimiento de la referencia de las corrientes de las 3 fases. Se puede observar cómo cada fase presenta un rizado diferente y no parece que siga ningún patrón.

El seguimiento en las 3 fases es bueno, pero hay momentos en donde la señal que se obtiene del sistema se aleja más de lo deseado de la señal de referencia. Esto se debe al rizado que presenta la corriente.

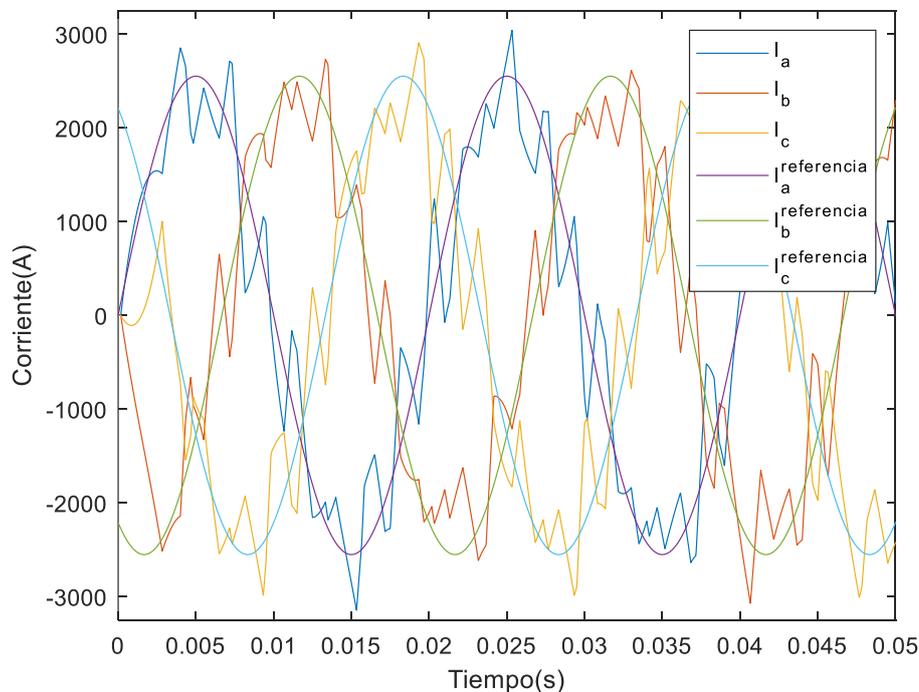


Figura 2.5. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases sin compensación de retraso.

El contenido armónico es representado en la Figura 2.6. En esta se observa un espectro de los armónicos hasta prácticamente los 3.000 Hz, siendo estos notablemente superiores a bajas frecuencias.

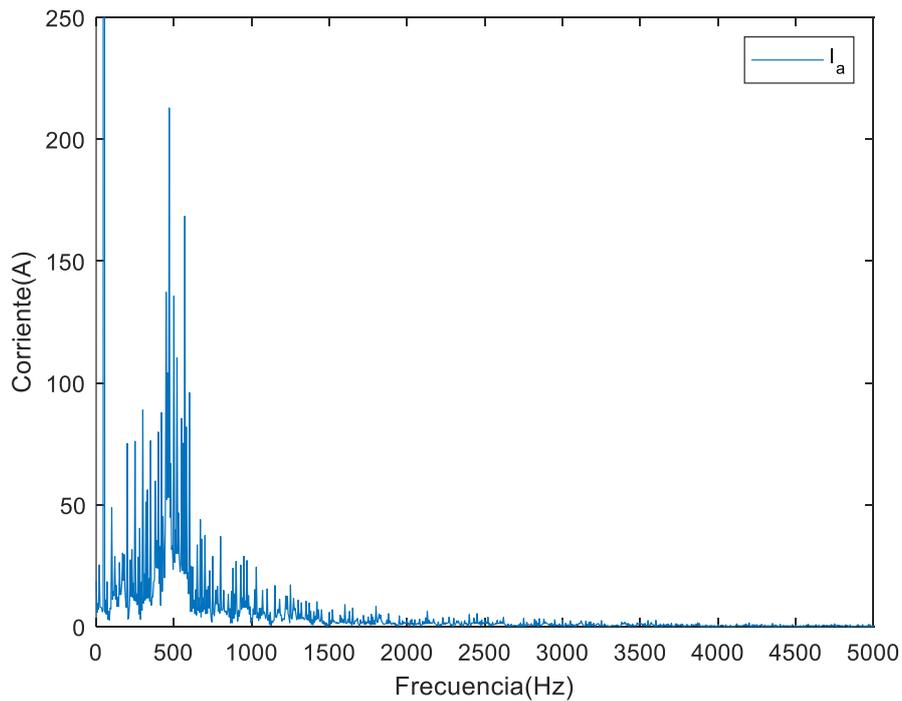


Figura 2.6. Contenido armónico de la corriente en la fase A sin compensación de retraso.

La forma de cuantificar la influencia de los armónicos en una señal se realiza con el cálculo del THD ('Total Harmonic Distortion'). El THD se calcula mediante (17), en donde I_n refleja el valor de la corriente para los armónicos frecuencia múltiplos de 50, yendo estos desde I_2 hasta I_{100} , es decir de los 100 a los 5.000 Hz

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{100} I_n^2}}{I_1} \quad (17)$$

El valor de THD obtenido para la corriente en la fase se muestra en (18).

$$THD I_a = \frac{\sqrt{298.980}}{2.343,6} = 0,2333 \quad (18)$$

2.3.2 Sistema con compensación de retraso

Se realiza el mismo análisis que en 2.3.1 pero con la implementación en el código de la compensación del retraso de un periodo.

Como sucede en el apartado 2.3.1, las corrientes de la Figura 2.7 presentan de nuevo un buen seguimiento de la referencia en las 3 fases.

2. CONTROL PREDICTIVO

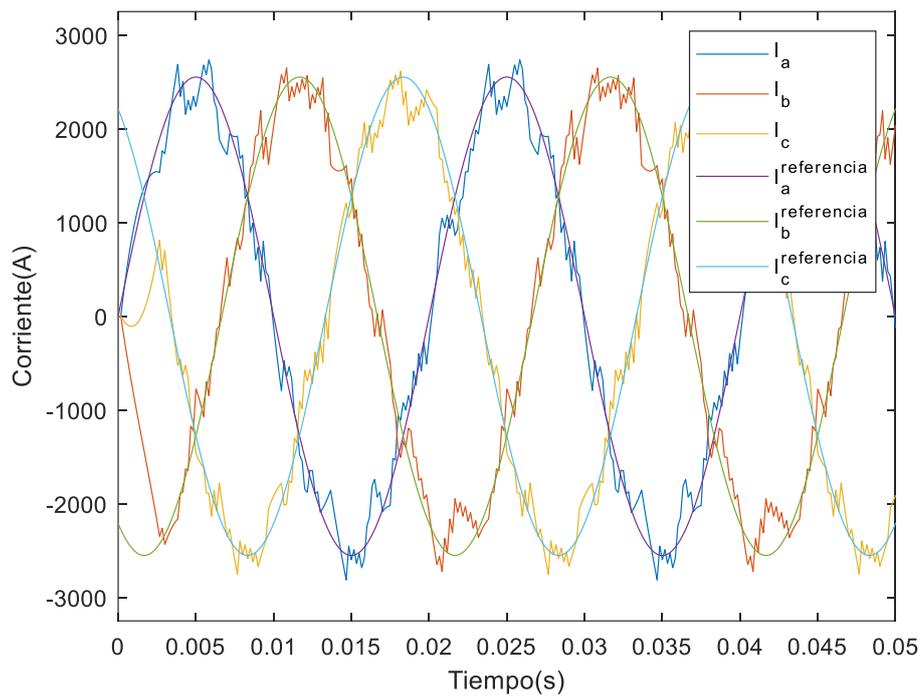


Figura 2.7 Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con compensación de retraso.

Esta afirmación es acompañada nuevamente del contenido armónico de la Figura 2.8, en donde se observa como el contenido armónico presenta a priori una mejora al compensar el retraso, y de los cálculos del THD para la corriente en la fase A como se muestra en (19). El rizado de la corriente es notablemente menor y esto se ve reflejado en una reducción de más de la mitad del valor del THD.

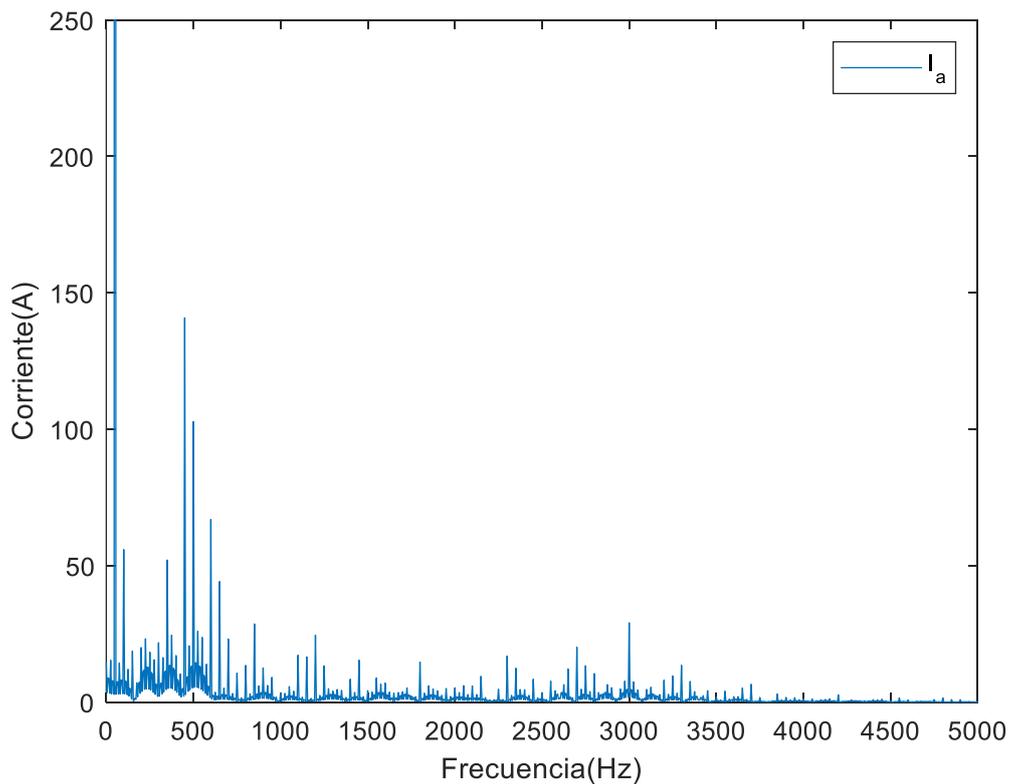


Figura 2.8 Contenido armónico de la corriente en la fase A con compensación de retraso.

$$THD I_a = \frac{\sqrt{61.917}}{2.451,4} = 0,1015 \quad (19)$$

2.3.3 Conclusiones

Las diferencias entre realizar un control predictivo compensando o no el retraso son notorias a primera vista. De todos modos, con ayuda de la Figura 2.9 se observa la mejora en cuanto a seguimiento de la referencia cuando el MPC incluye la compensación. En esta figura la corriente con compensación que aparece en color amarillo se acerca más que la corriente sin compensación, en azul, a la señal de referencia, en morado. Este suceso era previsible tras el desarrollo teórico realizado en el apartado 2.1.

2. CONTROL PREDICTIVO

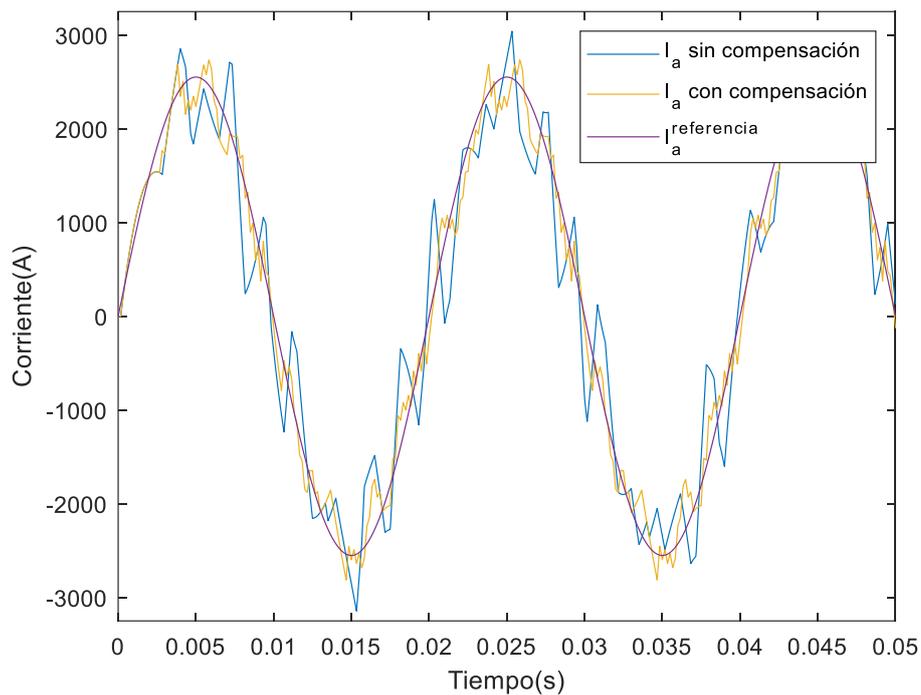


Figura 2.9. Comparación del seguimiento de la referencia de corriente en la fase A sin compensación y con compensación

Bajo la misma premisa comentada en los análisis separados para cada caso en los apartados 2.3.1 y 2.3.2, el seguimiento es bueno en ambos casos. Sin embargo, el rizado que presenta cada una de las corrientes es notablemente diferente.

Esta afirmación está respaldada por la Figura 2.10, la cual muestra una comparativa de los armónicos y se puede observar cómo los armónicos a frecuencias inferiores a 1.000 Hz son claramente inferiores en la compensación de retrasos. Sin embargo, a frecuencias altas entre los 2.000 y 4.000 Hz aparecen unos armónicos prácticamente inexistentes en el control que no implementa la compensación.

