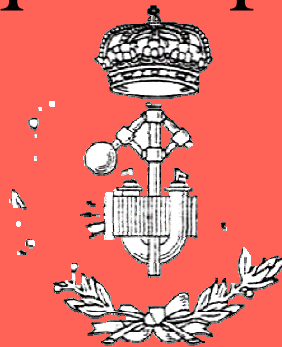


E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Control de un inversor elevador para sistemas fotovoltaicos de pequeña potencia



Grado en Ingeniería
en Tecnologías Industriales

Trabajo Fin de Grado

Iñaki Ojer Palacios

Andoni Urtasun Erburu

Pamplona, 28 de Junio de 2016

Resumen

El presente proyecto tiene por objetivo realizar el control de un inversor elevador para sistemas fotovoltaicos de pequeña potencia cuyas instalaciones se pueden realizar en los tejados de los edificios para autoconsumo del usuario.

La ubicación escogida para estudiar los puntos de trabajo del generador fotovoltaico en función de la temperatura ambiente y la irradiancia incidente ha sido la Comunidad Foral de Navarra. Una vez que se tienen los distintos puntos, se ha abordado el cálculo de los elementos pasivos y semiconductores del inversor elevador mediante unos requisitos impuestos que deben cumplir las corrientes y tensiones del inversor elevador.

Una vez que se conocen los valores de las inductancias y condensadores del convertidor, se ha realizado el control del inversor elevador sobre estos elementos para extraer la máxima potencia del generador fotovoltaico e inyectarla a la red. Para comprobar el correcto funcionamiento del control del inversor elevador, se ha simulado en PSIM, donde se ha validado el correcto funcionamiento del sistema.

Abstract

The overall objective of this project is the design and control of a boost inverter for small photovoltaic power installations that could be implemented on building rooftops for self-consumption.

The chosen location for obtaining temperature and incident irradiance in order to calculate the operation point is Navarra. Once these operation points have been obtained, it is possible to address the calculation of the different passive components of the boost inverter, which must meet the requirements for voltage and current.

After the values for inductances and capacitors of the converter have been calculated, the control of these elements is performed. This enables the possibility to extract the maximum power from the PV generator and inject it to the network. The last step consists on checking the correct operation of the control by simulation on PSIM.

ÍNDICE

1.- Introducción	1
1.1.- Situación de la fotovoltaica en España	1
1.2.- Potencial de la fotovoltaica en los tejados	3
1.3.- Balance neto de potencia de una instalación fotovoltaica para autoconsumo	4
1.4.- Fundamentos de los generadores fotovoltaicos	5
1.5.- PSIM	10
1.6.- Objetivos del trabajo	10
1.7.- Estructura y contenido del trabajo	13
2.- Dimensionado del generador fotovoltaico	15
2.1.- Módulo YL250P-29b	17
2.2.- Puntos de trabajo	18
2.2.1.- Condiciones más desfavorables	22
2.2.2.- Máxima potencia	23
3.- Análisis del modelo medio del convertidor	25
4.- Análisis del modelo instantáneo de un elevador	33
4.1.- Tensión en el punto medio de la célula de conmutación, v_A	35
4.2.- Tensión en la inductancia, v_L	35
4.3.- Corriente de la inductancia, i_L	36
4.4.- Corriente por el interruptor superior, i_D	37
4.5.- Corriente en el condensador, i_C	37
4.6.- Tensión a la salida, v_{out}	38
5.- Dimensionado componentes	39
5.1.- Elementos pasivos	39
5.1.1.- Condensador de entrada, C_{in}	39
5.1.2.- Inductancia del inversor, L_{inv}	42
5.1.3.- Condensador del inversor, C_{inv}	42
5.1.4.- Inductancia de salida, L_{out}	43
5.2.- Semiconductores	45
6.- Control del inversor elevador	47
6.1.- Control de un elevador	51
6.1.1.- Lazo interno de corriente i_L	52
6.1.1.1.- Diseño de la estructura de control	52
6.1.1.2.- Simulación en PSIM	59
6.1.2.- Lazo externo de tensión v_{out}	60
6.1.2.1.- Diseño de la estructura de control	60
6.1.2.2.- Simulación en PSIM	66
6.2.- Elevador 1	66
6.2.1.- Simulación en PSIM del lazo interno de corriente i_L	67
6.2.2.- Lazo intermedio de corriente i_{out}	67

6.2.2.1.- Diseño de la estructura de control	67
6.2.2.2.- Simulación en PSIM	74
6.3.- Elevador 2.....	74
6.3.1.- Simulación en PSIM.....	74
6.3.2.- Emulación de la resistencia	75
6.4.- Control del inversor elevador	75
6.4.1.- Simulación en PSIM sin el lazo de tensión V_{in}	75
6.4.2.- Lazo externo de tensión V_{in} del elevador 1	77
6.4.2.1.- Diseño de la estructura de control	77
6.4.2.2.- Simulación en PSIM.....	82
7.- Conclusiones y líneas futuras.....	85
7.1.- Conclusiones.....	85
7.2.- Líneas futuras	85
8.- Bibliografía.....	87

ÍNDICE FIGURAS

Figura 1.1. Capacidad fotovoltaica conectada en la Unión Europea en 2015 (MWp) [2]...	1
Figura 1.2. Evolución de la potencia instalada y energía vendida del Sector de la Solar fotovoltaica [3].....	2
Figura 1.3. Células de Silicio monocristalino [1]	5
Figura 1.4. Células de Silicio policristalino [1]	5
Figura 1.5. Circuito equivalente del dispositivo intrínseco de una célula solar [1].....	6
Figura 1.6. Curvas I-V y P-V de una célula fotovoltaica [1].....	7
Figura 1.7. Influencia de la irradiancia en una célula solar [1].....	7
Figura 1.8. Influencia de la temperatura en una célula solar [1].....	8
Figura 1.9. Asociación de células fotovoltaicas [1].....	8
Figura 1.10. Curvas I-V para distintos conexiones de 36 células [1]	9
Figura 1.11. Asociación de módulos fotovoltaicos [1].....	9
Figura 1.12. Elevador más inversor de puente en H	10
Figura 1.13. Inversor elevador	11
Figura 1.14. Elevador (Boost) [1]	11
Figura 1.15. Esquema general de control para el inversor elevador	12
Figura 2.2. Simulación en PSIM de las curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico en condiciones estándares de medida (STC)	16
Figura 2.2. Esquema de simulación en PSIM de las curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico	17
Figura 2.3. Módulo YL250P-29b [6].....	17
Figura 2.4. $T_{célula}$ para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente	19
Figura 2.5. P_{max} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente	19
Figura 2.6. V_{mpp} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente	20
Figura 2.7. V_{oc} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente	20
Figura 2.8. I_{mpp} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente.....	21
Figura 2.9. I_{sc} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente	21
Figura 3.1. Circuito del convertidor inversor elevador.....	25
Figura 3.2. Curva de v_{out}	26
Figura 3.3. Curvas de V_{in} , v_1 , v_2 y V_{DC}	26
Figura 3.4. Curva de i_{out}	27
Figura 3.5. Curvas de P_{in} y p_{out}	28
Figura 3.6. Curvas de p_1 y p_2	29
Figura 3.7. Curvas de i_1 e i_2	30
Figura 3.8. Curvas de I_{in} e i_c	31
Figura 3.9. Interruptor de tres segmentos	32
Figura 4.1. Esquema de un elevador.....	33
Figura 4.2. Curvas de corriente y tensión en el elevador.....	34
Figura 5.1. Rizado de la tensión de entrada	41
Figura 5.2. Rizado de la corriente de salida.....	43

Figura 6.1. Esquema general de control del inversor elevador.....	47
Figura 6.2. Frecuencia de corte de los lazos de control.....	49
Figura 6.3. Circuito elevador 1 considerando al elevador 2 como una fuente de tensión .50	
Figura 6.4. Circuito elevador 2 considerando al elevador 1 como una fuente de corriente	50
Figura 6.5. Esquema general de control de un elevador.....	51
Figura 6.6. Diagrama de bloques de la planta del lazo interno de corriente i_L	53
Figura 6.7. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente i_L ...	53
Figura 6.8. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo interno de corriente i_L	53
Figura 6.9. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto sin controlador	54
Figura 6.10. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto sin controlador	55
Figura 6.11. Diagrama de Bode del controlador PI del lazo interno de corriente i_L	57
Figura 6.12. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto	57
Figura 6.13. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo cerrado	58
Figura 6.14. Simulación en PSIM de una corriente de 50 Hz con componente continua en el lazo interno de corriente i_L	59
Figura 6.15. Simulación en PSIM de una corriente de 2500 Hz con componente continua en el lazo interno de corriente i_L	60
Figura 6.16. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión v_{out}	61
Figura 6.17. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión v_{out}	61
Figura 6.18. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión v_{out}	62
Figura 6.19. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo abierto sin controlador	63
Figura 6.20. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo abierto	64
Figura 6.21. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo cerrado.....	65
Figura 6.22. Simulación en PSIM de una tensión de 50 Hz con componente continua en el lazo externo de tensión v_{out}	66
Figura 6.23. Simulación en PSIM del lazo interno de corriente i_1	67
Figura 6.24. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión v_{out}	68
Figura 6.25. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión v_{out}	68
Figura 6.26. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión v_{out}	69
Figura 2.27. Diagrama de Bode de la planta para distintos amortiguamientos del lazo intermedio de corriente i_{out}	70
Figura 6.28. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo abierto sin controlador	71

Figura 6.29. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo abierto	72
Figura 6.30. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo cerrado.....	73
Figura 6.31. Simulación en PSIM del lazo intermedio de corriente i_{out}	74
Figura 6.32. Simulación en PSIM del lazo externo de tensión v_2	74
Figura 6.33. Simulación en PSIM de los lazos intermedio de corriente i_{out} y externo de tensión v_2 (1).....	76
Figura 6.34. Simulación en PSIM de los lazos intermedio de corriente i_{out} y externo de tensión v_2 (2).....	76
Figura 6.35. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión V_{in}	77
Figura 6.36. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión V_{in}	78
Figura 6.37. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión V_{in}	78
Figura 6.38. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo abierto sin controlador	79
Figura 6.39. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo abierto	80
Figura 6.40. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo cerrado.....	81
Figura 6.41. Simulación en PSIM del control del inversor elevador.....	82
Figura 6.42. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, i_{out}	83
Figura 6.43. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, i_1 e i_2	83
Figura 6.44. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, v_2 y v_1	84
Figura 6.45. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, I_{in} e i_C	84

ÍNDICE TABLAS

Tabla 2.1. Parámetros eléctricos del módulo YL250P-29b en condiciones estándares de medida (STC) [6]	15
Tabla 2.2. Características térmicas de los módulos YGE 60 Cell-Series2 [6]	15
Tabla 2.3. Parámetros eléctricos del generador FV en condiciones estándares de medida (STC).....	16
Tabla 2.4. $T_{célula}$ mínima y máxima.....	22
Tabla 2.5. Parámetros eléctricos en las condiciones más desfavorables	22
Tabla 2.6. Parámetros eléctricos en el punto de máxima potencia	23
Tabla 4.1. Estados de conducción de los semiconductores	34
Tabla 5.1. Rizado de la tensión del generador fotovoltaico.....	40
Tabla 5.2. Condensador de entrada, C_{in}	41
Tabla 5.3. Inductancia del inversor, L_{inv}	42
Tabla 5.4. Condensador del inversor, C_{inv}	43
Tabla 5.5. Inductancia de salida, L_{out}	44
Tabla 5.6. Valor de los elementos pasivos.....	45
Tabla 6.1. Parámetros del sistema del lazo interno de corriente i_L	59
Tabla 6.2. Parámetros del sistema del lazo externo de tensión v_{out}	66
Tabla 6.3. Parámetros del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out}	73
Tabla 6.4. Parámetros del sistema del lazo externo de tensión V_{in}	81

1.- Introducción

1.1.- Situación de la fotovoltaica en España

En la figura 1.1 se muestran las potencias instaladas en Europa. Las cifras en naranja corresponden a la potencia solar fotovoltaica instalada a finales del año 2015. Y en azul, la potencia solar fotovoltaica instalada en 2015.

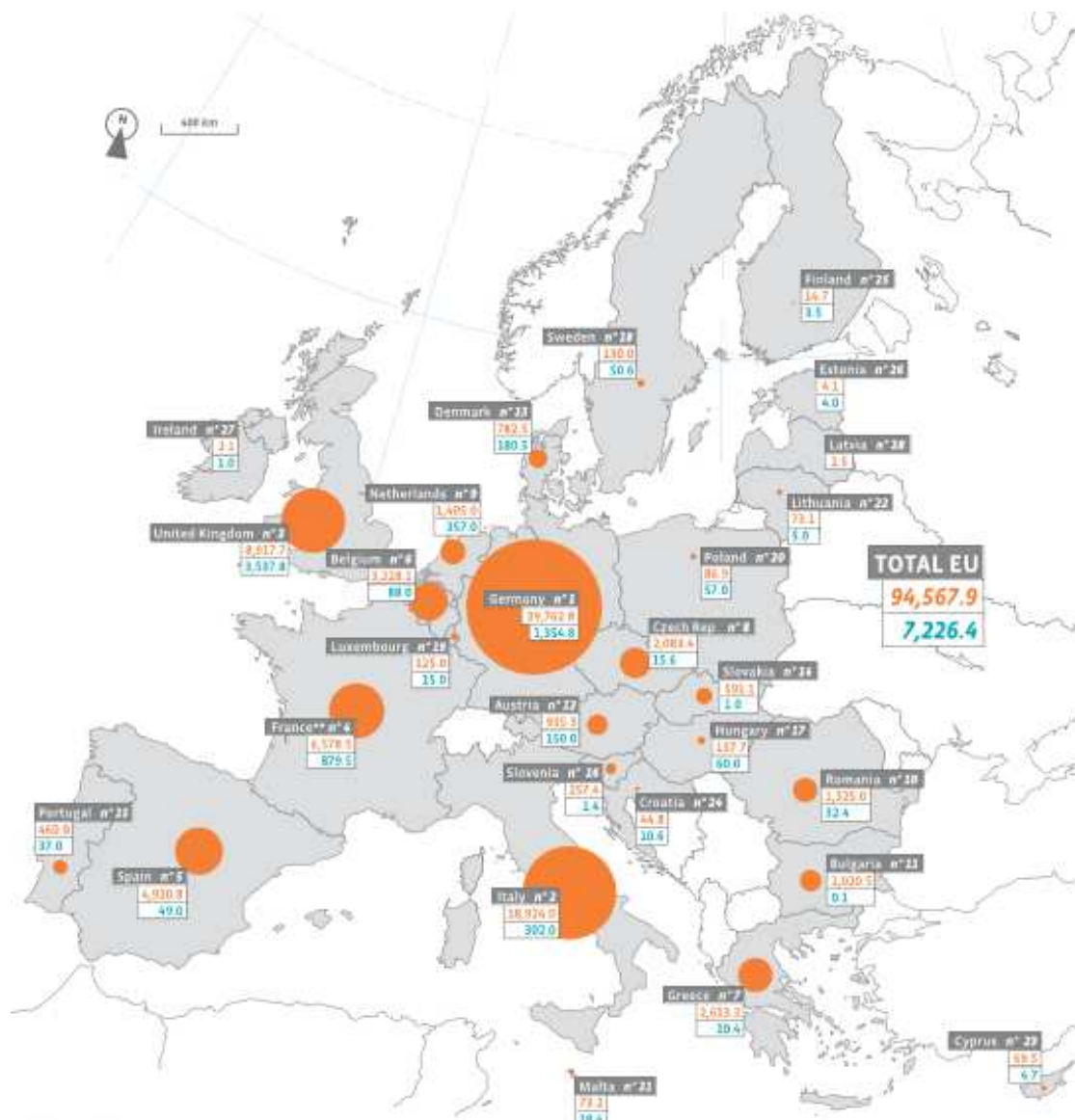


Figura 1.1. Capacidad fotovoltaica conectada en la Unión Europea en 2015 (MWp) [2]

Como se observa en la figura 1.1, en la Unión Europea, Alemania es el país con mayor potencia instalada con diferencia seguido de Italia. España se sitúa en el quinto lugar, una posición menos respecto al año anterior y dos menos respecto a hace dos años, quedando visualizado que otros países de la Unión Europea están apostando más por la fotovoltaica que España, aún teniendo mejor recurso solar. Según las estadísticas de EurObserv'ER 2015, las cifras de energía producida por países respecto a la potencia instalada, apenas se producen destacables cambios en la posición de los países, salvo por la propia España, que a pesar de todo es el tercero en generación de electricidad con esta tecnología [2].

La energía solar fotovoltaica en 2014 fue la segunda tecnología renovable del antiguo Régimen Especial en España tanto en potencia instalada, 4.672 MW, como en generación eléctrica, 8.203 GWh [3].

En la figura 1.2 se recoge la evolución de la potencia instalada y la generación eléctrica de la energía solar fotovoltaica en España en los últimos años, desde el 2007, año en el que la tecnología fotovoltaica tuvo un gran impulso debido a la normativa promovida en aquel año.

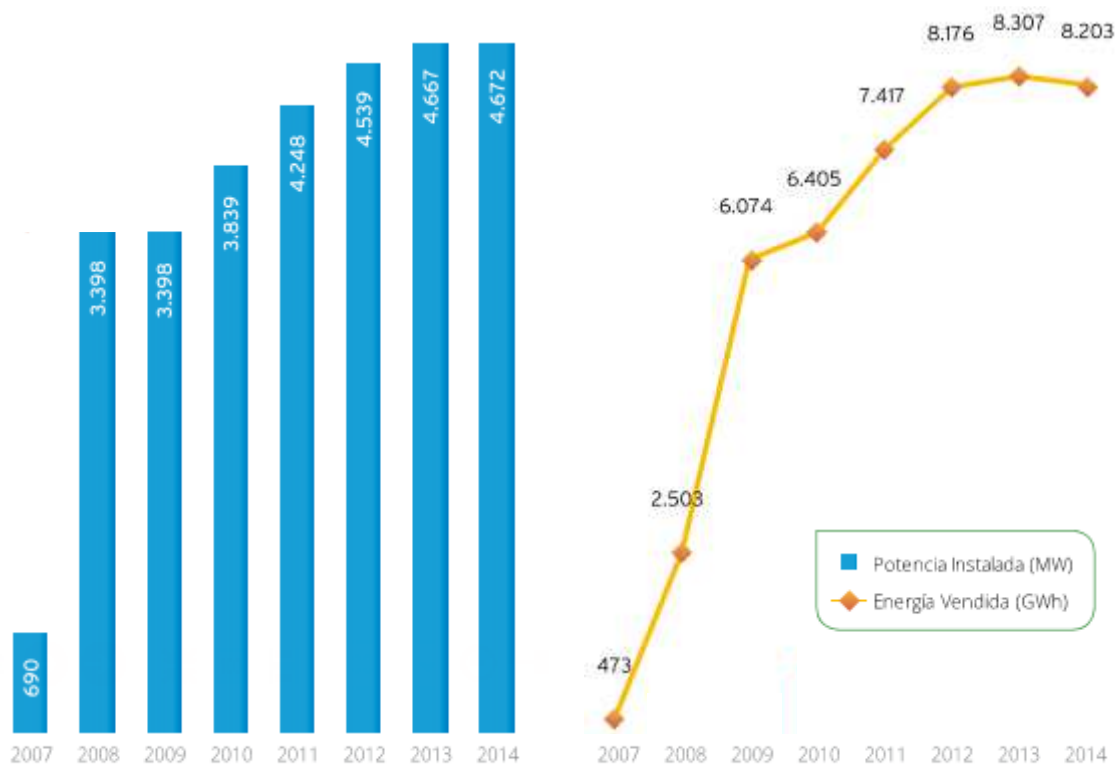


Figura 1.2. Evolución de la potencia instalada y energía vendida del Sector de la Solar fotovoltaica [3]

La vigencia de la moratoria renovable y la ausencia de un marco normativo para el desarrollo del autoconsumo hacen que el sector solar fotovoltaico tenga una nula visibilidad de cara al futuro. Si bien el Plan de Energías Renovables 2011-2020 tenía previsto la instalación de unos 400 MW anuales, desde 2011 estamos en cifras muy inferiores y en algunos casos, como en 2014 ó 2015, prácticamente nulas.

Una de las posibles vías de desarrollo de la tecnología fotovoltaica en España pasa por la puesta en marcha de instalaciones de autoconsumo, cuya reglamentación se retrasa desde 2011. Sigue sin publicarse el real decreto que regule la autoproducción de energía eléctrica. Los borradores conocidos hasta el momento no contemplan el balance neto de energía, algo que ha reclamado el sector con insistencia en diferentes ocasiones y, más que fomentar, penalizan las instalaciones de autoconsumo con el denominado “peaje de respaldo”. El resultado de este retraso y la moratoria renovable han hecho que el sector solar fotovoltaico en España se encuentre en una situación de absoluta paralización.

El futuro de la solar fotovoltaica en España pasa por el desarrollo de la generación distribuida, el autoconsumo y la integración de esta tecnología en la edificación. Es necesario un cambio radical de la política energética, que valore los beneficios de la fotovoltaica, llamada a ser la tecnología clave para el futuro en la generación a partir de fuentes renovables. A la vez que en España se vive esa paralización, otros países de nuestro entorno han apostado decididamente

1.2.- Potencial de la fotovoltaica en los tejados

Para la generación fotovoltaica, los tejados de los edificios resulta un lugar interesante que explotar, ya que es una superficie desaprovechada para la agricultura, por lo que se puede aprovechar para generar electricidad, además de que se reducen las pérdidas de transporte al generar la electricidad más cerca del punto de consumo. Ante la falta de estudios en España o Europa del potencial de la instalación fotovoltaica en edificios, se ha tomado uno realizado en Estados Unidos publicado recientemente.

El estudio, realizado por el Laboratorio Nacional de Energía Renovable, NREL en sus siglas en inglés, estima que el potencial de la instalación de paneles fotovoltaicos en los tejados de los edificios podría generar un valor cercano al 40% de la electricidad vendida en el país [4].

El estudio se titula '*Potencial técnico de la solar fotovoltaica en las azoteas de Estados Unidos: Una evolución detallada*', realizado en 128 ciudades. Para realizar el estudio se han utilizado diferentes métodos de análisis y herramientas de simulación para mejorar la estimación del potencial que tienen los sistemas fotovoltaicos sobre los tejados de los edificios y viviendas.

El reporte técnico determina un potencial total de 1.118 GW de capacidad y una generación de energía anual de 1.432 TWh. Estos datos mejoran la estimación realizada en otro estudio previo también por el NREL, donde se estimaba una capacidad instalada y generación de energía anual inferiores, 664 GW y 800 TWh. Según los analistas, este aumento en los resultados se debe a diferentes factores, entre ellos el aumento en la densidad de energía de los paneles fotovoltaicos y mejoras en la simulación del rendimiento fotovoltaico.

En el estudio también se diferencian la capacidad de los edificios pequeños respecto de los medianos y grandes. Por un lado, los tejados en los edificios pequeños

podrían acumular 731 GW de potencia fotovoltaica generando cada año unos 926 TWh de energía, y eso que el 83% de los edificios pequeños tienen un lugar adecuado para realizar una instalación fotovoltaica, aunque sólo es apto el 26% de la superficie total de los tejados. Por otro lado, los edificios medianos y grandes abarcan el resto, 386 GW de potencia con una generación estimada de 506 TWh al año, solo el 35% del potencial de la instalación de paneles fotovoltaicos en los tejados de Estados Unidos.

1.3.- Balance neto de potencia de una instalación fotovoltaica para autoconsumo

Para ver lo interesante que resulta tener una instalación fotovoltaica para autoconsumo se ha realizado un primer cálculo de lo que supondría para un usuario tener una instalación de la propuesta en los objetivos del trabajo (una potencia de la instalación de 1 kW).

Debido al marco regulatorio actual en España, es difícil que actualmente alguien se decante por realizar una instalación de este tipo, pero en los próximos años se espera que haya una apuesta por la energía fotovoltaica y esta situación cambie.

Para calcular la energía que proporcionaría una instalación de este tipo en el tejado de casa, es necesario conocer el recurso solar de la ubicación. Como el objetivo de este trabajo no es realizar un estudio del recurso solar en un punto, se han tomado las horas equivalentes de toda la fotovoltaica instalada en España mediante los datos proporcionados por la EurObserv'ER en el año 2015 [2].

$$\text{horas equivalentes} = \frac{\text{Energía}}{\text{Potencia}} = \frac{8.264 \text{ GWh}}{4.920,8 \text{ MW}} = 1.679,5 \text{ h} \quad (1.1)$$

La fotovoltaica en España para el año 2015 tuvo un factor de utilización de un 19,2%.

En el caso de que se tuvieran las mismas horas equivalentes para la instalación realizada, el balance neto que el consumidor ahorraría en electricidad a lo largo del año sería 1.679,5 kWh.

El consumo medio de electricidad en un hogar medio en España es equivalente a un consumo anual a 3.250 kWh [5]. Proporcionando la instalación realizada algo más de la mitad de la electricidad consumida por un hogar medio.

Como es difícil que el usuario consuma toda la potencia que se está generando en el instante, se ha considerado que la potencia generada sobrante se introduce en la red, y luego a la noche cuando el consumo es mayor y la generación nula, la energía dada a lo largo del día se consuma a coste 0. En el caso de no estar en ese marco regulatorio, lo más conveniente sería instalar unas baterías para aprovechar la energía generada.

1.4.- Fundamentos de los generadores fotovoltaicos

La célula solar es el elemento básico en la generación fotovoltaica. Las células solares utilizadas en la actualidad son dispositivos fabricados con materiales semiconductores.

Los materiales semiconductores permiten la circulación de electrones (corriente) cuando se les aporta una determinada energía. En las células solares se utilizan materiales semiconductores del grupo IV de la tabla periódica, principalmente silicio (Si). El 90% de las células fotovoltaicas fabricadas en la actualidad son de silicio.

Las distintos tipos de células fotovoltaicas se pueden clasificar en función de la estructura atómica del semiconductor utilizado. Pueden ser estructuras cristalinas y amorfas. Las que dominan el mercado son las estructuras cristalinas, que se pueden diferenciar entre las de silicio monocristalino (m-Si) y silicio policristalino (p-Si).

- **Silicio monocristalino:** células fabricadas a base de lingotes de silicio puro, con eficiencias en torno al 20% en células comerciales, y cercanas al 25% en laboratorio (todavía no disponibles en el mercado).
- **Silicio policristalino:** células fabricadas mediante la refundición de silicio monocristalino, con eficiencias inferiores al 18% en células comerciales y al 21% en laboratorio.

En la figura 1.3 se muestran imágenes del Silicio monocristalino, donde se puede observar como son las células construidas mediante esta estructura cristalina del Silicio.

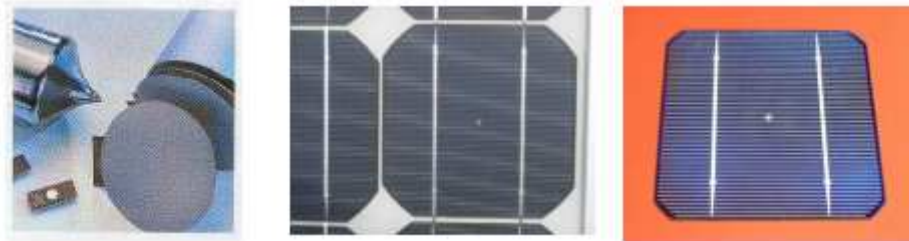


Figura 1.3. Células de Silicio monocristalino [1]

En la figura 1.4 se muestran imágenes del Silicio policristalino, donde se puede ver que las células fabricadas mediante el Silicio policristalino son diferentes a las que se fabrican con el Silicio monocristalino.



Figura 1.4. Células de Silicio policristalino [1]

Las células de silicio policristalino tienen un rendimiento peor que las de silicio monocristalino, pero también tienen un precio menor, lo que las hace competitivas en mercado.

La extracción de corriente de la célula solar se lleva a cabo mediante dos contactos metálicos, uno frontal (donde incide la luz solar) y otro en la parte inferior. El de la parte superior debe hacerse de tal forma que deje al descubierto la mayor parte de la superficie de la célula (contactos en forma de peine). El de la cara inferior recubre toda la superficie de la célula, ya que ahí no incide la luz. Para aumentar el porcentaje de la energía solar absorbida se incluye una capa de material antirreflectante en la cara frontal.

Al incidir fotones sobre una célula solar se “generan” electrones que viajan hacia el exterior de los contactos metálicos. Sin embargo, en función de la tensión que aparece en los extremos de la célula, solo parte de dichos electrones llegan finalmente al exterior. Conforme aumenta la tensión en la célula, disminuyen los electrones que llegan al exterior.

En la figura 1.5 se representa el circuito equivalente de una célula solar

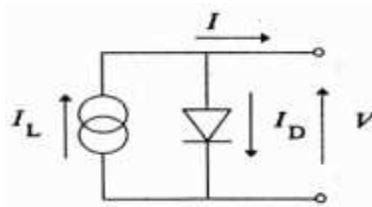


Figura 1.5. Circuito equivalente del dispositivo intrínseco de una célula solar [1]

Por medio de la figura 1.5, se define la llamada “ecuación característica de la célula solar”:

$$I = I_L - I_D = I_L - I_0 \left(e^{\frac{c_e V}{m k T}} - 1 \right) \quad (1.2)$$

Donde:

- **I, V:** corriente y tensión proporcionadas por la célula
- **T:** temperatura de la célula (en grados Kelvin)
- **I_L:** corriente “fotogenerada”, corriente generada como consecuencia de la incidencia de fotones sobre el material. Es directamente proporcional a la irradiancia
- **I₀, m:** parámetros relacionados con la unión de los dos tipos de semiconductores
- **c_e, k:** carga del electrón, constante de Boltzman

La ecuación característica, representada en dos ejes de corriente (vertical) y tensión (horizontal) da lugar a la “curva característica I-V” de la célula (para unas condiciones de irradiancia y temperatura dadas). La curva de potencia P-V se obtiene sustituyendo el eje de corriente por el de potencia (P=V·I).

En la figura 1.6 se representan ambas curvas de una célula fotovoltaica.

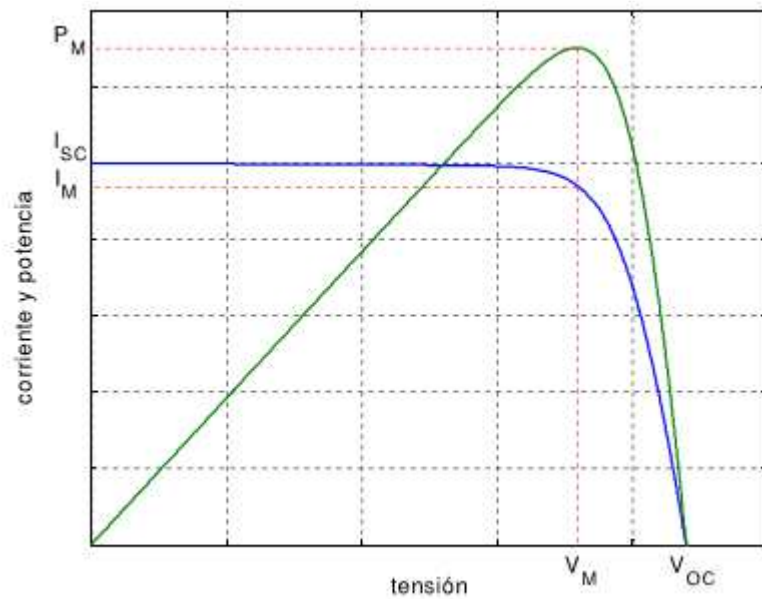


Figura 1.6. Curvas I-V y P-V de una célula fotovoltaica [1]

- I_{sc} : corriente de cortocircuito
- V_{oc} : tensión de circuito abierto
- P_{max} : potencia máxima extraíble
- V_M e I_M : tensión y corriente en el punto de máxima potencia (MPP)

Cada uno de los puntos de la curva representa un punto de funcionamiento de la célula que vendrá determinado por la carga externa.

Habitualmente, I_M es muy cercana a I_{sc} , y V_M ronda el 75-80% de V_{oc} .

La curva característica I-V de una célula solar se ve afectada por diferentes factores ambientales. Estos factores son, principalmente, la irradiancia y la temperatura.

En la figura 1.7 se muestra como la irradiancia afecta principalmente a la corriente (aproximadamente es proporcional a la corriente de cortocircuito).

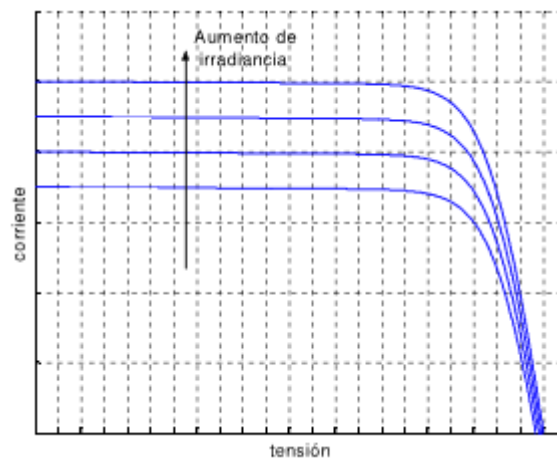


Figura 1.7. Influencia de la irradiancia en una célula solar [1]

En la figura 1.8 se muestra como la temperatura influye principalmente en la tensión, aunque en menor medida que la irradiancia a la corriente (se desplaza la tensión de circuito abierto).

