

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

DISEÑO Y COMPARATIVA DE DOS TÉCNICAS DE CONTROL DE UN INVERSOR FOTOVOLTAICO PARA CONEXIÓN A UNA RED MONOFÁSICA



Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Elizondo Martínez, David

Director: Urtasun Erburu, Andoni

Pamplona, 27 de junio de 2017

AGRADECIMIENTOS

A mi padre y a mi madre, por su ejemplo y su apoyo.

A mi hermana, por su amistad.

A mi tía Gema.

A mi abuela Esther, que este año ha cumplido 95 años.

Al director de mi TFG, Andoni Urtasun Erburu, por su disponibilidad y por proporcionarme las herramientas para enfrentarme a este Trabajo Fin de Grado.

“Dime y lo olvido, enséñame y lo recuerdo, involúcrame y lo aprendo”. Benjamin Franklin (1706-1790).

“Suerte es lo que sucede cuando la preparación y la oportunidad se encuentran y fusionan”. Lucio Anneo Séneca (4 a.C. - 65 d.C.).

RESUMEN

El presente Trabajo Fin de Grado estudia y diseña dos técnicas de control para un inversor fotovoltaico monofásico de pequeña potencia (6 kW) conectado a red. Dicho inversor fotovoltaico consta en ambos casos de un elevador y de un puente en H monofásico. El convertidor es diseñado (topología y elementos pasivos) en función de las particularidades de cada técnica de control.

El primer control estudiado y diseñado se denomina técnica de control convencional, puesto que se trata de una técnica madura ampliamente estudiada y tratada, así como empleada en convertidores comerciales. El control se caracteriza esencialmente porque elevador y puente en H conmutan continuamente a alta frecuencia.

El segundo control es definido como técnica de control alternativa. Introduce como innovación respecto del convencional que existen dos modos de funcionamiento diferenciados - Boost y Buck -, de manera que en cada uno de ellos solo conmuta a alta frecuencia una de las etapas. Por tanto, elevador y puente en H funcionan secuencialmente.

El objetivo final es determinar cuál de las dos técnicas de control resulta más adecuada para aplicaciones fotovoltaicas conectadas a red y de baja potencia. El análisis de ambas y la comparación entre ellas concluyen que la técnica de control alternativa propuesta es superior al control convencional en que logra mayor eficiencia, requiere menor inductancia en el elevador y capacidad total similar, presenta menor distorsión armónica en la corriente de red y admite un rango más amplio de tensión de entrada.

PALABRAS CLAVE

Convertidor monofásico fotovoltaico, técnica de control convencional, técnica de control alternativa, eficiencia, calidad de la corriente de red, elementos pasivos, modo Boost, modo Buck, comparación de las técnicas de control.

ABSTRACT

This Final Degree Project studies and designs two control techniques for a small-scale grid-connected photovoltaic inverter (6 kW). The photovoltaic inverter includes two power processing stages: a DC-DC Boost converter and a full-bridge single-phase inverter. The converter features (conversion topology, capacitors and inductances) are designed depending on the characteristics of each control technique.

The first control technique is called the conventional one because it has been widely studied and used with commercial converters. This control's main feature is that both power conversion stages work at high frequency.

The second control technique is the alternative control technique. This proposed control innovates from the first one in the operating principle: it has two stages called Boost stage and Buck stage. Only one power stage works at high frequency. So, the boost converter and the full-bridge work sequentially.

The final aim is the determination of which one of the two control techniques studied is most suitable for small-scale grid-connected applications. The comparison between both control techniques shows that the proposed alternative control technique has better features as higher efficiency, lower boost inductance, similar total capacitance, lower THD and wider variation of input voltage.

KEYWORDS

Photovoltaic single-phase converter, conventional control technique, alternative control technique, efficiency, grid-injected current quality, passive elements, Boost stage, Buck stage, comparison between control techniques.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. ESTADO DEL ARTE	1
1.1.1. Panorama internacional	1
1.1.2. Contexto tecnológico.....	2
1.2. OBJETIVOS.....	3
1.3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA	3
1.4. METODOLOGÍA	4
2. EL GENERADOR FOTOVOLTAICO.....	5
2.1. FUNDAMENTOS DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO.....	5
2.2. DIMENSIONAMIENTO DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO.....	6
2.3. MODELO DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO.....	9
3. TÉCNICA DE CONTROL CONVENCIONAL.....	11
3.1. DESCRIPCIÓN	11
3.2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO	11
3.2.1. Elevador	11
3.2.2. Inversor	15
3.3. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS PASIVOS.....	18
3.3.1. Inductancia del elevador	18
3.3.2. Condensador de entrada del elevador.....	19
3.3.3. Condensador de bus	21
3.3.4. Inductancia de red.....	22
3.4. DISEÑO DEL CONTROL DEL ELEVADOR.....	24
3.4.1. Planta del sistema	24
3.4.2. Elementos principales del control.....	25
3.4.3. Lazo de control de corriente	27

3.4.3.1. Diseño del lazo de control	28
3.4.3.2. Simulación en PSIM.....	31
3.4.4. Lazo de control de tensión.....	32
3.4.4.1. Diseño del lazo de control	33
3.4.4.2. Simulación en PSIM.....	40
3.5. DISEÑO DEL CONTROL DEL INVERSOR	42
3.5.1. Planta del sistema	42
3.5.2. Elementos principales del control.....	43
3.5.3. Lazo de control de corriente	45
3.5.3.1. Diseño del lazo de control	46
3.5.3.2. Simulación en PSIM.....	50
3.5.4. Lazo de control de tensión.....	51
3.5.4.1. Diseño del lazo de control	52
3.5.4.2. Simulación en PSIM.....	55
3.6. SIMULACIÓN COMPLETA DEL CONTROL CONVENCIONAL	57
3.6.1. Elevador	57
3.6.2. Inversor	59
3.6.3. Calidad de la corriente inyectada a red.....	59
4. TÉCNICA DE CONTROL ALTERNATIVA	60
4.1. DESCRIPCIÓN	60
4.2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO	61
4.2.1. Modo Boost.....	62
4.2.2. Modo Buck	64
4.3. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS PASIVOS.....	66
4.3.1. Filtro CLC	66
4.3.2. Inductancia del elevador	70
4.3.3. Inductancia de red.....	70
4.3.4. Resultados del dimensionamiento.....	71

4.4. DISEÑO DEL CONTROL ALTERNATIVO	72
4.4.1. Modelos de control evaluados.....	72
4.4.2. Planta del sistema	72
4.4.3. Elementos principales del control.....	77
4.4.4. Lazo de control de corriente	78
4.4.4.1. Diseño del lazo de control	83
4.4.4.2. Simulación en PSIM.....	86
4.4.5. Lazo de control de tensión.....	88
4.4.5.1. Diseño del lazo de control	89
4.4.5.2. Simulación en PSIM.....	92
4.5. SIMULACIÓN COMPLETA DEL CONTROL ALTERNATIVO.....	94
4.5.1. Conmutaciones.....	94
4.5.2. Formas de onda principales.....	95
4.5.2.1. Modo Boost	96
4.5.2.2. Modo Buck.....	97
4.5.3. Calidad de la corriente inyectada a red.....	97
5. COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL.....	99
5.1. EFICIENCIA	99
5.2. COSTE Y TAMAÑO	100
5.3. SEMICONDUCTORES.....	101
5.4. CALIDAD DE LA CORRIENTE INYECTADA A RED	101
6. CONCLUSIONES	102
7. LÍNEAS FUTURAS	104
8. BIBLIOGRAFÍA.....	105

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Costes y precios de instalaciones FV y electricidad, Alemania	1
Figura 1.2. Potencia FV instalada en Australia por territorio.....	2
Figura 1.3. Topología de conversión.....	3
Figura 2.1. Curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico en Matlab.	9
Figura 2.2. Circuito equivalente del generador en el punto de linearización.	10
Figura 2.3. Generador fotovoltaico equivalente en PSIM.....	10
Figura 3.1. Convertidor elevador.....	11
Figura 3.2. Comparador del elevador, modulación PWM.	12
Figura 3.3. Formas de onda del elevador (T.C.C.).....	12
Figura 3.4. Puente en H monofásico.....	16
Figura 3.5. Comparadores del inversor, modulación PWM.	16
Figura 3.6. Formas de onda del inversor (T.C.C.).	17
Figura 3.7. Rizado de corriente en C_{in}	20
Figura 3.8. Planta del elevador (T.C.C.).....	24
Figura 3.9. Diagrama de Bode del muestreo digital de corriente.	26
Figura 3.10. Diagrama de Bode del muestreo digital de tensión.	26
Figura 3.11. Lazo de control de corriente del elevador (T.C.C.).	27
Figura 3.12. Diagrama de Bode del lazo abierto de corriente del elevador (T.C.C.).	30
Figura 3.13. Transitorio del lazo de corriente del elevador en MPP (T.C.C.).	31
Figura 3.14. PSIM: lazo de corriente del elevador en MPP (T.C.C.).....	31
Figura 3.15. Detalle del rizado máximo en la corriente del elevador (T.C.C.).....	32
Figura 3.16. Lazo de control de tensión del elevador (T.C.C.).....	32
Figura 3.17. Planta del lazo de tensión del elevador en función de R_{pv} (T.C.C.).	34
Figura 3.18. Efecto de $R_{pv} = R_{pvMPP} = 12,0495 \Omega$ en función de C_{in} (T.C.C.).	34
Figura 3.19. Transitorios del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).	36
Figura 3.20. Influencia de R_{pv} . Lazo abierto de tensión del elevador (T.C.C.).....	36
Figura 3.21. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión del elevador (T.C.C.).	39
Figura 3.22. Diagrama de Bode del lazo cerrado de tensión del elevador (T.C.C.).	39
Figura 3.23. Transitorio del lazo de tensión del elevador en MPP (T.C.C.).....	40
Figura 3.24. PSIM: lazo de tensión del elevador en MPP (T.C.C.).....	41
Figura 3.25. Influencia de R_{pv} : variación de la tensión en el elevador (T.C.C.).	41
Figura 3.26. Detalle del rizado máximo en v_{pv} (T.C.C.).	42

Figura 3.27. Planta del inversor (T.C.C.).....	43
Figura 3.28. Ejemplo del muestreo del filtro de ventana para $N = 13$	44
Figura 3.29. Lazo de control de corriente del inversor (T.C.C.).....	45
Figura 3.30. Diagrama de Bode del lazo abierto de corriente del inversor (T.C.C.).....	48
Figura 3.31. Diagrama de Bode del lazo cerrado de corriente del inversor (T.C.C.).....	48
Figura 3.32. Respuesta del lazo de corriente del inversor sin compensación (T.C.C.).....	49
Figura 3.33. Respuesta del lazo de corriente del inversor con compensación (T.C.C.).....	49
Figura 3.34. PSIM: corriente de red y referencia en MPP (T.C.C.).....	50
Figura 3.35. Detalle del máximo rizado de corriente de red (T.C.C.).....	51
Figura 3.36. Lazo de control de tensión del inversor (T.C.C.).....	51
Figura 3.37. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión del inversor (T.C.C.).....	54
Figura 3.38. Transitorio del lazo de tensión del inversor en MPP (T.C.C.).....	55
Figura 3.39. PSIM: lazo de tensión de bus con C_{bus} sin precargar (T.C.C.).....	56
Figura 3.40. PSIM: lazo de tensión del bus con C_{bus} precargado (T.C.C.).....	56
Figura 3.41. Detalle del máximo rizado de tensión en el bus (T.C.C.).....	57
Figura 3.42. PSIM: elevador en MPP: v_{pv} , i_b , referencias, i_{pv} y D_{ref} (T.C.C.).....	58
Figura 3.43. Detalle de v_{pv}^* , v_{pv} , i_b^* , i_b , i_{pv} en el elevador (T.C.C.).....	58
Figura 3.44. PSIM: inversor en MPP: v_{bus} , i_{red} , referencias y m_{ref} (T.C.C.).....	59
Figura 3.45. Corriente de red, i_{red} , y tensión de red, v_{red} (T.C.C.).....	59
Figura 4.1. Principio de funcionamiento: modos Boost y Buck (T.C.A.).....	61
Figura 4.2. Conmutaciones en los modos Boost y Buck (T.C.A.).....	61
Figura 4.3. Circuito equivalente del convertidor, modo Boost (T.C.A.).....	62
Figura 4.4. Circuito equivalente del convertidor, modo Buck (T.C.A.).....	65
Figura 4.5. Filtro CLC (T.C.A.).....	66
Figura 4.6. Diagrama del filtro CLC (T.C.A.).....	67
Figura 4.7. Diagrama de bode del filtro CLC con C_{in} , L_b , C_{bus} previos (T.C.A.).....	68
Figura 4.8. Diagrama de Bode del filtro CLC resultante (T.C.A.).....	71
Figura 4.9. Topología de conversión propuesta (T.C.A.).....	73
Figura 4.10. Planta $i_{red}ds = f(\theta)$, modo Boost con $v_{pv} = 80 V$ (T.C.A.).....	74
Figura 4.11. Planta del convertidor, modo Boost (T.C.A.).....	76
Figura 4.12. Planta del convertidor, modo Buck (T.C.A.).....	76
Figura 4.13. Planta del lazo de tensión en función de R_{pv} (T.C.A.).....	77
Figura 4.14. Lazo de control de corriente, modo Boost (T.C.A.).....	79
Figura 4.15. FT $i_{red}(s)/v_{Lred} * (s)$ con, modo Boost (T.C.A.).....	80
Figura 4.16. Lazo de control de corriente, modo Buck (T.C.A.).....	81

Figura 4.17. Lazo equivalente de control de corriente (T.C.A.).....	81
Figura 4.18. Diagrama de Bode del lazo abierto de diseño de corriente (T.C.A.)	85
Figura 4.19. Diagrama de Bode del lazo cerrado de corriente (T.C.A.).....	86
Figura 4.20. PSIM: lazo de corriente en MPP (T.C.A.).....	87
Figura 4.21. Detalle del rizado y del desfase de la corriente de red (T.C.A.)	87
Figura 4.22. Lazo equivalente de control de tensión (T.C.A.)	88
Figura 4.23. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión (T.C.A.)	91
Figura 4.24. Transitorio del lazo de tensión del convertidor en MPP (T.C.A.)	92
Figura 4.25. PSIM: lazo de tensión en MPP (T.C.A.)	93
Figura 4.26. Detalle del rizado máximo de tensión (T.C.A.).....	93
Figura 4.27. Influencia de R_{pv} : variación de la tensión de referencia (T.C.A.).....	94
Figura 4.28. Modo Boost y modo Buck. Conmutaciones (T.C.A.).....	95
Figura 4.29. Formas de onda principales del convertidor (T.C.A.)	96
Figura 4.30. Corriente de red en MPP. Análisis del THD (T.C.A.).....	97
Figura 4.31. Corriente de red para $v_{pv} = 150 V$. Análisis del THD (T.C.A.).....	98
Figura 4.32. Tensión de red y corriente de red en MPP (T.C.A.)	99

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Especificaciones de diseño.....	4
Tabla 2.1. Parámetros del módulo fotovoltaico KC200GT.....	7
Tabla 2.2. Condiciones para el diseño del generador fotovoltaico.	7
Tabla 2.3. Resultados del dimensionamiento del generador fotovoltaico.	8
Tabla 3.1. Parámetros de diseño de la inductancia del elevador (T.C.C.).....	19
Tabla 3.2. Parámetros del rizado máximo de tensión en C_{in} (T.C.C.).	20
Tabla 3.3. Parámetros de diseño y condensador de bus (T.C.C.).	22
Tabla 3.4. Parámetros de diseño e inductancia de red (T.C.C.).	23
Tabla 3.5. Parámetros de diseño del lazo de corriente del elevador (T.C.C.).	29
Tabla 3.6. Parámetros del controlador del lazo de corriente del elevador (T.C.C.).	30
Tabla 3.7. Parámetros de diseño del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).....	37
Tabla 3.8. Parámetros de los controladores del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).	38
Tabla 3.9. Parámetros de diseño del lazo de corriente del inversor (T.C.C.).	47
Tabla 3.10. Parámetros del controlador del lazo de corriente del inversor (T.C.C.).	47
Tabla 3.11. Parámetros de diseño del lazo de tensión del inversor (T.C.C.).....	53
Tabla 3.12. Parámetros del controlador del lazo de tensión del inversor (T.C.C.).....	54
Tabla 4.1. Criterios de diseño del filtro a 100 Hz (T.C.A.).	68
Tabla 4.2. Capacidades e inductancias del convertidor (T.C.A.).....	71
Tabla 4.3. Parámetros de diseño del lazo de corriente (T.C.A.).	84
Tabla 4.4. Parámetros del controlador del lazo de corriente (T.C.A.).	85
Tabla 4.5. Parámetros de diseño del lazo de tensión (T.C.A.).....	90
Tabla 4.6. Parámetros del controlador del lazo de tensión (T.C.A.).....	91
Tabla 4.7. $D(\text{máx})$ y THD en dos puntos de funcionamiento (T.C.A.).....	98
Tabla 5.1. Comparación de los elementos pasivos en las dos técnicas.	100
Tabla 5.2. THD y FP en ambas técnicas para distintos puntos de funcionamiento.....	102

1. INTRODUCCIÓN

1.1. ESTADO DEL ARTE

1.1.1. Panorama internacional

Las instalaciones fotovoltaicas de pequeña escala (generación distribuida) son cada vez más habituales. Las razones de su popularidad no solo son medioambientales [1], sino que también son económicas. La generación de energía fotovoltaica de pequeña potencia ya había alcanzado en 2013 la paridad eléctrica en países como Australia, Alemania, Italia y Países Bajos [2]. Por tanto, esta tecnología se encuentra en condiciones de ser competitiva frente al consumo de energía eléctrica directamente de la red.

Un ejemplo de apuesta por la integración de la energía fotovoltaica es Alemania, que ha apostado por apoyar las instalaciones de pequeña potencia mediante “feed-in tariff”, es decir, mediante primas a la generación. Esta política de subvenciones ha sido fundamental para alcanzar la paridad eléctrica de las instalaciones de poca potencia, como refleja la Figura 1.1.

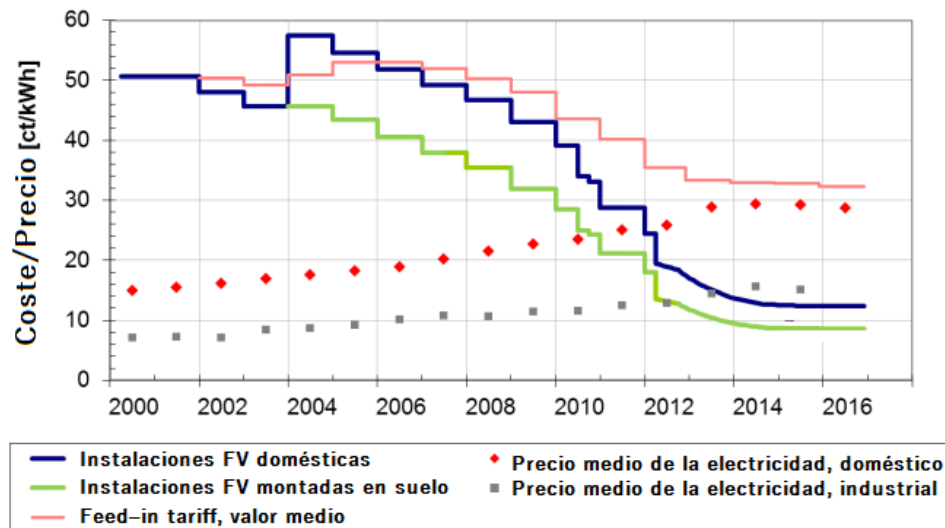


Figura 1.1. Costes y precios de instalaciones FV y electricidad, Alemania [3].

En Italia, la potencia acumulada de instalaciones cuya potencia pico es inferior a 200 kWp era de 6 040 MWp a finales de 2012, habiéndose instalado ese año 1 825,6 MW, suponiendo un 50,07% de la potencia fotovoltaica instalada en Italia ese año (superando a las instalaciones de gran potencia) [4].

En Australia, la potencia total instalada se debe principalmente a instalaciones de pequeña potencia (menos de 100 kW). La Figura 1.2 representa la capacidad fotovoltaica acumulada en Australia, diferenciando entre territorios.

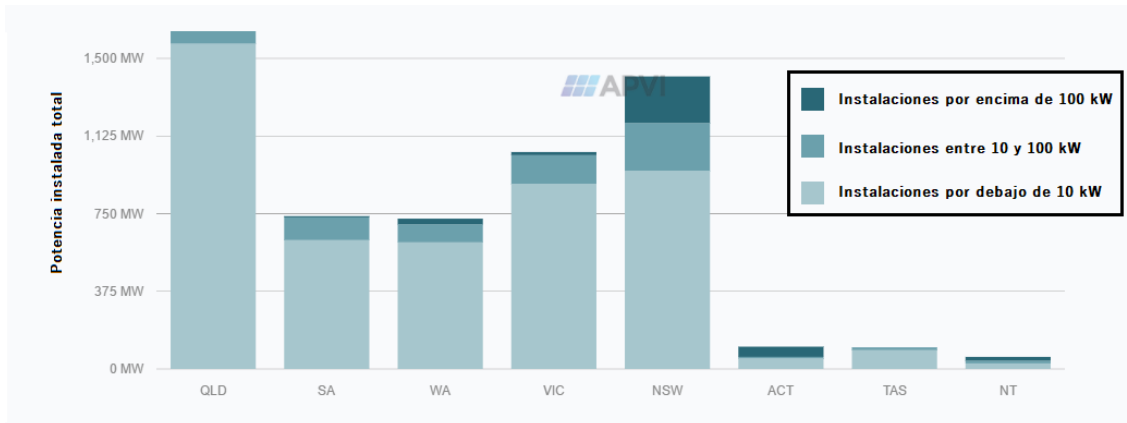


Figura 1.2. Potencia FV instalada en Australia por territorio [5].

En cuanto a los convertidores fotovoltaicos, a finales de 2016 el 37% de los inversores para aplicaciones fotovoltaicas en el mercado se debía a convertidores de poca potencia (hasta 100 kWp) [6]. El convertidor estudiado, de 6 kW, se encuentra dentro de esta categoría.

Fraunhofer ISE [6], también señala que la eficiencia de los inversores comerciales se sitúa en torno al 98%, e incluso superior. Sin embargo, las eficiencias disminuyen al reducir la potencia nominal del inversor.

1.1.2. Contexto tecnológico

Las topologías de conversión para aplicaciones fotovoltaicas son diversas. En primer lugar, los convertidores pueden ser monofásicos (aplicaciones de poca potencia) o trifásicos. En segundo lugar, los convertidores pueden clasificarse como aislados (con transformador de alta o baja frecuencia) y no aislados (sin transformador) [1].

Las principales topologías de conversión son:

1. Inversor.
2. Elevador e inversor.
3. Convertidor DC/DC de dos etapas (DC/AC y AC/DC) con transformador de alta frecuencia e inversor.
4. Inversor y transformador de baja frecuencia.
5. Elevador, inversor y transformador de baja frecuencia.

La proliferación de instalaciones fotovoltaicas de pequeña potencia para conexión a una red monofásica ha potenciado la investigación de nuevas técnicas de control y de nuevas estructuras de conversión. En los últimos años, la tendencia ha sido mejorar las prestaciones de los convertidores e incrementar su densidad de energía y su eficiencia al mismo tiempo que reducir su volumen, su peso y su coste [1].

Las propuestas que siguen esa dirección apuestan por nuevos sistemas de control acompañados por modificaciones en la estructura de conversión, como puede ser la introducción de un diodo de bypass en el elevador [1], [7], [8]; el uso de bobinas intercaladas [9]; o la implementación de topologías como el “inversor Aalborg” [10].

1.2. OBJETIVOS

En primer lugar, el estudio y diseño de dos técnicas de control (convencional o T.C.C. y alternativa o T.C.A.) para un inversor fotovoltaico monofásico de pequeña potencia conectado a red. En último término, la comparación de las dos técnicas estudiadas, concluyendo si la técnica de control alternativa propuesta resulta superior, es decir, presenta mejores características.

1.3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema a controlar (Figura 1.3) es un convertidor electrónico de potencia monofásico para una instalación fotovoltaica de pequeña escala. El funcionamiento del convertidor es conectado a red sin transformador, es decir, sin aislamiento galvánico. Consta de dos etapas de conversión: una etapa DC/DC inicial (elevador no reversible en potencia) y una etapa DC/AC final (puente en H reversible en potencia).

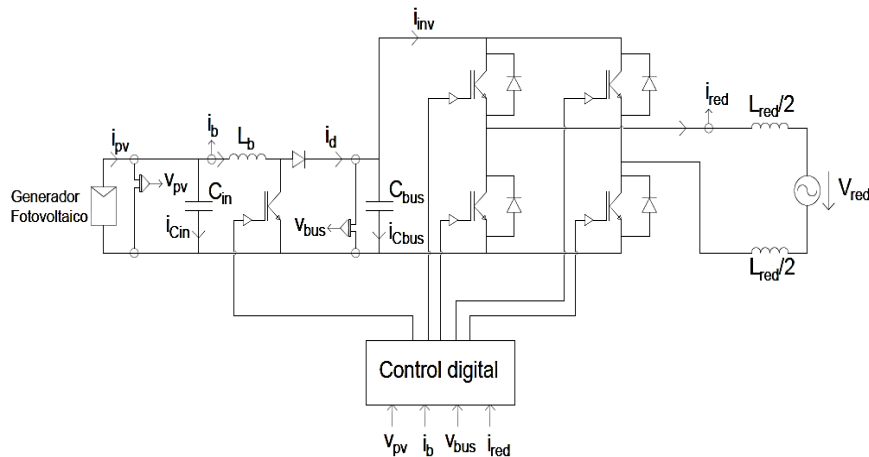


Figura 1.3. Topología de conversión.

Se establecen de partida, para el convertidor y para su control, las especificaciones de diseño mostradas en la Tabla 1.1. Las especificaciones son comunes a las dos técnicas de control.

<u>Especificación</u>	<u>Descripción</u>
Conexión	Red monofásica
Frecuencia de red	50 Hz
Potencia nominal del convertidor	6 kW
Frecuencia de conmutación	16 kHz
Control del convertidor	Digital
Frecuencia de muestreo de los lazos de corriente	16 kHz
Frecuencia de muestreo de los lazos de tensión	8 kHz / 2 kHz
Modo de conmutación del inversor	Bipolar
Tensión nominal de los semiconductores	600 V
Tensión máxima de los semiconductores, máxima potencia	450 V
Tensión máxima de los semiconductores, circuito abierto	550 V
Tensión fotovoltaica máxima en punto de máxima potencia	350 V
Tensión fotovoltaica mínima en punto de máxima potencia	150 V

Tabla 1.1. Especificaciones de diseño.

1.4. METODOLOGÍA

La metodología aplicada en el desarrollo del trabajo consta de las siguientes fases:

- A) Dimensionamiento de un generador fotovoltaico, necesario para realizar las simulaciones en PSIM.
- B) Estudio del funcionamiento del convertidor para cada técnica de control.
- C) Dimensionamiento de los elementos pasivos del convertidor según la técnica de control considerada.
- D) Definición de las plantas a controlar y diseño de los lazos de control.

- E) Mediante Matlab: obtención de los parámetros del controlador, comprobación del cumplimiento de las especificaciones y realización de simulaciones (diagramas de Bode de los lazos; seguimiento de la referencia; influencia de perturbaciones externas).
- F) Mediante PSIM: implementación del convertidor y del código en C del control; simulación del sistema.

2. EL GENERADOR FOTOVOLTAICO

Para llevar a cabo el diseño y, posteriormente, las simulaciones del sistema, es necesario realizar un breve estudio del generador fotovoltaico y dimensionar uno que sirva como referencia.

2.1. FUNDAMENTOS DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO

La célula fotovoltaica es la unidad elemental del generador. Las expresiones para la intensidad de corriente de la célula son:

$$i_{pv,c} = I_{int,c} - i_{D,c} = I_{ph,c} - I_{0,c} \cdot \left(e^{\frac{v_{pv,c}}{nkT/q}} - 1 \right) \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i_{pv,c} &= I_{int,c} - i_{D,c} \approx I_{sc,c} - i_{D,c} = \\ &= I_{sc,c} - I_{0,c} \cdot \left(e^{\frac{v_{pv,c} + i_{pv,c} \cdot R_{s,c}}{nkT/q}} - 1 \right) - \frac{v_{pv,c} + i_{pv,c} \cdot R_{s,c}}{R_{p,c}} \end{aligned} \quad (2)$$

La ecuación (1) se corresponde con el circuito equivalente simplificado y la ecuación (2) con el circuito completo de la célula.

Las células fotovoltaicas se agrupan en módulos y los módulos, a su vez, se conectan en serie y/o paralelo, constituyendo un generador fotovoltaico. La expresión de la corriente de un generador fotovoltaico se obtiene a partir de (2):

$$i_{pv} = M_p \cdot \left(I_{sc,m} - I_{0,m} \cdot \left(e^{\frac{v_{pv}/M_s + i_{pv} \cdot R_{s,m}/M_p}{V_T}} - 1 \right) - \frac{v_{pv}/M_s + i_{pv} \cdot R_{s,m}/M_p}{R_{p,m}} \right) \quad (3)$$

$I_{0,m}$ es la intensidad de corriente de saturación del módulo; T es la temperatura de la célula en Kelvin; $I_{ph,m}$ es la intensidad de corriente fotogenerada, que puede aproximarse por la intensidad de corriente de cortocircuito $I_{sc,m}$; $R_{s,m}$ y $R_{p,m}$ son las resistencias serie y paralelo del módulo; v_{pv} e i_{pv} son la tensión y la corriente del generador, respectivamente.

M_s y M_p representan el número de módulos en serie y en paralelo, respectivamente, y V_T , la tensión térmica:

$$V_T = N_s \cdot n \cdot k \cdot T / q \quad (4)$$

En la ecuación (4) n , k , q y N_s son, respectivamente, el factor de idealidad, la constante de Boltzmann, la carga del electrón y el número de células en serie del módulo fotovoltaico.

2.2. DIMENSIONAMIENTO DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO

Se parte de un módulo comercial KC200GT cuyas características STC (condiciones estándar de medida) se muestran en la Tabla 2.1 [11], [12].

Parámetros STC del módulo fotovoltaico	
Corriente de máxima potencia, $I_{mpp,m}$	7,61 A
Tensión de máxima potencia, $V_{mpp,m}$	26,3 V
Potencia pico máxima, $P_{mpp,m}$	200 W
Corriente de cortocircuito, $I_{sc,m}$	8,21 A
Tensión de circuito abierto, $V_{oc,m}$	32,9 V
Coefficiente de temperatura de V_{oc} , $\beta_{V_{oc}}$	- 0,00414 °C ⁻¹
Coefficiente de temperatura de V_{mpp} , $\beta_{V_{mpp}}$	- 0,00536 °C ⁻¹
Coefficiente de temperatura de I_{sc} , $\alpha_{I_{sc}}$	0,00036 °C ⁻¹
Coefficiente de temperatura de P_{mpp} , $\gamma_{P_{mpp}}$	- 0,00511 °C ⁻¹
Número de células en serie, N_s	54
Corriente de saturación, $I_{0,m}$	$9,8252 \cdot 10^{-8}$ A
Factor de idealidad, n	1,3
Resistencia paralelo, $R_{p,m}$	415,405 Ω
Resistencia serie, $R_{s,m}$	0,221 Ω

Tensión térmica, V_T	1,8036 V
Condiciones STC y nominales	
Irradiancia STC, G_{STC}	1000 W/m ²
Irradiancia nominal, G_{nom}	800 W/m ²
Temperatura de célula STC, $T_{0,c}$	25 °C
Temperatura de célula nominal, TONC	47 °C
Temperatura ambiente nominal, $T_{a,nom}$	20 °C

Tabla 2.1. Parámetros del módulo fotovoltaico KC200GT.

Para el dimensionamiento del generador fotovoltaico se deben tener en cuenta, además, las condiciones de diseño plasmadas en la Tabla 2.2.

Condiciones de diseño	
Potencia nominal del inversor, P_{nom}	6 kW
Potencia pico máxima admisible, $P_{mpp,g}(máx)$	7,2 kW
Tensión máxima admisible en MPP, $V_{mpp,g}(máx)$	350 V
Tensión máxima admisible en OC, $V_{oc,g}(máx)$	550 V
Tensión mínima admisible en MPP, $V_{mpp,g}(mín)$	150 V
Irradiancia mínima para el diseño, $G_{mín}$	0 W/m ²
Irradiancia máxima para el diseño, $G_{máx}$	1000W/m ²
Temperatura ambiente mínima para el diseño, $T_a(mín)$	-20 °C
Temperatura ambiente máxima para el diseño, $T_a(máx)$	45 °C

Tabla 2.2. Condiciones para el diseño del generador fotovoltaico.

Tensión máxima en el punto de máxima potencia y en circuito abierto.

Se calculan los valores máximos de la tensión en los dos puntos de funcionamiento con restricción de diseño. El generador proporciona la máxima tensión para la mínima temperatura de célula y, por tanto, para la mínima temperatura ambiente junto con la mínima irradiancia:

$$T_c(mín) = (G_{mín}/G_{nom}) \cdot (TONC - T_{a,nom}) + T_a(mín) \quad (5)$$

$$V_{mpp,m}(T_c(mín)) = V_{mpp,m} \cdot \left(1 + (T_c(mín) - T_{0,c}) \cdot \beta_{V_{mpp}}\right) \quad (6)$$

$$V_{oc,m}(T_c(mín)) = V_{oc,m} \cdot \left(1 + (T_c(mín) - T_{0,c}) \cdot \beta_{V_{oc}}\right) \quad (7)$$

Número de módulos en serie del generador.

Se calcula como el mínimo valor entero de los cocientes de la tensión máxima admisible en MPP y en OC entre la tensión de módulo obtenida para $T_c(\text{mín})$ en el punto de funcionamiento correspondiente.

$$M_s = \min \left(\text{entero} \left(\frac{V_{mpp,g}(\text{máx})}{V_{mpp,m}(T_c(\text{mín}))} \right), \text{entero} \left(\frac{V_{oc,g}(\text{máx})}{V_{oc,m}(T_c(\text{mín}))} \right) \right) \quad (8)$$

Tensión mínima en el punto de máxima potencia.

La mínima tensión se produce para las condiciones de temperatura de célula e irradiancia máximas.

$$T_c(\text{máx}) = (G_{\text{máx}}/G_{\text{nom}}) \cdot (TONC - T_{a,\text{nom}}) + T_a(\text{máx}) \quad (9)$$

$$V_{mpp,m}(T_c(\text{máx})) = V_{mpp,m} \cdot \left(1 + (T_c(\text{máx}) - T_{0,c}) \cdot \beta_{V_{mpp}} \right) \quad (10)$$

La tensión mínima en MPP del generador ha de ser superior al límite inferior de diseño:

$$V_{mpp,m}(T_c(\text{máx})) \cdot M_s = V_{mpp,g}(T_c(\text{máx})) \geq V_{mpp,g}(\text{mín}) \quad (11)$$

Número de módulos en paralelo del generador.

Se obtiene redondeando al entero menor el cociente entre el límite de potencia pico máxima admisible y la potencia pico STC que proporciona una rama de módulos.

$$M_p = \text{entero} \left(\frac{P_{mpp,g}(\text{máx})}{M_s \cdot P_{mpp,m}} \right) \quad (12)$$

Resultados del dimensionamiento	
Número de módulos en serie, M_s	10
Número de módulos en paralelo, M_p	3
Corriente de máxima potencia, $I_{mpp,g}$	22,83 A
Tensión de máxima potencia, $V_{mpp,g}$	263 V
Potencia pico máxima, $P_{mpp,g}$	6000 W
Corriente de cortocircuito, $I_{sc,g}$	24,63 A
Tensión de circuito abierto, $V_{oc,g}$	329 V

Tabla 2.3. Resultados del dimensionamiento del generador fotovoltaico.

2.3. MODELO DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO

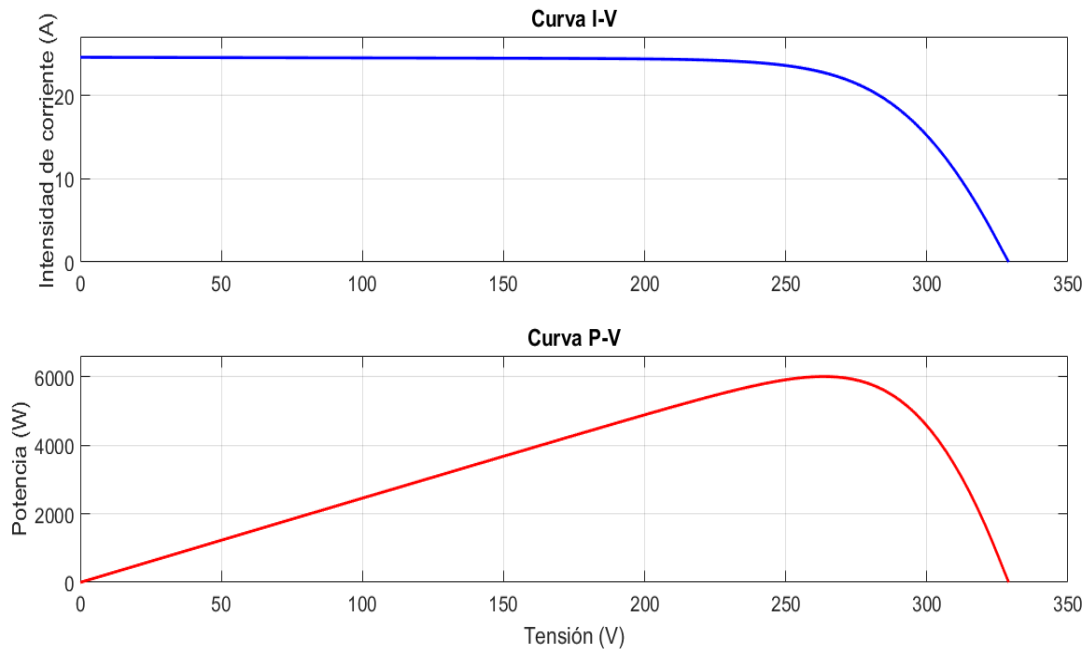


Figura 2.1. Curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico en Matlab.

Partiendo de los parámetros del generador fotovoltaico, se obtiene la intensidad de corriente fotovoltaica en función de la tensión (4). Mediante esta expresión se calculan las curvas corriente-tensión (I-V) y potencia-tensión (P-V) del generador (Figura 2.1).