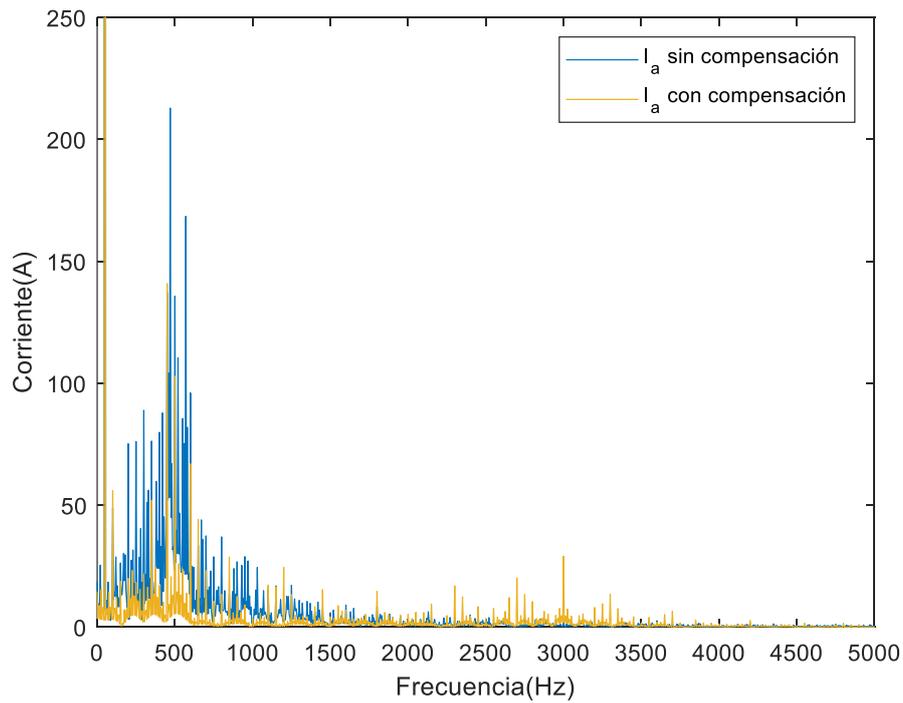


Figura 2.10. Comparación del contenido armónico de las corrientes en la fase A sin compensación y con compensación de retraso

En resumen, la corriente inyectada a red del inversor presenta una mejoría clara en el contenido armónico cuando se implementa en el control predictivo la compensación de retrasos. De todas formas, el contenido armónico en ambos casos es aleatorio. Esto puede suponer un problema ya que la red tiene estipulados unos valores máximos permitidos de armónicos. Además, no se garantiza que entre periodos de muestreo exista solo una conmutación lo que puede derivar en problemas térmicos.

3. Control de la tensión de bus y del número de conmutaciones

El contenido armónico debe cumplir la normativa impuesta por red eléctrica para la conexión a la red, por lo que posteriormente se trata de controlar el número de conmutaciones en cada estimación modificando la función objetivo.

Hasta el momento la amplitud de la corriente de referencia ha presentado un valor pico de 2.550 A aproximadamente para inyectar a red la potencia nominal. Sin embargo, en un inversor, la referencia de corriente se calcula a partir de la potencia que hay que extraer del bus de continua procedente de una planta fotovoltaica (DC) o de un generador eólico (rectificador). Esta varía en función de la generación renovable. Es por ello que resulta necesario incluir al control de corriente un control de la tensión del bus de continua que determine el valor de la corriente de referencia.

3.1 Control de la tensión de bus

Se implementa el control de la tensión bus con un sistema en lazo cerrado el cual determina el valor eficaz de la corriente de referencia. Dado que este control calcula la corriente de referencia, señal de entrada del control de corriente, se implementan en cascada siendo el lazo externo el control de la tensión de bus y el interno el MPC.

Para el correcto funcionamiento dinámico de un lazo con estas características, el lazo interno de corriente debe ser más rápido que el lazo externo. En este caso, al tratarse de un control predictivo el cual es especialmente rápido, estos lazos están desacoplados y se puede suponer el lazo interno de corriente como ideal. El diagrama de bloques correspondiente a este lazo de control en cascada aparece en la Figura 3.1.

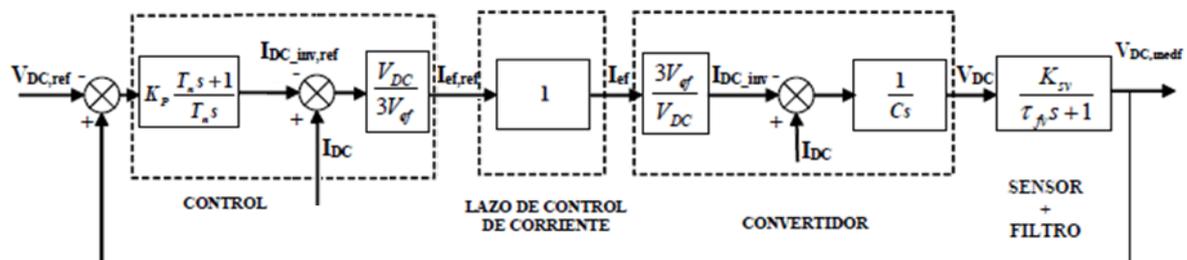


Figura 3.1. Diagrama de bloques del lazo de control de la tensión de bus de continua.

Para su implementación deben ser detallados algunos parámetros, estos son los siguientes:

→ Condensador de bus: $C = 3.9 \text{ mF}$

→ Frecuencia de corte del filtro de la tensión bus: $f_{tensión}^{bus} = 200 \text{ Hz}$

Al mismo tiempo, al tratarse de un sistema con un controlador PI es necesario calcular el valor de la K_p^{bus} y la T_n^{bus} y para ello hay que determinar los siguientes parámetros:

→ Frecuencia de corte: $f_{corte}^{bus} = 20 \text{ Hz}$

→ Margen de fase: El máximo posible.

La frecuencia de corte toma este valor ya que se pretende conseguir un control lento pero estable. De esta forma la consigna de referencia de la corriente presenta el mismo comportamiento.

Para el cálculo de la K_p^{bus} y la T_n^{bus} se precisa del diagrama de Bode en lazo abierto y que este sea analizado a la f_{corte}^{bus} . Este diagrama de bode se encuentra en la Figura 3.2.

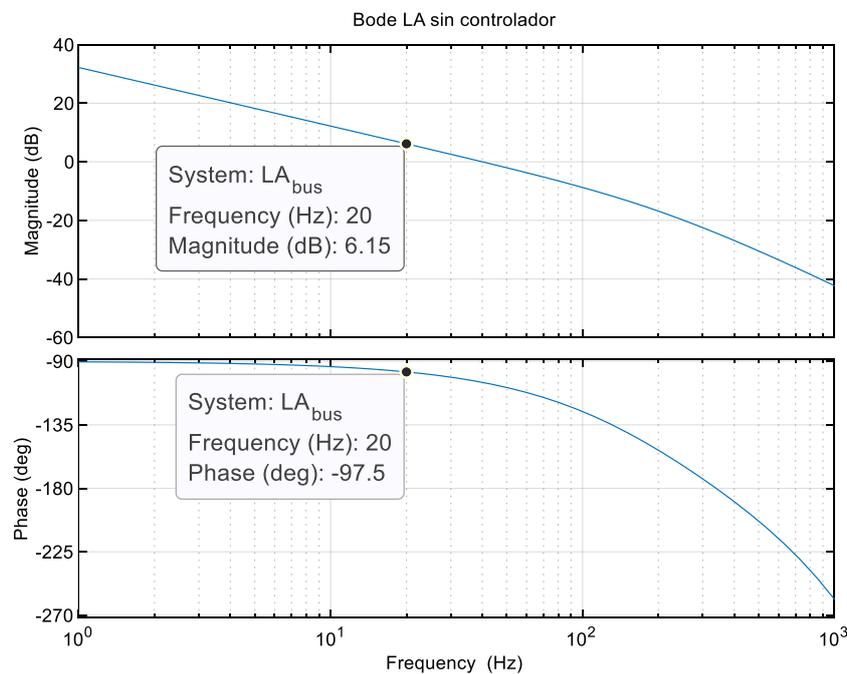


Figura 3.2. Diagrama de Bode LA de control de la tensión de bus sin controlador.

Con ayuda de esta figura se establece un margen de fase de 80°, ya que la fase del lazo abierto sin el controlador presenta una fase de prácticamente -100°. Teniendo en

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

cuenta lo anterior e igualando las ecuaciones (20) y (21) se puede obtener el valor de T_n^{bus} como aparece en (22).

$$MF = 180 + \phi(LA(jw_c)) \quad (20)$$

$$\phi(LA(jw_c)) = -97,5 + \arctg(T_n^{bus}w_c) - 90 \quad (21)$$

$$T_n^{bus} = \frac{tg(MF + 7,5)}{w_c} \approx 0,1830 \quad (22)$$

Una vez conocido T_n^{bus} , se puede obtener el valor de K_p^{bus} sustituyendo en (23).

$$K_p^{bus} = \frac{T_n^{bus} * w_c}{|LA_{sin controlador}(jw_c)| * \sqrt{(T_n^{bus} * w_c)^2 + 1}} \quad (23)$$

En (24) se encuentra el valor que toma K_p^{bus} .

$$K_p^{bus} \approx 0,4921 \quad (24)$$

Se diseña el diagrama de Bode del sistema completo con los valores de K_p^{bus} y T_n^{bus} calculados. Como muestra la Figura 3.3 el lazo ha quedado bien ajustado ya que presenta a la frecuencia de corte, de 20 Hz, el margen de fase establecido en 80°.

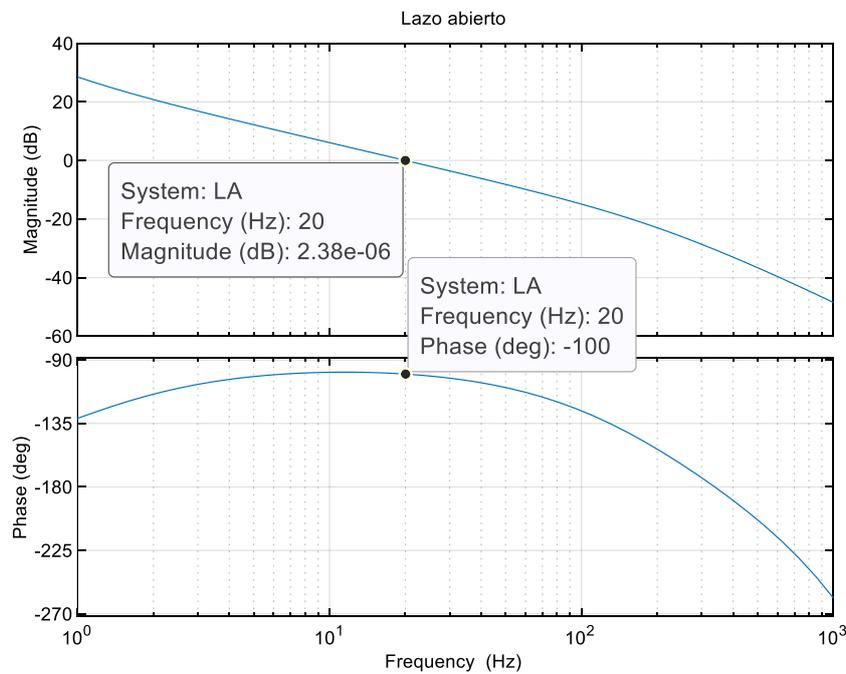


Figura 3.3. Diagrama de Bode LA de control de la tensión de bus

En el diagrama de bloques de la Figura 3.1 se observa una perturbación de la corriente I_{DC} , que aparece en el bloque del modelado del convertidor. Para realizar la compensación se introduce en el bloque del control esta misma corriente. En el estudio realizado en 3.1.1 se observa la influencia que presenta sobre el sistema esta perturbación y se debe ser compensada.

En la Figura 3.4 aparece representado el sistema completo resultante de la implementación del control de bus de continua que se pretende estudiar.

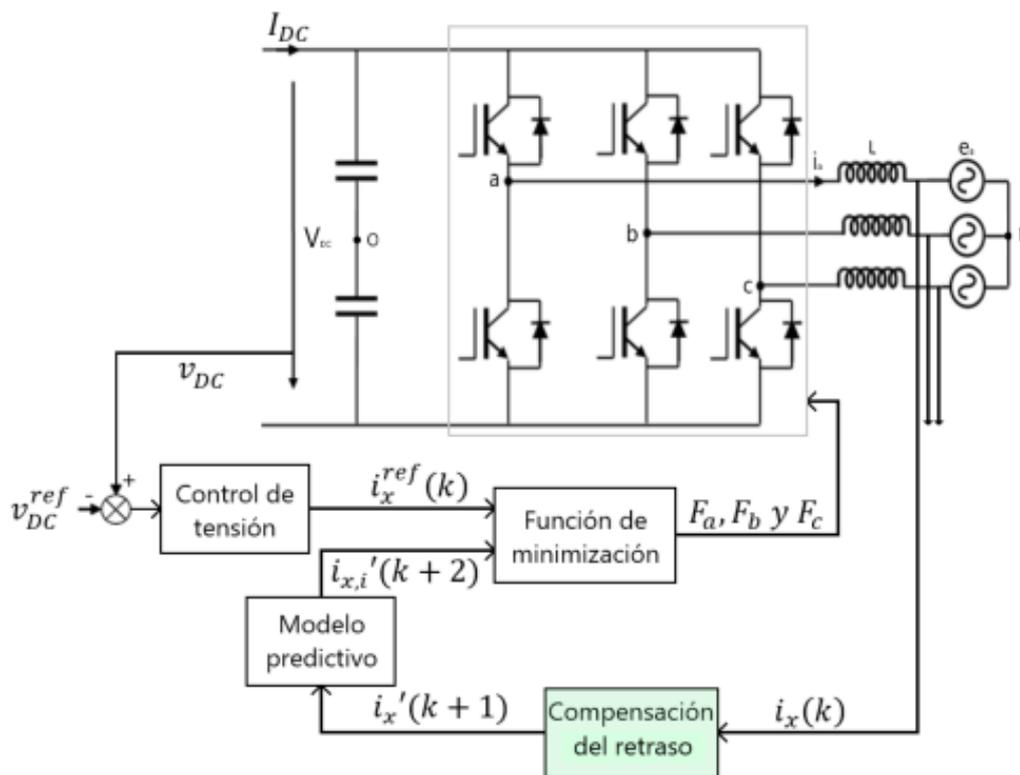


Figura 3.4. Esquema del sistema con la implementación del control predictivo de corriente y el control lineal de la tensión de bus de continua.

Por lo tanto, en el apartado 3.1.1 se analiza el comportamiento del sistema al implementar el lazo de bus de continua y la influencia que presenta el sistema dependiendo de si la perturbación de la corriente I_{DC} es compensada o no.

