

Universitat de Lleida

TREBALL FINAL DE GRAU



ESCOLA
POLITÀCNICA SUPERIOR
UNIVERSITAT DE LLEIDA
INSPIRING THE FUTURE

Estudiant: *Alberto SIMÓN*

Titulació: *Graduado en Ingeniería Electrónica, Industrial y Automática*

Títol de Treball de Final de Grau: *Potencial de un freno de disco como generador de pequeña potencia*

Director/a: *Dr. Tomàs PALLEJÀ*

Presentació

Mes: *Juny*

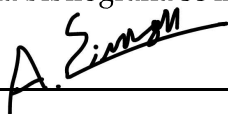
Any: *2019*

Declaración de autoría

Yo, Alberto SIMÓN, declaro que este *trabajo de fin de grado* o TFG, «Potencial de un freno de disco como generador de pequeña potencia» es original. Asimismo afirmo:

- El presente documento se presenta como requisito para la obtención del título de grado en esta universidad.
- El trabajo es original y ninguna de sus partes ha sido sometida a evaluación previa; de lo contrario, lo especificaría.
- Queda consignado allí donde he consultado el trabajo publicado por otros.
- La autoría de textos o ideas tomados de otras personas queda también reflejada mediante el uso de citas.
- Allí donde el resultado ha sido obtenido en conjunción con otros, dejo claro dónde acaba mi autoría y empieza la de los demás.
- En la bibliografía se indican todas las fuentes de información empleadas.

Firma:



Fecha: 22/05/2019

UDL

Resumen

Escola Politècnica Superior
Departament d'Informàtica i Enginyeria Industrial

Graduado en Ingeniería Electrónica, Industrial y Automática

Potencial de un freno de disco como generador de pequeña potencia

por Alberto SIMÓN

This document analyses the strategy of energy harvesting from a bicycle brake mechanism. The disk and calipers are adapted with coils and magnets to induce a small amount of voltage. After studying the mathematical model of magnetic induction in order to find the best strategy to induce voltage out of the system, two different rectification strategies were designed to convert the AC voltage signal into a DC voltage to supply power to a load. Real models were built to produce laboratory essays in order to measure the maximal power that each system can deliver during different speeds of a real bicycle. Finally, after establishing the maximal power output, a short list of applications that could work with a brake disk system like this is introduced.

En el presente trabajo se analiza una estrategia de obtención de pequeña energía o *Energy Harvesting* al adaptar el mecanismo de freno de disco existente en una bicicleta, mediante imanes y bobinas, para convertirlo en un pequeño generador o dinamo. Se analiza el modelo de inducción magnética para plantear un diseño óptimo, y a partir de ahí se elaboran 2 estrategias para obtener una tensión continua que permita alimentar una carga. Se construyen sendos modelos, uno utilizando un rectificador pasivo, y otro utilizando un rectificador activo, y se someten a ensayos de laboratorio para medir la cantidad de potencia que podríamos obtener en una bicicleta real, a diferentes velocidades. Por último, se hace una escueta propuesta de aplicaciones que podrían funcionar con la potencia generada por una pinza de freno de estas características.

Agradecimientos

Tienda de bicicletas **Cicles Fransi** de **Pardinyes** por su amabilidad y generosidad al donar la horquilla de bicicleta para el proyecto.

A **Adolf Izquierdo**, por su interés, disposición e ideas.

Al **laboratorio de mecánica de la UDL**, por su trabajo con la horquilla para las pruebas.

A **Juan Antonio Garriga** por sus consejos para la parte de electrónica.

A **Marcel Tressànceh**, por su ayuda con los microcontroladores ST.

A **Javier Moreno**, por sus clases *ad-hoc* sobre el software *CREO Parametric* y su idea para acoplar el motor a la rueda.

A **Tomàs Pallejà**, único autor de la idea en que se basa el proyecto.

Índice general

Declaración de autoría	III
Resumen	V
Agradecimientos	VII
1. Introducción	1
1.1. Estructura mecánica	2
1.2. Control del motor	3
1.3. Modelo 3D	5
1.4. Organización	6
2. Marco teórico	9
2.1. Inducción magnética por un imán permanente	9
2.1.1. Condición de frontera $x = 0$	11
2.1.2. Condiciones de frontera en $z = 0$	11
2.1.3. Condición de frontera $z = -z_B$	12
2.1.4. Condición de frontera $x = X_s$	12
2.1.5. División en dos regiones	12
2.1.6. Potencial conocido en $z = 0$	13
2.1.7. Condición de continuidad tangencial en $z = 0$	14
2.2. Ajuste del modelo a los imanes de neodimio	16
2.2.1. Equipo	16
2.2.2. Mediciones	17
2.2.3. Parámetros	17
2.3. Tensión inducida en una bobina al variar el campo magnético	20
2.4. Tensión esperada en los bornes de una bobina real	23
2.4.1. Características de la bobina	23
2.4.2. Dependencia de la f.e.m. inducida en función de la distancia de la bobina respecto al imán	25
2.4.3. Dependencia de la f.e.m. inducida en función de la velocidad de la bobina	25
2.5. Posición alternativa	26
2.6. Conclusiones	28
3. Circuito equivalente	31
3.1. Modelo real de una bobina	31
3.1.1. Función de transferencia	33
3.2. Tensión inducida en la bobina	35
3.3. Modelo bobina de 100 mH	36
3.3.1. Información de la hoja de datos	36
3.3.2. Medidas de laboratorio	37
3.3.3. Validez	38

3.4.	Modelo bobina de 150 mH	38
3.4.1.	Información de la hoja de datos	39
3.4.2.	Medidas de laboratorio	39
3.4.3.	Validez	40
3.5.	Señal de tensión	41
3.5.1.	Características de la señal	41
3.5.2.	Función generatriz	42
3.5.3.	Serie de Fourier	43
3.6.	Modelo en PSPICE	45
3.7.	Conclusiones	47
4.	Circuitos de potencia para pequeña señal	49
4.1.	Rectificadores	49
4.1.1.	Puente de diodos	49
4.1.2.	Fijador de tensión o <i>Clamper</i>	51
4.1.3.	Doblador de tensión	53
4.2.	Diseños propuestos	55
4.2.1.	Rectificación pasiva	55
4.2.2.	Rectificación activa	58
4.2.3.	Solución comercial	65
4.3.	Conclusiones	67
5.	Pruebas de laboratorio	69
5.1.	Placa prototipo	69
5.1.1.	Puentes soldados y clavijas	69
5.1.2.	Puente activo	71
5.1.3.	Acelerómetro	72
5.1.4.	Amplificador diferencial de instrumentación	73
5.1.5.	Doblador de tensión	73
5.1.6.	Dobladores de tensión auxiliares	74
5.1.7.	Convertor DC-DC	74
5.1.8.	Integrado MAX17710 para <i>Energy Harvesting</i>	76
5.1.9.	Microcontrolador	77
5.2.	Diseño pasivo	79
5.2.1.	Configuración SB	79
5.2.2.	Pruebas del rectificador	79
5.2.3.	Prueba de potencia	83
5.2.4.	Prueba de carga del condensador	84
5.2.5.	Prueba de consumo	84
5.3.	Diseño activo	86
5.3.1.	Configuración SB	86
5.3.2.	Pruebas del rectificador	86
5.3.3.	Prueba de potencia	90
5.3.4.	Prueba de carga del condensador	91
5.3.5.	Prueba de consumo	91
5.4.	Diseño comercial	93
5.4.1.	Configuración SB	93
5.4.2.	Pruebas del rectificador	93
5.5.	Microcontrolador	94
5.5.1.	Entradas y salidas de control	95
5.5.2.	Puerto de comunicaciones	95

5.5.3. Aplicación de ejemplo	95
5.6. Pruebas con un disco de freno real	97
5.7. Conclusiones	98
6. Conclusiones	101
6.1. Potencia máxima	101
6.2. Aplicación principal	101
6.3. Aplicaciones alternativas	101
6.3.1. Registro	101
6.3.2. Seguidor	102
6.3.3. Sistema anti robo	102
6.4. Factores de los que depende la potencia	102
6.5. Influencia de los materiales del disco de freno	103
A. Desarrollo en series de Fourier	105
A.1. Forma de obtener la serie de Fourier	105
A.2. Densidad magnética como una serie de Furier	105
A.2.1. Función generatriz	105
A.2.2. Coeficiente inicial	106
A.2.3. Coeficientes de la serie de cosenos	106
A.2.4. Coeficientes de la serie de senos	106
A.2.5. Serie de Fourier	107
A.3. Tensión inducida en la bobina como una serie de Fourier	108
A.3.1. Función generatriz	108
A.3.2. Coeficiente inicial	109
A.3.3. Coeficientes de la serie de cosenos	109
A.3.4. Coeficientes de la serie de senos	109
A.3.5. Serie de Fourier	111
B. Código	113
B.1. Código controlador motor y servidor web Arduino	113
B.2. Serie de fourier para $u_0(t)$	117
B.2.1. Densidad magnética	117
B.3. Modelo inducción magnética	118
B.3.1. Función potencial magnético en Matlab	122
B.4. Datos y plot característica bobinas	123
B.5. Datos pruebas de laboratorio	124
B.5.1. Función parseDataVoltages	124
B.5.2. Gráficas rectificadores	124
B.5.3. Gráficas carga máxima	128
B.5.4. Gráficas carga condensador	129
B.6. Aplicación de ejemplo microcontrolador	131
B.6.1. main.c	131
B.6.2. main.h	137
C. Esquemas	139
C.1. Placa prototipo	139
Bibliografía	157