Además, derivando la expresión (3) respecto de la corriente i_{pv} , se logra la expresión de la pendiente de la curva I-V (13).

$$\frac{\partial v_{pv}}{\partial i_{pv}} = -\frac{M_s}{M_p} \cdot \left(\frac{R_{p,m} \cdot \frac{V_T}{I_{0,m}} \cdot E^{-1}}{R_{p,m} + \frac{V_T}{I_{0,m}} \cdot E^{-1}} + R_{s,m} \right) \quad (13)$$

Siendo E :

$$E = \exp\left(\frac{\frac{v_{pv}}{M_s} + i_{pv} \cdot \frac{R_{s,m}}{M_p}}{V_T}\right) \quad (14)$$

Como propone [13], el generador fotovoltaico puede expresarse según el circuito equivalente de la Figura 2.4 considerando una linealización de la curva I-V en torno a un punto. De esta forma, el circuito equivalente considera al generador como una fuente de corriente independiente respecto de la tensión y dependiente de la temperatura y la irradiancia, $I_{int}(G, T)$, con una resistencia dinámica, R_{pv} , tal que:

$$R_{pv} = -\frac{\partial v_{pv}}{\partial i_{pv}} \quad (15)$$

$$i_{pv} = I_{int}(G, T) - v_{pv}/R_{pv} \quad (16)$$

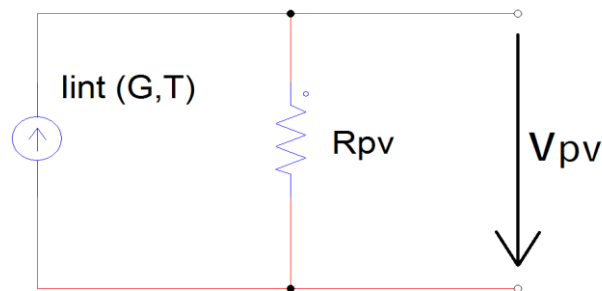


Figura 2.2. Circuito equivalente del generador en el punto de linealización.

Se exportan desde Matlab los vectores de tensión e intensidad de corriente del generador fotovoltaico. Se implementa un circuito en PSIM equivalente al generador fotovoltaico (Figura 2.3) para llevar a cabo las simulaciones.

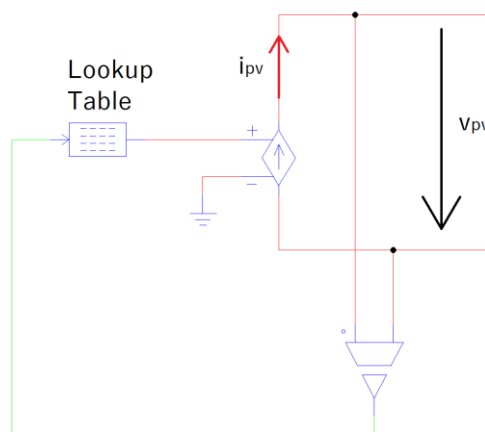


Figura 2.3. Generador fotovoltaico equivalente en PSIM.

3. TÉCNICA DE CONTROL CONVENCIONAL

3.1. DESCRIPCIÓN

La técnica de control convencional es definida en este trabajo como aquella con las siguientes características:

- A) El elevador y el inversor trabajan continuamente a la frecuencia de conmutación.
- B) Elevador. Su control actúa para seguir las referencias de tensión en los terminales del generador fotovoltaico (v_{pv}) y de intensidad de corriente en la inductancia del elevador (i_b).
- C) Inversor. El objetivo de su control es seguir las referencias de tensión del bus de continua (v_{bus}) y de corriente inyectada a la red (i_{red}).
- D) La referencia de v_{pv} procede de un eventual algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). La referencia de v_{bus} es constante y debe garantizar que sea suficiente para el funcionamiento del inversor conectado a la red.

3.2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO

3.2.1. Elevador

El elevador se encarga de incrementar la tensión fotovoltaica al valor deseado en la tensión de bus mediante el ciclo de trabajo, D . En la técnica de control convencional, la tensión de bus es constante, de manera que el ciclo de trabajo en estado estacionario es también constante.

En la Figura 3.1 se representa el circuito del elevador. La Figura 3.2 muestra el circuito analógico en el que la forma de onda triangular, V_{tr} , se compara con el ciclo de trabajo, D , para obtener la señal de conmutación, F_b .

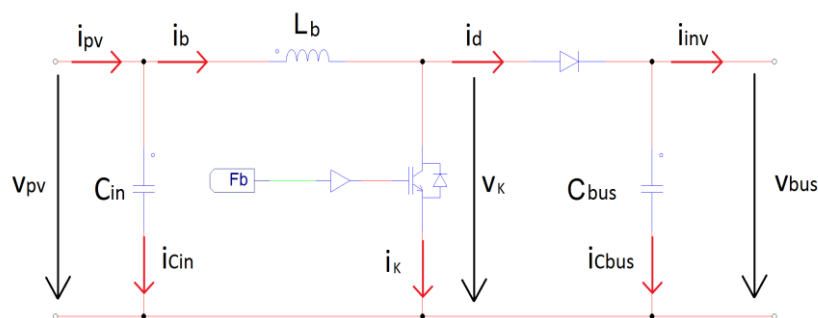


Figura 3.1. Convertidor elevador.

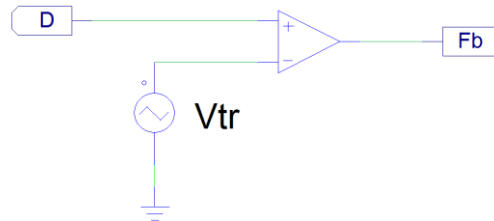


Figura 3.2. Comparador del elevador, modulación PWM.

Como se muestra en la Figura 3.3, mediante el comparador, se lleva a cabo una modulación por anchura de pulso (PWM), que obtiene una señal de conmutación cuyos valores discretos son alto, o 1, y bajo, o 0. Cuando el valor de la señal es alto (la función triangular es menor que D), el transistor del elevador conduce, y cuando es bajo (la función triangular es mayor que D), el transistor está en corte y conduce el diodo.

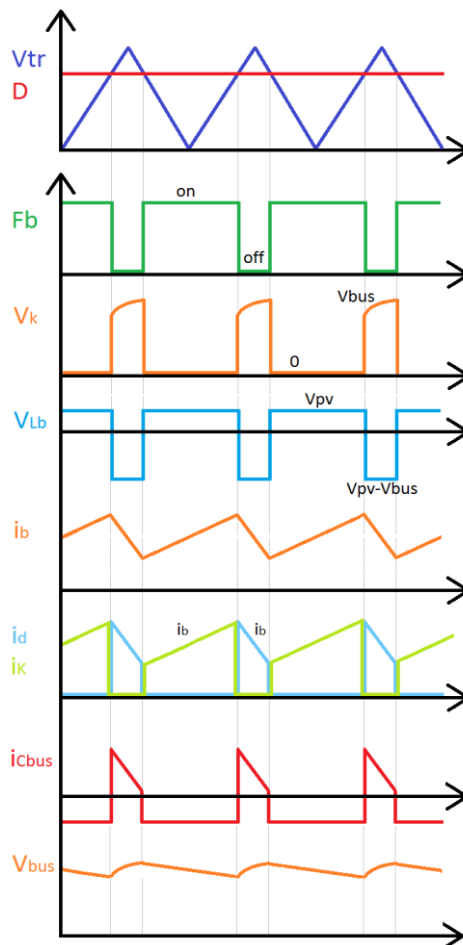


Figura 3.3. Formas de onda del elevador (T.C.C.).

En la Figura 3.3 aparecen las principales señales en el elevador, con sus valores instantáneos. A partir de los valores instantáneos pueden obtenerse los valores medios instantáneos (en un periodo de conmutación).

La tensión y la intensidad de corriente en el condensador de entrada, v_{Cin} e i_{Cin} .

$$v_{Cin} = v_{pv} \quad (17)$$

$$i_{pv} = i_b + i_{Cin} \rightarrow i_{Cin} = i_{pv} - i_b \quad (18)$$

$$\langle i_{Cin} \rangle = 0 \rightarrow \langle i_{pv} \rangle = \langle i_b \rangle \quad (19)$$

La tensión y la corriente en el transistor (IGBT), v_K e i_K .

$$v_{tr} < D \rightarrow T_{on} \rightarrow v_K = 0 \quad (20)$$

$$v_{tr} > D \rightarrow T_{off} \rightarrow v_K = v_{bus} \quad (21)$$

El valor medio instantáneo se calcula como:

$$\langle v_K \rangle = \frac{T_{on}}{T_{con}} \cdot 0 + \frac{T_{off}}{T_{con}} \cdot v_{bus} = (1 - D) \cdot v_{bus} \quad (22)$$

Por tanto, el ciclo de trabajo queda definido como:

$$D = \frac{T_{on}}{T_{con}} \quad (23)$$

La intensidad de corriente es la de la inductancia en T_{on} y es nula en T_{off} , de modo que su valor medio instantáneo es:

$$\langle i_k \rangle = D \cdot \langle i_b \rangle \quad (24)$$

La tensión en la inductancia, v_{Lb} .

Cuando el IGBT conduce, la tensión aplicada es la tensión fotovoltaica. Cuando el IGBT está en corte, el diodo conduce y la tensión aplicada es la tensión fotovoltaica menos la de bus. El valor medio instantáneo en la inductancia ha de ser cero, de modo que:

$$\langle v_{Lb} \rangle = \frac{T_{on}}{T_{con}} \cdot v_{pv} + \frac{T_{off}}{T_{con}} \cdot (v_{pv} - v_{bus}) = 0 \quad (25)$$

$$v_{pv} - (1 - D) \cdot v_{bus} = 0 \rightarrow v_{bus} = \frac{v_{pv}}{1 - D} \quad (26)$$

La intensidad de corriente en la inductancia, i_b .

Puesto que en la inductancia se tiene la siguiente relación entre tensión y corriente, ecuación (27), la intensidad disminuye al aplicar una tensión negativa y aumenta al aplicarse una tensión positiva.

$$v_{Lb} = L_b \cdot \frac{di_b}{dt} \quad (27)$$

A partir de un balance de potencias - ecuación (28) - entre la entrada y la salida del elevador (considerando las pérdidas nulas), se calcula la intensidad de corriente con un valor medio instantáneo como muestra la ecuación (29).

$$v_{pv} \cdot \langle i_b \rangle = v_{bus} \cdot i_{inv} \quad (28)$$

$$\langle i_b \rangle = \frac{v_{bus}}{v_{pv}} \cdot i_{inv} = \frac{i_{inv}}{1 - D} \quad (29)$$

La intensidad de corriente presenta un rizado a la frecuencia de conmutación del elevador. En función del rizado máximo admisible que se considere se dimensiona la inductancia L_b .

La intensidad de corriente en el diodo, i_d .

En T_{on} el diodo se encuentra en corte y en T_{off} , la inductancia induce la conducción natural del diodo, dado que tiende a mantener la corriente por ella. Por tanto, en T_{off} la corriente por el diodo es la misma que por la inductancia, i_b .

$$\langle i_d \rangle = (1 - D) \cdot i_b \quad (30)$$

La intensidad de corriente en el condensador de bus, i_{Cbus} .

La intensidad de corriente en el condensador de bus debe tener un valor medio instantáneo nulo en régimen permanente, puesto que la tensión de bus es constante. Se cumple de forma instantánea que la corriente por el condensador es:

$$i_{Cbus} = i_d - i_{inv} \quad (31)$$

Tendrá un valor negativo en T_{on} y positivo decreciente en T_{off} .

La tensión en el bus de continua, v_{bus} .

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \quad (32)$$

Según la expresión del condensador que relaciona tensión y corriente (32), la tensión de bus tiene valor medio constante si su corriente se mantiene con valor medio nulo. v_{bus} presenta un rizado: la tensión decrece linealmente cuando la corriente es negativa y constante (T_{on}) y aumenta cuadráticamente cuando la corriente es positiva y decrece linealmente (T_{off}).

Su relación con la tensión de entrada (fotovoltaica) se ha obtenido en (26).

3.2.2. Inversor

El modo de conmutación de los cuatro interruptores que componen el inversor monofásico puede ser unipolar o bipolar. En el presente trabajo se lleva a cabo una conmutación bipolar, puesto que permite lograr una tensión de modo común constante mediante una inductancia de red repartida. Al trabajar a una frecuencia de conmutación elevada (16 kHz), las exigencias del filtrado - principal desventaja de la conmutación bipolar - son menores. Además, la modulación bipolar presenta menores niveles de armónicos de baja frecuencia que la unipolar, especialmente cuando la potencia inyectada es pequeña [14].

La modulación bipolar se caracteriza por aplicar a la salida únicamente la tensión de bus o la tensión de bus con polaridad inversa. Lo lleva a cabo de este modo al conmutar simultáneamente los interruptores de las diagonales (T1 y T3; T2 y T4).

Las principales señales del circuito de potencia (Figura 3.4) son la tensión de bus (v_{bus}), la intensidad de corriente de entrada al inversor (i_{inv}), las tensiones de cada terminal al punto neutro (v_{AN} , v_{BN}), la tensión aplicada a la salida del inversor (v_{AB}), la intensidad de corriente de red (i_{red}), la tensión en la inductancia de red (v_{Lred}) y la tensión de red (v_{red}).

Por otro lado, el circuito de señal para la obtención de las señales de conmutación se representa en la Figura 3.5.

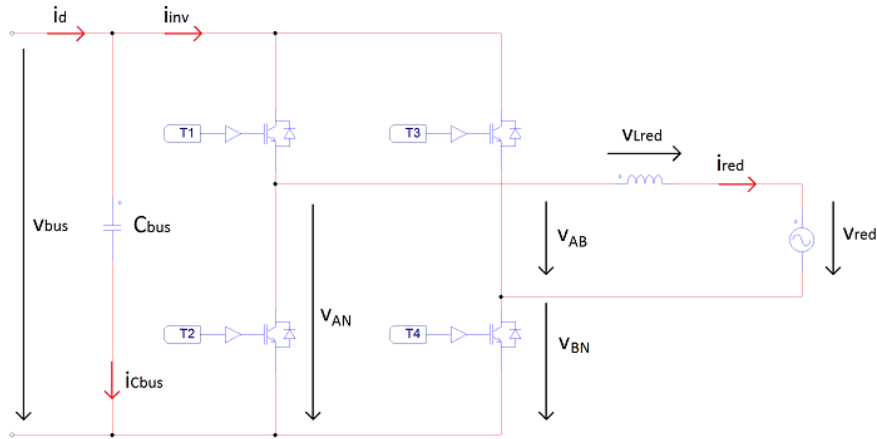


Figura 3.4. Puente en H monofásico.

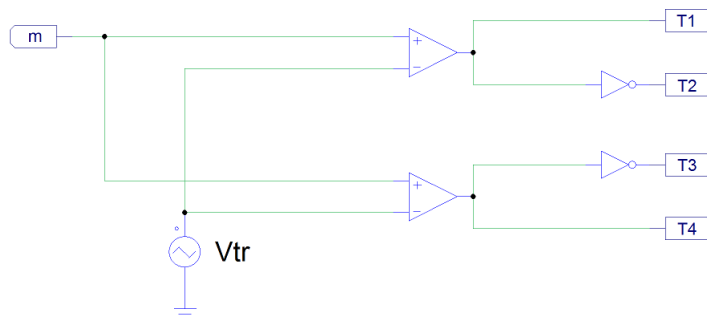


Figura 3.5. Comparadores del inversor, modulación PWM.

La señal triangular presenta, en el caso del inversor, un valor pico positivo de 1 y un valor pico negativo de -1. Está centrada en el 0. Por su parte, la modulante (m) es una sinusoidal que puede alcanzar una amplitud de 1.

Cuando la modulante es superior en valor a la triangular, las señales de T1 y T4 adquieren valor alto y la tensión v_{AN} es igual a la tensión de bus, mientras que v_{BN} es cero. Por tanto, v_{AB} es la tensión de bus.

Cuando la modulante es menor que la triangular, T1 y T4 están en nivel bajo y T2 y T3 adquieren nivel alto. Pasan a conducir los interruptores de la diagonal opuesta: v_{AN} es una diferencia de tensión nula y v_{BN} es igual a la tensión de bus, así que a la salida del inversor se aplica la tensión de bus negativa.

En el caso de la intensidad de corriente de red, ésta aumenta cuando v_{AB} es positiva y disminuye cuando es negativa.

Las formas de onda de las señales en el inversor se muestran en la Figura 3.6:

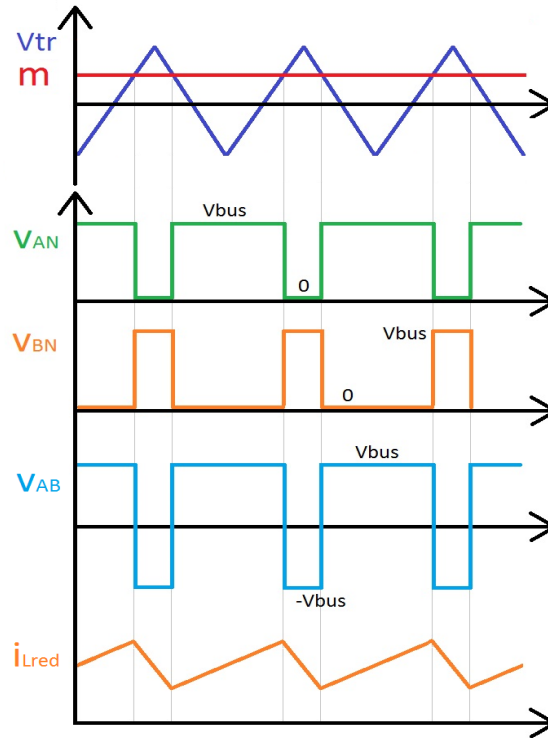


Figura 3.6. Formas de onda del inversor (T.C.C.).

La tensión a la salida del inversor, v_{AB} .

Como puede observarse en la Figura 3.6, el valor medio instantáneo de la tensión aplicada por el inversor a su salida depende de la tensión de bus y del valor de la modulante. Teniendo en cuenta que el periodo de conmutación (que es el periodo de la triangular) se denota como T_{con} , que el tiempo en que la modulante es mayor que la triangular y conducen T1 y T4 es T_{on} , y que el tiempo en que la modulante es menor que la triangular y conducen T2 y T3 es T_{off} :

$$\frac{T_{on}/2}{m + V_{tr}} = \frac{T_{con}/2}{2 \cdot V_{tr}} \rightarrow \frac{T_{on}}{T_{con}} = \frac{m + V_{tr}}{2 \cdot V_{tr}} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \langle v_{AB} \rangle &= v_{bus} \cdot \frac{T_{on}}{T_{con}} - v_{bus} \cdot \frac{T_{off}}{T_{con}} = v_{bus} \cdot \left(2 \cdot \frac{T_{on}}{T_{con}} - 1 \right) = \\ &= v_{bus} \cdot \left(2 \cdot \frac{m + V_{tr}}{2 \cdot V_{tr}} - 1 \right) = m \cdot v_{bus} \end{aligned} \quad (34)$$

La tensión a la salida del inversor tiene una forma de onda cuadrada que alterna entre v_{bus} y $-v_{bus}$. Los armónicos que aparecen en la intensidad de corriente tienen una frecuencia igual a la de conmutación (en modulación bipolar) y sus múltiplos. En

el convertidor del presente trabajo se emplea una inductancia L_{red} , que posteriormente se dimensiona atendiendo a la corriente armónica principal, a la frecuencia de conmutación (16 kHz).

Considerando un periodo de red, v_{AB} es una sinusoidal cuya máxima amplitud puede llegar a ser la tensión de bus si la modulante alcanza el valor de 1.

El inversor relaciona una fuente de tensión a su entrada con una de corriente a su salida: es un reductor de tensión. Puede deducirse a partir de (23) que para inyectar potencia en la red, la tensión sinusoidal equivalente que aplica el inversor (v_{AB}) tiene que ser igual que la suma de la tensión en la inductancia y la tensión de red. Por tanto, existe un límite inferior para v_{bus} :

$$\vec{v}_{AB} = \vec{v}_{red} + \vec{v}_{Lred} = V_{red} \angle 0^\circ + j \cdot 2\pi \cdot F_{red} \cdot L_{red} \cdot I_{red} \angle 0^\circ \quad (35)$$

$$V_{AB} = \sqrt{V_{red}^2 + (2\pi \cdot F_{red} \cdot L_{red} \cdot I_{red})^2} = v_{AB}/\sqrt{2} < v_{bus}/\sqrt{2} \quad (36)$$

$$v_{bus} > \sqrt{2} \cdot \sqrt{V_{red}^2 + (2\pi \cdot F_{red} \cdot L_{red} \cdot I_{red})^2} \quad (37)$$

La corriente se inyecta con desfase nulo respecto de la tensión de red para lograr factor de potencia unitario. La tensión de bus se establece en 350 V al tenerse en cuenta que:

- La máxima tensión transitoria en el bus en condiciones de máxima potencia es 450 V, de modo que se establece un margen razonable.
- La tensión de bus siempre ha de ser superior a la amplitud de red, aproximadamente 325,27 V, a la cual se suma la amplitud de la caída de tensión en la inductancia. Una vez calculada L_{red} se valida el valor considerado.

3.3. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS PASIVOS

3.3.1. Inductancia del elevador

La inductancia del elevador, L_b , se dimensiona de acuerdo un rizado máximo impuesto como condición de diseño. La valor pico-pico del rizado de corriente se calcula considerando T_{on} , durante el cual se aplica a la inductancia la tensión fotovoltaica.

$$v_{Lb} = L_b \cdot di_b/dt \rightarrow \text{En } T_{on} \rightarrow v_{Lb} = v_{pv} = L_b \cdot \Delta i_b/T_{on} \quad (38)$$

$$\Delta i_b = v_{pv} \cdot \frac{T_{on}}{L_b} = v_{bus} \cdot (1 - D) \cdot D \cdot \frac{T_{con}}{L_b} = \frac{v_{bus} \cdot (1 - D) \cdot D}{F_{con} \cdot L_b} \quad (39)$$

El máximo rizado de corriente se obtiene mediante el ciclo de trabajo que hace que la derivada de (28) respecto del ciclo de trabajo sea cero. Dicho ciclo de trabajo es 0,5.

$$\Delta i_b(\text{máx}) = \frac{v_{bus}}{4 \cdot F_{con} \cdot L_b} \rightarrow L_b \geq \frac{v_{bus}}{4 \cdot F_{con} \cdot \Delta i_b(\text{máx})} \quad (40)$$

En la Tabla 3.1 se especifican los valores de diseño, incluyendo el máximo rizado admisible en condiciones de máxima potencia (MPP), así como la inductancia adoptada.

Parámetros de diseño	Valor
Frecuencia de conmutación, F_{con}	16 kHz
Tensión de bus, v_{bus}	350 V
Rizado máximo relativo	15%
Intensidad de corriente MPP, $I_{mpp,g}$	22,83 A
Rizado máximo absoluto, $\Delta i_b(\text{máx})$	3,4245 A
Inductancia del elevador, L_b	1,6 mH

Tabla 3.1. Parámetros de diseño de la inductancia del elevador (T.C.C.).

3.3.2. Condensador de entrada del elevador

El condensador de entrada del elevador, C_{in} , tiene como función la estabilización de la tensión en el generador fotovoltaico. Filtra el rizado de corriente procedente de la corriente i_b , de modo que el punto de funcionamiento es más estable cuanto mayor es su valor.

La variación de la tensión fotovoltaica supone a su vez una variación en la corriente extraída del generador fotovoltaico. Como consecuencia, el generador se desvía del punto de máxima potencia (MPP), extrayéndose menos potencia que la máxima disponible.

C_{in} se dimensiona para garantizar que la reducción en la potencia no es superior a un valor dado de diseño (Tabla 3.2), calculándose a partir de la ecuación (41) [15]:

$$\frac{P_r}{P_{mpp,g}} = p_r \approx \left(\frac{\Delta v_{rms}}{V_{mpp,g}} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{mpp,g}/M_s}{2 \cdot n \cdot V_T} \right) \quad (41)$$

Parámetros de diseño	Valor
Reducción relativa de potencia, p_r	0,1%
Tensión MPP, $V_{mpp,g}$	263 V
Número de módulos en serie, M_s	10
Factor de idealidad, n	1,3
Tensión térmica, V_T	1,8036 V
Valor eficaz del rizado máximo de tensión, Δv_{rms}	3,235 V

Tabla 3.2. Parámetros del rizado máximo de tensión en C_{in} (T.C.C.).

El rizado Δv_{rms} en el condensador es causado por el rizado de i_b . Considerando la relación tensión-corriente en el condensador (42) y el rizado máximo de i_b (Tabla 3.1) se calcula el condensador mínimo según los parámetros de la Tabla 3.2.

$$v_{Cin} = v_{pv} = \int \frac{1}{C_{in}} \cdot i_{Cin} \cdot dt \quad (42)$$

El rizado de corriente es triangular a 16 kHz. Cuando la corriente es positiva, v_{Cin} aumenta; cuando es negativa, disminuye. Su valor pico-pico se obtiene integrando en el periodo de tiempo en que la corriente es positiva o negativa, equivalente a calcular el área bajo la función (Figura 3.7), de modo que:

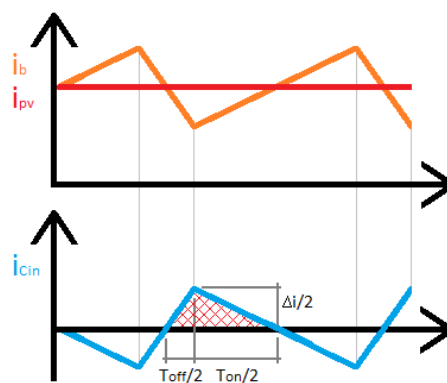


Figura 3.7. Rizado de corriente en C_{in} .

$$\int i_{Cin} \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_b}{2} \cdot \left(\frac{T_{on}}{2} + \frac{T_{off}}{2} \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_b}{2} \cdot \frac{T_{con}}{2} = \frac{\Delta i_b}{8 \cdot F_{con}} \quad (43)$$

Al ser la forma de onda de la corriente triangular, el valor eficaz se calcula según (44).

$$\Delta i_{b,rms} = \Delta i_{Cin,rms} = \frac{\Delta i_b}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{\Delta i_b}{\sqrt{12}} \quad (44)$$

$$\Delta v_{rms} = \frac{1}{C_{in}} \cdot \frac{\Delta i_b / \sqrt{12}}{8 \cdot F_{con}} \rightarrow C_{in} \geq \frac{1}{\Delta v_{rms}} \cdot \frac{\Delta i_b (máx)}{8 \cdot F_{con} \cdot \sqrt{12}} \quad (45)$$

La capacidad mínima necesaria es de 2,387 μ F.

Sin embargo, en las simulaciones del sistema se obtiene que es una capacidad demasiado pequeña, de modo que no garantiza suficiente estabilidad. Se opta por un condensador de 10 μ F. De acuerdo con (41), la reducción en la potencia generada será del 0,006% respecto de la máxima potencia.

Por otro lado, al inyectar mediante el inversor potencia en una red alterna monofásica, existe un rizado a 100 Hz, que es atenuado por el condensador de bus. Dicho rizado aparece en la corriente del elevador y, por tanto, en la corriente de C_{in} . Tiene un efecto mayor en la variación del punto de funcionamiento del generador debido a su amplitud. Limitar la reducción de potencia debida a dicho rizado de baja frecuencia requiere un valor de C_{in} elevado.

Se opta por incluir un controlador cuasi-resonante en paralelo con el controlador PI en el lazo de tensión del elevador. De esta manera, se logra eliminar el rizado a 100 Hz desde el control, pudiendo mantener un condensador de entrada pequeño.

3.3.3. Condensador de bus

El condensador de bus tiene como fin la estabilización de la tensión en el bus de continua. Filtra los armónicos de alta frecuencia provocados por las conmutaciones y el rizado a baja frecuencia que aparece de modo inevitable al inyectar potencia en una red alterna monofásica desde una fuente de continua.

C_{bus} actúa como un filtro paso-bajo. El rizado de baja frecuencia es el que supone una mayor exigencia en cuanto al filtrado, es decir, es el que determina una capacidad necesaria mayor para un determinado rizado máximo admisible.

Considerando pérdidas nulas en el inversor, el balance de potencias es:

$$p_{bus}(t) = p_{red}(t) \rightarrow v_{bus}(t) \cdot i_{inv}(t) \approx V_{bus} \cdot i_{inv}(t) = v_{red}(t) \cdot i_{red}(t) \quad (46)$$

$$v_{red}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{red} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot F_{red} \cdot t) \quad (47)$$

$$i_{red}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{red} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot F_{red} \cdot t) \quad (48)$$

Multiplicando (47) y (48) y despejando la corriente de entrada del inversor (49), se obtienen dos componentes: una constante y otra sinusoidal a 100 Hz. La primera se corresponde con la corriente del diodo (C_{bus} filtra su rizado a 16 kHz, haciéndolo despreciable en este análisis), y la segunda componente es la corriente en C_{bus} .

$$i_{inv}(t) = \frac{V_{red} \cdot I_{red}}{V_{bus}} - \frac{V_{red} \cdot I_{red}}{V_{bus}} \cdot \cos(4\pi \cdot F_{red} \cdot t) = i_d - i_{Cbus} \quad (49)$$

A partir de (49) y de (50) se calcula el condensador mínimo necesario:

$$\Delta V_{bus}(máx) = Z_{bus} \cdot \Delta I_{Cbus} = \frac{1}{4\pi \cdot F_{red} \cdot C_{bus}} \cdot 2 \cdot \frac{V_{red} \cdot I_{red}}{V_{bus}} \quad (50)$$

$$C_{bus} \geq \frac{2 \cdot máx(V_{red} \cdot I_{red})}{4\pi \cdot F_{red} \cdot \Delta V_{bus}(máx) \cdot V_{bus}} = \frac{P_{máx}}{2\pi \cdot F_{red} \cdot V_{bus} \cdot \Delta V_{bus}(máx)} \quad (51)$$

Los valores considerados en el dimensionamiento y el condensador de bus obtenido se expresan en la Tabla 3.3.

Parámetros de diseño	Valor
Frecuencia de red, F_{red}	50 Hz
Tensión de bus, V_{bus}	350 V
Rizado máximo relativo	5%
Rizado máximo absoluto, $\Delta V_{bus}(máx)$	17,5 V
Potencia máxima, $P_{máx}$	6 kW
Condensador de bus, C_{bus}	3,12 mF

Tabla 3.3. Parámetros de diseño y condensador de bus (T.C.C.).

El rizado máximo admisible se decide teniendo en cuenta que la tensión de bus debe cumplir la condición obtenida en (37). Por ello se decide un rizado del 5%, que implica una tensión mínima instantánea en régimen permanente de 332,5 V.

3.3.4. Inductancia de red

La inductancia de red actúa como filtro de los armónicos generados por las conmutaciones del inversor. Dichos armónicos se producen a la frecuencia de

conmutación y sus múltiplos. El dimensionamiento se realiza de manera que el rizado a la frecuencia de conmutación no sobrepase un valor definido por diseño.

El proceso es semejante al llevado a cabo para la inductancia de red, considerando el cálculo en T_{on} , de manera que la tensión de red puede considerarse constante e igual a $\langle v_{AB} \rangle$:

$$\begin{aligned}
 v_{Lred} &= L_{red} \cdot \frac{di_{red}}{dt} = v_{AB} - v_{red} \rightarrow \text{Integrando en } T_{on} \rightarrow \\
 \rightarrow \Delta i_{red} &= \frac{1}{L_{red}} \cdot \int v_{Lred} \cdot dt = \frac{1}{L_{red}} \cdot \int (v_{bus} - m \cdot v_{bus}) \cdot dt = \\
 &= v_{bus} \cdot \frac{1 - m^2}{2 \cdot L_{red} \cdot F_{con}} \quad (52)
 \end{aligned}$$

El rizado máximo tiene lugar cuando el numerador es máximo, es decir, cuando la modulante adquiere valor nulo:

$$L_{red} \geq \frac{v_{bus}}{2 \cdot \Delta i_{red}(m\acute{a}x) \cdot F_{con}} \quad (53)$$

Parámetros de diseño	Valor
Frecuencia de conmutación, F_{con}	16 kHz
Rizado máximo relativo	15%
Amplitud de corriente en el punto de máxima potencia, $I_{red}(m\acute{a}x)$	36,9 A
Rizado máximo absoluto, $\Delta i_{red}(m\acute{a}x)$	5,535 A
Tensión de bus, v_{bus}	350 V
Inductancia de red, L_{red}	2 mH

Tabla 3.4. Parámetros de diseño e inductancia de red (T.C.C.).

Una vez calculada la inductancia de red, puede comprobarse que la tensión de bus estimada es suficiente en condiciones de máxima potencia, de acuerdo con (37). La tensión de bus mínima necesaria es 326,094 V. Se garantiza que el mínimo valor de la tensión de bus en régimen permanente (332,5 V, consecuencia del rizado a 100 Hz) es superior.

Por otro lado, la inductancia puede repartirse en dos inductancias iguales de la mitad de valor (Figura 1.1). Como la conmutación es bipolar, $T_1 + T_3$ siempre suma 1, con lo cual se logra que la tensión de modo común (54) sea constante -

despreciando la influencia de la tensión de red, de baja frecuencia -. De este modo, no hay corriente de modo común causada por las conmutaciones.

$$v_{cm} = \frac{v_{AN} + v_{BN}}{2} - \frac{v_{red}}{2} \approx \frac{v_{AN} + v_{BN}}{2} = \frac{T_1 + T_3}{2} \cdot v_{bus} = \frac{v_{bus}}{2} \quad (54)$$

3.4. DISEÑO DEL CONTROL DEL ELEVADOR

El control de elevador consta de dos lazos en cascada. El lazo externo, de tensión, se encarga del seguimiento de la referencia de tensión fotovoltaica y proporciona la referencia para el lazo de corriente. El lazo de corriente, por su parte, es el lazo interno. Su función es el seguimiento de la referencia de corriente en la inductancia del elevador, proporcionada por el lazo de tensión. El lazo de corriente impone el ciclo de trabajo.

En ambos lazos se utiliza un control digital. El controlador en los dos lazos es un proporcional-integral (PI). Se opta por este controlador para eliminar el error de seguimiento en régimen permanente y poseer dos grados de libertad a la hora de definir la rapidez y estabilidad del lazo.

Se descarta el uso de un proporcional-integral-derivativo (PID) al existir un rizado de alta frecuencia en las señales, que podría ser amplificado por la acción derivativa, reduciendo la estabilidad.

3.4.1. Planta del sistema

La planta del sistema a controlar (Figura 3.8) se deduce a partir del circuito de la Figura 3.1 y de las relaciones obtenidas en el apartado 3.2.1. entre las variables eléctricas del elevador. Las variables de estado son la tensión fotovoltaica, v_{pv} , y la corriente en la inductancia del elevador, i_b .

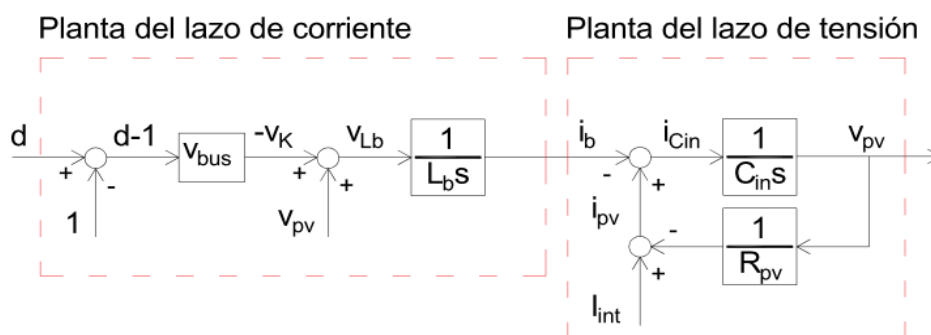


Figura 3.8. Planta del elevador (T.C.C.).

En el lazo de tensión se incluye la resistencia dinámica R_{pv} puesto que tiene influencia sobre la dinámica de dicho lazo.

Planta del lazo de corriente.

$$G_{ie}(s) = \frac{v_{bus}}{L_b \cdot s} \quad (55)$$

Planta del lazo de tensión.

$$G_{ve}(s) = \frac{-1}{C_{in} \cdot s + \frac{1}{R_{pv}}} \quad (56)$$

3.4.2. Elementos principales del control

Controlador.

El controlador en los dos lazos es un PI, de modo que existen dos parámetros a ajustar según las condiciones de rapidez (frecuencia de corte) y estabilidad (margen de fase) que se decidan. El parámetro Tn_{ie} se calcula para garantizar el margen de fase especificado. El parámetro Kp_{ie} se ajusta con el objetivo de que la frecuencia de corte sea la de diseño.

Además en el lazo de control de tensión se introduce en paralelo con el PI un controlador cuasi-resonante. Se decide utilizar este tipo de controlador para eliminar desde el control el rizado a 100 Hz presente en la tensión fotovoltaica. De este modo, el condensador de entrada se mantiene con un valor pequeño, diseñado para filtrar el rizado a 16 kHz.

Anti-windup.

Cuando actúa el anti-windup, el término integral del PI se mantiene constante. En el lazo de corriente limita el ciclo de trabajo de referencia a un rango entre 0 y 1, manteniendo constante la acción integral del PI de corriente. En el lazo de tensión, el anti-windup establece como límites para la corriente de referencia un valor mínimo de 0 A y un valor máximo que considera admisible un 20% de intensidad por encima del valor de cortocircuito del generador fotovoltaico (57).

$$I_b^*(máx) = I_{sc,g} \cdot 1,20 = 29,556 A \quad (57)$$

Muestreo digital.

A diferencia del control analógico, el control digital influye sobre el lazo de control.

El muestreo digital tiende a reducir la fase y a bajar la ganancia (Figura 3.9 y Figura 3.10). Puede modelarse como una función de transferencia de primer orden, siempre que la frecuencia de muestreo sea significativamente superior a la frecuencia de corte del lazo.

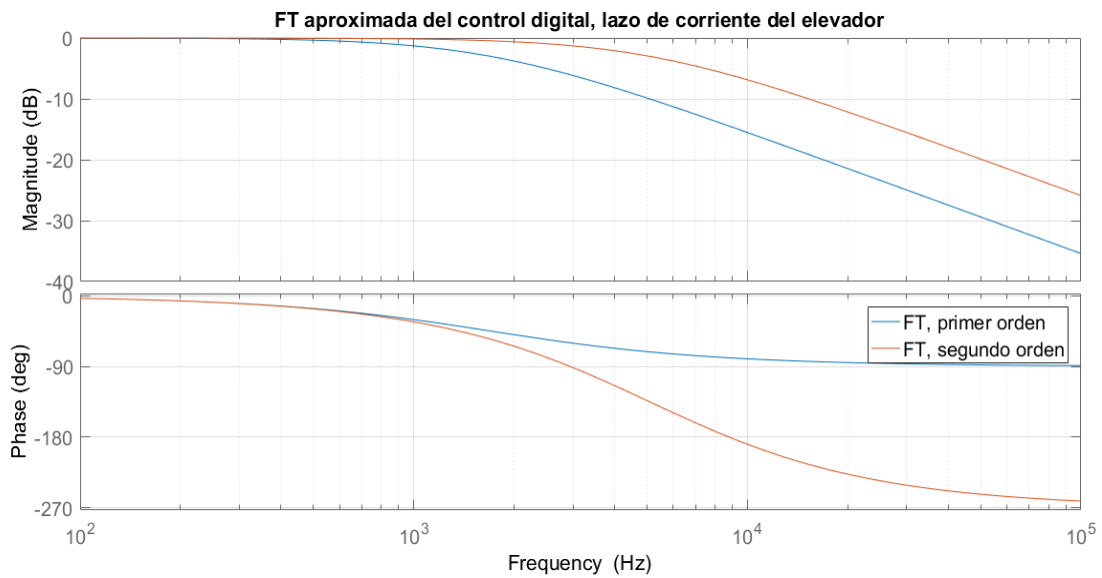


Figura 3.9. Diagrama de Bode del muestreo digital de corriente.