3.1.1 Resultados

Para determinar la influencia que toma la perturbación de la corriente I_{DC} se implementa el lazo en el control digital de ambas maneras y se observa la evolución de la tensión de bus en ambas situaciones.

3. CONTROL DE LA TENSION DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

Las respuestas que presenta el bus de continua se muestran en la Figura 3.5 y en la Figura 3.6. En estas se puede observar claramente como la perturbación cuando no es compensada afecta de forma perjudicial notablemente al sistema. En régimen permanente ambos presentan la respuesta esperada, un valor entorno a la referencia de 5.500 V. Sin embargo, en el régimen transitorio la perturbación afecta notablemente alcanzando un pico de más de 8.500 V y este efecto no se estabiliza hasta transcurrido un segundo.

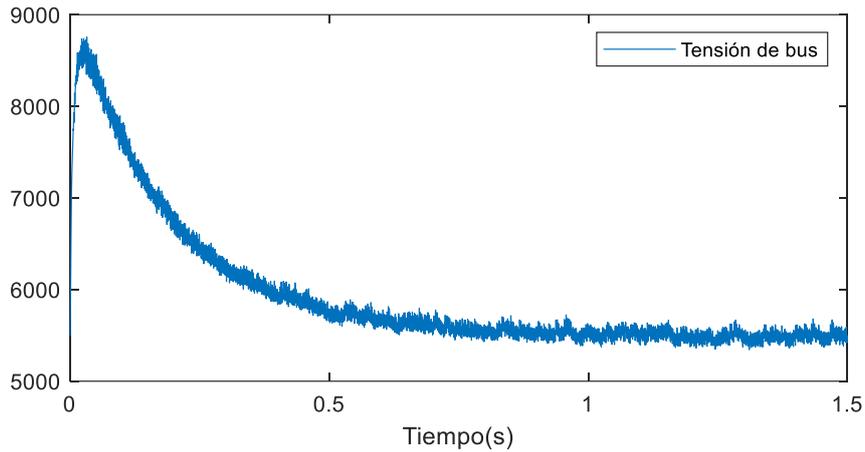


Figura 3.5. Evolución de la tensión de bus sin compensación de la perturbación de la corriente continua.

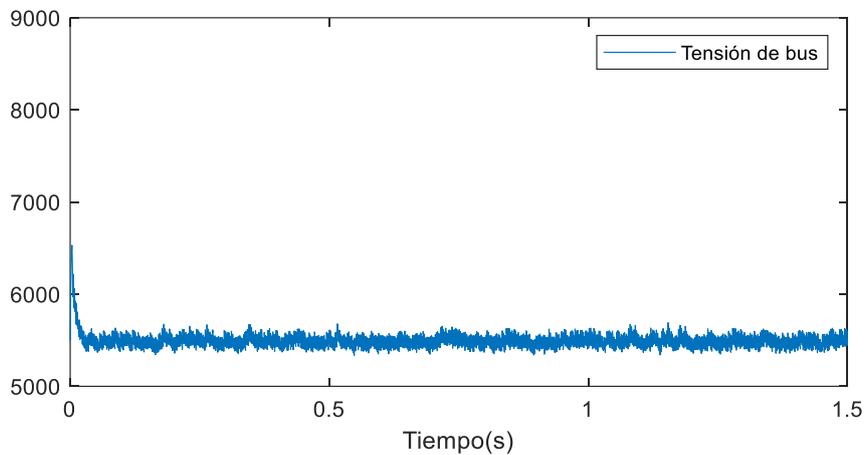


Figura 3.6. Evolución de la tensión de bus con compensación de la perturbación de la corriente continua.

El transitorio de la tensión de bus se refleja en las corrientes de referencia como se puede observar en la Figura 3.7. En esta aparecen las corrientes reales y las de referencia cuando el control de la tensión de bus no presenta compensación y se puede observar como el pico de tensión que se producía en la Figura 3.5 afecta directamente a la corriente que se inyecta a red.

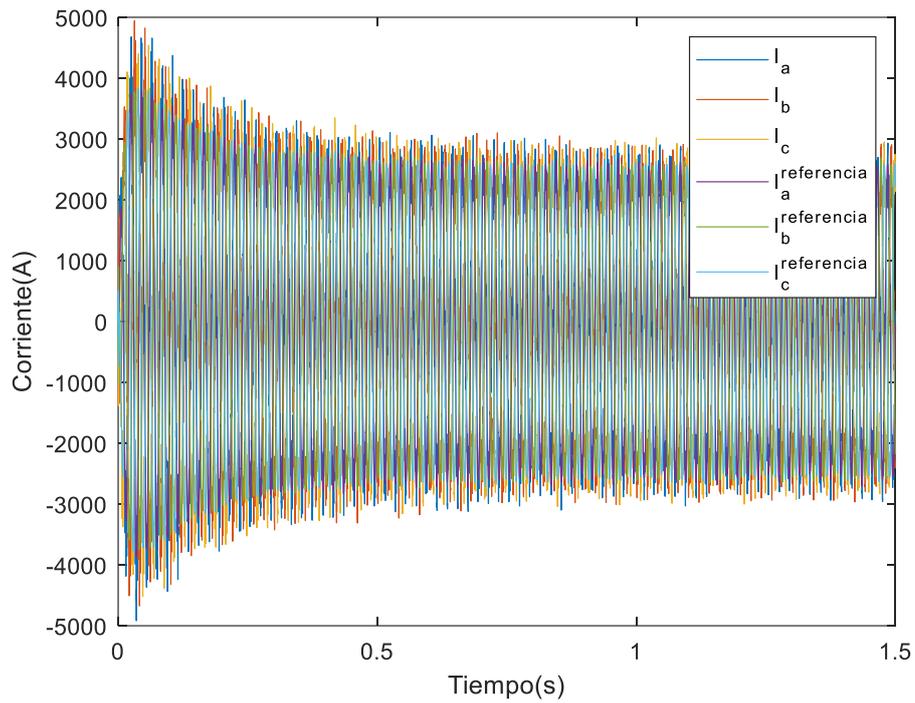


Figura 3.7. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua sin compensación de la perturbación de la corriente continua durante 1,5 segundos.

Pese a este transitorio, en la Figura 3.8, cuando el sistema ya está en régimen permanente se comprueba como sigue presentando el mismo seguimiento analizado en el apartado 2.3.2.

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

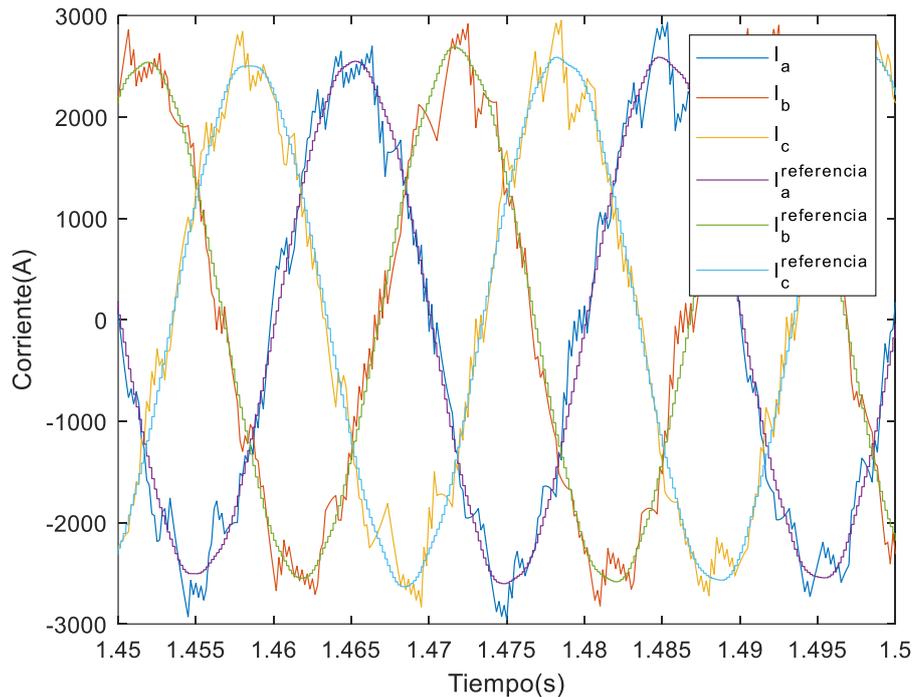


Figura 3.8. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua sin compensación de la perturbación de la corriente continua durante 2,5 periodos.

Por otro lado, el sistema que presenta la compensación de la corriente I_{DC} presenta en la Figura 3.9 una amplitud de las corrientes de referencia, y por tanto de las corrientes de salida prácticamente constantes. Esto se debe a que el transitorio que sufre la tensión de bus en este caso es de menor magnitud y duración. A su vez, en la Figura 3.10 se observa como también el seguimiento permanece siendo óptimo.

De esta forma, el sistema presenta un control que permite mantener la tensión del bus de continua entorno a la consigna de referencia de 5.500 V sin afectar a las buenas prestaciones que aporta el MPC en términos de seguimiento. Al mismo tiempo ha quedado demostrado que con la compensación de la corriente I_{DC} el sistema presenta mejor una respuesta en términos de dinámica.

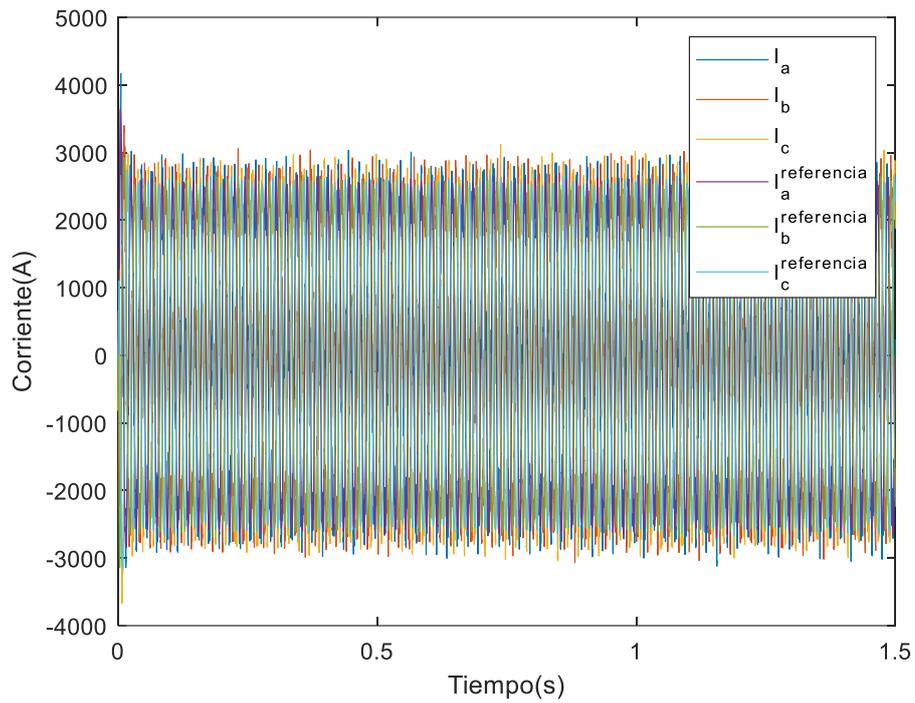


Figura 3.9. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua con compensación de la perturbación de la corriente continua durante 1,5 segundos.

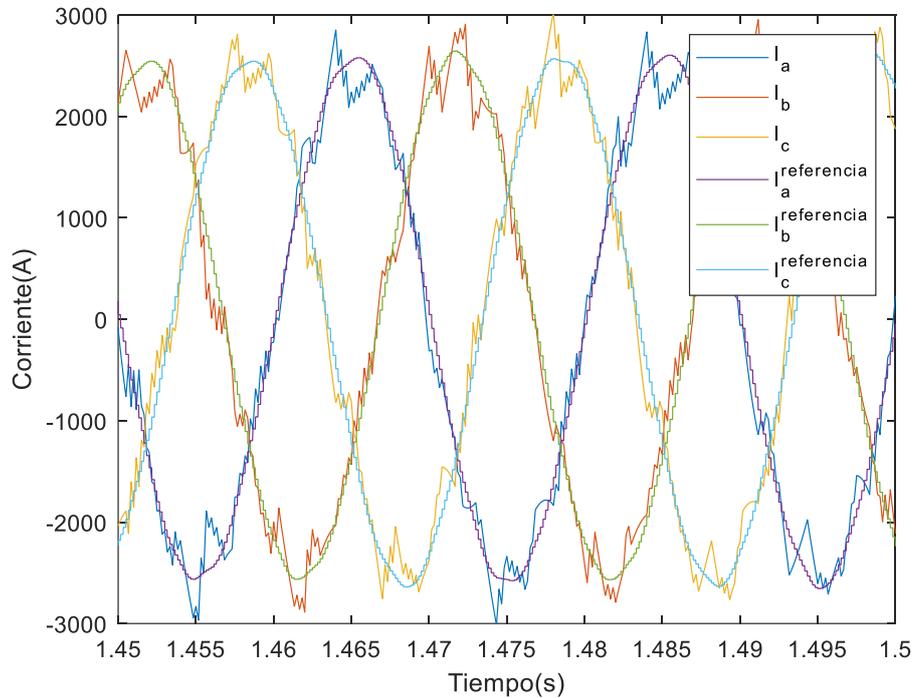


Figura 3.10. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con la implementación del control de tensión de bus de continua con compensación de la perturbación de la corriente continua durante 2,5 periodos.

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

3.2 Control del número de conmutaciones

Hasta el momento no se realiza ningún control sobre las conmutaciones, de tal forma que puede no conmutar tan solo una rama por periodo de muestreo, ya que no se penalizan las conmutaciones en la función objetivo.

Suponiendo que se realiza una conmutación en cada tiempo de muestreo, para la frecuencia de muestreo empleada de 6.000 Hz resultarían 120 conmutaciones para un periodo de la red. Dado que en un sistema con modulación PWM se realizan 6 conmutaciones cada periodo de conmutación, este presentaría una frecuencia equivalente de 1.000 Hz, es decir, 6 veces menor.

Para observar que es lo que realmente está sucediendo en el control se implementa en el código el cálculo de las conmutaciones en un periodo de la red. En la Figura 3.11 se representa para un periodo de la red, en régimen permanente, la evolución del número de conmutaciones. Realizando un sumatorio, en un periodo de la red se producen 113 conmutaciones entre las células de las 3 fases para una frecuencia de muestreo de 6.000 Hz.