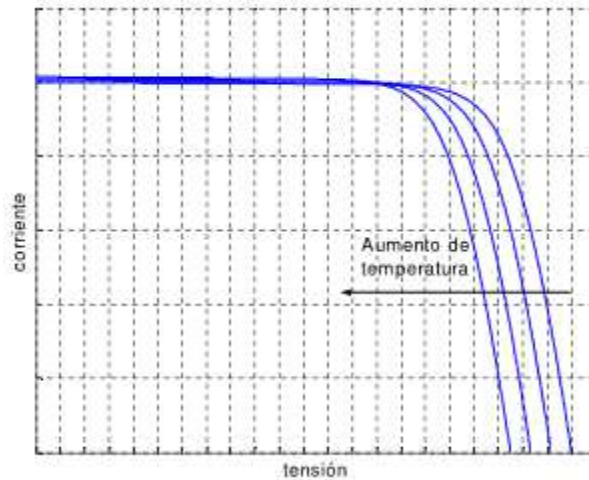


Figura 1.8. Influencia de la temperatura en una célula solar [1]

La asociación de células se materializa en el panel o módulo fotovoltaico.

En la figura 1.9 se muestra la asociación de células fotovoltaicas tanto en paralelo como en serie.

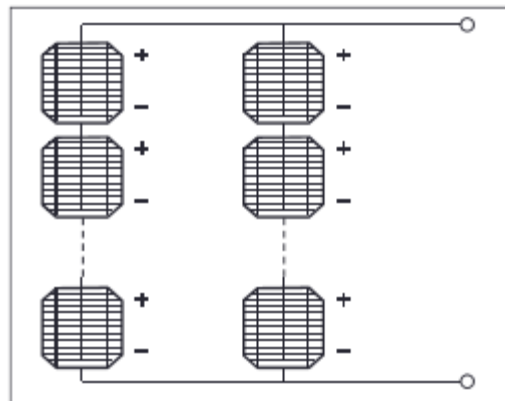


Figura 1.9. Asociación de células fotovoltaicas [1]

Si las curvas características de las células son idénticas, la corriente I_G generada por el módulo será la corriente de una célula I_C multiplicada por el número de ramas en paralelo N_P , mientras que la tensión V_G será el voltaje de una célula, V_C , multiplicado por el número de células en serie, N_S . Así, la expresión de la curva del módulo será la misma que la de una de las células, pero con los valores de corriente y tensión recalculados.

$$I_G = N_P \cdot I_C \quad (1.3)$$

$$V_G = N_S \cdot V_C \quad (1.4)$$

$$I_G = N_P \left[I_L - I_0 \left(e^{\frac{c_e(V_G/N_S)}{m k T}} - 1 \right) \right] \quad (1.5)$$

En la figura 1.10 se muestra un ejemplo de una curva I-V de un módulo formado por 36 células iguales, con idénticas condiciones de irradiancias y temperatura, en función del conexionado de las mismas.

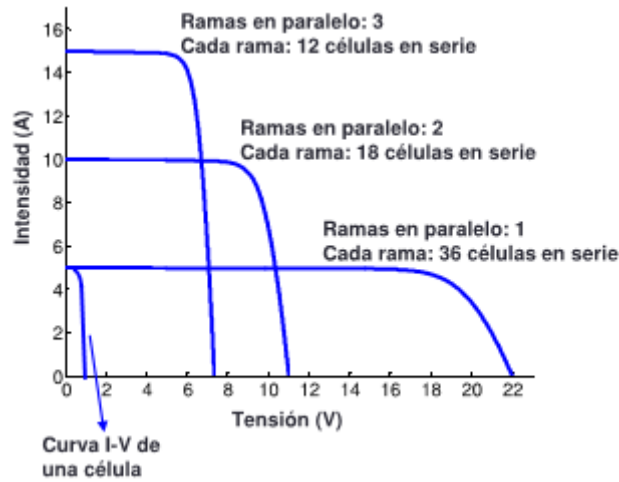


Figura 1.10. Curvas I-V para distintos conexionados de 36 células [1]

Al igual que se asocian las células en diferentes configuraciones para formar el módulo, los módulos también se asocian entre sí para formar el generador fotovoltaico.

En la figura 1.12 se muestra la asociación de módulos para crear un generador fotovoltaico.

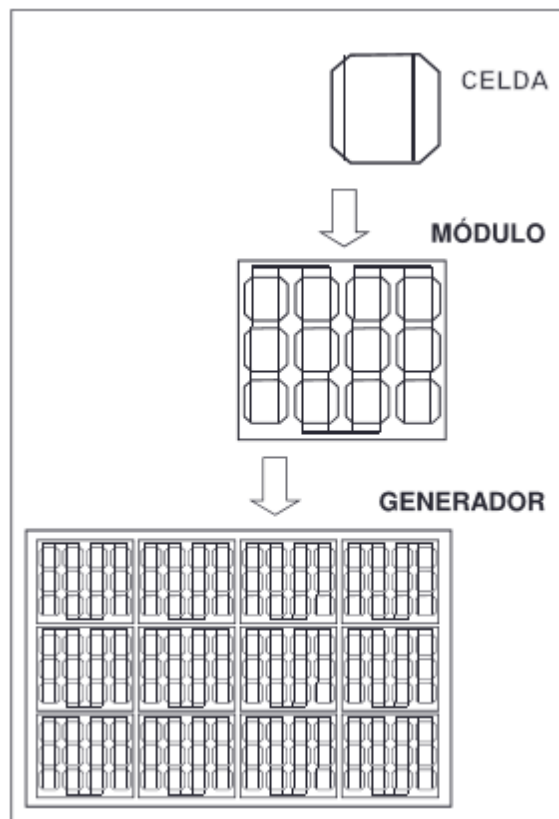



Figura 1.11. Asociación de módulos fotovoltaicos [1]

1.5.- PSIM

PSIM es un software de simulación de sistemas de potencia. En él se trabaja sobre la hoja de esquemas en la que se debe introducir el sistema que se quiere simular. Posteriormente, se establecen las condiciones de simulación por medio del bloque *Simulation Control* y se ejecuta pulsando el botón de simulación, . El programa calcula la evolución temporal de las variables que se hayan monitorizado por medio de los aparatos de medida y las muestra en una nueva hoja llamada *Simview*.

1.6.- Objetivos del trabajo

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado es diseñar un inversor elevador DC/AC para un sistema fotovoltaico de pequeña potencia, donde el rango de potencias con las que se quiere trabajar (500 – 1500 W) son adecuadas para pequeños campos fotovoltaicos, por ejemplo en un tejado de una vivienda unifamiliar.

Al trabajar con unas potencias tan pequeñas, la tensión que se genera en los módulos fotovoltaicos no alcanza la deseada a la salida, por lo que es necesario elevar la tensión para conectarse a la red.

En la figura 1.12 se muestra una de las estructuras más utilizadas en sistemas fotovoltaicos, la cual está formada por un elevador y un inversor de puente en H.

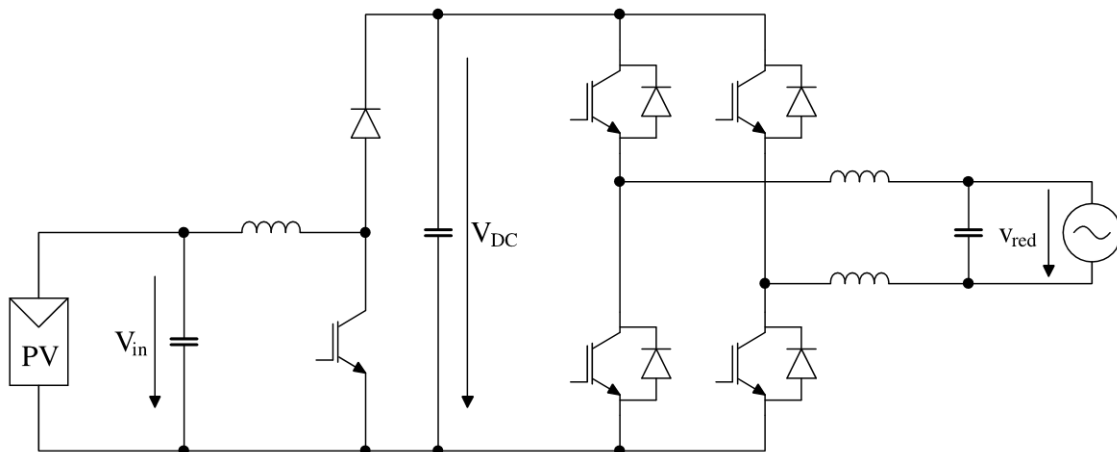


Figura 1.12. Elevador más inversor de puente en H

El elevador permite utilizar el convertidor en sistemas fotovoltaicos con tensiones de campo inferiores a los 350 – 400 V que serían necesarios a la entrada del inversor de puente en H para tener una tensión de red de 230 V. El elevador debe elevar la tensión del generador fotovoltaico a una tensión mayor que la máxima de red, el valor pico. Posteriormente, el inversor de puente en H convierte la tensión V_{DC} , a una corriente alterna para poder inyectarla a la red.

En este trabajo se opta por integrar ambas tareas (inversor y elevar tensión) en un convertidor, con la ventaja de contar con menos células de conmutación.

En la figura 1.13 se muestra el esquema eléctrico del inversor elevador desarrollado en el trabajo.

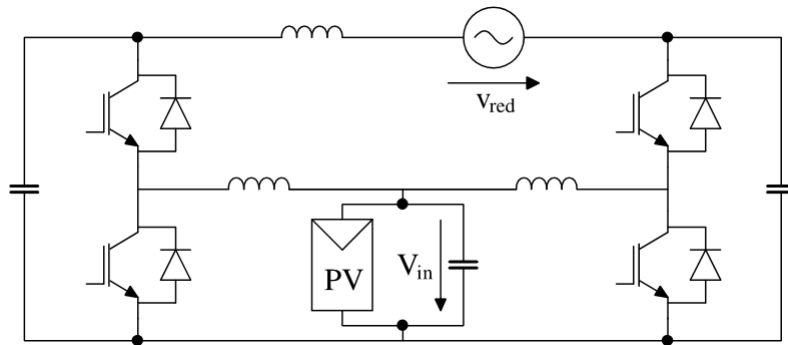


Figura 1.13. Inversor elevador

La tensión de red en el inversor elevador se consigue con la diferencia entre las tensiones de salida entre los dos elevadores. Hay que tener en cuenta que al utilizar solo elevadores, la tensión que se consigue a la salida del elevador es mayor que la de entrada. El rango de tensión a la salida de cada elevador varía el valor pico de red (325 V) por encima de la tensión del generador fotovoltaico, por ejemplo, la tensión a la salida podría variar entre 182,5 – 507,5 V.

Con este convertidor se consigue contar con una célula de conmutación menos que con la estructura más típica en los sistemas fotovoltaicos, que cuenta con 3 (1 célula de conmutación en el elevador, y 2 células de conmutación en el inversor de puente en H). Al contar con una célula de conmutación menos se consigue reducir el tamaño del convertidor, y no se tienen las pérdidas de conmutación y conducción de la tercera célula de conmutación, además de que se cuenta con un driver menos con los que se controla la conmutación de las células. La reducción de pérdidas provoca que el tamaño del radiador para refrigerar el convertidor sea menor.

El convertidor está formado por dos elevadores (Boost) que tienen la misma entrada, y la salida del convertidor es la resta de la salida entre los dos elevadores. El convertidor estará conectado a la red, por lo tanto habrá que adecuar las curvas de tensión y corriente de salida del convertidor para introducir la potencia del generador fotovoltaico a la red.

En la figura 1.14 se muestra la estructura de un elevador, donde la célula de conmutación del elevador está formada por un diodo y un IGBT.

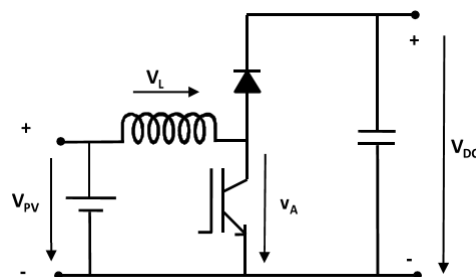


Figura 1.14. Elevador (Boost) [1]

Cada elevador obtiene a su salida una tensión mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene dos interruptores semiconductores, y un elemento para filtrar la frecuencia de conmutación de los interruptores de la tensión de salida.

El objetivo de realizar este convertidor, donde se puede ver su esquema en la figura 1.2, es poder controlar la tensión y corriente de salida mediante el control de los dos elevadores. Por un lado, mediante el control de un elevador se controla la corriente de salida del convertidor. Por otro lado, en el otro elevador se controla su tensión de salida.

En la figura 1.15 se representa el esquema general de control para el inversor elevador.

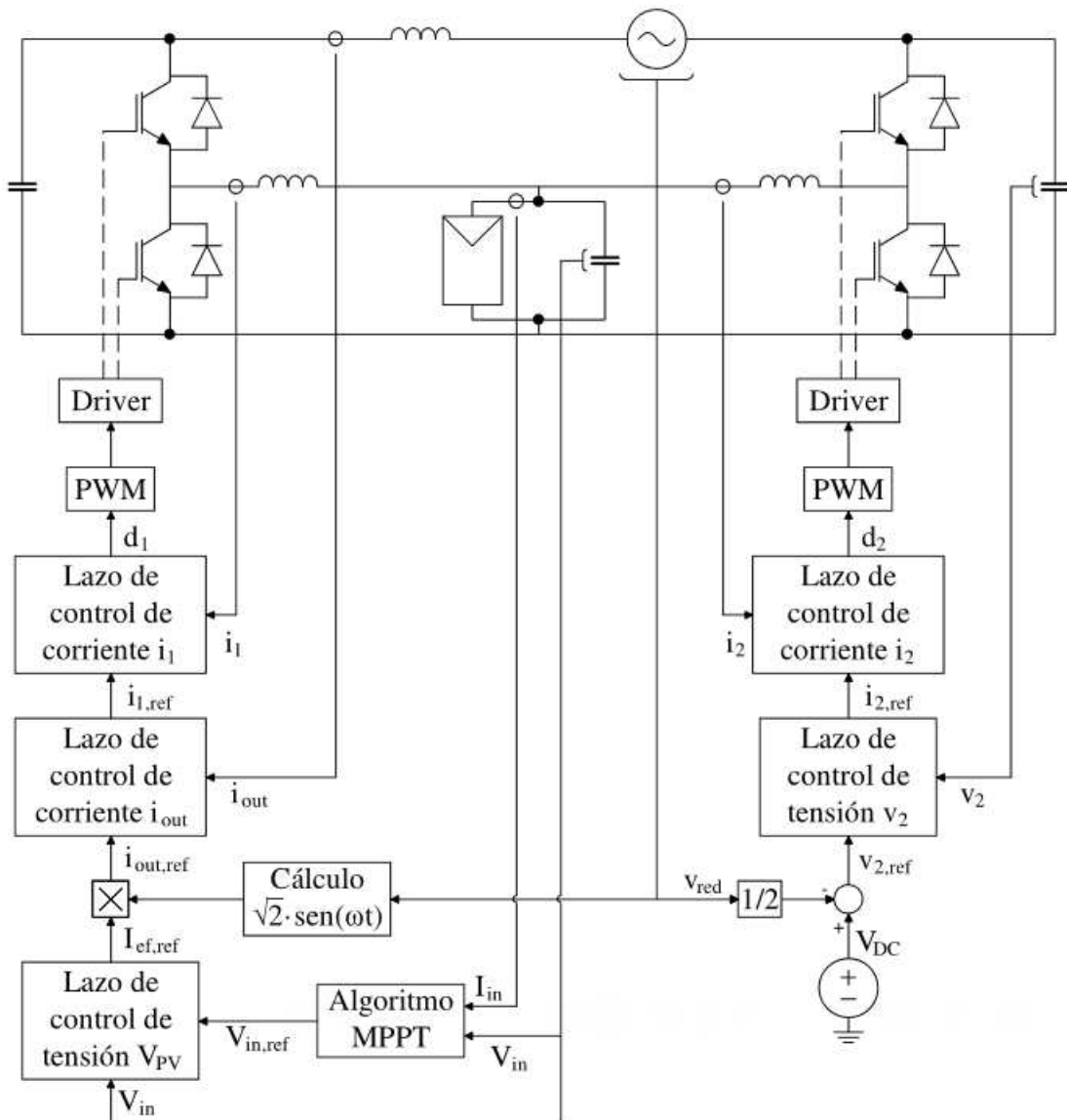


Figura 1.15. Esquema general de control para el inversor elevador

Los lazos de control realizados en este trabajo son cerrados, se mide la variable de salida para introducirla en el lazo de control y de esta manera reducir el error y tener a la salida un valor más cercano al deseado. Además, los dos controles de cada elevador

tienen un lazo interno en el que cada uno controla la corriente que circula por la inductancia del elevador. Por lo tanto se tiene un control en cascada.

En el control en cascada, se introducirán medidas realizadas directamente en el circuito para eliminar perturbaciones que se producen en la planta del sistema. Este tipo de entradas se suelen denominar entradas perturbadoras y suelen producirse por ruidos que afectan a las entradas de mando, variaciones inevitables en los parámetros del sistema o cambios en el medio en que está actuando el sistema, el convertidor llevará un control contra perturbaciones, para evitar así errores en el sistema.

Aunque en la figura 1.13 se observan más condensadores e inductancias que en la figura 1.12, aparte del condensador en paralelo con el panel fotovoltaico que para la misma instalación y las mismas condiciones sería mayor, el resto de elementos pasivos del inversor elevador son más pequeños que los de la parte del elevador de la figura 1.12, ya que las curvas del doble inversor se quiere que trabajen a la frecuencia de red, y si son de gran tamaño, no se consigue la rapidez deseada en el inversor.

Finalmente, con el inversor elevador se reduce el precio del convertidor respecto a la estructura más utilizada, y el tamaño del convertidor también es menor.

1.7.- Estructura y contenido del trabajo

En el capítulo 2 se realiza el dimensionado del generador fotovoltaico. En él se determina la potencia del sistema fotovoltaico con el que se va a trabajar. Una vez realizada la asociación de módulos necesaria para obtener esa potencia, se obtienen los parámetros eléctricos del generador fotovoltaico en función de las condiciones climáticas de la ubicación para distintas temperaturas ambientes e irradiancias.

En el capítulo 3 se analiza el inversor elevador mediante su modelo medio. Se obtienen las expresiones teóricas que deberían de tener tanto las tensiones como las corrientes del convertidor, y se representan gráficamente para tener una idea del funcionamiento de los dos elevadores que forman el inversor elevador.

En el capítulo 4 se analiza el modelo instantáneo de un elevador. En función del semiconductor que este conduciendo se obtiene el valor que toman las diferentes tensiones y corrientes del elevador, al igual que su valor medio. Por medio de este análisis se llega a relacionar la tensión y corriente de salida con la tensión y corriente de entrada respectivamente, mediante el ciclo de trabajo de la célula de conmutación.

En el capítulo 5 se dimensionan los elementos pasivos y semiconductores del inversor elevador. Esto se puede realizar gracias a los puntos de trabajo obtenidos en el capítulo 2, y en las expresiones obtenidas en los dos capítulos siguientes. A la hora de dimensionar los elementos pasivos, hay que restringir el rizado permitido por estos elementos debido a la conmutación de los interruptores del convertidor.

En el capítulo 6 se realiza el control del inversor elevador. En primer lugar se realiza el control de un elevador, y más adelante se realiza el control de cada elevador independientemente, considerando al otro elevador como una fuente de tensión o corriente. Después de un control satisfactorio, el control de ambos elevadores se hace conjuntamente. En último lugar, se realiza el control de la tensión del generador fotovoltaico que era el objetivo principal de este trabajo.

Finalmente, en el capítulo 7 se realizan conclusiones generales obtenidas a lo largo del proyecto, y se identifican y argumentan posibles vías de desarrollo del proyecto.

2.- Dimensionado del generador fotovoltaico

La potencia del generador fotovoltaico de la instalación con la que se ha desarrollado el proyecto es de 1000 W, ya que es una potencia típica que se suele instalar en los tejados de viviendas unifamiliares.

Para formar el generador fotovoltaico, se han asociado 4 módulos de 250 W. El módulo con el que se ha trabajado es el YL250P-29b del fabricante Yingli Solar, fabricante con el que se ha trabajado bastante en la carrera.

En la tabla 2.1 se recogen los parámetros eléctricos del módulo YL250P-29b en condiciones estándares de medida proporcionados por el fabricante.

Potencia de salida	P_{max}	W_p	250
Eficiencia del módulo	η_m	%	15,4
Tensión en P_{max}	V_{mpp}	V	29,8
Intensidad en P_{max}	I_{mpp}	A	8,39
Tensión en circuito abierto	V_{oc}	V	37,6
Intensidad en cortocircuito	I_{sc}	A	8,92

Tabla 2.1. Parámetros eléctricos del módulo YL250P-29b en condiciones estándares de medida (STC) [6]

En la tabla 2.2 se tienen las características térmicas del módulo fotovoltaico.

Temperatura operativa nominal de la célula	TONC	°C	46±2
Temperatura coeficiente de P_{max}	γ	%/°C	-0,42
Temperatura coeficiente de V_{oc}	$\beta_{V_{oc}}$	%/°C	-0,32
Temperatura coeficiente de I_{sc}	$\alpha_{I_{sc}}$	%/°C	0,05
Temperatura coeficiente de V_{mpp}	$\beta_{V_{mpp}}$	%/°C	-0,42

Tabla 2.2. Características térmicas de los módulos YGE 60 Cell-Series2 [6]

El contar con 4 módulos, da diferentes maneras de asociación. Los 4 se podrían juntar en paralelo o en serie, u otra manera sería 2 módulos en serie con otros 2 en paralelo. Finalmente, se ha optado por asociar todos los módulos en serie, de esta manera la tensión del generador fotovoltaico es 4 veces superior a la del módulo YL250P-29b (tensión en el punto de máxima potencia 119,2 V en condiciones estándares de medida), mientras que la corriente es la misma (8,39 A en el mismo punto que la tensión).

La elección de asociar los 4 módulos en serie, se debe a que el control de la tensión del generador fotovoltaico es más sencillo. Se trabaja en un mayor rango de

tensiones, y es más fácil mantener la tensión en el punto de máxima potencia de los módulos comprados al fabricante.

Los fabricantes incluyen en las hojas de características distintos parámetros de la curva I-V del módulo medidos en condiciones estándares de medida, al menos: potencia máxima o potencia pico, P_{max} (W_p); tensión y corriente de máxima potencia, V_{mpp} (V) e I_{mpp} (A); tensión de circuito abierto, V_{oc} (V); y corriente de cortocircuito, I_{sc} (A).

Las Condiciones Estándares de Medida, STC, son para las siguientes condiciones:

- Irradiancia: 1000 W/m^2
- Distribución espectral de radiación: 1,5G
- Incidencia normal
- Temperatura de la célula: 25°C

En la tabla 2.3 se muestran los parámetros eléctricos del generador fotovoltaico en las condiciones estándares de medida.

Potencia de salida	P_{max}	W_p	1000
Tensión en P_{max}	V_{mpp}	V	119,2
Intensidad en P_{max}	I_{mpp}	A	8,39
Tensión en circuito abierto	V_{oc}	V	150,4
Intensidad en cortocircuito	I_{sc}	A	8,92

Tabla 2.3. Parámetros eléctricos del generador FV en condiciones estándares de medida (STC)

En la figura 2.2 se representan las curvas característica I-V y de potencia P-V simuladas en PSIM para el generador fotovoltaico en condiciones estándares de medida.

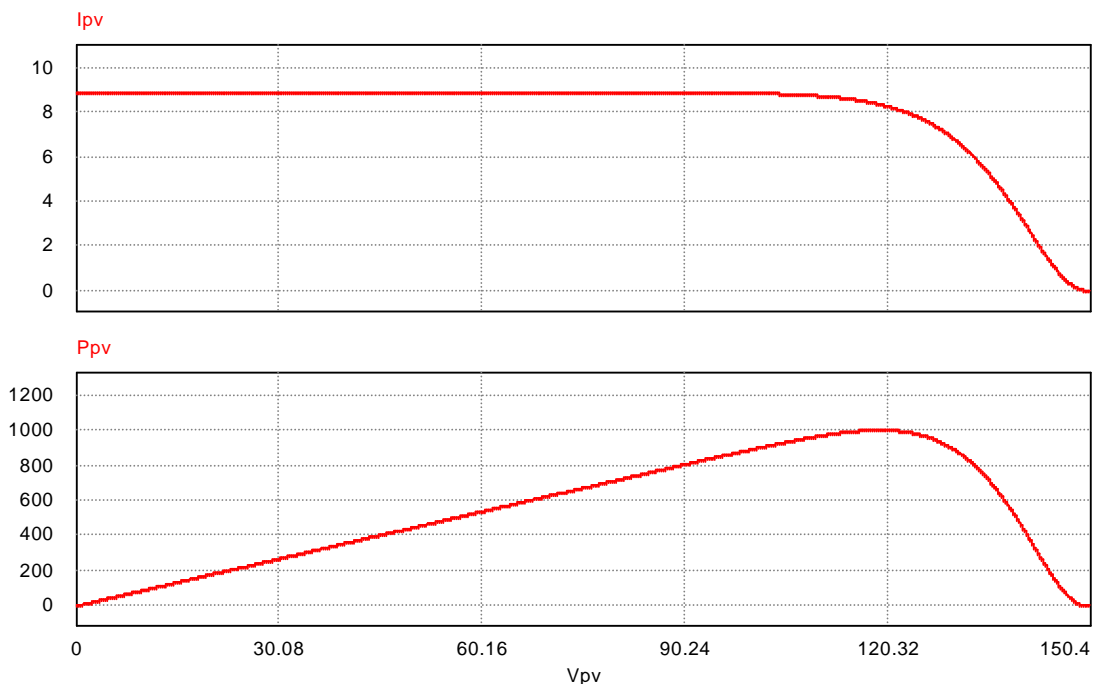


Figura 2.2. Simulación en PSIM de las curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico en condiciones estándares de medida (STC)

Para realizar la simulación de las curvas I-V y P-V en PSIM, se ha aumentado de 0 a la tensión de circuito abierto del generador de forma lineal midiendo tanto su tensión y su corriente como la potencia del generador fotovoltaico, la multiplicación de la corriente y la tensión.

En la figura 2.2 se muestra el circuito utilizado para realizar la simulación de las curvas I-V y P-V.

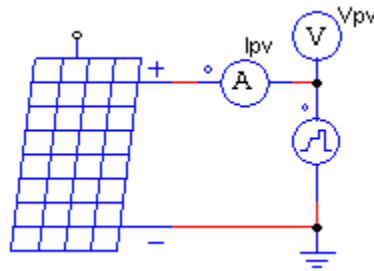


Figura 2.2. Esquema de simulación en PSIM de las curvas I-V y P-V del generador fotovoltaico

2.1.- Módulo YL250P-29b

Los módulos asociados para formar el generador fotovoltaico son el YL250P-29b del fabricante Yingli Solar, uno de los fabricantes líderes de paneles solares con más de 50 millones de paneles solares en todo el mundo [6].

En la figura 2.3 se observa el módulo YLP250P-29b con el que se ha trabajado.



Figura 2.3. Módulo YL250P-29b [6]

El módulo está constituido por 60 células fotovoltaicas. Por lo que se observa en la figura 2.3, al no haber huecos entre las células, el tipo de célula fotovoltaica que Yingli Solar emplea para construir el módulo es de silicio policristalino.

Además de módulos de 250 W en condiciones estándares de medida, el fabricante también proporciona módulos iguales pero de hasta 270 W, más eficientes que los de 250 W. Esta diferencia se debe a las tolerancias de fabricación en las células. Debido a estas tolerancias de fabricación, el fabricante comercializa para la misma tecnología, módulos de diferente potencia entre 250 y 270 W. Realizan la diferencia para saltos de 5 W.

En este caso, los parámetros eléctricos de cada módulo YL250P-29b que forma el generador fotovoltaico se han obtenido de la hoja de características que proporciona el fabricante. La eficiencia de este módulo es un 1,2% menor que el módulo YL270P-29b.

Las características térmicas de las células fotovoltaicas, iguales para todas, también se han obtenido de la hoja de características del fabricante. El fabricante suele proporcionar la Temperatura de Operación Nominal de la Célula (TONC o NOCT), y los coeficientes de variación de los parámetros eléctricos de las células en porcentaje por cada grado de temperatura.

La TONC se alcanza cuando se opera en Condiciones Nominales de Operación:

- Irradiancia: 800 W/m²
- Distribución espectral de radiación AM: 1,5G
- Incidencia normal
- Temperatura ambiente: 20°C
- Velocidad del viento: 1 m/s

2.2.- Puntos de trabajo

El generador fotovoltaico tendrá un pico de potencia máxima en función de la temperatura de las células, $T_{célula}$, y la irradiancia solar global, G . Si estos parámetros cambian, cambiarán los parámetros eléctricos del generador.

La temperatura de la célula depende de la irradiancia incidente y la temperatura ambiental alrededor del panel, $T_{ambiente}$.

$$T_{célula} = \frac{G}{800} \cdot (TONC + 20^{\circ}\text{C}) + T_{ambiente} \quad (2.1)$$

La irradiancia, en cualquier ubicación suele variar entre 0 y 1000 W/m². Se puede dar el caso de que se tenga más irradiancia en el panel fotovoltaico, pero es muy poco tiempo ya que solo se consigue con unas determinadas nubes que hacen un ‘efecto lupa’ concentrando los rayos solares.

Mientras tanto, para la temperatura ambiente, sí que dependerá de la ubicación escogida. En este caso el generador se ubicara en Navarra. Por lo tanto, se ha considerado que la temperatura ambiente variará entre -20 y 45°C.

De esta manera, la temperatura de célula toma distintos valores para diferentes temperaturas de ambiente e irradiancias, tal y como se ve en el siguiente gráfico.

En la figura 2.4 se muestra la temperatura de la célula del panel fotovoltaico en función de la temperatura ambiente, y para distintas irradiancias, para ello se utiliza la ecuación 2.1.

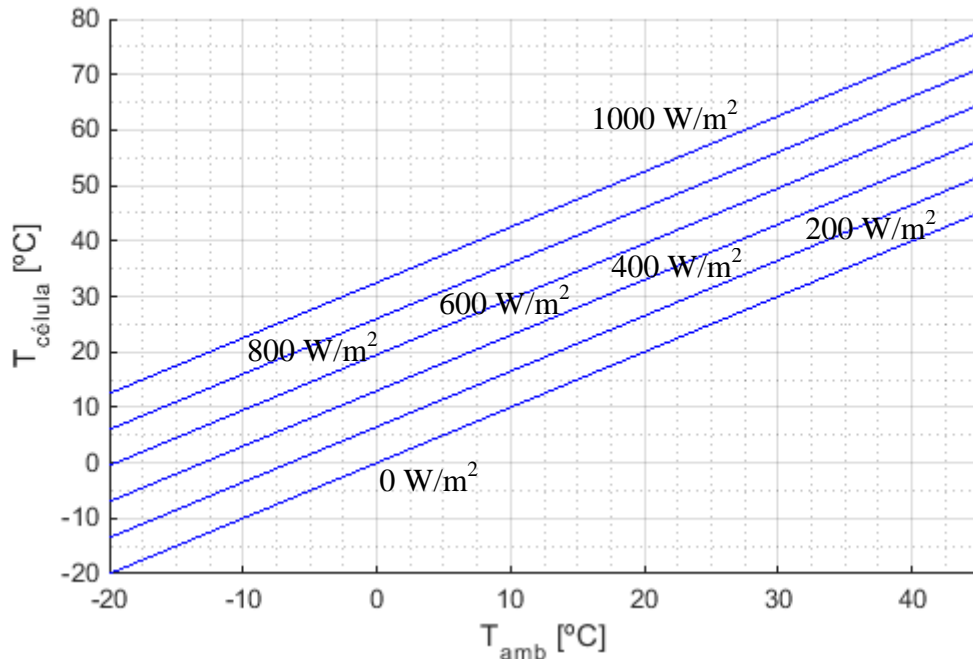


Figura 2.4. $T_{célula}$ para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

Como se ha comentado antes, los parámetros eléctricos (P_{max} , V_{mpp} , V_{oc} , I_{mpp} e I_{sc}) dependen de la temperatura de la célula y la irradiancia solar.

En primer lugar, se representa la potencia pico del generador fotovoltaico en función de la temperatura ambiente y para distintas irradiancias.

$$P_{max} = P_{max25°C} (1 + \gamma \cdot (T_{célula} - 25°C)) \cdot \frac{G}{1000} \quad (2.2)$$

En la figura 2.5 se muestra la potencia del panel fotovoltaico para distintas condiciones ambientales.

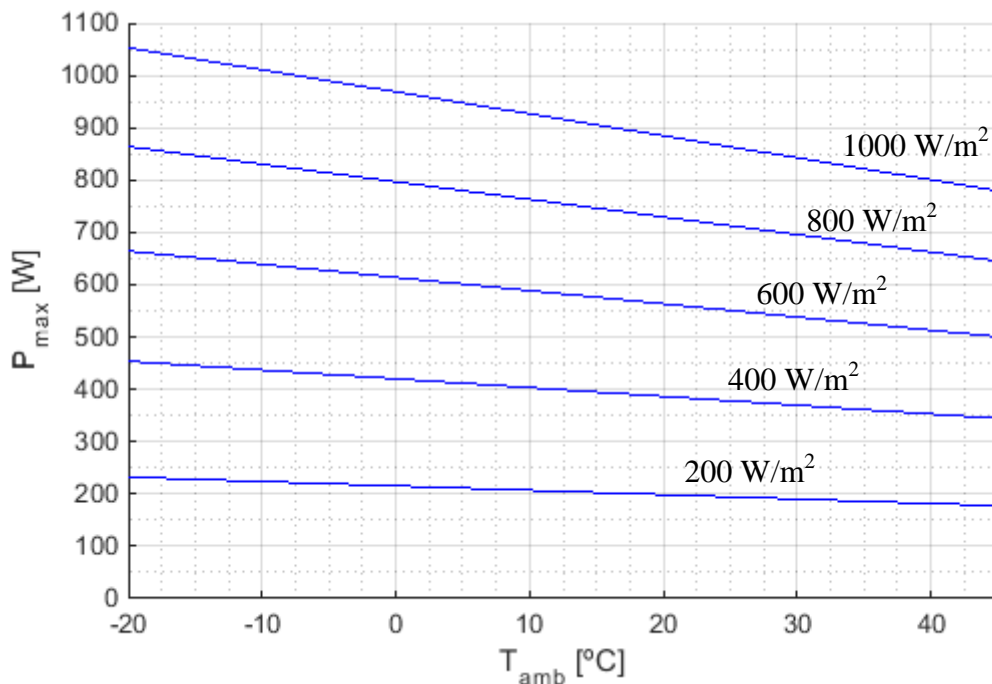


Figura 2.5. P_{max} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

En segundo lugar, se representa tanto la tensión del punto de máxima potencia como la tensión de circuito abierto. En este caso, la tensión del panel fotovoltaico solo depende de la temperatura de la célula, pero como la temperatura de la célula depende tanto de la temperatura ambiente como de la irradiancia, la tensión del panel depende de la irradiancia en segundo grado.

$$V_{mpp} = V_{mpp25^{\circ}\text{C}} \left(1 + \beta_{V_{mpp}} \cdot (T_{c\acute{e}lula} - 25^{\circ}\text{C}) \right) \quad (2.3)$$

En la figura 2.6 se muestra los distintos valores que puede tomar V_{mpp} para la ubicación elegida.