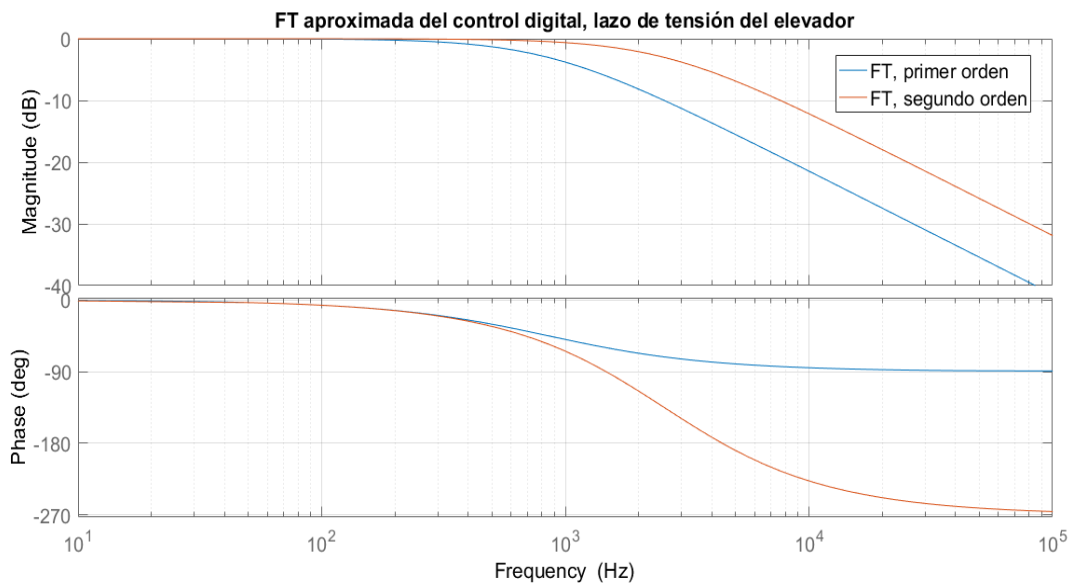


Figura 3.10. Diagrama de Bode del muestreo digital de tensión.

El modelo del muestreo digital como un sistema de primer orden es adecuado para frecuencias de corte de hasta 1 kHz para el lazo de corriente y de hasta 500 Hz para el lazo de tensión, aproximadamente.

Medida y filtrado analógico.

La corriente y la tensión presentan un rizado a 16 kHz, de manera que su medida para la realimentación incluye un filtro paso-bajo de primer orden. Los filtros paso-bajo implementados son analógicos. La tensión también presenta un rizado a 100 Hz, pero no es necesario llevar a cabo acciones de filtrado específicas gracias a la implementación de un controlador cuasi-resonante sintonizado para esa frecuencia.

La frecuencia de corte del filtro debe situarse entre la frecuencia de corte del lazo (para influir mínimamente, puesto que resta fase) y la frecuencia del rizado (para atenuarlo lo suficiente).

3.4.3. Lazo de control de corriente

La planta del lazo de corriente presenta una perturbación provocada por v_{pv} . Dado que v_{pv} es una variable de estado del sistema y no una perturbación externa, se opta por llevar a cabo un control con compensaciones.

El lazo completo se muestra en la Figura 3.11. El controlador proporciona a su salida una referencia de la tensión a aplicar en la inductancia del elevador, en lugar de calcular directamente el ciclo de trabajo.

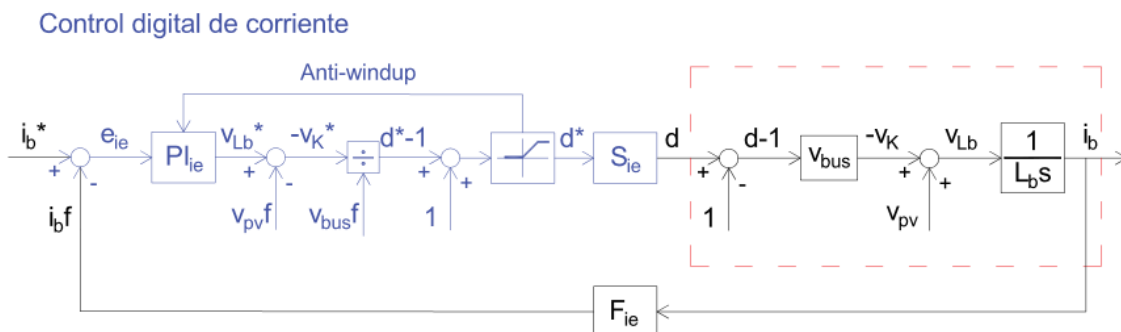


Figura 3.11. Lazo de control de corriente del elevador (T.C.C.).

Controlador.

$$PI_{ie}(s) = Kp_{ie} \cdot \frac{Tn_{ie} \cdot s + 1}{Tn_{ie} \cdot s} \quad (58)$$

Muestreo digital.

$$S_{ie}(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ie}} + 1} \quad (59)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_{ie}(s) = \frac{K_{fie}}{\tau_{f,ie} \cdot s + 1} \quad (60)$$

3.4.3.1. Diseño del lazo de control

La compensación de v_{bus} y de v_{pv} se realiza a partir de las medidas filtradas de estas dos variables de estado. Por tanto, las señales introducidas en el control no son exactamente como las reales, y la compensación no puede llegar a ser perfecta. A pesar de ello, se estima que $v_{busf} = v_{bus}$.

$$\begin{aligned} FTLA_{ie}(s) &= PI_{ie}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ie}(s) \cdot G_{ie}(s) \cdot F_{ie}(s) \approx \\ &\approx Kp_{ie} \cdot \frac{Tn_{ie} \cdot s + 1}{Tn_{ie} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ie}} + 1} \cdot \frac{1}{L_b \cdot s} \cdot \frac{K_{fie}}{\tau_{f,ie} \cdot s + 1} \end{aligned} \quad (61)$$

$$\begin{aligned} FTLC_{ie}(s) &= \frac{PI_{ie}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ie}(s) \cdot G_{ie}(s)}{1 + PI_{ie}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ie}(s) \cdot G_{ie}(s) \cdot F_{ie}(s)} \approx \\ &\approx \frac{Kp_{ie} \cdot \frac{Tn_{ie} \cdot s + 1}{Tn_{ie} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ie}} + 1} \cdot \frac{1}{L_b \cdot s}}{1 + Kp_{ie} \cdot \frac{Tn_{ie} \cdot s + 1}{Tn_{ie} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ie}} + 1} \cdot \frac{1}{L_b \cdot s} \cdot \frac{K_{fie}}{\tau_{f,ie} \cdot s + 1}} \end{aligned} \quad (62)$$

Frecuencia de corte, $F_{c,ie}$	650 Hz
Margen de fase, $M_{f,ie}$	50°
Frecuencia de muestreo, $F_{s,ie}$	16 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,ie}$	1
Frecuencia de corte del filtro, $F_{f,ie}$	3 kHz
Constante de tiempo del filtro, $\tau_{f,ie}$	$5,305 \cdot 10^{-5} s$
Inductancia del elevador, L_b	1,6 mH

Tabla 3.5. Parámetros de diseño del lazo de corriente del elevador (T.C.C.).

$$\begin{aligned}
 \text{Fase}(j2\pi \cdot F_{c,ie}) &= \arctg(Tn_{ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie}) - 90^\circ - \\
 &\arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ie}}{F_{s,ie}}\right) - 90^\circ - \arctg(\tau_{f,ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie}) = \\
 &= M_{f,ie} - 180^\circ
 \end{aligned} \tag{63}$$

$$Tn_{ie} = \frac{1}{2\pi \cdot F_{c,ie}} \cdot \text{tg}\left(M_{f,ie} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ie}}{F_{s,ie}}\right) + \arctg(\tau_{f,ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie})\right) \tag{64}$$

$$\text{Módulo}(j2\pi \cdot F_{c,ie}) = 1 =$$

$$= \frac{Kp_{ie} \cdot K_{f,ie} \cdot \sqrt{(Tn_{ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie})^2 + 1}}{Tn_{ie} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ie})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ie}}{F_{s,ie}}\right)^2 + 1} \cdot L_b \cdot \sqrt{(\tau_{f,ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie})^2 + 1}} \tag{65}$$

$$Kp_{ie} = \frac{Tn_{ie} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ie})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ie}}{F_{s,ie}}\right)^2 + 1} \cdot L_b \cdot \sqrt{(\tau_{f,ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie})^2 + 1}}{K_{f,ie} \cdot \sqrt{(Tn_{ie} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ie})^2 + 1}} \tag{66}$$

Constante proporcional, Kp_{ie}	7,0952
Constante integral, Tn_{ie}	$2 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

Tabla 3.6. Parámetros del controlador del lazo de corriente del elevador (T.C.C.).

Mediante el Diagrama de Bode del lazo abierto se comprueba que se satisfacen las condiciones de diseño de frecuencia de corte y margen de fase (Figura 3.12).

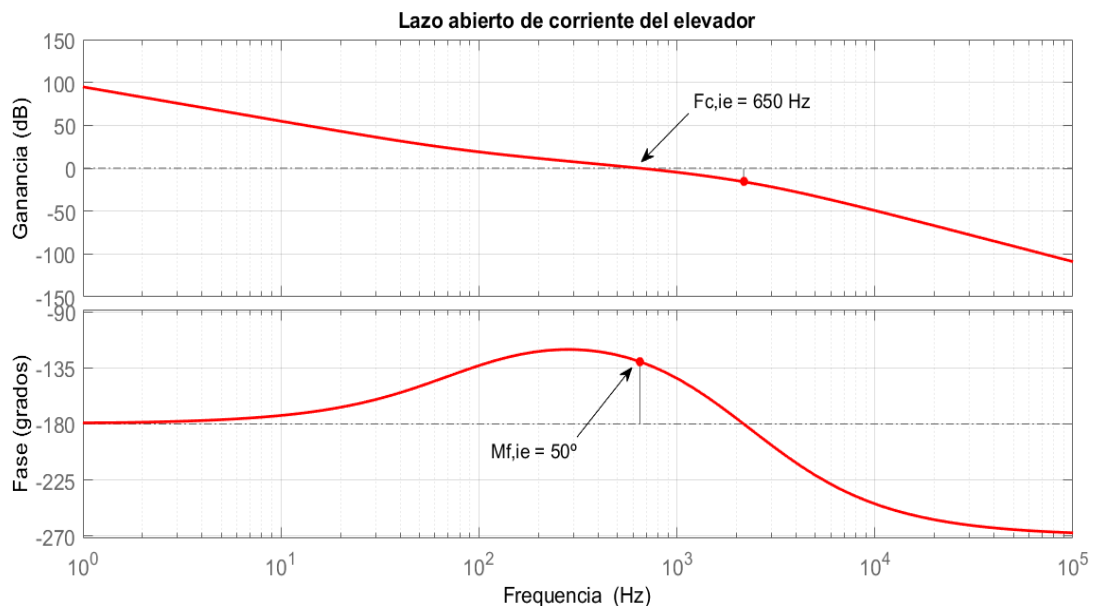


Figura 3.12. Diagrama de Bode del lazo abierto de corriente del elevador (T.C.C.).

La compensación de la perturbación v_{pv} no es perfecta, de modo que v_{pv} afecta al seguimiento de la referencia. La función de transferencia $i_b(s)/v_{pv}(s)$ es:

$$FT_{p,ie}(s) = (1 - F_{ve}(s) \cdot S_{ie}(s)) \cdot \frac{1}{L_b \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{L_b \cdot s} \cdot PI_{ie}(s) \cdot F_{ie}(s) \cdot S_{ie}(s)} \quad (67)$$

La combinación de la compensación y del PI logra el rechazo de dicha perturbación en régimen permanente. Sin embargo, la perturbación afecta notablemente al transitorio, incrementando la sobreoscilación de la salida i_b . Lo demuestra la Figura 3.13, que consiste en la respuesta temporal del lazo de corriente en el punto de máxima potencia. El tiempo de estabilización al 95% de la referencia es 1,15 ms. El sobrepasamiento es del 46,61%.

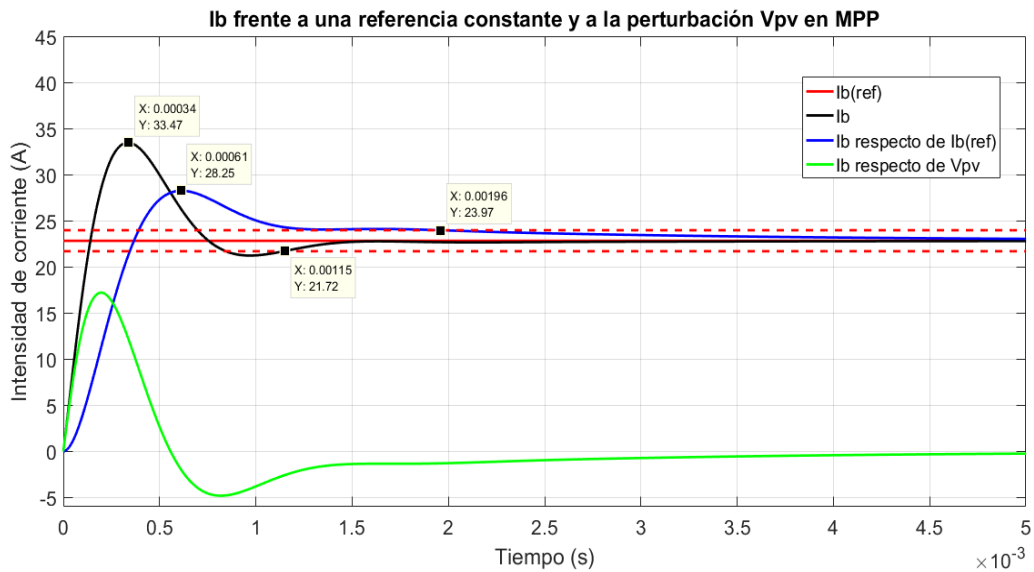


Figura 3.13. Transitorio del lazo de corriente del elevador en MPP (T.C.C.).

3.4.3.2. Simulación en PSIM

Se simula en PSIM el funcionamiento del lazo de corriente. En la Figura 3.14 se representa la respuesta en el punto de máxima potencia. La corriente en régimen permanente es 22,83 A. El sistema es más estable respecto de la simulación en Matlab (Figura 3.13). El sobrepasamiento también es menor al verse afectado el lazo por la dinámica de la planta.

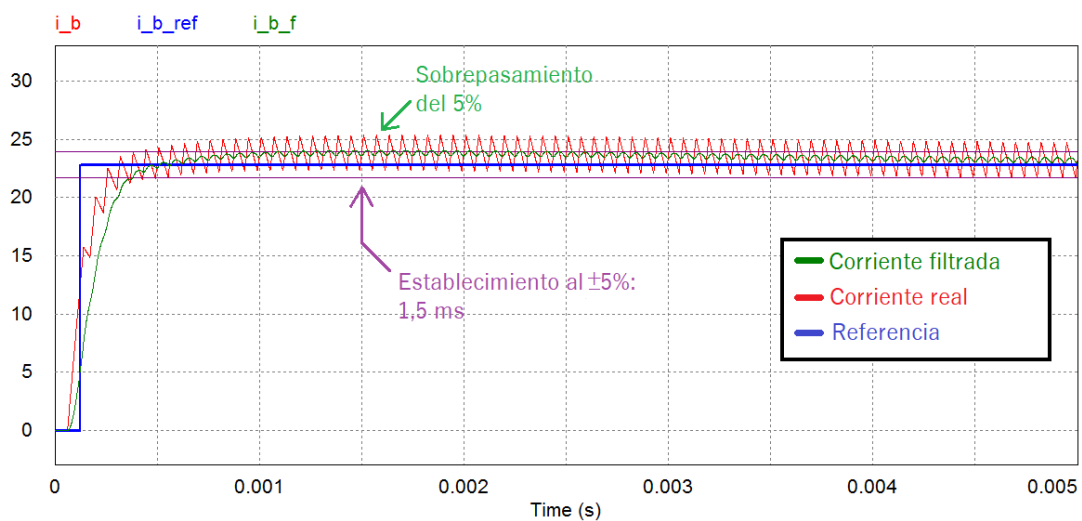


Figura 3.14. PSIM: lazo de corriente del elevador en MPP (T.C.C.).

También se comprueba el rizado en la corriente en la peor condición, con $d = 0,5$, para determinar si la inductancia dimensionada cumple la especificación. En la Figura 3.14 se observa que existe un rizado a 100 Hz (apenas perceptible) y otro a 16 kHz, significativamente mayor. La Figura 3.15 muestra un detalle del rizado a la frecuencia de conmutación, en el que se puede medir un valor pico-pico de 3,5 A, siendo el máximo de diseño 3,4245 A (una diferencia aceptable del 2,2%).

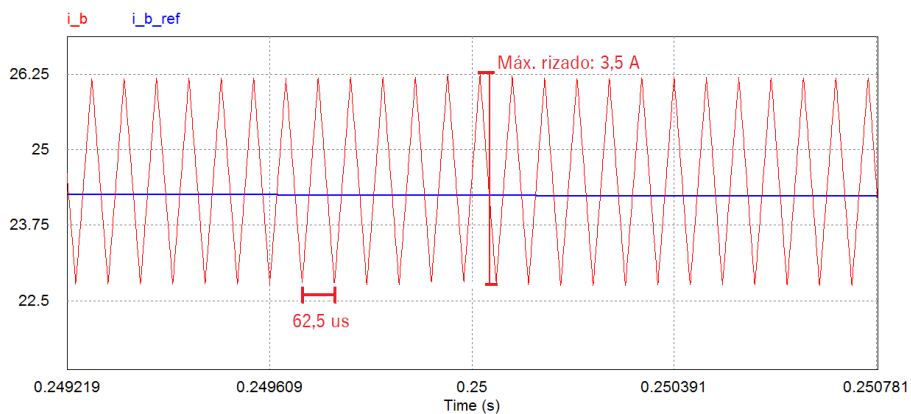


Figura 3.15. Detalle del rizado máximo en la corriente del elevador (T.C.C.).

3.4.4. Lazo de control de tensión

El lazo de control de tensión (Figura 3.16) presenta dos controladores funcionando en paralelo, un PI y un resonante. En v_{pv} existe un rizado a 100 Hz procedente del bus de continua. Provocaría variaciones inaceptables en el punto de funcionamiento del generador y una reducción excesiva de la potencia generada. En lugar de incrementar C_{in} para filtrarlo, lo cual requeriría una capacidad considerable, C_{in} se mantiene sin modificar para filtrar el rizado a 16 kHz y el controlador resonante (cuasi-resonante, con amortiguamiento) se implementa para eliminar el rizado a 100 Hz.

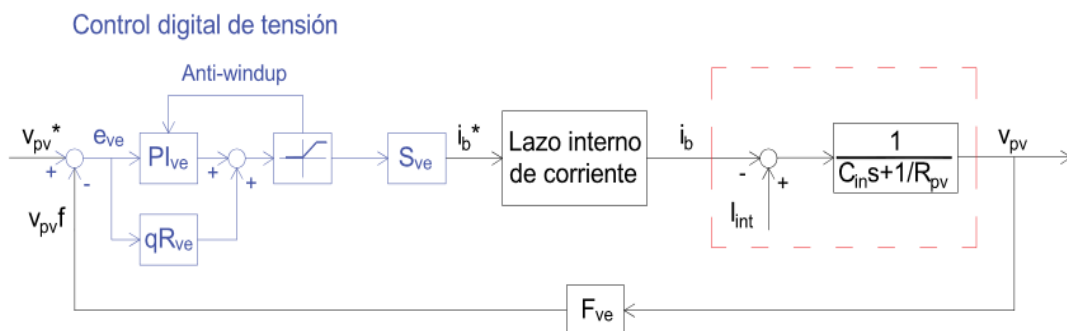


Figura 3.16. Lazo de control de tensión del elevador (T.C.C.).

La perturbación I_{int} es externa y únicamente dependiente de la irradiancia y de la temperatura. No es compensada y su efecto es anulado en régimen permanente por la acción integral.

Controladores.

$$PI_{ve}(s) = Kp_{ve} \cdot \frac{Tn_{ve} \cdot s + 1}{Tn_{ve} \cdot s} \quad (68)$$

$$qR_{ve}(s) = \frac{K_R \cdot \omega_R^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_R \cdot s + \omega_R^2} \quad (69)$$

Muestreo digital.

$$S_{ve}(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ve}} + 1} \quad (70)$$

Lazo interno de corriente.

El lazo cerrado de corriente se aproxima por un sistema de primer orden. Dado que la frecuencia de corte del lazo de tensión es notablemente inferior no es necesario considerar un sistema de orden superior.

$$sLC_{ie}(s) = \frac{1}{K_{fie} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ie}} + 1 \right)} \quad (71)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_{ve}(s) = \frac{K_{fve}}{\tau_{f,ve} \cdot s + 1} \quad (72)$$

3.4.4.1. Diseño del lazo de control

La planta del lazo de tensión depende del punto de funcionamiento del generador fotovoltaico a causa de la resistencia dinámica R_{pv} . Estudiando (56) en función de C_{in} y de R_{pv} se concluye que:

- R_{pv} aumenta conforme el punto de funcionamiento del generador fotovoltaico se aleja del circuito abierto, alcanzando su máximo en el punto de cortocircuito.

- Cuanto mayor es R_{pv} , menos influye sobre la planta (Figura 3.17), es decir, conforme $1/R_{pv}$ disminuye, el polo de la planta es desplazado a menores frecuencias. Idealmente, si R_{pv} alcanza un valor infinito, la planta se reduce a un integrador con ganancia $1/C_{in}$.
- Si el condensador de entrada, C_{in} , presenta un valor lo suficientemente elevado, la influencia de R_{pv} puede despreciarse a efectos prácticos (Figura 3.18).

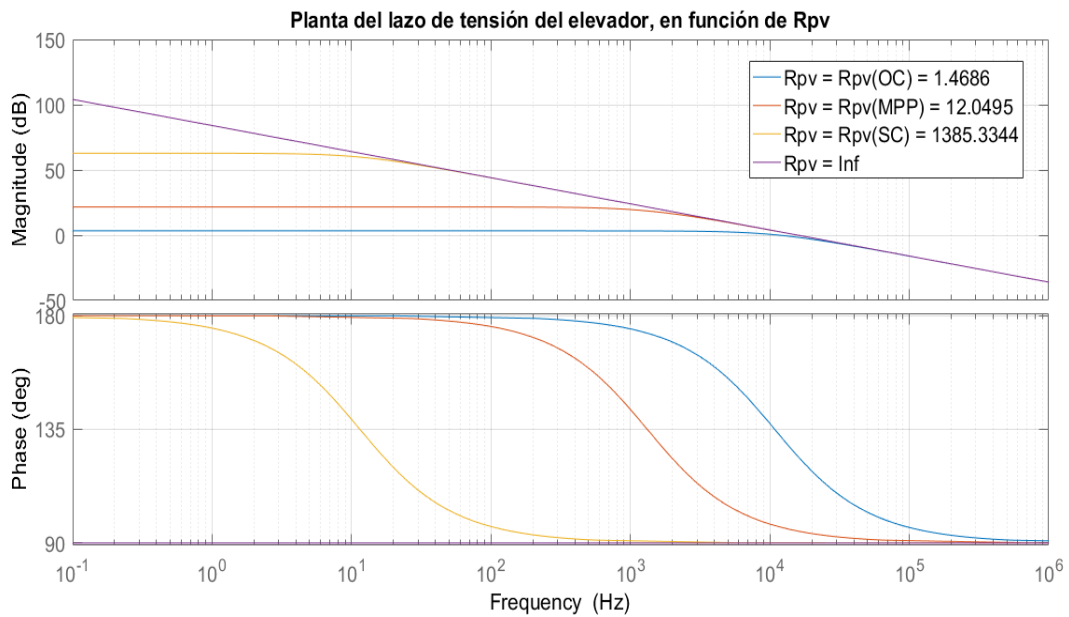


Figura 3.17. Planta del lazo de tensión del elevador en función de R_{pv} (T.C.C.).

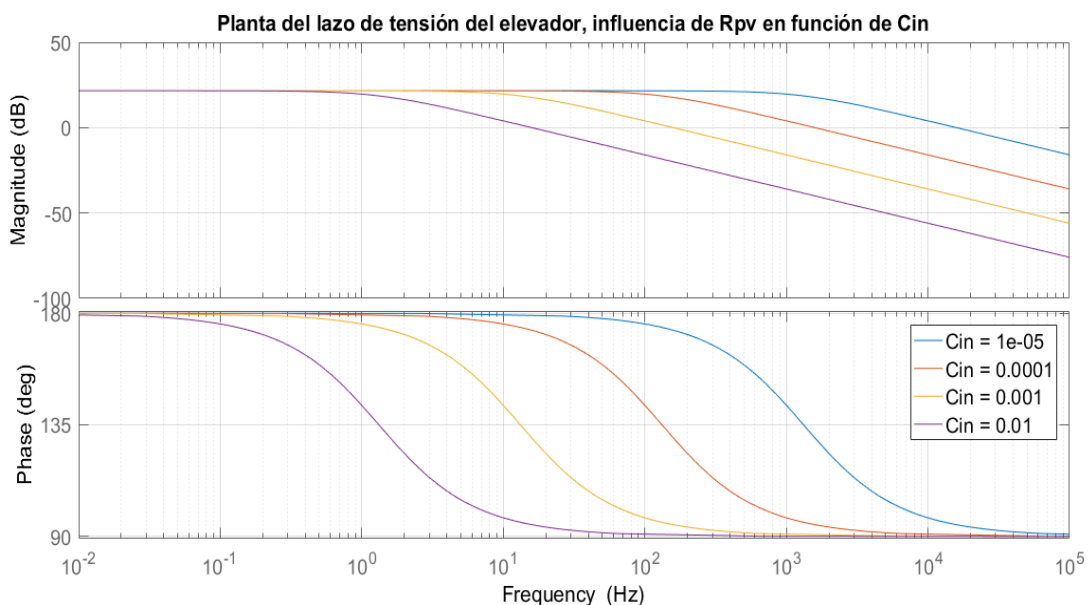


Figura 3.18. Efecto de $R_{pv} = R_{pv}(MPP) = 12,0495 \Omega$ en función de C_{in} (T.C.C.).

En última instancia, interesa el efecto que tiene R_{pv} sobre el lazo de control. A menor valor de R_{pv} (punto de funcionamiento más alejado del cortocircuito), menor frecuencia de corte y mayor margen de fase, es decir, lazo más estable y más lento.

Para mantener unas condiciones de rapidez y estabilidad constantes independientemente del punto de funcionamiento sería necesario un controlador dinámico. Se opta por considerar una planta estática en el punto más desfavorable desde el punto de vista de la estabilidad del lazo (considerando que la resistencia dinámica es infinita). El controlador se diseña con un margen de fase mínimo que garantice la estabilidad en este punto, sabiendo que el lazo será estable para cualquier otro punto de funcionamiento.

$$\begin{aligned}
 FTLA_{ve}(s) &= (PI_{ve}(s) + qR_{ve}(s)) \cdot S_{ve}(s) \cdot sLC_{ie}(s) \cdot G_{ve}(s) \cdot F_{ve}(s) = \\
 &= \left(Kp_{ve} \cdot \frac{Tn_{ve} \cdot s + 1}{Tn_{ve} \cdot s} + \frac{K_R \cdot \omega_R^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_R \cdot s + \omega_R^2} \right) \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ve}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{fie} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ie}} + 1 \right)} \cdot \frac{-1}{C_{in} \cdot s} \cdot \frac{K_{fve}}{\tau_{f,ve} \cdot s + 1} \quad (73)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 FTLC_{ve}(s) &= \frac{(PI_{ve}(s) + qR_{ve}(s)) \cdot S_{ve}(s) \cdot sLC_{ie}(s) \cdot G_{ve}(s)}{1 + (PI_{ve}(s) + qR_{ve}(s)) \cdot S_{ve}(s) \cdot sLC_{ie}(s) \cdot G_{ve}(s) \cdot F_{ve}(s)} = \\
 &= \frac{\left(Kp_{ve} \cdot \frac{Tn_{ve} \cdot s + 1}{Tn_{ve} \cdot s} + \frac{K_R \cdot \omega_R^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_R \cdot s + \omega_R^2} \right) \cdot \frac{1}{\left(1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ve}} + 1 \right) \cdot K_{fie} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ie}} + 1 \right)} \cdot \frac{-1}{C_{in} \cdot s}}{1 + \left(Kp_{ve} \cdot \frac{Tn_{ve} \cdot s + 1}{Tn_{ve} \cdot s} + \frac{K_R \cdot \omega_R^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_R \cdot s + \omega_R^2} \right) \cdot \frac{1}{\left(1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ve}} + 1 \right) \cdot K_{fie} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ie}} + 1 \right)} \cdot \frac{-1}{C_{in} \cdot s} \cdot \frac{K_{fve}}{\tau_{f,ve} \cdot s + 1}} \quad (74)
 \end{aligned}$$

La frecuencia de corte de diseño se maximiza para que en torno al punto de máxima potencia la frecuencia de corte sea suficiente.

Se lleva a cabo simulaciones para distintas frecuencias de corte, analizando la rapidez y estabilidad del sistema en lazo cerrado ante una entrada escalón para tres puntos representativos: un punto cercano al de cortocircuito; el punto de máxima potencia; el punto de circuito abierto. Se consideran frecuencias de corte desde 100 Hz hasta 400 Hz, con un paso de 50 Hz, y un margen de fase de 40° en todas ellas.

Mediante las simulaciones se concluye que los lazos con frecuencia de corte mayor igual que 300 Hz no son estables. La frecuencia que ofrece mejor compromiso rapidez-estabilidad es 200 Hz (simulación en la Figura 3.19).

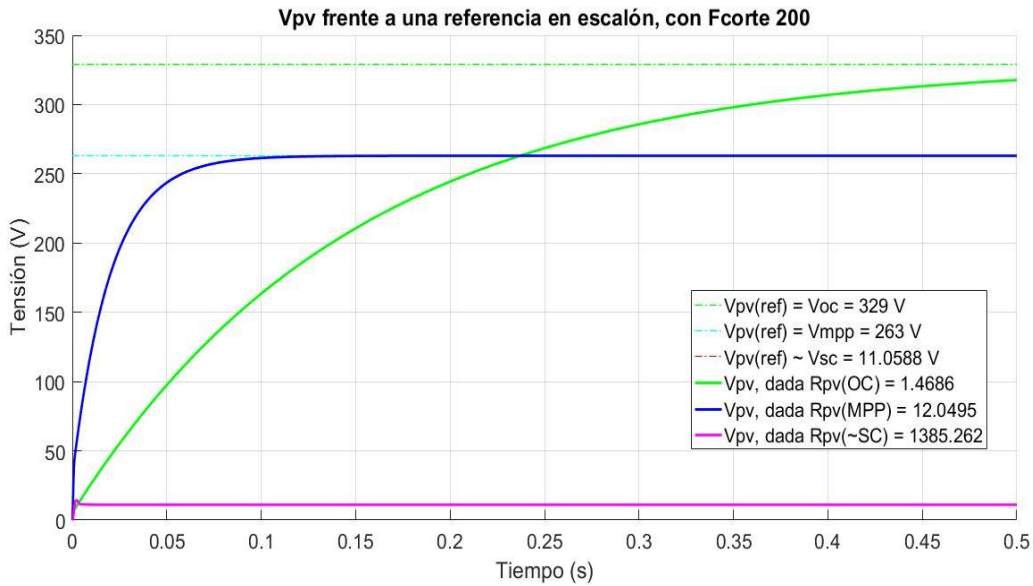


Figura 3.19. Transitorios del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).

Por supuesto, resulta una frecuencia innecesariamente elevada para un lazo de tensión, pero la frecuencia de corte del sistema real siempre está notablemente por debajo de la de diseño en la región habitual de funcionamiento, en torno al MPP. La Figura 3.20 representa el diagrama de Bode del lazo abierto de tensión para tres valores de R_{pv} . La rapidez del lazo en el punto de máxima potencia ($F_{c,ve} = 9,01 \text{ Hz}$) es adecuada.

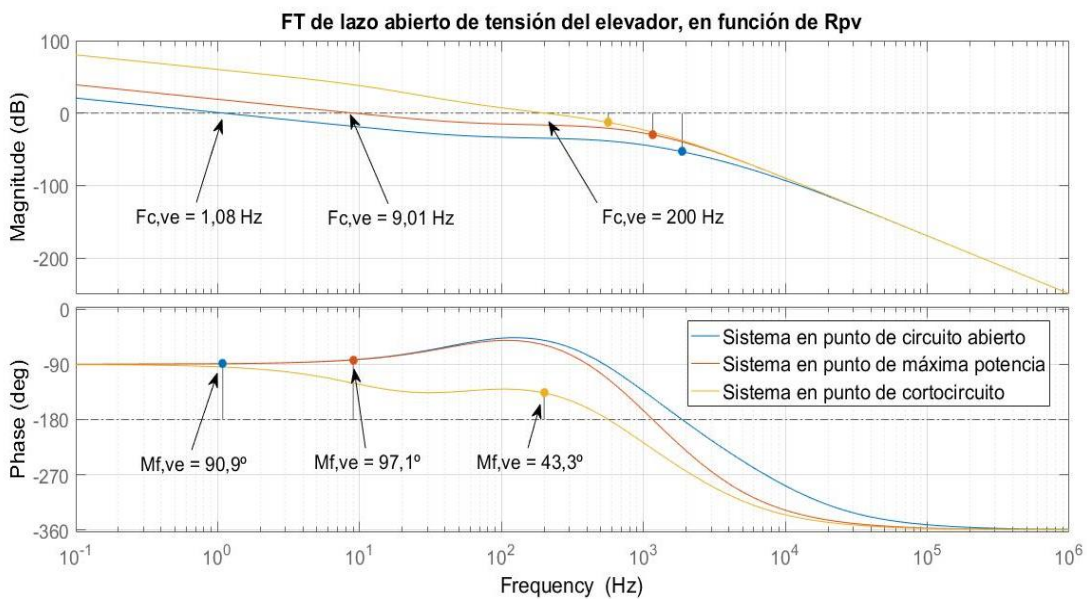


Figura 3.20. Influencia de R_{pv} . Lazo abierto de tensión del elevador (T.C.C.).

Frecuencia de corte, $F_{c,ve}$	200 Hz
Margen de fase, $M_{f,ve}$	40°
Frecuencia de muestreo, $F_{s,ve}$	16 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,ve}$	1
Frecuencia de corte del filtro, $F_{f,ve}$	3 kHz
Constante de tiempo del filtro, $\tau_{f,ve}$	$5,305 \cdot 10^{-5} s$
Inductancia del elevador, C_{in}	10 μF

Tabla 3.7. Parámetros de diseño del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).

Los controladores se diseñan de forma independiente. Para el diseño de los parámetros del PI no se tiene en cuenta la influencia del controlador cuasi-resonante.

$$\begin{aligned}
 \text{Fase}(j2\pi \cdot F_{c,ve}) &= \arctg(Tn_{ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve}) - 90^\circ - \\
 \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ve}}{F_{s,ve}}\right) - \arctg\left(\frac{F_{c,ve}}{F_{c,ie}}\right) - 90^\circ - \arctg(\tau_{f,ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve}) &= \\
 &= M_{f,ve} - 180^\circ \tag{75}
 \end{aligned}$$

$$Tn_{ve} = \frac{1}{2\pi \cdot F_{c,ve}} \cdot \text{tg}\left(M_{f,ve} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ve}}{F_{s,ve}}\right) + \arctg\left(\frac{F_{c,ve}}{F_{c,ie}}\right) + \arctg(\tau_{f,ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve})\right) \tag{76}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Módulo}(j2\pi \cdot F_{c,ve}) &= 1 = \\
 &= \frac{Kp_{ve} \cdot \sqrt{(Tn_{ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve})^2 + 1} \cdot K_{f,ve}}{Tn_{ve} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ve})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ve}}{F_{s,ve}}\right)^2 + 1} \cdot K_{f,ie} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,ve}}{F_{c,ie}}\right)^2 + 1} \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{f,ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve})^2 + 1}} \tag{77}
 \end{aligned}$$

$$Kp_{ve} = \frac{Tn_{ve} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ve})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ve}}{F_{s,ve}}\right)^2 + 1} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,ve}}{F_{c,ie}}\right)^2 + 1} \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{f,ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve})^2 + 1}}{\sqrt{(Tn_{ve} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ve})^2 + 1} \cdot \frac{K_{f,ve}}{K_{f,ie}}} \tag{78}$$

El controlador cuasi-resonante se ajusta mediante simulaciones en Matlab y PSIM hasta obtener un resultado satisfactorio, siempre que se cumpla que:

- El sistema en lazo cerrado siga siendo estable.
- Su frecuencia de resonancia coincida con la del rizado que se desea eliminar.
- El coeficiente de amortiguamiento y la ganancia se establezcan de modo que la resonancia tenga el menor ancho de banda, de manera que altere mínimamente la función de transferencia del sistema.
- La ganancia sea negativa, puesto que la planta presenta una ganancia estática negativa. El valor de la ganancia está asociada a la rapidez del controlador.

Controlador PI	
Constante proporcional, Kp_{ve}	-0,013
Constante integral, Tn_{ve}	$2,8 \cdot 10^{-3} s$
Controlador qR	
Ganancia, K_R	$-1 \cdot 10^{-5}$
Frecuencia de resonancia, ω_R	$2\pi \cdot 100 rad/s$
Coefficiente de amortiguamiento, ξ	$1 \cdot 10^{-3}$

Tabla 3.8. Parámetros de los controladores del lazo de tensión del elevador (T.C.C.).

La respuesta frecuencial del lazo de tensión en lazo abierto y en lazo cerrado se representa en la Figura 3.21 y la Figura 3.22, respectivamente, en el punto de diseño. A pesar de que el controlador cuasi-resonante provoca que la fase cruce dos veces por -180° con una ganancia mayor que 0, los polos del sistema muestran que éste es estable.

El seguimiento a 100 Hz en lazo cerrado es casi perfecto (Figura 3.22), lo que supone que el controlador cuasi-resonante será eficaz.