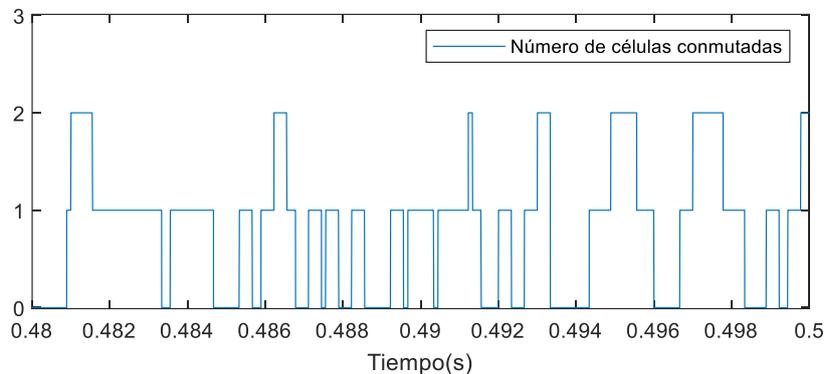


Figura 3.11. Evolución del número de conmutaciones en cada muestreo en un periodo de la red con frecuencia de muestreo de 6.000 Hz.

Si la PWM a frecuencia de 1.000 Hz supone 120 conmutaciones, siguiendo una relación directamente proporcional, el MPC con la frecuencia de muestreo a 6.000 Hz que realiza 113 conmutaciones, presenta una frecuencia equivalente a 941,67 Hz.

Dado que se quiere estudiar cómo influye el control sobre el número de conmutaciones se decide aumentar la frecuencia de muestreo en un 50%.

De esta forma se actualizan los siguientes parámetros:

$$\rightarrow \text{Frecuencia de muestreo: } f_{muest}^{MPC} = 6.000 * 1,50 = 9.000 \text{ Hz}$$

$$\rightarrow \text{Tiempo de paso: } T_{paso} = \frac{1}{250 * f_{muest}^{MPC}} \approx 4,4444 * 10^{-7} \text{ s}$$

Para controlar el número de conmutaciones, es preciso modificar la función objetivo (14) ya que en esta solo se tiene en cuenta el error lineal entre las estimaciones de corriente y su referencia. Para implementar este control es necesario asignarle un peso al posible número de conmutaciones en cada instante como muestra (25).

$$g_i = g_{I,i} + \lambda_{sw} * g_{N,i} \quad (25)$$

Se observa el parámetro λ_{sw} , una variable que cuanto mayor sea su valor mayor será la penalización que implique realizar conmutaciones.

El valor de $g_{I,i}$ corresponde a (14) con la diferencia de que este valor es normalizado al dividirse por la amplitud de la corriente de referencia como aparece en (26). Con la adición del control de las conmutaciones conviene normalizar el error para determinar la influencia que toma cada parte, la de las corrientes y la del número de conmutaciones.

$$g_{I,i} = \frac{|i_a^{ref}(k) - i_{a,i}(k+1)| + |i_b^{ref}(k) - i_{b,i}(k+1)| + |i_c^{ref}(k) - i_{c,i}(k+1)|}{\text{Amplitud } I_{ref}} \quad (26)$$

Por su parte, el valor de $g_{N,i}$, en (27), se calcula como el número de conmutaciones estimadas para cada valor del subíndice 'i' normalizado entre 3, ya que son las máximas conmutaciones que pueden realizarse en un periodo de muestreo, una por cada fase.

$$g_{N,i} = \frac{|F_{a,i}(k+1) - F_a(k)| + |F_{b,i}(k+1) - F_b(k)| + |F_{c,i}(k+1) - F_c(k)|}{3} \quad (27)$$

Bajo estas nuevas consignas se simula el sistema y se trata de analizar como repercute esta modificación de la función objetivo a la respuesta de las corrientes, al contenido armónico y al número de conmutaciones a realizar [7].

3.2.1 Resultados

Con el fundamento teórico desarrollado e implementado en el código, se procede a simular con diferentes valores de λ_{sw} . Desde un valor de λ_{sw} igual a 0 e incrementa de 0,025 en 0,025 hasta que la penalización sobre las conmutaciones tome tanta influencia

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

que el error de seguimiento no sea aceptable para la conexión a red. En esta situación el control prioriza la minimización del número de conmutación sobre el seguimiento de la corriente de referencia y, por tanto, las corrientes presentarán un contenido armónico y un seguimiento que no cumple con la normativa impuesta por la red eléctrica.

A parte de analizar el comportamiento de las corrientes tanto en términos de seguimiento como de contenido armónico, se representa la función objetivo de corriente y control de conmutaciones y se calcula la frecuencia de conmutación equivalente y el THD, (17).

La situación de partida presenta un control donde la penalización sobre el número de conmutaciones es inexistente, ya que λ_{sw} es igual a 0. Bajo esta situación se puede observar como el seguimiento de las corrientes en las 3 fases, véase en la Figura 3.12, es muy bueno. No se nota una mejoría con respecto al control a 6.000 Hz, ya que este también seguía la referencia de manera exitosa.

A su vez en la Figura 3.13 se muestra el contenido armónico de la corriente en la fase A, el cual, como en todos los entornos en los que ha sido analizado el control predictivo, presenta un espectro completamente aleatorio.

En la Figura 3.14 se muestra la magnitud del valor que toman en la función objetivo la componente de la corriente y al mismo tiempo la del número de conmutaciones. Bajo esta situación, con λ_{sw} nula, la penalización sobre las conmutaciones es también nula, por lo que solo tiene influencia en la función objetivo el seguimiento de corriente.

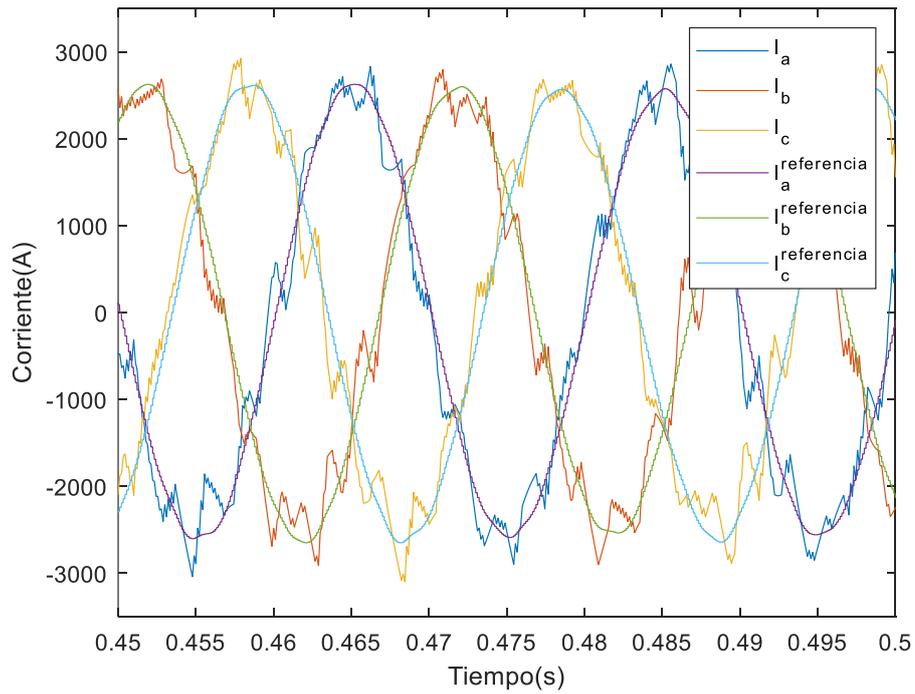


Figura 3.12. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con $\lambda_{sw} = 0$.

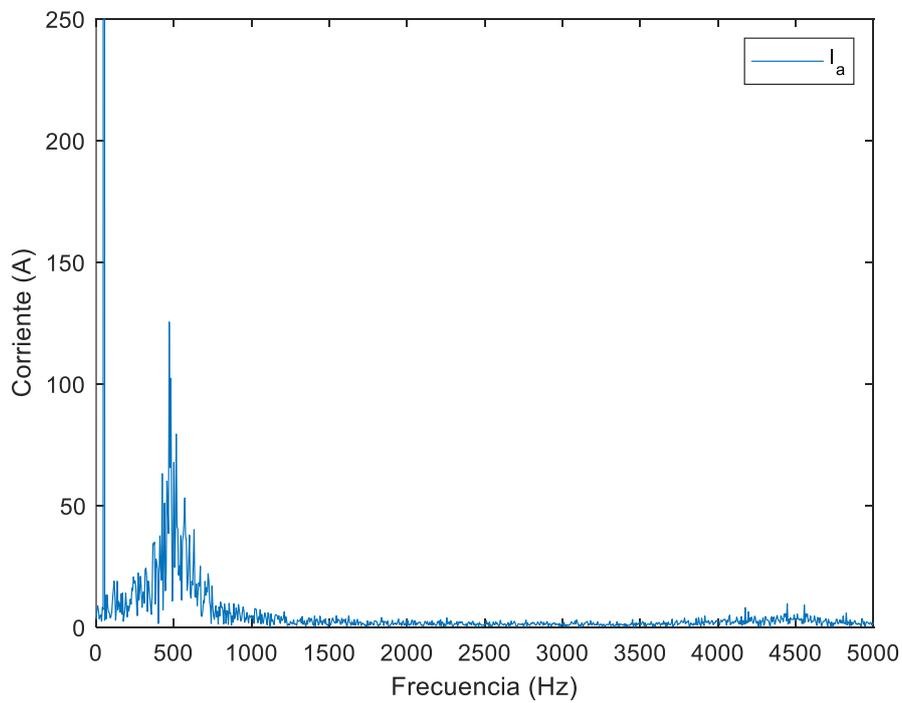


Figura 3.13. Contenido armónico de la corriente en la fase A con $\lambda_{sw} = 0$.

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

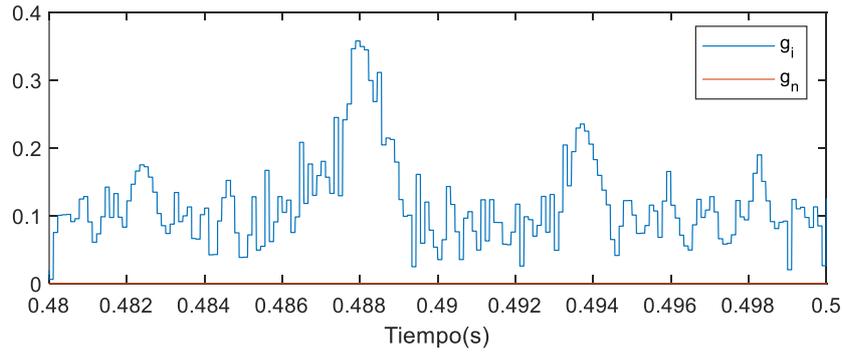


Figura 3.14. Función objetivo de las corrientes y el control de conmutaciones con $\lambda_{sw} = 0$.

Se plantea como un buen estudio observar la evolución que presenta esta gráfica a medida que el valor λ_{sw} aumente, ya que la penalización sobre las conmutaciones poco a poco tendrá una influencia notable.

En la Figura 3.15 aparece la evolución de las 2 componentes implicadas en la función objetivo que dicta (25) al mismo tiempo que el contenido armónico de la corriente de la fase A. Esto se realiza para los valores de λ_{sw} ya comentados y como es lógico, a medida que aumenta la constante que penaliza las conmutaciones esta toma mayor presencia en la función objetivo.

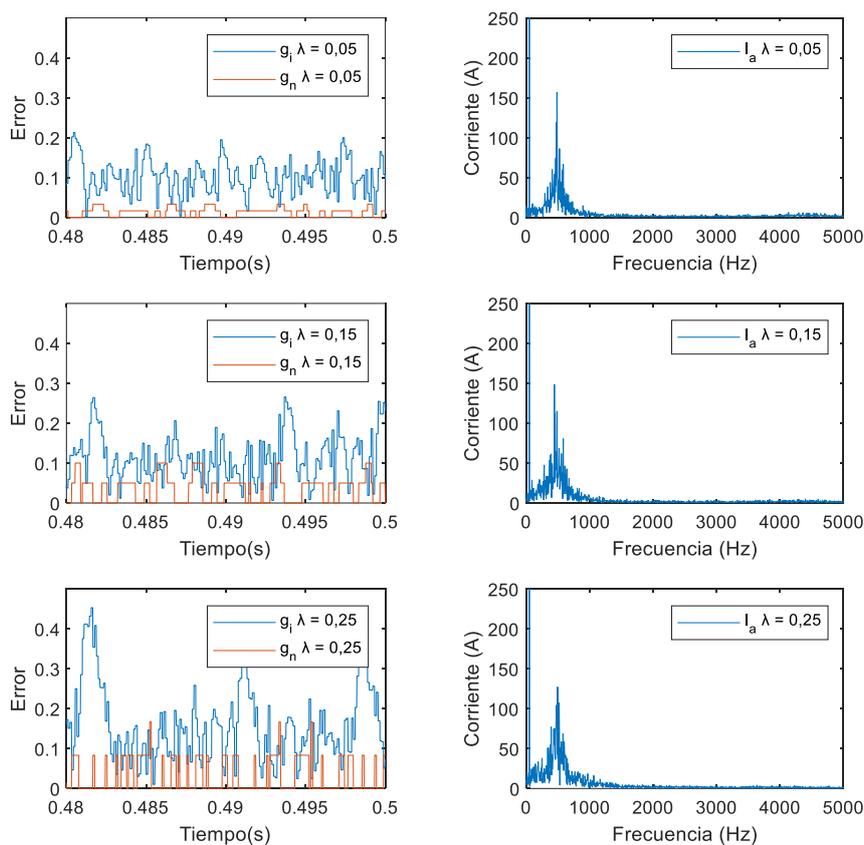


Figura 3.15. Influencia de la corriente y las conmutaciones en la función objetivo y contenido armónico de la corriente de la fase A para diferentes valores de λ_{sw} .

Observando las anteriores situaciones, se recopilan los datos de cada caso en la Tabla 2. Y se puede ver como cuando se presenta un $\lambda_{sw} = 0,25$ el sistema en un periodo de la red tan solo realiza 68 conmutaciones, lo que en comparación con un control lineal con modulación PWM implica una frecuencia equivalente de 566,67 Hz.

Dado que en esta situación la frecuencia equivalente es prácticamente la mitad de la que se pretende obtener, se añade la Figura 3.16 para analizar si esa reducción tan notoria del número de conmutaciones afecta en el seguimiento de la corriente. Y se observa como pese al bajo número de conmutaciones, el seguimiento que presentan las corrientes es muy bueno. Esto destaca la gran capacidad de seguimiento que presenta el control predictivo hasta en casos tan drásticos. Sin embargo, la reducción de conmutaciones toma influencia en el rizado de la corriente, presentando el THD más elevado de todos los casos.