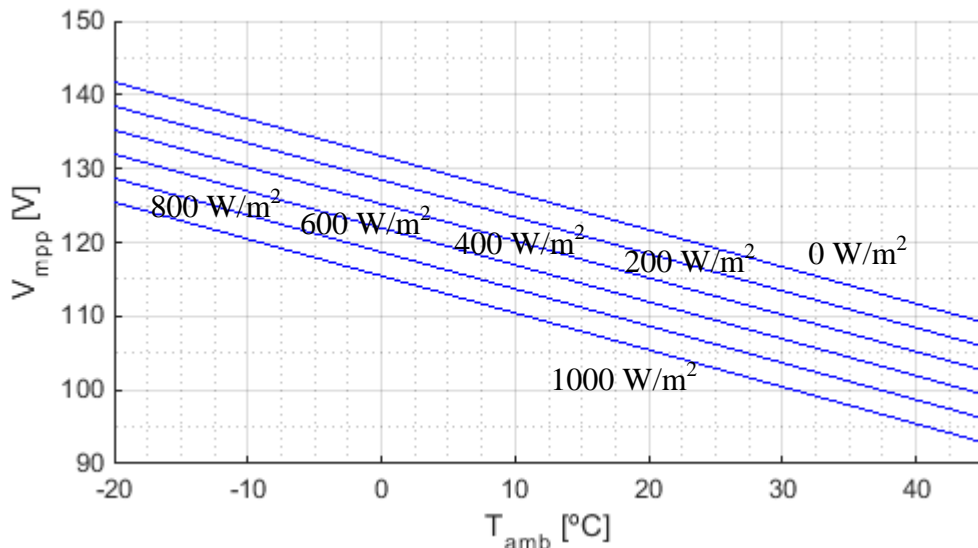


Figura 2.6. V_{mpp} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

$$V_{oc} = V_{oc25^{\circ}\text{C}} \left(1 + \beta_{V_{oc}} \cdot (T_{c\acute{e}lula} - 25^{\circ}\text{C}) \right) \quad (2.4)$$

En la figura 2.7 se muestran las distintas V_{oc} que puede tomar el panel.

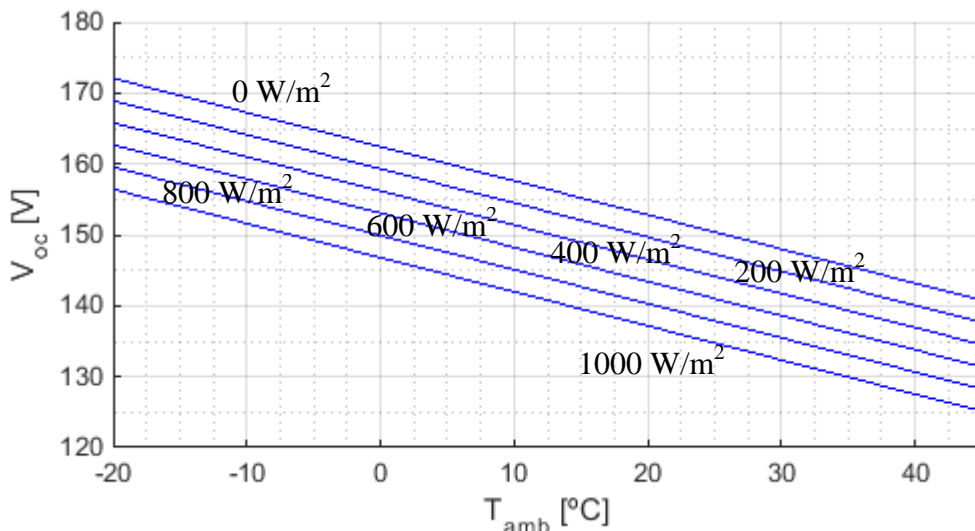


Figura 2.7. V_{oc} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

Finalmente se representa los diferentes valores que toma la corriente del punto de máxima potencia y la corriente de cortocircuito. En este caso, el coeficiente de variación es el mismo para las dos corrientes.

$$I_{mpp} = I_{mpp25^{\circ}\text{C}}(1 + \alpha_{Isc} \cdot (T_{célula} - 25^{\circ}\text{C})) \cdot \frac{G}{1000} \quad (2.5)$$

En la figura 2.8 se muestra las distintas I_{mpp} que puede haber en el módulo.

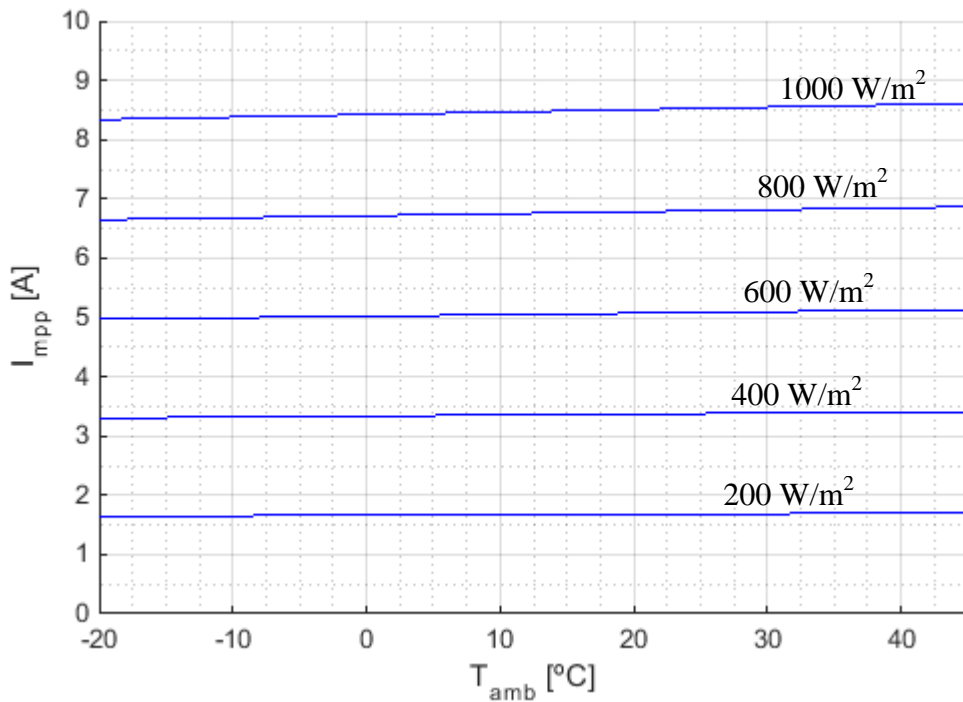


Figura 2.8. I_{mpp} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

$$I_{sc} = I_{sc25^{\circ}\text{C}}(1 + \alpha_{Isc} \cdot (T_{célula} - 25^{\circ}\text{C})) \cdot \frac{G}{1000} \quad (2.6)$$

En la figura 2.9 se muestra las distintas I_{sc} obtenidas mediante la aplicación de la ecuación 2.6.

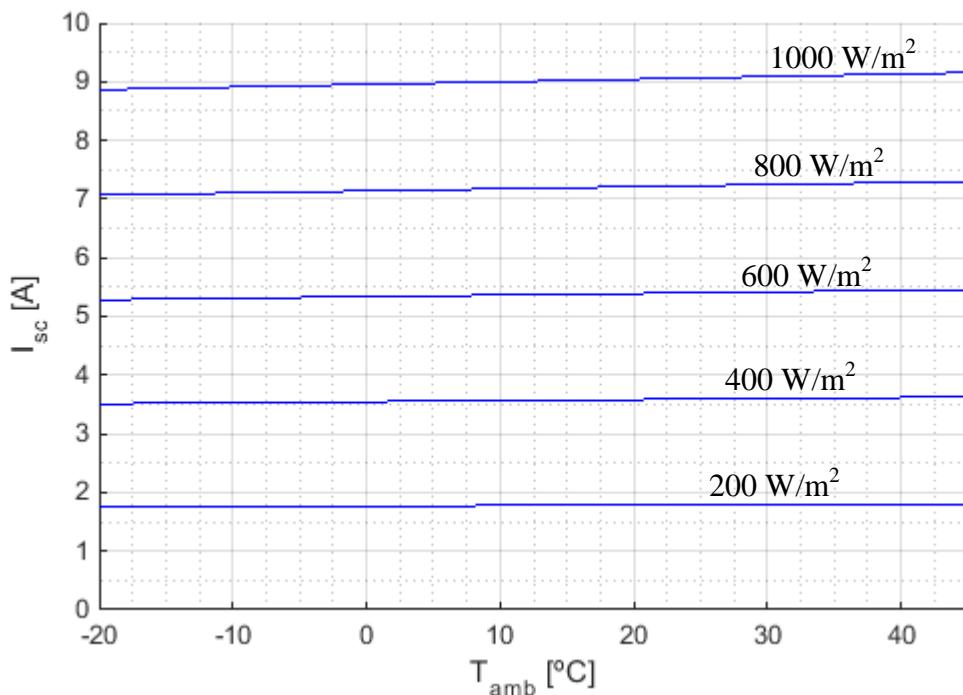


Figura 2.9. I_{sc} para distintas irradiancias en función de la temperatura ambiente

2.2.1.- Condiciones más desfavorables

El dimensionado de la instalación fotovoltaica se realiza en función de la temperatura de la célula mínima y máxima del generador, en las condiciones más desfavorables.

La temperatura de la célula mínima se dará cuando coincidan que la irradiancia y la temperatura ambiente son mínimas. Y la temperatura de la célula máxima cuando la irradiancia y la temperatura ambiente sean máximas. Estos puntos de trabajo se pueden observar claramente en la figura 2.4.

Debido a la ubicación, las temperaturas ambiente mínima y máxima se han tomado -20°C y 45°C .

Una vez que se conocen las condiciones de contorno extremas, se puede obtener la temperatura de la célula máxima y mínima mediante la ecuación 2.1.

En la tabla 2.4 se obtienen las temperaturas de las células para las condiciones extremas.

	G: 0 W/m², T_{ambiente}: -20°C	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: 45°C
T_{célula}	-20°C	77,5°C

Tabla 2.4. T_{célula} mínima y máxima

Una vez que se conocen las temperaturas de la célula mínima y máxima, con las ecuaciones del apartado anterior (ecuaciones 2.2, 2.3, 2.4, 2.5 y 2.6) se pueden conocer los parámetros eléctricos del generador fotovoltaico para ambos casos mediante sus valores en condiciones estándar de medida, los cuales se han mostrado en la tabla 2.3, y los coeficientes de temperatura de cada parámetro, mostrados en la tabla 2.2.

En la tabla 2.5 se muestran los valores que toman los parámetros eléctricos del generador fotovoltaicos para ambas condiciones.

	T_{célula}: -20°C	T_{célula}: 77,5°C
P_{max}	0 Wp	779,5 Wp
V_{mpp}	141,7 V	92,92 V
I_{mpp}	0 A	8,61 A
V_{oc}	172,1 V	125,1 V
I_{sc}	0 A	9,15 A

Tabla 2.5. Parámetros eléctricos en las condiciones más desfavorables

Por un lado, como se puede observar en la figura 2.6 y 2.7, para el punto de trabajo de la temperatura de la célula mínima, los valores de tensión del generador fotovoltaico son los máximos. Y los valores mínimos de tensión cuando la célula trabaja a su temperatura máxima.

Por otro lado, respecto a las corrientes en el generador fotovoltaico, al igual que antes, observando en las figuras 2.8 y 2.9, se tienen los mayores valores de corriente

circulando por el generador cuando la temperatura de la célula es máxima. Pero cuando no incide irradiancia sobre los módulos, no circula corriente por ellos.

2.2.2.- Máxima potencia

Otro punto que resulta de interés para dimensionar los distintos componentes del convertidor, es el punto en el que el generador fotovoltaico está generando su máxima potencia. Aunque es un punto de funcionamiento difícil de que se dé, es el punto en el que se estaría convirtiendo la máxima potencia posible, y por tanto teniendo la mayor corriente de salida del convertidor.

Este punto de trabajo del generador fotovoltaico se da cuando se tiene la mayor irradiancia y la mínima temperatura ambiente, a 1000 W/m^2 y -20°C respectivamente.

Este punto es muy poco habitual, por lo que es suficiente con un inversor de menos potencia. El inversor dará su potencia nominal (menor a los $1052,5 \text{ W}$), por lo que funcionará fuera del punto de máxima potencia. Sin embargo, como esto es poco habitual, se pierde muy poca energía a lo largo del tiempo y se consigue ahorrar dinero en el inversor, por lo que resulta beneficioso. A pesar de ello, en este trabajo no se ha realizado esta limitación de potencia, y a la hora de dimensionar el inversor se han tenido en cuenta estos valores.

En la tabla 2.6 se recogen los valores que toman los parámetros del generador fotovoltaico en este punto de trabajo.

G: 1000 W/m^2, $T_{\text{ambiente}}: -20^\circ\text{C}$	
$T_{\text{célula}}$	12,5°C
P_{max}	1052,5 Wp
V_{mpp}	125,5 V
I_{mpp}	8,34 A
V_{oc}	156,4 V
I_{sc}	8,86 A

Tabla 2.6. Parámetros eléctricos en el punto de máxima potencia

3.- Análisis del modelo medio del convertidor

Este análisis previo se ha realizado con los valores medios instantáneos de las corrientes y tensiones, no se tienen en cuenta las variaciones a la frecuencia de conmutación de los componentes eléctricos y los semiconductores de las células de conmutación, solo se han tenido en cuenta las variaciones de continua, 50 Hz y 100 Hz donde también influye el comportamiento de los semiconductores. Se desprecia el efecto de C_1 , C_2 , L_1 , L_2 y L_{out} pero sí influye C_{in} .

Los valores tomados en el generador fotovoltaico, para representar las curvas en el convertidor, han sido los que toma en condiciones estándares de medida (tabla 2.3).

El convertidor estudiado en este trabajo cuenta con dos elevadores que tienen la misma entrada, el generador fotovoltaico. La salida del convertidor se conecta a red, donde la diferencia de tensión entre los dos elevadores es la tensión de salida del convertidor. La inductancia de salida filtra los armónicos producidos en ambos elevadores debido a la conmutación de los semiconductores, mientras que el condensador de entrada se encarga de mantener la tensión en los bornes del generador fotovoltaico.

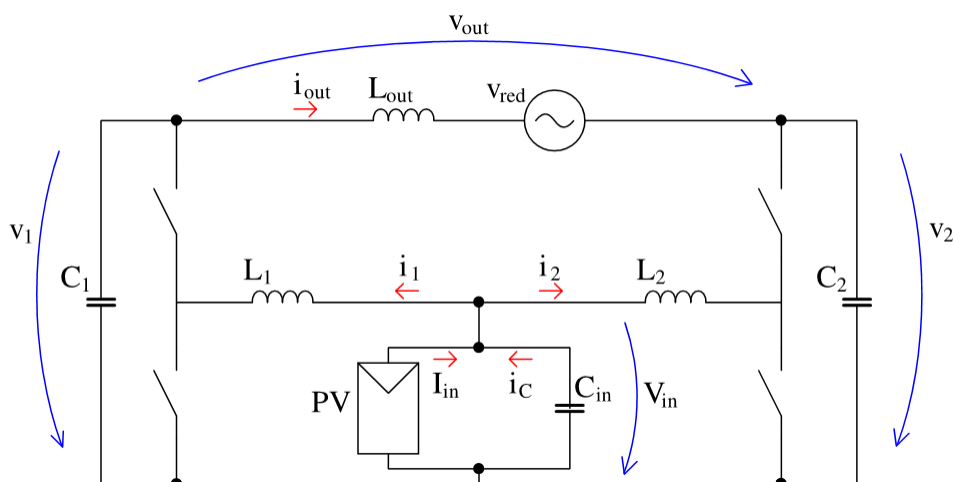


Figura 3.1. Circuito del convertidor inversor elevador

Los dos elevadores trabajan con la misma frecuencia de conmutación, y en cada elevador se obtiene una tensión diferente, en el caso de que valieran lo mismo, la tensión a la salida sería 0.

Despreciando la caída de tensión en la inductancia, la diferencia de tensión a la salida entre los dos elevadores ha de ser igual a la tensión de red (230 V, valor eficaz).

$$v_{out} = v_{red} \quad (3.1)$$

Por lo tanto, la tensión entre los dos elevadores es:

$$v_{out} = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

Donde ω es la frecuencia de red en radianes por segundo.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 314,16 \text{ red/s} \quad (3.3)$$

En la figura 3.2 se representa la curva de la tensión de salida.

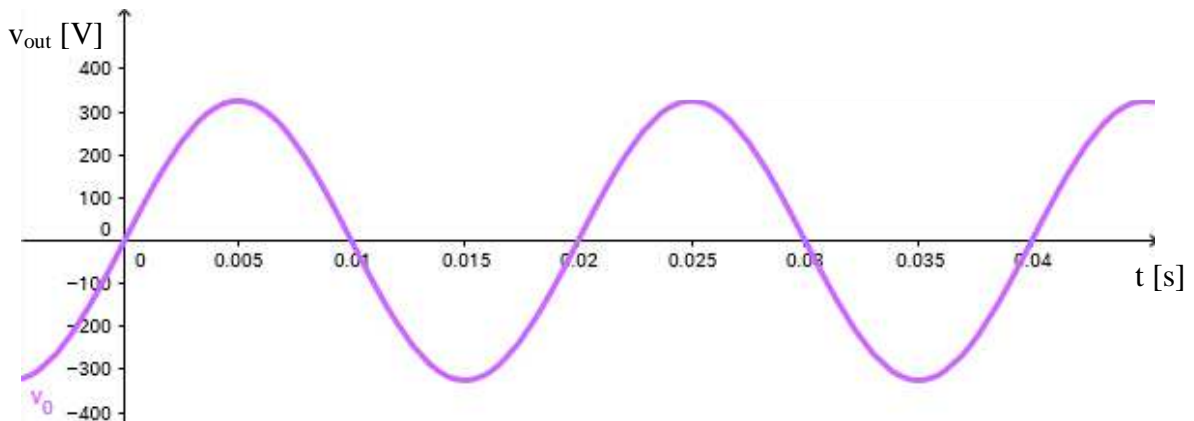


Figura 3.2. Curva de v_{out}

Cada elevador tiene a la tensión de salida una componente continua de tensión, V_{DC} , y aporta la mitad de la tensión de red.

$$\begin{cases} v_1 = V_{DC} + \frac{v_{red}}{2} = V_{DC} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (3.4a)$$

$$\begin{cases} v_2 = V_{DC} - \frac{v_{red}}{2} = V_{DC} - \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (3.4b)$$

En la figura 3.3 se representa la curva de la tensión del generador fotovoltaico, y la tensión de salida de los dos elevadores junto con la componente continua que tienen.

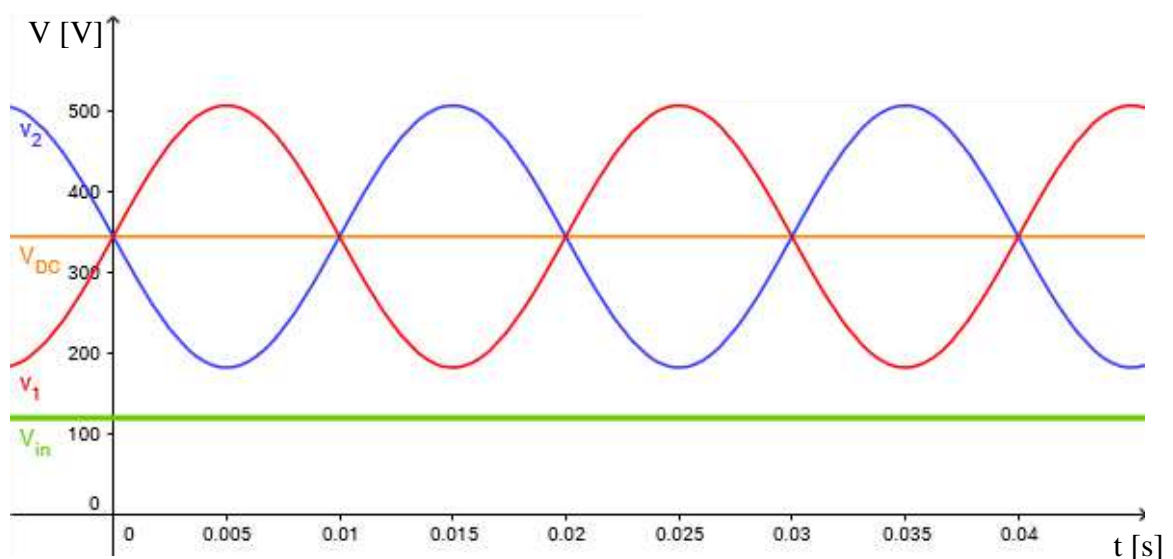


Figura 3.3. Curvas de V_{in} , v_1 , v_2 y V_{DC}

La componente continua en la tensión de salida de los dos elevadores ha de ser mayor que la tensión de entrada junto con la mitad de la amplitud de la tensión de red, como se puede observar en la figura 3.3.

$$V_{DC} > \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V + V_{in} \quad (3.5)$$

El valor de tensión que se le ha dado a la tensión de continua ha sido de 345 V, este valor se ha tomado para la mayor tensión posible en el generador fotovoltaico (tensión de circuito abierto para la menor temperatura de célula, 172,1 V) dándole también unos voltios de margen. Esta tensión se puede reducir si uno quiere en función de su punto de trabajo.

Mientras, la tensión que tendrán que aguantar los semiconductores será superior. Tendrán que ser capaces de soportar tensiones superiores a la amplitud de la tensión de red más la tensión de entrada. Tendrán que aguantar tensiones superiores a 507,6 V, al igual que en la tensión VDC, se les dará un margen a la hora de dimensionarlos como se comentará más adelante.

$$V_{IGBT_{max}} > \sqrt{2} \cdot V + V_{in} \quad (3.6)$$

El control del convertidor se ha realizado de tal forma que inyecta la corriente en fase con la tensión para inyectar potencia activa.

$$i_0 = \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t) \quad (3.7)$$

En la figura 3.4 se representa la curva de la corriente de salida.

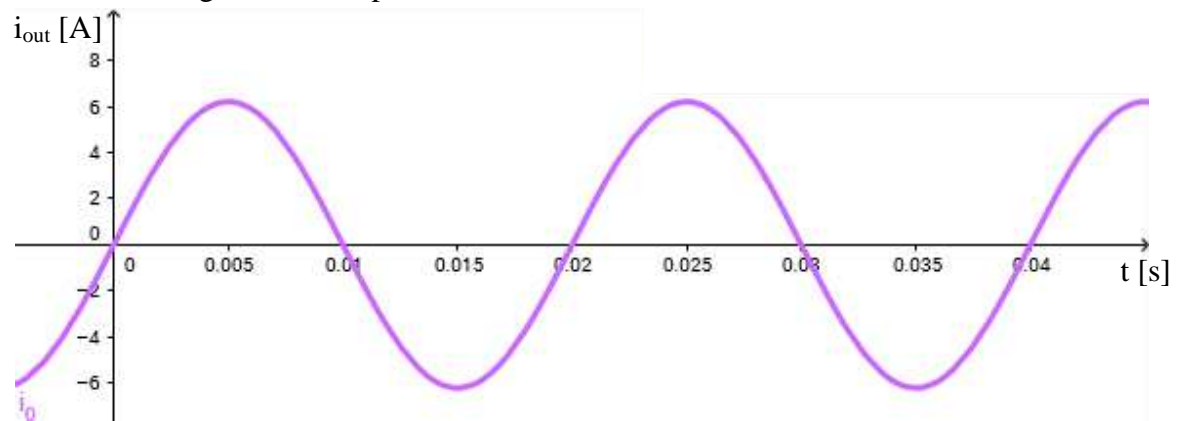


Figura 3.4. Curva de i_{out}

La potencia que se tiene en el generador fotovoltaico es continua.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (3.8)$$

Pero a la salida se tiene una onda senoidal que se obtiene multiplicando la tensión y corriente de salida.

$$p_{out} = v_{out} \cdot i_{out} \quad (3.9)$$

$$p_{out} = 2 \cdot V \cdot I \cdot \sin^2(\omega t) \quad (3.10)$$

Introduciendo en la ecuación 3.10 la siguiente igualdad trigonométrica:

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\alpha) \quad (3.11)$$

Se obtiene una expresión de la potencia más clara, en la que se aprecia que tiene una frecuencia del doble de la de red.

$$p_{out} = V \cdot I \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.12)$$

Realizando un balance de potencias, el valor medio de la potencia de salida es la misma que la potencia del generador fotovoltaico, el cual está generando una potencia P .

$$\bar{P}_{in} = \bar{P}_{out} = P \quad (3.13)$$

$$V_{in} \cdot I_{in} = V \cdot I$$

Entonces las expresiones de la potencia quedan:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{in} = P \end{array} \right. \quad (3.14a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{out} = P \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \end{array} \right. \quad (3.14b)$$

Respecto a la ecuación 4.14b, la componente a 100 Hz la da el condensador en paralelo con el panel fotovoltaico.

En la figura 3.5 se representan tanto la curva de potencia del generador fotovoltaico, como la que se inyecta a la red, observándose la conversión realizada por el inversor elevador.

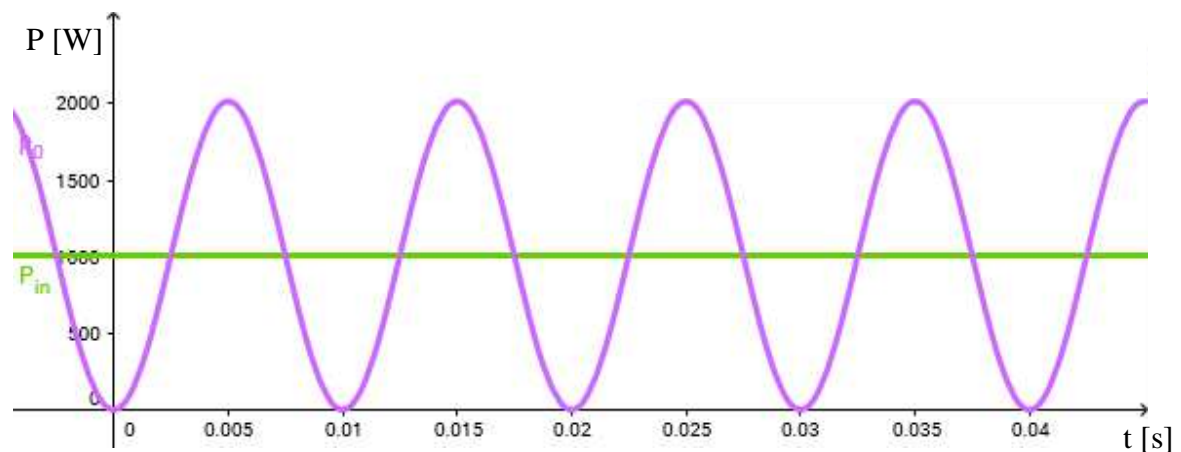


Figura 3.5. Curvas de P_{in} y p_{out}

Si el control se realiza correctamente, cada elevador convierte la mitad de la potencia del convertidor, debido a que tienen las mismas corrientes y tensiones, pero desfasadas..

Para obtener la potencia del primer convertidor, bien se puede realizar el cálculo con la tensión y corriente a la entrada o a la salida.

$$p_1 = V_{in} \cdot i_1 = v_1 \cdot i_{out} \quad (3.15)$$

Como ya se conocen la tensión y corriente a la salida del elevador, y todavía se desconoce la corriente a la entrada, se ha realizado el cálculo con las salidas.

$$p_1 = v_1 \cdot i_{out}$$

$$p_1 = \left(V_{DC} + \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \right) \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t) \quad (3.16)$$

$$p_1 = \sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + V \cdot I \cdot \sin^2(\omega t)$$

$$p_1 = \sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot P \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.17)$$

Realizando las mismas cuentas con el elevador 2, se obtiene:

$$p_2 = v_2 \cdot (-i_{out}) \quad (3.18)$$

$$p_2 = -\sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot P \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.19)$$

Finalmente, las potencias en los elevadores son:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_1 = \sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{p_{out}}{2} \end{array} \right. \quad (3.20a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p_2 = -\sqrt{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{p_{out}}{2} \end{array} \right. \quad (3.20b)$$

En este caso, la potencia en cada elevador es la mitad de la potencia de salida (con una componente continua y otra al doble de frecuencia de la de red, ambas de la misma amplitud), más otra componente a la frecuencia de red debido a contar con una componente continua en la tensión de salida de cada elevador, que provoca que las corrientes por las inductancias del inversor elevador sean mayores, una desventaja de este convertidor.

En la figura 3.6 se representan las curvas de potencia de los dos elevadores.

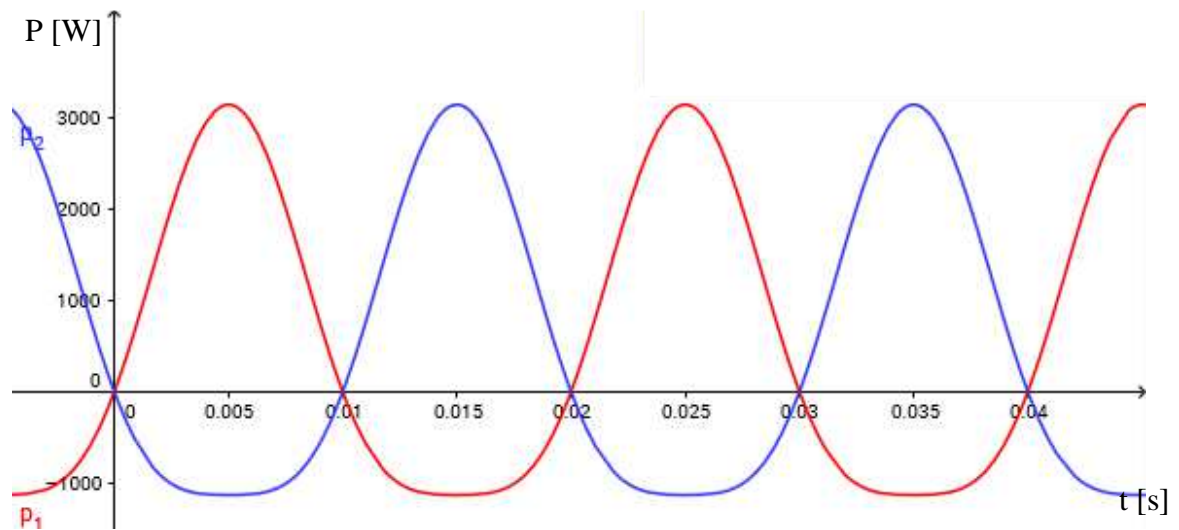


Figura 3.6. Curvas de p_1 y p_2

Las corrientes de entrada en los elevadores se pueden obtener de la ecuación 3. X, antes introducida.

$$i_1 = \frac{p_1}{V_{in}} \quad (3.21)$$

Sustituyendo la potencia del elevador con la ecuación 3.X obtenida, la corriente queda:

$$i_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot \frac{p_{out}}{V_{in}} \quad (3.22)$$

En el caso de la corriente, se intenta quitar el término de la potencia de salida de la ecuación.

$$i_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot \frac{P}{V_{in}} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.23)$$

Y como la potencia es igual a $V_{in} \cdot I_{in}$, queda:

$$i_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot I_{in} \cdot (1 - \cos(2\omega t))$$

Obteniendo la corriente de entrada por el segundo elevador,

$$\begin{cases} i_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot I_{in} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) & (3.24a) \\ i_2 = -\sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I \cdot \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \cdot I_{in} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) & (3.24b) \end{cases}$$

Al igual que en la potencia, se tiene una componente continua, otra componente a la frecuencia de red, y otra al doble de la frecuencia de red.

En la figura 3.7 se representan las curvas de las corrientes por cada elevador.