Índice de figuras

1.1. GH-6 Dynamo	1
1.2. 3D bearing model bearing for wheel	3
1.3. Transmission detail between motor and wheel	3
1.4. Arduino Ethernet Shield Embedded Web Page	5
1.5. Real and 3D model of brake disk caliper	7
1.6. Real and 3D model of brake disk	7
2.1. Campo imanes	11
2.2. Densidad magnética	13
2.3. Teslameter	16
2.4. Sigma adjustment	19
2.5. Magnetic field prediction, x axis	19
2.6. 3D Model of permanent magnets field	20
2.7. Magnets movement geometry	21
2.8. Coil inductor: 100mH	24
2.9. Induced voltage in z axis	25
2.10. Magnets movement alternative geometry	26
2.11. Voltage induction at z axis, alternative	28
3.1. Inductance symbol	31
3.2. Real inductor model with series resistance	32
3.3. Real inductor model with core loss	33
3.4. Real model inductor with capacitance	33
3.5. Real inductor model	34
3.6. Real inductor model proposal	36
3.7. Laboratory circuit to measure real inductor parameters	37
3.8. 100 mH inductor measurements	38
3.9. 150 mH inductor measurements	40
3.10. Induced signal morfology	41
3.11. Generation function Fourier series	42
3.12. 100 terms Fourier series of induced voltage	43
3.13. 4 terms Fourier series of induced voltage	44
3.14. 2 terms Fourier series of induced voltage	44
3.15. PSPICE Source circuit	45
3.16. PSPICE Source Voltage plot	46
3.17. PSPICE Source Maxium Power	46
4.1. Quadrupole diode bridge	49
4.2. Quadrupole Schottky bridge	50
4.3. Schottky vs PN Diodes voltage drop	50
4.4. Quadrupole MOSFET bridge proposal	51
4.5. Voltage drop Schottky vs MOSFET-N	52
4.6. Quadrupole clamper	52

4.7. Clamper voltage drop	53
4.8. Quadrupole voltage doubler Greinacher	53
4.9. Quadrupole voltage doubler Delon	54
4.10. Doubler quadrupole voltage drop	54
4.11. Voltage doubler quadrupole, voltage vs load	55
4.12. Passive design layout	55
4.13. Load simulation passive rectifier	56
4.14. Boost LTC3105	57
4.15. Boost LTC3105 efficiency	58
4.16. Active design layout	59
4.17. MOSFET control design	59
4.18. Voltage across MOSFET simulation	60
4.19. Load Voltage doubler simulation	60
4.20. Voltages in Voltage doubler simulation	61
4.21. Quadrupole voltage doubler proposal	61
4.22. Quadrupole voltage doubler final proposal	62
4.23. Quadrupole MOSFET-P and MOSFET-N bridge	62
4.24. Quadrupole MOSFET-N Bridge	63
4.25. MOSFET Active rectifier and Voltage Doubler	63
4.26. Active diode function block	64
4.27. MOSFET-N Active Diode	65
4.28. Commercial design layout	66
4.29. MAX177710	67
5.1. 3d PCB Board	70
5.2. Soldier Bridge Schematics	71
5.3. Soldier Bridge Schematics	71
5.4. Diode BAT54, MOSFET DMN3042	71
5.5. Active Bridge Schematics	72
5.6. Accelerometer Schematics	72
5.7. Instrumentation Amplifier Schematics	73
5.8. Voltage Doubler Schematics	74
5.9. Voltage Doubler Greinacher Schematics	74
5.10. Voltage Doubler Delon Schematics	75
5.11. DC-DC Boost Schematics	75
5.12. Energy Harvester MAX17710 Schematics	76
5.13. Microcontroller Schematics	77
5.14. Microcontroller inputs	78
5.15. Microcontroller outputs	78
5.16. Microcontroller programming port	79
5.17. Microcontroller LPUART port	79
5.18. Passive Rectifier Voltages	81
5.19. Passive Rectifier Voltage vs Load	82
5.20. Passive Rectifier Voltage vs Speed	82
5.21. Passive Rectifier Power vs Load	83
5.22. Passive Design Max Power	84
5.23. Passive Design Capacitor Load 15 km/h	85
5.24. Passive Design Capacitor Load 25 km/h	85
5.25. Active Rectifier Voltages	86
5.26. Active Rectifier Voltages	88
5.27. Active Rectifier Voltage vs Load	89

5.28. Active Rectifier Voltage vs Speed	89
5.29. Active Rectifier Power vs Load	90
5.30. Active Design Max Power	91
5.31. Active Design Capacitor Load 15 km/h	92
5.32. Active Design Capacitor Load 25 km/h	92
5.33. STM32CubeMX Configuration	96
5.34. Serial Communication Capture	96
5.35. Active Design, Real brake, Max Power	97
5.36. Max Power Designs Comparison	98
5.37. Supercapacitor Load Comparison	99
5.38. Max Power Comparison Metal and ABS	100
 6.1. Jupiter SE 880 GPS Chip	 102
 A.1. Magnetic density Fourier generating function	 106
A.2. Induced voltage Fourier generating function	108
 C.1. PCB Top and Bottom layers	 139

Índice de cuadros

2.1. Magnetic field measured in x axis	18
2.2. Magnetic field measured in z axis	18
2.3. Induced voltage simulation at 15 km/h	26
2.4. Induced voltage simulation at 15 km/h, alternative geometry	27
3.1. 100 mH Coil voltage drop vs. frequency	37
3.2. 150 mH Coil voltage drop vs. frequency	39
5.1. Passive Design solder bridges configuration	80
5.2. Passive Design maximum load	83
5.3. Active Design solder bridges configuration	87
5.4. Active Design maximum load	90
5.5. Commercial Design solder bridges configuration	93
5.6. Active Design with real disk maximum load	97
5.7. 3.3V efficiency comparison chart	99
A.1. Sinus components Fourier series	110

Lista de símbolos

A	Área	m^2
$\vec{B}$	Vector del flujo magnético	$A\ m^{-1}$
$\vec{B}_c$	Flujo que atraviesa la bobina en dirección axial	$A\ m^{-1}$
C_p	Capacidad parásita de la bobina	F
d	La mitad de la distancia entre imanes	m
d_c	Diámetro del núcleo de la bobina	m
f_0	Frecuencia de resonancia de las bobinas	Hz
f_c	Frecuencia de repetición de la tensión en la bobina	Hz
$\vec{H}$	Vector variación del potencial magnético	$A\ m^{-1}$
h_c	Altura de la bobina	m
i_i	Intensidad de entrada al rectificador	A
i_L	Intensidad que circula por la bobina	A
i_i	Intensidad de salida del rectificador	A
$\vec{J}$	Vector desplazamiento de cargas	A
K_p	Constante proporcional controlador PID	-
K_i	Constante integrador controlador PID	-
K_d	Constante derivador controlador PID	-
L	Autoinducción	H
l	Diámetro de los imanes	m
M_0	Magnetización del imán	$A\ m^{-1}$
$\vec{M}$	Vector variación de la magnetización local	$A\ m^{-1}$
N	Número de vueltas de una bobina	-
P	potencia	W
R	Radio de la rueda de bicicleta	m
r	Radio del disco de freno	m
R_{DC}	Resistencia de la bobina	Ω
T_c	Periodo de repetición de la tensión en la bobina	s
U	Energía almacenada en un condensador	J
u_i	Tensión de entrada al rectificador	V
u_L	Tensión en bornes de la bobina	V
u_s	Tensión de una fuente	V
u_o	Tensión de salida del rectificador	V
V_p	Tensión de pico en la bobina	V
V_{pp}	Tensión de pico a pico	V
$\vec{v}_c$	Velocidad de la bicicleta	$km\ h^{-1}$
X_c	Posición de la bobina en el eje $\vec{x}$	m
X_s	Periodo de repetición de los imanes	m
Z_A	La mitad del grosor del imán	m
Z_g	Posición de la bobina en el eje $\vec{z}$	m
Z_B	Posición frontera donde $\vec{H}$ se anula	m
ε	Tensión inducida	V
λ_m	Flujo magnético que atraviesa una espira	$A\ m^{-1}$

μ_c	Permeabilidad magnética del núcleo de la bobina	$\text{Wb A}^{-1} \text{m}^{-1}$
μ_r	Permeabilidad magnética relativa del núcleo de la bobina	$\text{Wb A}^{-1} \text{m}^{-1}$
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío: $4/\pi \times 10^{-7}$	$\text{Wb A}^{-1} \text{m}^{-1}$
ω	Frecuencia angular	rad s^{-1}
ψ	Escalar de campo magnético	A
ϕ_m	Flujo magnético que atraviesa una bobina	A m^{-1}
σ_M	Densidad magnética	T
τ	Constante de tiempo circuito RC	s

A Jaume Vila

Capítulo 1

Introducción

La primera bicicleta de pedales se atribuye al herrero escocés Kirkpatrick Macmillan, quien la construyó como medio de transporte personal en el año 1839¹. Durante el siglo XIX su diseño fue variando hasta llegar a su forma urbana actual, aproximadamente a finales del mismo siglo.