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

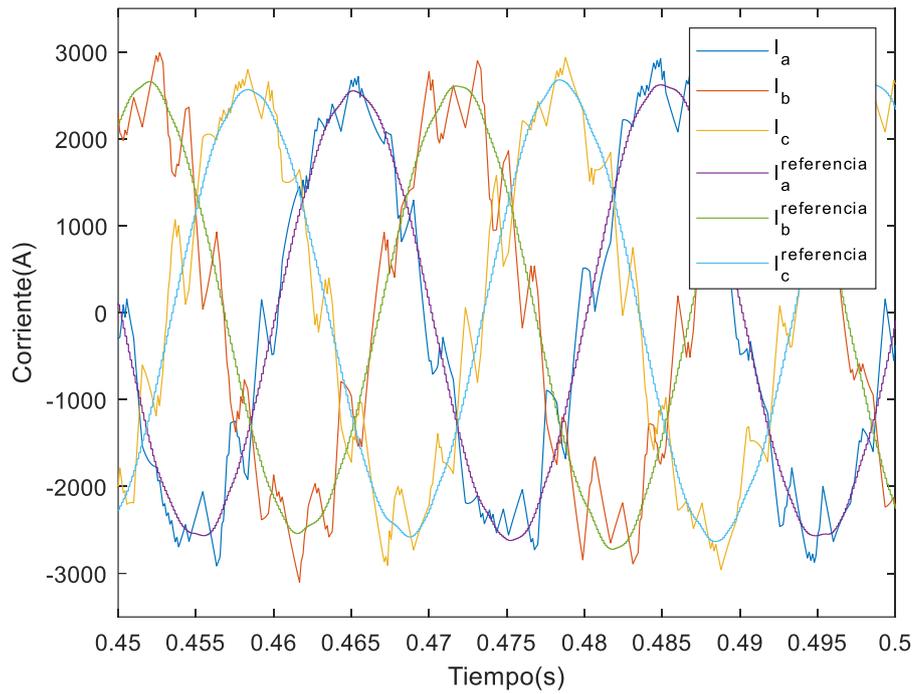


Figura 3.16. Seguimiento de la referencia de corriente en las 3 fases con $\lambda_{sw} = 0,25$.

Tabla 2. Resultados de la implementación del control de las conmutaciones en función de λ_{sw} .

λ_{sw}	N.º de conmutaciones	Frecuencia equivalente	THD
0	145	1.208,3	0,1323
0,025	148	1.233,3	0,1465
0,050	147	1.225,0	0,1432
0,075	155	1.291,7	0,1320
0,100	138	1.150,0	0,1523
0,125	130	1.083,3	0,1489
0,150	125	1.041,7	0,1565
0,175	110	916,7	0,1501
0,200	108	900,0	0,1764
0,225	111	925,0	0,1748
0,250	68	566,7	0,1825

Los datos de la Tabla 2 resultan más sencillos de analizar mediante representaciones gráficas.

En la Figura 3.17 se observa cómo hasta valores de λ_{sw} inferiores a 0,1 el control sobre el número de conmutaciones no presenta ninguna influencia. Ya que incluso penalizando las conmutaciones con un aumento de λ_{sw} , las variables del eje de ordenadas aumentan. Esto se debe a que en la función objetivo el valor referido a las corrientes es significativamente superior, como se muestra en la Figura 3.15.

A partir de este valor de λ_{sw} la parte de $g_{N,i}$ toma influencia en la función objetivo de (25), como aparece en la Figura 3.15. Es por ello, que el valor del número de conmutaciones en un periodo se ve poco a poco reducido.

Cuando $\lambda_{sw} = 0,25$ la penalización sobre las conmutaciones es tan elevada que solo se producen 68 conmutaciones. Para λ_{sw} mayores de este valor los resultados obtenidos presentan escasas conmutaciones y carecen de interés para entrar en el análisis. Ya que, el contenido armónico empeora todavía más e incluso la corriente no es capaz de realizar un correcto seguimiento de la referencia.

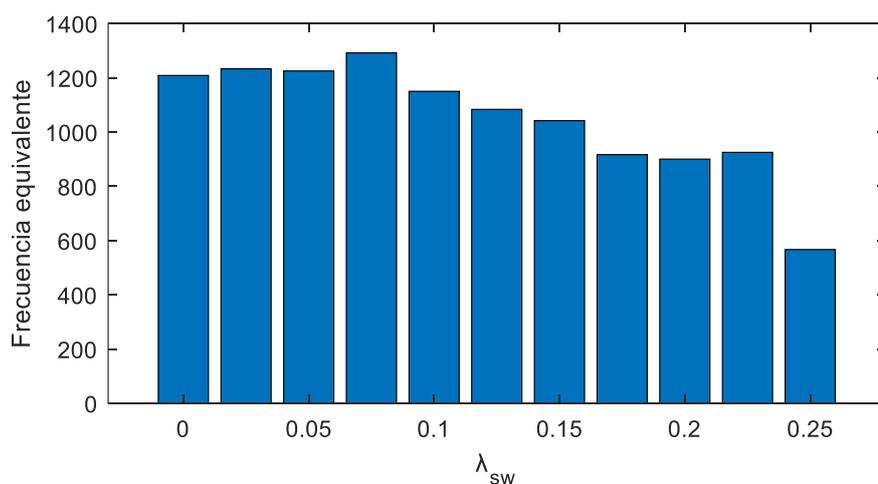


Figura 3.17. Evolución de la frecuencia equivalente en función de λ_{sw} .

El comportamiento de la figura anterior se muestra reflejado a la inversa en la Figura 3.18 donde se muestra el THD para los λ_{sw} analizados. Si en valores inferiores a 0,1 no se tenía influencia sobre el control, es comprensible el comportamiento del THD que se mantenga para estos casos muy parejo en torno a 0,14. Desde ese valor en adelante, a medida que aumenta λ_{sw} y disminuyen las conmutaciones, el valor del THD aumenta, implicando así un empeoramiento del contenido armónico. En la Figura 3.15 donde se muestra el contenido armónico para la corriente de la fase A no se consigue apreciar cuanto

3. CONTROL DE LA TENSIÓN DE BUS Y DEL NÚMERO DE CONMUTACIONES

mejora o empeora este con la evolución de λ_{sw} . Por lo que el THD hace de indicador del contenido armónico justificando un peor contenido de este para las λ_{sw} superiores.

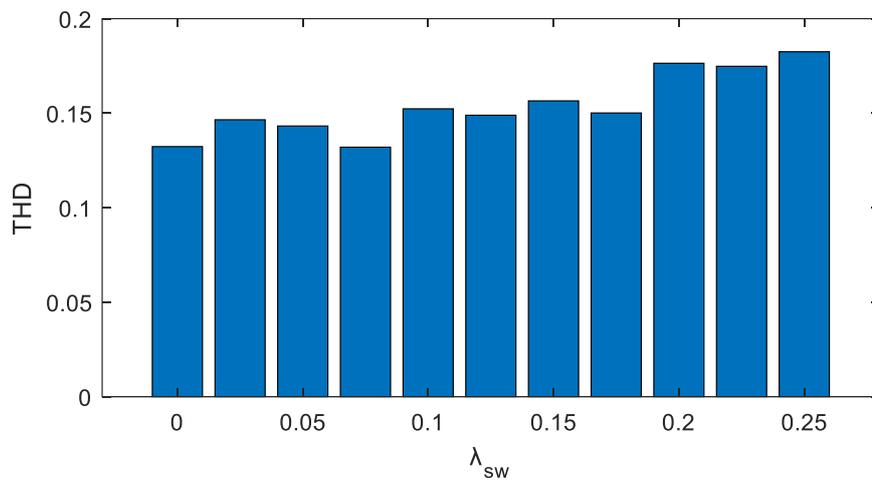


Figura 3.18. Evolución del THD en función de λ_{sw} .

La relación que presentan los ejes de ordenadas de la Figura 3.17 y la Figura 3.18 aparece en la Figura 3.19. En esta se representa el valor THD para la frecuencia equivalente obtenida en cada caso. A medida que la frecuencia equivalente disminuye, se observa un valor menor del THD, ya que aumentan el número de conmutaciones en un periodo de la red y de esta forma se consigue un menor contenido armónico.

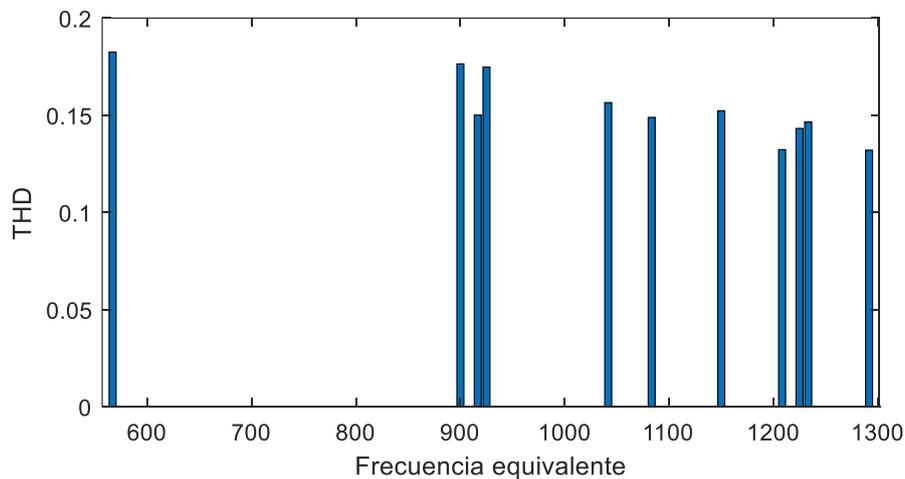


Figura 3.19. Evolución del THD frente a la frecuencia equivalente.

3.3 Orden de la norma del error de corriente de la función objetivo

Hasta ahora en la función objetivo para calcular el error de la corriente de cada fase con respecto de su referencia se ha empleado una norma de orden 1, es decir, la suma de los valores absolutos de los errores. Sin embargo, existen evidencias científicas de que con una norma de orden 2, es decir, cuadrática, las corrientes presentan un mejor seguimiento [6]. Aplicar la norma de orden 2 significa realizar la suma de los cuadrados de los errores de corriente de las 3 fases.

Si bien esto supone un coste computacional más elevado que el realizado hasta el momento, aplicar la norma cuadrática debería mejorar el seguimiento de la corriente. Lo que se plantea con esta norma es que para valores pequeños del error de corriente al igual que sucedía con la norma 1, la conmutación se evite. Esto viene ilustrado en la Figura 3.20. El error de la corriente si no conmuta es pequeño y de valor parecido al error de corriente que conlleva realizar una conmutación, ambas en azul. Pero la conmutación, en naranja, toma un peso importante en la función de minimización por lo que el control determina que no se debe realizar conmutación en ninguno de los 2 casos. Escogiendo por lo tanto la opción que presenta un mayor error de corriente.

La diferencia entre estas normas se presenta cuando el error de corriente es grande. En esta situación, mostrada en la Figura 3.21, al realizar el cuadrado de la corriente el error toma un valor muy grande. Por lo tanto, la función de minimización determina que debe aplicarse la conmutación, cuando con la norma de orden 1 no era así.

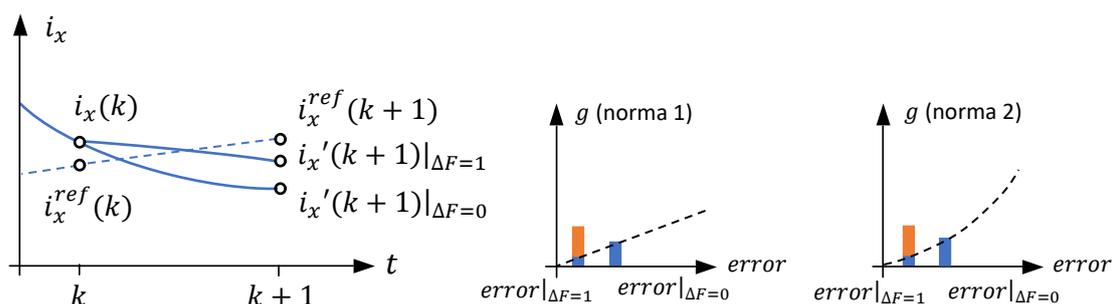


Figura 3.20. Impacto de la elección de la norma cuando el error es pequeño.

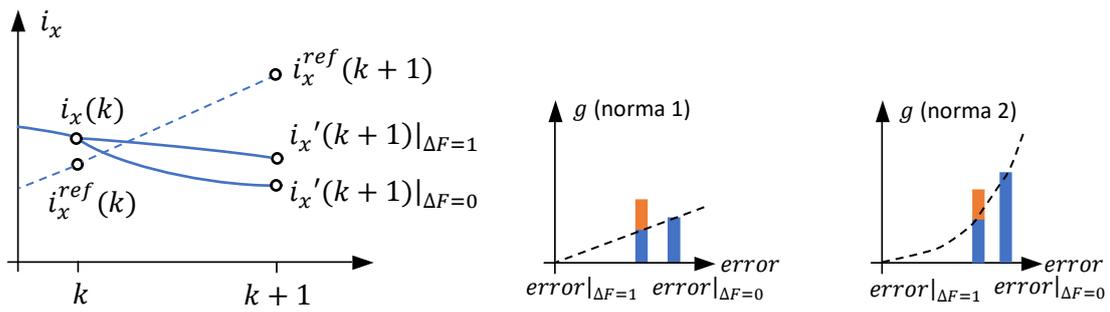


Figura 3.21. Impacto de la elección de la norma cuando el error es grande.

3.3.1 Resultados

Para comprobar el comportamiento que presentaba el control con esta técnica ha sido modificada tan solo la ecuación (26). La modificación es la ecuación (28).

$$g_{I,i} = \frac{|i_a^{ref}(k) - i_{a,i}(k+1)|^2 + |i_b^{ref}(k) - i_{b,i}(k+1)|^2 + |i_c^{ref}(k) - i_{c,i}(k+1)|^2}{\text{Amplitud } I_{ref}} \quad (28)$$

De esta forma, la influencia que presenta en (25) la parte de la corriente es mucho mayor que con la norma de orden 1, por lo que los valores de λ_{sw} no son comparables con los empleados en el apartado 3.2.1.