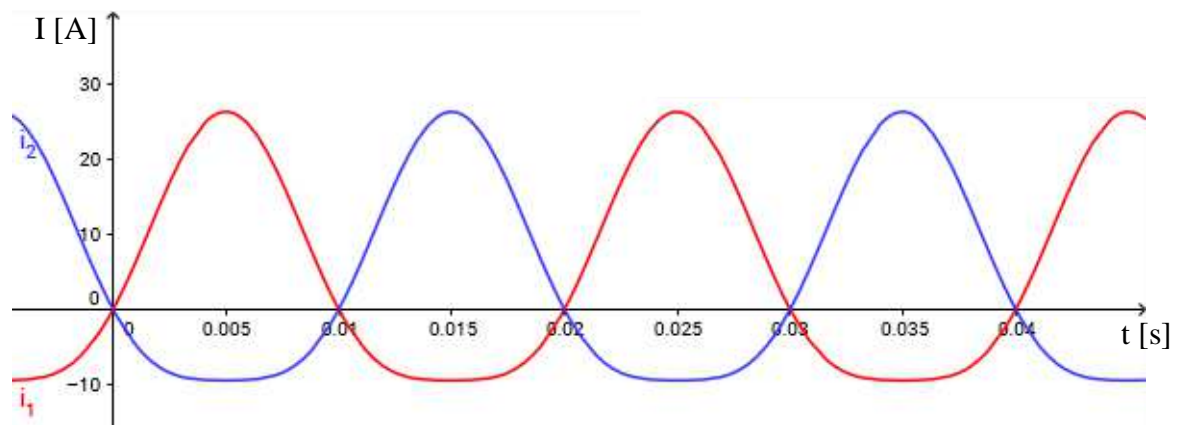


Figura 3.7. Curvas de i_1 e i_2

La suma de las corrientes del panel fotovoltaico y del condensador en paralelo, es la misma a la suma de las dos corrientes de entrada en los elevadores, debido a la conveniencia de signos tomada representada en la figura 3.1.

$$I_{in} + i_c = i_1 + i_2 \quad (3.25)$$

De esta manera, la suma de las dos corrientes de entrada de los dos elevadores queda con la componente continua y la del doble de la frecuencia de red, al doble de amplitud ya ambas componentes se suman aportando cada corriente la mitad. La componente a la frecuencia de red se anula ya que una corriente está desfasada la mitad del ciclo respecto de la otra corriente de entrada del elevador.

$$i_1 + i_2 = I_{in} \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3.26)$$

La corriente del condensador se desconoce por ahora. Pero la de entrada se conoce, y es la aportada por el generador fotovoltaico en el máximo punto de potencia, constante.

$$i_c = i_1 + i_2 - I_{in} \quad (3.27)$$

Finalmente queda que la corriente del condensador de entrada es la componente de al doble de la frecuencia de red, siendo su valor medio 0.

$$i_c = -I_{in} \cdot \cos(2\omega t) \quad (3.28)$$

En la figura 3.8 se representan las curvas de las corrientes del generador fotovoltaico y del condensador que tiene en paralelo.

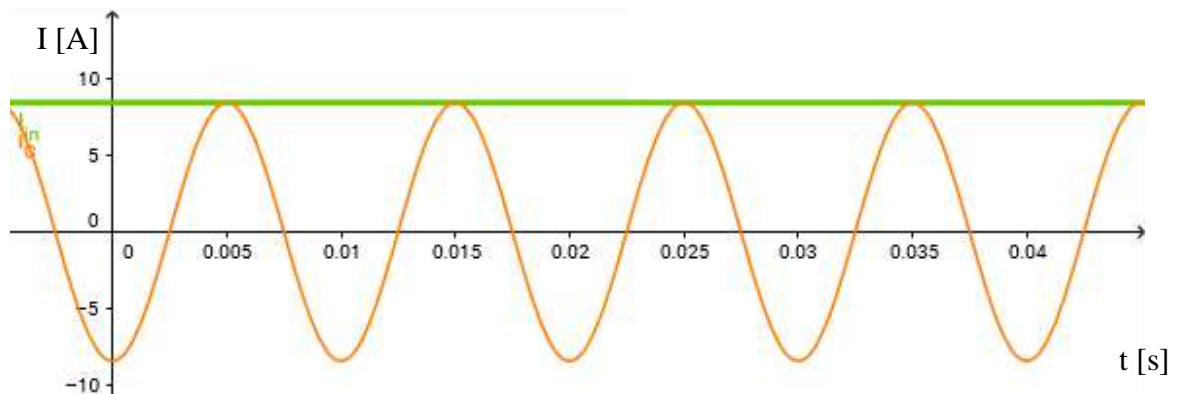


Figura 3.8. Curvas de I_{in} e i_c

Al principio no se ha especificado los semiconductores que se pondrían como interruptores electrónicos en los elevadores del convertidor. Una vez realizado el análisis previo, las tensiones en cada elevador del convertidor son siempre positivas (figura 3.3), mientras que las corrientes que circulan por los interruptores son tanto positivas como negativas (figura 3.7).

Por lo tanto, los interruptores de la célula de conmutación de cada elevador deben ser de tres segmentos, segmento positivo de la tensión, y los dos de la corriente.

Hay varios interruptores electrónicos que trabajen en esos tres segmentos. El escogido en este trabajo está formado por un IGBT con un diodo en antiparalelo.

En la figura 3.9 se muestra un interruptor de tres segmentos formado por un IGBT con un diodo en antiparalelo.



Figura 3.9. Interruptor de tres segmentos

4.- Análisis del modelo instantáneo de un elevador

Se ha realizado el estudio de los valores instantáneos de las corrientes y tensiones de un convertidor elevador.

Para analizar el elevador es necesario hacerlo a partir de la célula de conmutación. La célula de conmutación es una asociación en serie de dos interruptores electrónicos T1 y T2.

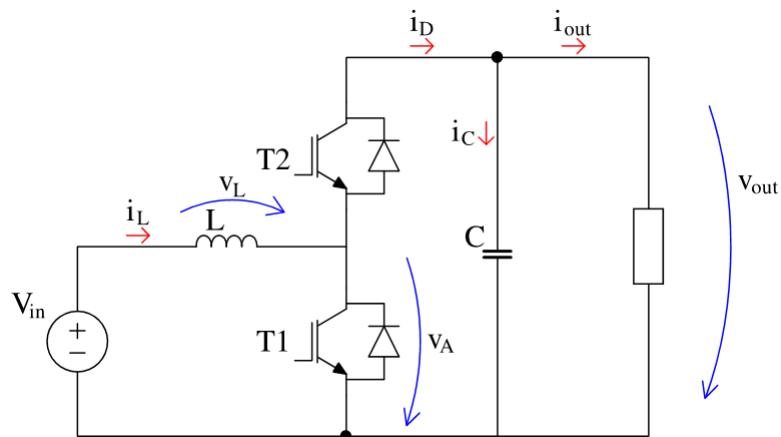


Figura 4.1. Esquema de un elevador

A cada interruptor llega una señal digital denominada función de conexión (F), que determinan la conexión y desconexión del interruptor. Los interruptores de la célula al ser complementarios, los órdenes de control se realizan a partir de una señal digital. La función de conexión se realiza a través del denominado modulador PWM (Pulse With Modulation).

La conmutación PWM de la célula de conmutación se realiza comparando una tensión triangular, v_{tri} , con una tensión de control, v_{con} .

$$v_{con} > v_{tri} \rightarrow T_{ON}(F = 1) \begin{cases} T1 = ON \\ T2 = OFF \end{cases} \quad (4.1a)$$

$$v_{con} < v_{tri} \rightarrow T_{OFF}(F = 0) \begin{cases} T1 = OFF \\ T2 = ON \end{cases} \quad (4.1b)$$

En el inversor a estudiar, la frecuencia de conmutación queda determinada por la frecuencia de la onda triangular (portadora) y el valor del tiempo de encendido, T_{on} , por la

relación entre la amplitud de la señal de control y el valor de pico de la triangular, V_{pt} . La onda triangular toma valores positivos, oscila entre 0 y su tensión pico (1 V).

	$v_{con} > v_{tri}$	$v_{con} < v_{tri}$
	T1	T2
$i_{out} > 0$	IGBT	Diodo
$i_{out} < 0$	Diodo	IGBT

Tabla 4.1. Estados de conducción de los semiconductores

En este caso se ha estudiado el funcionamiento del elevador con una corriente de salida positiva. Conduciendo el IGBT del T1 y el diodo en el T2. En el caso de tener corriente de salida negativa, los semiconductores que conducirían en cada interruptor sería el contrario.

En la figura 4.2 se representan la curvas de corriente y tensión en el elevador para una situación en estado estacionario.

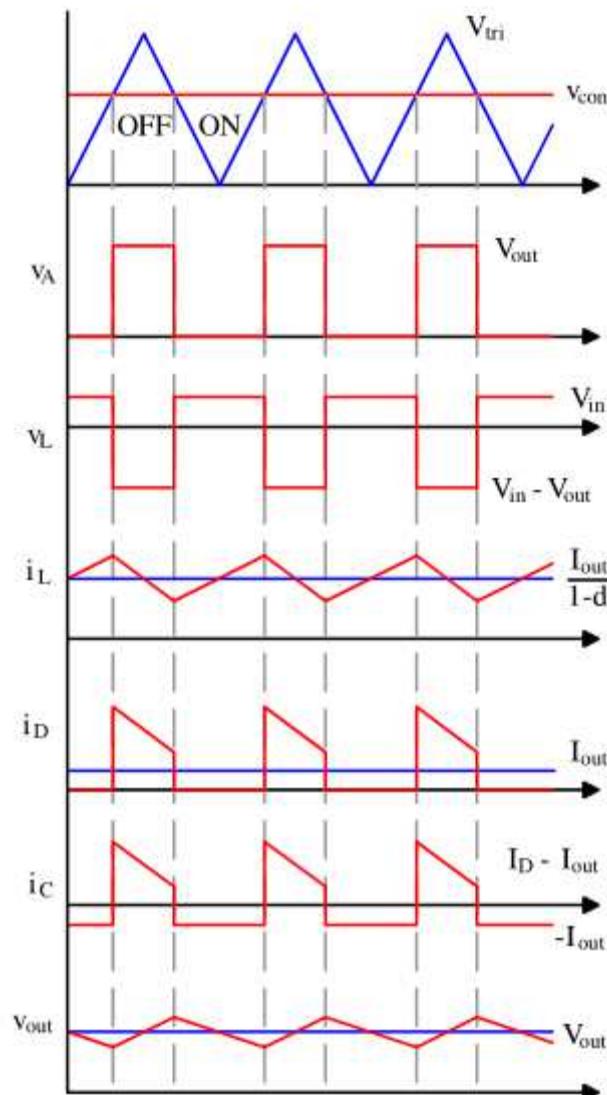


Figura 4.2. Curvas de corriente y tensión en el elevador

4.1.- Tensión en el punto medio de la célula de conmutación, v_A

Si T1 está conduciendo, el punto entre los dos interruptores se conecta a tierra. Pero cuando T1 se abre, y conduce T2, la tensión que se tiene en A es la de salida.

$$T_{ON} \rightarrow v_A = 0 \quad (4.2a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow v_A = v_{out} \quad (4.2b)$$

El valor medio instantáneo de la tensión v_A es:

$$\langle v_A \rangle = \frac{T_{OFF}}{T} \cdot v_{out} = \left(1 - \frac{T_{ON}}{T}\right) \cdot v_{out} = (1 - d) \cdot v_{out} \quad (4.3)$$

Siendo d el ciclo de trabajo.

$$d = \frac{T_{ON}}{T} \quad (4.4)$$

4.2.- Tensión en la inductancia, v_L

La tensión en la inductancia es la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión entre los dos interruptores de la célula de conmutación.

$$v_L = V_{in} - v_A \quad (4.5)$$

Por lo tanto, se tiene un valor u otro de tensión en la bobina en función del interruptor que este conduciendo.

$$T_{ON} \rightarrow v_L = V_{in} - 0 = V_{in} \quad (4.6a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow v_L = V_{in} - v_{out} \quad (4.6b)$$

El valor medio de tensión en la inductancia es 0.

$$\langle v_L \rangle = 0 \quad (4.7)$$

De esta manera se puede obtener la tensión de salida en función de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo.

$$\langle v_L \rangle = V_{in} \cdot T_{ON} + (V_{in} - v_{out}) \cdot T_{OFF} = 0 \quad (4.8)$$

$$V_{in} \cdot T_{conm} = v_{out} \cdot T_{OFF}$$

$$v_{out} = \frac{V_{in} \cdot T_{conm}}{T_{OFF}} = \frac{V_{in} \cdot T_{conm}}{T_{conm} - T_{ON}}$$

$$v_{out} = \frac{V_{in} \cdot T_{conm}}{T_{OFF}} = \frac{V_{in} \cdot T_{conm}}{T_{conm} - T_{ON}} = \frac{V_{in}}{1 - d} \quad (4.9)$$

Mediante el ciclo de trabajo se controla la tensión a la salida del inversor, desde la tensión de entrada hasta la que la célula de conmutación permita, ya que no puede

controlar la tensión a la salida para ciclos de trabajo cercanos a 1. Dependiendo de cuanto se pueda aproximar a 1, el valor que se tendrá será mayor.

$$\begin{cases} \text{Si } d = 0 \rightarrow v_{out} = V_{in} & (4.10a) \\ \text{Si } d = 1 \rightarrow v_{out} = \infty & (4.10b) \end{cases}$$

4.3.- Corriente de la inductancia, i_L

Para calcular el valor medio instantáneo de la corriente por la inductancia, se realiza un balance de potencias. La potencia a la entrada es la misma que a la salida si no se tienen pérdidas en el inversor.

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_{out} \\ \langle i_L \rangle \cdot V_{in} &= v_{out} \cdot i_{out} \\ \langle i_L \rangle &= \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{V_{in}} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Con la ecuación 4.1 se puede cambiar la división entre las tensión por la relación del ciclo de trabajo.

$$\frac{v_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (4.13)$$

Quedando la corriente por la bobina en función de la corriente de salida y el ciclo de trabajo.

$$\langle i_L \rangle = \frac{i_{out}}{1-d} \quad (4.14)$$

Como se observa en la figura 4.2, hay un rizado en la corriente que circula por la bobina. Cuando T1 esta conmutado, como la tensión en la bobina es positiva, la corriente que circula por la inductancia aumenta. Mientras que cuando T2 esta conmutada, la tensión en la bobina es negativa, por lo que la corriente disminuye.

$$T_{ON} \rightarrow v_L > 0 \Rightarrow \uparrow i_L \quad (4.15a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow v_L < 0 \Rightarrow \downarrow i_L \quad (4.15b)$$

Para calcular este rizado, se estudia el tiempo durante el que T1 se encuentra conmutada.

$$T_{ON} \rightarrow v_L = V_{in}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = L \cdot \frac{\Delta i_L}{T_{ON}} \end{array} \right. \quad (4.17a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} d = \frac{T_{ON}}{T_{conm}} = T_{ON} \cdot f_{conm} \rightarrow T_{ON} = \frac{d}{f_{conm}} \end{array} \right. \quad (4.17b)$$

Finalmente, se obtiene que el rizado de la corriente depende de la tensión de entrada, del ciclo de trabajo, del valor de la bobina y de la frecuencia de conmutación.

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot d}{L \cdot f_{conm}} \quad (4.18)$$

4.4.- Corriente por el interruptor superior, i_D

Por el interruptor T2 solo circulara corriente cuando esté cerrado. Al analizar con corriente de salida positiva, si la señal digital es 0, la corriente de la inductancia del inversor circulará por el diodo. Si la señal digital es 1, el interruptor se abre sin dejar circular corriente por él.

$$T_{ON} \rightarrow i_D = 0 \quad (4.19a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow i_D = i_L \quad (4.19b)$$

Además, la corriente i_D es igual a la suma de la corriente del condensador del inversor y la de salida.

$$i_D = i_C + I_{out} \quad (4.20)$$

Para saber el valor medio instantáneo de la corriente, se realiza el valor medio instantáneo de las dos componentes de la suma.

$$\langle i_D \rangle = \langle i_C \rangle + I_{out} \quad (4.21)$$

Como el valor medio instantáneo de la corriente que circula por un condensador es 0, el valor medio instantáneo de la corriente del interruptor T2 es igual a la corriente que se tiene a la salida.

$$\langle i_D \rangle = I_{out} \quad (4.22)$$

4.5.- Corriente en el condensador, i_C

Al considerar que la corriente de salida es constante, el condensador sufrirá todas las variaciones de corriente producidas en la célula de conmutación.

$$i_C = i_D - I_{out} \quad (4.23)$$

Cuando T2 está abierto, el condensador se encarga de que a la salida se siga manteniendo la misma corriente, cediéndole parte de su carga para que no varíe la

corriente de salida. Pero cuando el interruptor T2 se cierra, la bobina cede energía que tenía almacenada al condensador y a la salida del elevador, una parte de la corriente en la bobina se aprovecha para cargar el condensador recuperando la descarga realizada en el estado anterior, y la otra parte alimenta directamente la salida.

$$T_{ON} \rightarrow i_C = -I_{out} \quad (4.24a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow i_C = i_L - I_{out} \quad (4.24b)$$

4.6.- Tensión a la salida, v_{out}

La tensión a la salida varía debido a la carga y descarga que hay en el condensador para mantener la corriente de salida constante.

$$T_{ON} \rightarrow i_C < 0 \Rightarrow \downarrow v_{out} \quad (4.25a)$$

$$T_{OFF} \rightarrow i_C > 0 \Rightarrow \uparrow v_{out} \quad (4.25b)$$

Aunque el valor medio de la tensión de salida es la obtenida en la ecuación 4.1.

$$\langle v_{out} \rangle = V_{out} = \frac{V_{in}}{1-d} \quad (4.26)$$

También se puede calcular el rizado de la tensión del condensador.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta v_C = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_C(t) \cdot dt \\ \Delta t = T_{ON} \rightarrow i_C = -I_{out} \end{array} \right. \quad (4.27a)$$

$$\left. \begin{array}{l} \Delta t = T_{ON} \rightarrow i_C = -I_{out} \end{array} \right\} \quad (4.27b)$$

El rizado de tensión en el condensador queda:

$$\Delta v_C = \frac{-I_{out} \cdot T_{ON}}{C} \quad (4.28)$$

En este caso, la variación de tensión del condensador es negativa ya que se está descargando con una corriente igual a la de salida, aunque el valor de la variación de tensión dependerá en la capacidad del condensador. Al igual que en el rizado de la corriente de la inductancia, depende del ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación.

$$\Delta v_C = \frac{-I_{out} \cdot d}{C \cdot f_{conm}} \quad (4.29)$$

5.- Dimensionado componentes

En este apartado se han calculado los valores de los componentes eléctricos del convertidor estudiado (figura 3.1) para unos rizados de corriente y tensión impuestos. También se han calculado las tensiones y corrientes que tendrán que soportar los semiconductores que forman los interruptores.

5.1.- Elementos pasivos

Como se verá más adelante, para dimensionar los distintos elementos pasivos del inversor elevador hay que tener en cuenta la frecuencia de conmutación provocada por la frecuencia de la onda triangular. La onda triangular (portadora) toma valores positivos como se puede observar en la figura 4.2, en este caso oscila entre 0 y 1 ($0-V_{pt}$), y se le ha dado una frecuencia de 25 kHz.

5.1.1.- Condensador de entrada, C_{in}

El condensador en paralelo con el panel fotovoltaico se encarga de mantener la tensión del generador fotovoltaico lo más constante posible, cuyo valor medio es controlada desde un lazo de control en uno de los elevadores.

Como se ha visto en la ecuación 3.28, el condensador se encarga de proporcionar la corriente a 100 Hz correspondiente a la potencia a 100 Hz inyectada en una red monofásica. Esta corriente es la que provoca, a su vez, un rizado de tensión a 100 Hz en el generador fotovoltaico.

Cuanto mayor es el condensador, menor va a ser la variación de la tensión del generador, extrayendo más potencia del panel.

Las pérdidas máximas MPPT que se le han permitido al generador debido al rizado de tensión por el seguimiento del punto de máxima potencia, MPP, es del 0,2%. Por tanto, el cálculo de la capacidad del condensador se hace en función de esa variación permitida.

El cálculo de la variación de tensión permitida en el generador fotovoltaico para que las pérdidas no sean mayores del 0,2% se han realizado gracias a una ecuación tomada de un artículo en el que se analiza la *Disminución en la producción de energía fotovoltaica a partir del rizado* [7].

$$\frac{P_r}{P_{mpp}} \approx \left(\frac{\Delta v_{ef}}{V_{mpp}} \right)^2 \left(1 + \frac{V_{cel}}{2nV_T} \right) \quad (5.1)$$

Donde:

- P_r : reducción de la potencia debido al rizado de tensión
- P_{mpp} : potencia en el MPP
- Δv_{ef} : valor eficaz del rizado de tensión
- V_{mpp} : tensión en el MPP
- V_{cel} : el voltaje de la célula en el MPP
- n, V_T : parámetros característicos del diodo, (V_T , tensión térmica)

Despejando el valor eficaz de la tensión de la ecuación anterior queda:

$$\Delta v_{ef} = V_{mpp} \sqrt{\frac{P_{perd,ppt}}{1 + \frac{V_{cel}}{2nV_T}}} \quad (5.2)$$

Para valores típicos de tensión en el punto de máxima potencia de 0,5 V por célula, los parámetros característicos del diodo $n = 1,4$ y $V_T = 26$ mV [7]. Para calcular el rizado de tensión en función de las pérdidas de potencia permitidas, como se desconoce la asociación de las 60 células del módulo fotovoltaico, y también no se conocen los parámetros n y V_T para otra tensión de las células. V_{cel} , n y V_T se han tomado con los valores dados antes.

En la tabla 5.1 se muestran los valores introducidos en la ecuación 5.2 y el valor eficaz del rizado de tensión permitido para que las pérdidas no sean mayores de 0,2%. Se comparan los puntos de máxima potencia del generador y el de mayor temperatura de la célula.

	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: -20°C	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: 45°C
V_{mpp}	125,5 V	92,92 V
P_{perd,ppt (0,2%)}	0,002	0,002
V_{cel}	0,5 V	0,5 V
n	1,4	1,4
V_T	26 mV	26 mV
Δv_{ef}	2 V	1,481 V

Tabla 5.1. Rizado de la tensión del generador fotovoltaico

El rizado de tensión que se produce en el generador fotovoltaico, se debe a que se varía la carga del condensador en paralelo debido a la corriente senoidal que circula por él.

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t) \cdot dt \quad (5.3)$$

En la figura 5.1 se muestra el rizado de la tensión de entrada debido a la corriente del condensador colocado en paralelo al generador fotovoltaico.

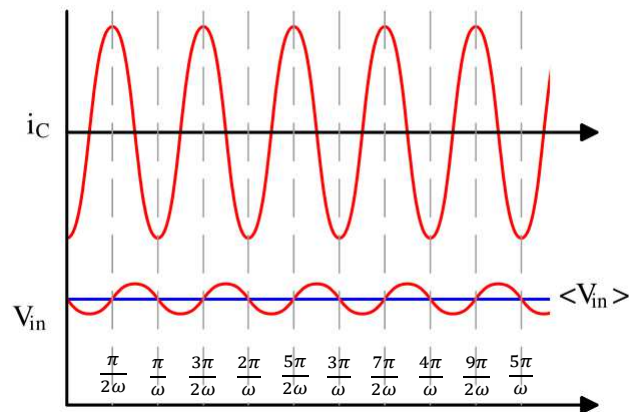


Figura 5.1. Rizado de la tensión de entrada

Para calcular el rizado, se toma el tiempo en el que el valor de la corriente por el condensador de entrada es positiva y mediante la ecuación 5.3 el rizado queda:

$$\Delta v_C = \frac{1}{C_{in}} \int_{\frac{\pi}{4\omega}}^{\frac{3\pi}{4\omega}} -I_{in} \cdot \cos(2\omega t) \cdot dt \quad (5.4)$$

$$\Delta v_C = \frac{-I_{in}}{C_{in} \cdot \omega} \quad (5.5)$$

La capacidad del condensador en paralelo con el generador fotovoltaico al final deberá tener un valor mayor o igual que:

$$C_{in} \geq \frac{I_{in}}{\Delta v_{C_{max}} \cdot 2\pi f} \quad (5.6)$$

En la tabla 5.2 se muestra el cálculo realizado para la capacidad del condensador para el punto de funcionamiento de la temperatura de la célula máxima ya que en ese punto se tiene la menor tensión y la máxima corriente en función del rizado de tensión calculado en la tabla 5.1. Finalmente se ha escogido el condensador con mayor capacidad entre los dos casos.

	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: -20°C	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: 45°C
I_{in}	8,34 A	8,61 A
Δv_C	2,829 V	2,095 V
C_{in}	9,44 mF	12,75 mF

Tabla 5.2. Condensador de entrada, C_{in}

El condensador a colocar en paralelo con el generador fotovoltaico tiene una capacidad de 12,75 mF. Es una capacidad bastante alta, pero hay que tener en cuenta que la tensión nominal es de 200 V.

5.1.2.- Inductancia del inversor, L_{inv}

La inductancia del inversor se ha calculado mediante la ecuación 4.18 obtenida antes.

$$L_{inv} \geq \frac{V_{in} \cdot d}{\Delta i_L \cdot f_{comm}} \quad (5.7)$$

En este caso la mayor corriente que circula por la bobina se tiene al cuarto del periodo para el primer inversor ($t=0,005s$) y a los tres cuarto del periodo del segundo inversor ($t=0,015s$) como se puede observar en la figura 3.7.

En el pico, mediante la ecuación 3.24a o 3.24b, la corriente por la inductancia L_1 o L_2 vale:

$$i_L = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{in}} \cdot I + I_{in} \quad (5.8)$$

El mayor rizado que se le permite a la corriente que circula por las inductancias de los inversores es del 25%. Se le ha dado un valor relativamente grande, ya que el condensador de entrada toma un valor muy grande y este eliminara esta componente de corriente a alta frecuencia sin problemas.

El ciclo de trabajo se obtiene despejando de la ecuación 4.9. Donde la tensión del generador fotovoltaico dependerá de las condiciones climáticas, mientras que como el punto en el que se produce pico de corriente, también se tiene la máxima tensión a la salida, la cual toma unos 507,6 V.

En la tabla 5.3 se muestra, al igual que en el caso anterior, los valores de la inductancia que debería de tomar para tener un rizado del 25% en el punto de máxima potencia y el de máxima temperatura de la célula para comparar ambos casos y determinar el peor con el cual se realiza el dimensionado de la inductancia.

	G: 1000 W/m ² , T _{ambiente} : -20°C	G: 1000 W/m ² , T _{ambiente} : 45°C
i_L	26,13 A	26,41 A
Δi_L (25%)	6,53 A	6,6 A
V_{in}	125,5 V	92,92 V
d	0,7489	0,817
L_{inv}	578,3 μ H	459,9 μ H

Tabla 5.3. Inductancia del inversor, L_{inv}

La inductancia que se colocara en los inversores finalmente tendrá un valor igual o superior a 578,3 μ H.

5.1.3.- Condensador del inversor, C_{inv}

El condensador del inversor se ha calculado con la ecuación 4.29 obtenida en el estudio de los valores instantáneos de las corrientes y tensiones de un elevador.

$$C_{inv} \geq \frac{I_{out} \cdot d}{\Delta v_C \cdot f_{conm}} \quad (5.9)$$

La capacidad del condensador se calcula para el punto en el que mayor tensión hay a la salida del inversor. Si no se varía la componente continua de las tensiones de salida, la mayor tensión que se tiene es 507,6 V. Esta tensión en un inversor se da medio periodo después de que se dé en el inversor anterior.

El rizado de tensión que se le permite a la tensión para ese punto de 0,8%. Un valor pequeño ya que a la curva que se quiere tener a la salida es una senoidal con apenas rizado.

En la tabla 5.4 se muestra también la capacidad que el condensador debería tener en el punto de máxima potencia y el de máxima temperatura de la, para al final tomar el peor caso y dimensionar los condensadores de los inversores.

	G: 1000 W/m ² , T _{ambiente} : -20°C	G: 1000 W/m ² , T _{ambiente} : 45°C
v _C	507,6 V	507,6 V
Δv _C (0,8%)	4,06 V	4,06 V
i _{out}	6,47 A	4,79 A
d	0,7489	0,817
C _{inv}	47,99 μF	38,57 μF

Tabla 5.4. Condensador del inversor, C_{inv}

El condensador de los inversores a colocar tendrá que tener una capacidad igual o superior a 47,99 μF.

5.1.4.- Inductancia de salida, L_{out}

El rizado que se produce en las tensiones de salida en los elevadores del convertidor provoca que la corriente a la salida tenga también un rizado.

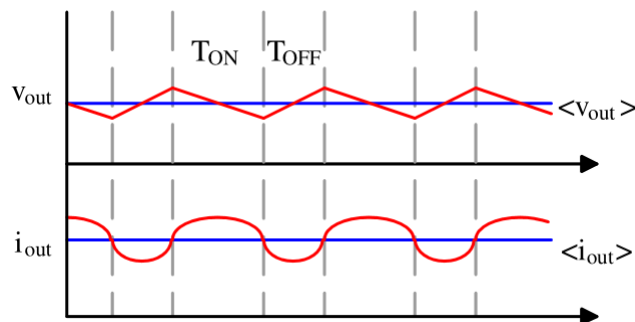


Figura 5.2. Rizado de la corriente de salida

Una tensión positiva en la inductancia provoca que la corriente por esta aumente.

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (5.10)$$

El rizado de corriente que se produce en la corriente se debe al rizado de la tensión.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{out} = \frac{1}{L_{out}} \int_0^{\Delta t} \Delta v_{out} \cdot dt \\ \Delta t = \frac{T}{2} = \frac{T_{ON}}{2} + \frac{T_{OFF}}{2} \end{array} \right. \quad (5.11a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{out} = \frac{1}{L_{out}} \int_0^{\Delta t} \Delta v_{out} \cdot dt \\ \Delta t = \frac{T}{2} = \frac{T_{ON}}{2} + \frac{T_{OFF}}{2} \end{array} \right. \quad (5.11b)$$

En medio periodo se produce el mayor incremento en la corriente de salida deseada.

$$\Delta i_{out} = \frac{1}{L_{out}} \int_{-\frac{T_{OFF}}{2}}^{\frac{T_{ON}}{2}} \Delta v_{out} \cdot dt$$

$$\Delta i_{out} = \frac{1}{L_{out}} \left(\int_{-\frac{T_{OFF}}{2}}^0 \Delta v_{out} \cdot dt + \int_0^{\frac{T_{ON}}{2}} \Delta v_{out} \cdot dt \right)$$

$$\Delta i_{out} = \frac{\Delta v_{out} \cdot T}{4 \cdot L_{out}} \quad (5.12)$$

La inductancia de salida del convertidor queda:

$$L_{out} \geq \frac{\Delta v_{out}}{4 \cdot \Delta i_{out} \cdot f_{conm}} \quad (5.13)$$

Se calcula el valor de la inductancia para el pico de la corriente de salida.

El rizado de corriente máximo que se permite que se produzca en el pico es de un 2%. Como la corriente de salida no toma valores superiores a 10 A, el rizado que se produzca será menor que 0,2 A.

En la tabla 5.5 se comparan los resultados para el punto de máxima potencia y el de temperatura de la célula máxima. En el caso que se obtenga una mayor inductancia, será aquella la que se coloque.

	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: -20°C	G: 1000 W/m², T_{ambiente}: 45°C
i_{out}	6,47 A	4,79 A
Δi_{out} (2%)	129,4 mA	95,9 mA
Δv_{out}	4,06 V	3,26 V
L_{out}	313,8 μH	340,5 μH

Tabla 5.5. Inductancia de salida, L_{out}

La inductancia a colocar a la salida del convertidor es de 340,5 μH.

- **Resistencia de la inductancia**

La inductancia tiene una resistencia parásita debido a la resistividad del conductor con el que se realiza la inductancia.

En las inductancias se suele definir un factor de calidad, Q , en función de la relación entre el valor que tiene la bobina para una determinada frecuencia y la resistencia de la inductancia.

$$Q = \frac{L \cdot \omega}{R} \quad (5.14)$$

Se puede tomar un factor de calidad entre 5 y 10, para ω la frecuencia de red en radianes por segundo.

De esta manera, tomando el menor valor del factor de calidad, para que la resistencia de la inductancia sea lo mayor posible, se ha obtenido la resistencia de la inductancia.

$$r_{L_{out}} = \frac{L_{out} \cdot \omega}{Q} = \frac{340,5 \mu \cdot 2\pi \cdot 50}{5} = 21,39 \text{ m}\Omega \quad (5.15)$$

En la siguiente tabla se recogen los valores de inductancias y condensadores respecto al valor de rizado de corriente o tensión tomados para realizar su dimensionamiento.

Condensadores				Inductancias			
C_{in}	12,75 mF	C_{inv}	47,99 μ F	L_{inv}	578,3 μ H	L_{out}	340,5 μ H
Δv_C	2,095 V	Δv_C	4,06 V	Δi_L	6,53 A	Δi_L	95,9 mA

Tabla 5.6. Valor de los elementos pasivos

5.2.- Semiconductores

Los IGBTs y diodos del inversor elevador deben estar dimensionados para aguantar unos valores de tensión y corriente. Siempre se deja un margen en la elección de los semiconductores para que no se deterioren si el convertidor consiguiera trabajar en valores cercanos a los que los semiconductores teóricamente aguantan, y que finalmente acabarían por estropearse.

En la ecuación 3.6 se calculaba la tensión máxima que tendrían que aguantar, unos 507,6 V. Se deja un pequeño margen, y al ser un valor menor de 600 V, se tomarán IGBTs y diodos de 600 V.

La corriente a soportar por los semiconductores varia, por uno de los IGBTs no circula la misma corriente respecto al diodo que tiene en antiparalelo, o respecto al otro IGBT de la célula de conmutación. A pesar de ello, los fabricantes venden con las mismas propiedades los semiconductores de las células de conmutación. Por lo tanto, todos han de aguantar la misma corriente. Esta corriente se corresponde con la corriente pico para el peor de los casos. Con lo cual, tendrán que aguantar corrientes menores de 35 A.

6.- Control del inversor elevador

La entrada de este convertidor se conecta al generador fotovoltaico y la salida se conecta a la red.

En la figura 6.1 se muestra el esquema de control utilizado en el inversor elevador.