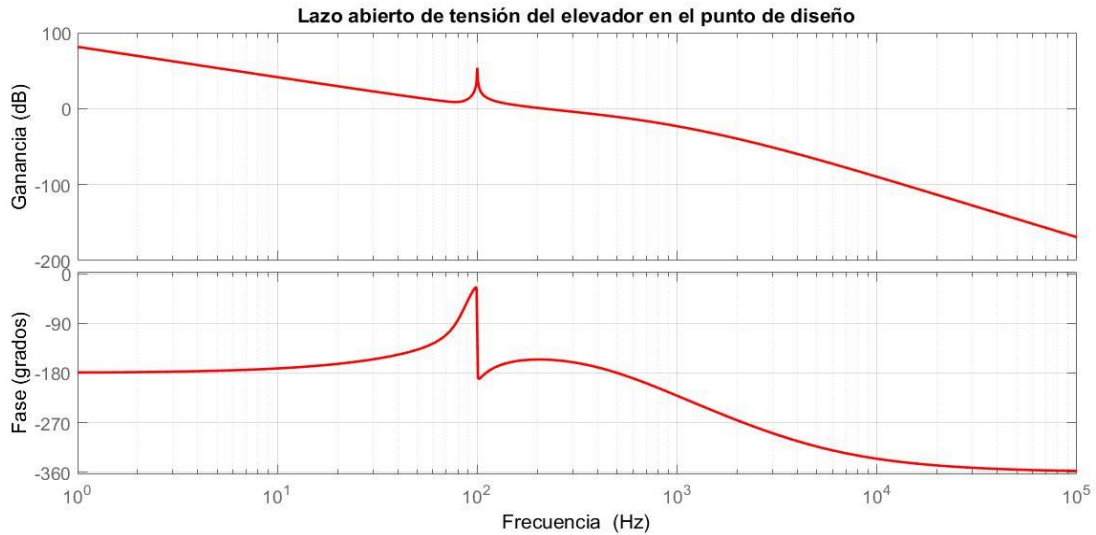


Figura 3.21. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión del elevador (T.C.C.).

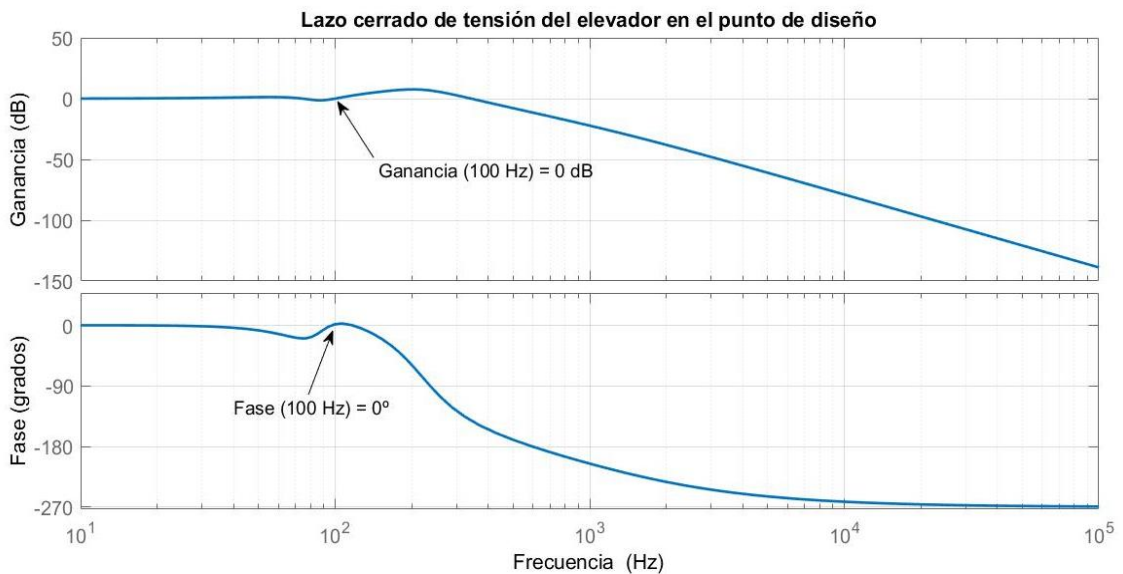


Figura 3.22. Diagrama de Bode del lazo cerrado de tensión del elevador (T.C.C.).

Por otro lado, la corriente I_{int} es una perturbación externa que afecta a la salida del lazo, v_{pv} , en los transitorios. En régimen permanente, la perturbación es anulada por el PI. Se simula el sistema en Matlab, incluyendo el efecto de la perturbación (Figura 3.23):

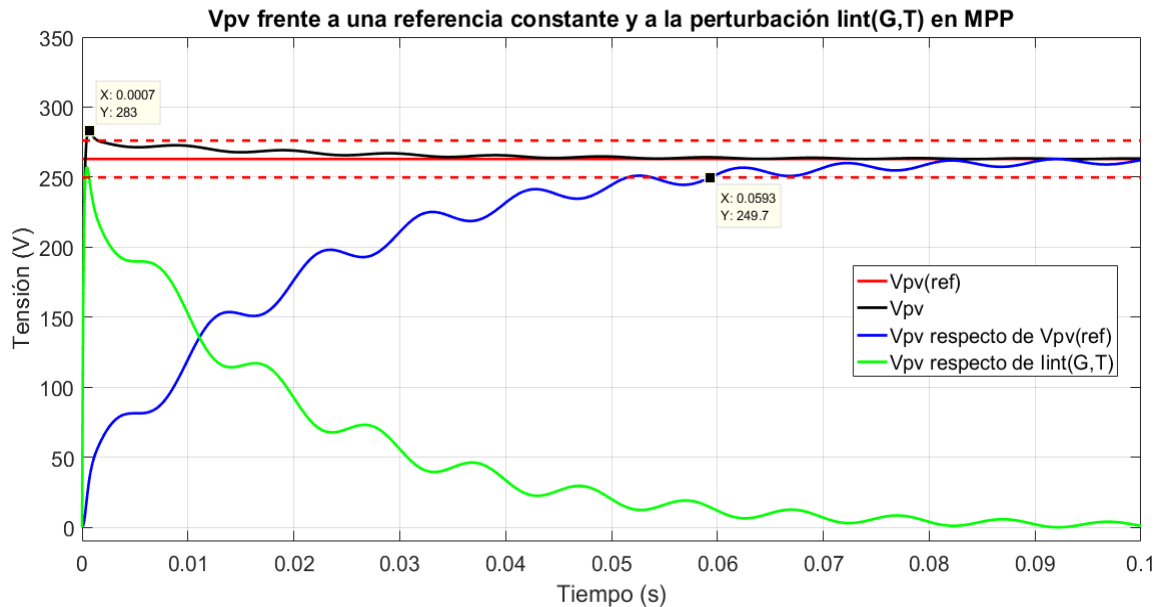


Figura 3.23. Transitorio del lazo de tensión del elevador en MPP (T.C.C.).

En la Figura 3.23 se observa que:

- Efectivamente, existe rechazo de la perturbación.
- El lazo de tensión es lento debido a que la frecuencia de corte en MPP es 9,01 Hz por el efecto de la planta dinámica.
- La simulación proporciona una salida v_{pv} que es más rápida y sobreoscilante a causa de la perturbación que la tensión debida únicamente a la referencia.
- Aparece un rizado a 100 Hz que se debe a la acción del controlador cuasi-resonante (el error con rizado a 100 Hz del lazo de tensión será eliminado).

3.4.4.2. Simulación en PSIM

En primer lugar, se realiza una simulación con una referencia para el punto de máxima potencia del generador fotovoltaico (Figura 3.24).

En segundo lugar, se simulan distintos puntos de funcionamiento para observar cómo aumenta la rapidez del lazo de control y la sobreoscilación de la respuesta conforme la tensión de referencia disminuye, acercándose al punto de cortocircuito. Este ensayo se muestra en la Figura 3.25.

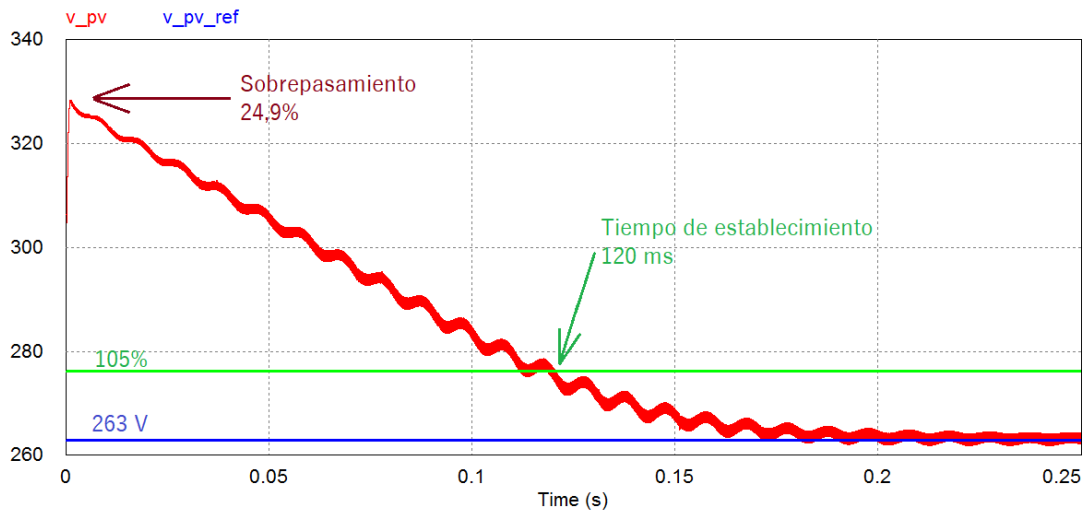


Figura 3.24. PSIM: lazo de tensión del elevador en MPP (T.C.C.).

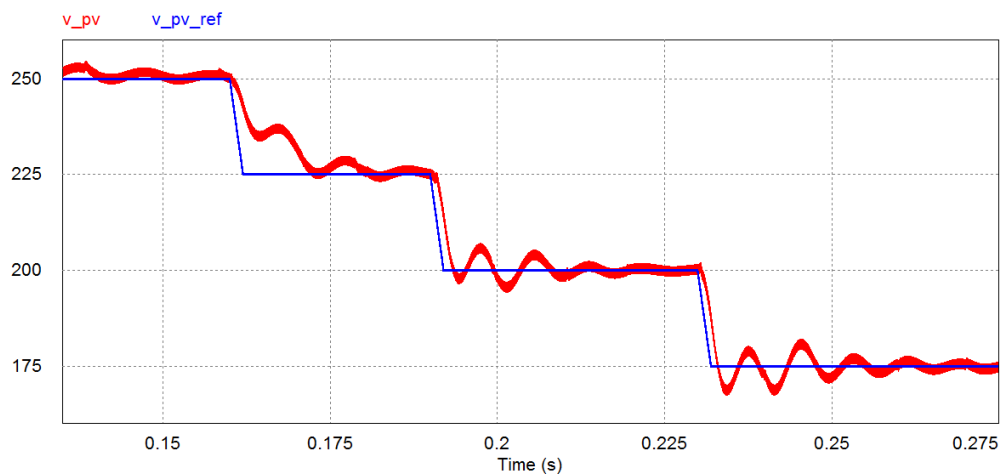


Figura 3.25. Influencia de R_{pv} : variación de la tensión en el elevador (T.C.C.).

Puesto que la dinámica del generador cambia con el punto de funcionamiento en función de R_{pv} , la rapidez y estabilidad del lazo no es la misma en todos los puntos. Así, inicialmente el lazo es lento (como puede observarse en el primer escalón) porque se trabaja a una tensión elevada. Conforme la tensión disminuye, v_{pv} sigue mejor la rampa de transición, pero también es más sobreoscilante.

Se comprueba además la estabilidad del lazo de tensión frente a variaciones bruscas de la referencia gracias al diseño en el punto de menor estabilidad ($R_{pv} \rightarrow inf$).

Finalmente, se comprueba la eficacia del controlador cuasi-resonante para la eliminación del rizado a 100 Hz en régimen permanente y del condensador de entrada para el filtrado del rizado a 16 kHz (Figura 3.26).

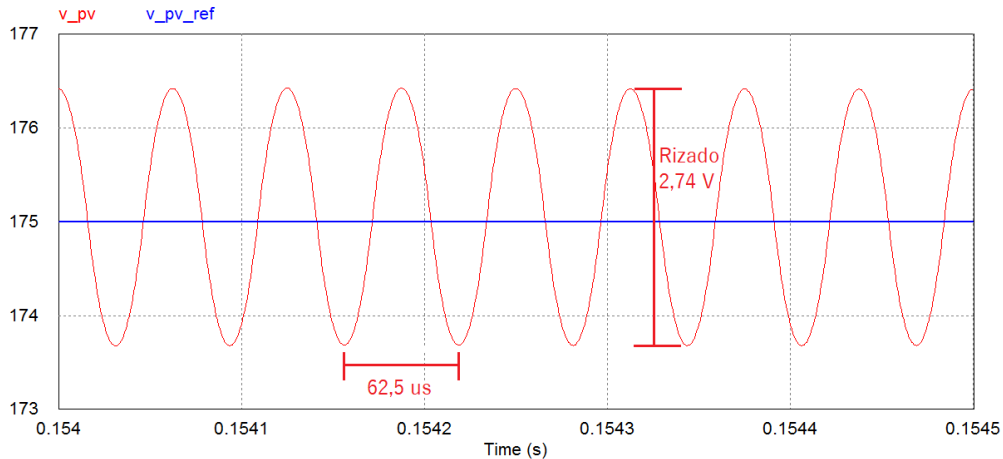


Figura 3.26. Detalle del rizado máximo en v_{pv} (T.C.C.).

El rizado medido en PSIM es un 2,43% superior al definido en el diseño de C_{in} . Sin embargo, la diferencia no resulta importante puesto que la reducción en potencia extraída del generador es muy inferior a la especificación de 0,1% exigida, ya que C_{in} es mayor que el mínimo necesario.

El rizado a 100 Hz resulta totalmente despreciable gracias a la acción del controlador cuasi-resonante. En la Figura 3.24 es visible cómo una vez alcanzado el régimen estacionario (aproximadamente en 200 ms) el rizado a 100 Hz disminuye hasta desaparecer prácticamente.

3.5. DISEÑO DEL CONTROL DEL INVERSOR

3.5.1. Planta del sistema

Las variables de estado en el control del inversor son la tensión de bus y la corriente de red. La Figura 3.27 representa el diagrama de bloques de la planta a controlar del inversor.

Existen dos perturbaciones para el control de la planta: la tensión de red, v_{red} , y la corriente a través del diodo del elevador, i_d .

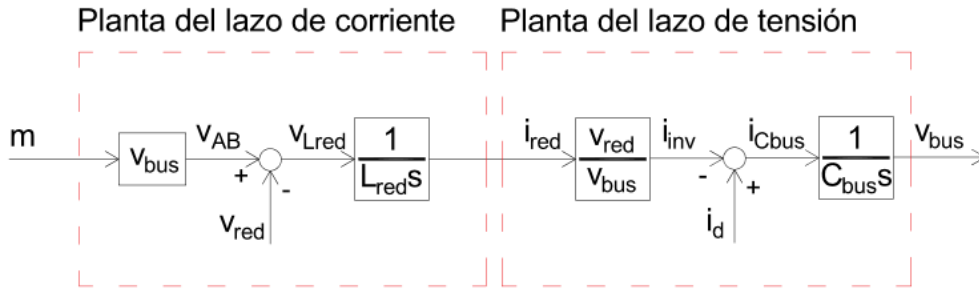


Figura 3.27. Planta del inversor (T.C.C.).

Planta del lazo de corriente.

$$G_{ii}(s) = \frac{v_{bus}}{L_{red} \cdot s} \tag{79}$$

Planta del lazo de tensión.

$$G_{vi}(s) = -\frac{v_{red}}{v_{bus}} \cdot \frac{1}{C_{bus} \cdot s} \tag{80}$$

3.5.2. Elementos principales del control

Controlador.

Los controladores en los dos lazos son proporcional-integrales (PI).

En el lazo de tensión del inversor no puede incluirse un controlador cuasi-resonante con el objetivo de eliminar el rizado a 100 Hz de la tensión de bus. Esto se debe a que el rizado es inevitable, consecuencia de inyectar potencia desde una fuente de continua a una de alterna monofásica.

En el elevador es posible utilizar dicho controlador porque la célula de conmutación (IGBT + diodo) desacopla el generador fotovoltaico del bus de continua.

Anti-windup.

El sistema anti-windup implementado en el lazo de corriente del inversor se encarga de limitar el valor de la modulante, acotándola a una amplitud entre -1 y 1. Mientras actúe el anti-windup la acción integral permanecerá congelada.

El anti-windup del lazo de tensión establece los límites del valor eficaz de la corriente de referencia: un valor mínimo de 0 A y un valor máximo que tiene en cuenta que la potencia pico del generador puede ser hasta un 120% de la nominal del inversor según las especificaciones de su diseño (81). Cuando actúa el anti-windup, el término integral se mantiene constante.

$$I_{rms_{red}}^*(máx) = P_{mpp,g} \cdot 1,20 / V_{red} = 31,304 A \quad (81)$$

Muestreo digital.

La frecuencia de muestreo del lazo de corrientes es 16 kHz, al igual que en el elevador. La del lazo de tensión es 2 kHz. No es necesaria una frecuencia de muestreo mayor, dado que el lazo de tensión de bus no requiere rapidez porque su referencia es constante.

Medida y filtrado analógico.

La corriente de red es filtrada mediante un filtro analógico paso-bajo.

La tensión, por su parte, es filtrada inicialmente por un filtro analógico. En el control digital, la tensión filtrada v_{busf} se filtra digitalmente mediante un filtro de ventana, obteniendo la señal v_{busfd} para el cálculo del error.

Filtrado de ventana digital.

El filtro de ventana consiste en almacenar un número determinado de medidas en un tiempo igual al periodo de la frecuencia que se desea filtrar y realizar el promedio de dichas medidas, actualizándose con cada nueva medida (Figura 3.28). De este modo, elimina por completo el rizado.

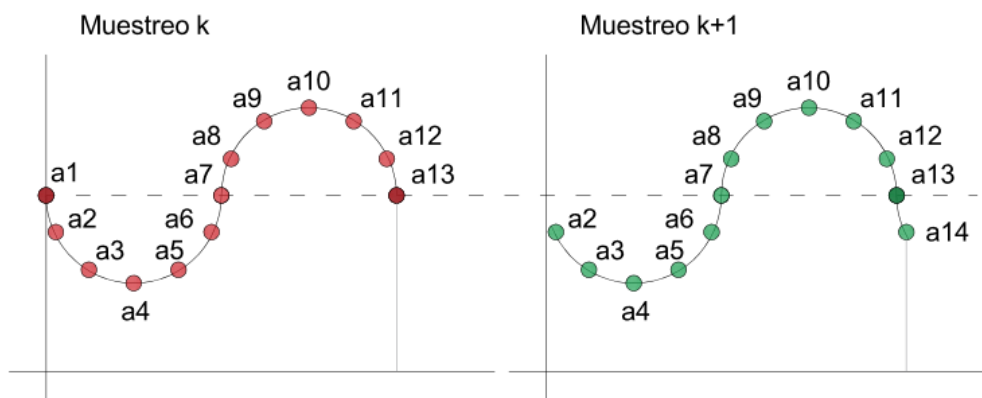


Figura 3.28. Ejemplo del muestreo del filtro de ventana para N = 13.

$$Promedio_k = \frac{\sum_1^N a_i}{N} \quad (82)$$

$$Promedio_{k+1} = \frac{\sum_2^{N+1} a_i}{N} \quad (83)$$

En el filtro de ventana implementado se llevan a cabo 10 muestreos en cada periodo del rizado (10 ms). Por tanto, la frecuencia de muestreo del filtro de ventana es de 1 kHz. Una frecuencia mayor no es necesaria, puesto que su efecto no sería perceptible.

El filtro de ventana es imprescindible: el rizado a 100 Hz no puede ser filtrado por un filtro paso-bajo, puesto que la frecuencia de corte tendría que ser extremadamente baja para reducirlo, lo cual implicaría una reducción de fase inaceptable.

Tampoco puede introducirse la señal con rizado directamente en el control, porque provoca se genera un error positivo y negativo alternadamente en régimen permanente. Como consecuencia la acción del PI también es oscilante y la referencia de la corriente de red no es adecuada.

3.5.3. Lazo de control de corriente

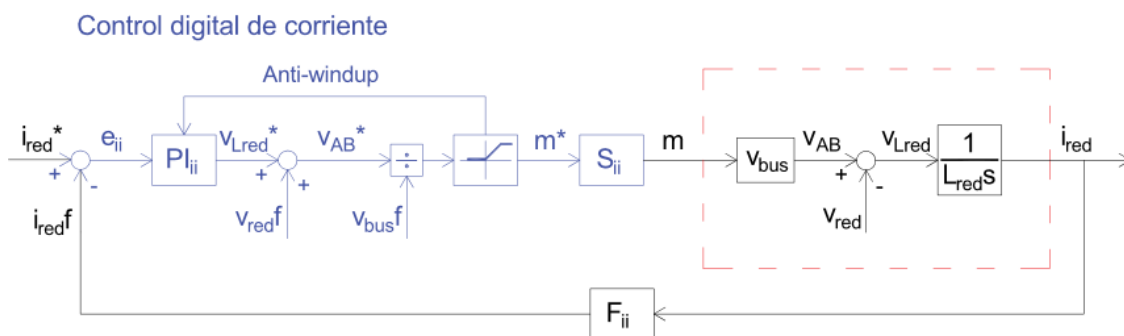


Figura 3.29. Lazo de control de corriente del inversor (T.C.C.).

El lazo de control de corriente (representado en la Figura 3.29) se diseña incluyendo una compensación de la perturbación v_{red} .

El anti-windup se encarga de limitar la amplitud de la modulante a un valor entre 0 y 1. Cuando la modulante tiende a superar el rango de funcionamiento $[-1, 1]$, el anti-windup congela el término de la acción integral.

Controlador.

$$PI_{ii}(s) = Kp_{ii} \cdot \frac{Tn_{ii} \cdot s + 1}{Tn_{ii} \cdot s} \quad (84)$$

Muestreo digital.

$$S_{ii}(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ii}} + 1} \quad (85)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_{ii}(s) = \frac{K_{fii}}{\tau_{f,ii} \cdot s + 1} \quad (86)$$

3.5.3.1. Diseño del lazo de control

En la compensación de v_{red} se emplean las medidas filtradas v_{redf} y v_{busf} , ambas procedentes de un filtro paso-bajo analógico con frecuencia de corte de 3 kHz. Las señales introducidas en el control no son exactamente como las reales, y la compensación no es ideal. Sin embargo, se estima que $v_{busf} = v_{bus}$ para el diseño del lazo.

$$\begin{aligned} FTLA_{ii}(s) &= PI_{ii}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ii}(s) \cdot G_{ii}(s) \cdot F_{ii}(s) \approx \\ &\approx Kp_{ii} \cdot \frac{Tn_{ii} \cdot s + 1}{Tn_{ii} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ii}} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot \frac{K_{fii}}{\tau_{f,ii} \cdot s + 1} \end{aligned} \quad (87)$$

$$\begin{aligned} FTLC_{ii}(s) &= \frac{PI_{ii}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ii}(s) \cdot G_{ii}(s)}{1 + PI_{ii}(s) \cdot \frac{1}{v_{busf}} \cdot S_{ii}(s) \cdot G_{ii}(s) \cdot F_{ii}(s)} \approx \\ &\approx \frac{Kp_{ii} \cdot \frac{Tn_{ii} \cdot s + 1}{Tn_{ii} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ii}} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s}}{1 + Kp_{ii} \cdot \frac{Tn_{ii} \cdot s + 1}{Tn_{ii} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,ii}} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot \frac{K_{fii}}{\tau_{f,ii} \cdot s + 1}} \end{aligned} \quad (88)$$

Frecuencia de corte, $F_{c,ii}$	650 Hz
Margen de fase, $M_{f,ii}$	50°
Frecuencia de muestreo, $F_{s,ii}$	16 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,ii}$	1
Frecuencia de corte del filtro, $F_{f,ii}$	3 kHz
Constante de tiempo del filtro, $\tau_{f,ii}$	$5,305 \cdot 10^{-5} s$
Inductancia de red, L_{red}	2 mH

Tabla 3.9. Parámetros de diseño del lazo de corriente del inversor (T.C.C.).

$$Fase(j2\pi \cdot F_{c,ii}) = \arctg(Tn_{ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii}) - 90^\circ - \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ii}}{F_{s,ii}}\right) - 90^\circ - \arctg(\tau_{f,ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii}) = M_{f,ii} - 180^\circ \quad (89)$$

$$Tn_{ii} = \frac{1}{2\pi \cdot F_{c,ii}} \cdot \operatorname{tg}\left(M_{f,ii} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ii}}{F_{s,ii}}\right) + \arctg(\tau_{f,ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii})\right) \quad (90)$$

$$\begin{aligned} \text{Módulo}(j2\pi \cdot F_{c,ii}) &= 1 = \\ &= \frac{Kp_{ii} \cdot K_{f,ii} \cdot \sqrt{(Tn_{ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii})^2 + 1}}{Tn_{ii} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ii})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ii}}{F_{s,ii}}\right)^2 + 1} \cdot L_{red} \cdot \sqrt{(\tau_{f,ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii})^2 + 1}} \end{aligned} \quad (91)$$

$$Kp_{ii} = \frac{Tn_{ii} \cdot (2\pi \cdot F_{c,ii})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,ii}}{F_{s,ii}}\right)^2 + 1} \cdot L_{red} \cdot \sqrt{(\tau_{f,ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii})^2 + 1}}{K_{f,ii} \cdot \sqrt{(Tn_{ii} \cdot 2\pi \cdot F_{c,ii})^2 + 1}} \quad (92)$$

Constante proporcional, Kp_{ii}	8,7814
Constante integral, Tn_{ii}	$2 \cdot 10^{-3} s$

Tabla 3.10. Parámetros del controlador del lazo de corriente del inversor (T.C.C.).

Mediante el Diagrama de Bode del lazo abierto se comprueba que se satisfacen las condiciones de diseño de frecuencia de corte y margen de fase de la Tabla 3.9 (Figura 3.30):

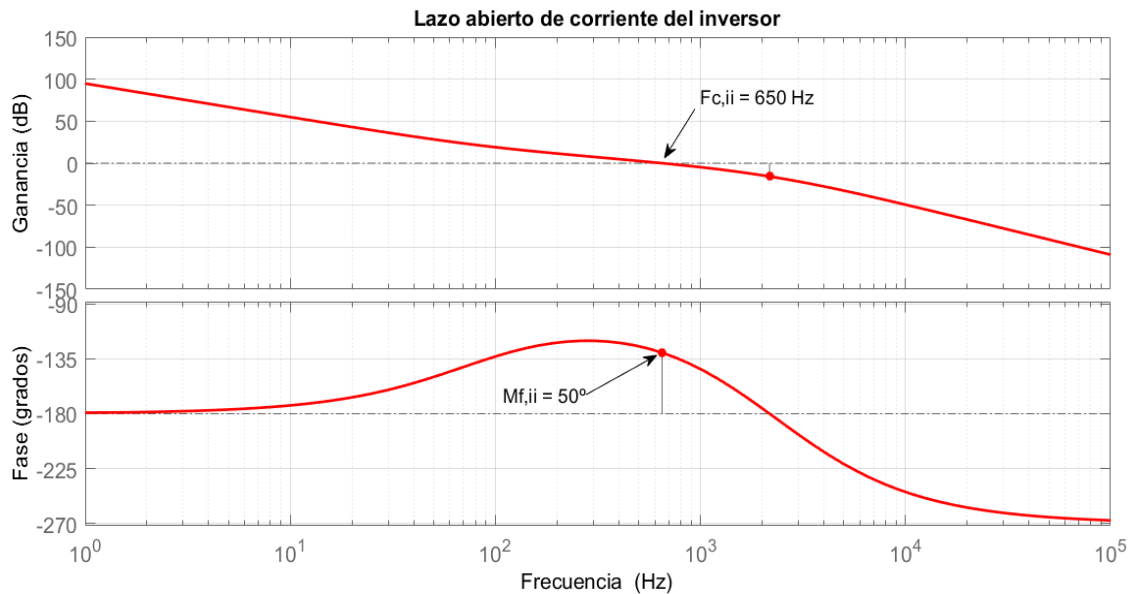


Figura 3.30. Diagrama de Bode del lazo abierto de corriente del inversor (T.C.C).

También interesa conocer si el lazo de corriente es lo suficientemente rápido para seguir adecuadamente la referencia a 50 Hz. La frecuencia de corte de diseño es más de 10 veces la frecuencia de la referencia, así que a priori la salida la seguirá correctamente. Esto se evidencia con el Diagrama de Bode en lazo cerrado de la Figura 3.31.

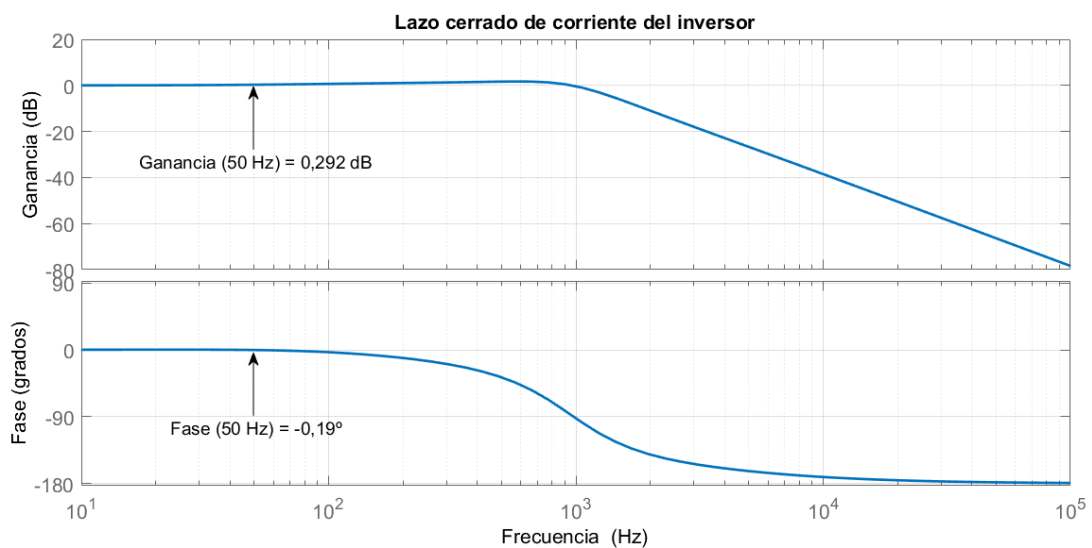


Figura 3.31. Diagrama de Bode del lazo cerrado de corriente del inversor (T.C.C).

En cuanto a la perturbación de v_{red} compensada desde el control, la función de transferencia $i_{red}(s)/v_{red}(s)$ es (93). Se compara la eficacia de la compensación implementada simulando el lazo sin compensación (Figura 3.32) y con compensación (Figura 3.33).

$$FT_{p,ii}(s) = (-1 + F_{vred}(s) \cdot S_{ii}(s)) \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot F_{ii}(s) \cdot PI_{ii}(s) \cdot S_{ii}(s)} \quad (93)$$

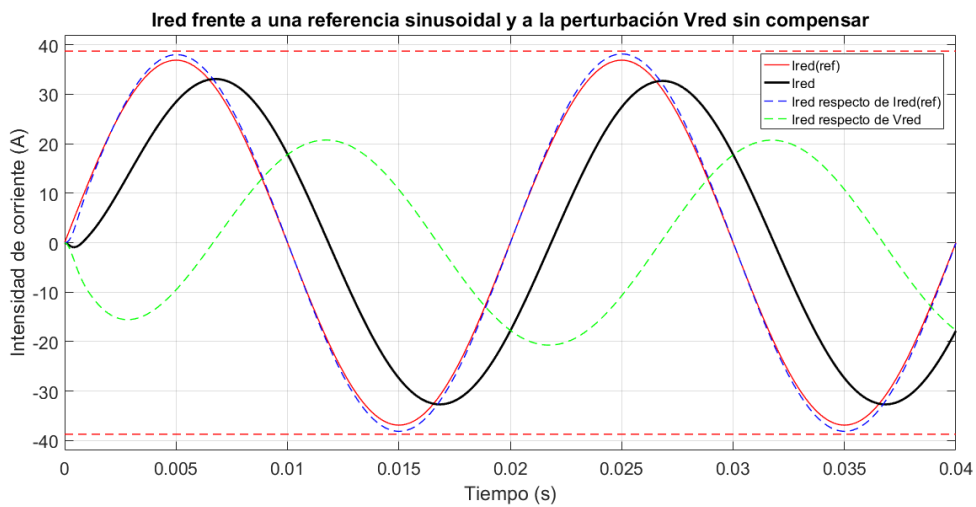


Figura 3.32. Respuesta del lazo de corriente del inversor sin compensación (T.C.C.).

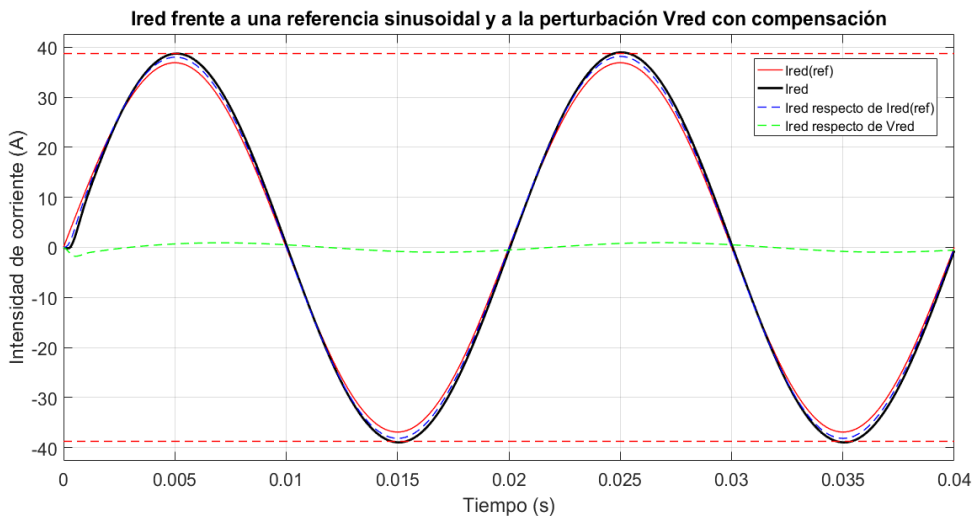


Figura 3.33. Respuesta del lazo de corriente del inversor con compensación (T.C.C.).

Las simulaciones se llevan a cabo en el punto de máxima potencia. La diferencia entre las respuestas en el tiempo es significativa.

Con compensación, el desfase entre referencia y salida es despreciable. Se estima que en la simulación en PSIM la salida i_{red} será aproximadamente 1,06 veces mayor en amplitud que la referencia i_{red}^* , según los resultados en Matlab.

3.5.3.2. Simulación en PSIM

Como muestra la Figura 3.34, la simulación en PSIM arroja un resultado semejante al obtenido en Matlab: la salida (i_{red}) supera en amplitud por un factor de 1,047 a la referencia digital en PSIM i_{red}^* . Por tanto, en régimen estacionario la corriente de red es un 4,7% superior a la referencia.

Con el ensayo en corriente se comprueba la velocidad del lazo, con un transitorio prácticamente inexistente y siguiendo adecuadamente la referencia. El rechazo de la perturbación de v_{red} resulta eficaz. No existe desfase apreciable entre corriente y referencia.

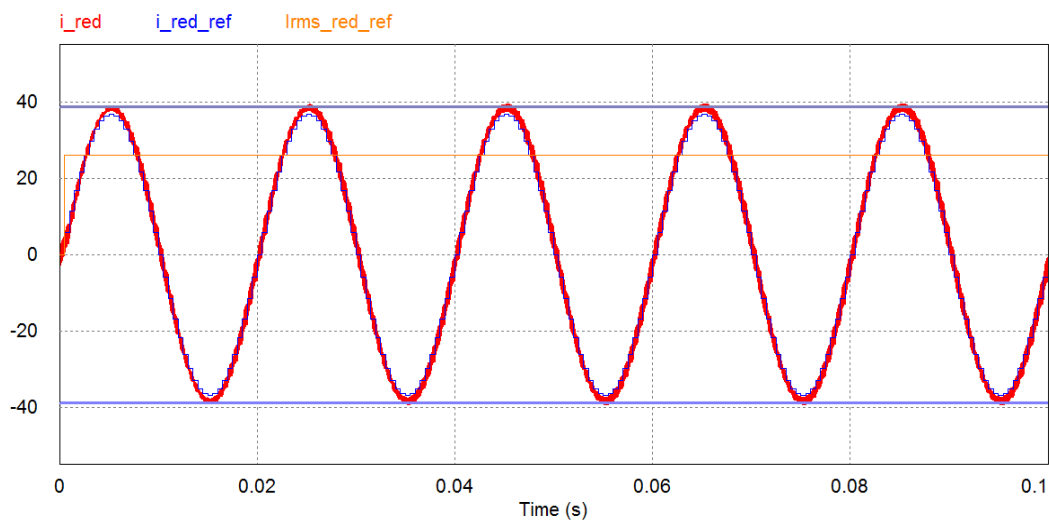


Figura 3.34. PSIM: corriente de red y referencia en MPP (T.C.C.).

Por otro lado, se mide el máximo rizado en la corriente de red. Se produce con la máxima referencia de corriente (26,087 A de valor eficaz) y cuando la modulante adquiere valor nulo. El rizado obtenido (Figura 3.35) en la simulación de PSIM es 5,253 A, frente a los 5,535 A establecidos como máximo admisible en el dimensionamiento de L_{red} . Por tanto, el resultado es satisfactorio.

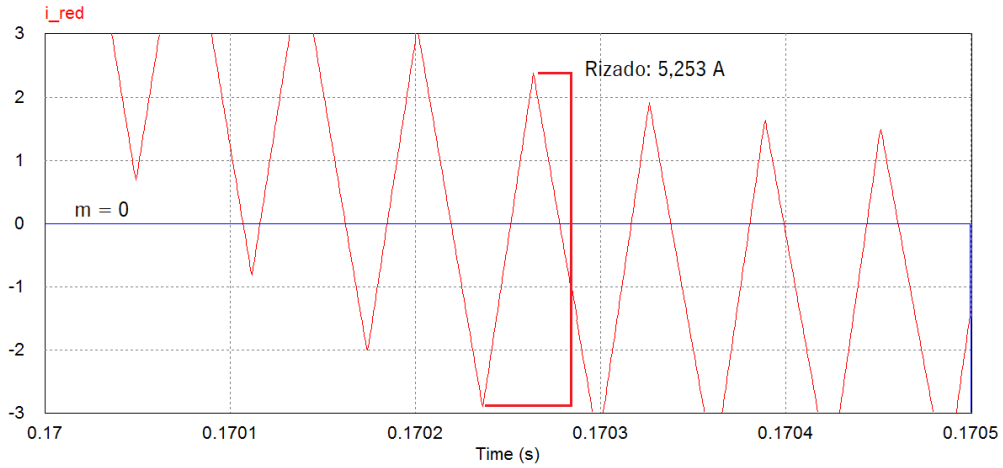


Figura 3.35. Detalle del máximo rizado de corriente de red (T.C.C.).