En esa época, la única forma de utilizar sistemas de iluminación era mediante lámparas de queroseno², bien amarradas mediante un soporte a la estructura, bien de la mano del propio ciclista. Con la llegada del nuevo siglo, la lámpara incandescente encontró aplicación también en este medio de transporte. Sin embargo, la ineficiencia de las primeras lámparas, unida a la necesidad de utilizar baterías, hicieron que la bombilla conviviese con las lámparas de acetileno durante las primeras décadas del siglo XX.

Con el perfeccionamiento de las lámparas, la introducción del *Dynohub* (figura 1.1) por la empresa **S Sturmey-Archer** en la década de 1930 y el posterior desarrollo de las dinamos de botella, la iluminación eléctrica se hizo hegemónica en las bicicletas.



FIGURA 1.1: Modelo GH-6 de dinamo de buje desarrollado en la década de 1930 por la empresa **S Sturmey-Archer**

A partir de los años 70 del siglo XX, el uso de la bicicleta como medio de transporte disminuye a la vez que se populariza su uso en deportes como el ciclismo de carretera o el trial de montaña. Los nuevos modelos priman la ligereza de materiales

¹Herlihy, 2006.

²Goodman y Allen, 2019.

y minimizar el rozamiento mecánico, prescindiendo de elementos como la iluminación (y por consiguiente, la dinamo) o los accesorios urbanos.

Con el uso de cuentakilómetros, cronómetros, medidores de potencia o dispositivos GPS utilizados en la práctica deportiva, volver a introducir la dinamo en las bicicletas podría tener sentido, sobre todo para sesiones de entrenamiento o carreras que duren mucho tiempo. Sin embargo, el rechazo frontal de los deportistas a sacrificar -aunque sea mínimamente- el rendimiento mecánico, o incluso la estética, convierten a los ciclistas en acérrimos enemigos de estos viejos, pero confiables, generadores de electricidad.

Con unas expectativas de consumo moderadamente bajas (los GPS deportivos sacrifican la interfaz gráfica en aras de la funcionalidad, para reducir el consumo y minimizar el tamaño de la batería; ni qué decir tiene que los cronómetros o cuentakilómetros tienen también un consumo mínimo), una fuente de muy baja potencia debería ser capaz de suministrar electricidad a estos dispositivos para mantener sus baterías cargadas, total o parcialmente, durante largas jornadas de entrenamiento o competición. Si a esto le unimos que uno de los componentes que actualmente integran la gran mayoría de las bicicletas de competición es una pinza que actúa como freno de disco, tenemos una estructura a la que añadir componentes para inducir una tensión mientras la rueda esté en movimiento.

De esta idea surge la tesis del proyecto. Una pinza, estática, donde se monte un conjunto de 2 ó 4 bobinas; y un disco, normalmente no macizo, donde sea fácil incrustar pequeños imanes de neodimio que, al rotar solidariamente con la rueda, induzcan un campo magnético variable en las bobinas que, por efecto de la *ley de Faraday-Lenz* induzcan a su vez una tensión variable en los extremos de las bobinas.

Estéticamente, tanto las bobinas como los imanes quedarían integrados en la estructura pinza-disco de freno; la limitada inducción imán-bobina augura un impacto en el rendimiento prácticamente irrelevante.

La principal incógnita es la cantidad de potencia que se podría producir con un número escaso de componentes (no más e 4 bobinas) para no alterar el diseño normal de una pinza de freno. Para solventarla, a lo largo del presente trabajo se desarrolla el modelo de inducción magnética, y se diseñan estrategias para rectificar y aprovechar la potencia generada, primero en un modelo teórico y posteriormente en un modelo real.

1.1. Estructura mecánica

Hacer las pruebas sobre una bicicleta real, en marcha, no sería práctico. Si ya es difícil montar en bicicleta sin sudar, no digamos controlando la velocidad y tomando medidas al mismo tiempo.

Se monta una horquilla delantera de bicicleta sobre un soporte metálico, con un conector adecuado para la pinza del disco de freno. Sobre la horquilla, se monta la llanta también con los anclajes para un disco de freno. Sobre el mismo soporte, se monta un motor eléctrico DC. El eje del motor trae un engranaje dentado, que se aprovecha para montar la pieza de plástico flexible de la figura 1.2 para que haga rodar la cubierta por contacto superficial. En la figura 1.3 se ve el detalle de este montaje.

Para poder replicar medidas de tensión inducida y rendimiento, es necesario controlar adecuadamente la velocidad de la rueda. Se instala un sencillo cuentakilómetros, como el que llevan algunas bicicletas, pero se opta por utilizar un controlador del motor en vez de regular la velocidad con la fuente de tensión del motor.



FIGURA 1.2: Modelo del rodamiento 3D en plástico flexible que engrana el motor con la cubierta

1.2. Control del motor

Además de la fuente de tensión para el motor, hace falta un controlador para regular la velocidad. Se utiliza el circuito integrado *DRV8871* de **Adafruit**. Dos entradas de control de hasta $5,5[V]$ regulan tanto el sentido como la velocidad del motor. Las entradas de control se conectan a sendas salidas analógicas de una placa *Arduino Ethernet*.

El motor lleva integrado un encoder *Encoder HEDS-5540-A14* de **Infineon Technologies**. Los dos canales del encoder deben conectarse a un nivel alto de tensión, ya que internamente montan un MOSFET *pull-down*. El nivel alto se consigue activando las resistencias *pull-up* del Arduino. El hecho de que haya dos canales permite



FIGURA 1.3: Detalle de la transmisión entre el motor y la llanta

determinar el sentido de giro, y no sólo la velocidad.

Cada vuelta de motor equivale a 256 pulsos del encoder (el doble, si se actualiza cada vez que uno de los canales detecta un pulso). El perímetro del engranaje son 285[mm], mientras que el perímetro de la cubierta en el punto donde el rodamiento hace contacto es de 2070[mm]. Con esta información, podemos calcular los pulsos de encoder que equivalen a una vuelta completa de la rueda de la bicicleta.

$$2 \cdot \frac{256[\text{Pulsos}]}{1[\text{Revoluciones}]} \cdot \frac{2070[\text{Revoluciones}]}{285[\text{Vueltas}]} = 3720 \frac{3720[\text{Pulsos}]}{1[\text{Vueltas}]} \quad (1.1)$$

Conociendo esta relación, podemos conocer en todo momento la velocidad a la que gira la rueda, midiendo el número de pulsos a intervalos regulares. Si n es el número de pulsos, τ es el tiempo transcurrido en segundos:

$$v[\text{km/h}] = \frac{n[\text{Pulsos}]}{\tau[\text{s}]} \cdot \frac{1[\text{Vuelta}]}{3720[\text{Pulsos}]} \cdot \frac{2,070[\text{m}]}{1[\text{Vuelta}]} \cdot \frac{3600[\text{km/h}]}{1000[\text{m/s}]} \quad (1.2)$$

Conocida la velocidad a intervalos regulares, es también posible conocer y almacenar el error en la memoria del microcontrolador, lo que permite implantar fácilmente un controlador de velocidad. El modelo elegido es el del controlador PID en su forma tradicional, digitalizando el integrador con el método Trapezoidal y el derivador con el método de Euler implícito. Forma tradicional del PID(s):

$$PID(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad (1.3)$$

Digitalización del integrador y del derivador:

$$PID(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + K_i \frac{T(z+1)}{z-1} + K_d \frac{z-1}{Tz} \quad (1.4)$$

Operando:

$$PID(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}\right) z^2 + \left(-K_p + \frac{K_i T}{2} - \frac{K_d}{T}\right) z + \frac{K_d}{T}}{z(z-1)} \quad (1.5)$$

Multiplicando en cruz y aplicando la transformada Z inversa se obtiene la ecuación en diferencias implementada en el microcontrolador:

$$u(k) = u(k-1) + \left(K_p + \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}\right) e(k) - \left(K_p - \frac{K_i T}{2} + \frac{K_d}{T}\right) e(k-1) \quad (1.6)$$

$$+ \frac{K_d}{T} e(k-2) \quad (1.7)$$

Siendo $U(z)$ la señal de control y $E(z)$ el error muestreado. Con un periodo T de 0,1[s], los valores escogidos para el controlador son los siguientes:

- $K_p = 100$
- $K_i = 0,8$
- $K_d = 0,05$

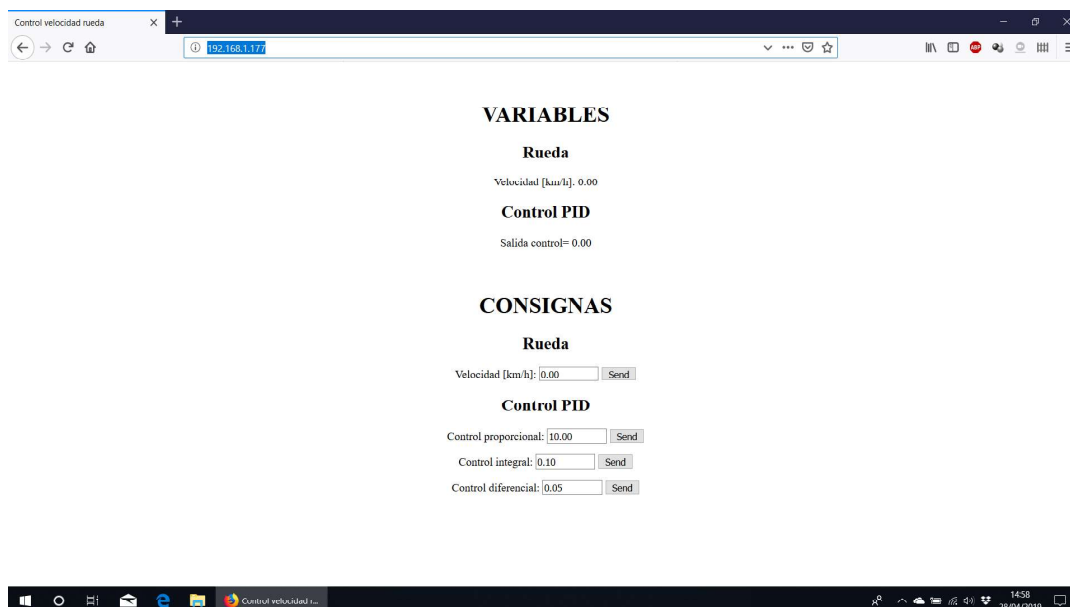


FIGURA 1.4: Página web embebida en el controlador Arduino. Muestra variables y permite cambiar consignas

Entre las características de la placa *Arduino Ethernet* está la posibilidad de actuar como servidor web integrado para las peticiones que lleguen por el puerto Ethernet. En la imagen de la figura 1.4 puede verse el sencillo diseño de esta página web. Además de permitir cambiar la consigna de velocidad y los parámetros del PID, un *iframe* se actualiza a intervalos regulares de un segundo mostrando en todo momento la velocidad (en $[km/h]$) de la rueda y la señal de control aplicada al controlador del motor.

En el apéndice B se recoge el código completo del controlador.

1.3. Modelo 3D

El diseño de un modelo en 3D tanto de la pinza como del disco de freno responde a 2 necesidades. La primera es disponer de un soporte totalmente adaptado donde poder colocar las bobinas (en el caso de la pinza) y los imanes de neodimio (en el caso del disco de freno). La segunda es aislar la inducción magnética de la influencia del medio, utilizando materiales no ferromagnéticos.

Los modelos comerciales y asequibles de discos de freno están compuestos de acero, con mayor o menor proporción de carbono. A diferencia de otros materiales utilizados en la práctica deportiva de élite, como el titanio o la fibra de carbono, que no son materiales magnéticos, el acero es muy ferromagnético.

Como el presente trabajo no pretende abarcar el estudio de la ciencia de los materiales para diseñar el dispositivo, se opta por replicar las piezas mecánicas de acero, susceptibles de influir en la inducción magnética entre imán y bobina, por piezas idénticas impresas en plástico **ABS** o *acrilonitrilo butadieno estireno* que, como la mayoría de los plásticos, es diamagnético.

Los modelos se diseñan utilizando el software *CREO Parametric* (anteriormente *Pro/ENGINEER*), propiedad de la empresa **PTC Corporation**. Se utilizan también

partes de terceros ofrecidas bajo licencia *Creative Commons* para dibujar una estructura completa de horquilla, llanta, soporte, pinza y disco de freno, para así asegurar que las piezas finales encajen en una horquilla real.

Para la pinza, se parte del modelo ZEE BR-M640 de **Shimano**, disponible en la web [grabcad.com](https://grabcad.com/library/shimano-zee-caliper-1)³, bajo diferentes formatos, incluido CREO. Se modifica el modelo original haciendo unos huecos donde poder encajar hasta 4 bobinas, simétricamente 2 a 2, como se ve en la figura 1.5.

En cuanto al disco de freno, se dibuja desde cero partiendo del disco de 160[mm] de **Tektro**, un modelo real de disco que se vende en tiendas **Decathlon**. Como se puede ver en la figura 1.6, la única diferencia entre el modelo original y la réplica en plástico (aparte del material) es que se aprovecha para diseñar algunos de los orificios de refrigeración más grandes, con el fin de probar imanes de mayor diámetro que el disco original no permite encajar.

Para no dejar totalmente de lado la influencia de los materiales en el proyecto, al final del estudio, una vez una vez establecida la mejor estrategia para rectificar y aprovechar la tensión inducida en las bobinas, se replicará esa misma estrategia con el disco de freno comercial y una pinza de acero o un soporte ferromagnético equivalente, y se comparará la potencia máxima que podemos obtener con cada material. No es un estudio exhaustivo, pero al menos dará una idea de cómo puede afectar permeabilidad magnética del medio envolvente en la inducción, y servirá de orientación sobre cuál sería el mejor material para desarrollar un producto comercial a partir del presente estudio.

1.4. Organización

El trabajo se organiza a lo largo de seis capítulos, estando cada capítulo, excepto el segundo, relacionado con los anteriores.

- Capítulo 1: Introducción. se explica la motivación del trabajo, así como los pormenores de la construcción mecánica del modelo utilizado para simular el movimiento de la bicicleta con una horquilla, un motor eléctrico y un controlador. También se describen las piezas impresas ad-hoc que replican la estructura de una pinza de freno y un disco, pero en material no ferromagnético.
- Capítulo 2: Marco teórico. Se desarrolla un modelo de inducción magnética en una bobina fija por imanes permanentes en movimiento resolviendo un problema de Laplace con condiciones de contorno conocidas. Se utiliza Matlab para comprobar la validez del modelo comparando con resultados obtenidos en una bobina simple.
- Capítulo 3: Circuito equivalente. Utilizando el modelo de inducción magnética y el modelo teórico de una bobina real, se modelan las bobinas reales a utilizar, y la inducción que se espera, como un circuito electrónico que pueda simularse en PSPICE.
- Capítulo 4: Circuitos de potencia para pequeña señal. Se prueban varios tipos de circuitos rectificadores en PSPICE, así como las cargas máximas del circuito. Por último, se ofrecen tres estrategias distintas para rectificar la tensión inducida en las bobinas.

³<https://grabcad.com/library/shimano-zee-caliper-1>



FIGURA 1.5: A la izquierda, pinza de freno modelo ZEE BR-M640 de **Shimano**; a la derecha, el modelo 3D para imprimir en plástico, basado en el mismo modelo, pero modificado para albergar bobinas a uno y otro lado de la pinza

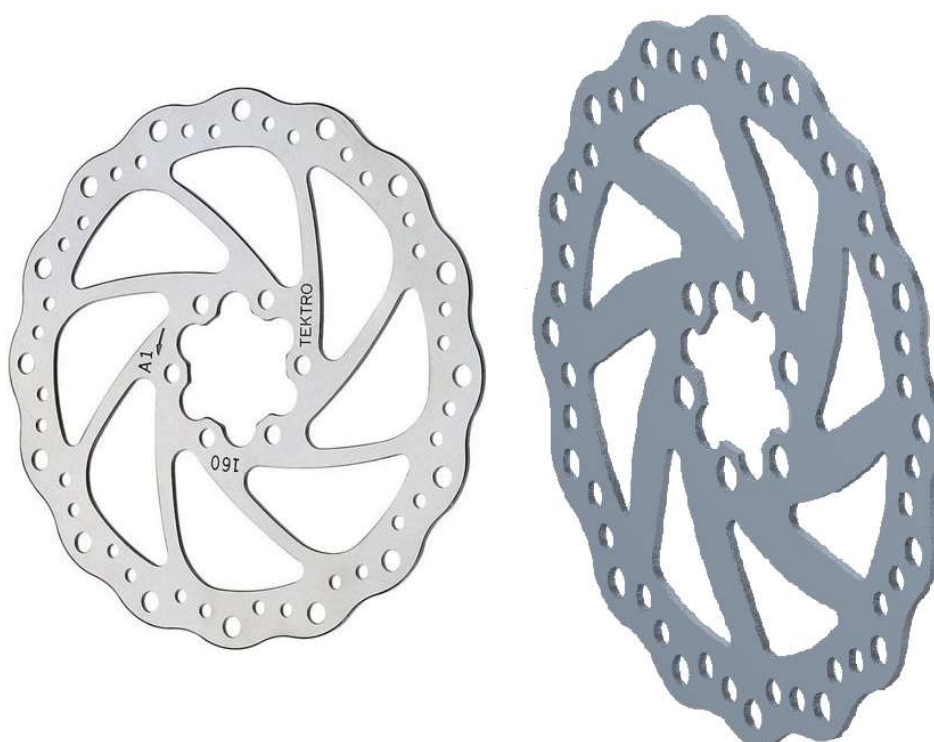


FIGURA 1.6: A la izquierda, disco freno de 160 mm de **Tektro**; a la derecha, el modelo 3D para imprimir en plástico, con los orificios de refrigeración ligeramente mayores, para probar imanes de mayor diámetro

- Capítulo 5: Pruebas de laboratorio. Tras una descripción de la placa prototipo, se prueban los tres diseños del capítulo 4 para evaluar el rendimiento a distintas velocidades. Se prueba el diseño que obtiene un mayor rendimiento en un disco de freno real, para ver el impacto del material pinza-disco de freno en la inducción magnética sobre las bobinas
- Capítulo 6: Conclusiones.

Además, se ofrece en una serie de anexos toda aquella información que por extensa, exhaustiva o irrelevante haría difícil la lectura de los capítulos anteriores.