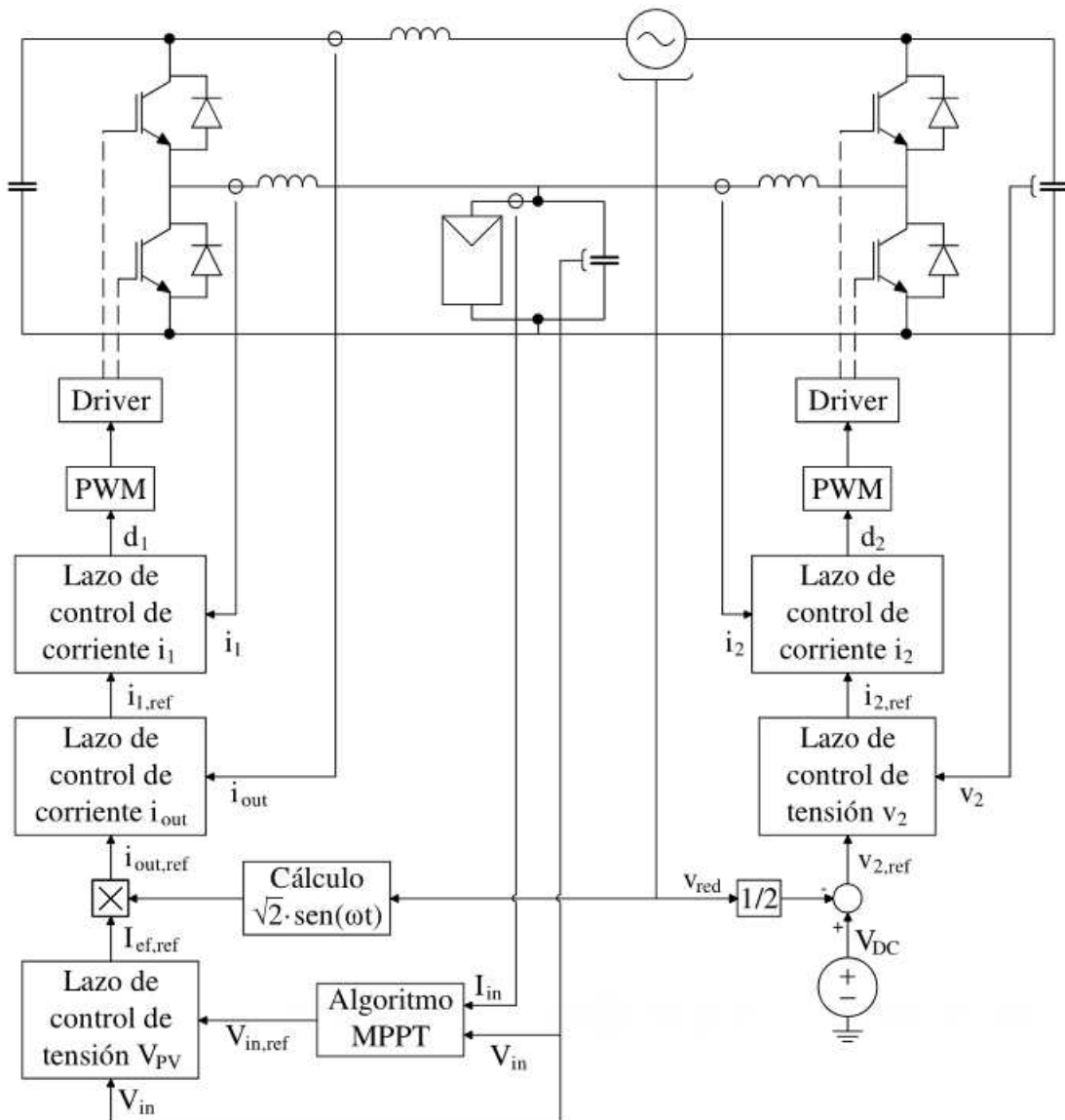


Figura 6.1. Esquema general de control del inversor elevador

El objetivo final del convertidor es introducir la energía generada en el panel fotovoltaico a la red, con una corriente en fase con la tensión de red, solo se quiere introducir potencia activa (potencia reactiva nula).

En el control realizado, para filtrar el rizado de corriente y obtener el valor medio instantáneo de la corriente, se suele utilizar un filtro con frecuencia de corte 5 o 10 veces menor a la frecuencia de conmutación (25 KHz). Finalmente, las corrientes se filtran con un filtro de primer orden con una frecuencia de corte de 5000 Hz (constante de tiempo, $\tau_{si} = 31,86 \mu s$). Y las tensiones también con un filtro de primer orden paso bajo pero con una frecuencia de corte menor de 2000 Hz ($\tau_{sv} = 79,58 \mu s$), a excepción de la tensión del generador fotovoltaico que se filtra para una constante de tiempo mayor ya que no se requiere tanta rapidez para filtrar la tensión del panel, la frecuencia de corte del filtro utilizado es de 10 Hz ($\tau_{sv} = 15,9 ms$). Se ha trabajado con una ganancia unitaria para todos los filtros.

Cada elevador del inversor elevador se controlan independientemente. La única relación que hay entre los dos elevadores es que en ambos se mide la tensión de red, en el primero (izquierda) para realizar el seno de la corriente de salida de referencia, mientras que en el segundo (derecha) para introducir la mitad de la tensión de red en la tensión de salida de referencia. Con lo cual hay una sincronización entre los dos elevadores mediante la medición e introducción en el control de la tensión de salida.

El primer elevador tiene un control más complejo que el segundo elevador al contar con un lazo de control más.

En el primer elevador, se controla la tensión fotovoltaica al valor proveniente del algoritmo MPPT (Maximum Power Point Tracking), es decir, $V_{in} = V_{in,ref}$. Esto se consigue por medio de una estructura de control en cascada, donde el lazo externo de tensión calcula el valor eficaz de la corriente de salida de referencia $I_{ef,ref}$ para el lazo intermedio, donde mediante el cálculo del seno de la tensión de red y multiplicando el cálculo del seno junto con raíz de dos al valor eficaz de corriente de salida obtenida en el lazo externo de tensión, se obtiene la corriente de salida del inversor elevador de referencia $i_{out,ref}$. En el lazo intermedio del control del primer elevador se quiere controlar la corriente por la inductancia de salida al valor proveniente del lazo externo, es decir, $i_{out} = i_{out,ref}$. En este caso, a la salida del lazo intermedio se obtiene la corriente de referencia del elevador $i_{out,ref}$ para el lazo interno. A su vez, el objetivo del lazo interno es controlar la corriente en la bobina al valor proveniente del lazo intermedio, es decir, $i_l = i_{l,ref}$. Para ello, este lazo interno de corriente calcula el ciclo de trabajo d_l necesario del primer elevador con el cual mantener la tensión del generador fotovoltaico a la tensión a la obtenida en el algoritmo MPPT.

El algoritmo MPPT que se podría implantar en el control del elevador inversor es el denominado perturbación y observación. Mediante la corriente y la tensión del generador fotovoltaico se consigue saber la potencia del generador para ese valor de tensión, entonces el algoritmo varía un poco esa tensión, se toma el caso de que el algoritmo disminuye la tensión respecto a la que había antes, entonces vuelve a medir la

tensión y corriente del generador para esta nueva tensión de referencia, y calcula otra vez la potencia de los módulos fotovoltaicos. Si en este nuevo caso se tiene más potencia que en el estado anterior, vuelve a disminuir la tensión. Si tiene menos potencia, aumenta la tensión del generador fotovoltaico de referencia. Después de volver a comparar el nuevo valor respecto al anterior, se vuelve a tomar la decisión de aumentar o disminuir la tensión del panel fotovoltaico de referencia y así continuamente.

En el segundo elevador, se controla la tensión de salida del propio elevador al valor proveniente de una tensión continua V_{DC} al que se le resta la mitad de la tensión de la red $v_{red}/2$ para conseguir la tensión de referencia de salida del elevador $v_{2,ref}$, es decir, $v_2=v_{2,ref}$. Esto se consigue, al igual que en el otro elevador, por medio de control en cascada, donde el lazo externo de la tensión de salida del elevador calcula la corriente de salida de referencia $i_{2,ref}$ para el lazo interno. A su vez, el objetivo del lazo interno es controlar la corriente en la bobina del segundo elevador al valor proveniente del lazo externo, es decir, $i_2=i_{2,ref}$. Para ello, este lazo interno de corriente calcula el ciclo de trabajo d_2 necesario para realizar el control de la tensión de salida del elevador.

En la figura 6.2 se muestra las frecuencias de corte de cada lazo de control de los dos elevadores. Al realizar un control en cascada, para que el control sea estable, los lazos internos han de ser más rápidos que los lazos externos.

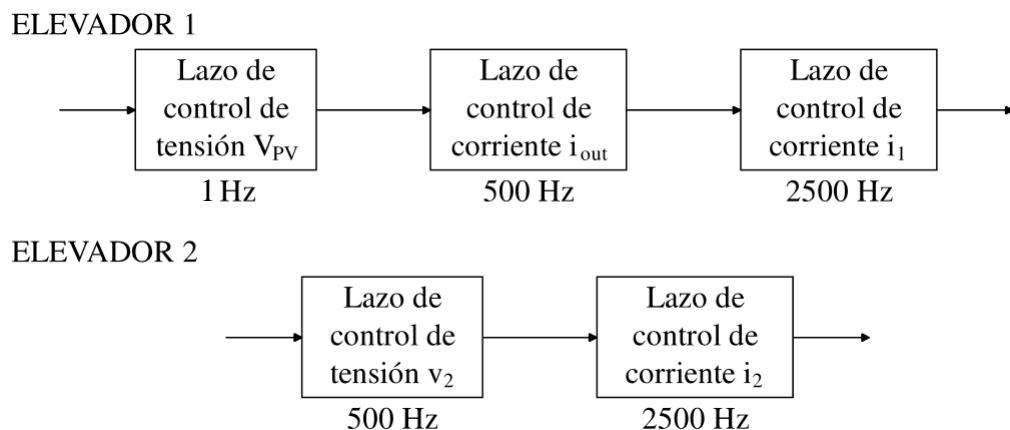


Figura 6.2. Frecuencia de corte de los lazos de control

Como se ha comentado antes, el control de cada elevador se realiza de manera independiente el uno respecto del otro. Además, las componentes que controla cada elevador son diferentes excepto el lazo interno de corriente, en el que cada uno controla su corriente (i_1 e i_2). Mientras el primer elevador controla la corriente de salida i_{out} con su lazo intermedio de corriente, el otro controla su tensión de salida v_2 .

Por lo tanto, desde el primer elevador, se puede ver al segundo elevador como una fuente de tensión que tiene una componente continua y otra a la frecuencia de red. Y desde el segundo elevador, se puede observar al primer elevador como una fuente de corriente en fase con la tensión de red.

En la figura 6.3 se muestra el circuito del primer elevador y la consideración realizada del segundo elevador desde el punto de vista del primer elevador.

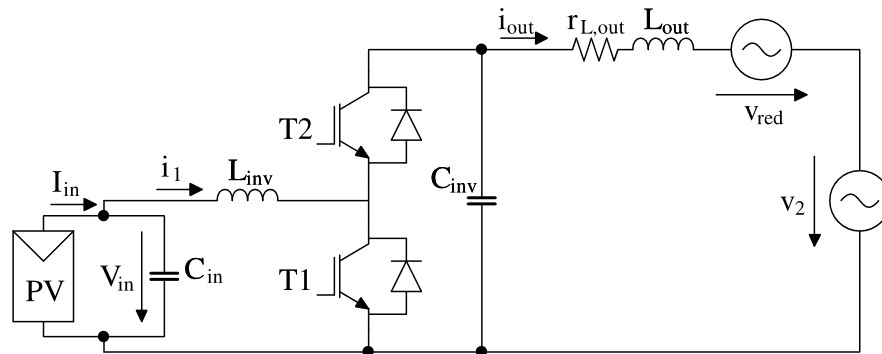


Figura 6.3. Circuito elevador 1 considerando al elevador 2 como una fuente de tensión

En la figura 6.4 se muestra el circuito del segundo elevador y la consideración realizada del primer elevador desde el punto de vista del segundo elevador.

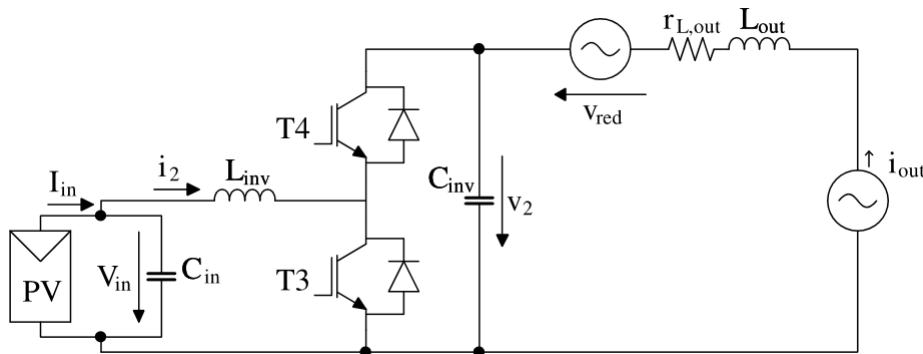


Figura 6.4. Circuito elevador 2 considerando al elevador 1 como una fuente de corriente

En este apartado, a la hora de realizar y analizar el control de los dos elevadores, se han realizado por separado para finalmente juntarlos. De esta manera, en el caso de que surja algún problema en uno de los elevadores es más fácil identificarlo e intentar solucionar ese problema antes por separado que si se tuviera ambos lazos conjuntamente.

Los valores del generador fotovoltaico con los que se han realizado la simulación ha sido con los valores en condiciones estándares de medida, recogidos en la tabla 2.3. Así, las curvas obtenidas en la simulación se podrán comparar con las curvas realizadas en el apartado 3, en el que se realizaba el análisis del modelo medio del convertidor

Pero antes de adentrarse primero con el control de los elevadores del inversor elevador, se ha estudiado el control de un elevador para afianzar conocimientos en el control y avanzar más rápido después en los controles de los dos elevadores del convertidor.

6.1.- Control de un elevador

En la figura 6.5 se muestra el esquema general de control de un elevador.

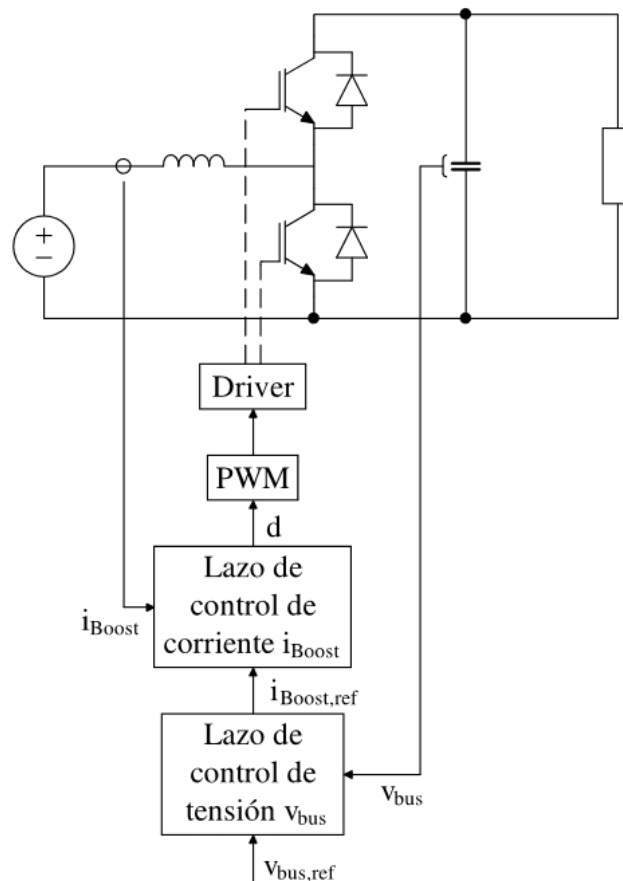


Figura 6.5. Esquema general de control de un elevador

El generador fotovoltaico y el condensador que se tenía en paralelo se han sustituido por una fuente de tensión para analizar el control del elevador.

Prácticamente es el mismo esquema de control que el empleado para el segundo elevador del inversor elevador. Se controla la tensión de salida del propio elevador al valor dado desde fuera $v_{out,ref}$, es decir, $v_{out}=v_{out,ref}$. Esto se consigue por medio de control en cascada, donde el lazo externo de la tensión de salida del elevador calcula la corriente de salida de referencia $i_{L,ref}$ para el lazo interno. A su vez, el objetivo del lazo interno es controlar la corriente en la bobina del segundo elevador al valor proveniente del lazo externo, es decir, $i_L=i_{L,ref}$. Para ello, este lazo interno de corriente calcula el ciclo de trabajo d necesario para realizar el control de la tensión de salida.

Primero se realiza el lazo interno de corriente, y luego se implanta el lazo externo de corriente mediante el cual se obtiene la corriente de referencia del lazo interno. Pero

antes de ello, se analiza el elevador en lazo abierto para ver como varían las corrientes y tensiones del elevador en función del ciclo de trabajo dado.

El valor dado a la inductancia y al condensador son los obtenidos en el apartado 5.1. De esta manera, los controladores PI obtenidos se podrán utilizar en el elevador 1 y 2 del inversor elevador. El control del lazo interno de corriente i_L se aplicará a ambos elevadores, mientras que el lazo externo de tensión v_{out} se aplicara solamente en el segundo elevador, en el que se realiza el control de v_2 .

6.1.1.- Lazo interno de corriente i_L

El lazo interno de corriente i_L , al ser el primer lazo de control que se diseña, será el que más detalladamente se explique ya que el resto de lazos de control son muy parecidos, y se suele seguir el mismo orden para calcular el controlador PI necesario a las condiciones que se requieren.

6.1.1.1.- Diseño de la estructura de control

El primer paso es calcular la planta del sistema asociada al control de corriente. Para ello hay que identificar las variables implicadas. El control va a cambiar el ciclo de trabajo para controlar la corriente en la bobina por lo que habrá que ver cómo cambia la corriente en la bobina cuando se cambia el ciclo de trabajo, es decir, obtener la función de transferencia que relaciona estas variables. Se sabe que la variación de la corriente en la bobina depende de la tensión aplicada en sus bornes, por lo tanto:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - v_A \quad (6.1)$$

También se sabe que la tensión v_A depende de la conmutación de los IGBTs, como se vio en la ecuación 4.3 donde se toman valores medios instantáneos:

$$v_A = (1 - d) \cdot v_{out} \quad (6.2)$$

Con la ecuación 6.2 se observa que controlando el ciclo de trabajo se es capaz de controlar v_A al valor que se quiere entre 0 (para $d=1$) y v_{out} (para $d=0$). Utilizando las ecuaciones 6.1 y 6.2, se tiene:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - v_A = V_{in} - (1 - d) \cdot v_{out} \quad (6.3)$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando i_L se obtiene la planta del sistema:

$$I_L(s) = \frac{V_L(s)}{L \cdot s} = \frac{V_{in}(s) - V_A(s)}{L \cdot s} = \frac{V_{in}(s) - (1 - D(s)) \cdot v_{out}}{L \cdot s} \quad (6.4)$$

En la figura 6.6 se representa con bloques la planta del lazo, según la expresión en la ecuación 6.4.

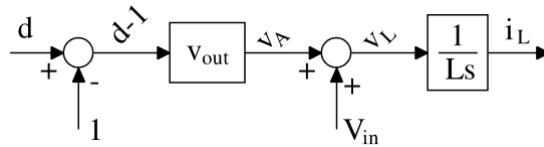


Figura 6.6. Diagrama de bloques de la planta del lazo interno de corriente i_L

Una vez que se tiene la planta, se sabe cómo se comporta la corriente ante cambios en el ciclo de trabajo. El siguiente paso es diseñar el controlador y para ello se empieza con las compensaciones. Si uno se fija en la planta, los valores v_{out} , V_{in} y I son conocidos y se pueden compensar. El controlador utilizado está formado por un proporcional-integral (PI) y compensaciones para eliminar las perturbaciones de la planta.

En la figura 6.7 se representa el diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente.

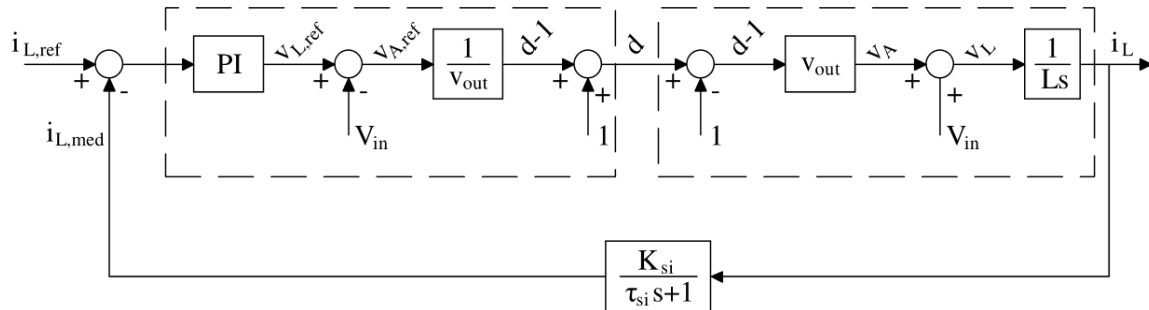


Figura 6.7. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente i_L

Por medio de la figura 6.7 se observa que varios de los términos de la planta se compensan con los términos que se han añadido al control. Por eso, el controlador PI solo ve la parte restante de la planta, es decir, $1/L \cdot s$. Eso no quiere decir que se haya cambiado la planta, sino que las compensaciones que se han añadido al control facilitan el diseño del PI. De esta forma, ahora el PI obtendrá directamente la tensión a aplicar en la bobina, $v_{L,ref}$. Teniendo esto en cuenta, el lazo de control necesario para calcular los parámetros del PI queda más simplificado.

En la figura 6.8 se representa el diagrama de bloques del lazo interno de corriente eliminando los términos compensados de la planta.

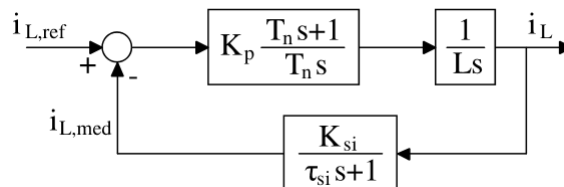


Figura 6.8. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo interno de corriente i_L

Para la medida de la corriente se utiliza un filtro paso bajo con una ganancia K_{si} (se le ha dado una ganancia unitaria), y una frecuencia de corte f_{si} (5 veces menor a la frecuencia de conmutación, 5000 Hz).

$$\tau_{si} = \frac{1}{\omega_{si}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{si}} = 31,86 \mu s \quad (6.5)$$

El valor τ_{si} es la constante de tiempo del filtro paso bajo.

En la figura 6.9 se muestra el diagrama de Bode de cada bloque del sistema compensado a excepción del controlador PI que todavía se desconocen sus parámetros. Esta figura no resulta de interés, ya que a la hora de dimensionar el PI se utiliza el lazo abierto del sistema.

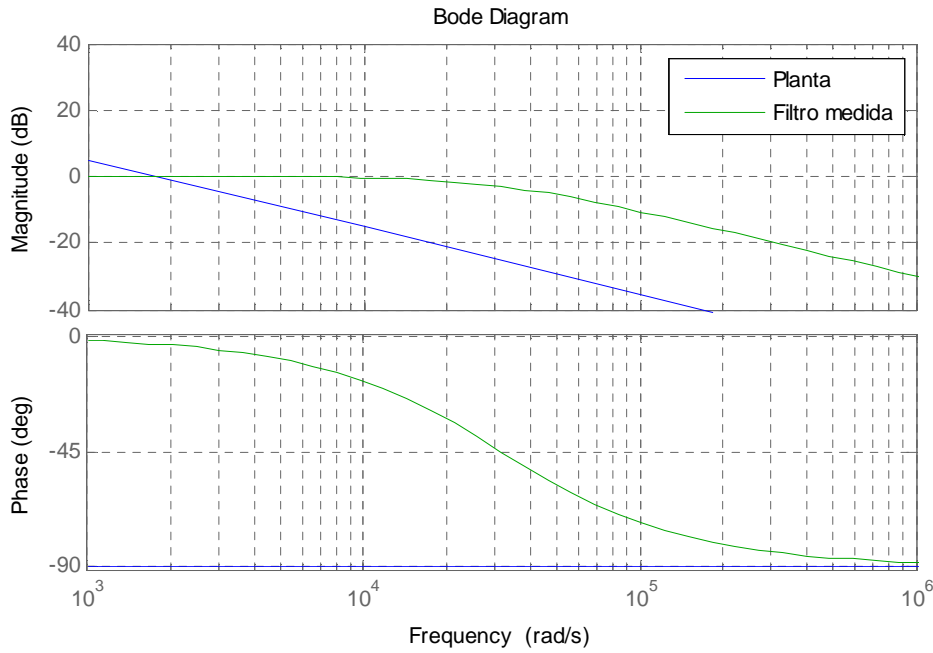


Figura 6.9. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto sin controlador

Para diseñar los parámetros del PI, se utiliza la función de transferencia en lazo abierto del sistema.

$$LA(s) = K_P \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1}{L \cdot s} \cdot \frac{K_{si}}{\tau_{si} \cdot s + 1} \quad (6.6)$$

En la ecuación 6.6, los dos grados de libertad que quedan son los parámetros del controlador, K_P y T_n , por lo que se podrán cumplir dos restricciones. Para dibujar el diagrama de Bode, se necesitan saber la respuesta para distintas frecuencias. Para ello, en la ecuación 6.6 se sustituye $s=j\omega$.

$$LA(j\omega) = K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{L \cdot j\omega} \cdot \frac{K_{si}}{\tau_{si} \cdot j\omega + 1} \quad (6.7)$$

Esta expresión del lazo abierto es un número complejo. Se calculan el módulo y la fase en función de ω para obtener la ganancia y la fase para distintas frecuencias.

$$G(\omega) = \frac{K_p \cdot K_{si} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega^2 \cdot L \cdot \sqrt{(\tau_{si} \cdot \omega)^2 + 1}} \quad (6.8a)$$

$$Fase(\omega) = \text{atan}(T_n \cdot \omega) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_{si} \cdot \omega) \quad (6.8b)$$

El lazo abierto sin PI representa el sistema que tiene que controlar nuestro PI, e incluye la planta del sistema así como el sensor de corriente. La ganancia y la fase del lazo abierto sin PI se calculan de forma similar al cálculo realizado para el lazo abierto LA, obtenida su expresión en la ecuación 6.7. Para el diagrama de Bode, hay que tener en cuenta que la ganancia logarítmica va en decibelios (dB), que está directamente relacionada con la ganancia G.

$$dB = 20 \cdot \log_{10} G \quad (6.9)$$

En la figura 6.10 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto sin el controlador PI todavía, debido a que se desconocen sus términos.

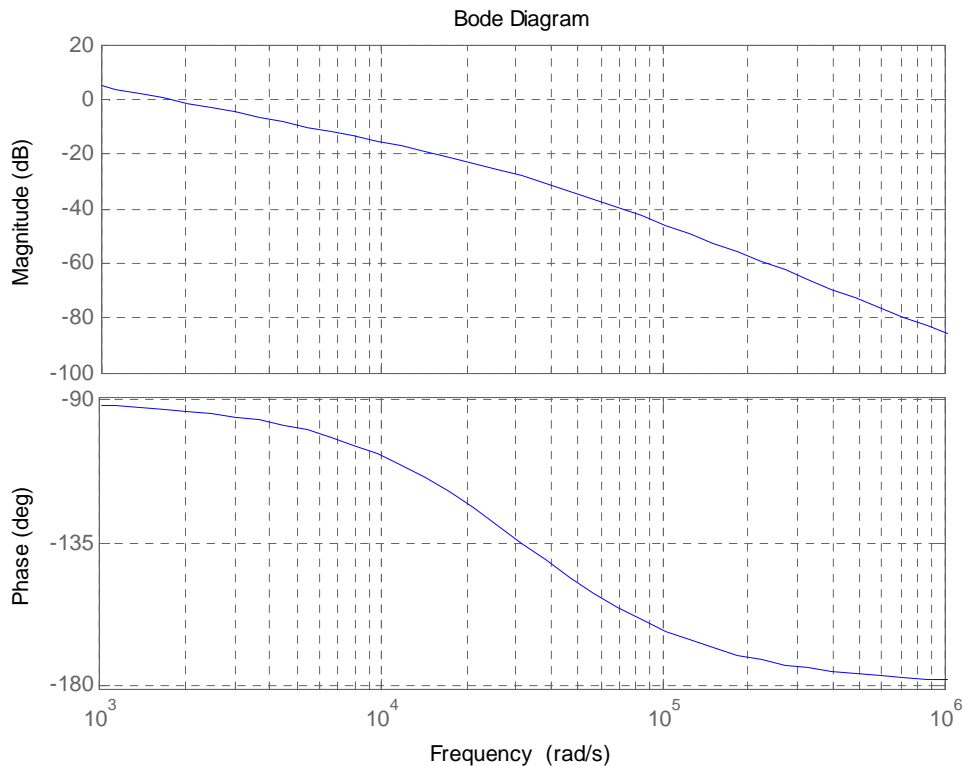


Figura 6.10. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto sin controlador

El lazo abierto sin PI también se puede interpretar como el lazo abierto cuando el controlador es un proporcional con constante $K_p=1$. Es decir, si se utilizara ese controlador, se tendría que la respuesta del sistema correspondería a una frecuencia de corte $f_c = 1727 \text{ rad/s} / (2\pi) = 275 \text{ Hz}$ y a un margen de fase $MF = 87^\circ$. Sin embargo, se quiere ser más rápido, por lo que se ha utilizado una K_p superior y, además, no se quiere tener error estacionario ante entradas escalón, por lo que se ha añadido una parte integral al controlador proporcional, es decir, se ha usado un PI.

La ganancia y la fase de PI para distintas frecuencias se puede expresar como:

$$G_{PI}(\omega) = K_p \cdot \frac{\sqrt{(T_n \cdot \omega)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega} \quad (6.10a)$$

$$Fase_{PI}(\omega) = -90^\circ + \text{atan}(T_n \cdot \omega) \quad (6.10b)$$

Si se observa en la figura 6.10, se aprecia que conforme aumenta la frecuencia, disminuye la fase. Por lo tanto, la máxima frecuencia de corte se consigue para el margen de fase más bajo. En este caso se impone MF=45°. A su vez, la máxima frecuencia de corte que se puede conseguir es para un valor alto de T_n ya que, como se puede ver en la expresión 6.10b, el PI va a quitar menos fase. Sin embargo, si se aumenta demasiado este parámetro, el efecto integral del PI desaparece y el controlador PI se vuelve un controlador proporcional. Como es el lazo interno del control realizado en cascada, debe ser más rápido que el lazo externo. En este caso, ya se ha determinado la frecuencia de corte que debe tener el lazo abierto del sistema, se ha tomado la mitad de la frecuencia del filtro que realiza la medición de la corriente (2500 Hz). A la frecuencia de corte, la ganancia del sistema es 1, y la fase es el margen de fase, también impuesto, que le falta al sistema para tener un desfase de -180° .

$$G(\omega_c) = \frac{K_p \cdot K_{sc} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot L \cdot \sqrt{(\tau_{si} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1 \quad (6.11a)$$

$$Fase(\omega_c) = \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_{sc} \cdot \omega_c) = -180^\circ + MF \quad (6.11b)$$

De las ecuaciones 6.11 se pueden despejar T_n y K_p , y calcular el valor de los parámetros del controlador.

$$T_n = \frac{\tan(MF + \text{atan}(\tau_{si} \cdot \omega_c))}{\omega_c} = 2,665 \cdot 10^{-4} \mu s \quad (6.12a)$$

$$K_p = \frac{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot L \cdot \sqrt{(\tau_{si} \cdot \omega_c)^2 + 1}}{K_{si} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 9,877 \quad (6.12b)$$

Como se puede observar en la figura 6.11, el controlador para bajas frecuencias funciona como un integrador, mientras que para altas trabaja como un controlador proporcional. La ganancia del controlador para altas frecuencias es el valor K_p , pasando su valor a dB mediante la ecuación 6.9 ($20 \cdot \log_{10} 9,877 = 19,89$ dB). El punto en el que la parte integral y la proporcional del controlador se juntan, es para la frecuencia $1/T_n$ ($1/2,665 \cdot 10^{-4} = 3752,3$ rad/s).

En la figura 6.11 se representa el diagrama de Bode del controlador PI del lazo interno de corriente para los valores obtenidos en las ecuaciones 6.12.

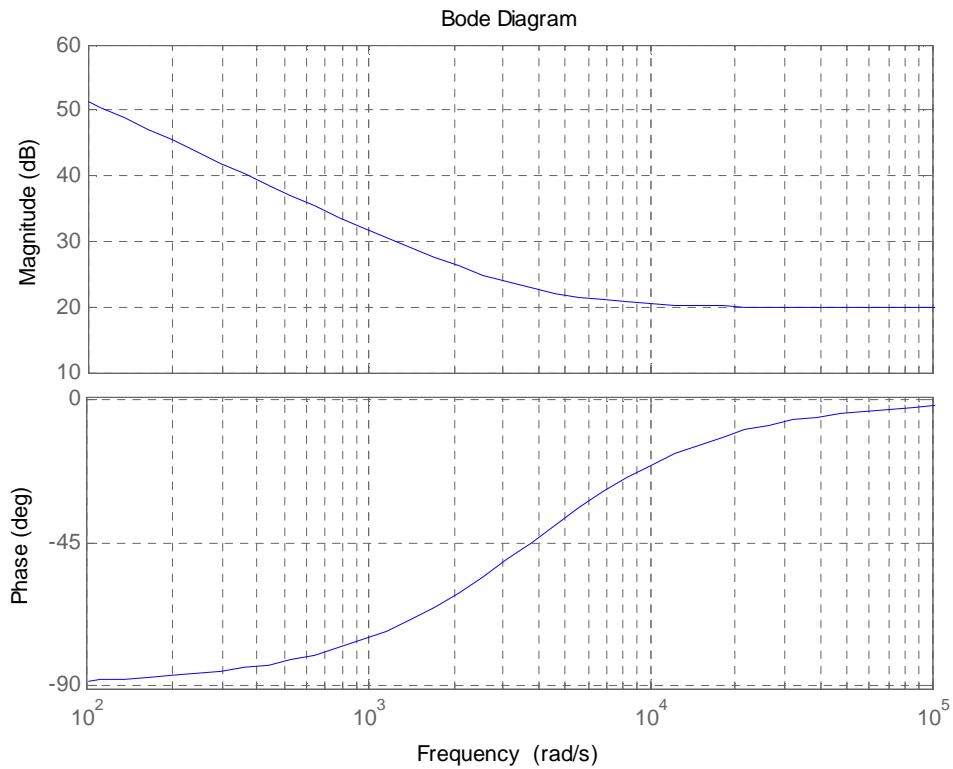


Figura 6.11. Diagrama de Bode del controlador PI del lazo interno de corriente i_L

En la figura 6.12 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto, una vez que ya se conocen los parámetros del controlador. La frecuencia de corte deberá ser 2500 Hz (15708 rad/s), y para esa frecuencia tener un margen de fase de 45° .