3.5.4. Lazo de control de tensión

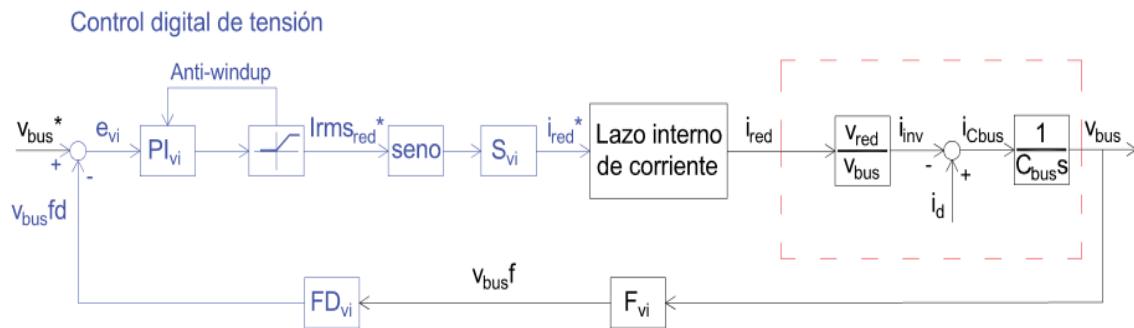


Figura 3.36. Lazo de control de tensión del inversor (T.C.C.).

El control de tensión no incluye ninguna compensación para i_d , puesto que actúa como una perturbación externa al inversor. Además, su compensación es compleja, al tratarse de una señal a 16 kHz.

Controlador.

$$PI_{vi}(s) = Kp_{vi} \cdot \frac{Tn_{vi} \cdot s + 1}{Tn_{vi} \cdot s} \quad (94)$$

Muestreo digital.

$$S_{vi}(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,vi}} + 1} \quad (95)$$

Lazo interno de corriente.

El lazo cerrado de corriente se aproxima por un sistema de primer orden. Dado que la frecuencia de corte del lazo de tensión es notablemente inferior, no es necesario considerar un sistema de orden superior.

$$sLC_{ii}(s) = \frac{1}{K_{fii} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ii}} + 1 \right)} \quad (96)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_{vi}(s) = \frac{K_{fvi}}{\tau_{f,vi} \cdot s + 1} \quad (97)$$

Filtro de ventana digital.

El filtro de ventana es modelado como una función de transferencia equivalente que consiste en un sistema de primer orden cuya constante de tiempo es la mitad del periodo del rizado que se filtra.

$$FD_{vi}(s) = \frac{1}{\tau_{fd,vi} \cdot s + 1} \quad (98)$$

3.5.4.1. Diseño del lazo de control

$$\begin{aligned} FTLA_{vi}(s) &= PI_{vi}(s) \cdot S_{vi}(s) \cdot sLC_{ii}(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot F_{vi}(s) \cdot FD_{vi}(s) = \\ &= Kp_{vi} \cdot \frac{Tn_{vi} \cdot s + 1}{Tn_{vi} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,vi}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{fii} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,ii}} + 1 \right)} \cdot \frac{v_{red}}{v_{bus}} \cdot \frac{-1}{C_{bus} \cdot s} \cdot \frac{K_{fvi}}{\tau_{f,vi} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_{fd,vi} \cdot s + 1} \end{aligned} \quad (99)$$

$$FTLC_{vi}(s) = \frac{PI_{vi}(s) \cdot S_{vi}(s) \cdot sLC_{ii}(s) \cdot G_{vi}(s)}{1 + PI_{vi}(s) \cdot S_{vi}(s) \cdot sLC_{ii}(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot F_{vi}(s) \cdot FD_{vi}(s)} =$$

$$= \frac{Kp_{vi} \cdot \frac{Tn_{vi} \cdot s + 1}{Tn_{vi} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,vi}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{fii} \cdot (s/\omega_{c,ii} + 1)} \cdot \frac{v_{red}}{v_{bus}} \cdot \frac{-1}{C_{bus} \cdot s}}{1 + Kp_{vi} \cdot \frac{Tn_{vi} \cdot s + 1}{Tn_{vi} \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,vi}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{fii} \cdot (s/\omega_{c,ii} + 1)} \cdot \frac{-1}{C_{bus} \cdot s} \cdot \frac{K_{fvi}}{\tau_{f,vi} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_{fd,vi} \cdot s + 1}} \quad (100)$$

Como no es necesaria una rapidez notable para controlar la tensión de bus, se opta por una frecuencia semejante a la del lazo de tensión del elevador en el punto MPP y un margen de fase elevado.

Frecuencia de corte, $F_{c,vi}$	12 Hz
Margen de fase, $M_{f,vi}$	55°
Frecuencia de muestreo, $F_{s,vi}$	2 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,vi}$	1
Frecuencia de corte del filtro analógico, $F_{f,vi}$	3 kHz
Constante de tiempo del filtro analógico, $\tau_{f,vi}$	$5,305 \cdot 10^{-5} s$
Frecuencia de corte del filtro digital, $F_{fd,vi}$	31,83 Hz
Constante de tiempo del filtro digital, $\tau_{fd,vi}$	5 ms
Inductancia del elevador, C_{bus}	3,12 mF

Tabla 3.11. Parámetros de diseño del lazo de tensión del inversor (T.C.C.).

$$Fase(j2\pi \cdot F_{c,vi}) = \arctg(Tn_{vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi}) - 90^\circ - \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,vi}}{F_{s,vi}}\right) - \arctg\left(\frac{F_{c,vi}}{F_{c,ii}}\right) - 90^\circ$$

$$- \arctg(\tau_{f,vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi}) - \arctg(\tau_{fd,vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi}) = M_{f,vi} - 180^\circ \quad (101)$$

$$Tn_{vi} = \frac{tg\left(M_{f,vi} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,vi}}{F_{s,vi}}\right) + \arctg\left(\frac{F_{c,vi}}{F_{c,ii}}\right) + \arctg(\tau_{f,vi} \cdot 2\pi F_{c,vi}) + \arctg(\tau_{fd,vi} \cdot 2\pi F_{c,vi})\right)}{2\pi F_{c,vi}} \quad (102)$$

$$\text{Módulo}(j2\pi \cdot F_{c,vi}) = 1 =$$

$$= \frac{-Kp_{vi} \cdot \sqrt{(Tn_{vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi})^2 + 1} \cdot K_{f,vi} \cdot v_{red}}{Tn_{vi} \cdot (2\pi \cdot F_{c,vi})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,vi}}{F_{s,vi}}\right)^2 + 1} \cdot K_{f,ii} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,vi}}{F_{c,ii}}\right)^2 + 1} \cdot v_{bus} \cdot C_{bus} \cdot \sqrt{(\tau_{f,vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi})^2 + 1}} \quad (103)$$

$$Kp_{vi} = - \frac{Tn_{vi} \cdot (2\pi F_{c,vi})^2 \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,vi}}{F_{s,vi}}\right)^2 + 1} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,vi}}{F_{c,ii}}\right)^2 + 1} \cdot v_{bus} \cdot C_{bus} \sqrt{(\tau_{f,vi} \cdot 2\pi F_{c,vi})^2 + 1}}{\sqrt{(Tn_{vi} \cdot 2\pi \cdot F_{c,vi})^2 + 1} \cdot K_{f,vi} \cdot \frac{v_{red}}{K_{f,ii}}} \quad (104)$$

Constante proporcional, Kp_{vi}	-0,3774
Constante integral, Tn_{vi}	$76,6 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

Tabla 3.12. Parámetros del controlador del lazo de tensión del inversor (T.C.C.).

Una vez diseñado el controlador, se comprueba mediante el diagrama de Bode en lazo abierto (Figura 3.37) que las especificaciones de diseño (frecuencia de corte y margen de fase) se cumplen.

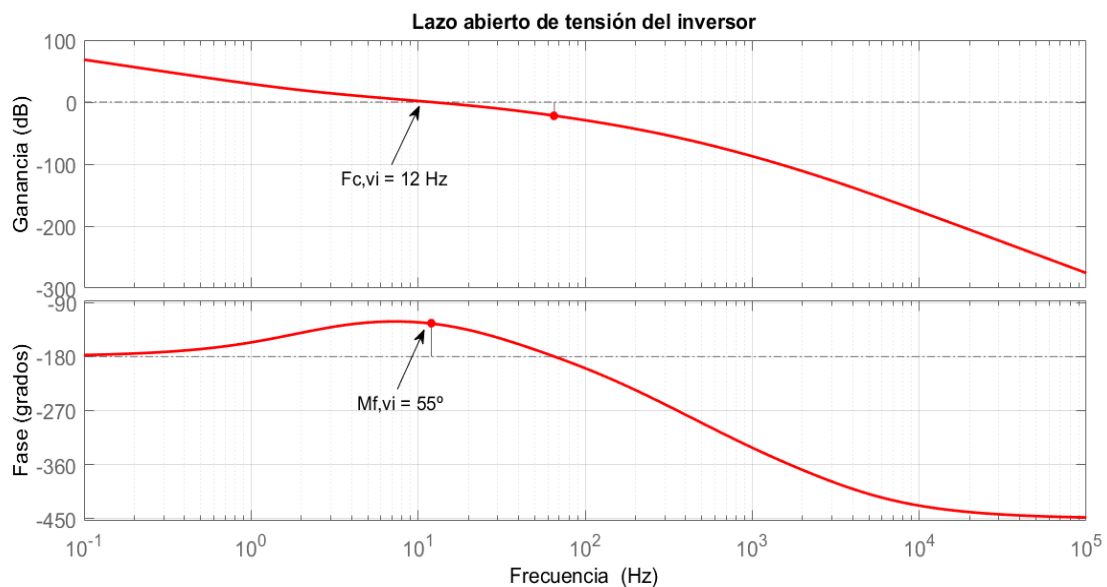


Figura 3.37. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión del inversor (T.C.C.).

La respuesta temporal de la tensión de bus también es objeto de análisis porque debe estar limitada a 450 V. Se lleva a cabo una simulación del sistema con una referencia escalón de $v_{bus}^* = 350 \text{ V}$.

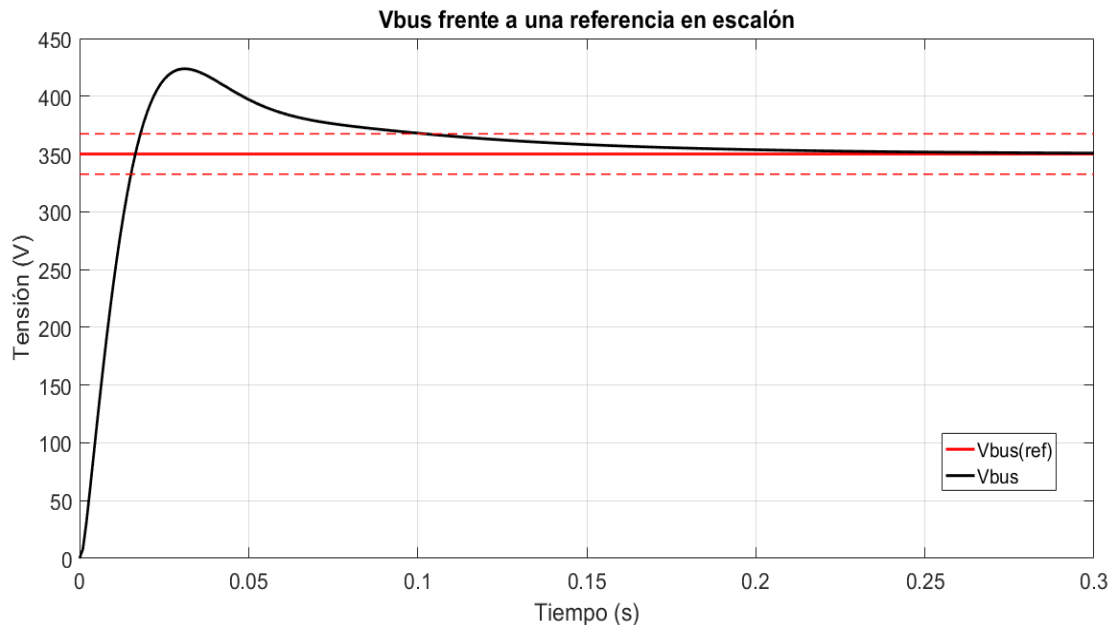


Figura 3.38. Transitorio del lazo de tensión del inversor en MPP (T.C.C.).

3.5.4.2. Simulación en PSIM

En PSIM se simula el lazo de tensión del inversor para contrastar sus resultados con las simulaciones de Matlab (comportamiento ante una referencia constante) y con las especificaciones de diseño (estabilidad, rapidez o tiempo de establecimiento, y rizado máximo en el condensador de bus).

En la Figura 3.39 y la Figura 3.40 aparece la respuesta en tensión del inversor. Ésta depende de la tensión de precarga del condensador. Por ejemplo, en la Figura 3.39 se muestra la respuesta con el condensador sin precargar, de modo que la respuesta es muy sobreoscilante. Se supera el límite de 450 V (en MPP), pero no el límite máximo de 550 V.

La Figura 3.40 representa una situación mucho más habitual, en que la precarga del condensador es la mínima tensión MPP de entrada, por diseño (150 V). La forma de onda de color verde es la tensión filtrada por el filtro digital de ventana. Como puede comprobarse, elimina por completo el rizado a 100 Hz.

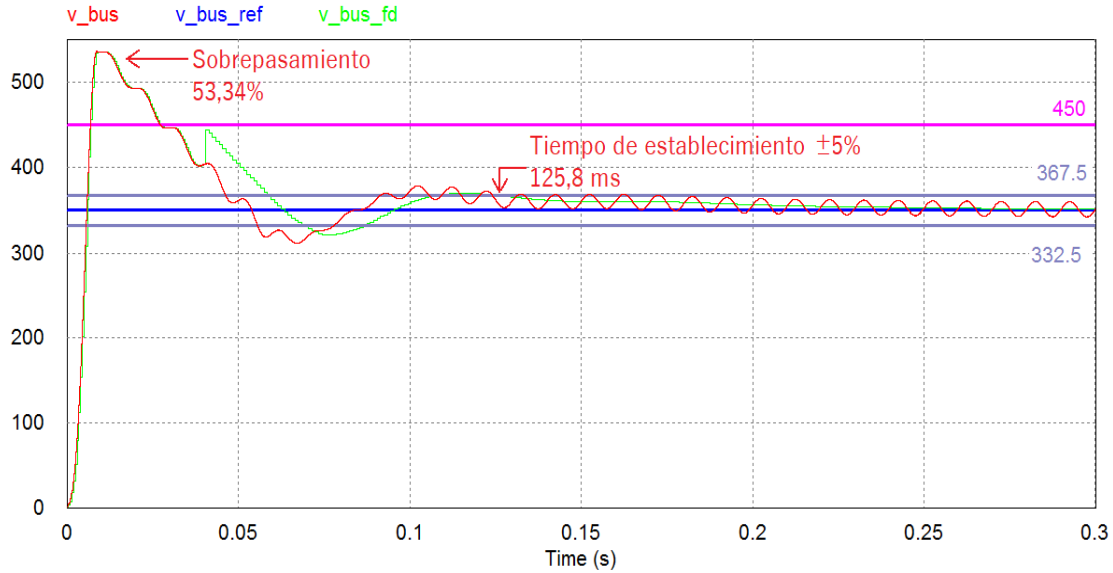


Figura 3.39. PSIM: lazo de tensión de bus con C_{bus} sin precargar (T.C.C.).

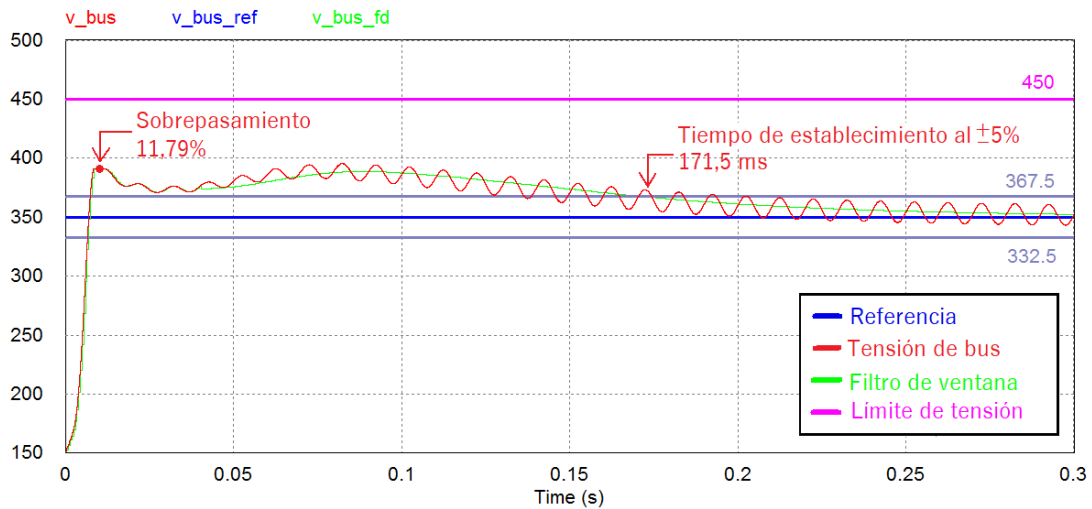


Figura 3.40. PSIM: lazo de tensión del bus con C_{bus} precargado (T.C.C.).

En cuanto al rizado de tensión: el condensador de bus se dimensiona para garantizar un rizado máximo de 17,5 V. Puesto que el rizado más significativo es el que se produce a 100 Hz, el condensador mínimo requerido es de 3,12 mF. La Figura 3.41 permite ver que el rizado a 16 kHz es eliminado por completo a efectos prácticos y que el rizado a 100 Hz es, como máximo, 17,6 V (siendo el máximo de diseño 17,5 V).

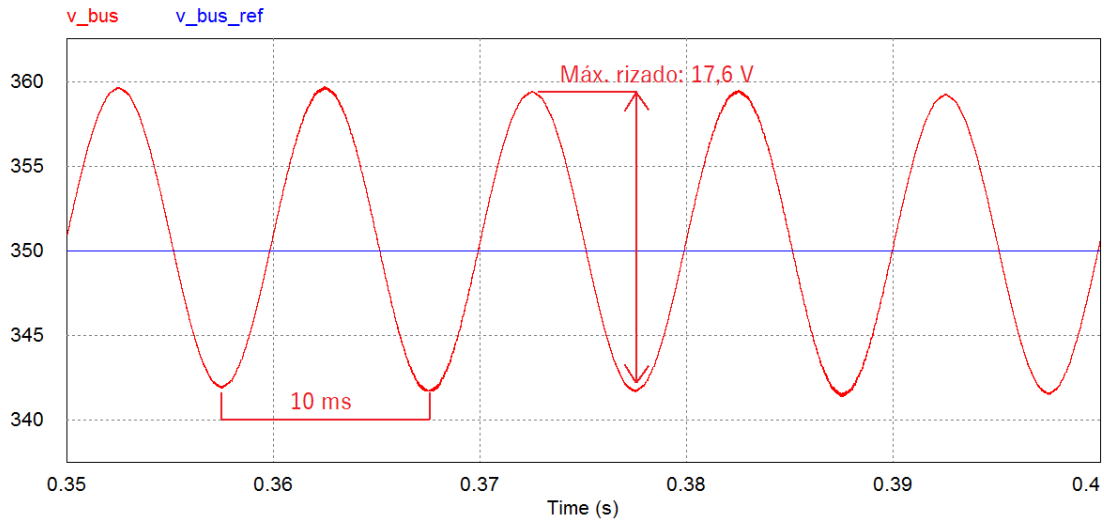


Figura 3.41. Detalle del máximo rizado de tensión en el bus (T.C.C.).

3.6. SIMULACIÓN COMPLETA DEL CONTROL CONVENCIONAL

Finalmente se realiza un ensayo del convertidor completo con el objetivo de observar el comportamiento funcionando elevador e inversor conjuntamente. La simulación se lleva a cabo con el generador fotovoltaico en el punto de máxima potencia (MPP), puesto que se trata del más significativo.

3.6.1. Elevador

La Figura 3.42 se corresponde con las respuestas de tensión (v_{pv}) y corriente (i_b), así como la corriente de salida del generador fotovoltaico i_{pv} (igual a i_b en valor medio) y el ciclo de trabajo correspondiente (D_{ref}).

La respuesta de corriente (segundo gráfico de la Figura 3.42) es más lenta que en el ensayo individual del lazo de corriente porque en este caso la referencia es impuesta por el control de tensión, más lento.

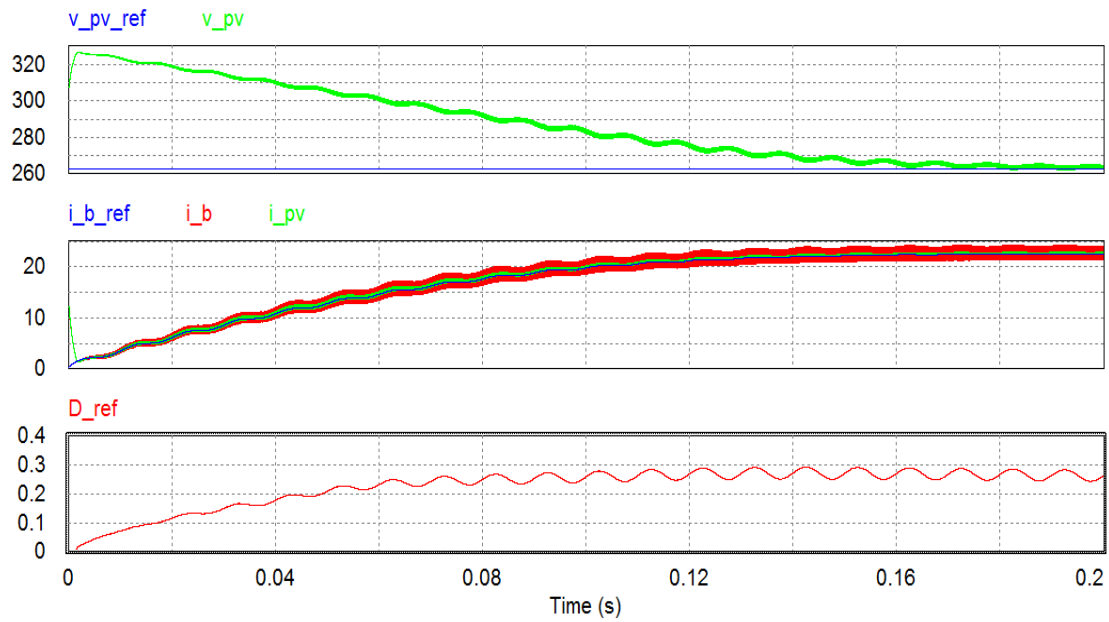


Figura 3.42. PSIM: elevador en MPP: v_{pv} , i_b , referencias, i_{pv} y D_{ref} (T.C.C.).

Mediante un detalle de las formas de onda (Figura 3.43) se observa cómo el condensador de entrada, C_{in} , filtra adecuadamente el rizado procedente de i_b , de manera que en i_{pv} , éste es mucho menor.

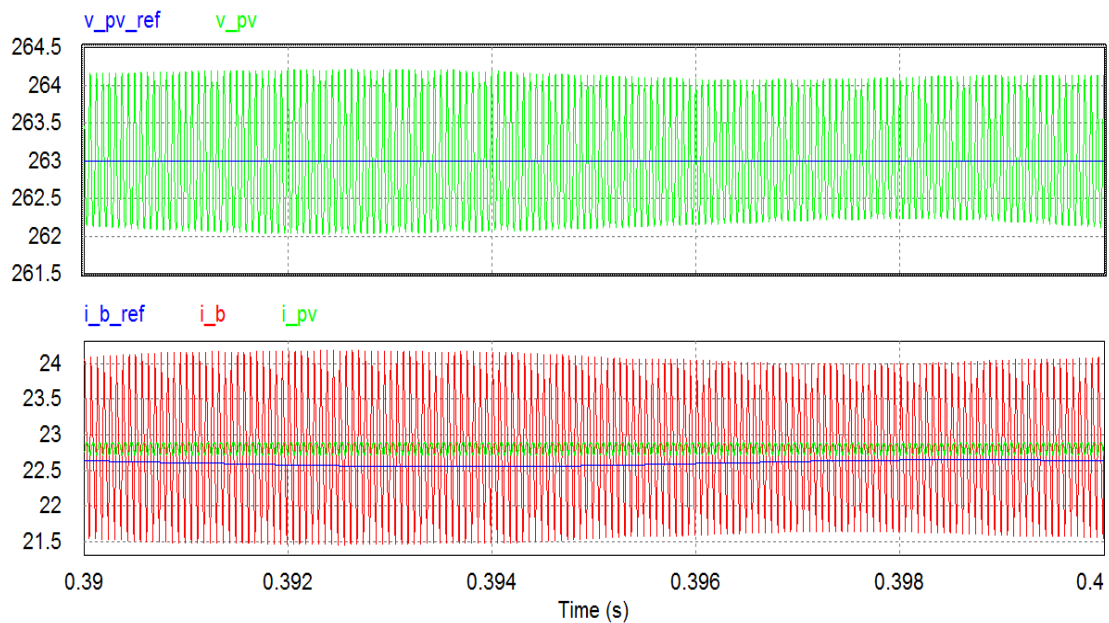


Figura 3.43. Detalle de v_{pv}^* , v_{pv} , i_b^* , i_b , i_{pv} en el elevador (T.C.C.).

3.6.2. Inversor

En la Figura 3.44 se visualizan: v_{bus} , su referencia y la salida del filtro digital; la referencia de corriente (valor eficaz y seno) e i_{red} ; la modulante de referencia m_{ref} o m^* .

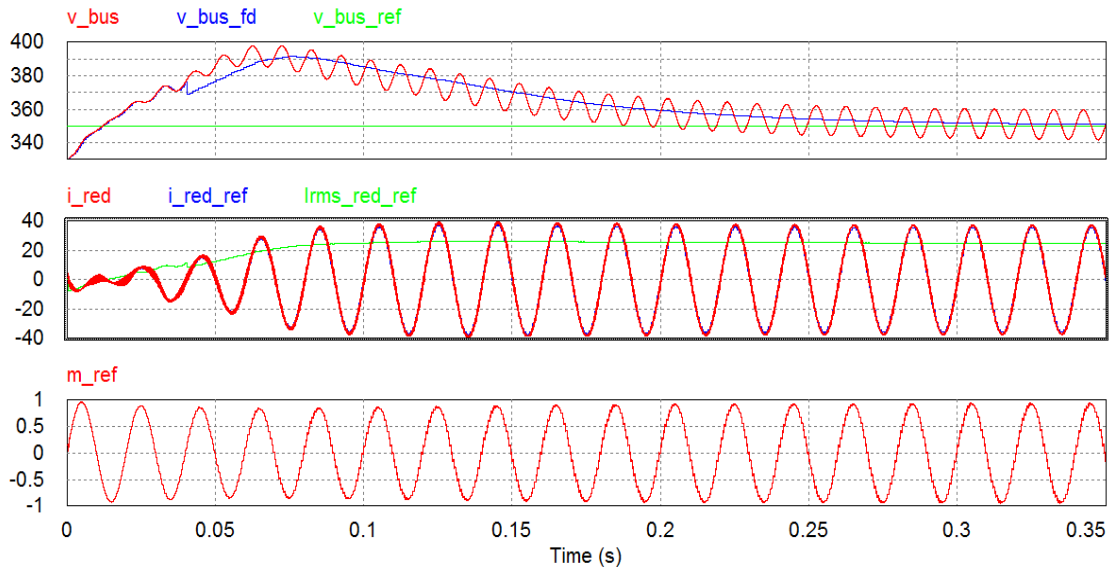


Figura 3.44. PSIM: inversor en MPP: v_{bus} , i_{red} , referencias y m_{ref} (T.C.C.).

3.6.3. Calidad de la corriente inyectada a red

Se representa i_{red} junto v_{red} , con el fin de asegurar que se inyecta con desfase prácticamente nulo (Figura 3.45). PSIM proporciona como factor de potencia 0,996.

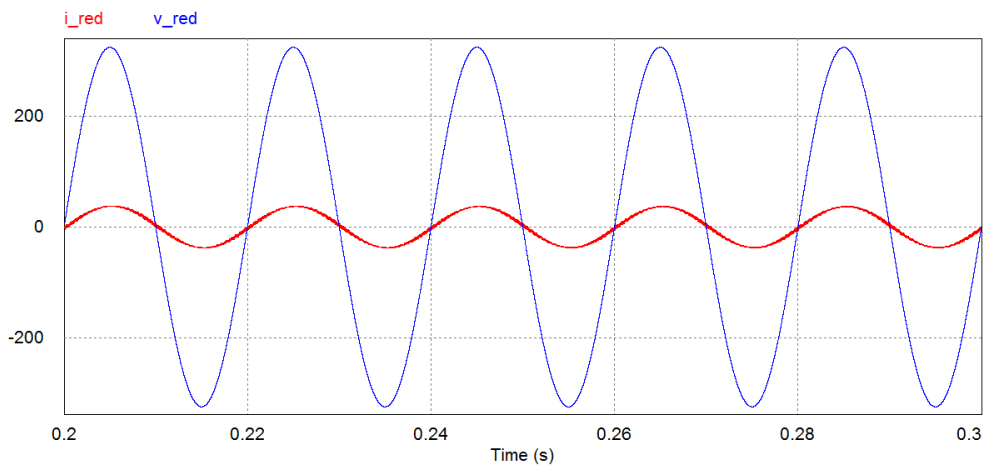


Figura 3.45. Corriente de red, i_{red} , y tensión de red, v_{red} (T.C.C.).

Un parámetro importante a la hora de evaluar la calidad de la corriente de red inyectada es la tasa de distorsión armónica (THD). El THD obtenida mediante PSIM a potencia nominal (6 kW) en el convertidor con técnica de control convencional es de 4,72%.

4. TÉCNICA DE CONTROL ALTERNATIVA

4.1. DESCRIPCIÓN

El sistema a controlar es representado en la Figura 1.1. La topología, por tanto, es la misma que en el control convencional. La única diferencia en lo que se refiere al circuito de potencia radica en los elementos pasivos, que son redimensionados de acuerdo a las características de la técnica de control alternativa. Además, se introduce un añadido: un diodo de bypass en el elevador.

La técnica de control alternativa consiste en un funcionamiento dual del convertidor, en dos modos (Boost y Buck). Sus rasgos son:

- A) El elevador y el inversor son controlados de distinta manera en función del valor instantáneo de la tensión de red respecto de la tensión fotovoltaica.
- B) Las únicas variables de estado controladas son la tensión fotovoltaica y la intensidad de corriente de red (directa o indirectamente).
- C) Cuando el valor absoluto de la tensión de red es superior a la tensión fotovoltaica, el convertidor funciona en modo Boost. El elevador trabaja a la frecuencia de conmutación con un ciclo de trabajo sinusoidal para elevar la tensión en el bus y adecuarla a la de red. Por su parte, el inversor funciona conmutando a la frecuencia de red (50 Hz) de forma que cuando la tensión de red es positiva, mantiene una polaridad directa entre el bus y la red; cuando la tensión de red es negativa, invierte la polaridad [10].
- D) Cuando el valor absoluto de la tensión de red es inferior, de forma instantánea, a la tensión fotovoltaica, el convertidor funciona en modo Buck. En este modo, el elevador no conmuta [10]. Las tensiones fotovoltaica y de bus son iguales en valor medio instantáneo y el inversor se encarga de invertir la tensión y la corriente, obteniendo formas de onda alternas. El inversor trabaja a la frecuencia de conmutación (16 kHz).
- E) Solo existe referencia de tensión fotovoltaica, que procede de un eventual algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). La

tensión de bus es impuesta según el modo de funcionamiento: en Boost es sinusoidal y en Buck es igual a la tensión fotovoltaica (constante en valor medio, si no se modifica el punto de funcionamiento del generador).

4.2. ESTUDIO DEL FUNCIONAMIENTO

En la técnica de control propuesta, denominada técnica de control alternativa, se diferencian dos modos de funcionamiento: Boost y Buck. La Figura 4.1 y la Figura 4.2 resumen los dos modos de funcionamiento.

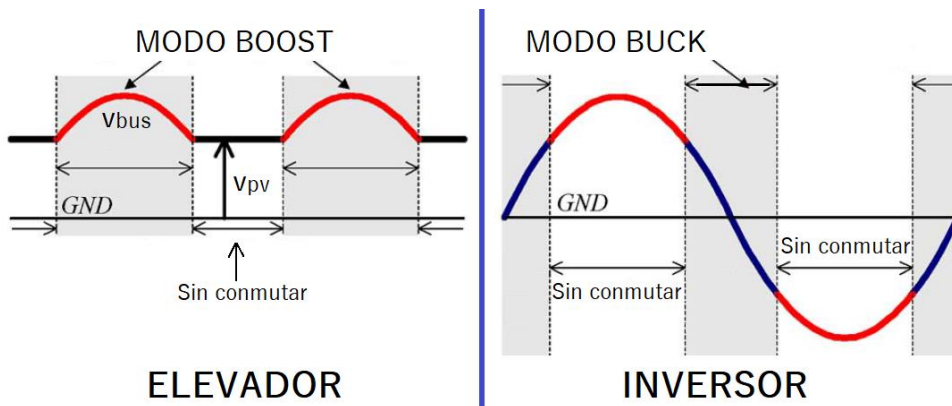


Figura 4.1. Principio de funcionamiento: modos Boost y Buck (T.C.A.) [7].

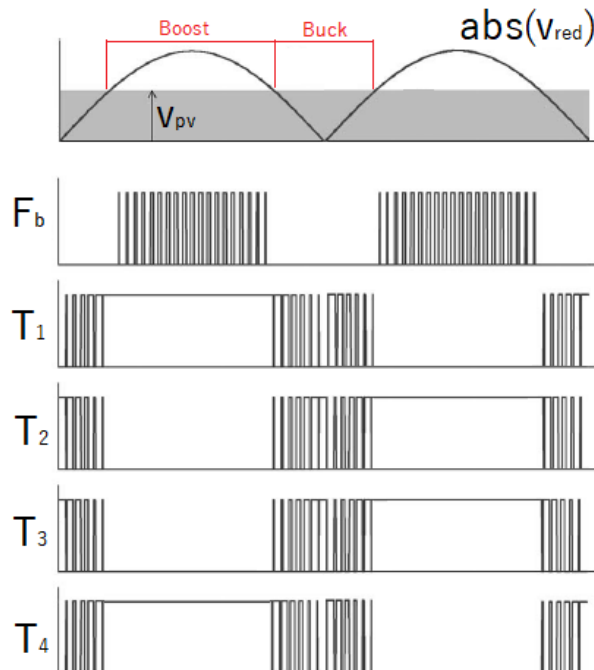


Figura 4.2. Conmutaciones en los modos Boost y Buck (T.C.A.) [7].

4.2.1. Modo Boost

El modo Boost tiene lugar cuando se cumple (105). En ese caso, el elevador funciona generando una tensión sinusoidal a su salida, es decir, en la tensión de bus. El ciclo de trabajo tiene un valor medio instantáneo variable, también de forma sinusoidal. El modo de funcionamiento Boost se produce dos veces en cada periodo de red, siempre que se cumpla (105). El elevador trabaja a la frecuencia de conmutación.

$$v_{pv}(t) < abs(v_{red}(t)) \quad (105)$$

El puente en H monofásico (el inversor) conmuta a la frecuencia de red (50 Hz), necesariamente de forma bipolar, porque invierte la polaridad de v_{bus} desde el punto de vista de la red (o lleva a cabo el valor absoluto de v_{red} respecto del elevador), ya que el elevador solo puede establecer una tensión positiva (106) y (107).

$$v_{red}(t) > 0 \rightarrow m^* = 1 \rightarrow T_1 \text{ y } T_4 = on; T_2 \text{ y } T_3 = off \quad (106)$$

$$v_{red}(t) < 0 \rightarrow m^* = -1 \rightarrow T_1 \text{ y } T_4 = off; T_2 \text{ y } T_3 = on \quad (107)$$

A partir del circuito equivalente del convertidor en el modo Boost (Figura 4.3) se analizan las principales formas de onda en el convertidor.

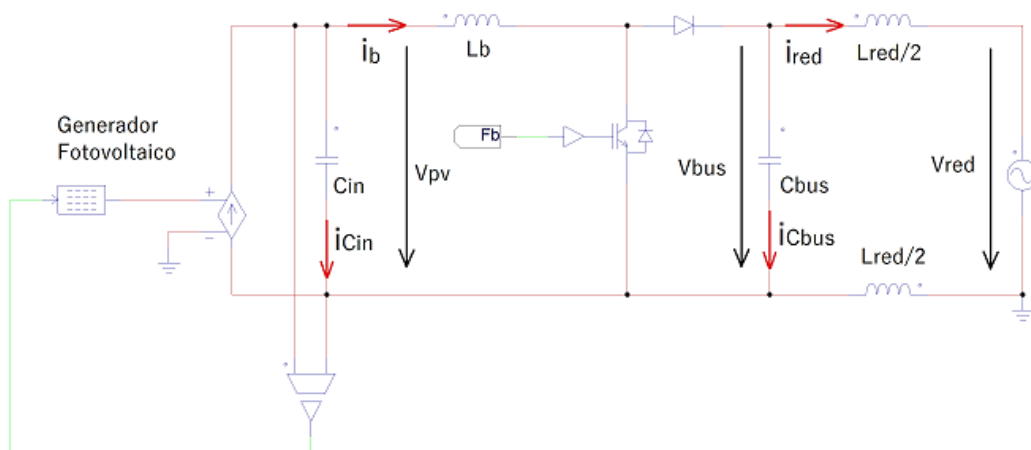


Figura 4.3. Circuito equivalente del convertidor, modo Boost (T.C.A.).

Tensión de bus, v_{bus} .

$$\vec{v}_{bus} = abs(\vec{v}_{Lred} + \vec{v}_{red}) = abs(\vec{i}_{red} 2\pi F_{red} L_{red} j + \vec{v}_{red}) \approx abs(\vec{v}_{red}) \quad (108)$$

La forma de onda de v_{bus} es sinusoidal necesariamente en el modo Boost y siempre positiva (el inversor se encarga de establecer polaridad positiva o negativa en los terminales A-B cuando corresponda). La caída de tensión en la inductancia puede despreciarse en el análisis si L_{red} tiene un valor pequeño.

Corriente en el condensador de bus, i_{Cbus} .

La corriente i_{Cbus} presenta un rizado a 16 kHz procedente de las conmutaciones del elevador, pero su valor medio es sinusoidal (109), puesto que la tensión de bus también lo es. Cuando la tensión de bus aumenta, el valor medio instantáneo de i_{Cbus} es positivo; cuando la tensión de bus disminuye, su corriente en valor medio instantáneo es negativa.

$$\langle i_{Cbus} \rangle = \vec{i}_{Cbus} = \vec{v}_{bus} \cdot C_{bus} \cdot 2\pi F_{red} j \quad (109)$$

Ciclo de trabajo, D .

El ciclo de trabajo queda definido despejando en (26):

$$D = 1 - \frac{v_{pv}}{v_{bus}} \quad (110)$$

Teniendo en cuenta que en modo Boost v_{pv} es constante y v_{bus} es sinusoidal:

$$D = 1 - \frac{v_{pv}}{\sqrt{2} \cdot V_{bus} \cdot \text{sen}(2\pi F_{red} \cdot t)} \quad (111)$$

Al despreciar la caída de tensión en L_{red} , en (111) puede sustituirse v_{bus} directamente por el valor absoluto de la tensión de red.