- Anexo A. Desarrollo en series de Fourier. Se incluye el cálculo exhaustivo de las series de Fourier empleadas, tanto en el capítulo 2 como en el capítulo 3.
- Anexo B. Código. Se incluye todo el código empleado; el controlador de velocidad en Arduino, simulaciones en Matlab, y el código relevante del microcontrolador STM32L0.
- Anexo C. Esquemas. Se incluyen los esquemas de la placa prototipo.

Capítulo 2

Marco teórico

El método para obtener la expresión matemática del flujo magnético en las proximidades del imán permanente es el mismo que en la tesis de acceso público (Jonnalagadda, 2007). Un planteamiento alternativo a un problema similar puede verse en Toh y col., 2014, donde se hace un análisis vectorial para llegar a la expresión del campo magnético y luego se comparan resultados con el software COMSOL.

2.1. Inducción magnética por un imán permanente

El flujo magnético $\vec{B}$, depende de la fuerza del campo magnético $\vec{H}$ y de la magnetización local, que es $\vec{M}$ dentro del imán y 0 fuera.

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.1)$$

El rotacional $\nabla \times$ del campo magnético $\vec{H}$ está definido en la cuarta ecuación de Maxwell (Ley de Ampère), que describe cómo el campo magnético rota alrededor de una densidad de corriente $\vec{J}$. Maxwell añade el desplazamiento de cargas $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ que se produce, por ejemplo, entre las placas de un condensador sin circulación física de cargas:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

Como el campo se debe a un imán permanente, los componentes $\vec{J}$ y $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ son nulos, de forma que la expresión 2.2 queda:

$$\nabla \times \vec{H} = 0 \quad (2.3)$$

La expresión 2.3, que indica la presencia de un campo magnético estático alrededor de un imán permanente, implica también la existencia de un potencial magnético $\psi_m(x, y, z)$ (en adelante, y para abreviar, ψ_m) que es una magnitud escalar. La relación entre $\vec{H}$ y ψ_m es:

$$\vec{H} = -\nabla \psi \quad (2.4)$$

Sustituyendo 2.1 y 2.4, en la segunda ecuación de Maxwell, o ley de Gauss para el magnetismo ($\nabla \cdot \vec{B} = 0$):

$$\nabla \cdot \mu_0(-\nabla \psi + M) = 0 \quad (2.5)$$

Como la magnetización $\vec{M}$ del aire es 0, y la del imán es constante, la expresión 2.5 queda reducida al operador laplaciano ∇^2 o Δ (no confundir con *incremento*) sobre ψ_m

$$\Delta \psi = \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} = 0 \quad (2.6)$$

Una método para dar con una solución que satisfaga se conoce como **separación de variables**. En este método, se asume que la función $\psi(x, z)$ es el producto de dos funciones univariadas. Nada garantiza a priori que 2.7 sea una solución al problema. Pero a partir de ella se intenta llegar a una expresión que podamos sustituir en el problema original para ver si la asunción era correcta.

$$\psi(x, z) = X(x)Z(z) \quad (2.7)$$

Al ser funciones que dependen de una única variable, resulta fácil la sustitución en el problema 2.6:

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 [X(x)Z(z)]}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 [X(x)Z(z)]}{\partial z^2} \quad (2.8)$$

$$= Z(z) \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + X(x) \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} = 0 \quad (2.9)$$

Dividiendo la ecuación anterior entre el producto $X(x)Z(z)$ y manipulando la expresión, obtenemos:

$$\frac{1}{X(x)} \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} = - \frac{1}{Z(z)} \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} \quad (2.10)$$

El lado izquierdo depende sólo de x , mientras que el lado derecho depende sólo de z . Para que la igualdad se cumpla, asumimos que ambos lados deben ser iguales a una constante λ_0 . Por conveniencia, serán iguales a la constante $-\lambda^2 = \lambda_0$, para obtener una ecuación diferencial cuya solución ya es conocida, pero no adelantemos acontecimientos; de momento, sustituyendo, tenemos dos ecuaciones diferenciales:

$$\frac{1}{X(x)} \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} = -\lambda^2 \quad (2.11)$$

$$- \frac{1}{Z(z)} \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} = -\lambda^2 \quad (2.12)$$

Tenemos dos ecuaciones diferenciales cuya solución general es conocida y tiene forma:

$$\frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + \lambda^2 X(x) = 0 \Rightarrow X(x) = \alpha_1 \sin(\lambda x) + \alpha_2 \cos(\lambda x) \quad (2.13)$$

$$\frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} - \lambda^2 Z(z) = 0 \Rightarrow Z(z) = \alpha_3 \sinh(\lambda z) + \alpha_4 \cosh(\lambda z) \quad (2.14)$$

La solución general a la ecuación $\psi(x, z)$ puede escribirse como el producto vectorial de ambas soluciones:

$$\psi(x, z) = [\alpha_1 \sin(\lambda x) + \alpha_2 \cos(\lambda x)] \times [\alpha_3 \sinh(\lambda z) + \alpha_4 \cosh(\lambda z)] \quad (2.15)$$

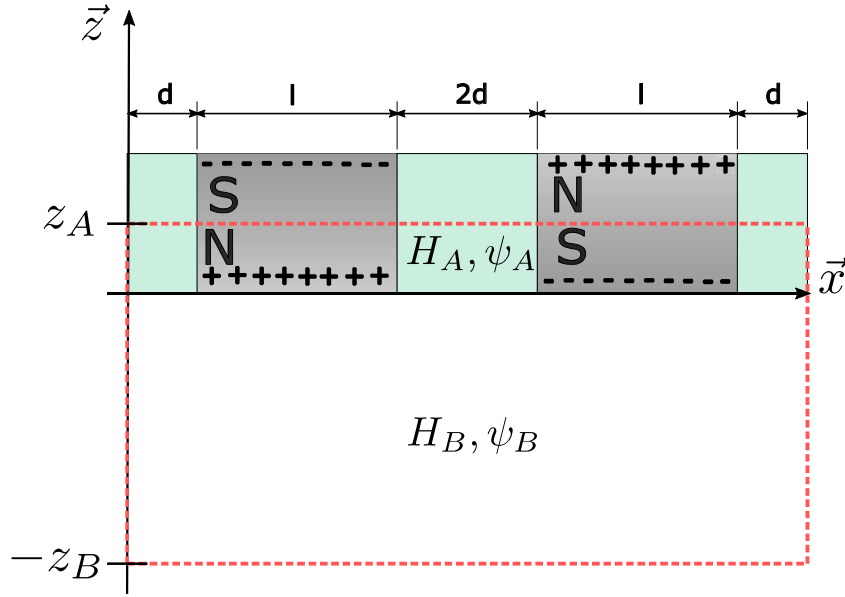


FIGURA 2.1: Geometría del problema para el campo creado por par de imanes permanentes

2.1.1. Condición de frontera $x = 0$

La frontera $x = 0$ se sitúa exactamente entre dos imanes, orientados de forma antiparalela. Por lo tanto, el campo magnético ψ en esta frontera debe ser 0. Sustituyendo en la expresión 2.15:

$$\psi(0, z) = 0 = [\alpha_1 \sin(\lambda 0) + \alpha_2 \cos(\lambda 0)] \times [\alpha_3 \sinh(\lambda z) + \alpha_4 \cosh(\lambda z)] \quad (2.16)$$

$$= [\alpha_2] \times [\alpha_3 \sinh(\lambda z) + \alpha_4 \cosh(\lambda z)] \quad (2.17)$$

La expresión anterior sólo se cumple cuando $\alpha_2 = 0$. La solución general 2.15 queda reducida a:

$$\psi(x, z) = \alpha_1 \sin(\lambda x) [\alpha_3 \sinh(\lambda z) + \alpha_4 \cosh(\lambda z)] \quad (2.18)$$

2.1.2. Condiciones de frontera en $z = 0$

Otra condición de frontera a considerar se encuentra en $z = 0$. Tal como está planteada la ecuación, el problema inicial $\Delta\psi(x, z) = 0$ debe seguir cumpliéndose en $z = 0$

$$\frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial x^2} \Big|_{z=0} + \frac{\partial^2 \psi(x, z)}{\partial z^2} \Big|_z = 0 \quad (2.19)$$

Derivando la expresión 2.18:

$$\Delta\psi(x, 0) = -\alpha_1 \lambda^2 \sin(\lambda x) [\alpha_3 \sinh(0) + \alpha_4 \cosh(0)] \quad (2.20)$$

$$+ \alpha_1 \sin(\lambda x) [\alpha_3 \lambda^2 \sinh(0) + \alpha_4 \lambda^2 \cosh(0)] \quad (2.21)$$

$$= -\alpha_1 \lambda^2 \sin(\lambda x) \alpha_4 + \alpha_1 \sin(\lambda x) \alpha_4 \lambda^2 \quad (2.22)$$

Se sigue cumpliendo, por lo que no es un camino para eliminar constantes. Algunos puntos del plano $z = 0$ presentan una geometría peculiar.