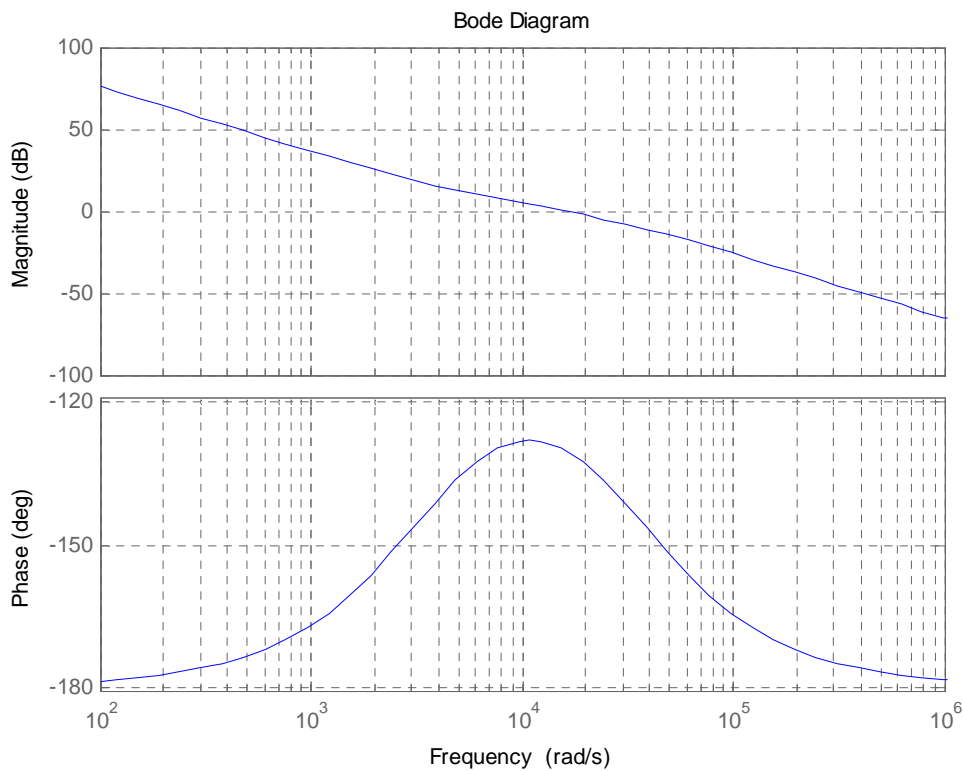


Figura 6.12. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo abierto

Si la figura 6.12 se compara con la figura 6.10, se observa que para la frecuencia de corte, el controlador quita $13,4^\circ$ al lazo abierto sin PI, este valor se puede obtener con la ecuación 6.10b.

$$Fase_{PI}(\omega_c) = -90^\circ + \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) = -13,4^\circ \quad (6.13)$$

Lo que realmente importa, no es el lazo abierto sino el lazo cerrado, ya que dice cómo se relaciona la corriente de referencia con la corriente real. Se utiliza el lazo abierto ya que su expresión es más sencilla y la frecuencia de corte y margen de fase que se obtienen están muy relacionados con las características del lazo cerrado. La función de transferencia en lazo cerrado se puede calcular como cadena directa entre 1 más cadena directa por cadena inversa, es decir:

$$LC(s) = \frac{K_P \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1}{L \cdot s}}{1 + K_P \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1}{L \cdot s} \cdot \frac{K_{si}}{\tau_{si} \cdot s + 1}} \quad (6.14)$$

En la figura 6.13 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado del sistema. Se puede observar lo comentado antes, la relación entre la frecuencia de corte y el margen de fase respecto al lazo abierto del sistema.

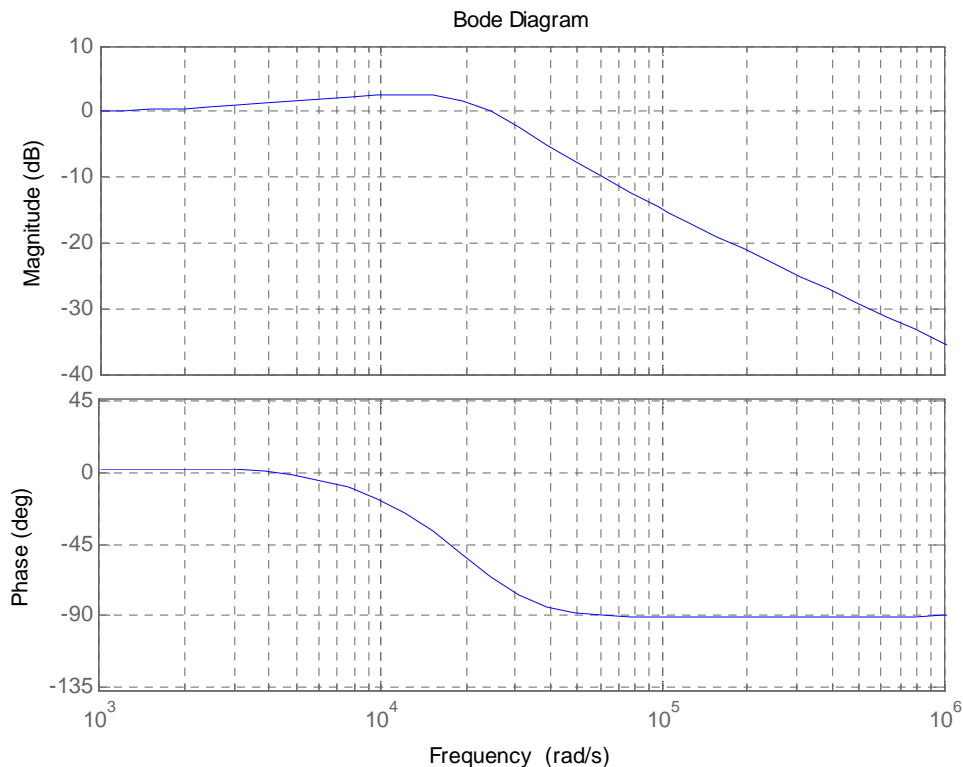


Figura 6.13. Diagrama de Bode del sistema del lazo interno de corriente i_L en lazo cerrado

Este diagrama representa la relación entre la corriente de referencia y la corriente de salida para distintas frecuencia. Se sabe que para una corriente de referencia senoidal

con una amplitud, frecuencia y fase determinada, que la frecuencia de la corriente salida será la misma, pero la amplitud y la fase pueden variar.

En la tabla 6.1 se han agrupado los valores de los parámetros del sistema de lazo en el que se tiene una frecuencia de corte de 2500 Hz.

Controlador		Planta		Filtro de medida	
K_P	9,878	L	578,3 μ H	K_{si}	1
T_n	$2,665 \cdot 10^{-4}$ μ s			τ_{si}	31,83 μ s

Tabla 6.1. Parámetros del sistema del lazo interno de corriente i_L

6.1.1.2.- Simulación en PSIM

En la figura 6.14 se muestra la simulación realizada en PSIM donde se ha tomado como corriente de referencia para la bobina del elevador, una que tiene una componente continua de 20 y otra componente de una frecuencia de 50 Hz con un pico de 8.

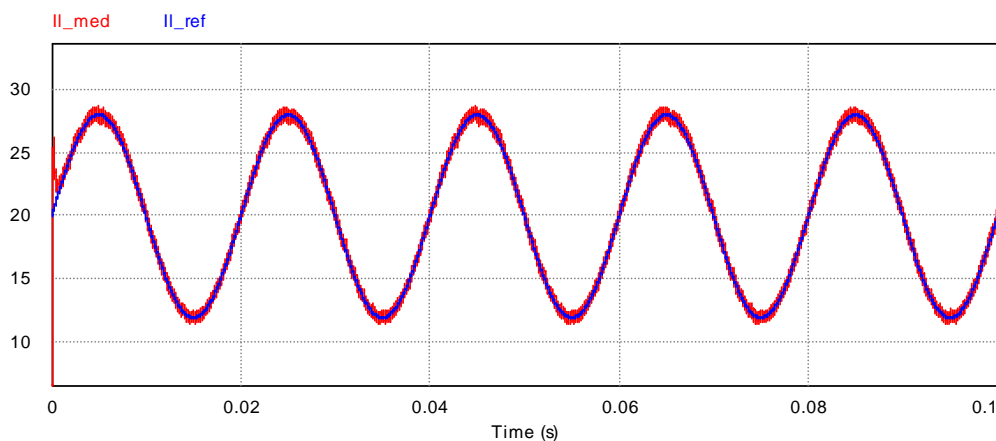


Figura 6.14. Simulación en PSIM de una corriente de 50 Hz con componente continua en el lazo interno de corriente i_L

En la simulación realizada se observa que la corriente que se ha medido del elevador, sigue a la componente de 50 Hz perfectamente. También se observa que aun habiendo filtrado la corriente en la medida, todavía hay algo de rizado. En este caso, se había dimensionado la bobina de los elevadores L_{inv} con un rizado de corriente máximo permitido relativamente grande.

En la figura 6.15 se realiza otra simulación del lazo interno de corriente i_L , en este caso se mantienen los valores de la simulación del caso anterior de la corriente de referencia a excepción de la frecuencia, que se aumenta de 50 Hz a 2500 Hz (frecuencia de corte del lazo interno de corriente) para comprobar si el lazo funciona correctamente.

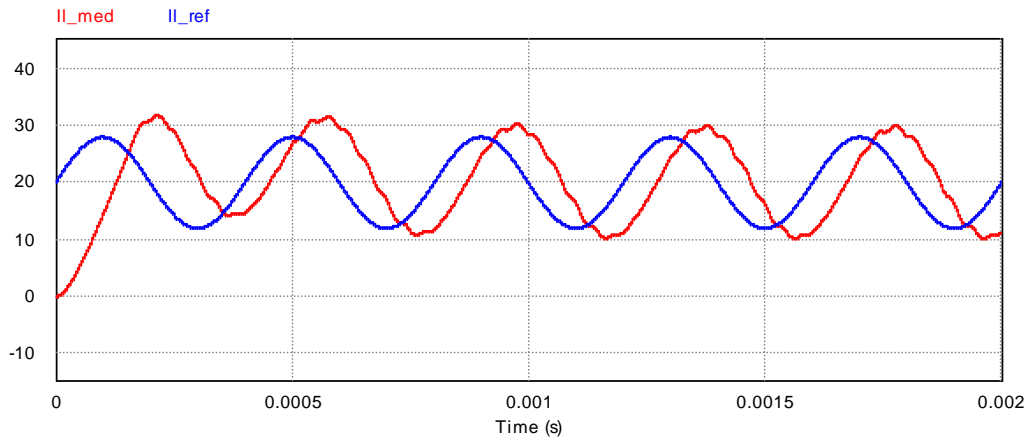


Figura 6.15. Simulación en PSIM de una corriente de 2500 Hz con componente continua en el lazo interno de corriente i_L

Una vez que la corriente alcanza el régimen permanente, se ha medido el desfase entre la corriente de referencia y la corriente medida. En la figura 6.15, la corriente medida está retrasada 72,12 μs , para una referencia que tiene un periodo de 400 μs (inversa de la frecuencia, 1/2500 Hz). Este retraso equivale a un desfase de 65° entre las dos corrientes. Como se observa en la figura 6.9, para una frecuencia de 15708 rad/s ($2\pi \cdot 2500$ Hz) el filtro de medida introduce un desfase de unos $26,5^\circ$ a la corriente, mientras que la salida está 38° retrasada respecto a la de referencia según el diagrama de Bode representado en la figura 6.13. Al final, según los diagramas de Bode, el desfase que debería de haber entre la corriente medida respecto de la referencia es prácticamente el mismo que el obtenido en la simulación. También, la corriente medida tiene un pico superior, esto se debe tal y como se puede observar en la figura 1.13, a que la ganancia del sistema para esas frecuencias es superior a 1.

6.1.2.- Lazo externo de tensión v_{out}

El lazo externo de tensión v_{out} obtiene la corriente de referencia del lazo interno de corriente i_L , tal y como se puede observar en la figura 6.5.

6.1.2.1.- Diseño de la estructura de control

El primer paso es calcular la planta del sistema asociada al control de tensión. Para ello hay que identificar las variables implicadas. El control va a cambiar la corriente de referencia del lazo interno de corriente i_L diseñado en el apartado 6.1.1 para controlar la tensión en el condensador por lo que habrá que ver cómo cambia la tensión del condensador cuando se cambia la corriente de la bobina, es decir, obtener la función de transferencia que relaciona estas variables. Se sabe que la variación de la tensión en el condensador depende de la corriente que circula por sus bornes, por lo tanto:

$$i_C = C \frac{dv_{out}}{dt} = i_D - i_{out} \quad (6.15)$$

También se sabe que el valor medio de la corriente i_D es la corriente de salida, que depende de la conmutación de los IGBTs y la corriente por la bobina:

$$\langle i_D \rangle = I_{out} = (1 - d) \cdot i_L \quad (6.16)$$

Con la ecuación 6.16 se observa que controlando el ciclo de trabajo se es capaz de controlar i_D al valor que se quiere entre 0 (para $d=1$) e i_L (para $d=0$). Utilizando las ecuaciones 6.15 y 6.16, se tiene:

$$i_C = C \frac{dv_{out}}{dt} = i_D - i_{out} = (1 - d) \cdot i_L - i_{out} \quad (6.17)$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando v_{out} se obtiene la planta del sistema:

$$V_{out}(s) = \frac{I_C(s)}{C \cdot s} = \frac{I_D(s) - I_{out}(s)}{C \cdot s} = \frac{(1 - D(s)) \cdot I_L - I_{out}(s)}{C \cdot s} \quad (6.18)$$

En la figura 6.16 se representa con bloques la planta del lazo, según la expresión en la ecuación 6.18.

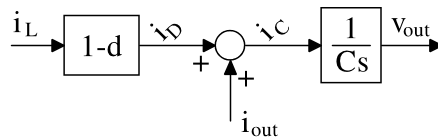


Figura 6.16. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión v_{out}

Una vez que se tiene la planta, se sabe cómo se comporta la tensión ante cambios en la corriente en la bobina. El siguiente paso es diseñar el controlador y para ello se empieza con las compensaciones. Si uno se fija en la planta, el valor i_{out} , es conocido y se puede compensar, y $1-d$ mediante valores medios instantáneos (gracias a la ecuación 4.9) se puede compensar con V_{in}/V_{out} . El controlador utilizado está formado por un proporcional-integral (PI) y compensaciones para eliminar las perturbaciones de la planta.

En la figura 6.17 se representa el diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente.

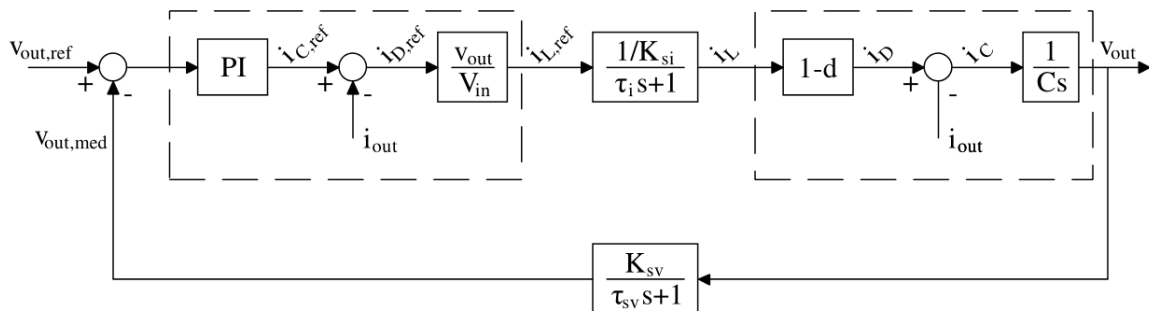


Figura 6.17. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión v_{out}

Por medio de la figura 6.17 se observa que varios de los términos de la planta se compensan con los términos que se han añadido al control. Por eso, el controlador PI solo ve la parte restante de la planta, es decir, $1/C \cdot s$ y el lazo interno de corriente i_L . Eso no quiere decir que se haya cambiado la planta, sino que las compensaciones que se han añadido al control facilitan el diseño del PI. De esta forma, ahora el PI obtendrá directamente la corriente de referencia a circular por la bobina, $i_{L,ref}$. Teniendo esto en cuenta, el lazo de control necesario para calcular los parámetros del PI queda más simplificado.

En la figura 6.18 se representa el diagrama de bloques del lazo interno de corriente eliminando los términos compensados de la planta.

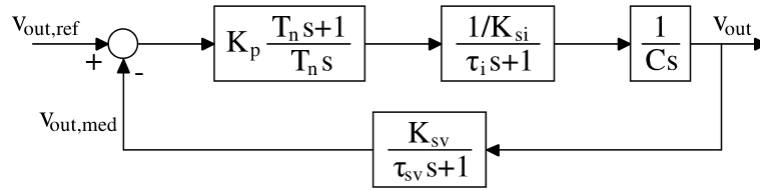


Figura 6.18. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión v_{out}

El lazo interno de corriente i_L del sistema se considera como un filtro paso bajo con una ganancia $1/K_{si}$ y una frecuencia de corte igual a la frecuencia de corte con la que se ha realizado el control en el apartado del diseño de la estructura de control del lazo interno de corriente, 2500 Hz.

$$\tau_i = \frac{1}{\omega_i} = \frac{1}{2\pi \cdot f_i} = 63,66 \mu s \quad (6.19a)$$

Para la medida de la tensión se utiliza un filtro paso bajo con una ganancia K_{sv} (se le ha dado una ganancia unitaria), y una frecuencia de corte f_{sv} (2000 Hz).

$$\tau_{sv} = \frac{1}{\omega_{sv}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{sv}} = 79,58 \mu s \quad (6.19b)$$

El valor τ_{sv} es la constante de tiempo del filtro paso bajo.

Para diseñar los parámetros del PI, se utiliza la función de transferencia en lazo abierto del sistema.

$$LA(s) = K_p \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1/K_{si}}{\tau_i \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{C \cdot s} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau_{sv} \cdot s + 1} \quad (6.20)$$

En la ecuación 6.20, los dos grados de libertad que quedan son los parámetros del controlador, K_p y T_n , por lo que se podrán cumplir dos restricciones. Para dibujar el diagrama de Bode, se necesitan saber la respuesta para distintas frecuencias. Para ello, en la ecuación 6.20 se sustituye $s=j\omega$.

$$LA(j\omega) = K_p \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1/K_{si}}{\tau_i \cdot j\omega + 1} \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau_{sv} \cdot j\omega + 1} \quad (6.21)$$

Esta expresión del lazo abierto es un número complejo. Se calculan el módulo y la fase en función de ω para obtener la ganancia y la fase para distintas frecuencias.

$$G(\omega) = \frac{K_p \cdot K_{sv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega^2 \cdot C \cdot K_{si} \cdot \sqrt{(\tau_i \cdot \omega)^2 + 1} \cdot \sqrt{(\tau_{sv} \cdot \omega)^2 + 1}} \quad (6.22a)$$

$$Fase(\omega) = \text{atan}(T_n \cdot \omega) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_i \cdot \omega) - \text{atan}(\tau_{sv} \cdot \omega) \quad (6.22b)$$

En la figura 6.19 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto sin el controlador PI todavía, debido a que se desconocen sus términos.

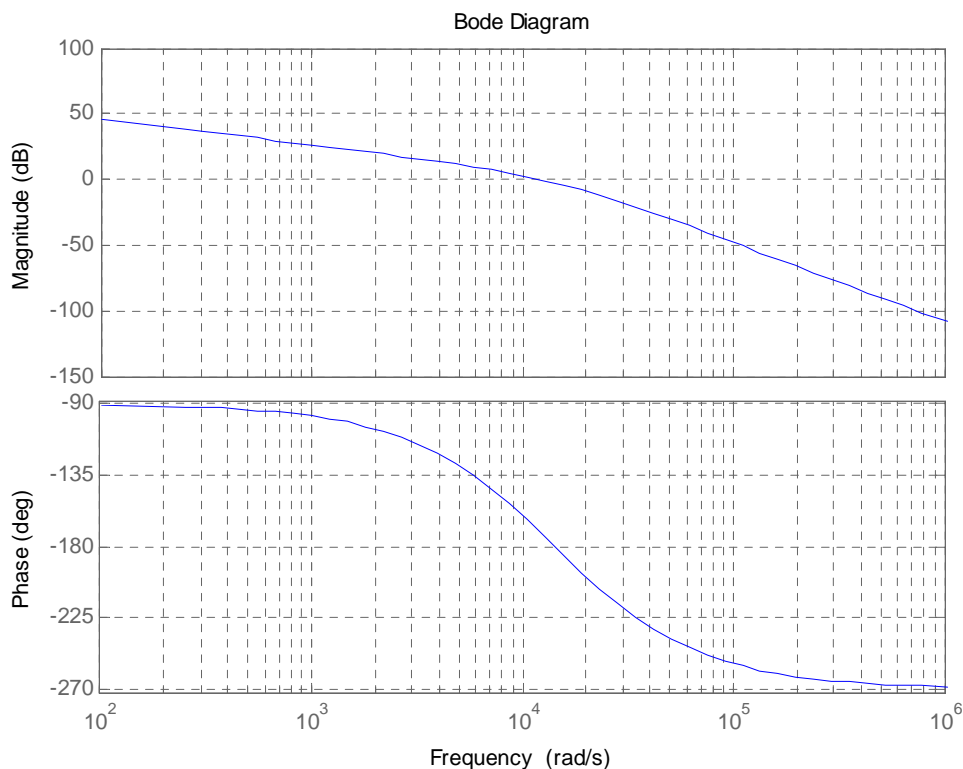


Figura 6.19. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo abierto sin controlador

El lazo abierto sin PI también se puede interpretar como el lazo abierto cuando el controlador es un proporcional con constante $K_P=1$. Es decir, si se utilizara ese controlador, se tendría que la respuesta del sistema correspondería a una frecuencia de corte $f_c = 11987 \text{ rad/s} / (2\pi) = 1908 \text{ Hz}$ y a un margen de fase $MF = 9^\circ$. Sin embargo, se quiere ser más rápido, por lo que se ha utilizado una K_P superior y, además, no se quiere tener error estacionario ante entradas escalón, por lo que se ha añadido una parte integral al controlador proporcional, es decir, se ha usado un PI.

En las ecuaciones 6.10 se expresa la ganancia y fase de un controlador PI.

Si se observa en la figura 6.19, se aprecia que conforme aumenta la frecuencia, disminuye la fase. Por lo tanto, la máxima frecuencia de corte se consigue para el margen de fase más bajo. En este caso se impone $MF=45^\circ$. Como es el lazo externo del control

realizado en cascada, debe ser más lento que el lazo interno. En este caso, ya se ha determinado la frecuencia de corte que debe de tener el lazo abierto del sistema, se ha tomado 500 Hz. A la frecuencia de corte, la ganancia del sistema es 1, y la fase es el margen de fase, también impuesto, que le falta al sistema para tener un desfase de -180° .

$$G(\omega_c) = \frac{K_p \cdot K_{sv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot C \cdot K_{si} \cdot \sqrt{(\tau_i \cdot \omega_c)^2 + 1} \cdot \sqrt{(\tau_{sv} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1 \quad (6.23a)$$

$$Fase(\omega_c) = \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_i \cdot \omega_c) - \text{atan}(\tau_{sv} \cdot \omega_c) \quad (6.23b)$$

$$Fase(\omega_c) = -180^\circ + MF$$

De las ecuaciones 6.23 se pueden despejar T_n y K_p , y calcular el valor de los parámetros del controlador.

$$T_n = \frac{\tan(MF + \text{atan}(\tau_i \cdot \omega_c) + \text{atan}(\tau_{sv} \cdot \omega_c))}{\omega_c} = 8,913 \cdot 10^{-4} \quad (6.24a)$$

$$K_p = \frac{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot C \cdot K_{si} \cdot \sqrt{(\tau_i \cdot \omega_c)^2 + 1} \cdot \sqrt{(\tau_{sv} \cdot \omega_c)^2 + 1}}{K_{sv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1,493 \cdot 10^{-4} \quad (6.24b)$$

En la figura 6.20 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto, una vez que ya se conocen los parámetros del controlador. La frecuencia de corte deberá ser 500 Hz (3142 rad/s), y para esa frecuencia tener un margen de fase de 45° .

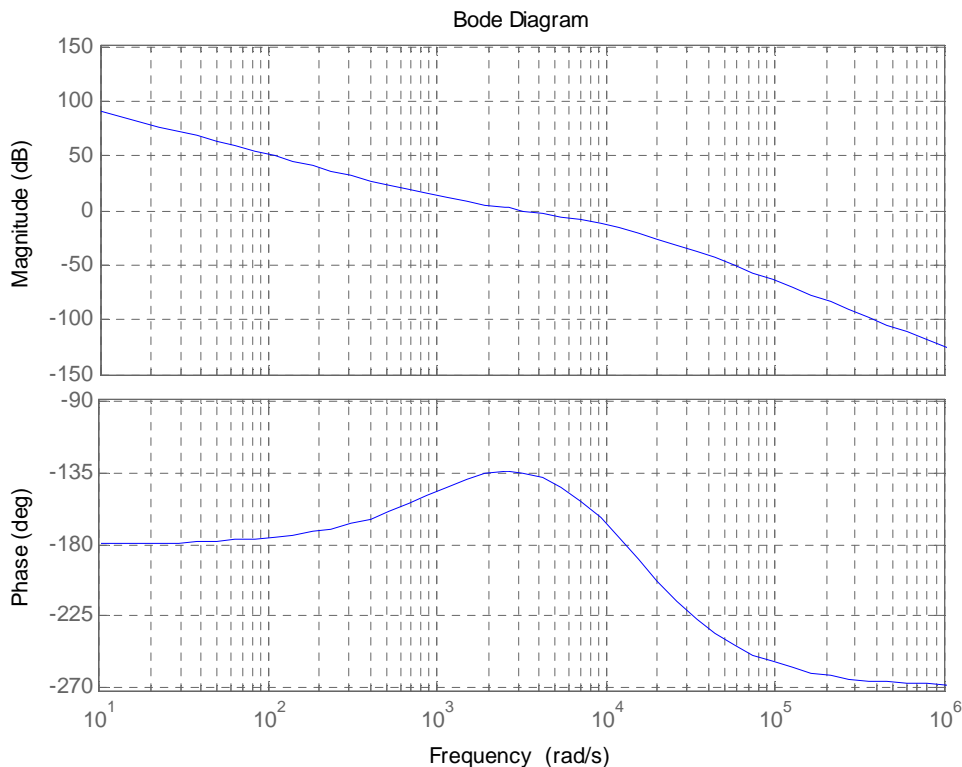


Figura 6.20. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo abierto

Si la figura 6.20 se compara con la figura 6.19, se observa que para la frecuencia de corte, el controlador quita $19,7^\circ$ al lazo abierto sin PI, este valor se puede obtener con la ecuación 6.10b.

$$Fase_{PI}(\omega_c) = -90^\circ + \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) = -19,7^\circ \quad (6.25)$$

Lo que realmente importa, no es el lazo abierto sino el lazo cerrado, ya que dice cómo se relaciona la tensión de salida de referencia con la tensión en el inversor. Se utiliza el lazo abierto ya que su expresión es más sencilla y la frecuencia de corte y margen de fase que se obtienen están muy relacionados con las características del lazo cerrado. La función de transferencia en lazo cerrado se puede calcular como cadena directa entre 1 más cadena directa por cadena inversa, es decir:

$$LC(s) = \frac{K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1/K_{si}}{\tau_i \cdot j\omega + 1} \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega}}{1 + K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1/K_{si}}{\tau_i \cdot j\omega + 1} \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau_{sv} \cdot j\omega + 1}} \quad (6.26)$$

En la figura 6.21 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado del sistema.

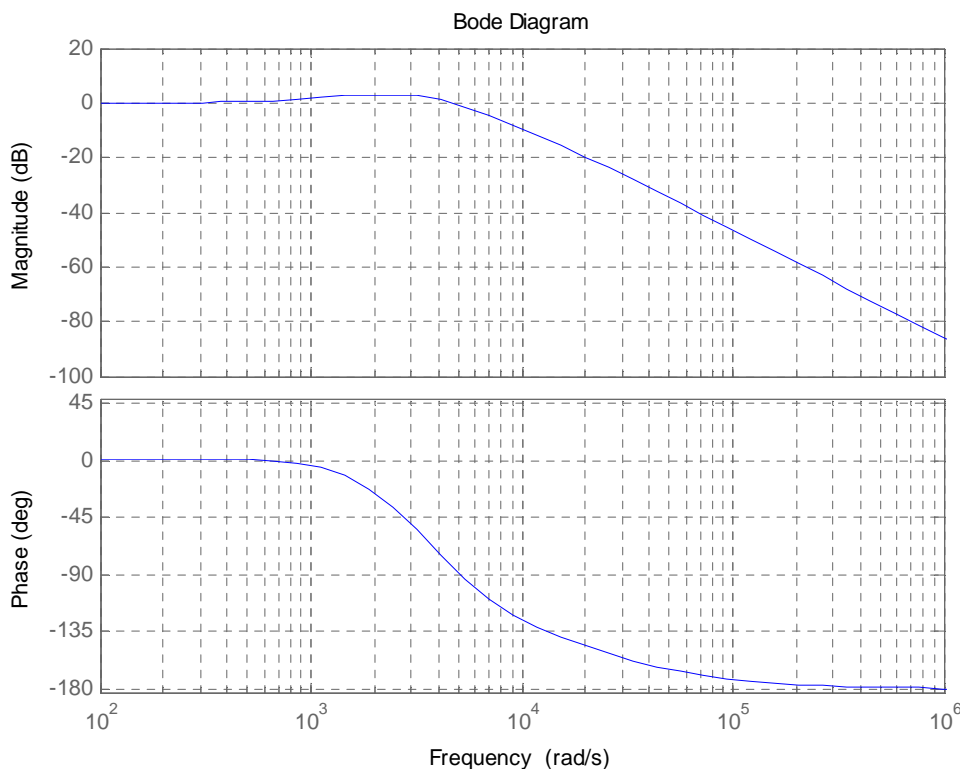


Figura 6.21. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión v_{out} en lazo cerrado

Este diagrama representa la relación entre la corriente de referencia y la corriente de salida para distintas frecuencia. Se sabe que para una corriente de referencia senoidal con una amplitud, frecuencia y fase determinada, que la frecuencia de la corriente salida será la misma, pero la amplitud y la fase pueden variar.

En la tabla 6.2 se han agrupado los valores de los parámetros del sistema de lazo en el que se tiene una frecuencia de corte de 500 Hz.

Controlador		Lazo interno de corriente		Planta		Filtro de medida	
K_P	$1,492 \cdot 10^{-1}$	K_{si}	1	C	47,99 μ F	K_{sv}	1
T_n	$8,913 \cdot 10^{-4}$	τ_i	63,66 μ s			τ_{sv}	79,58 μ s

Tabla 6.2. Parámetros del sistema del lazo externo de tensión v_{out}

6.1.2.2.- Simulación en PSIM

La simulación que se ha realizado del lazo externo de tensión v_{out} en el esquema de control de la figura 6.5, ha sido introduciendo una tensión de referencia que tiene una componente continua de 300 V, y la componente fundamental a 50 Hz de frecuencia tiene un pico de tensión de 150 V.

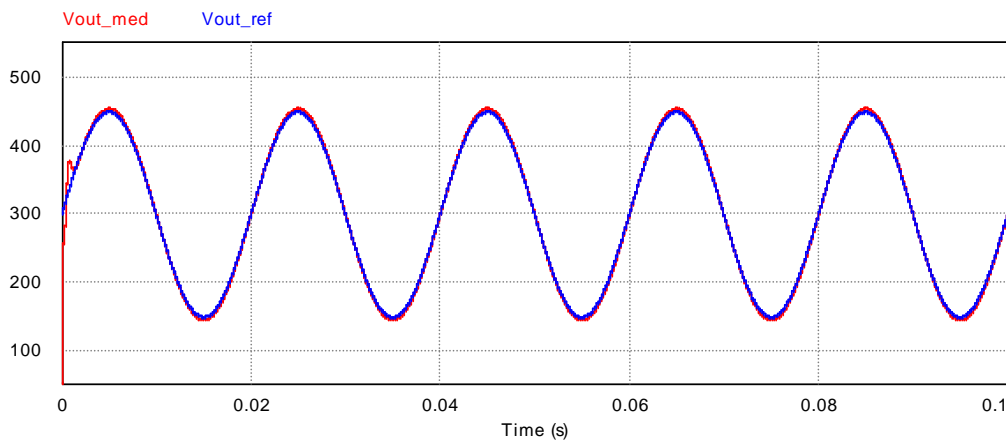


Figura 6.22. Simulación en PSIM de una tensión de 50 Hz con componente continua en el lazo externo de tensión v_{out}

El resultado obtenido en la simulación ha sido el deseado, siendo la tensión de salida obtenida prácticamente la misma que la de referencia. En este caso, el condensador filtra mejor la tensión entre sus bornes en comparación a la corriente de la bobina.