Corriente en el diodo, i_d .

Al igual que en el elevador de la técnica de control convencional, el diodo conmuta a 16 kHz y su corriente alterna entre un valor bajo ($i_d = 0 A$) y un valor alto ($i_d = i_b$). Sin embargo, en el modo Boost la diferencia reside en que dicha corriente obedece a la expresión (112), de modo que su valor medio instantáneo no es constante en régimen permanente, sino que evoluciona de forma sinusoidal.

$$i_d = i_{Cbus} + i_{red} \rightarrow \langle i_d \rangle = \langle i_{Cbus} \rangle + \langle i_{red} \rangle = \vec{i}_{Cbus} + \vec{i}_{red} \quad (112)$$

Si la capacidad del condensador de bus es pequeña, la corriente a través del diodo podrá aproximarse a la corriente de red en valor medio instantáneo.

Corriente de la inductancia del elevador, i_b .

La expresión (30) sigue siendo válida. En este caso, D e $\langle i_d \rangle$ son sinusoidales. Si se expresa i_b de forma desarrollada teniendo en cuenta (109), (111) y (112), se obtiene (113).

$$\langle i_b \rangle = \frac{\langle i_d \rangle}{(1-D)} \rightarrow \vec{i}_b = \frac{\vec{v}_{bus}}{v_{pv}} \cdot (\vec{v}_{bus} \cdot C_{bus} \cdot 2\pi F_{red} j + \vec{i}_{red}) \quad (113)$$

Si, además, se realizan las simplificaciones comentadas anteriormente, despreciando la caída de tensión en L_{red} respecto de v_{red} y la corriente i_{cbus} respecto de i_{red} , se alcanza la expresión (114).

$$\langle i_b \rangle = \vec{i}_b = \frac{\vec{v}_{red}}{v_{pv}} \cdot \vec{i}_{red} \quad (114)$$

La expresión (114) es equivalente a haber considerado el balance de potencias entre la entrada DC y la salida AC.

Se concluye que la corriente i_b es sinusoidal en el modo Boost y tiene una frecuencia el doble de la de red. Su valor pico-pico se plasma en (115):

$$i_{b,p-p} = \frac{2 \cdot V_{red} \cdot I_{red}}{v_{pv}} \quad (115)$$

Tensión fotovoltaica, v_{pv} .

La corriente en la inductancia, i_b , es sinusoidal y alcanza un valor pico-pico que se corresponde con (115). Por tanto, existe una variabilidad significativa en i_b que no interesa que se refleje en i_{pv} . A priori, se necesitará un condensador de entrada de gran capacidad para que filtre la variación de i_b , de modo que v_{pv} y, consecuentemente, el punto de funcionamiento del generador, apenas varíe en régimen permanente.

4.2.2. Modo Buck

El convertidor trabaja en modo Buck cuando se cumple la condición (116).

$$v_{pv}(t) > abs(v_{red}(t)) \quad (116)$$

En el modo Buck el ciclo de trabajo del elevador es cero, así que el elevador no conmuta. El puente en H conmuta a la frecuencia de conmutación de forma bipolar, como un inversor reductor de tensión.

En resumen, el modo Buck es equivalente a la técnica convencional de control analizada previamente, solo que en este caso existe una etapa de conversión menos, la de elevación, puesto que la tensión fotovoltaica es superior al valor absoluto instantáneo de la red. Si v_{pv} es superior a la amplitud de v_{red} , el convertidor trabaja en modo Buck en todo momento.

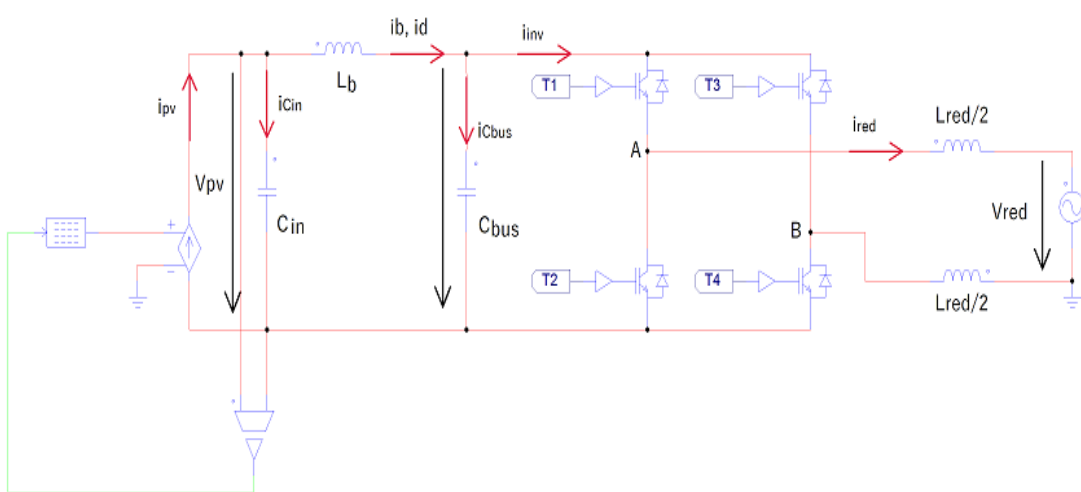


Figura 4.4. Circuito equivalente del convertidor, modo Buck (T.C.A.).

Tensión fotovoltaica, v_{pv} y tensión de bus, v_{bus} .

Al no conmutar el elevador, el generador fotovoltaico y la entrada del inversor están conectados a través de un filtro CLC formado por C_{in} , L_b y C_{bus} . Por tanto, v_{pv} y v_{bus} son iguales en valor medio:

$$\bar{v}_{pv} = \bar{v}_{bus} \quad (117)$$

De (117) se concluye que en el modo Buck la tensión de bus es constante.

Corriente de la inductancia del elevador, i_b .

Al ser las tensiones fotovoltaica y de bus constantes, el valor medio instantáneo de las corrientes por los condensadores C_{in} y C_{bus} es nulo. Equivalentemente, se cumple (118).

$$\langle i_{pv} \rangle = \langle i_b \rangle = \langle i_{inv} \rangle \quad (118)$$

Corriente de entrada en el inversor, i_{inv} .

La corriente i_{inv} responde a la expresión (118) en el modo Buck.

4.3. DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS PASIVOS

Cada uno de los modos, Boost y Buck, presenta un circuito equivalente del convertidor distinto. Ello provoca que los elementos pasivos estén relacionados de distinta manera en función del modo de funcionamiento:

- Modo Boost. El condensador de entrada, C_{in} , y la inductancia del elevador, L_b se dimensionarían de modo equivalente al realizado para el convertidor con control convencional. El condensador de bus y la inductancia de red están conectados directamente.
- Modo Buck. C_{in} , L_b y C_{bus} constituyen un filtro CLC. La inductancia de red se dimensionaría de forma equivalente a la empleada con la técnica de control convencional.

Se concluye que C_{in} , L_b y C_{bus} deben dimensionarse conjuntamente, como un filtro CLC, teniéndolos en cuenta de forma individual posteriormente para validar en el modo Boost los valores considerados. Por su parte, la inductancia de red se diseña según el mismo procedimiento que en la técnica de control convencional.

4.3.1. Filtro CLC

Para dimensionar el filtro CLC (Figura 4.5), se parte del procedimiento descrito en [16] para un filtro LCL. Se desarrolla el diagrama que define las relaciones entre tensiones y corrientes del filtro CLC (Figura 4.6).

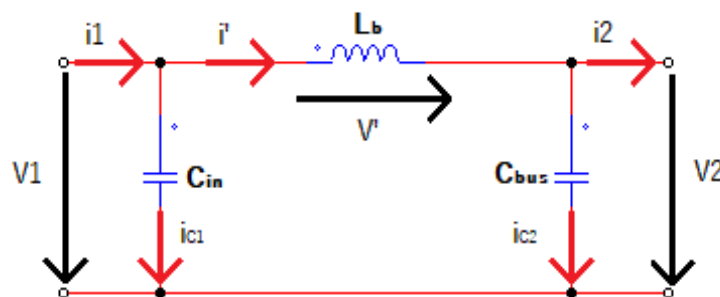


Figura 4.5. Filtro CLC (T.C.A.).

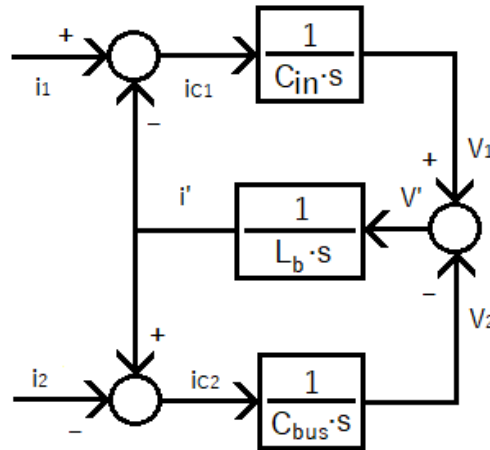


Figura 4.6. Diagrama del filtro CLC (T.C.A.).

Por medio del diagrama de la Figura 4.6, y teniendo también en cuenta la resistencia dinámica de la planta, R_{pv} , se obtienen las funciones de transferencia FT_1 y FT_2 :

$$FT_1(s) = Z_1(s) = \frac{v_1(s)}{i_2(s)} = - \frac{1}{L_b C_{in} C_{bus} \cdot s^3 + L_b C_{bus} \cdot \frac{s^2}{R_{pv}} + (C_{in} + C_{bus}) \cdot s + \frac{1}{R_{pv}}} \quad (119)$$

$$FT_2(s) = Z_2(s) = \frac{v_2(s)}{i_2(s)} = - \frac{1 + L_b \cdot s \cdot \left(C_{in} \cdot s + \frac{1}{R_{pv}} \right)}{L_b C_{in} C_{bus} \cdot s^3 + L_b C_{bus} \cdot \frac{s^2}{R_{pv}} + (C_{in} + C_{bus}) \cdot s + \frac{1}{R_{pv}}} \quad (120)$$

Se dimensiona el filtro considerando $R_{pv} \rightarrow inf$.

El objetivo del filtro CLC es garantizar que los rizados de v_1 (v_{pv}) y v_2 (v_{bus}) no superen el máximo de diseño en la situación más desfavorable. Puesto que el rizado más significativo y el más exigente a la hora de su filtrado es el que existe a 100 Hz, FT_1 y FT_2 se evalúan a esa frecuencia.

Función	Criterio	Expresión	Restricción del criterio
FT_1	Reducción de potencia extraída del generador	(41)	$p_r = 0,2 \%$ $\Delta V_{pv}(máx) = 12,94 V$
FT_2	Tensión de bus mínima según el rizado	(49)	$\Delta V_{bus}(máx) = 17,5 V$

Señal	Máx. $i_{2,p-p} = i_{inv,p-p}$, según (49)	Restricción de la función
$v_1 = v_{pv}$	$i_{inv,p-p}(máx) = 80 \text{ A}$	$ FT_1(máx) = 12,94 \text{ V}/80 \text{ A}$
$v_2 = v_{bus}$		$ FT_2(máx) = 17,5 \text{ V}/80 \text{ A}$

Tabla 4.1. Criterios de diseño del filtro a 100 Hz (T.C.A.).

Se admite una reducción de potencia del 0,2% en lugar del 0,1% establecido anteriormente para rebajar las exigencias de capacidad del condensador de entrada.

De acuerdo a los criterios de la Tabla 4.1 para las funciones de transferencia, deben cumplirse las expresiones (121) y (122):

$$|FT_1(2\pi 100j)| = \left| \frac{1}{2\pi 100j \cdot (L_b C_{in} C_{bus} \cdot (2\pi 100j)^2 + C_{in} + C_{bus})} \right| \leq 0,1618 \quad (121)$$

$$|FT_2(2\pi 100j)| = \left| \frac{1 + L_b C_{in} \cdot (2\pi 100j)^2}{2\pi 100j \cdot (L_b C_{in} C_{bus} \cdot (2\pi 100j)^2 + C_{in} + C_{bus})} \right| \leq 0,2188 \quad (122)$$

Para evaluar las funciones de transferencia, se procede a graficar sus diagramas de Bode, partiendo de los valores de los elementos pasivos del control anterior:

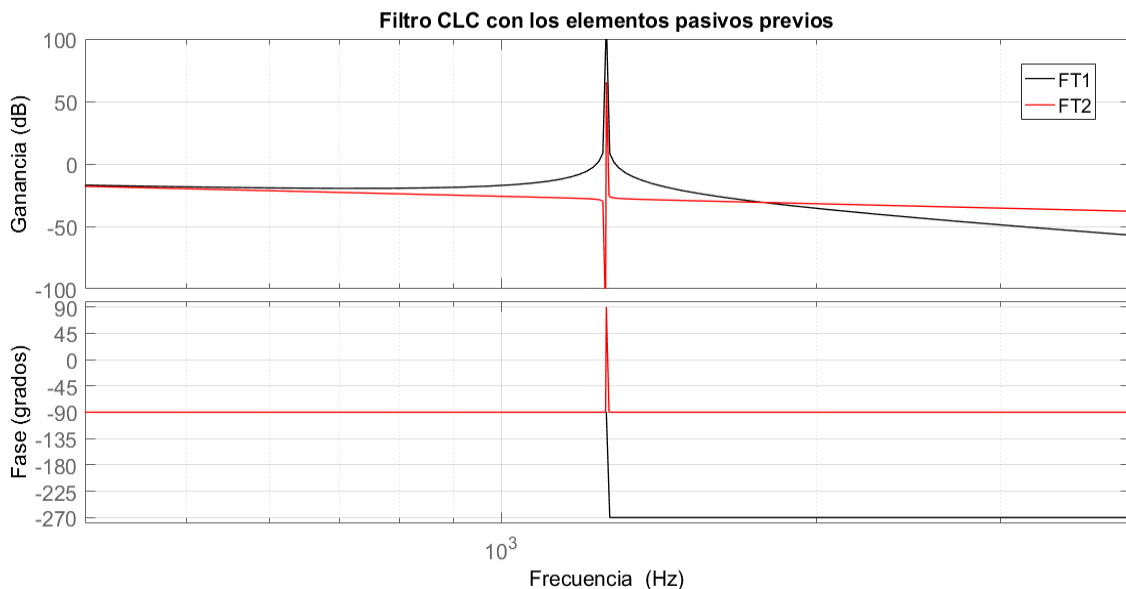


Figura 4.7. Diagrama de bode del filtro CLC con C_{in} , L_b , C_{bus} previos (T.C.A.).

Las frecuencias de resonancia y anti-resonancia son:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_{in} + C_{bus}}{L_b \cdot C_{in} \cdot C_{bus}}} \quad (123)$$

$$f_{anti-res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_b \cdot C_{in}}} \quad (124)$$

Puesto que no se incluyen resistencias parásitas en los elementos pasivos, no hay amortiguamiento, de manera que las resonancias y la anti-resonancia en la Figura 4.7 son teóricamente infinitas. Para el análisis que se realiza no es necesaria la consideración de estas resistencias inicialmente.

A partir del diagrama de Bode de la Figura 4.7 y de las expresiones (119) y (120) se concluye sobre el filtro CLC que:

- A bajas frecuencias, ambas funciones de transferencia son prácticamente iguales y su expresión equivalente es (125), como dos condensadores en paralelo. Así que la ganancia es menor cuanto mayor es la suma de las capacidades. El efecto de la inductancia es depreciable.

$$FT_1 \approx FT_2 \approx \frac{1}{(C_{in} + C_{bus}) \cdot s} \quad (125)$$

- Incrementar C_{bus} no afecta a la frecuencia de anti-resonancia, pero provoca que la frecuencia de resonancia tienda a igualarse a ella.
- Cuanto menor es el valor de C_{in} , L_b o C_{bus} , la resonancia tiene lugar a una frecuencia mayor, lo cual interesa en cuanto a la estabilidad en lazo cerrado. La anti-resonancia también se desplaza a frecuencias más altas, aunque solo influida por L_b y C_{in} .

La frecuencia de 100 Hz es lo suficientemente baja como para que, independientemente de los valores de los elementos pasivos, FT_1 y FT_2 sean equivalentes a la expresión (125). Por tanto, los criterios de rizado de tensión pasan a ser iguales, considerando la restricción más exigente:

$$\frac{1}{(C_{in} + C_{bus}) \cdot 2\pi 100} \leq 0,1618 \quad (126)$$

Finalmente, C_{in} y C_{bus} se dimensionan considerando que: (a) interesa una capacidad de entrada elevada para filtrar la variación de i_b en el modo Boost y evitar un rizado elevado en la tensión fotovoltaica; (b) en el modo Boost, la expresión

simplificada (114) que relaciona i_b e i_{red} es más precisa cuanto menor es la capacidad del condensador de bus, sabiendo que cuanto menor sea ésta, menor corriente absorberá el condensador para elevar su tensión en el modo Boost; (c) el condensador de entrada es de menor tensión, lo cual significa que a igual capacidad que C_{bus} tendrá menor tamaño.

4.3.2. Inductancia del elevador

La inductancia L_b no se dimensiona con los criterios anteriores, puesto que su valor no tiene una influencia apreciable sobre el rizado de tensión fotovoltaica o de bus.

Esta inductancia, con la técnica de control alternativa, presenta requerimientos laxos, puesto que en modo Buck no influye en el filtro CLC a bajas frecuencias y en el modo Boost no es necesario un filtrado exigente del rizado de corriente a 16 kHz porque el condensador de entrada tiene un valor suficientemente elevado como para filtrarlo, sin que afecte al punto de funcionamiento del generador.

De acuerdo con el control alternativo desarrollado, los límites inferior y superior de la inductancia son, respectivamente:

- Rizado máximo. Un valor excesivamente bajo de L_b puede provocar un rizado excesivo, que suponga para los semiconductores conducir una corriente muy elevada.
- Resonancia del filtro LCL en el modo Boost. Existe resonancia entre L_b , C_{bus} y L_{red} a una frecuencia dependiente también del ciclo de trabajo del elevador. El objetivo sería una frecuencia de resonancia elevada, teniendo en cuenta que C_{bus} tiene una capacidad ya dimensionada (y no interesando que sea menor) y que L_{red} es fundamental en el filtrado del rizado de corriente, y no se busca reducirla.

4.3.3. Inductancia de red

La inductancia de red se dimensiona de acuerdo con el mismo procedimiento desarrollado en el convertidor con técnica de control convencional. Para su dimensionamiento, por tanto, se emplea la expresión (53).

La tensión de bus depende del modo de funcionamiento. Sin embargo, la máxima tensión de bus es 350 V, puesto que es la máxima tensión fotovoltaica en MPP

admisible. Por tanto, la inductancia de red es la misma que la seleccionada con la técnica de control convencional.

4.3.4. Resultados del dimensionamiento

$C_{in} + C_{bus}$	9,84 mF
C_{in}	9,83 mF
C_{bus}	10 μ F
L_b	100 μ H
L_{red}	2 mH

Tabla 4.2. Capacidades e inductancias del convertidor (T.C.A.).

En la Figura 4.8 se representa el diagrama de Bode del filtro CLC resultante. La anti-resonancia se produce a una frecuencia superior a la del rizado de 100 Hz. La resonancia se ha logrado desplazar a una frecuencia suficientemente elevada como para que no amplifique el rizado a 100 Hz ni afecte al control.

Respecto a FT_1 , que constituye la planta del lazo de control de tensión, ésta puede aproximarse por (125), como se ha comentado anteriormente.

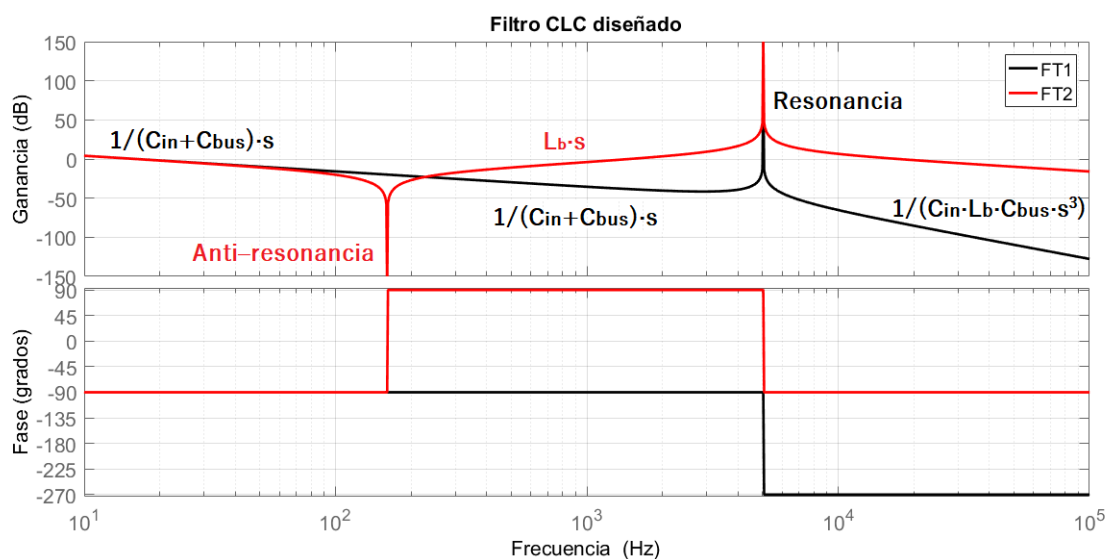


Figura 4.8. Diagrama de Bode del filtro CLC resultante (T.C.A.).

4.4. DISEÑO DEL CONTROL ALTERNATIVO

4.4.1. Modelos de control evaluados

El control alternativo se plantea inicialmente diferenciando entre el modo Boost y el modo Buck de manera que existieran dos controles diferentes: un control en modo Boost y otro control en modo Buck, ambos encargados de controlar la tensión fotovoltaica, v_{pv} , y la corriente de red, i_{red} . Mientras que en el control en modo Buck el control de i_{red} es directo, en modo Boost i_{red} sería controlada de forma indirecta a través de la corriente del elevador, i_b .

Mediante este control aparecen los siguientes defectos:

- a) En el modo Boost: complejidad a la hora de definir la planta de forma suficientemente precisa en el lazo de corriente (especialmente en cuanto a considerar la resonancia), puesto que se controla i_b y no i_{red} de manera directa.
- b) La transición de un modo a otro no es suave. El ciclo de trabajo del elevador está desvinculado respecto de la modulante del puente en H. La corriente de red obtenida aparece distorsionada de manera excesiva en el modo Boost y los cambios de modo.

Este modelo de control es modificado adaptando la propuesta de transición suave entre modo Boost y modo Buck de [9] al caso particular de este convertidor.

El control resultante es un control universal: se emplea el mismo en ambos modos de funcionamiento. Presenta un lazo externo de tensión fotovoltaica y uno interno de corriente de red. Al funcionar con el mismo controlador, independientemente de si el modo es Boost o Buck, se alcanza un resultado óptimo en la corriente de red, sin distorsiones y sin resonancia.

4.4.2. Planta del sistema

El sistema a controlar (Figura 4.9) presenta la misma estructura de conversión que con la técnica de control convencional con la única modificación en su topología de un diodo de bypass que cortocircuita la inductancia del elevador en el modo Buck.

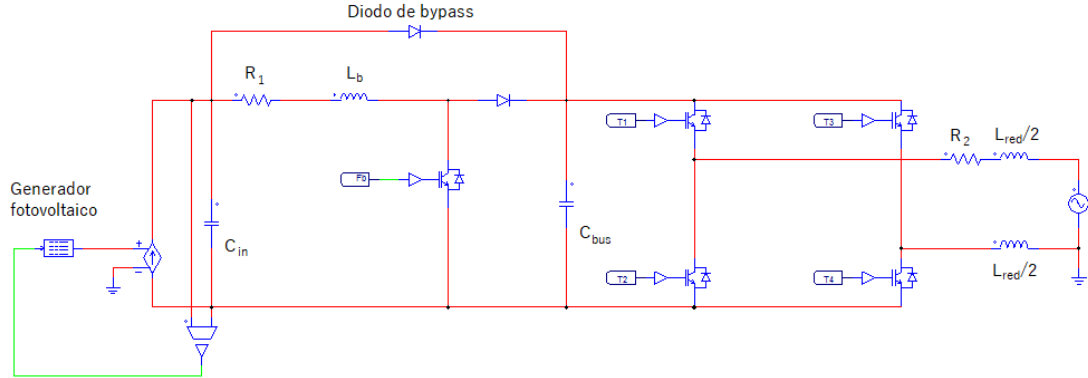


Figura 4.9. Topología de conversión propuesta (T.C.A.).

En el modo Boost, la entrada de control de la planta es el ciclo de trabajo (d), mientras que en el modo Buck la entrada de control es la modulante (m).

Mientras que en el modo Buck la planta de corriente es de primer orden, semejante a la obtenida en el inversor con control convencional (79), el modo Boost presenta una planta de mayor complejidad que se detalla a continuación.

Estudio de la planta del lazo de corriente en modo Boost

De forma semejante a como plantea [8] y de acuerdo con el circuito en el modo Boost (Figura 4.3), las ecuaciones de las variables de estado en pequeña señal son:

$$L_b \cdot \frac{d\hat{i}_b}{dt} = \hat{v}_{pv} - \hat{v}_{bus} \cdot (1 - D) + V_{bus} \cdot \hat{d} - \hat{i}_b \cdot R_1 \quad (127)$$

$$L_{red} \cdot \frac{d\hat{i}_{red}}{dt} = \hat{v}_{bus} - \hat{v}_{red} - \hat{i}_{red} \cdot R_2 \quad (128)$$

$$C_{bus} \cdot \frac{d\hat{v}_{bus}}{dt} = \hat{i}_b \cdot (1 - D) - I_b \cdot \hat{d} - \hat{i}_{red} \quad (129)$$

Siendo R_1 y R_2 las resistencias parásitas de L_b y L_{red} , respectivamente.

Expresando las tres ecuaciones (127), (128) y (129) de forma matricial y en el espacio de Laplace se obtiene el sistema (130).

$$\left[\begin{pmatrix} L_b \cdot s & 0 & 0 \\ 0 & L_{red} & 0 \\ 0 & 0 & C_{bus} \cdot s \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -R_1 & 0 & -(1-D) \\ 0 & -R_2 & 1 \\ (1-D) & -1 & 0 \end{pmatrix} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{i}_b(s) \\ \hat{i}_{red}(s) \\ \hat{v}_{bus}(s) \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} V_{bus} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -I_b & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{d}(s) \\ \hat{v}_{pv}(s) \\ \hat{v}_{red}(s) \end{pmatrix} \quad (130)$$

Se asume que las variaciones en pequeña señal de v_{red} y de v_{pv} son nulas (ésta última puede considerarse cero dado el elevado valor de la capacidad de entrada, que simula una fuente de tensión). A partir de (130) se despeja la función de transferencia de la planta (control-salida), expresada en (131):

$$\frac{\hat{i}_{red}(s)}{\hat{d}(s)} = G_{i,Boost}(s) = \frac{V_{bus} \cdot (1 - D) - (R_1 + L_b \cdot s) \cdot I_b}{L_b C_{bus} L_{red} s^3 + (L_{red} R_1 + L_b R_2) C_{bus} s^2 + (C_{bus} R_1 R_2 + L_{red} (1 - D)^2 + L_b) s + R_1 + R_2 (1 - D)^2} \quad (131)$$

La respuesta frecuencial de la planta obtenida en el modo Boost se representa a través de un diagrama de Bode (Figura 4.10), en el que puede observarse una resonancia del filtro LCL, la cual depende del ciclo de trabajo (D) y que es atenuada por R_1 y R_2 .

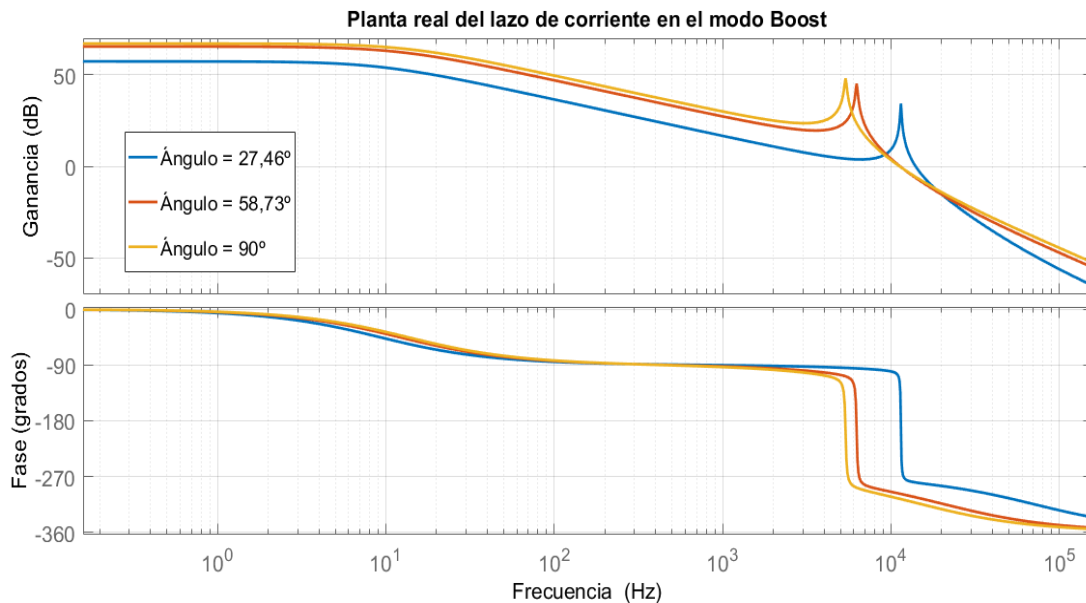


Figura 4.10. Planta $\hat{i}_{red}(s)/\hat{d}(s) = f(\theta)$, modo Boost con $v_{pv} = 80 V$ (T.C.A.).

Cada punto de funcionamiento queda definido por los elementos pasivos (ya determinados) y por V_{bus} , D e I_b , a su vez funciones del ángulo θ y de la tensión fotovoltaica (132 - 134).

$$V_{bus}(\theta) \approx v_{red}(\theta) = \sqrt{2} \cdot V_{red} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (132)$$

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{bus}(\theta)} \quad (133)$$

$$I_b(\theta) \approx \frac{I_{red}(\theta)}{1 - D(\theta)} \quad (134)$$

La situación más desfavorable para un control estable de la planta se produce para $\theta = 90^\circ$ y para una tensión fotovoltaica mínima, es decir, para D máximo, puesto que es la situación en que la resonancia se produce a menor frecuencia. Se considera que la tensión mínima admisible en el convertidor con técnica de control alternativa es 80 V, lo que supone $D(\text{máx}) = 0,754$.

La planta resulta demasiado compleja para ser controlada de forma estable directamente, tal y como concluye [8]. Sin embargo, sí resulta controlable introduciendo compensaciones en el control, desplazando la resonancia a una frecuencia elevada (con una inductancia L_b pequeña) y reduciendo el pico resonante mediante un filtro paso-bajo en el PI.

La planta puede simplificarse en el rango de frecuencias en el cual se situará la frecuencia de corte del lazo de corriente, típicamente entre 100 Hz y 1 kHz. En esa región, el sistema es prácticamente un primer orden. La planta aproximada para ese rango de frecuencias (135) se puede obtener conociendo que C_{bus} , L_b presentan valores muy pequeños y que R_1 y R_2 son despreciables.

$$\frac{\hat{i}_{red}(s)}{\hat{d}(s)} = G_{i,Boost}(s) \approx \frac{V_{bus} \cdot (1 - D)}{s \cdot (L_{red} \cdot (1 - D)^2 + L_b)} \approx \frac{V_{bus}}{s \cdot L_{red} \cdot (1 - D)} \quad (135)$$

La planta aproximada permite diseñar el controlador universal de corriente debido a su simplicidad. Sin embargo, debe tenerse en cuenta la planta completa a la hora de validar la estabilidad del lazo.

La expresión (135) - únicamente válida para frecuencias de corte entre 100 Hz y 1 kHz aproximadamente -, puede expresarse de forma equivalente considerando la relación entre las variables en el circuito, tal y como muestra la Figura 4.11. La Figura 4.12 representa las plantas de corriente y de tensión en el modo Buck.

MODO BOOST

Planta del lazo de corriente

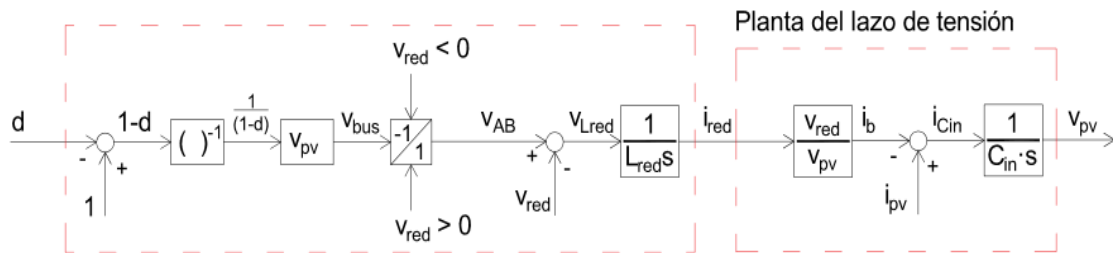


Figura 4.11. Planta del convertidor, modo Boost (T.C.A.).

MODO BUCK

Planta del lazo de corriente

Planta del lazo de tensión

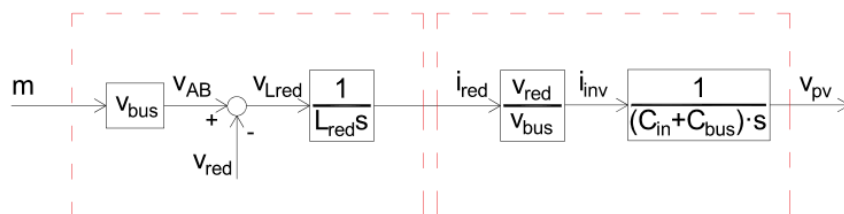


Figura 4.12. Planta del convertidor, modo Buck (T.C.A.).

En principio, las plantas son distintas en los dos modos de funcionamiento. Sin embargo, debido a las particularidades de cada modo, las plantas son equivalentes:

- Planta de corriente de red. Mediante compensaciones adecuadas en el control en cada uno de los modos los lazos de control resultantes son equivalentes, siempre que la frecuencia de corte se encuentre entre 100 Hz y 1 kHz aproximadamente para que la planta aproximada del modo Boost sea válida.
- Planta de tensión fotovoltaica. En primer lugar, el balance de potencias que relaciona i_{red} con la correspondiente corriente (i_b o i_{inv}) es el mismo en ambos casos. Hay que tener en cuenta que en el modo Buck las tensiones fotovoltaica y de bus son iguales en valor medio (117). En segundo lugar, el filtro CLC, simplificado a los dos condensadores en paralelo de acuerdo a lo concluido en 4.3.1., puede aproximarse simplemente al condensador

C_{in} , puesto que $C_{bus} \ll C_{in}$. Por tanto, la planta del lazo de tensión de la Figura 4.12 puede asumirse igual a la planta de la Figura 4.11.

La resistencia dinámica del generador fotovoltaico, R_{pv} , no se incluye en la planta puesto que su influencia sobre ella puede asumirse como nula, dado el elevado valor de la capacidad de entrada ($C_{in} = 9,83 \text{ mF}$). Esta asunción se valida a través de la Figura 4.13, en la que puede observarse cómo a partir de 100 Hz R_{pv} apenas influye sobre la planta (la frecuencia de corte del lazo de corriente es superior a 100 Hz para el seguimiento de la corriente de red a 50 Hz).

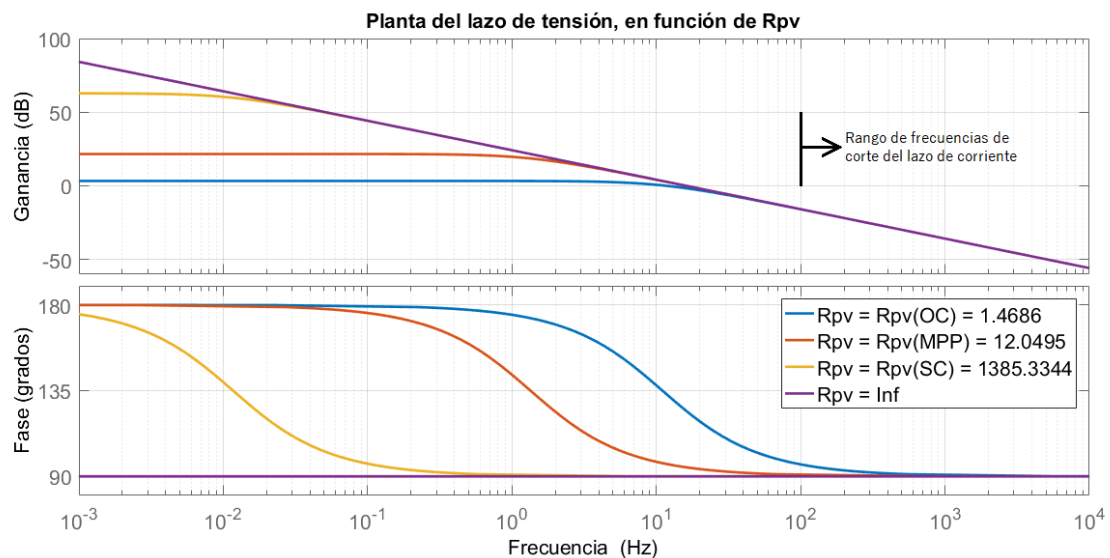


Figura 4.13. Planta del lazo de tensión en función de R_{pv} (T.C.A.).

4.4.3. Elementos principales del control

Controlador.

El controlador diseñado es un PI.

En el lazo de corriente, el controlador incluye un filtro paso-bajo con el objetivo de atenuar la resonancia de la planta en el modo Boost (filtro LCL influido por el ciclo de trabajo). El filtro paso-bajo logra que el sistema sea estable al mismo tiempo que presenta suficiente rapidez (suficiente frecuencia de corte).

El lazo de corriente en el modo Buck también trabaja con este controlador. El filtro paso-bajo no presenta ningún efecto negativo porque los parámetros Tn_i y Kp_i del PI se ajustan para cumplir con los requisitos de diseño.

Anti-windup.

Los límites impuestos por el anti-windup de la acción integral del PI son los mismos que se imponen en la técnica de control convencional para la tensión fotovoltaica y para la corriente de red.

Muestreo digital.

La frecuencia de muestreo del lazo de corriente es 16 kHz. La frecuencia de muestreo del lazo de tensión es 8 kHz. Son frecuencias suficientemente elevadas respecto de las frecuencias de corte de sus respectivos lazos como para poder asumir una función de transferencia equivalente de primer orden.

Medida y filtrado analógico.

La frecuencia de corte de los filtros analógicos se define teniendo en cuenta el rizado a la frecuencia de conmutación que aparece en las señales medidas.