Para analizar cómo actúa el control con esta norma se ha modificado el valor de λ_{sw} desde 0 hasta 110 siendo la variación de 10 unidades en cada simulación. En la Tabla 3 aparece el número de conmutaciones, la frecuencia equivalente y el valor del THD para cada λ_{sw} . Al mismo tiempo que aparecen los datos de la Tabla 2 para poder realizar una comparación y extracción de conclusiones al comparar ambos resultados.

Si bien se podría esperar una reducción de los armónicos ya que se evitan situaciones que implican mucho error de corriente, comparando las frecuencias equivalentes con los valores del THD no parece ser así.

Lo que si que se ha conseguido con este método es una reducción menos brusca en de la frecuencia equivalente cuando el λ_{sw} aumenta. En el caso de la norma 1, un desplazamiento de 0,025 unidades tenía poca influencia en la reducción de la frecuencia. Sin embargo, al pasar de 0,225 a 0,25, el valor de este parámetro se reduce prácticamente a la mitad. Esto sucede porque al aplicar una norma lineal llega un momento en el que el

peso de conmutar es excesivamente alto y los errores de las corrientes tampoco lo son tanto.

Por otro lado, al implementar la norma 2 en los errores de corrientes se consigue que la reducción de la frecuencia sea más progresiva, permitiendo de esta forma un control más preciso sobre el número de conmutaciones. Esto sucede porque, aunque se llegue a penalizar mucho las conmutaciones con un alto λ_{sw} el error de las corrientes es elevado al cuadrado. Esto supone un impedimento para que un error grande de corriente conlleve el coste mínimo. Por lo tanto, la disminución del número de conmutación por periodo de la red se reduce paulatinamente.

Tabla 3. Comparación de los resultados dependiendo de la norma aplicada al error de corriente en función de λ_{sw} .

Norma 1				Norma 2			
λ_{sw}	N.º de conmutaciones	Frecuencia equivalente	THD	λ_{sw}	N.º de conmutaciones	Frecuencia equivalente	THD
0	145	1.208,30	0,1323	0	145	1.208,30	0,1323
0,025	148	1.233,30	0,1465	10	150	1.250,00	0,1356
0,05	147	1.225,00	0,1432	20	142	1.183,30	0,1238
0,075	155	1.291,70	0,132	30	126	1.050,00	0,1435
0,1	138	1.150,00	0,1523	40	128	1.067,70	0,1539
0,125	130	1.083,30	0,1489	50	106	883,30	0,1571
0,15	125	1.041,70	0,1565	60	97	808,30	0,1612
0,175	110	916,7	0,1501	70	115	958,3	0,1681
0,2	108	900	0,1764	80	90	750	0,1699
0,225	111	925	0,1748	90	78	650	0,1815
0,25	68	566,7	0,1825	100	78	650	0,1831
				110	58	483,3	0,192

4. Comparativa entre control lineal y control predictivo

Para realizar las comparaciones entre todo lo desarrollado sobre el control predictivo y el control lineal empleado habitualmente en el control de inversores es preciso detallar brevemente algunas características de este último.

4.1 Diseño del control lineal

Los parámetros del sistema son los mismos que para el MPC como se dicta en 2.2 a exentas de la frecuencia de muestreo. Además, este al presentar un controlador PI precisa de algún parámetro adicional a establecer. La relación entre la frecuencia de muestreo de 6.000 Hz del MPC ya ha sido relacionada con la frecuencia de conmutación. Y es que como se muestra en la Figura 4.1 por cada periodo de conmutación de la señal triangular se realizan 6 conmutaciones, 2 por cada rama como aparece reflejado en la Figura 4.2.

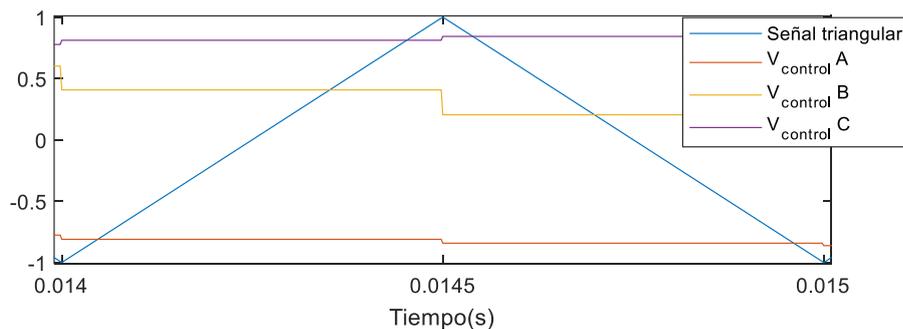


Figura 4.1. Señal triangular y tensiones de control en modulación PWM.

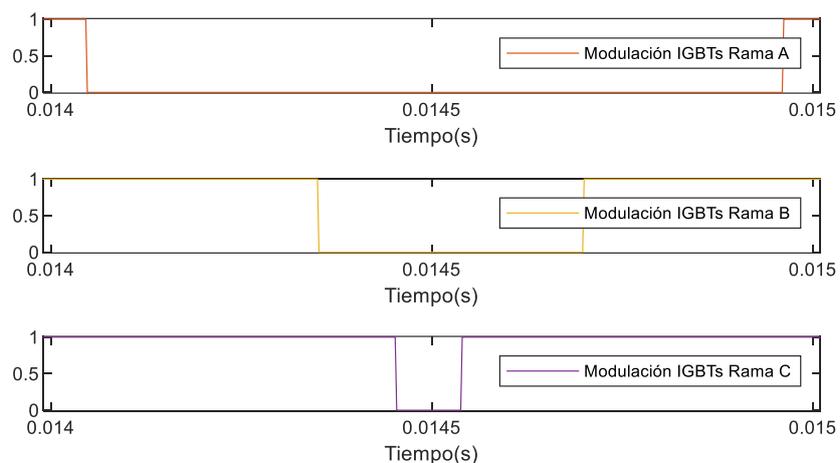


Figura 4.2. Modulaciones resultante de la Figura 4.1.

La frecuencia de muestreo para la PWM puede tomar diferentes valores siempre y cuando las muestras coincidan con los valles o los picos de la señal triangular. En este caso, se muestrea tanto en los picos como en los valles para obtener un mejor seguimiento. Esto supone que la frecuencia de muestreo sea el doble que la de conmutación.

Por lo tanto, para realizar la programación del control lineal se establecen los siguientes parámetros:

- Frecuencia de conmutación: $f_{conm}^{PWM} = 1.000 \text{ Hz}$
- Frecuencia de muestreo: $f_{muest}^{PWM} = 2.000 \text{ Hz}$
- Tiempo de paso: $T_{paso} = \frac{1}{250 * f_{muest}^{PWM}} = 2 * 10^{-6} \text{ s}$

En la Figura 1.4 aparece el diagrama de bloques de un control lineal para un inversor trifásico. Sin embargo, para realizar la comparación entre este control y el MPC es necesario añadir un bloque que modele el retraso que se presenta la digitalización de las señales. El retraso que este supone es de un periodo de muestreo, al igual que sucedía en el MPC. Este sistema viene representado en la Figura 4.3.

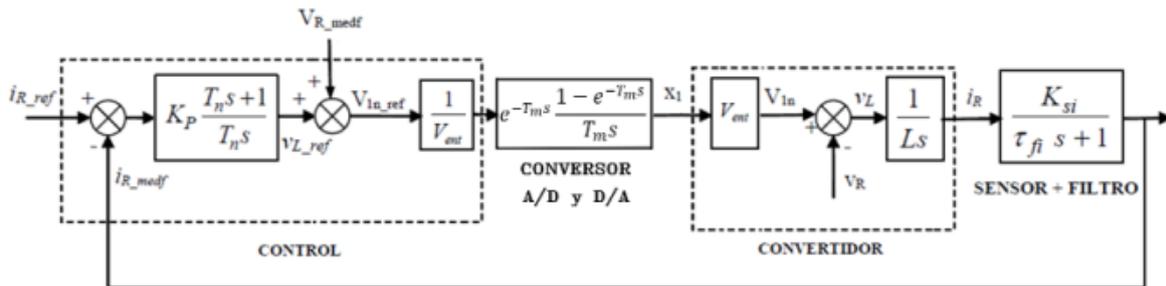


Figura 4.3. Diagrama de bloques del control lineal con modelado de la digitalización.

Los valores de frecuencia de corte y de margen de fase se determinan observando el diagrama de Bode el lazo abierto de la Figura 4.4. El sistema alcanza los -180° de fase a los 250 Hz, lo cual limita considerablemente la dinámica del lazo. Se determina que el margen de fase debe de ser de al menos de 30° . Por lo que se establece:

- Frecuencia de corte: $f_{corte} = 150 \text{ Hz}$
- Margen de fase: 30°

4. COMPARATIVA ENTRE CONTROL LINEAL Y CONTROL PREDICTIVO

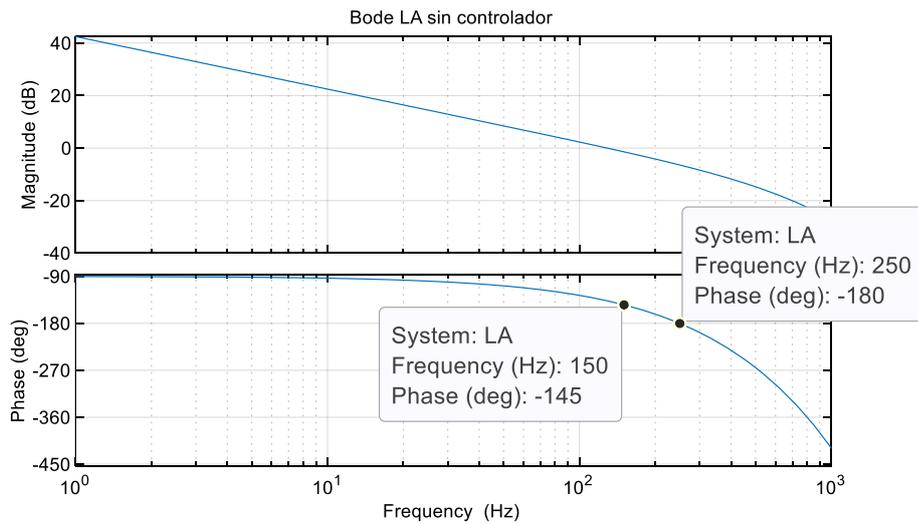


Figura 4.4. Diagrama de Bode LA de control lineal de corriente sin controlador.

Con este valor se procede al cálculo de los parámetros del controlador PI, el T_n y el k_p . Se vuelve a hacer uso de (20), que junto a (29) permite obtener el valor de T_n como aparece en (30).

$$\phi(LA(jw_c)) = -145 + \arctg(T_n w_c) - 90 \quad (29)$$

$$T_n = \frac{\text{tg}(MF - 180 + 145 + 90)}{w_c} \approx 0.0111 \quad (30)$$

Una vez que el valor de T_n es calculado, obtener el valor de k_p implica tan solo sustituir en (31). En (32) se encuentra el valor que toma k_p .

$$k_p = \frac{T_n * w_c}{|LA_{\text{sin controlador}}(jw_c)| * \sqrt{(T_n * w_c)^2 + 1}} \quad (31)$$

$$k_p \approx 1.1713 \quad (32)$$

Se realiza la comprobación de que el controlador y por lo tanto el lazo actúan de la forma deseada. En la Figura 4.5 se observa como para la frecuencia de corte de 150 Hz la fase es de -150° y la magnitud en dB prácticamente nula.

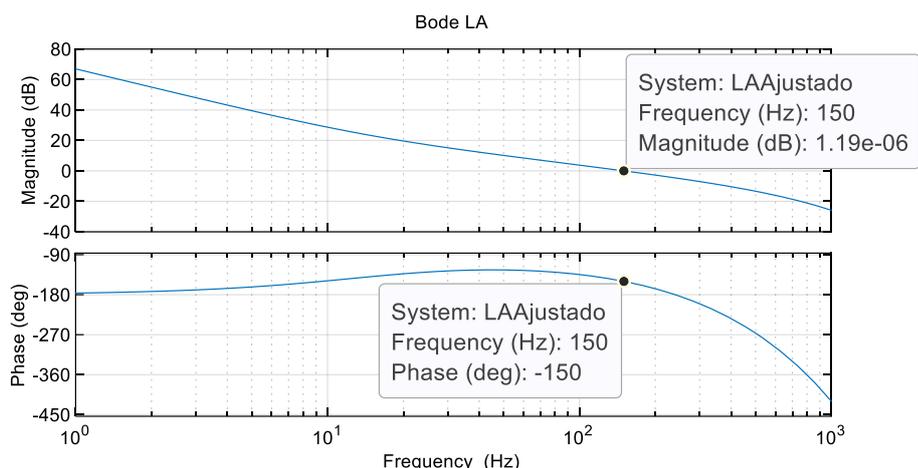


Figura 4.5. Diagrama de Bode LA de control lineal de corriente.

El control de corriente queda completamente definido. Sin embargo, falta implementar el control de la tensión de bus, el cual sigue el esquema de la Figura 4.6. A diferencia que el MPC, en este caso no se puede suponer el control de corriente como ideal ya que la frecuencia de corte del lazo de corriente no es 10 veces mayor que la del control de la tensión de bus. Como estos lazos no están desacoplados se modela el lazo interno de corriente en función de su frecuencia de corte.

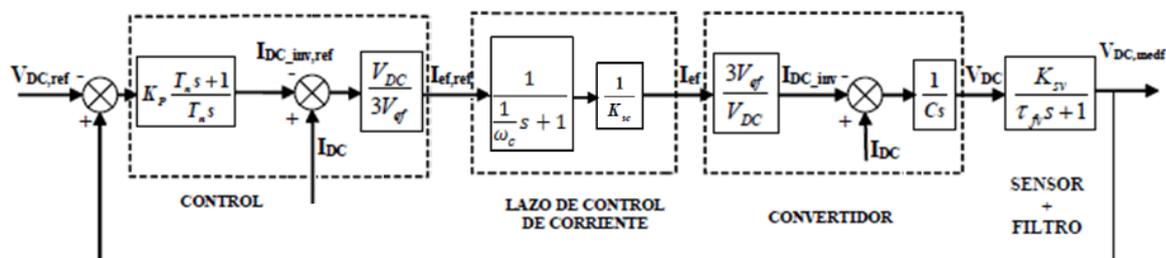


Figura 4.6. Diagrama de bloques del control de la tensión bus para el lazo de control de corriente lineal.