2.1.3. Condición de frontera $z = -z_B$

Hay que encontrar una frontera en $\vec{z}$ donde $\psi(x, z)$ se anule para poder resolver el problema. Si suponemos que a una cierta distancia z_B el potencial magnético ha disminuido tanto que podemos considerarlo nulo, esa será una buena frontera. Por la naturaleza de las ecuaciones, necesitamos hacer un cambio de variable z por $z + z_B$ en 2.18 de forma que la parte de la ecuación dependiente de z se anule en $z = -z_B$.

$$\psi(x, z) = \alpha_1 \sin(\lambda x) [\alpha_3 \sinh(\lambda(z + z_B)) + \alpha_4 \cosh(\lambda(z + z_B))] \quad (2.23)$$

Sustituyendo ahora para $z = z_B$

$$\psi(x, -z_B) = 0 \quad (2.24)$$

$$\alpha_1 \sin(\lambda x) [\alpha_3 \sinh(0) + \alpha_4 \cosh(0)] = 0 \quad (2.25)$$

$$\alpha_1 \sin(\lambda x) [\alpha_3 0 + \alpha_4 1] = 0 \quad (2.26)$$

La única forma de satisfacer la ecuación anterior, es hacer que la constante α_4 sea nula:

$$\psi(x, z) = \alpha_1 \sin(\lambda x) \alpha_3 \sinh(\lambda(z + z_B)) \quad (2.27)$$

2.1.4. Condición de frontera $x = X_s$

Situamos una frontera en el siguiente periodo de repetición; es decir, separada del origen en la misma medida que distan dos imanes orientados igual; esto es, el doble que entre un imán y el siguiente. Con la geometría del problema de la figura 2.1, esta distancia, que llamaremos X_s o periodo de repetición espacial en el eje $\vec{x}$, equivale a $4d + 2l$.

El valor del campo magnético en esta frontera es el mismo que en $x = 0$; es decir:

$$\psi(X_s, z) = 0 = \alpha_1 \sin(\lambda X_s) \alpha_3 \sinh(\lambda(z + z_B)) \quad (2.28)$$

La igualdad anterior sólo es cierta si λX_s es múltiplo de π . Un múltiplo de 2π también cumple esta condición y además impone un valor 0 en medio del intervalo justo en la frontera entre dos imanes:

$$\lambda X_s = 2\pi n \quad n \in \mathbb{N} \quad (2.29)$$

$$\lambda = \frac{2\pi n}{X_s} \quad n \in \mathbb{N} \quad (2.30)$$

Sustituyendo en 2.27:

$$\psi(x, z) = \alpha_1 \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \alpha_3 \sinh\left(\frac{2\pi n(z + z_B)}{X_s}\right) \quad (2.31)$$

Por supuesto, el producto de dos constantes es otra constante. Sustituyendo $\alpha_1 \cdot \alpha_3$ por α :

$$\psi(x, z) = \alpha \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z + z_B)}{X_s}\right) \quad (2.32)$$

2.1.5. División en dos regiones

Se plantean dos regiones para resolver la ecuación diferencial. una región **B** comprende el espacio entre el imán y la frontera z_B . Otra región, **A**, comprende el interior

del imán. Como, por simetría, este campo $\psi_{m,B}(x, z)$ debe tener una frontera donde se anule, situamos dicho punto a una distancia z_A con un criterio parecido al seguido para situar $-z_B$. Las soluciones a la ecuación diferencial para cada región quedan:

$$\psi_A(x, z) = \alpha \sin\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z - z_A)}{X_s}\right) \quad (2.33)$$

$$\psi_B(x, z) = \beta \sin\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z + z_B)}{X_s}\right) \quad (2.34)$$

2.1.6. Potencial conocido en $z = 0$

Para encontrar una solución a un problema Sturm-Liouville, debemos conocer el potencial en una de las frontera, al menos entre sus extremos $x = 0$ y $x = X_s$, donde puede existir una discontinuidad.

En el disco imantado, la densidad magnética σ_m máxima se encuentra en las superficies externas de los imanes, origen y sumidero del campo magnético $\vec{H}$, siendo σ_m la magnitud en la cara N del imán, y $-\sigma_m$ en la cara S del imán. Para calcular el valor del campo $\vec{H}$ en las proximidades del imán, primero hay que dar valor a la densidad magnética en la que se original. El valor será simétrico y al ser un imán permanente, viene dado por el valor de la magnetización del imán M_0 :

$$\sigma_M = \pm \mu_0 M_0 \quad (2.35)$$

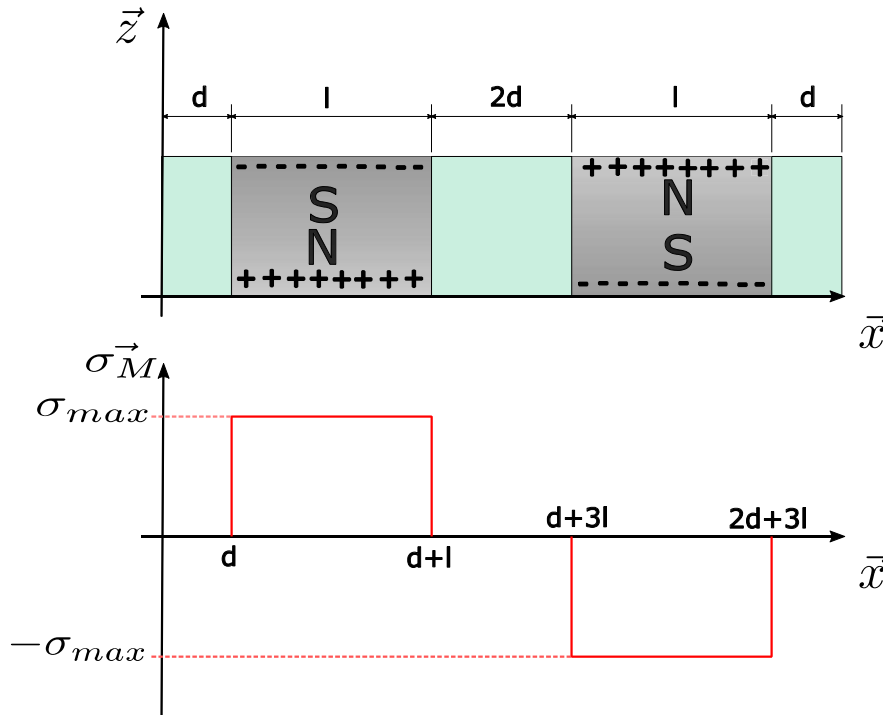


FIGURA 2.2: Función densidad magnética en función de x

Con la carga magnética en los extremos, el valor absoluto de la densidad magnética alcanza su valor máximo en la región $z = 0$. Tal como aparece en la figura 2.2, la función de densidad magnética en el plano $z = 0$ tiene una forma de pulsos espaciados X_s en la misma medida que los imanes. Para el cálculo posterior, será

conveniente expresar esta función en términos de una serie de Fourier: 2.39:

$$\sigma_M(x) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[a_k \cos\left(\frac{2\pi kx}{X_s}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi kx}{X_s}\right) \right] \quad (2.36)$$

Al tener un valor medio 0, el término a_0 es también nulo. Los coeficientes a_k , y b_k , calculados en el apéndice A, son los siguientes:

$$a_k = 0 \quad (2.37)$$

$$b_k = \begin{cases} \frac{4\sigma_{max}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi d}{l+2d}\right) & k \text{ impar} \\ 0 & k \text{ par} \end{cases} \quad (2.38)$$

Quedando la expresión 2.36 reducida a:

$$\sigma_M(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(\frac{2\pi kx}{X_s}\right) \quad (2.39)$$

2.1.7. Condición de continuidad tangencial en $z = 0$

En la interfase entre el imán y el aire en $z = 0$, las componentes $\vec{B}_x$ y $\vec{B}_z$ se conservan. Como en el plano $z = 0$ no puede haber ningún dipolo que provoque magnetismo en la dirección $\vec{x}$, $\vec{B}_x = \vec{H}_x$

$$\vec{B}_{A,x}(x, 0) = \vec{B}_{B,x}(x, 0) \quad (2.40)$$

$$\mu_0 \vec{H}_{A,x}(x, 0) = \mu_0 \vec{H}_{B,x}(x, 0) \quad (2.41)$$

$$\vec{H}_{A,x}(x, 0) = \vec{H}_{B,x}(x, 0) \quad (2.42)$$

$$-\frac{\partial \alpha \sin\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z-z_A)}{X_s}\right)}{\partial x} \Big|_{z=0} = -\frac{\partial \beta \sin\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z+z_B)}{X_s}\right)}{\partial x} \Big|_{z=0} \quad (2.43)$$

$$-\frac{2\pi n\alpha}{X_s} \cos\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z_A)}{X_s}\right) = -\frac{2\pi n\beta}{X_s} \cos\left(\frac{2\pi nx}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z_B)}{X_s}\right) \quad (2.44)$$

$$\alpha \sinh\left(\frac{-2\pi nz_A}{X_s}\right) = \beta \sinh\left(\frac{2\pi nz_B}{X_s}\right) \quad (2.45)$$