6.2.- Elevador 1

Por un lado, se realiza el control del elevador 1 aparte del elevador 2 mediante la consideración realizada en la figura 6.3. El elevador 2 se considera como una fuente de tensión que tiene una componente continua y otra fundamental, siendo la onda representada en la figura 3.3 para v_2 . Además, en la sustitución realizada al respecto en el elevador 2, también hay que añadir un efecto de pérdidas provocado por el control, que se considerará mediante una resistencia, que en el control del elevador 2 se realiza su emulación. La introducción de esta resistencia en el elevador 2 para el control del elevador 1 es bastante importante como se verá más adelante.

6.2.1.- Simulación en PSIM del lazo interno de corriente i_1

El lazo interno de corriente i_1 es el mismo que el lazo interno de corriente i_L obtenido para el control de un elevador.

En la figura 6.23 se muestra la simulación realizada en el circuito de la figura 6.3 del lazo interno de corriente i_1 introduciendo de referencia la expresión 3.24a obtenida en el análisis del modelo medio del inversor elevador.

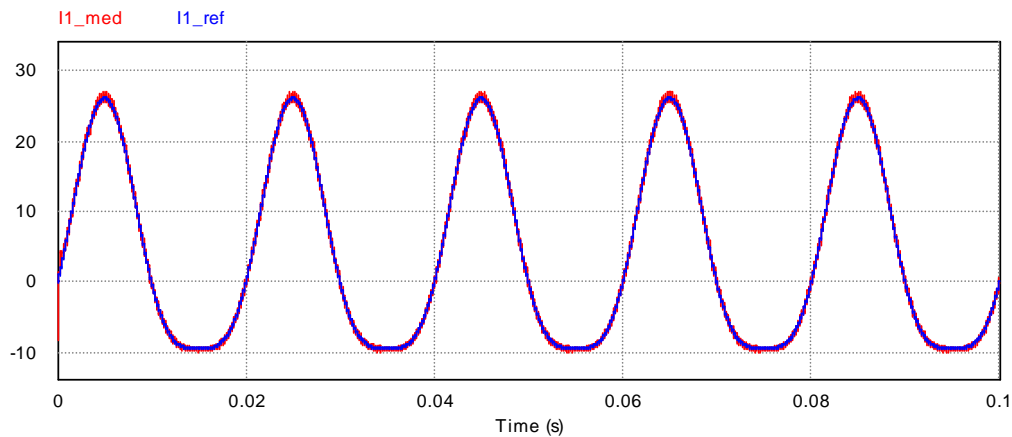


Figura 6.23. Simulación en PSIM del lazo interno de corriente i_1

Al igual que en la simulación representada en la figura 6.14, el control de la corriente del primer elevador se realiza de manera satisfactoria.

6.2.2.- Lazo intermedio de corriente i_{out}

En el siguiente apartado se trabaja con el lazo intermedio de corriente i_{out} del elevador 1 mostrado en el esquema de control del inversor elevador en la figura 6.1.

6.2.2.1.- Diseño de la estructura de control

El primer paso es calcular la planta del sistema asociada al control de corriente. Para ello hay que identificar las variables implicadas. El control va a cambiar la corriente de referencia del lazo interno de corriente i_1 diseñado en el apartado 6.1.1 para controlar la corriente en la inductancia de salida por lo que habrá que ver cómo cambia la corriente por la inductancia de salida cuando se cambia la corriente de la bobina del elevador 1, es decir, obtener la función de transferencia que relaciona estas variables. Se sabe que la variación de la corriente en la inductancia depende de la tensión aplicada en sus bornes, por lo tanto:

$$v_{L,out} = i_{out} \cdot r_{L,out} + L_{out} \frac{di_{out}}{dt} = v_1 - v_{red} - v_2 \quad (6.27)$$

También se sabe que la tensión de salida del elevador depende de la corriente que circula por el condensador el elevador 1 es la diferencia entre i_D e i_{out} , la corriente i_D se

puede sustituir por su valor medio que depende del ciclo de trabajo y la corriente de la inductancia del elevador 1. Quedando la expresión:

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_1}{dt} = (1 - d) \cdot i_L - i_{out} \quad (6.28)$$

Despreciando la tensión de red y del segundo elevador a excepción de la influencia de la resistencia emulada para el segundo elevador, R_2 , en la ecuación 2.27, y aplicando la transformada de Laplace, las ecuaciones 6.27 y 6.28 quedan:

$$\begin{cases} I_{out}(s) \cdot r_{L,out} + L_{out} \cdot s \cdot I_{out}(s) = V_1(s) - I_{out}(s) \cdot R_2 & (6.29a) \\ C_1 \cdot s \cdot V_1(s) = (1 - D(s)) \cdot I_L(s) - I_{out}(s) & (6.29b) \end{cases}$$

Despejando v_1 de la ecuación 6.20a e introduciéndola en la ecuación 6.29b, queda la siguiente expresión:

$$C_1 \cdot s \cdot \left((r_{L,out} + R_2) + L_{out} \cdot s \right) \cdot I_{out}(s) = (1 - D(s)) \cdot I_L(s) - I_{out}(s) \quad (6.30)$$

Despejando i_{out} se obtiene la planta del sistema:

$$I_{out}(s) = \frac{(1 - D(s)) \cdot I_L}{C_1 \cdot L_{out} \cdot s^2 + (r_{L,out} + R_2) \cdot C_1 \cdot s + 1} \quad (6.31)$$

En la figura 6.24 se representa con bloques la planta del lazo, según la expresión en la ecuación 6.31.

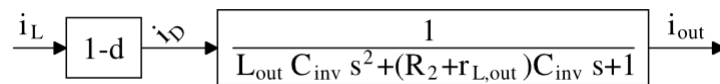


Figura 6.24. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión v_{out}

Una vez que se tiene la planta, se sabe cómo se comporta la corriente a la salida del inversor elevador ante cambios en la corriente de la bobina del elevador. El siguiente paso es diseñar el controlador y para ello se empieza con las compensaciones. Si uno se fija en la planta, se puede compensar $1-d$ mediante valores medios instantáneos (gracias a la ecuación 4.9) con V_{in}/V_{out} . El controlador utilizado está formado por un proporcional-integral (PI) y compensaciones para eliminar las perturbaciones de la planta.

En la figura 6.25 se representa el diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente.

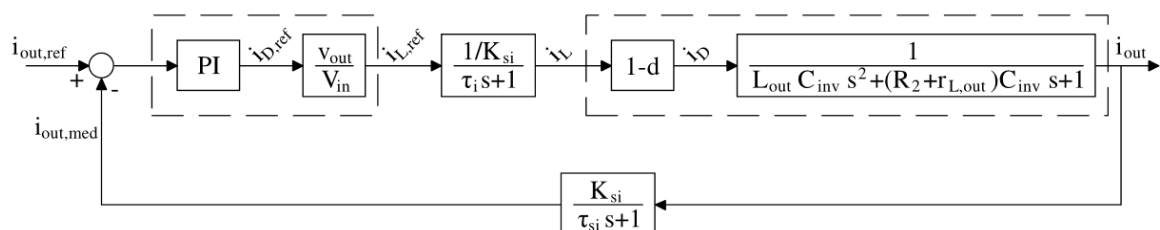


Figura 6.25. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión v_{out}

Por medio de la figura 6.25 se observa que se consigue compensar el termino $I-d$ de la planta. Por eso, el controlador PI solo ve la parte restante de la planta y el lazo interno de corriente i_L . Eso no quiere decir que se haya cambiado la planta, sino que las compensaciones que se han añadido al control facilitan el diseño del PI. De esta forma, ahora el PI obtendrá directamente la corriente de referencia a circular por la bobina, $i_{L,ref}$. Teniendo esto en cuenta, el lazo de control necesario para calcular los parámetros del PI queda más simplificado.

En la figura 6.26 se representa el diagrama de bloques del lazo interno de corriente eliminando los términos compensados de la planta.

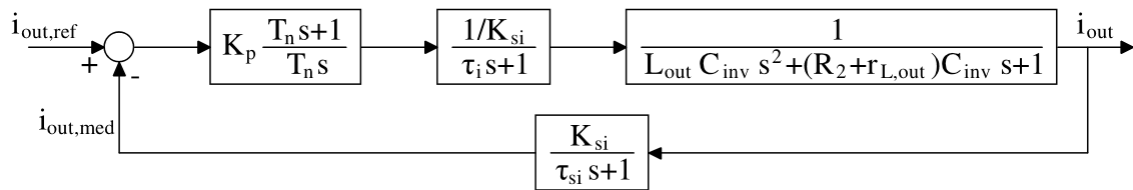


Figura 6.26. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión v_{out}

El lazo interno de corriente i_L del sistema se considera como un filtro paso bajo con una ganancia $1/K_{si}$ y una frecuencia de corte igual a la frecuencia de corte con la que se ha realizado el control en el apartado del diseño de la estructura de control del lazo interno de corriente, 2500 Hz. El cálculo de la constante de tiempo del lazo ya se ha calculado en la ecuación 6.19a.

Para la medida de la corriente de salida se utiliza el mismo tipo de filtro que para las corrientes por las inductancias de los elevadores, donde la constante de tiempo del filtro ya se ha calculado en la ecuación 6.5.

A continuación se analiza la planta del sistema, y la influencia de tener en cuenta la resistencia parasita de la inductancia de salida, y la resistencia de emulación del segundo elevador. La planta tiene una frecuencia de resonancia en función de los valores de la inductancia de salida y el condensador de la inductancia.

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_{out} \cdot C_1}} = 7823 \text{ rad/s} = 1245 \text{ Hz} \quad (6.32)$$

Si no se tienen en cuenta las resistencias que aparecen en el término de la planta, no hay amortiguamiento, por lo que la ganancia para la frecuencia de resonancia es infinita. El amortiguamiento de la planta será mayor, cuanto más grandes sean las resistencias. Se calcula el amortiguamiento en el caso de que solo se tuviera la resistencia parasita en la inductancia, y si también se tiene en cuenta la resistencia emulada para el segundo elevador.

$$\xi = \frac{\omega_{res}}{2} \cdot r_{L,out} \cdot C_1 = 4 \cdot 10^{-3} \quad (6.33a)$$

$$\xi = \frac{\omega_{res}}{2} \cdot (r_{L,out} + R_2) \cdot C_1 = 0,94 \quad (6.33b)$$

En la figura 2.27 se representa el diagrama de Bode de la planta para los tres casos.

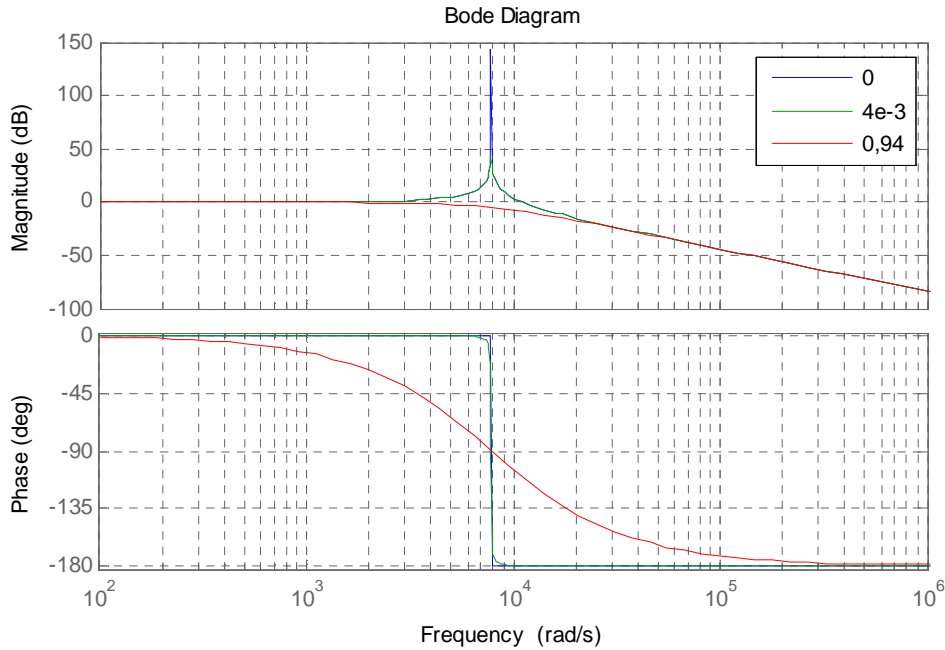


Figura 2.27. Diagrama de Bode de la planta para distintos amortiguamientos del lazo intermedio de corriente i_{out}

En la figura 2.27 se observa que si no se añaden ninguna resistencia, la ganancia es infinita para la frecuencia de resonancia. Si solo se añade la resistencia parasita de la inductancia, al ser un amortiguamiento tan pequeño, el pico a la frecuencia de resonancia todavía es grande y puede provocar que el sistema sea inestable, por ello se tiene en cuenta la resistencia del segundo elevador. Y la planta para una resistencia del segundo elevador de 5Ω ya es la adecuada.

Para diseñar los parámetros del PI, se utiliza la función de transferencia en lazo abierto del sistema.

$$LA(s) = K_P \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1/K_{Si}}{\tau_i \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{C_1 \cdot L_{out} \cdot s^2 + (r_{L,out} + R_2) \cdot C_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{Si}}{\tau_{Si} \cdot s + 1} \quad (6.33)$$

En la ecuación 6.33, los dos grados de libertad que quedan son los parámetros del controlador, K_P y T_n , por lo que se podrán cumplir dos restricciones. Para dibujar el diagrama de Bode, se necesitan saber la respuesta para distintas frecuencias. Para ello, en la ecuación 6.20 se sustituye $s=j\omega$.

$$LA(j\omega) = K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1/K_{Si}}{\tau_i \cdot j\omega + 1} \cdot \frac{1}{-C_1 \cdot L_{out} \cdot \omega^2 + (r_{L,out} + R_2) \cdot C_1 \cdot j\omega + 1} \cdot \frac{K_{Si}}{\tau_{Si} \cdot j\omega + 1} \quad (6.34)$$

Esta expresión del lazo abierto es un número complejo. Se calculan el módulo y la fase en función de ω para obtener la ganancia y la fase para distintas frecuencias.

$$G(\omega) = \frac{K_p \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega \cdot \sqrt{(\tau_i \cdot \omega)^2 + 1}} \quad (6.35a)$$

$$Fase(\omega) = \text{atan}(T_n \cdot \omega) - 90^\circ - \text{atan}\left(\frac{(r_{L,out} + R_2) \cdot C_1 \cdot \omega}{1 - C_1 \cdot L_{out} \cdot \omega^2}\right) - \text{atan}(\tau_{si} \cdot \omega) \quad (6.35b)$$

En la figura 6.28 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto sin el controlador PI todavía, debido a que se desconocen sus términos.

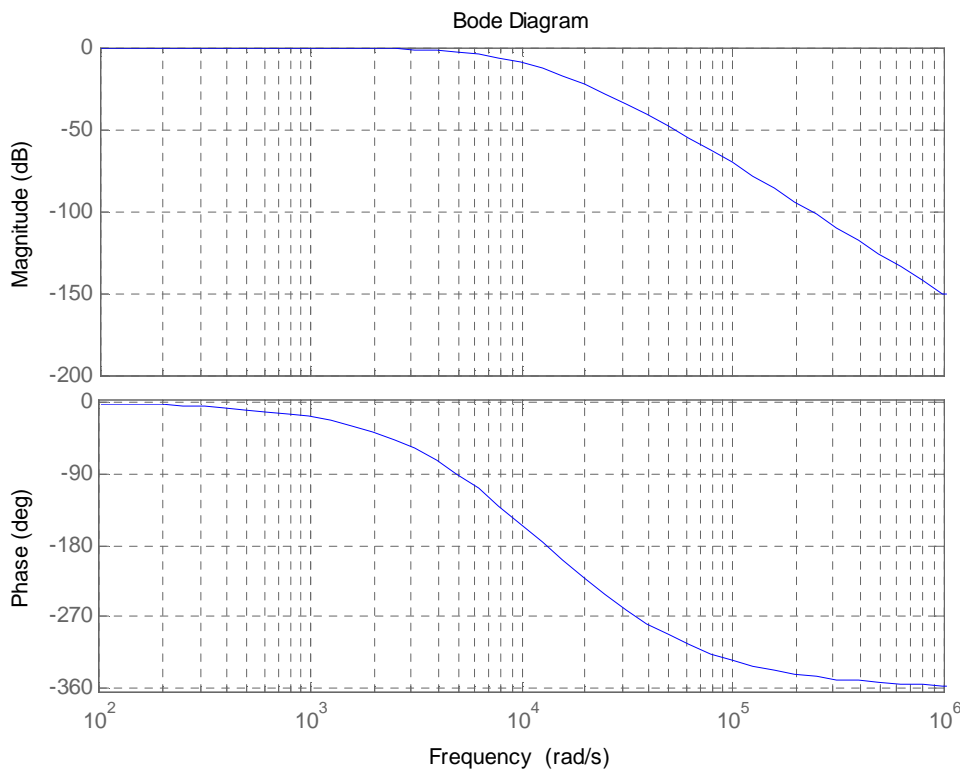


Figura 6.28. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo abierto sin controlador

En las ecuaciones 6.10 se expresa la ganancia y fase de un controlador PI.

Si se observa en la figura 6.28, se aprecia que conforme aumenta la frecuencia, disminuye la fase. Por lo tanto, la máxima frecuencia de corte se consigue para el margen de fase más bajo. En este caso se impone $MF=45^\circ$. Como es el lazo externo del control

realizado en cascada, debe ser más lento que el lazo interno. En este caso, ya se ha determinado la frecuencia de corte que debe tener el lazo abierto del sistema, se ha tomado 500 Hz. A la frecuencia de corte, la ganancia del sistema es 1, y la fase es el margen de fase, también impuesto, que le falta al sistema para tener un desfase de -180° .

De las ecuaciones 6.35 con la frecuencia siendo la frecuencia de corte, se pueden despejar T_n y K_p , y calcular el valor de los parámetros del controlador.

$$T_n = 7,989 \cdot 10^{-5} \quad (6.36a)$$

$$K_p = 2,819 \cdot 10^{-2} \quad (6.36b)$$

En la figura 6.29 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto, una vez que ya se conocen los parámetros del controlador. La frecuencia de corte deberá ser 500 Hz (3142 rad/s), y para esa frecuencia tener un margen de fase de 45° .

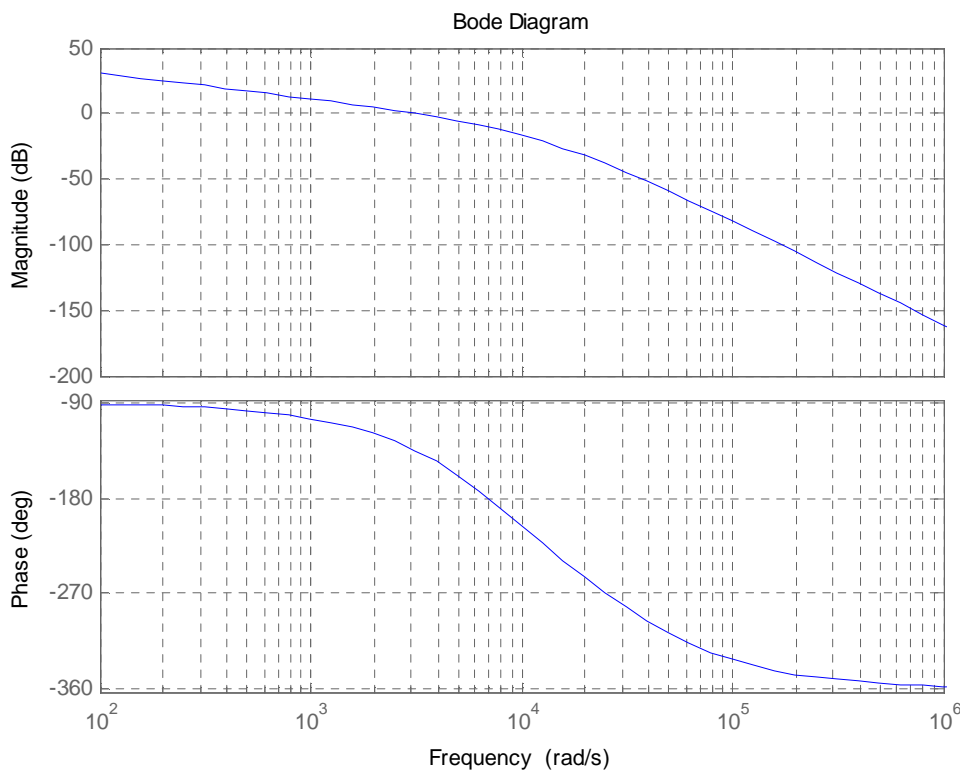


Figura 6.29. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo abierto

Si la figura 6.29 se compara con la figura 6.28, se observa que para la frecuencia de corte, el controlador quita $14,1^\circ$ al lazo abierto sin PI, este valor se puede obtener con la ecuación 6.10b.

$$Fase_{PI}(\omega_c) = -90^\circ + \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) = -14,1^\circ \quad (6.37)$$

Lo que realmente importa, no es el lazo abierto sino el lazo cerrado, ya que dice cómo se relaciona la tensión de salida de referencia con la tensión en el inversor. Se utiliza el lazo abierto ya que su expresión es más sencilla y la frecuencia de corte y margen de fase que se obtienen están muy relacionados con las características del lazo

cerrado. La función de transferencia en lazo cerrado se puede calcular como cadena directa entre 1 más cadena directa por cadena inversa.

En la figura 6.30 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado del sistema.

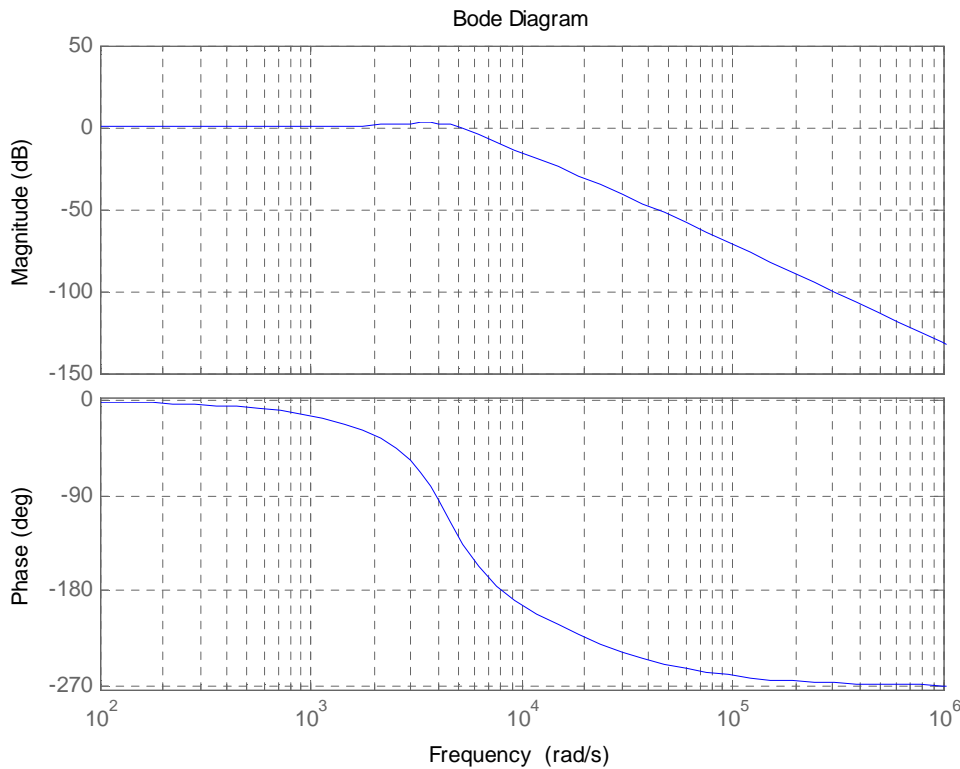


Figura 6.30. Diagrama de Bode del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out} en lazo cerrado

Este diagrama representa la relación entre la corriente de referencia y la corriente de salida para distintas frecuencias. Se sabe que para una corriente de referencia senoidal con una amplitud, frecuencia y fase determinada, que la frecuencia de la corriente salida será la misma, pero la amplitud y la fase pueden variar.

En la tabla 6.3 se han agrupado los valores de los parámetros del sistema de lazo en el que se tiene una frecuencia de corte de 500 Hz.

Controlador		Lazo interno de corriente		Planta		Filtro de medida	
K_p	$2,819 \cdot 10^{-2}$	K_{si}	1	C_1	47,99 μ F	K_{sv}	1
				L_{out}	340,5 μ H		
T_n	$7,989 \cdot 10^{-5}$	τ_i	63,66 μ s	$r_{L,out}$	21,39 m Ω	τ_{sv}	63,66 μ s
				R_2	5 Ω		

Tabla 6.3. Parámetros del sistema del lazo intermedio de corriente i_{out}

6.2.2.2.- Simulación en PSIM

En la figura 6.31 se muestra la simulación realizada en el circuito de la figura 6.3 del lazo intermedio de corriente i_{out} , donde la referencia es una señal senoidal para que la corriente este en fase con la red.

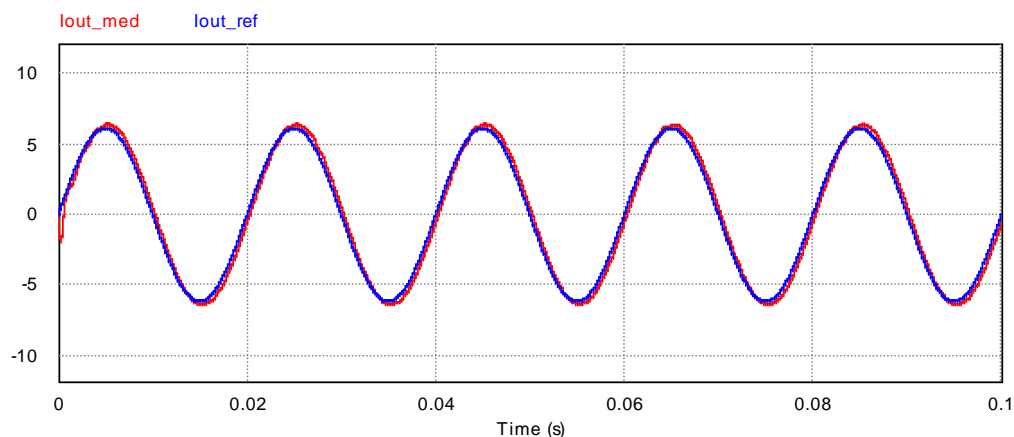


Figura 6.31. Simulación en PSIM del lazo intermedio de corriente i_{out}

6.3.- Elevador 2

Por otro lado, se realiza el control del elevador. Para realizar este control aparte del control del primer elevador, se considera el primer elevador como una fuente de corriente, de la cual se ha realizado su control antes. Los lazos de control del elevador 2 que aparecen en el esquema de control del doble inversor representado en la figura 6.1, ya se han realizado en el control de un elevador. Al realizar el mismo esquema de control para el elevador estudiado al principio que para el ideado para el control del segundo elevador, no hace falta volver a diseñar los controladores de los lazos interno y externo.

6.3.1.- Simulación en PSIM

En la figura 6.32 se muestra la simulación realizada en el circuito de la figura 6.4 del lazo externo de tensión v_2 .

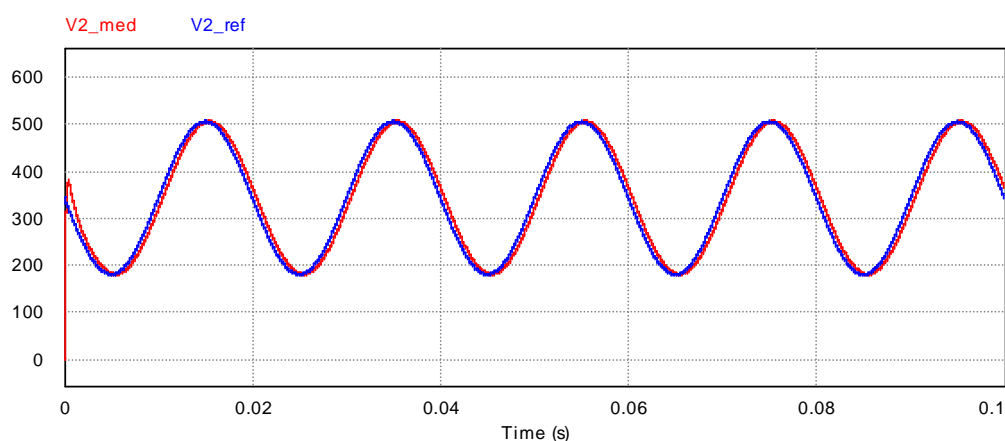


Figura 6.32. Simulación en PSIM del lazo externo de tensión v_2

La tensión de salida del segundo elevador tiene una señal de referencia de una componente continua de 345 V a la que se le resta la mitad de la tensión de red medida como se muestra en la figura 6.1.

6.3.2.- Emulación de la resistencia

En el diseño del controlador del lazo intermedio de corriente i_{out} ya se ha comentado la necesidad de añadir una resistencia en el segundo elevador. Bien esta resistencia puede ser física y se colocaría a la salida del segundo elevador, o se puede emular en el control, modificando la tensión v_2 de referencia que se tenía antes.

La emulación de la resistencia se realiza sumándole a la tensión de referencia anterior un nuevo término. Este término se obtiene midiendo la corriente de salida del inversor elevador y multiplicándola por un bloque de una resistencia con un condensador en paralelo ya que se quiere actuar en fase respecto a la corriente medida. La corriente medida se utiliza un filtro de paso bajo y otro de paso alto, el paso bajo puede ser el utilizado hasta el momento, mientras que el paso alto se introduce ya que no se quiere actuar con la emulación de la resistencia a frecuencias de la tensión de red, si no actuar ante entradas bruscas para que el sistema no sea inestable. Se utiliza una resistencia con un condensador en paralelo cuyo modulo ha de ser 5 para la frecuencia de resonancia de la planta del lazo intermedio de la corriente de salida del convertidor, y la salida ha de estar en fase con la corriente medida ya que el control realizado para esa frecuencia introduce un retraso en la actuación.

6.4.- Control del inversor elevador

En este apartado se realiza el control del esquema de la figura 1. Primero, la simulación de los dos elevadores conjuntamente, y más adelante se introduce el lazo externo de tensión V_{in} .

6.4.1.- Simulación en PSIM sin el lazo de tensión V_{in}

Primero se ha simulado sin el lazo externo del elevador 1.

En la figura 6.33 se muestra la simulación obtenida juntando ambos controles de los dos elevadores. Se observa que en el menor pico se introducen perturbaciones en el control que se propagan en las compensaciones realizadas en los lazos afectando al correcto funcionamiento del control.

Para eliminar esas perturbaciones, se ha decidido introducir un filtro de menor frecuencia de corte (750 Hz), para aquellas componentes que se utilizan para compensar perturbaciones en los lazos de control. De esta manera se consigue mitigar las perturbaciones observadas en la figura 6.33.

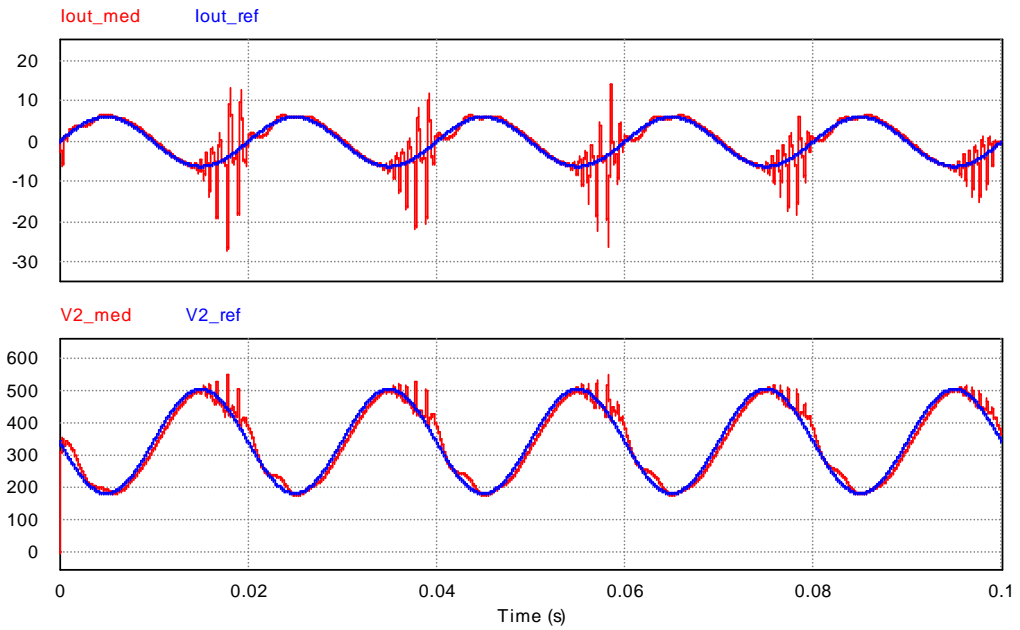


Figura 6.33. Simulación en PSIM de los lazos intermedio de corriente i_{out} y externo de tensión v_2 (1)

En la figura 6.34 se muestra la nueva simulación obtenida gracias al uso de nuevos filtros para las corrientes y tensiones del convertidor.