En el MPC el margen de fase que presentaba el control de la tensión de bus de continua era de 80°, sin embargo, al analizar el Bode del lazo anterior este queda fijado en 75°. En base a este valor se procede a realizar los mismos cálculos para obtener los parámetros del controlador PI como sucede en el apartado 3.1.

4.2 Resultados

Para observar el comportamiento de un control frente al otro, se analiza primeramente el comportamiento del control lineal para ser comparado con lo ya razonado anteriormente sobre el control predictivo.

Se analiza la respuesta dinámica que presenta el sistema ante una entrada escalón a los 0,1 segundos de simulación. En la Figura 4.7 se aprecia como en el instante en el que se inyecta corriente en el bus de continua se produce un transitorio que es controlado rápidamente. Al mismo tiempo, se puede ver como las corrientes presentan un error seguimiento.

Este seguimiento se puede observar con más detalle en la Figura 4.8, donde se aplica un zoom en el eje del tiempo en el momento en el que se produce el escalón y en donde tan solo se analiza la fase A. En esta se aprecia el notable retraso que presenta la corriente inyectada a red con respecto de la referencia. Al mismo tiempo se observa un error en cuanto al seguimiento de la amplitud de la corriente, siendo esta superior a la que debería.

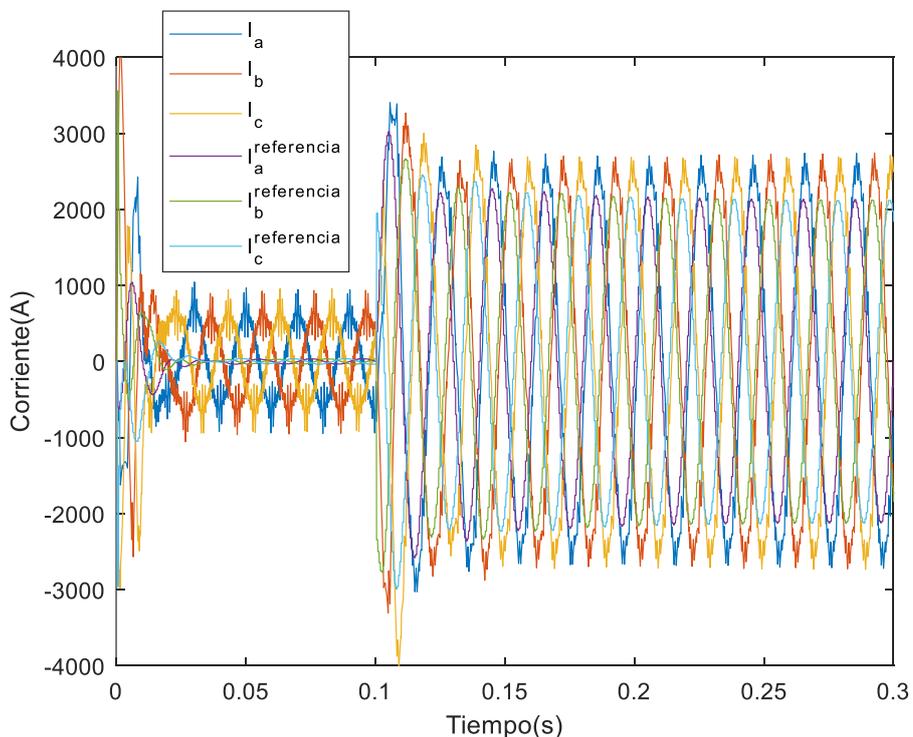


Figura 4.7. Respuesta dinámica de las corrientes ante una entrada escalón sobre el control lineal.

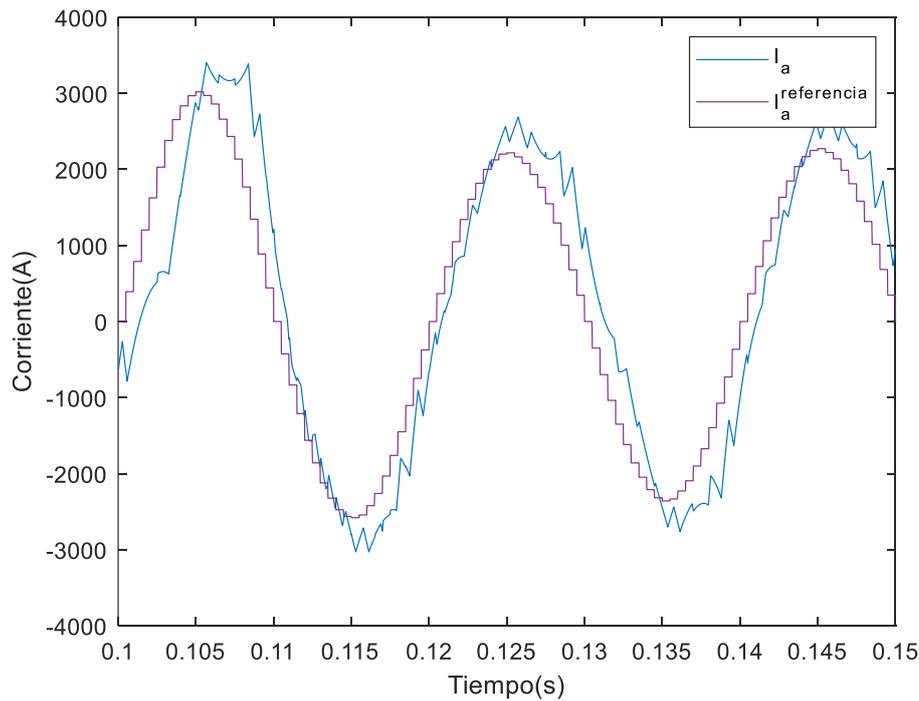


Figura 4.8. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control lineal.

Otro estudio interesante a realizar es el del contenido armónico que presentan las corrientes cuando el inversor es controlado bajo las órdenes del control lineal. En la Figura 4.9 aparecen los armónicos de la corriente de la fase A. El contenido armónico es bastante limpio, ya que no aparece un espectro armónico aleatorio, sino que estos aparecen en múltiplos de la frecuencia de conmutación. Estos armónicos aparecen en agrupaciones llamadas familias de armónicos de conmutación. También se observa la presencia de armónicos de baja frecuencia los cuales no deberían aparecer. Esto se puede deber entre otras causas a la asimetría por las aproximaciones en los cálculos realizados.

4. COMPARATIVA ENTRE CONTROL LINEAL Y CONTROL PREDICTIVO

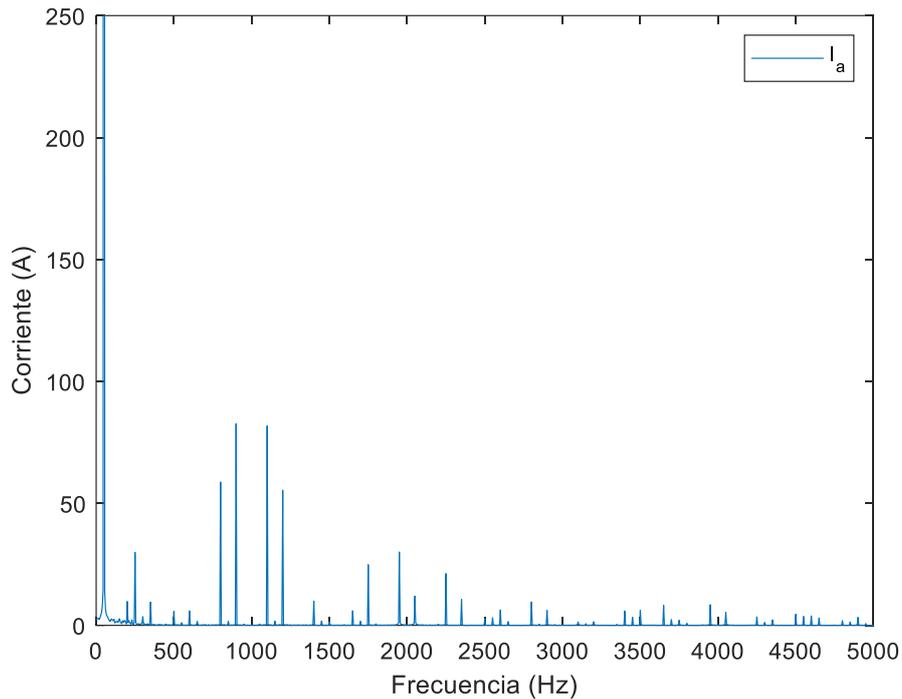


Figura 4.9. Contenido armónico de la corriente en la fase A del control lineal.

Para realizar una comparación de ambos controles se somete a los mismos criterios al control predictivo.

En cuanto al análisis dinámico, en la Figura 4.10 se observa como de nuevo se produce un transitorio a los 0,1 segundos, pero este a priori parece más suave. Además, el seguimiento de la corriente sobre su referencia es bastante mejor. Como se muestra en la Figura 4.11 el seguimiento de la corriente no presenta ningún tipo de desfase ni de error de magnitud. Los pequeños desajustes que se producen se deben tan solo al rizado de la señal.

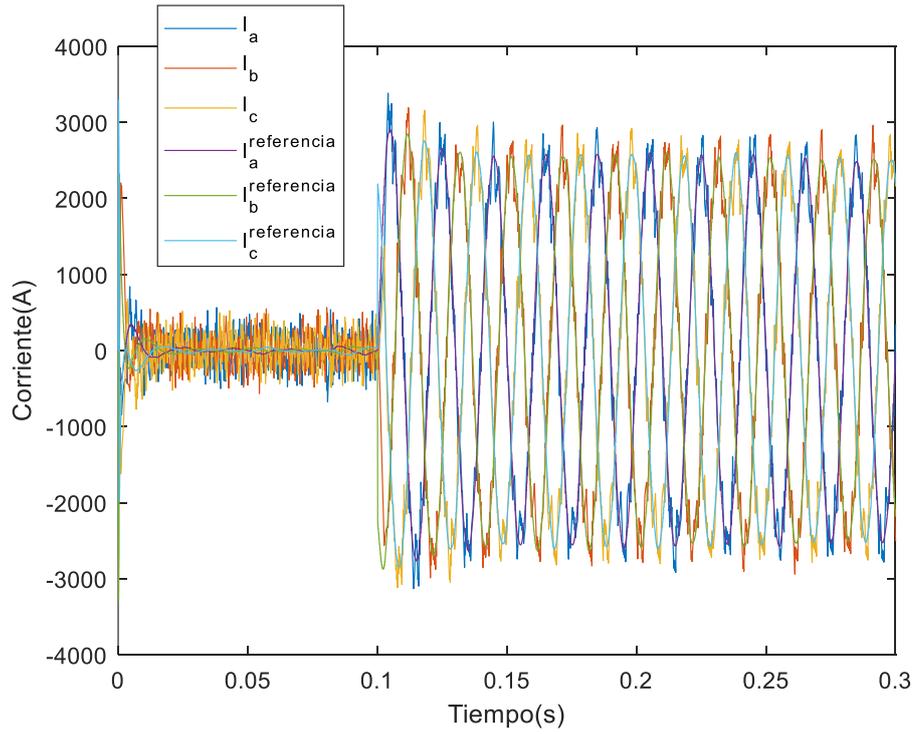


Figura 4.10. Respuesta dinámica de las corrientes ante una entrada escalón sobre el control predictivo.

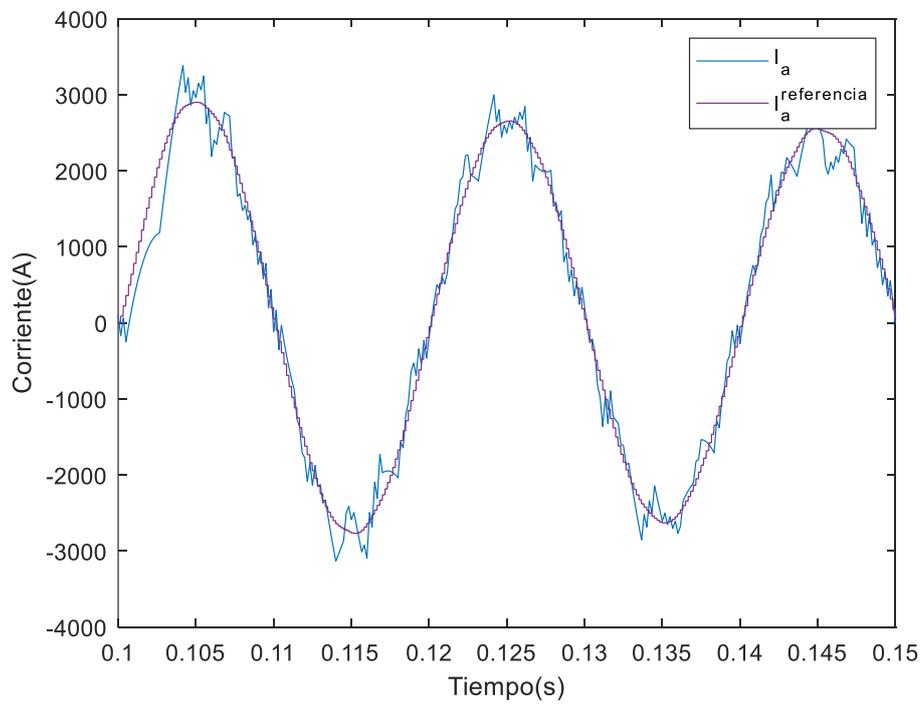


Figura 4.11. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control predictivo.

4. COMPARATIVA ENTRE CONTROL LINEAL Y CONTROL PREDICTIVO

Sin embargo, el contenido armónico, que está representado en la Figura 4.12, es aleatorio y por lo tanto impredecible ya que en este control el orden de conmutaciones lo dictamina la función objetivo y no un modulador con lo que ello implica a la hora de obtener un contenido armónico u otro.