En el caso de medidas que no son variables de estado para el control pero necesarias para las compensaciones, las frecuencias de corte de filtrado son:

- a) Para la tensión de red: 3 kHz.
- b) Para la tensión de bus: 2 kHz (filtrado más exigente para atenuar el rizado de alta frecuencia y no perturbe la compensación en el lazo de corriente del modo Buck).

Filtrado digital.

El lazo de tensión filtra digitalmente la tensión fotovoltaica mediante un filtro de ventana, igual al implementado en la técnica de control convencional. Elimina el rizado a 100 Hz, estabilizando el cálculo del error.

4.4.4. Lazo de control de corriente

Aunque el controlador empleado en el modo Buck y el modo Boost es el mismo, el control digital no lo es, puesto que (como se ha mostrado en el apartado 4.4.2.) las plantas no son exactamente iguales. El controlador puede ser el mismo gracias a las compensaciones implementadas.

Lazo de control de corriente en el modo Boost.

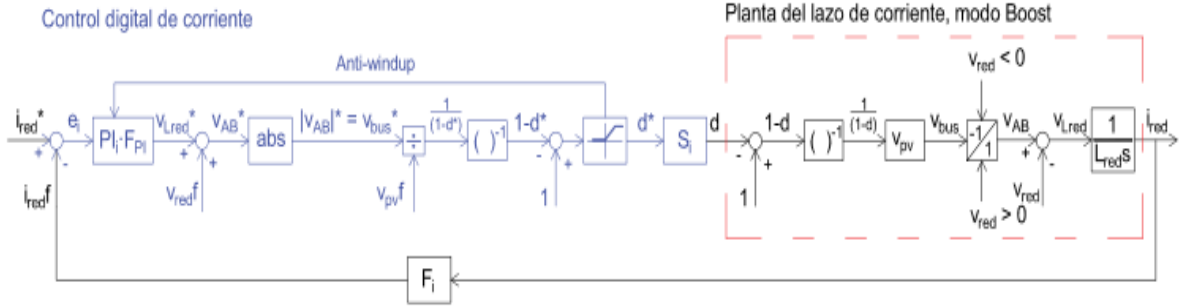


Figura 4.14. Lazo de control de corriente, modo Boost (T.C.A.).

Para alcanzar el control de corriente universal es necesario introducir compensaciones en ambos modos. En el modo Boost, partiendo de las ecuaciones (108) a (111) y del circuito equivalente (Figura 4.3), se ha obtenido la planta (Figura 4.11) y se diseñan las compensaciones correspondientes, representadas en la Figura 4.14.

Se introduce la ecuación (136), que relaciona el ciclo de trabajo de referencia con la acción de control v_{Lred}^* , la cual es común a los dos modos (Boost y Buck). Al igual que en 4.4.2., se obtiene el modelo de pequeña señal (137) para conocer la función de transferencia de las compensaciones (138). El producto de (131) y (138) proporciona la función de transferencia real controlador-salida (139). Esta expresión puede ser reducida a (140) mediante simplificaciones en el rango de 100 Hz a 1 kHz, que es en el que se diseña el lazo de corriente.

$$d^* = 1 - \frac{v_{pv}}{v_{Lred}^* + v_{red}} \rightarrow d^* \cdot (v_{Lred}^* + v_{red}) = v_{Lred}^* + v_{red} - v_{pv} \quad (136)$$

$$\hat{d}^* \cdot (V_{Lred}^* + V_{red}) + D^* \cdot (\hat{v}_{Lred}^* + \hat{v}_{red}) = \hat{v}_{Lred}^* + \hat{v}_{red} - \hat{v}_{pv} \quad (137)$$

$$G_{i,comp}(s) = \frac{\hat{d}^*(s)}{\hat{v}_{Lred}^*} = \frac{1 - D^*}{V_{Lred}^* + V_{red}} = \frac{(1 - D^*)}{V_{bus}^*} \approx \frac{(1 - D)}{V_{bus}} \quad (138)$$

$$\begin{aligned} \frac{\hat{i}_{red}(s)}{\hat{v}_{Lred}^*(s)} &= G_{i,comp}(s) \cdot G_{i,Boost}(s) = \\ &= \frac{(1 - D)^2 - (R_1 + L_b \cdot s) \cdot I_b}{L_b C_{bus} L_{red} s^3 + (L_{red} R_1 + L_b R_2) C_{bus} s^2 + (C_{bus} R_1 R_2 + L_{red} (1 - D)^2 + L_b) s + R_1 + R_2 (1 - D)^2} \quad (139) \end{aligned}$$

$$G_{i,eq}(Boost)(s) = G_{i,comp}(s) \cdot G_{i,Boost}(s) = \frac{1}{L_{red} \cdot s} \quad (140)$$

La función de transferencia real $i_{red}(s)/v_{Lred}^*(s)$ debe tenerse en cuenta en el diseño debido a la resonancia en el modo Boost. Debe garantizarse que el lazo cerrado con la planta real en modo Boost es estable. Por tanto, el diseño del controlador universal se realiza teniendo en cuenta una planta equivalente simplificada, $G_{i,eq}(s) \approx i_{red}(s)/v_{Lred}^*(s)$ - ecuación (140) -, que es igual en ambos modos de funcionamiento gracias a la introducción de compensaciones en el control. Posteriormente, se comprueba la estabilidad del lazo cerrado en modo Boost con la función de transferencia real $i_{red}(s)/v_{Lred}^*(s)$ de la ecuación (139).

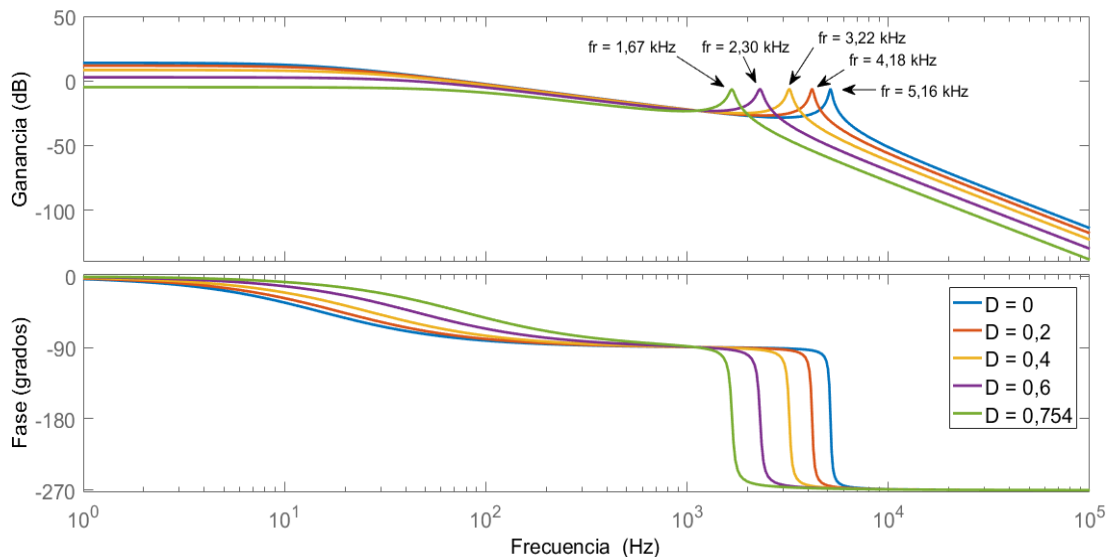


Figura 4.15. FT $i_{red}(s)/v_{Lred}^*(s)$ con, modo Boost (T.C.A.).

La Figura 4.15 representa el diagrama de Bode de la planta real en modo Boost con compensaciones - $i_{red}(s)/v_{Lred}^*(s)$, ecuación (139) - a diferentes valores del ciclo de trabajo y con $\theta = 90^\circ$. Gracias a las compensaciones diseñadas, el pico de resonancia no alcanza los 0 dB, lo cual rebaja las exigencias de filtrado y supondrá mayor estabilidad en el control del lazo. Se incluye el filtro en el PI igualmente puesto que: a) el lazo abierto junto con el control es inestable a causa de la resonancia cuando se tiende a frecuencias por encima de 500 Hz aproximadamente; b) las resistencias parásitas, que atenúan la resonancia, son estimadas.

Respecto de la planta original ($i_{red}(s)/d(s)$) - Figura 4.10 -, se ha alcanzado un sistema controlador-salida que se puede controlar en condiciones de estabilidad

(margen de fase) y rapidez (frecuencia de corte) adecuadas, puesto que se puede diseñar un lazo con una frecuencia de corte en el amplio rango de 100 Hz a 1 kHz, en el cual la fase es en torno a -90° . Se concluye que, a diferencia de lo que afirma [8], se puede llevar a cabo un control directo de i_{red} en el modo Boost. Esto resulta de incluir las compensaciones mencionadas y el filtro en la cadena directa.

Lazo de control de corriente en el modo Buck.

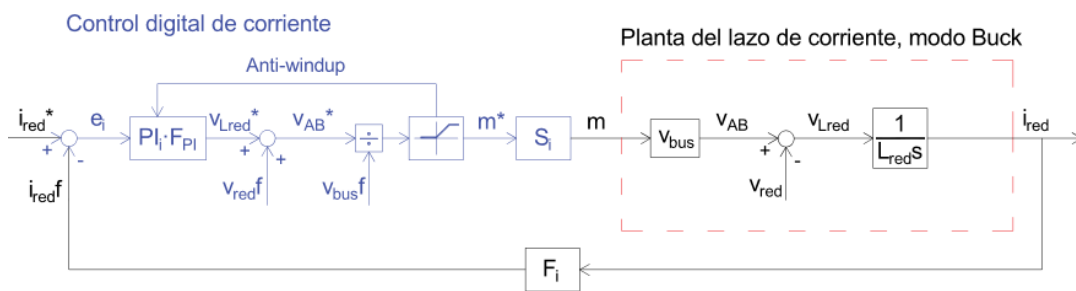


Figura 4.16. Lazo de control de corriente, modo Buck (T.C.A.).

En el modo Buck, las compensaciones introducidas llevan a la planta equivalente de la expresión (141), igual a la planta equivalente del modo Boost (140).

$$G_{i,eq}(Buck)(s) = \frac{1}{L_{red} \cdot s} \quad (141)$$

Las expresiones (140) y (141) demuestran que es válido un controlador universal de corriente de red.

Lazo equivalente de control de corriente

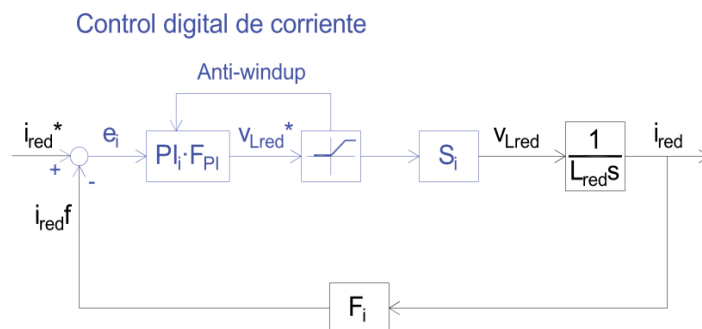


Figura 4.17. Lazo equivalente de control de corriente (T.C.A.).

La Figura 4.17 muestra el lazo equivalente de control de la corriente de red para ambos modos. Los dos modos comparten controlador y en los dos controles se sigue la referencia de la corriente de red de manera directa. Las diferencias entre los dos controles son esencialmente:

- a) Las compensaciones llevadas a cabo, es decir, las transformaciones a las que se somete la señal de referencia v_{Lred}^* .
- b) La entrada de control a la planta. En el caso del modo Boost es el ciclo de trabajo, sinusoidal pero siempre mayor o igual que cero. En el modo Buck es la modulante, sinusoidal y acotada entre -1 y 1.

Cuando se cumple (105), la modulante se satura a -1 (si $v_{red} < 0$) o a 1 (si $v_{red} > 0$), mientras que el ciclo de trabajo adquiere el valor impuesto por el control. Cuando se cumple (116), el ciclo de trabajo se mantiene en cero y es la modulante la que varía como salida del control.

Planta equivalente del lazo de corriente.

$$G_{i,eq}(s) = \frac{1}{L_{red} \cdot s} \quad (142)$$

Controlador.

$$PI_i(s) = Kp_i \cdot \frac{Tn_i \cdot s + 1}{Tn_i \cdot s} \quad (143)$$

Filtro digital del controlador.

$$F_{i,PI}(s) = \frac{1}{\tau_{i,PI} \cdot s + 1} \quad (144)$$

Muestreo digital.

$$S_i(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,i}} + 1} \quad (145)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_i(s) = \frac{K_{fi}}{\tau_{f,i} \cdot s + 1} \quad (146)$$

4.4.4.1. Diseño del lazo de control

El diseño del lazo de corriente consiste esencialmente en la decisión de una frecuencia de corte de diseño que logre el seguimiento de la referencia a 50 Hz, un margen de fase que garantice la estabilidad y una frecuencia de corte del filtro en el PI que atenúe la resonancia en el modo Boost. A partir de estos parámetros de diseño se calculan las constantes del PI y la constante de tiempo del filtro.

$$\begin{aligned}
 FTLA_i(s) &= PI_i(s) \cdot F_{i,PI}(s) \cdot S_i(s) \cdot G_{i,eq}(s) \cdot F_i(s) = \\
 &= Kp_i \cdot \frac{Tn_i \cdot s + 1}{Tn_i \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{i,PI} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,i}} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot \frac{K_{fi}}{\tau_{f,i} \cdot s + 1} \quad (147)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 FTLC_i(s) &= \frac{PI_i(s) \cdot F_{i,PI}(s) \cdot S_i(s) \cdot G_{i,eq}(s)}{1 + PI_i(s) \cdot F_{i,PI}(s) \cdot S_i(s) \cdot G_{i,eq}(s) \cdot F_i(s)} = \\
 &= \frac{Kp_i \cdot \frac{Tn_i \cdot s + 1}{Tn_i \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{i,PI} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot s/F_{s,i} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s}}{1 + Kp_i \cdot \frac{Tn_i \cdot s + 1}{Tn_i \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{i,PI} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot s/F_{s,i} + 1} \cdot \frac{1}{L_{red} \cdot s} \cdot \frac{K_{fi}}{\tau_{f,i} \cdot s + 1}} \quad (148)
 \end{aligned}$$

La frecuencia de corte del lazo de corriente ha de ser significativamente superior a 50 Hz para que el sistema en lazo cerrado siga adecuadamente la referencia (ganancia 1 y desfase 0°). Se selecciona una frecuencia de corte una década por encima de 50 Hz.

El margen de fase es seleccionado igual a 35°, a fin de asegurar suficiente estabilidad dadas las aproximaciones realizadas en la planta y en las compensaciones, consideradas ideales.

Al incluir en el control un filtro adicional en la cadena directa, se rebaja la exigencia de filtrado analógico de la corriente incrementando su frecuencia de corte a 5 kHz. En cuanto a la frecuencia de corte del filtro del PI en la cadena directa del control, se selecciona para la frecuencia de resonancia menor, que tiene lugar para $v_{pv} = 80 V$ (considerando ésta la mínima entrada) y, por tanto, para $D = 0,754$, como muestra la Figura 4.15.

Frecuencia de corte, $F_{c,i}$	500 Hz
Margen de fase, $M_{f,i}$	35°
Frecuencia de corte del filtro del PI, $F_{i,PI}$	1 kHz
Constante de tiempo del filtro, $\tau_{i,PI}$	$1,59 \cdot 10^{-4}$ s
Frecuencia de muestreo, $F_{s,i}$	16 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,i}$	1
Frecuencia de corte del filtro, $F_{f,i}$	5 kHz
Constante de tiempo del filtro, $\tau_{f,i}$	$3,183 \cdot 10^{-5}$ s
Inductancia del elevador, L_{red}	2 mH

Tabla 4.3. Parámetros de diseño del lazo de corriente (T.C.A.).

$$Fase(j2\pi \cdot F_{c,i}) = \arctg(Tn_i \cdot 2\pi \cdot F_{c,i}) - \arctg(\tau_{PI,i} \cdot 2\pi \cdot F_{c,i}) - 90^\circ - \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \cdot \frac{F_{c,i}}{F_{s,i}}\right) - 90^\circ - \arctg(\tau_{f,i} \cdot 2\pi \cdot F_{c,i}) = M_{f,i} - 180^\circ \quad (149)$$

$$Tn_i = \frac{tg\left(M_{f,i} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,i}}{F_{s,i}}\right) + \arctg(\tau_{f,i} \cdot 2\pi F_{c,i}) + \arctg(\tau_{PI,i} \cdot 2\pi F_{c,i})\right)}{2\pi F_{c,i}} \quad (150)$$

$$Módulo(j2\pi \cdot F_{c,i}) = 1 = \frac{Kp_i \cdot K_{f,i} \cdot \sqrt{(Tn_i \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1}}{Tn_i \cdot L_{red} (2\pi F_{c,i})^2 \sqrt{(\tau_{PI,i} \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1} \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,i}}{F_{s,i}}\right)^2 + 1} \cdot \sqrt{(\tau_{f,i} \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1}} \quad (151)$$

$$Kp_i = \frac{Tn_i \cdot L_{red} (2\pi F_{c,i})^2 \sqrt{(\tau_{PI,i} \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1} \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,i}}{F_{s,i}}\right)^2 + 1} \cdot \sqrt{(\tau_{f,i} \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1}}{K_{f,i} \cdot \sqrt{(Tn_i \cdot 2\pi F_{c,i})^2 + 1}} \quad (152)$$

Constante proporcional, Kp_i	7,3151
Constante integral, Tn_i	$2,9 \cdot 10^{-3} s$

Tabla 4.4. Parámetros del controlador del lazo de corriente (T.C.A.).

El diagrama de Bode de la función en lazo abierto confirma que el controlador diseñado proporciona la rapidez y estabilidad especificados (Figura 4.18).

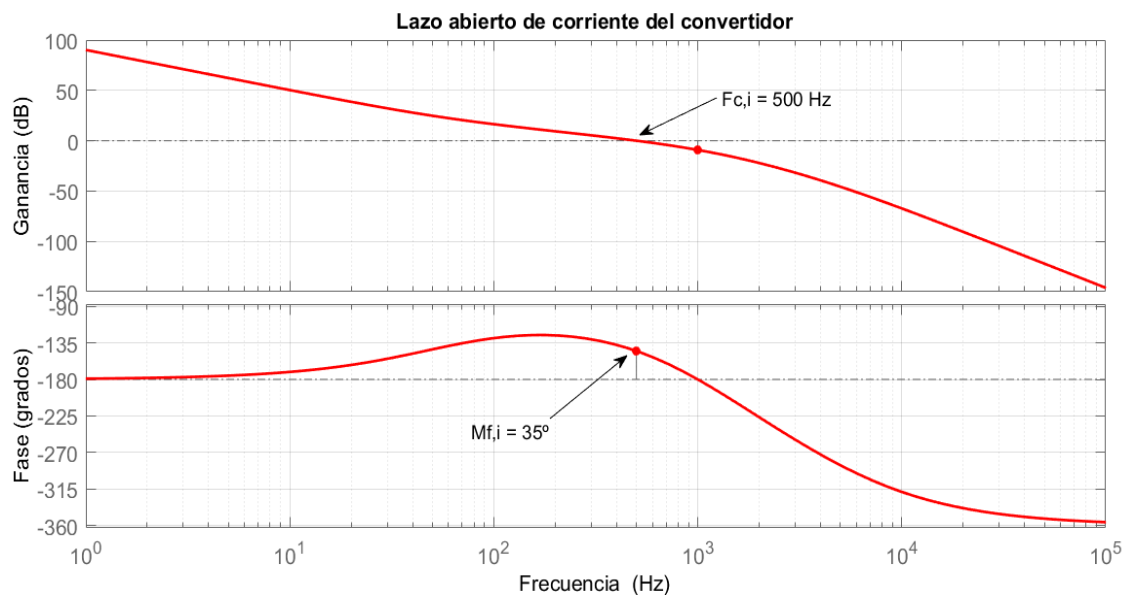


Figura 4.18. Diagrama de Bode del lazo abierto de diseño de corriente (T.C.A.).

El sistema es estable en lazo cerrado. Esto es cierto en el caso del sistema de diseño, es decir, el que considera una planta igual en ambos modos de funcionamiento tras simplificar la planta del modo Boost.

Se comprueba que el lazo cerrado con la planta real del modo Boost es también estable puesto que todos sus polos tienen parte real negativa. Además, también se confirma por medio de la Figura 4.19 que ambas funciones de transferencia son prácticamente iguales a bajas frecuencias.

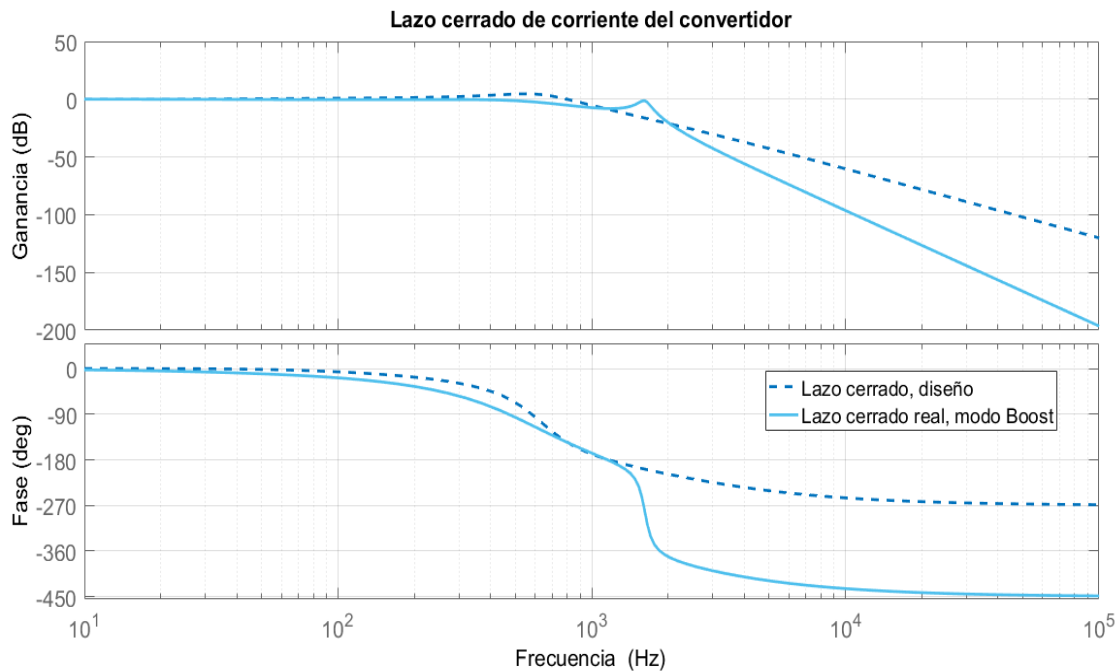


Figura 4.19. Diagrama de Bode del lazo cerrado de corriente (T.C.A.).

En la Figura 4.19 también se asegura el seguimiento de la referencia de corriente de red, a 50 Hz. El lazo presenta a esa frecuencia una ganancia de 0,194 dB y un desfase de $-3,66^\circ$. Es esperable, por tanto, un ligero retraso de la corriente de red y una amplitud que sea superior a la referencia (2,26% mayor según los resultados de Matlab).

4.4.4.2. Simulación en PSIM

En la Figura 4.20 se muestran la corriente de red de referencia y la real en el punto de máxima potencia. El transitorio es prácticamente inexistente en el lazo de corriente debido a su rapidez.

La Figura 4.21 ofrece un detalle, incluyendo la corriente de red filtrada, en el que se miden el rizado máximo y el desfase entre la corriente real y su referencia.

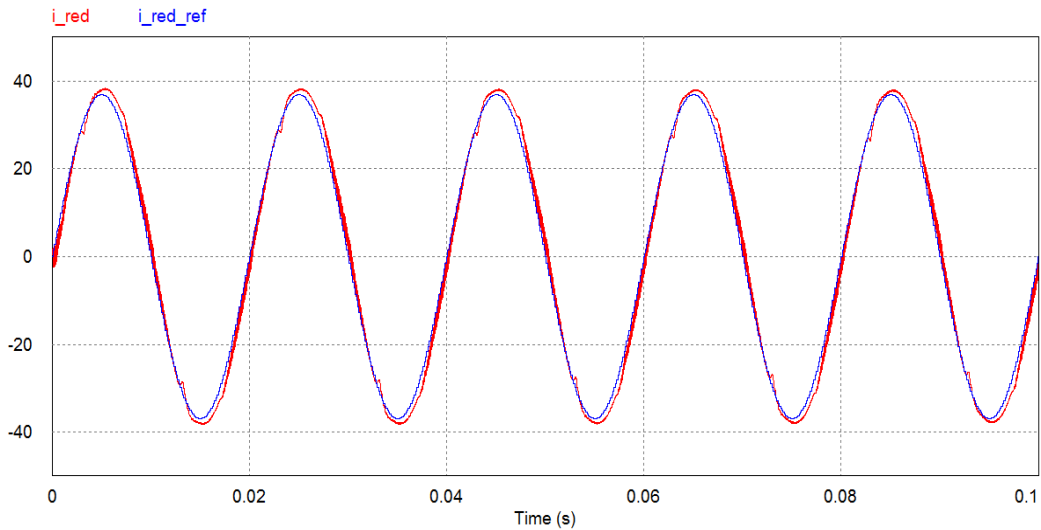


Figura 4.20. PSIM: lazo de corriente en MPP (T.C.A.).

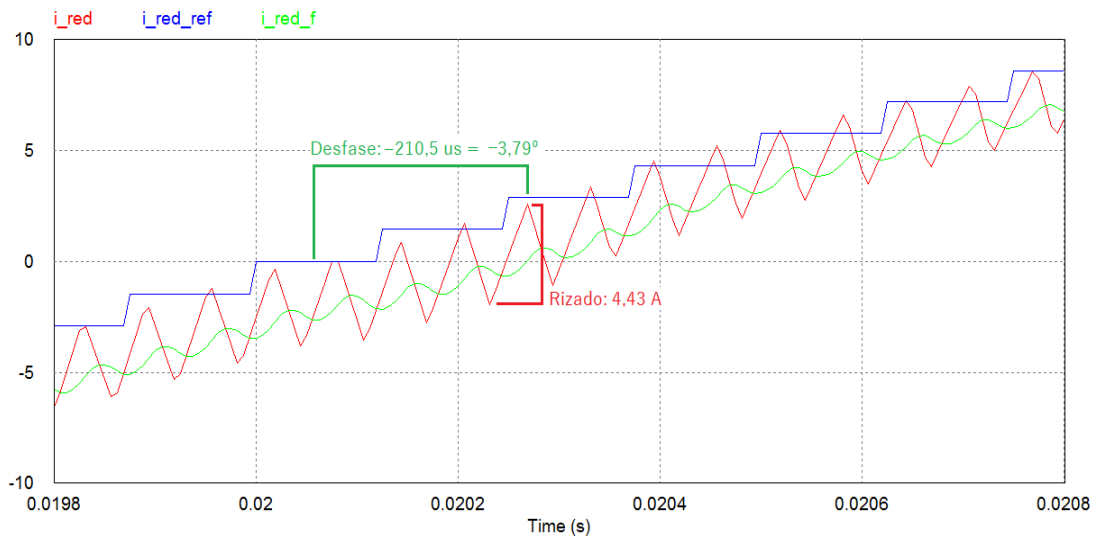


Figura 4.21. Detalle del rizado y del desfase de la corriente de red (T.C.A.).

Los resultados en PSIM corroboran los resultados obtenidos en Matlab. La corriente de red supera en amplitud un 2,55% a la referencia en régimen permanente y su desfase es de $-3,79^\circ$.

Respecto al rizado, su valor máximo es 4,43 A. El rizado máximo de diseño es 5,535 A, de manera que se satisface dicha restricción.

4.4.5. Lazo de control de tensión

El lazo de tensión presenta, a priori, una planta diferente dependiendo del modo de funcionamiento. Como ya se ha expuesto, por las particularidades de cada modo y las compensaciones, las plantas son prácticamente iguales y pueden controlarse mediante el mismo controlador. Es decir, también se emplea un controlador universal de tensión.

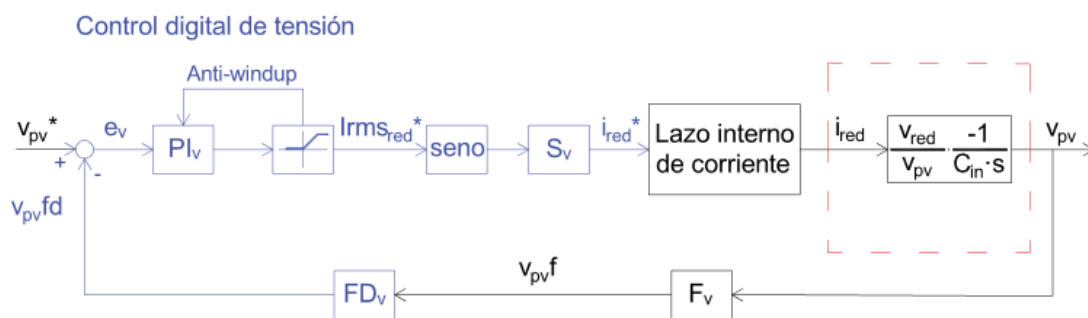


Figura 4.22. Lazo equivalente de control de tensión (T.C.A.).

Planta equivalente del lazo de tensión.

$$G_{v,eq}(s) = \frac{v_{red}}{v_{pv}} \cdot \frac{-1}{C_{in} \cdot s} \quad (153)$$

Controlador.

$$PI_v(s) = K_{pv} \cdot \frac{Tn_v \cdot s + 1}{Tn_v \cdot s} \quad (154)$$

Muestreo digital.

$$S_v(s) = \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,v}} + 1} \quad (155)$$

Lazo interno de corriente.

El lazo cerrado de corriente se aproxima por un sistema de primer orden. Esta asunción es válida para el diseño del lazo de tensión si su frecuencia de corte es notablemente inferior a la del lazo de corriente. $F_{c,i} > 20 \cdot F_{c,v}$, así que la aproximación es correcta.

$$sLC_i(s) = \frac{1}{K_{f,i} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,i}} + 1 \right)} \quad (156)$$

Sensor y filtro analógico.

$$F_v(s) = \frac{K_{fv}}{\tau_{f,v} \cdot s + 1} \quad (157)$$

Filtro de ventana digital.

Puesto que en el modo Buck los rizados a 100 Hz de v_{bus} y de v_{pv} no quedan desacoplados por el elevador, el rizado de v_{pv} no puede eliminarse desde el control mediante un controlador cuasi-resonante, como se procede en el convertidor con control convencional. En su defecto, se elimina el rizado a 100 Hz de la medida de v_{pv} a través de un filtro digital de ventana.

$$FD_v(s) = \frac{1}{\tau_{fd,v} \cdot s + 1} \quad (158)$$

4.4.5.1. Diseño del lazo de control

En primer lugar, se definen las funciones de transferencia del lazo abierto y del lazo cerrado. A partir de la función de transferencia en lazo abierto (159) y de las especificaciones de diseño del lazo (Tabla 4.5), se calculan los parámetros del controlador.

$$\begin{aligned} FTLA_v(s) &= PI_v(s) \cdot S_v(s) \cdot sLC_i(s) \cdot G_{v,eq}(s) \cdot F_v(s) \cdot FD_v(s) = \\ &= Kp_v \frac{Tn_v \cdot s + 1}{Tn_v \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,v}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{f,i} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,i}} + 1 \right)} \cdot \frac{-v_{red}}{v_{pv} \cdot C_{in} \cdot s} \cdot \frac{K_{fv}}{\tau_{f,v} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_{fd,v} \cdot s + 1} \quad (159) \end{aligned}$$

$$FTLC_v(s) = \frac{PI_v(s) \cdot S_v(s) \cdot sLC_i(s) \cdot G_{v,eq}(s)}{1 + PI_v(s) \cdot S_v(s) \cdot sLC_i(s) \cdot G_{v,eq}(s) \cdot F_v(s) \cdot FD_v(s)} =$$

$$= \frac{Kp_v \frac{Tn_v \cdot s + 1}{Tn_v \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,v}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{f,i} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,i}} + 1\right)} \cdot \frac{-v_{red}}{v_{pv} \cdot C_{in} \cdot s}}{1 + Kp_v \frac{Tn_v \cdot s + 1}{Tn_v \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 \cdot \frac{s}{F_{s,v}} + 1} \cdot \frac{1}{K_{f,i} \cdot \left(\frac{s}{\omega_{c,i}} + 1\right)} \cdot \frac{-v_{red}}{v_{pv} \cdot C_{in} \cdot s} \cdot \frac{K_{f,v}}{\tau_{f,v} \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_{f,d,v} \cdot s + 1}} \quad (160)$$

Frecuencia de corte, $F_{c,v}$	20 Hz
Margen de fase, $M_{f,v}$	48°
Frecuencia de muestreo, $F_{s,v}$	8 kHz
Ganancia del filtro, $K_{f,v}$	1
Frecuencia de corte del filtro analógico, $F_{f,v}$	3 kHz
Constante de tiempo del filtro analógico, $\tau_{f,v}$	$5,305 \cdot 10^{-5} s$
Frecuencia de corte del filtro digital, $F_{f,d,v}$	31,83 Hz
Constante de tiempo del filtro digital, $\tau_{f,d,v}$	5 ms
Inductancia del elevador, C_{in}	9,83 mF

Tabla 4.5. Parámetros de diseño del lazo de tensión (T.C.A.).

$$\begin{aligned} Fase(j2\pi \cdot F_{c,v}) &= \arctg(Tn_v \cdot 2\pi F_{c,v}) - 90^\circ - \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,v}}{F_{s,v}}\right) - \arctg\left(\frac{F_{c,v}}{F_{c,i}}\right) - \\ &90^\circ - \arctg(\tau_{f,v} \cdot 2\pi F_{c,v}) - \arctg(\tau_{f,d,v} \cdot 2\pi F_{c,v}) = M_{f,v} - 180^\circ \end{aligned} \quad (161)$$

$$Tn_v = \frac{tg\left(M_{f,v} + \arctg\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,v}}{F_{s,v}}\right) + \arctg\left(\frac{F_{c,v}}{F_{c,i}}\right) + \arctg(\tau_{f,v} \cdot 2\pi F_{c,v}) + \arctg(\tau_{f,d,v} \cdot 2\pi F_{c,v})\right)}{2\pi F_{c,v}} \quad (162)$$

$$\text{Módulo}(j2\pi \cdot F_{c,v}) = 1 =$$

$$= \frac{Kp_v \cdot \sqrt{(Tn_v \cdot 2\pi F_{c,v})^2 + 1} \cdot K_{f,v} \cdot v_{red}}{Tn_v \cdot (2\pi F_{c,v})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,v}}{F_{s,v}}\right)^2 + 1} \cdot K_{f,i} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,v}}{F_{c,i}}\right)^2 + 1} \cdot v_{pv} \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{f,v} \cdot 2\pi F_{c,v})^2 + 1}} \quad (163)$$

$$Kp_v = - \frac{Tn_v \cdot (2\pi F_{c,v})^2 \cdot \sqrt{\left(1,5 \cdot 2\pi \frac{F_{c,v}}{F_{s,v}}\right)^2 + 1} \cdot \sqrt{\left(\frac{F_{c,v}}{F_{c,i}}\right)^2 + 1} \cdot v_{pv} \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{f,v} \cdot 2\pi F_{c,v})^2 + 1}}{\sqrt{(Tn_v \cdot 2\pi F_{c,v})^2 + 1} \cdot v_{red} \cdot \frac{K_{f,v}}{K_{f,i}}} \quad (164)$$

Constante proporcional, Kp_{vi}	-0,9485
Constante integral, Tn_{vi}	$77,9 \cdot 10^{-3} \text{ s}$

Tabla 4.6. Parámetros del controlador del lazo de tensión (T.C.A.).

El diagrama de Bode del lazo abierto de tensión (Figura 4.23) se utiliza para asegurar que las condiciones de diseño del lazo son satisfechas.

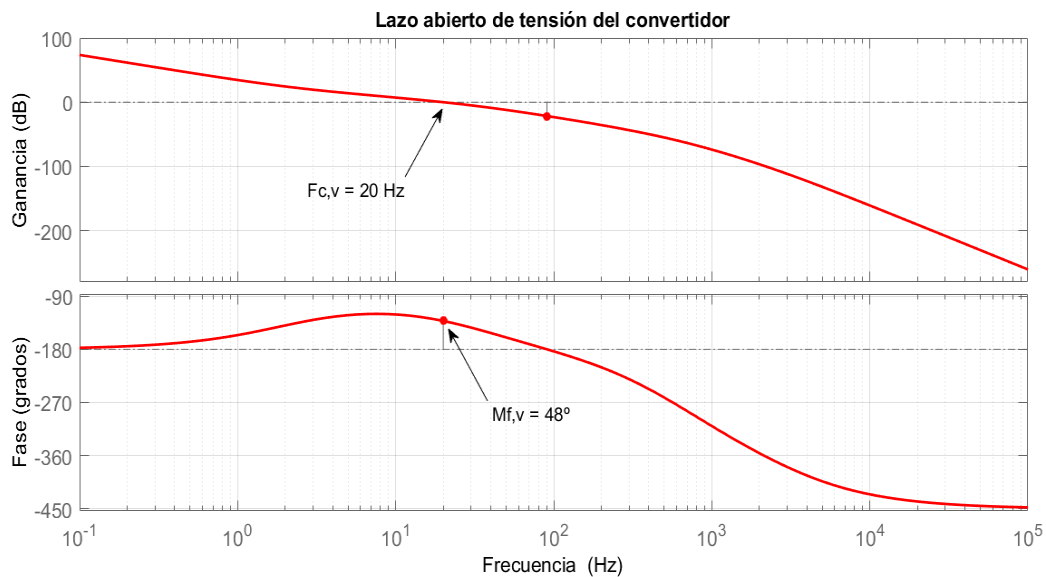


Figura 4.23. Diagrama de Bode del lazo abierto de tensión (T.C.A.).

También se analiza la respuesta transitoria del lazo cerrado de tensión (Figura 4.24). La entrada es un escalón a la tensión MPP ($v_{pv} = 263 \text{ V}$). La sobreoscilación es considerable. Sin embargo, apenas supera los 350 V y la simulación se produce en un estado del convertidor inusual: habitualmente, los condensadores se encuentran cargados, lo cual reduce el transitorio y su sobrepasamiento.