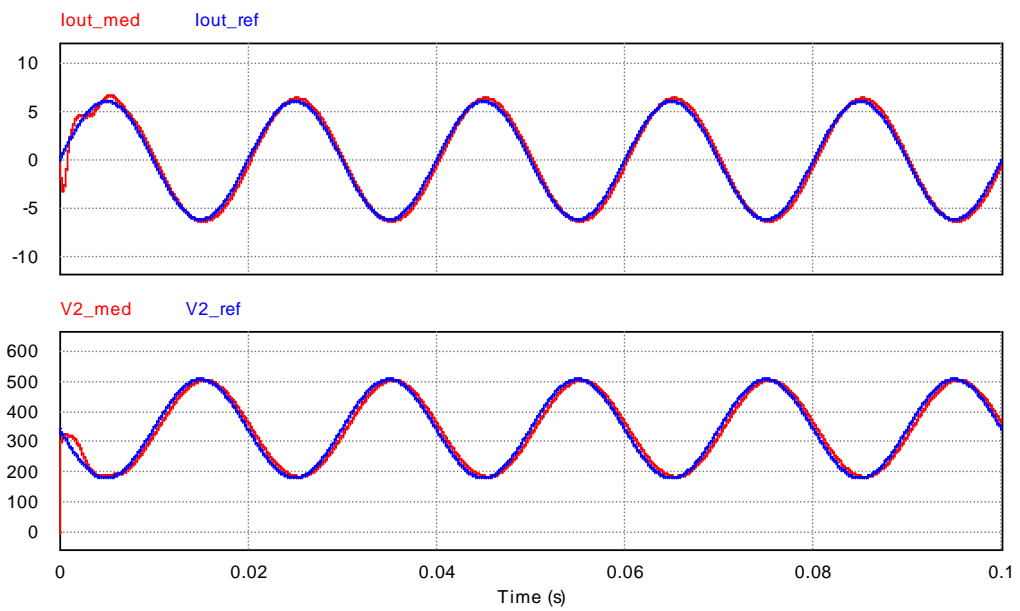


Figura 6.34. Simulación en PSIM de los lazos intermedio de corriente i_{out} y externo de tensión v_2 (2)

Se podría disminuir todavía más esa frecuencia si se deseara, para ver cómo afecta en el funcionamiento del control. También se ha observado que si se aumenta el valor de la resistencia colocada en el segundo elevador, el comportamiento mejora.

6.4.2.- Lazo externo de tensión V_{in} del elevador 1

En este apartado se realiza el último lazo de control del inversor elevador. Se controla la tensión del generador fotovoltaico, y a la salida del lazo se obtiene el valor eficaz de la corriente de red para el lazo intermedio de corriente i_{out} .

6.4.2.1.- Diseño de la estructura de control

El primer paso es calcular la planta del sistema asociada al control de tensión. Para ello hay que identificar las variables implicadas. El control va a cambiar la corriente de referencia del lazo intermedio de corriente i_{out} diseñado en el apartado 6.2.2 para controlar la tensión en el condensador de entrada por lo que habrá que ver cómo cambia la tensión del condensador cuando se cambia la corriente de salida, es decir, obtener la función de transferencia que relaciona estas variables. Se sabe que la variación de la tensión en el condensador depende de la corriente que circula por sus bornes, por lo tanto:

$$i_c = C_{in} \frac{dV_{in}}{dt} = i_{in} - (i_1 + i_2) \quad (6.38)$$

Mediante el balance de potencias, se sabe que la potencia que convierten los dos elevadores es la misma que a la salida del inversor elevador. Se puede relacionar la tensión de salida con las de entrada de los elevadores.

$$(i_1 + i_2) \cdot V_{in} = v_{red} \cdot i_{out} \rightarrow (i_1 + i_2) = i_{out} \cdot \frac{v_{red}}{V_{in}} \quad (6.39)$$

Aplicando la transformada de Laplace sobre las ecuaciones 6.38 y 6.39, y despejando V_{in} se obtiene la planta del sistema:

$$V_{in}(s) = \frac{I_c(s)}{C_{in} \cdot s} = \frac{I_{in}(s) - I_{out}(s) \cdot \frac{V_{red}(s)}{V_{in}(s)}}{C_{in} \cdot s} \quad (6.40)$$

En la figura 6.35 se representa con bloques la planta del lazo, según la expresión en la ecuación 6.40.

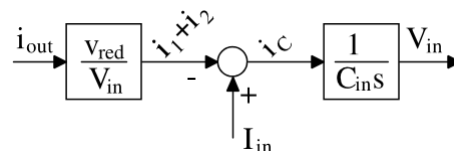


Figura 6.35. Diagrama de bloques de la planta del lazo externo de tensión V_{in}

Una vez que se tiene la planta, se sabe cómo se comporta la tensión del condensador colocado en paralelo al generador fotovoltaico ante cambios en la corriente de salida del convertidor conectado a red. El siguiente paso es diseñar el controlador y para ello se empieza con las compensaciones. En este caso se ha decidido solo compensar la relación v_{red} entre V_{in} , y dejar la perturbación de la corriente de entrada. El controlador utilizado está formado por un proporcional-integral (PI).

En la figura 6.36 se representa el diagrama de bloques del sistema completo del lazo interno de corriente.

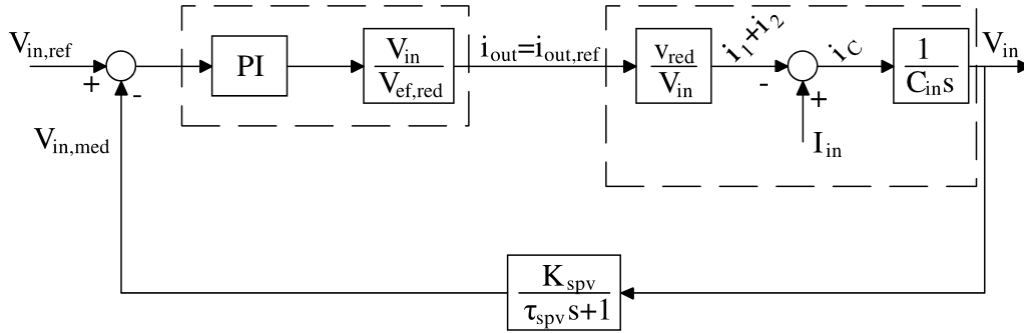


Figura 6.36. Diagrama de bloques del sistema completo del lazo externo de tensión V_{in}

Por medio de la figura 6.36 se observa que se puede simplificar el sistema, esta simplificación no afecta a la planta del sistema. El PI obtendrá directamente la corriente de salida del convertidor, $i_{out,ref}$. Teniendo esto en cuenta, el lazo de control necesario para calcular los parámetros del PI queda más simplificado. En este caso no se han tenido en cuenta los lazos internos, ya que son mucho más rápidos que el estudiado ahora.

En la figura 6.37 se representa el diagrama de bloques del lazo interno de corriente eliminando los términos compensados de la planta.

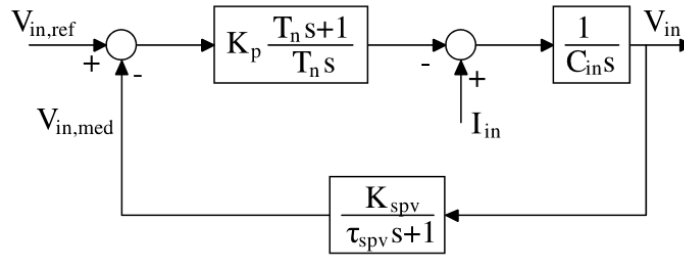


Figura 6.37. Diagrama de bloques del sistema compensado del lazo externo de tensión V_{in}

Para la medida de la tensión se utiliza un filtro paso bajo con una ganancia K_{spv} (se le ha dado una ganancia unitaria), y una frecuencia de corte f_{spv} (10 Hz).

$$\tau_{spv} = \frac{1}{\omega_{spv}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{spv}} = 15,92 \text{ ms} \quad (6.41)$$

El valor τ_{spv} es la constante de tiempo del filtro paso bajo.

Para diseñar los parámetros del PI, se utiliza la función de transferencia en lazo abierto del sistema.

$$LA(s) = K_p \cdot \frac{T_n \cdot s + 1}{T_n \cdot s} \cdot \frac{1}{C_{in} \cdot s} \cdot \frac{K_{spv}}{\tau_{spv} \cdot s + 1} \quad (6.42)$$

En la ecuación 6.20, los dos grados de libertad que quedan son los parámetros del controlador, K_p y T_n , por lo que se podrán cumplir dos restricciones. Para dibujar el diagrama de Bode, se necesitan saber la respuesta para distintas frecuencias. Para ello, en la ecuación 6.20 se sustituye $s=j\omega$.

$$LA(j\omega) = K_p \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{C_{in} \cdot j\omega} \cdot \frac{K_{sv}}{\tau_{sv} \cdot j\omega + 1} \quad (6.43)$$

Esta expresión del lazo abierto es un número complejo. Se calculan el módulo y la fase en función de ω para obtener la ganancia y la fase para distintas frecuencias.

$$G(\omega) = \frac{K_p \cdot K_{spv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega^2 \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{spv} \cdot \omega)^2 + 1}} \quad (6.44a)$$

$$Fase(\omega) = \text{atan}(T_n \cdot \omega) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_{spv} \cdot \omega) \quad (6.44b)$$

En la figura 6.38 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto sin el controlador PI todavía, debido a que se desconocen sus términos.

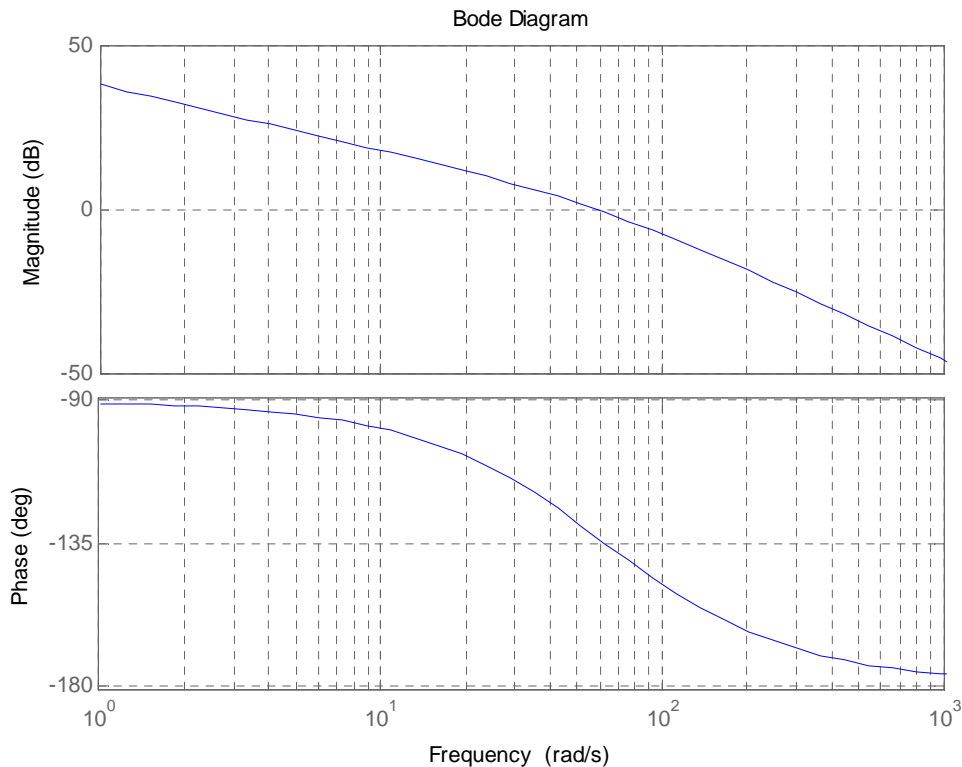


Figura 6.38. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo abierto sin controlador

En las ecuaciones 6.10 se expresa la ganancia y fase de un controlador PI.

Si se observa en la figura 6.38, se aprecia que conforme aumenta la frecuencia, disminuye la fase. Por lo tanto, la máxima frecuencia de corte se consigue para el margen de fase más bajo. En este caso se impone $MF=50^\circ$. Como es el lazo externo del control realizado en cascada, debe ser más lento que el lazo interno. En este caso, ya se ha determinado la frecuencia de corte que debe de tener el lazo abierto del sistema, se ha tomado 1 Hz. A la frecuencia de corte, la ganancia del sistema es 1, y la fase es el margen de fase, también impuesto, que le falta al sistema para tener un desfase de -180° .

$$G(\omega_c) = \frac{K_p \cdot K_{spv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}}{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{spv} \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 1 \quad (6.45a)$$

$$Fase(\omega_c) = \text{atan}(T_n \cdot \omega_c) - 180^\circ - \text{atan}(\tau_{spv} \cdot \omega_c) \quad (6.45b)$$

$$Fase(\omega_c) = -180^\circ + MF$$

De las ecuaciones 6.45 se pueden despejar T_n y K_p , y calcular el valor de los parámetros del controlador.

$$T_n = \frac{\tan(MF + \text{atan}(\tau_{spv} \cdot \omega_c))}{\omega_c} = 6,65 \cdot 10^{-1} \quad (6.46a)$$

$$K_p = \frac{T_n \cdot \omega_c^2 \cdot C_{in} \cdot \sqrt{(\tau_{spv} \cdot \omega_c)^2 + 1}}{K_{spv} \cdot \sqrt{(T_n \cdot \omega_c)^2 + 1}} = 2,334 \cdot 10^{-1} \quad (6.46b)$$

En la figura 6.39 se representa el diagrama de Bode del sistema en lazo abierto, una vez que ya se conocen los parámetros del controlador. La frecuencia de corte deberá ser 1 Hz (3142 rad/s), y para esa frecuencia tener un margen de fase de 50°.

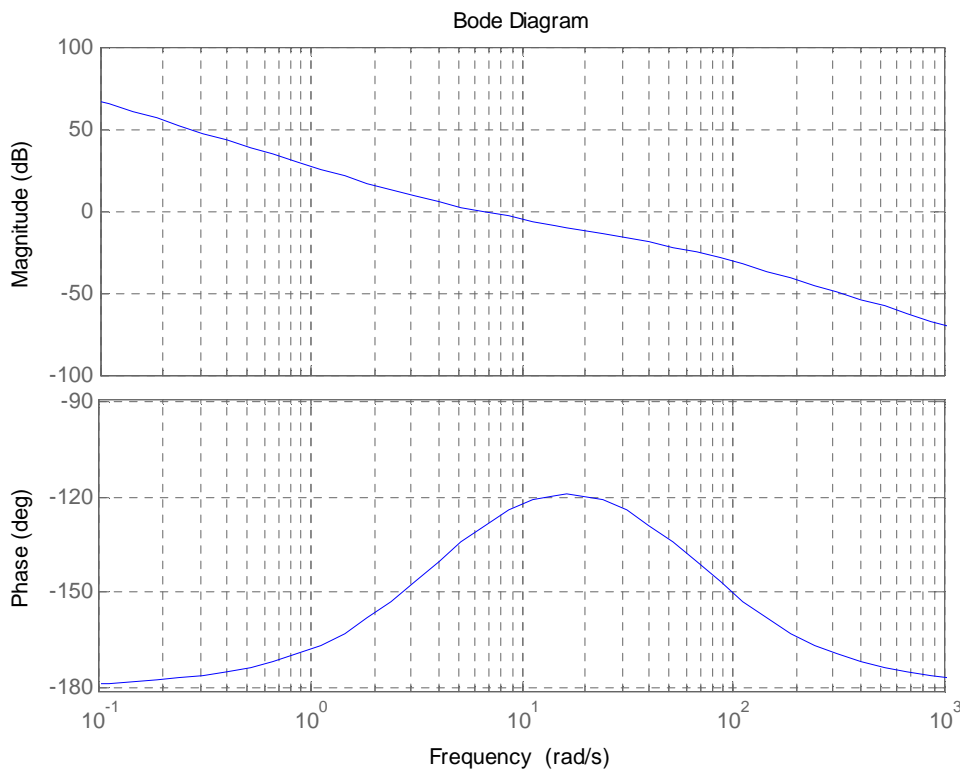


Figura 6.39. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo abierto

Lo que realmente importa, no es el lazo abierto sino el lazo cerrado, ya que dice cómo se relaciona la tensión de salida de referencia con la tensión en el inversor. Se utiliza el lazo abierto ya que su expresión es más sencilla y la frecuencia de corte y

margen de fase que se obtienen están muy relacionados con las características del lazo cerrado. La función de transferencia en lazo cerrado se puede calcular como cadena directa entre 1 más cadena directa por cadena inversa, es decir:

$$LC(s) = \frac{K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{C_{in} \cdot j\omega}}{1 + K_P \cdot \frac{T_n \cdot j\omega + 1}{T_n \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{C_{in} \cdot j\omega} \cdot \frac{K_{spv}}{\tau_{spv} \cdot j\omega + 1}} \quad (6.47)$$

En la figura 6.40 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado del sistema.

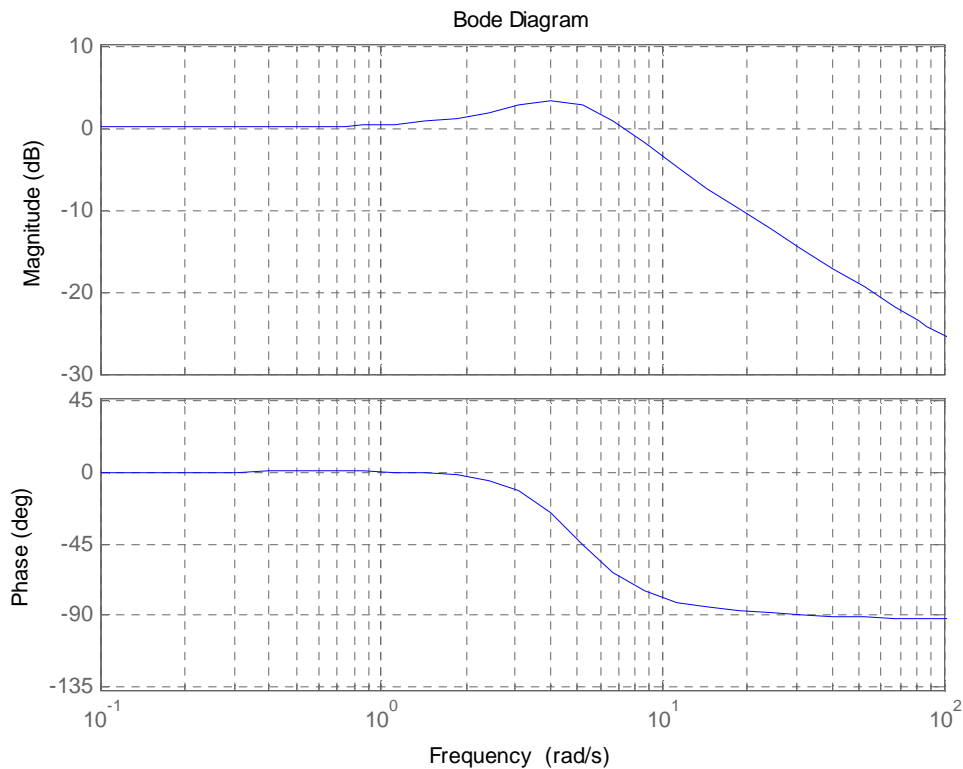


Figura 6.40. Diagrama de Bode del sistema del lazo externo de tensión V_{in} en lazo cerrado

Este diagrama representa la relación entre la corriente de referencia y la corriente de salida para distintas frecuencias. Se sabe que para una corriente de referencia senoidal con una amplitud, frecuencia y fase determinada, que la frecuencia de la corriente salida será la misma, pero la amplitud y la fase pueden variar.

En la tabla 6.4 se han agrupado los valores de los parámetros del sistema de lazo en el que se tiene una frecuencia de corte de 1 Hz.

Controlador		Planta		Filtro de medida	
K_P	$6,65 \cdot 10^{-1}$	C_{in}	12,7 μ F	K_{spv}	1
T_n	$2,334 \cdot 10^{-1}$			τ_{spv}	15,92 ms

Tabla 6.4. Parámetros del sistema del lazo externo de tensión V_{in}

6.4.2.2.- Simulación en PSIM

A continuación se simula todo el control del convertidor.

En la figura 6.41 se muestra la simulación de la tensión del generador fotovoltaico, la corriente de red, y la corriente del generador fotovoltaico también.

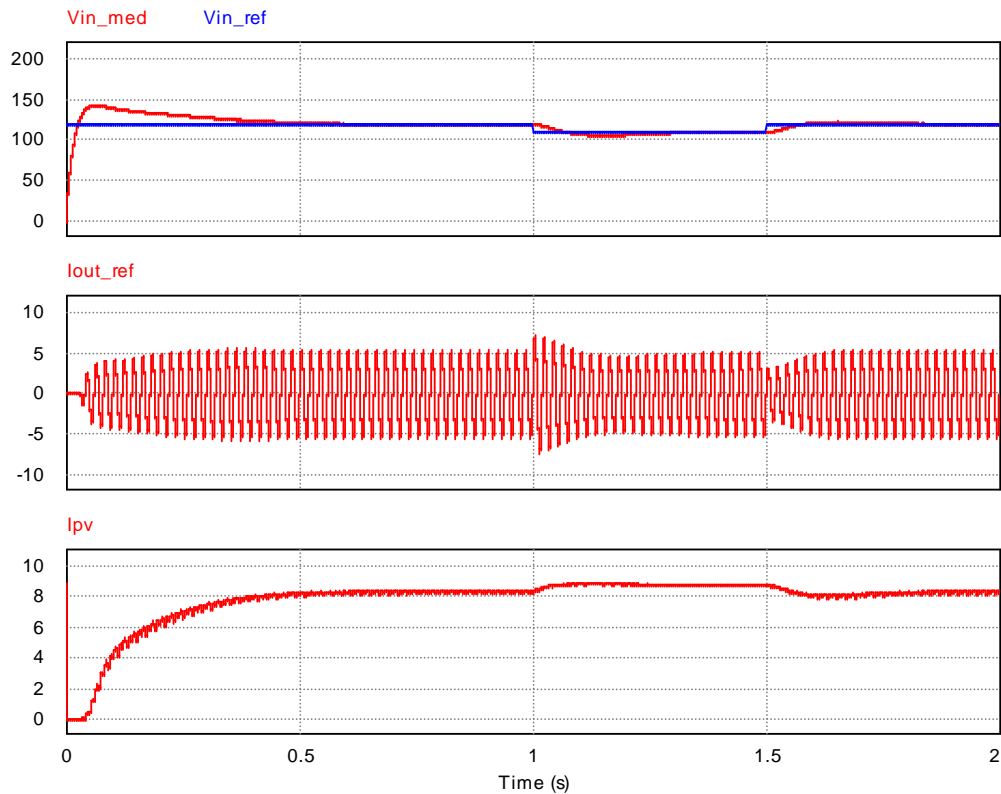


Figura 6.41. Simulación en PSIM del control del inversor elevador

En la figura 6.41 se observa que el control de la tensión de entrada se realiza correctamente. Para el segundo 1, se baja 10 V la tensión de referencia del generador fotovoltaico para ver el comportamiento del sistema. Entonces, al bajar la tensión, aumenta la corriente del generador fotovoltaico, y debido a la descarga del condensador de entrada para tener en sus bornes la nueva tensión de referencia, se produce un pequeño pico de corriente en la tensión de red. En función de cuanto se haga variar la tensión del condensador, este pico será mayor o menor. Al medio segundo se vuelve a subir la tensión que se tenía en un principio, y en este caso se observa, que el condensador absorbe potencia del generador fotovoltaico en vez de introducirla en la red para cargarse y tener la carga que permita tener la tensión de funcionamiento del generador fotovoltaico deseada. La corriente del generador vuelve a su valor inicial.

A continuación, se muestran distintas curvas de corrientes y tensiones del generador fotovoltaico una vez que ha alcanzado el régimen permanente.

En la figura 6.42 se muestra la simulación de la corriente de salida en régimen permanente.

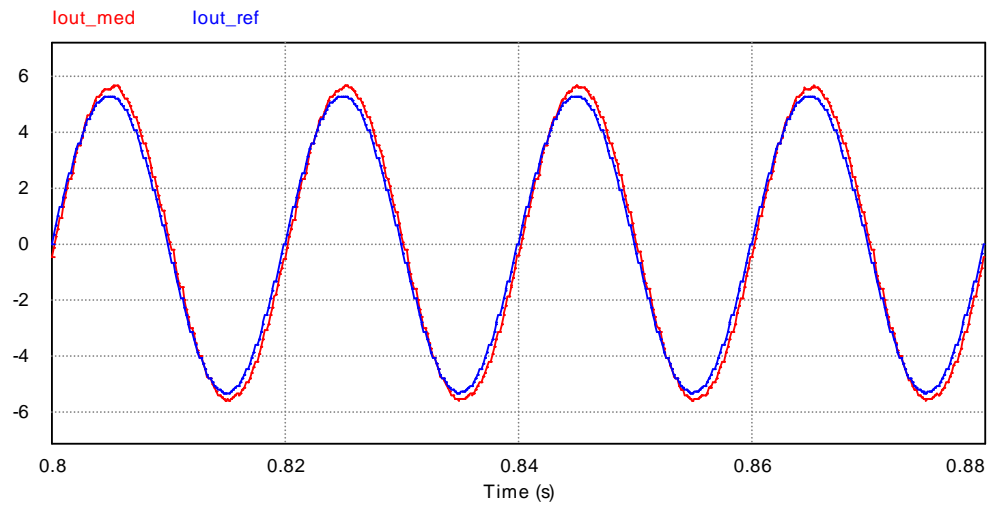


Figura 6.42. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, i_{out}

En la figura 6.43 se muestra la simulación de las corrientes de las inductancias de los elevadores del inversor elevador en régimen permanente. Este es el caso en el que más varía la onda obtenida respecto al análisis realizado en el capítulo 3. Para los valores negativos de las corrientes, cuando la curva analizada en la figura 3.7 es lineal durante un tiempo, en la simulación al principio toma un valor más negativo respecto al teóricamente esperado, y luego un valor mayor. Una vez que las corrientes vuelven a ser positivas, estas ya se parecen más a las obtenidas en la figura 3.7.

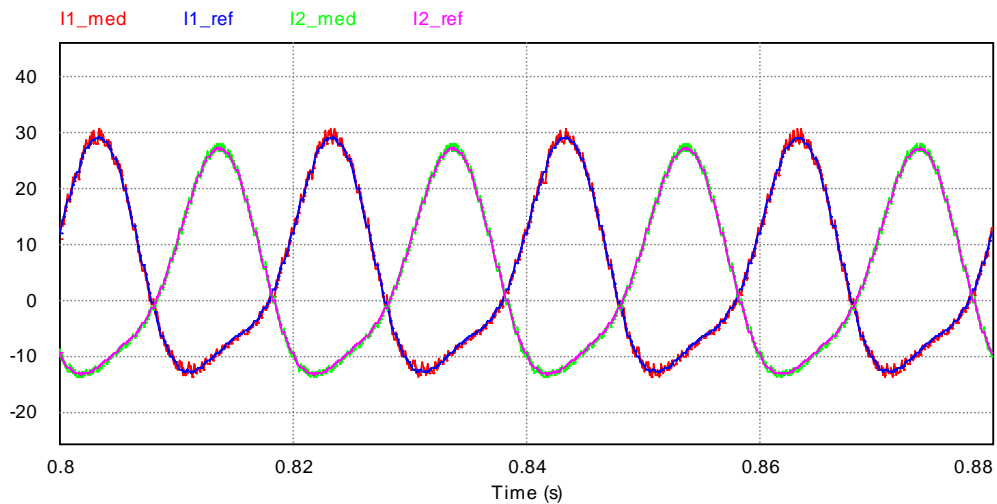


Figura 6.43. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, i_1 e i_2

En la figura 6.44 se muestra la simulación de las tensiones de salidas de los elevadores en régimen permanente. Se observa que la tensión del elevador uno tiene un valor eficaz de la componente fundamental mayor que la del elevador 2. Esto debe de ser a la introducción física de la resistencia para el elevador 2, además de que en el primer elevador no se realiza el control de su tensión de salida.

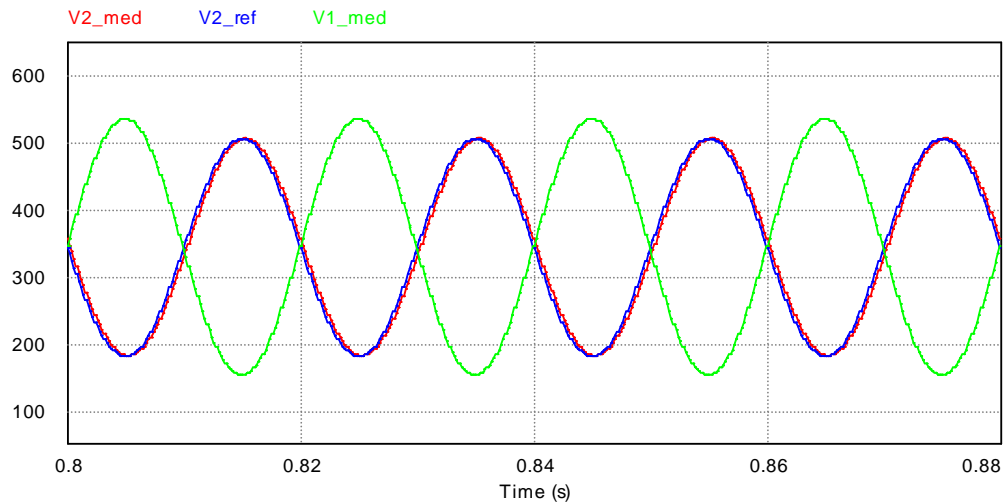


Figura 6.44. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, v_2 y v_1

En la figura 6.45 se muestra la simulación de la corriente del generador fotovoltaico y de su condensador en paralelo en régimen permanente. Se observa que la corriente del condensador tiene una frecuencia de 100 Hz, mientras que la del generador fotovoltaico es prácticamente lineal. Se comprueba, que debido a la gran capacidad del condensador, este absorbe bastantes armónicos producidos por la frecuencia de conmutación.

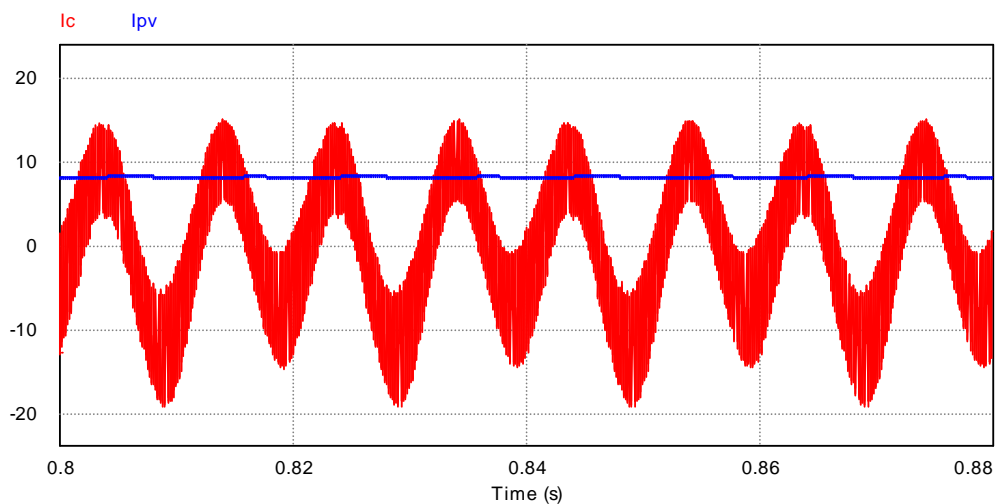


Figura 6.45. Simulación en PSIM del control del inversor elevador, I_{in} e i_c

7.- Conclusiones y líneas futuras

7.1.- Conclusiones

Al final se ha logrado el objetivo planteado al principio del trabajo sobre el inversor elevador estudiado. El resultado final conseguido en el control se parece al analizado en un principio.

El trabajo realizado ha sido satisfactorio al conseguir lograr controlar un inversor elevador para sistemas fotovoltaicos de pequeña potencia, y con una célula de conmutación menos que el convertidor más típico. Habría que realizar una comparación entre los dos convertidores para determinar si los beneficios conseguidos mediante el inversor fotovoltaico respecto al elevador más inversor de puente en H son ciertos.

En este trabajo se han repasado y ampliado conocimientos obtenidos a lo largo de la carrera, especialmente respecto al control y a los sistemas fotovoltaicos. Y a nivel personal, se han asentado la base de los conocimientos adquiridos al realizar el control de distintos lazos de los vistos hasta este momento fuera de este proyecto.

7.2.- Líneas futuras

Se le pueden plantear distintas mejoras al trabajo y desarrollarlo todavía más, a continuación se comentan alguno de estos puntos en los que se podría seguir desarrollando el inversor elevador:

- Emulación de la resistencia en el lazo de control de tensión del segundo elevador en el control de todo el inversor elevador.
- Estudio de otros puntos de funcionamiento del generador fotovoltaico, para ver que el control trabaja adecuadamente.
- Desarrollo de un control que permita inyectar o absorber potencia reactiva de la red, variación del desfase de la corriente respecto de la tensión de red.
- Modificar la tensión continua en el control del lazo externo de la tensión de salida del segundo elevador. Para valores bajos de tensión en el generador fotovoltaico, se logra disminuir el ciclo de trabajo de las células de conmutación.
- Limitar la potencia del convertidor, ya que los puntos en los que se da potencia máxima es muy difícil de que ocurran, y si se dan, son muy breves. De esta manera se consigue disminuir el coste del convertidor.

8.- Bibliografía

- [1] Andoni Urtasun (2015). *Apuntes de la asignatura de “Sistemas eólicos y fotovoltaicos”*. UPNA. Departamento de eléctrica y electrónica.
- [2] EurObserv'ER (abril 2016). *Photovoltaic Barometer*.
- [3] Asociación de Empresas de Energías Renovables, APPA (2015). *Estudio del Impacto Macroeconómico de las Energías Renovables en España, 2014*.
- [4] Pieter Gagnon, Robert Margolis, Jennifer Melius, Caleb Phillips, y Ryan Elmore (enero 2016). *Rooftop Solar Photovoltaic Technical Potential in the United States: A Detailed Assessment*. Reporte técnico. National Renewable Energy Laboratory, NREL.
- [5] Compara tarifas energía. *Consumo medio de energía*. Recuperado de <http://www.comparatarifasenergia.es/comparar-precios-de-energia/consumo-medio>
- [6] Yingli Solar, YGE 60 Cell Series 2
- [7] Charles R. Sullivan, Jonathan J. Awerbuch, and Alexander M. Latham. *Decrease in Photovoltaic Power Output from Ripple: Simple General Calculation and the Effect of Partial Shading*. IEEE