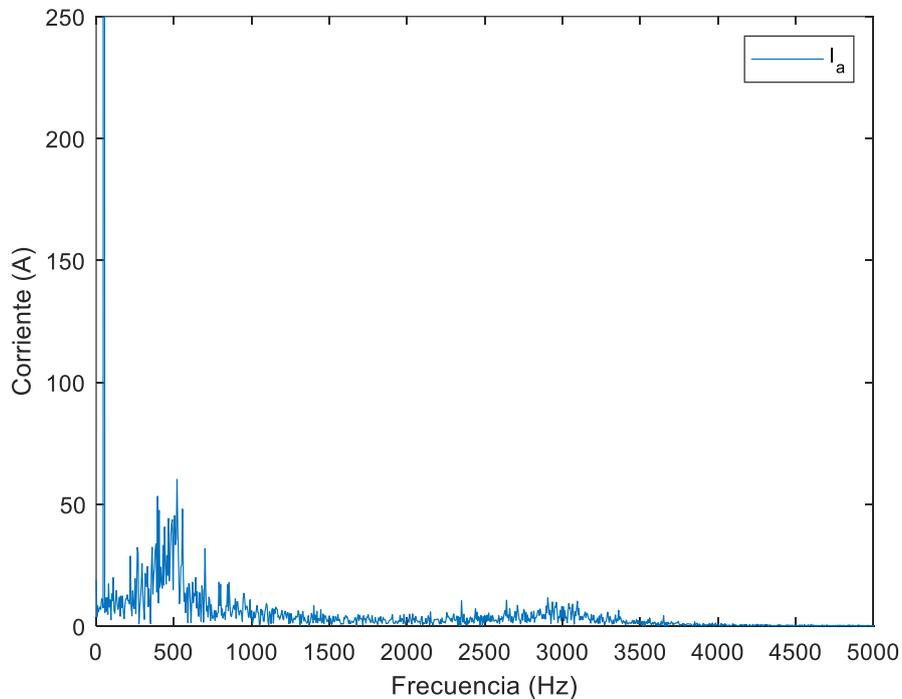


Figura 4.12. Contenido armónico de la corriente en la fase A del control predictivo.

Para llevar a cabo una comparativa más estricta entre estas 2 alternativas que controlan, en este caso, un inversor trifásico conectado a red, se realizan una serie de gráficas que permiten comparar de mejor manera las características de cada una de ellas.

Las principales diferencias que se observan son el contenido armónico de las corrientes y como estas realizan el seguimiento de la referencia.

En la Figura 4.13 se observa claramente como el seguimiento que proporciona un control es totalmente diferente al otro, siendo notablemente mejor el que resulta del control predictivo. Este no presenta ningún retraso con el seguimiento de la referencia, cosa que sí que sucede con el control lineal. Al mismo tiempo, en el MPC la amplitud de la corriente es la que estipula la referencia, mientras que el control lineal presenta un pequeño error de magnitud.

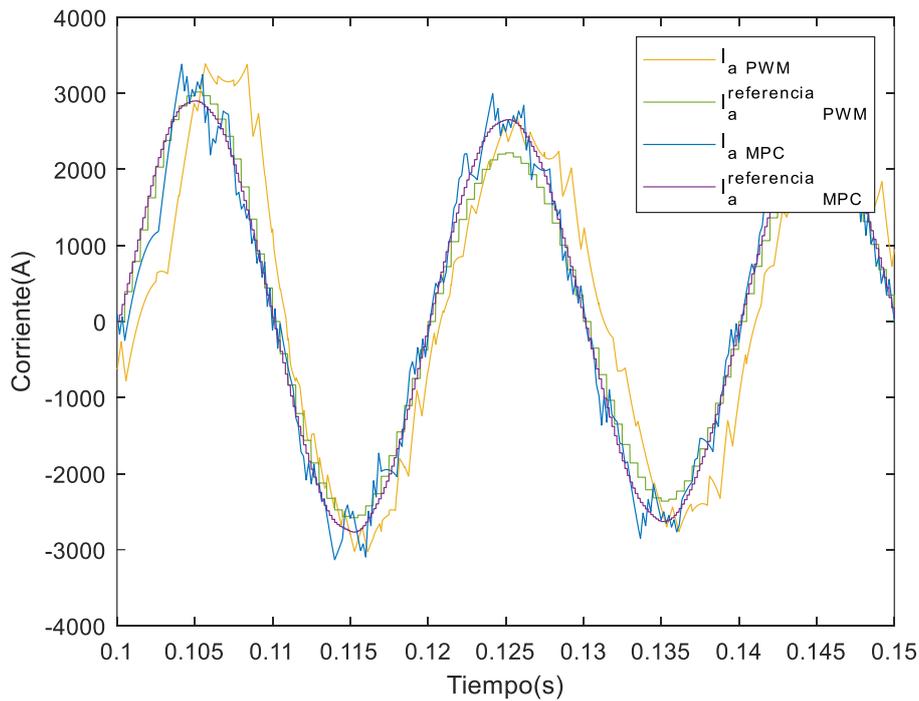


Figura 4.13. Seguimiento de la referencia de corriente de la fase A ante una entrada escalón sobre el control lineal y el control predictivo.

Además, en la Figura 4.7 se puede observar como la referencia, y por tanto la corriente presenta un transitorio en cuanto a la amplitud de estas señales. Por el contrario, esto no sucede en la Figura 4.10 donde la amplitud de las corrientes toma el valor en régimen permanente rápidamente. El causante de estas diferentes respuestas es el valor del bus del continua, ya que de este depende la amplitud de las corrientes. Como se puede ver en la Figura 4.14 y en la Figura 4.15, la tensión de bus no actúa en ambos controles igual debido a la dinámica de cada uno de los sistemas. El MPC presenta una dinámica más rápida, lo que le permite llevar el valor del bus a la referencia (5.500 V) en menos tiempo que al control lineal, que su dinámica es más lenta.

4. COMPARATIVA ENTRE CONTROL LINEAL Y CONTROL PREDICTIVO

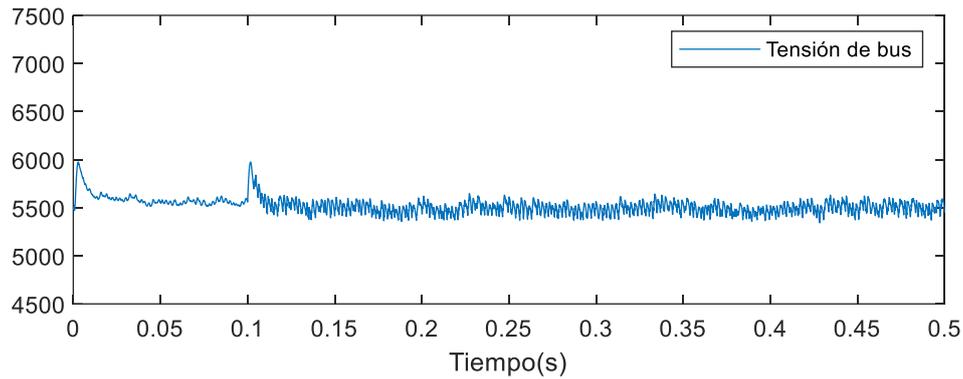


Figura 4.14. Evolución de la tensión de bus ante una entrada escalón sobre el control predictivo.

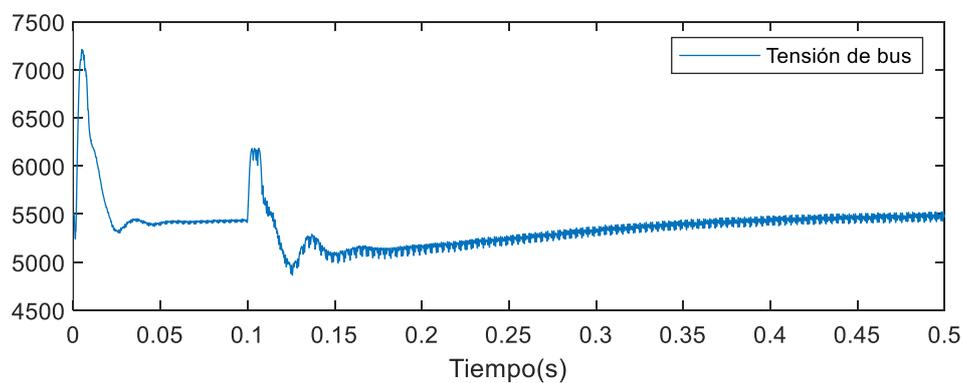


Figura 4.15. Evolución de la tensión de bus ante una entrada escalón sobre el control lineal.

En lo que respecta a la comparación del contenido armónico, se puede analizar la Figura 4.16. Se observa claramente que el contenido armónico de las señales obtenidas por el MPC es peor. Ya no solo porque presenta el inconveniente de que su contenido armónico es aleatorio, sino que a su vez este se encuentra a bajas frecuencias lo que dificulta el filtrado de estos armónicos.

Por el contrario, el control lineal presenta unos armónicos que son de mayor magnitud algunos de ellos, pero de estos se conoce la frecuencia a la que se generan, y, además son generados a frecuencias mayores que los del MPC, por lo que con la implementación del filtro quedan notablemente reducidos.

Por lo tanto, resulta más sencillo filtrar el contenido armónico que se genera en las corrientes y cumplir la normativa de conexión a red con un control lineal con modulación PWM que con un control predictivo.

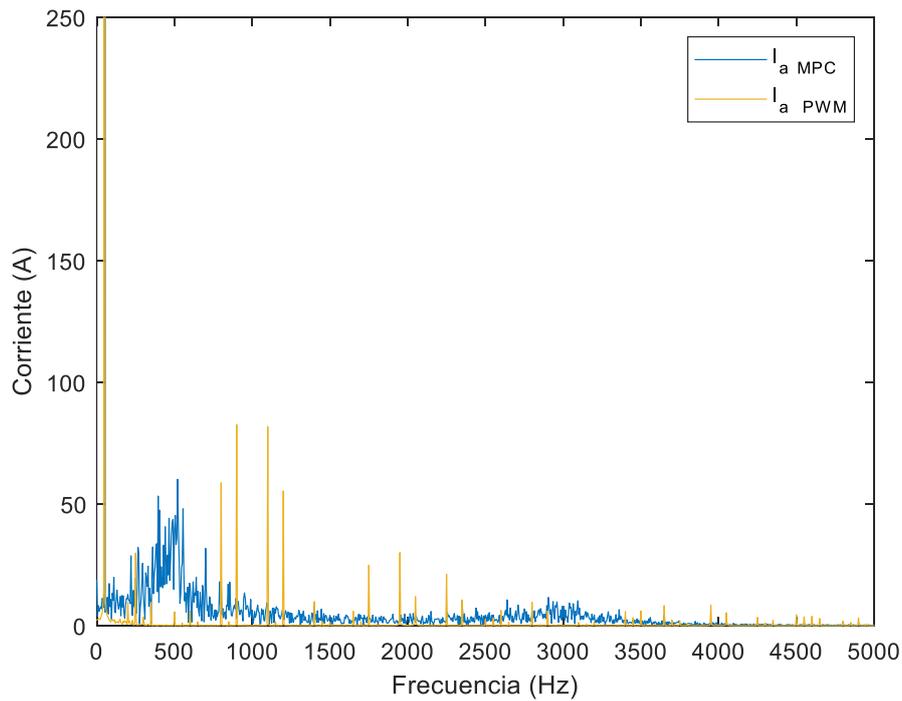


Figura 4.16. Comparación del contenido armónico de las corrientes en la fase A del control predictivo y el control lineal.

Pese a que con los gráficos la conclusión es clara, se puede justificar esto mismo con los valores del THD que aparecen en la Tabla 4.

Tabla 4. Comparativa de THD: MPC vs. PWM.

THD	MPC	PWM
I_a	0,1033	0,0591
$I_a^{filtrada}$	0,0790	0,0312

En esta tabla se demuestra como en cuanto al contenido armónico se refiere el control lineal con modulación PWM presenta una gran ventaja respecto del MPC. Además de que la magnitud del THD es menor en el caso del control lineal, al darse los armónicos a frecuencias más altas, la influencia del filtro es también mayor.

Con esta comparativa se ha mostrado la gran capacidad de seguimiento que proporciona el MPC y a su vez ha confirmado que el contenido armónico de las corrientes necesita ser reducido para cumplir con la exigente normativa de conexión a red.

5. Conclusiones y líneas futuras

Tras el estudio realizado sobre la implementación del control predictivo en un inversor conectado a red se pueden detallar ciertas ventajas y desventajas que este presenta con respecto del control lineal.

La mayor ventaja que proporciona el control predictivo es el excelente seguimiento de la referencia incluso a frecuencias de conmutación relativamente bajas, como son esos 566,67 Hz obtenidos en el apartado 3.2.1.

El control predictivo presenta una dinámica muy rápida y eso lo convierte en un control muy nervioso. Este nerviosismo que presenta es el responsable de que el contenido armónico de las salidas no sea el deseado para una conexión a red en donde la normativa es muy exigente. Al presentar un espectro de armónicos aleatorios y de magnitud considerable es muy probable que no se le permita conectarse a la red al incumplir los límites establecidos en armónicos e interarmónicos. Sin embargo, puede que para un sistema aislado este contenido armónico no resulte crítico y por lo tanto sea una aplicación para el control predictivo.

El control predictivo es una técnica que en las últimas décadas se ha empleado en depósitos de gas y petróleo, por lo que su empleo para la integración de energía eléctrica a la red es todavía un reto.

El objetivo es obtener un control que permita la conexión directa a la red para poder así optar por diferentes técnicas de control para la integración de las renovables, ya que estas están en plena expansión y el MPC puede ser una opción interesante.

Para obtener un control realmente aplicable en estas situaciones es preciso mejorar el contenido armónico generado. En los últimos años está siendo estudiado un MPC modulado con el propósito de obtener la dinámica y el seguimiento del MPC clásico junto con el contenido armónico que proporciona un modulador [8]. También es objeto de estudio el MPC con SHM (“Selective Harmonic Mitigation”) [9].

De esta forma la integración de un control predictivo en fuentes renovables conectadas a red sería cada vez más una realidad y no tan solo un objeto de estudio en los simuladores.

Bibliografía

- [1] «Real Academia Española,» [En línea]. Available: <https://dle.rae.es>. [Último acceso: 26 Abril 2021].
- [2] R. E. d. E. Avance del Informe del sistema eléctrico español 2020, 2020.
- [3] M. Malinowski, Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers, PhD Thesis, Warsaw University of Technology, 2001, pp. 25-30.
- [4] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, Power Electronics. Converters, Applications, and Design, Inglaterra: John Wiley & Sons, 1995.
- [5] J. B. Rawlings, «Tutorial overview of model predictive control,» *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 20, nº 3, pp. 38-52, 2000.
- [6] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva y A. Flores, «Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, nº 2, pp. 1323-1325, 2012.
- [7] T. Geyer, Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives, Wiley-Blackwell, 2016, pp. 153-161.
- [8] M. Rivera, F. Morales, C. Baier, J. Muñoz, L. Titisciotti, P. Zanchetta y P. Wheeler, «A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter,» *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 2224-2229, 2015.
- [9] H. Aggrawal, J. Leon, L. Franquelo, S. Kouro, P. Garg y J. Rodriguez, «Model predictive control based selective harmonic mitigation technique for multilevel cascaded H-bridge converters,» *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 4427-4432, 2011.