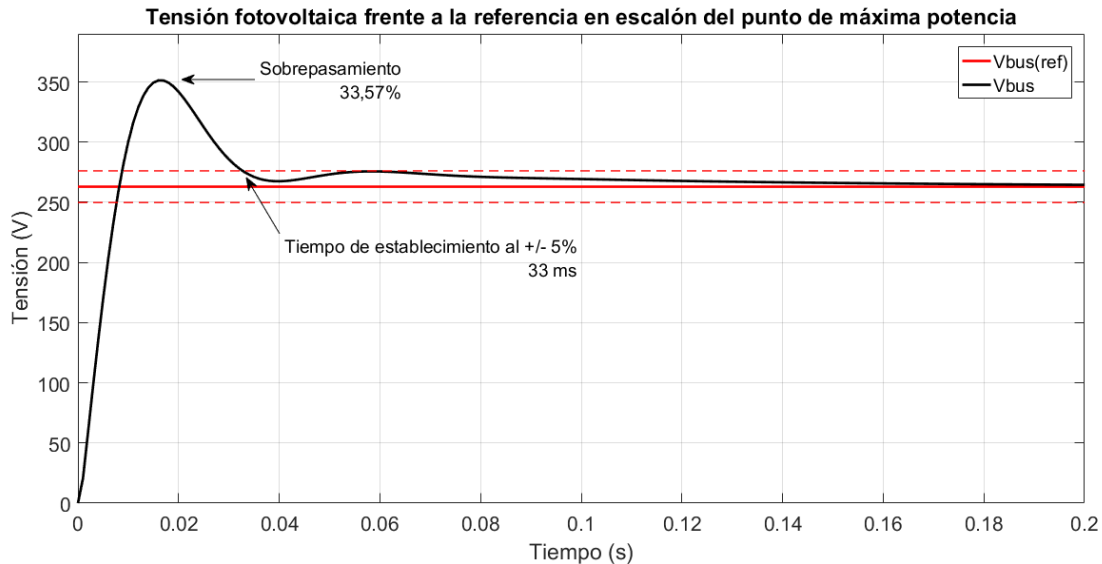


Figura 4.24. Transitorio del lazo de tensión del convertidor en MPP (T.C.A.).

En cuanto a las perturbaciones, en el modo Boost i_{pv} es una perturbación que, a priori, no puede considerarse como una perturbación externa puesto que es una variable de estado vinculada a v_{pv} a través de R_{pv} . Sin embargo, se asume que i_{pv} es una perturbación externa que el control es capaz de rechazar, dado que se ha concluido que la influencia de R_{pv} sobre la planta del lazo de tensión es despreciable.

4.4.5.2. Simulación en PSIM

A través de simulaciones en PSIM se contrastan los resultados de Matlab en los transitorios (respuesta temporal) y en régimen permanente (respuesta frecuencial).

En primer lugar, se simula el lazo de tensión en MPP (Figura 4.25). El tiempo de establecimiento obtenido al $\pm 5\%$ es menos de la mitad que en el lazo con control convencional y condensador de entrada pequeño. La ventaja de C_{in} elevado en cuanto al diseño del lazo es que elimina el efecto de R_{pv} , de modo que la rapidez y estabilidad de diseño del lazo son prácticamente invariables.

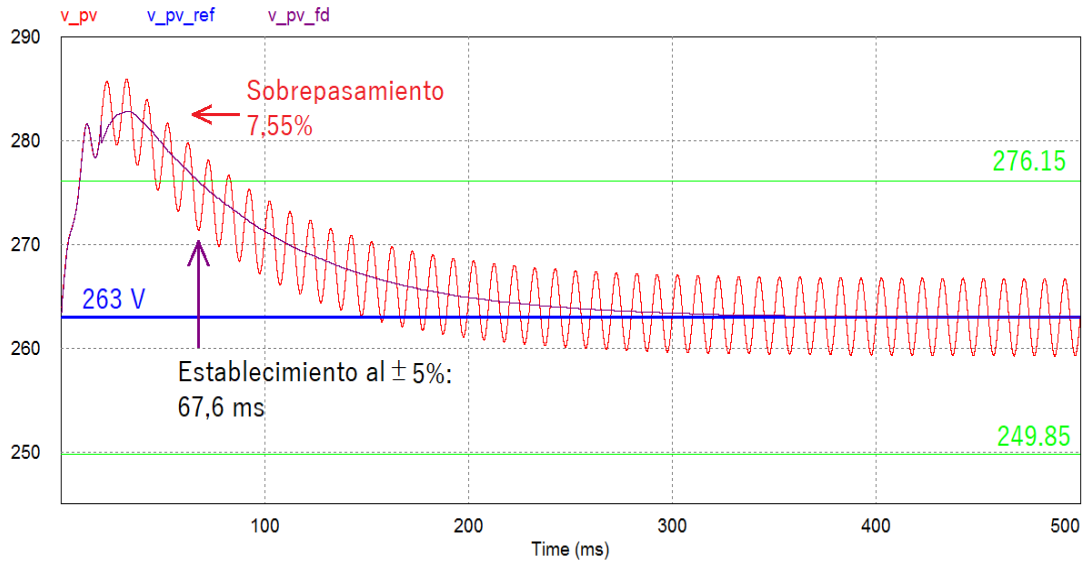


Figura 4.25. PSIM: lazo de tensión en MPP (T.C.A.).

En segundo lugar, se obtiene un detalle del rizado en v_{pv} (Figura 4.26), determinando que es menor que el rizado máximo especificado en el diseño del filtro CLC. El rizado a 16 kHz es imperceptible al ser muy atenuado por C_{in} .

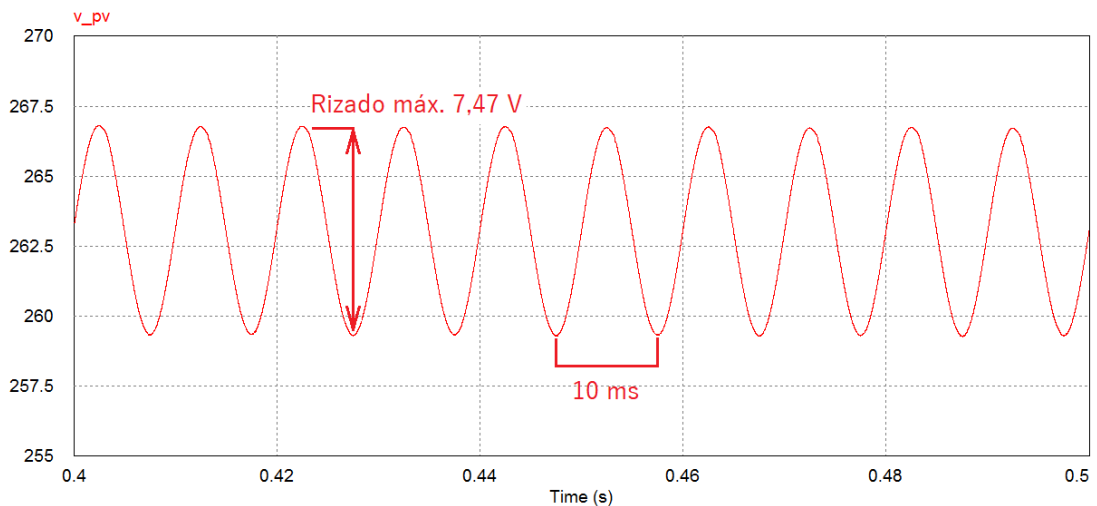


Figura 4.26. Detalle del rizado máximo de tensión (T.C.A.).

Finalmente, se lleva a cabo una simulación similar a la realizada en el lazo de tensión de v_{pv} para analizar el comportamiento transitorio con escalones de referencia (Figura 4.27).

El comportamiento del lazo de tensión con control alternativo es, en general, más lento a tensiones inferiores a la de MPP puesto que su frecuencia de corte es 20 Hz y la del control convencional era mayor a menor tensión, siendo 200 Hz en cortocircuito.

Por otro lado, su estabilidad es mayor, especialmente a bajas tensiones. La rapidez y estabilidad del lazo no se ven afectadas por el punto de funcionamiento, es decir, por R_{pv} , mientras que el lazo con control convencional (con C_{in} pequeño) se ve fuertemente influenciado por R_{pv} .

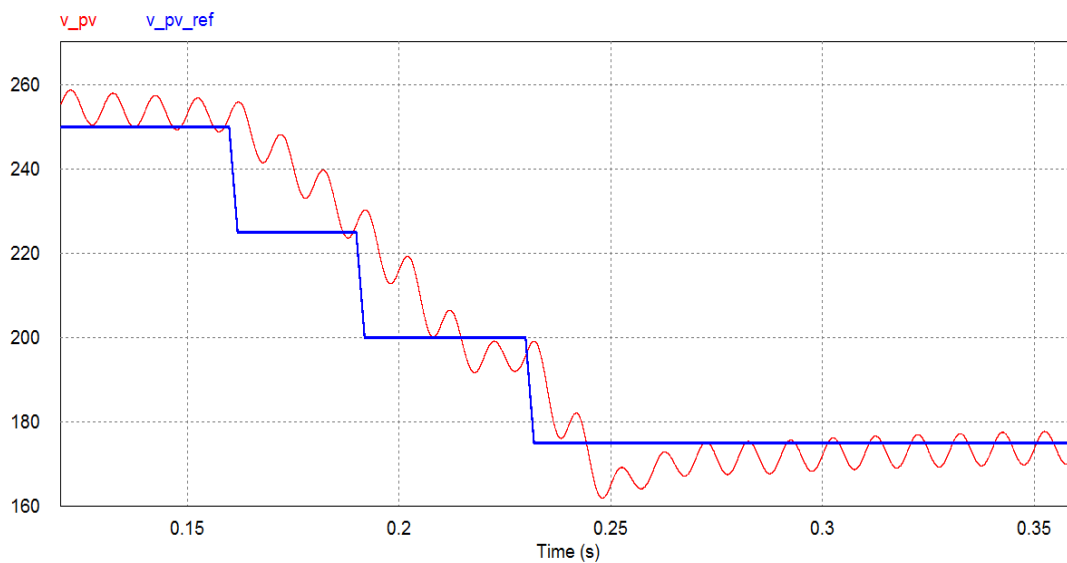


Figura 4.27. Influencia de R_{pv} : variación de la tensión de referencia (T.C.A.).

4.5. SIMULACIÓN COMPLETA DEL CONTROL ALTERNATIVO

4.5.1. Conmutaciones

La Figura 4.28 resume el funcionamiento del convertidor con T.C.A., al igual que la Figura 4.2, mostrada en la introducción al principio de funcionamiento de la técnica de control alternativo.

Se muestran las señales de conmutación del IGBT del elevador (F_b), el cual solo conmuta en modo Boost y la señal de conmutación de uno de los IGBT del puente en H (T_1), que conmuta a alta frecuencia solo en modo Buck. En modo Boost, $T_1 - T_4$ conmutan a la frecuencia de red.

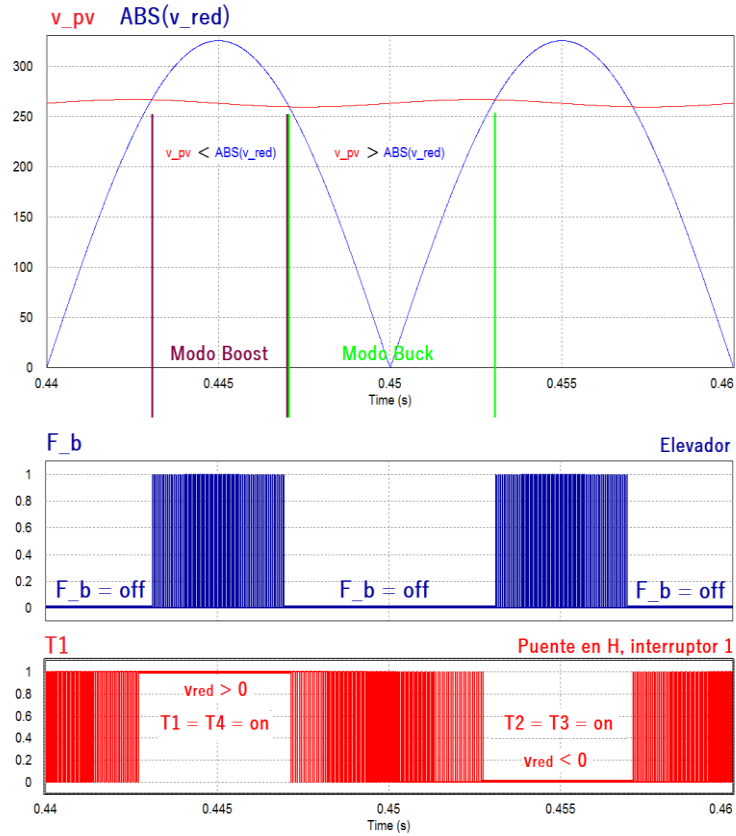
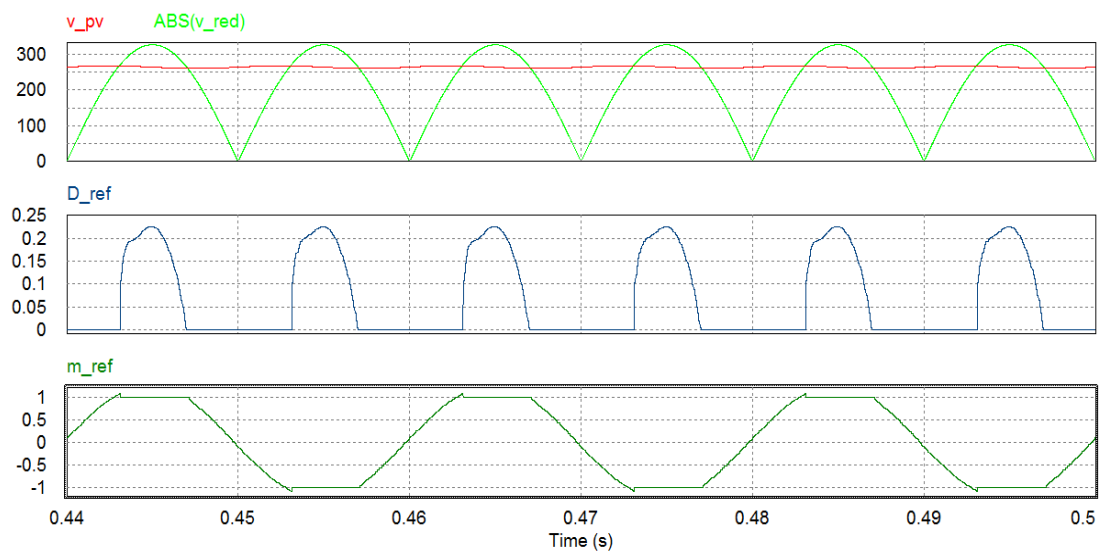


Figura 4.28. Modo Boost y modo Buck. Conmutaciones (T.C.A.).

4.5.2. Formas de onda principales



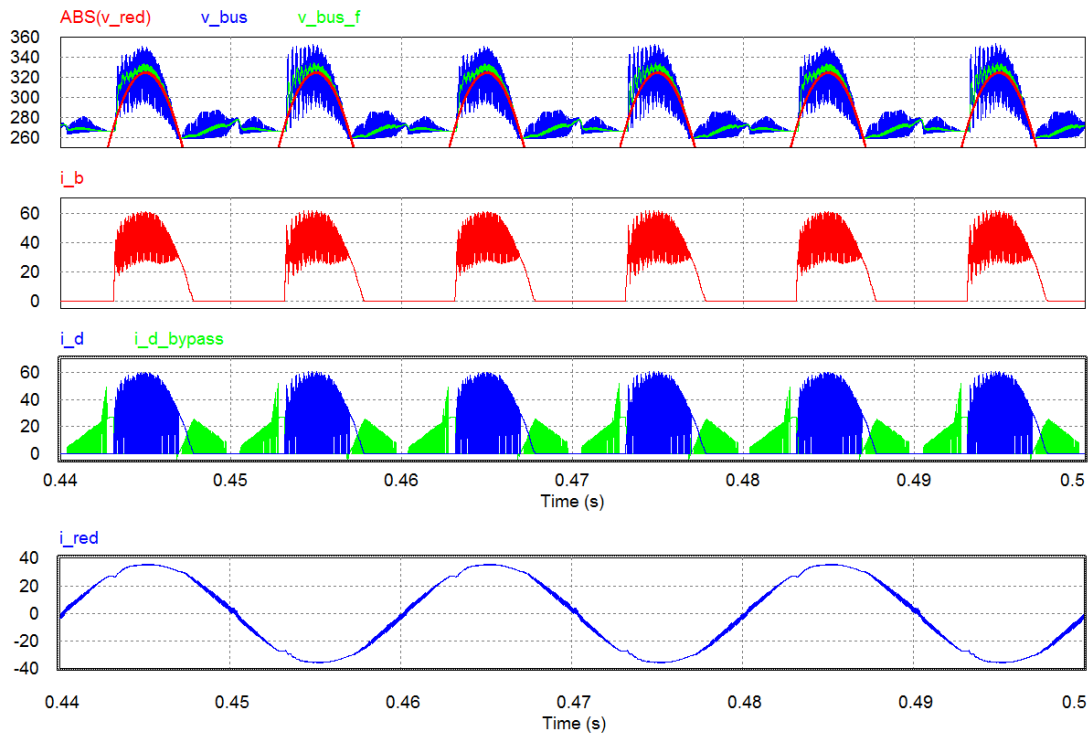


Figura 4.29. Formas de onda principales del convertidor (T.C.A.).

4.5.2.1. Modo Boost

Se cumple que $v_{pv} < abs(v_{red})$. La modulante se satura a -1 si $v_{red} < 0$ o a 1 si $v_{red} > 0$. El ciclo de trabajo tiene una forma de onda sinusoidal, creciente conforme crece $abs(v_{red})$. De esta forma se logra que la tensión tenga el mismo valor medio instantáneo que $abs(v_{red})$, despreciando la caída de tensión en L_{red} .

El rizado a 16 kHz en v_{bus} es significativo a causa del bajo valor de la capacidad de bus. Un valor mayor de C_{bus} podría reducir el rizado de i_{red} , pero no de forma perceptible en el THD. Sin embargo, la corriente que consumiría sería mayor, haciendo que el balance de potencias (114) fuera menos preciso, y aumentaría el efecto de la resonancia en modo Boost.

La corriente i_b es tal que $\langle i_b \rangle = i_{red}/(1 - D)$. El rizado a la frecuencia de conmutación también es elevado en i_b . La perturbación que pudiera causar es totalmente imperceptible, puesto que la capacidad de C_{in} es elevada.

Durante el modo Boost, el diodo del elevador conduce en instantes complementarios al IGBT. El diodo de bypass se encuentra en corte, puesto que $v_{bus} > v_{pv}$.

4.5.2.2. Modo Buck

$v_{pv} > abs(v_{red})$: $D_{ref} = D^*$ tiene valor nulo, impuesto desde el control; $m_{ref} = m^*$ es la salida del control, de forma sinusoidal. El elevador no conmuta y el puente en H se comporta como inversor reductor.

$v_{bus} = v_{pv}$ en valor medio instantáneo. La diferencia entre las dos formas de onda radica en los rizados tanto a 100 Hz como a 16 kHz, mayores en v_{bus} que en v_{pv} .

Gracias al diodo de bypass y a emplear un elevador no reversible en corriente, no circula corriente por la inductancia y el diodo del elevador en modo Buck. De esta manera, no hay pérdidas de potencia en la inductancia ni pérdidas de conmutación en el diodo del elevador. El diodo de bypass, sin embargo, no conduce de forma continua sino que también conmuta. Se debe al rizado de v_{bus} , que supera en ciertos instantes a v_{pv} , provocando el corte del diodo.

El diodo de bypass cumple también la función de incrementar la estabilidad del sistema, así como de simplificar su diseño, puesto que anula L_b en modo Buck (evita el acoplamiento de L_b con C_{bus} y L_{red} , que constituirían un filtro LCL con una resonancia dependiente de m). El que L_b sea cortocircuitada en modo Buck no empeora el filtrado del filtro CLC, puesto que se ha concluido que L_b es irrelevante.

4.5.3. Calidad de la corriente inyectada a red

Un parámetro fundamental para expresar de forma cuantitativa la calidad de la corriente de red del convertidor es el THD. Se simulan en PSIM dos puntos de funcionamiento: a) punto de máxima potencia ($v_{pv} = 263 V$) - Figura 4.30 -; b) tensión mínima MPP según especificación de partida ($v_{pv} = 150 V$) - Figura 4.31 -.

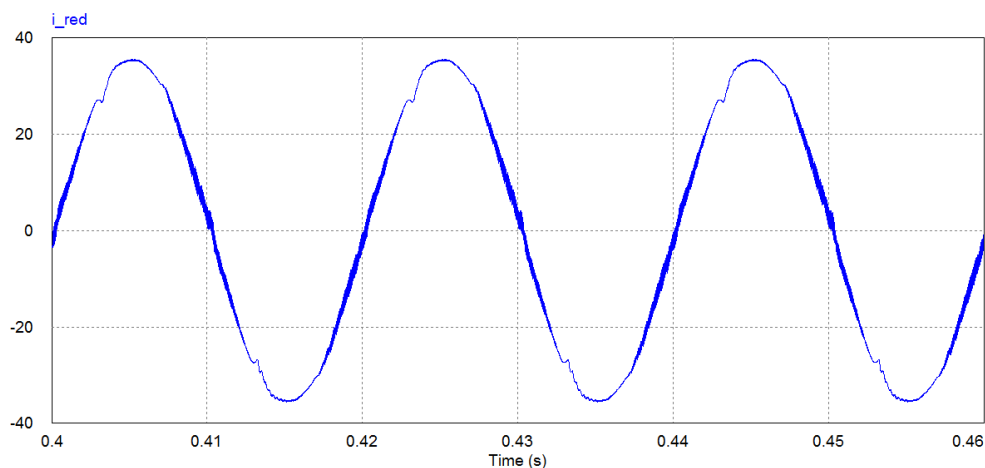


Figura 4.30. Corriente de red en MPP. Análisis del THD (T.C.A.).

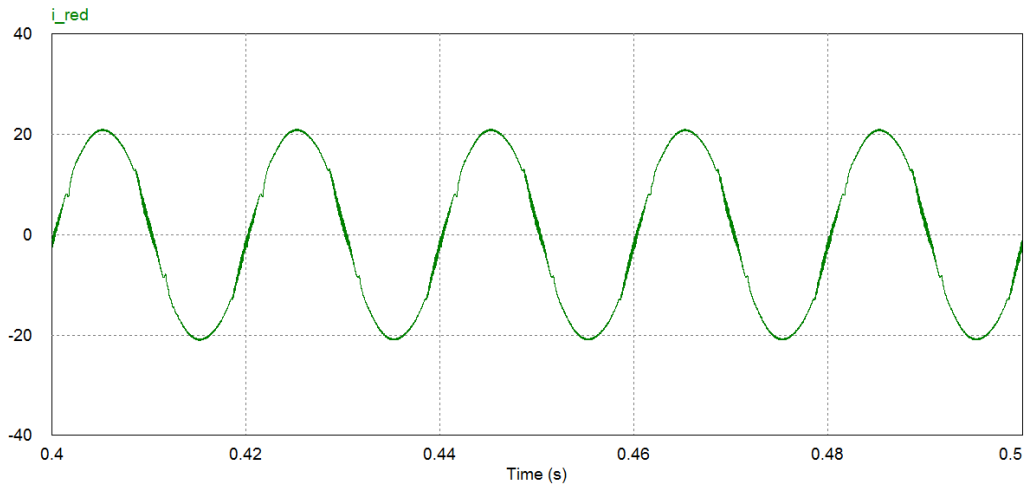


Figura 4.31. Corriente de red para $v_{pv} = 150 \text{ V}$. Análisis del THD (T.C.A.).

Tensión fotovoltaica, v_{pv}	Ciclo de trabajo máximo, $D(máx)$	Tasa de distorsión armónica, THD
263 V	0,1914	3,44%
150 V	0,5388	4,24%

Tabla 4.7. $D(máx)$ y THD en dos puntos de funcionamiento (T.C.A.).

Los resultados de PSIM corroboran la conclusión a la que se había llegado mediante el análisis teórico de la planta del lazo de corriente: cuanto mayor es el ciclo de trabajo, más diferencia existe entre las plantas en modo Boost y en modo Buck. Esto implica que el controlador universal no logra una transición tan suave entre modos y el THD aumenta. Además, un ciclo de trabajo elevado desplaza la resonancia a menores frecuencias, lo cual también puede resultar negativo para la calidad de la corriente inyectada.

Mediante PSIM se calcula el factor de potencia. La Figura 4.32 representa las formas de onda de tensión y corriente de red. El factor de potencia calculado por PSIM es 0,997.

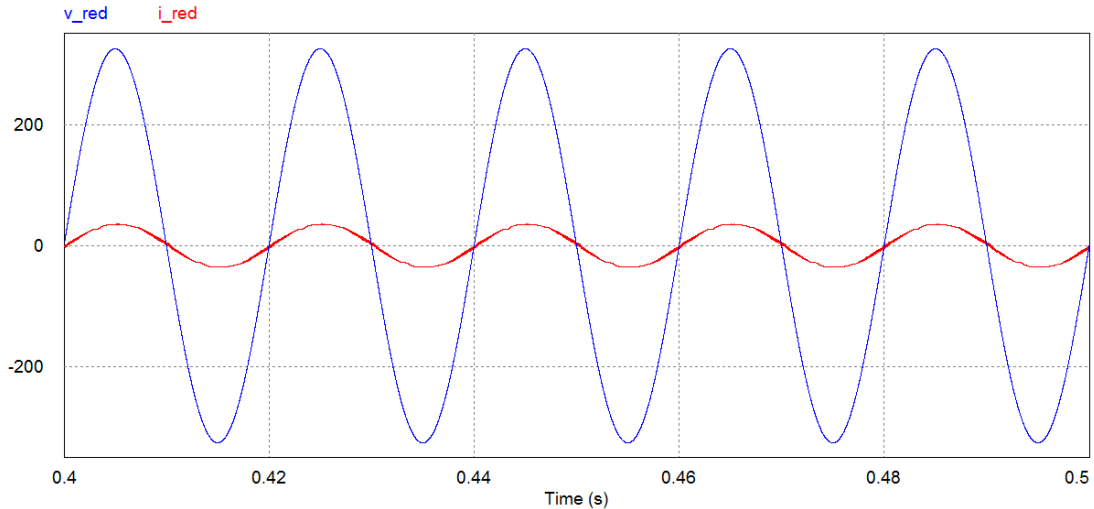


Figura 4.32. Tensión de red y corriente de red en MPP (T.C.A.).

5. COMPARACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL

5.1. EFICIENCIA

La técnica de control convencional implica que las dos etapas de conversión (elevación DC/DC de la tensión e inversión) trabajen simultáneamente, independientemente de la tensión de entrada. Esto supone que los semiconductores conmuten en todo momento a la frecuencia de conmutación.

La técnica de control alternativa, sin embargo, diferencia entre dos modos de funcionamiento (Boost y Buck) en función de la tensión de entrada respecto de la tensión instantánea de red. En cada modo, solo una de las etapas de conversión conmuta a la frecuencia de conmutación: en el modo Boost es el elevador, mientras que el puente en H conmuta a la frecuencia de red; en el modo Buck, el elevador no conmuta y es el puente en H el que trabaja a la frecuencia de conmutación.

Por tanto, las pérdidas de conmutación del convertidor con la técnica de control alternativa son significativamente inferiores, incrementando la eficiencia del convertidor respecto del controlado mediante la técnica convencional.

La superioridad de la técnica alternativa en términos de eficiencia puede acentuarse si, como se afirma en [9], se utilizan MOSFET de potencia o CoolMOS (con menores pérdidas de conmutación que los IGBT si se logra trabajar a tensiones relativamente bajas) y diodos de recuperación ultrarrápida.

La mejora en la eficiencia con control alternativo se estima mayor respecto del control convencional cuanto menor es la tensión de entrada, puesto que se trabaja durante la mayor parte del periodo de red solo conmutando una rama de conmutación (la del elevador), con una única conmutación del puente en H. Con bajas tensiones de entrada, la técnica convencional requiere un ratio mayor de elevación y además las tres ramas de conmutación conmutan a alta frecuencia.

5.2. COSTE Y TAMAÑO

Tanto el coste como el tamaño del convertidor están vinculados con el dimensionamiento de los elementos pasivos. Sobre el volumen y el coste no solo influyen los valores de capacidad e inductancia, sino también la energía que deben almacenar estos elementos pasivos.

Elemento pasivo	T.C.C.	T.C.A.	Comentarios (T.C.A. respecto de T.C.C.)
C_{in}	$10 \mu F$	$9,83 mF$	Capacidad mayor, pero de menor tensión nominal.
L_b	$1,6 mH$	$100 \mu H$	Inductancia 16 veces menor.
C_{bus}	$3,12 mF$	$10 \mu F$	Capacidad menor.
L_{red}	$2 mH$	$2 mH$	Mismo valor de inductancia.

Tabla 5.1. Comparación de los elementos pasivos en las dos técnicas.

En el caso de los condensadores, la capacidad total es mayor en el convertidor con técnica de control alternativo. Sin embargo, debe recalcar que el coste y el tamaño se ven muy influidos por la tensión nominal que deben soportar los condensadores.

Se elimina el condensador electrolítico en el bus, que suponía utilizar un elemento de elevado volumen y peso, bajo tiempo de vida, requerimientos especiales de reciclaje y resistencia parasita relativamente alta [1], [7]. Por otro lado, C_{in} será necesariamente un condensador electrolítico. Sin embargo, su tensión nominal será menor que la de bus, lo cual reduce su tamaño y su coste.

Respecto a las inductancia, el convertidor controlado mediante la técnica alternativa necesita de una bobina de red de igual valor y de una bobina de elevador 16 veces menor para alcanzar rizados de corriente máximos similares a los del convertidor con control convencional. La reducción en tamaño y coste de la inductancia del elevador favorece claramente a la técnica de control alternativa.

5.3. SEMICONDUCTORES

Teniendo en cuenta las características del control alternativo, se deduce que supone un tiempo de vida de los semiconductores mayor en tanto que conmutan a menor tensión que en el control convencional y lo hacen en menos ocasiones: en cada modo de funcionamiento, solo conmuta a alta frecuencia una de las dos etapas de conversión.

La razón de que conmuten a menor tensión se resume en que con el control convencional los semiconductores del inversor siempre conmutan con una tensión de corte de 350 V (más todavía si se admite que v_{pv} supere a v_{bus} y el elevador deje de conmutar). Con la técnica alternativa propuesta, el elevador conmuta a una tensión $v_K = v_{bus} \cdot (1 - D) \leq v_{bus}$ y el inversor siempre conmuta con una tensión de corte igual a v_{pv} , la cual puede ser notablemente inferior a v_{bus} del control convencional.

En el apartado 5.1. se ha introducido la posibilidad de emplear diodos de recuperación ultrarrápida e interruptores constituidos por MOSFET de potencia o por CoolMOS, según proponen en [9].

5.4. CALIDAD DE LA CORRIENTE INYECTADA A RED

Se realiza una serie de ensayos de los convertidores con las dos técnicas de control. Los resultados se plasman en la Tabla 5.2. El objetivo es comparar las dos técnicas de control en cuanto a tasa de distorsión armónica y factor de potencia.

Tensión (V)	Técnica de control convencional		Técnica de control alternativa	
	THD (%)	FP (p.u.)	THD (%)	FP (p.u.)
80	12,32	0,988	10,17	0,979
150	6,72	0,994	3,98	0,993

200	5,17	0,995	3,50	0,995
263	4,72	0,996	3,37	0,997
280	4,49	0,996	3,62	0,997

Tabla 5.2. THD y FP en ambas técnicas para distintos puntos de funcionamiento.

En general, el THD de la corriente de red es significativamente inferior en el convertidor con técnica de control alternativa. La calidad de la red inyectada es mayor en la segunda técnica analizada en todos los puntos simulados. Las mayores diferencias aparecen en los puntos de funcionamiento de menor tensión, corroborándose que la técnica de control convencional es más adecuada para trabajar con tensiones de entrada bajas.

El factor de potencia presenta un valor muy elevado a partir de 150 V. Por debajo, éste disminuye. En la técnica alternativa la reducción del factor de potencia es ligeramente mayor debido a que el lazo de corriente no es tan rápido como en el control convencional. Esto supone que v_{red} no sea rechazada con tanta eficacia y su efecto sea perceptible en el desfase de i_{red} .

6. CONCLUSIONES

Respecto de otras, la técnica de control convencional presenta la ventaja de adaptarse a las variaciones en la tensión fotovoltaica de entrada [10], elevando la tensión inicialmente siempre para tener el nivel de tensión al requerido por el puente en H a su entrada. Además, el control es simple y la topología de conversión no presenta dificultades en el diseño. La principal desventaja de la técnica de control convencional radica en su eficiencia, especialmente con ratios de elevación elevados.

La técnica de control alternativa propuesta emplea la misma estructura de conversión que la técnica de control convencional, a excepción de la introducción de un nuevo elemento: el diodo de bypass del elevador. Conceptualmente, la técnica de control alternativa es más compleja. Sin embargo, en el control digital se logra un controlador universal: el convertidor es controlado por un único lazo externo de tensión y un único lazo interno de corriente.

Debido a las particularidades del convertidor con el control alternativo, las interacciones entre los elementos pasivos implican un dimensionamiento más complejo, que incluye filtros de tercer orden y resonancias.

La técnica de control alternativa presenta las siguientes ventajas respecto de la técnica de control convencional:

- a) Mayor eficiencia. Reducción en las pérdidas de conmutación gracias a un funcionamiento alternativo de las etapas de conversión, en lugar de que ambas funcionen continuamente a la frecuencia de conmutación.
- b) Tamaño del convertidor más reducido. La inductancia del elevador se reduce en 16 veces. La reducción del tamaño respecto a los condensadores no es concluyente y puede considerarse similar.
- c) Mejor comportamiento con bajas tensiones de entrada. Las prestaciones del convertidor con control alternativo son todavía mejores cuando v_{pv} es baja, porque i_{red} presenta un THD notablemente menor (Tabla 5.2) y la diferencia relativa de eficiencia se estima mayor porque se trabaja con ciclos de trabajo altos.
- d) Funcionamiento con mejores prestaciones. En todos los puntos analizados (Tabla 5.2), el convertidor controlado mediante la técnica alternativa presenta una calidad de la corriente de red superior al convertidor con control convencional, introduciendo menos perturbaciones en la red.

En conclusión, la técnica de control alternativa resulta superior a la técnica convencional en cuanto a eficiencia y prestaciones. Es especialmente adecuada en aplicaciones con tensiones de entrada bajas. Además, permite un dimensionamiento de los elementos pasivos más eficiente, estimándose que el volumen, peso y coste del convertidor es menor.

7. LÍNEAS FUTURAS

A continuación se comentan líneas de trabajo que podrían desarrollarse en un futuro, que no se han llevado a cabo por exceder el alcance del presente Trabajo Fin de Grado.

Las evidencias de que la eficiencia es mayor son claras en este TFG y están respaldadas por investigaciones que emplean técnicas de control similares [1], [7], [8]. A pesar de ello, las conclusiones son cualitativas. Una línea futura de trabajo sería el cálculo de la eficiencia en función de la potencia generada con ambas técnicas de control, comparando cuantitativamente sus eficiencias.

El coste, el volumen y el peso del convertidor son características de importancia en los convertidores fotovoltaicos, especialmente si son de poca potencia, como es el caso. Por tanto, se evalúan entre los principales criterios a la hora de concluir qué técnica es superior. Sin embargo, no se profundiza en ello por exceder el alcance del TFG. La continuación del trabajo podría incluir la consideración de elementos comerciales y la búsqueda de una solución óptima con un compromiso entre coste-volumen y prestaciones.

Finalmente, existe una tercera línea encaminada a mejorar las prestaciones del convertidor con la técnica alternativa propuesta. Se centraría en reducir las perturbaciones armónicas introducidas por el convertidor.

8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] K. Ogura, T. Nishida, E. Hiraki, M. Nakaoka, and S. Nagai, "Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 6, pp. 4763–4767, 2004.
- [2] "Technology Roadmap: Solar photovoltaic energy - 2014 Edition", C. Philibert et al., International Energy Agency IEA, París, Francia. [En línea]. Disponible en: <http://www.iea.org/publications/freepublications/publication/technology-roadmap-solar-photovoltaic-energy---2014-edition.html>. [Accedido: 8-jun-2017].
- [3] "Recent Facts about Photovoltaic in Germany", Fraunhofer ISE - compiled by H. Wirth -, Photovoltaic Modules, Systems and Reliability, Freiburg, Alemania, 9 de Enero de 2017. [En línea]. Disponible en: <https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/en/documents/publications/studies/recent-facts-about-photovoltaics-in-germany.pdf>. [Accedido: 8-jun-2017].
- [4] "Co-operative programme on photovoltaic power sistemas. Task 1: Exchange and dissemination of information on PV power systems. National Survey Report of PV Power Applications in Italy - 2012", International Energy Agency - prepared by S. Castello (ENEA), A. De Lillo (ENEA), S. Guastella (RSE S.p.A), F. Paletta (RSE S.p.A) -, S.M. Galleria RM y Milano, Italia, mayo 2013. [En línea]. Disponible en: http://iea-pvps.org/index.php?id=93&eID=dam_frontend_push&docID=1569. [Accedido en: 8-jun-2017].
- [5] Australian PV Institute (APVI) Solar Map, fundado por Australian Renewable Energy Agency. [En línea]. Disponible en: pv-map.apvi.org.au. [Accedido: 9-jun-2017].
- [6] "Photovoltaics report", Fraunhofer ISE (con la colaboración de PSE AG), Freiburg, Alemania, 17 de noviembre de 2016. [En línea]. Disponible en: <https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf>. [Accedido: 6-jun-2017].
- [7] N. A. Ahmed, H. W. Lee, and M. Nakaoka, "Dual-mode time-sharing sinewave-modulation soft switching boost full-bridge one-stage power conditioner without electrolytic capacitor DC link," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 805–813, 2007.
- [8] W. W. W. Wu, H. G. H. Geng, P. G. P. Geng, Y. Y. Y. Ye, and M. C. M. Chen, "A novel control method for dual mode time-sharing grid-connected inverter," *Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE), 2010 IEEE*, vol. 1, pp. 53–57, 2010.
- [9] Z. Zhao, M. Xu, Q. Chen, J. S. J. Lai, and Y. Cho, "Derivation, analysis, and implementation of a boost-buck converter-based high-efficiency PV inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1304–1313, 2012.

- [10] W. Wu, J. Ji, and F. Blaabjerg, "Aalborg Inverter - A New Type of "Buck in Buck, Boost in Boost" Grid-Tied Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 9, pp. 4784–4793, 2015.
- [11] "Highlights of Kyocera photovoltaic modules", Model KC200GT, Kyocera Corporation.
- [12] M. Villalva, J. Gazoli, and E. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [13] A. Urtasun, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Adaptive voltage control of the DC/DC boost stage in PV converters with small input capacitor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5038–5048, 2013.
- [14] L. Bowtell and T. Ahfock, "Comparison between unipolar and bipolar single phase grid-connected inverters for PV applications," *2007 Australas. Univ. Power Eng. Conf. AUPEC*, pp. 1–5, 2007.
- [15] C. R. Sullivan, S. Member, J. J. Awerbuch, and A. M. Latham, "Decrease in Photovoltaic Power Output from Ripple- Simple General Calculation and the Effect of Partial Shading," vol. 28, no. 2, pp. 740–747, 2013.
- [16] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier," *Conf. Rec. 2001 IEEE Ind. Appl. Conf. 36th IAS Annu. Meet. (Cat. No.01CH37248)*, vol. 1, no. 5, pp. 299–307, 2005.