En dirección normal En la dirección $\vec{z}$, hemos de tener en cuenta la densidad magnética estimada mediante una serie de Fourier en 2.39. En la región B, el aire, al no

haber magnetismo intrínseco, $\vec{B}_B = \mu_0 \vec{H}_B$

$$\vec{B}_{A,x}(x, 0) = \vec{B}_{B,x}(x, 0) \quad (2.46)$$

$$\mu_0 \vec{H}_{A,z}(x, 0) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(\frac{2\pi k x}{X_s}\right) = \mu_0 \vec{H}_{B,z}(x, 0) \quad (2.47)$$

$$\begin{aligned} -\mu_0 \frac{\partial \alpha \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z-z_A)}{X_s}\right)}{\partial z} \Big|_{z=0} + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(\frac{2\pi k x}{X_s}\right) \dots \\ \dots = -\mu_0 \frac{\partial \beta \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z+z_B)}{X_s}\right)}{\partial z} \Big|_{z=0} \end{aligned} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} -\frac{2\pi n \alpha}{X_s} \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{-2\pi n z_A}{X_s}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(\frac{2\pi k x}{X_s}\right) \dots \\ \dots = -\frac{2\pi n \beta}{X_s} \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \end{aligned} \quad (2.49)$$

La igualdad se cumple para cualquier valor de k igual a n . Además, $\cosh$ es una función par, por lo que $\cosh(-z_A) = \cosh(z_A)$, $z_A \in \mathbb{R}$:

$$\begin{aligned} -\frac{2\pi n \alpha}{X_s} \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2\pi k n}{X_s}\right) \dots \\ \dots = -\frac{2\pi n \beta}{X_s} \sin\left(\frac{2\pi n x}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \\ b_n = \frac{2\pi n \alpha}{X_s} \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) - \frac{2\pi n \beta}{X_s} \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \end{aligned} \quad (2.50)$$

Sustituyendo α y β de la expresión 2.45 en 2.51 y manipulando algebraicamente, obtenemos la expresión para calcular α y β a partir de valores conocidos:

$$\alpha_n = \frac{b_n \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right)}{\frac{\mu_0 2\pi n}{X_s} \left(\sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) + \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \right)} \quad (2.52)$$

$$\beta_n = \frac{-b_n \sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right)}{\frac{\mu_0 2\pi n}{X_s} \left(\sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) + \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \right)} \quad (2.53)$$

Con:

$$b_n = \begin{cases} \frac{4\sigma_{max}}{n\pi} \cos\left(\frac{2\pi n d}{X_s}\right) & n \text{ impar} \\ 0 & n \text{ par} \end{cases} \quad (2.54)$$

Pudiendo expresar el potencial magnético en cada región A y B en función de las coordenadas (x, z) como el sumatorio de una serie:

$$\psi_A(x, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \sin\left(\frac{2\pi n x}{2(l+2d)}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z - z_A)}{2(l+2d)}\right) \quad (2.55)$$

$$\psi_B(x, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin\left(\frac{2\pi n x}{2(l+2d)}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z + z_B)}{2(l+2d)}\right) \quad (2.56)$$

2.2. Ajuste del modelo a los imanes de neodimio

Para simular el campo magnético en las condiciones de trabajo, antes debemos medir las condiciones de frontera reales y el valor del potencial magnético en, al menos, una de las fronteras.

2.2.1. Equipo

El equipo de medición es un teslámetro, referencia 13610-90 de la empresa **PHY-WE Systeme GmbH & Co. KG** (figura 2.3). Se ha utilizado la sonda axial de medida, referencia 13610-01 de la misma marca. Las medidas se han realizado en la escala de los 1000[mT].

El diámetro de la sonda es de unos 3 mm, la misma que la de los imanes, por lo que habrá que estimar el valor de la densidad magnética σ_M a partir del máximo obtenido midiendo en el centro del imán.



FIGURA 2.3: Teslámetro modelo 13610-90

2.2.2. Mediciones

De acuerdo con la hoja de datos del fabricante, la precisión midiendo un campo magnético estático es del $\pm 2[mT]$ en la escala de $1000[mT]$. Para asegurar la repetitividad de las medidas, se toman series de muestras, y se calcula la media obtenida, ofreciendo el resultado final con una resolución de $5[mT]$.

Aunque los imanes estén en posición circular, dado que el radio $\vec{r}$ al que se sitúan es mucho mayor que el diámetro de los mismos $3 \cdot 10^{-3}[m]$ y la escasa distancia entre dos imanes al tomar la medida $\simeq 7 \cdot 10^{-3}m$, se hace una aproximación lineal, donde el vector $\vec{x}$ se toma en sentido tangencial a la circunferencia que une los centros de dos imanes consecutivos.

La tabla 2.1 recoge las medidas a una distancia de $100[\mu m]$ de la superficie de los imanes (coordenada del eje $\vec{z} = 0,5 \cdot 10^{-3}$, tomadas con ayuda de una galga de material no ferromagnético y $\simeq 500\mu m$ de espesor. La posición inicial en $x = 0$ se considera la frontera entre dos imanes orientados de forma antiparalela, con un campo magnético nulo. Se toman series de 3 muestras para cada posición, y se calcula la media.

En la tabla 2.2 se recogen las mediciones hechas a lo largo del eje $\vec{z}$ en el mismo punto del eje $\vec{x}$. El valor $x = 3500[\mu m]$ corresponde con el eje del primer imán. Se hace series de 2 mediciones y se calcula la media.

2.2.3. Parámetros

Con las mediciones, obtenemos los siguientes parámetros para las fronteras del problema inicial:

x_0 o punto inicial donde el valor del potencial magnético es 0 a lo largo del eje $\vec{z}$. $x_0 = 0[m]$.

X_S periodo de repetición, o punto del eje $\vec{x}$ donde el potencial magnético vuelve a ser 0 a lo largo del eje $\vec{z}$. $X_S = 15 \cdot 10^{-3}[m]$

z_B o punto del eje $\vec{z}$ donde el potencial magnético se considera constante para todo x . $z_B = -15 \cdot 10^{-3}[m]$

z_A o punto del eje $\vec{z}$ donde el potencial magnético se anula dentro del imán. Para un imán de $6 \times 2[mm]$, es el punto medio. $z_A = 1 \cdot 10^{-3}[m]$.

l o diámetro del imán, en este caso un imán de $6 \times 2[mm]$. $d = 6 \cdot 10^{-3}[m]$.

d o la mitad del espacio entre dos imanes. $d = \frac{1}{4}(X_S - 2l) = 15 \cdot 10^{-3}[m]$.

$\pm \sigma_{M,max}$ o densidad magnética máxima en las caras N y S del imán. Es igual a la remanencia magnética B_r del imán y depende del material utilizado en su construcción. Según las especificaciones del fabricante, el material es neodimio N42, con un valor aproximado $\sigma_{M,max} = 1,28 \cdot 10^{-3}[T]$

El valor de $\sigma_{M,max}$ es mejor que el ofrecido por el fabricante para un neodimio N42. El hecho de tener dos imanes unidos en vez de un imán puro, también puede afectar a este valor, por lo que se ajusta el valor de $\sigma_{M,max}$ que mejor ajuste la curva

CUADRO 2.1: Campo magnético (en $[mT]$), medido en el eje $z = 0$, a $500[\mu m]$ de distancia de los imanes

$\vec{x}[mm]$	$\psi(x, 500[\mu m])[mT]$
0	0
3	10
6	5
9	-5
12	-50
15	-90
17	-230
18	-290
19	-240
21	-95
24	-50
27	-5
30	5
33	-5
36	0
39	-5
42	-15
45	5
48	50
51	90
53	210
54	270
55	215
57	100
60	40
63	10
66	-5
69	-10
72	0

CUADRO 2.2: Campo magnético (en $[mT]$), medido en la dirección del eje $\vec{z}$ con valores fijos de $\vec{x}$

$\vec{z}[\mu m]$	$\psi(5400[\mu m], z)[mT]$
1000	270
1500	255
2500	230
3500	190
4500	152
5500	117
6500	98
7500	78
8500	47
10000	10
15000	4
20000	1

del magnetismo en el eje del imán las mediciones reales, sobre todo en la zona donde se situará la bobina (a partir de 1 ó 2 [mm] de distancia). $\pm\sigma_{M,max} = \pm 0,8 \cdot 10^{-3} [T]$.

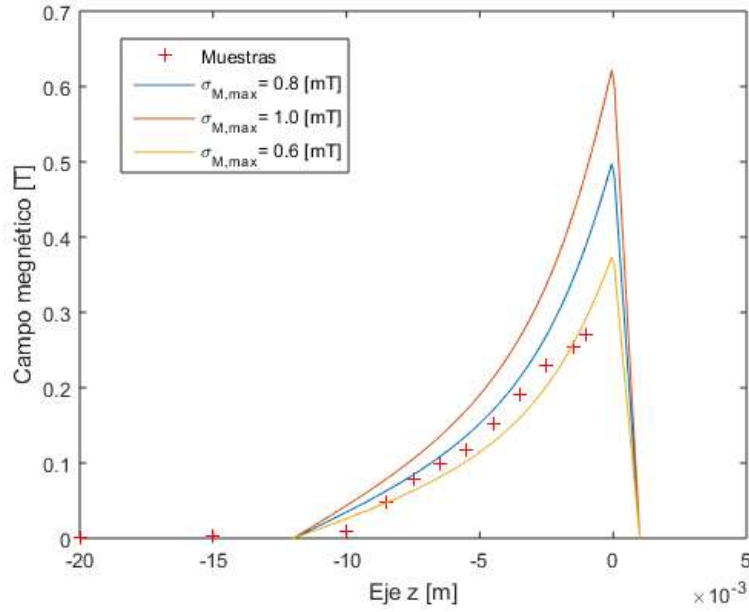


FIGURA 2.4: Ajuste del parámetro sigma a las mediciones reales

Una vez ajustado el parámetro $\sigma_{M,max}$, en la figura 2.5 comprobamos el ajuste con las mediciones de la tabla 2.1, tomadas a una distancia de 1 [mm] sobre el eje z, a lo largo del recorrido de dos imanes consecutivos. En la figura 2.4 se hace lo propio con los resultados de la tabla 2.2.

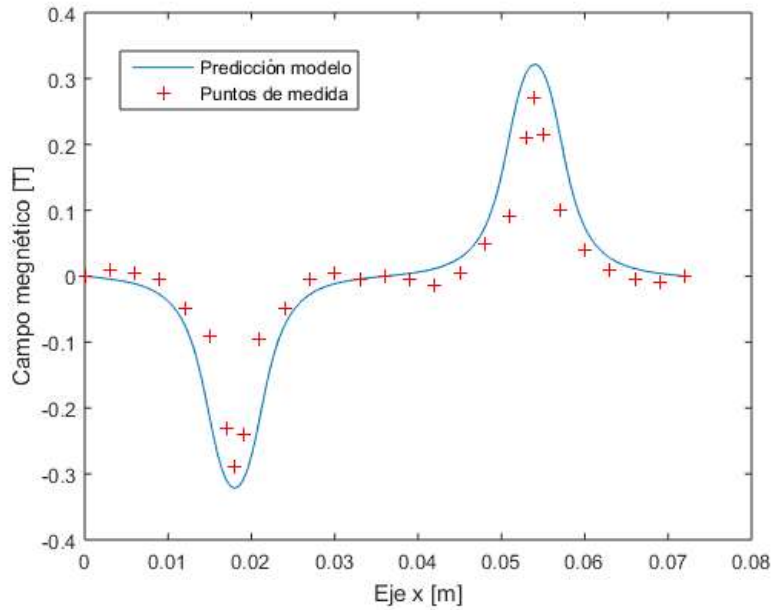


FIGURA 2.5: Predicción y medidas reales del campo magnético en el eje $\vec{x}$

Por último, la figura muestra 2.6 una representación 3D del modelo de campo magnético como una malla.

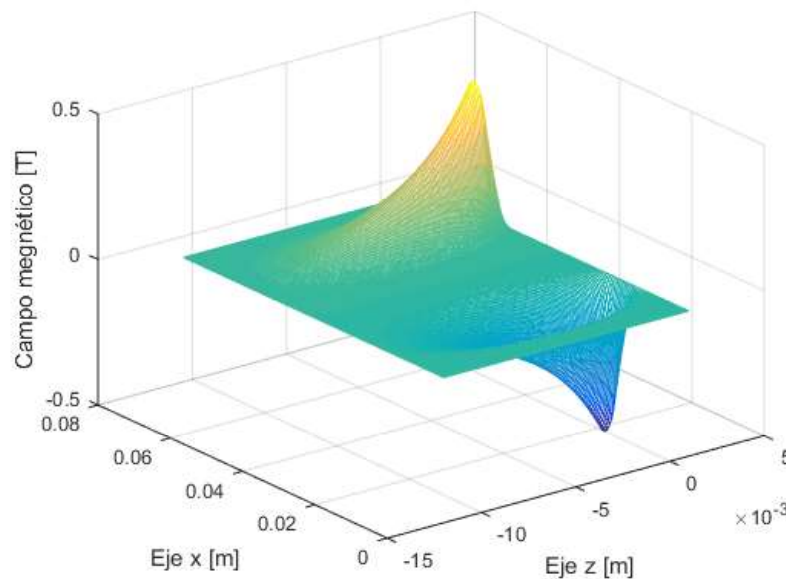


FIGURA 2.6: Representación 3D del campo magnético creado por un par de imanes permanentes, según modelo.

El ajuste no es malo, sobre todo en las zonas donde se alojará la bobina. Presenta un ajuste similar al que hicieron (Cheung, 2004) en su estudio sobre un modelo para aprovechar la energía de las vibraciones. Desarrollaron el modelo de una bobina atravesando el campo magnético creado por un imán permanente a través de una simulación por ordenador mediante el método de elementos finitos, con un modelo simple basado en una senoide.

2.3. Tensión inducida en una bobina al variar el campo magnético

La figura 2.7 muestra la geometría del problema cuando una bobina o inductancia se mueve en sentido del eje $\vec{x}$, a una distancia fija sobre el eje $\vec{z}$, en las proximidades de un imán permanente. Aunque en el problema real se desplacen los imanes sobre la bobina, el movimiento relativo es equivalente al de la bobina desplazándose sobre el imán.

Simplificación Se ha mencionado anteriormente que, para simplificar, y dado que la distancia entre dos imanes es mucho menor que el radio donde se posicionan, se simplifica el problema considerando un desplazamiento a lo largo de unos ejes rectilíneos.

El flujo magnético total que atraviesa la bobina viene dado por la expresión 2.57, siendo N el número de espiras de la bobina y Φ_m el flujo medio que atraviesa cada espira. Normalmente es más fácil calcular ϕ_m y multiplicar por el número de espiras,

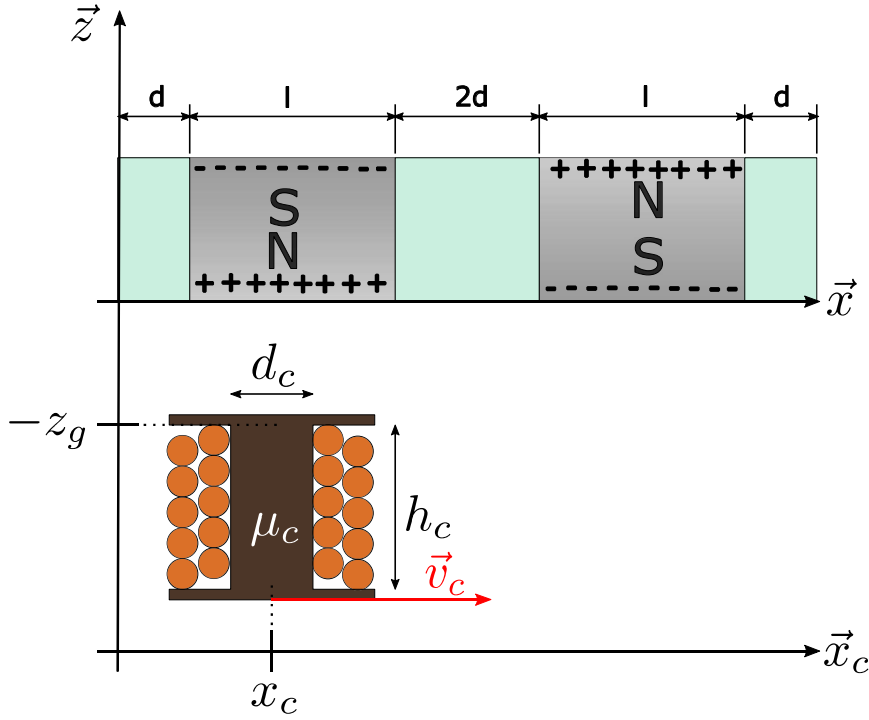


FIGURA 2.7: Geometría del movimiento de una bobina en las proximidades de un imán permanente

pero en este caso se va a considerar el flujo total que atraviesa la bobina.

$$\lambda_m = N\phi_m \quad (2.57)$$

El flujo magnético λ_m procedente del imán que atraviesa la bobina viene dado por la ecuación 2.58, donde A es la sección del núcleo de la bobina, y θ el ángulo entre campo magnético $\vec{B}$ y el eje de la bobina.

$$\lambda_m = N\vec{B}A \cos(\theta) \quad (2.58)$$

Simplificando, consideramos sólo el flujo magnético que crea la componente $\vec{B}_z$.

$$\lambda_m = N\vec{B}_z A \quad (2.59)$$

La variación de flujo magnético está relacionada con la aparición del campo eléctrico mediante la **Ley de Faraday**, recogida en la **ecuación de Maxwell**:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.60)$$

Para el caso particular de un solenoide, la tensión $\varepsilon[V]$ inducida en bornes depende de la variación de flujo magnético $\vec{B}_c$ en sentido axial:

$$\varepsilon = -N \frac{d\vec{B}_c \cdot A}{dt} = -\frac{d\lambda_m}{dt} \quad (2.61)$$

La inducción magnética $\vec{B}$ en el interior de la bobina será igual a la permeabilidad magnética del núcleo de la bobina (μ_c), que vamos a suponer ferrita, por la

intensidad del campo magnético $\vec{H}$:

$$\vec{B}_z(x, z) = \mu_c \vec{H}_z(x, z) \quad (2.62)$$

Combinando 2.61 con 2.62:

$$\frac{\varepsilon}{N} = -\frac{\partial \mu_c \vec{H}_z \cdot A}{\partial t} \quad (2.63)$$

El valor de $\vec{H}_z$ no es constante en toda la superficie A del núcleo de la bobina; ¿qué valor tomar? Una forma sería proceder tomando diferenciales de superficie donde el valor de la variación de potencial magnético fuese constante. Otro, mucho más sencillo, es considerar en todo momento el potencial en el centro de la circunferencia, la coordenada x_c , como un valor aproximado del potencial en todo el área. Como integramos a lo largo de todo el eje $\vec{z}$, será una asunción precisa.

$$\vec{B}_z(x_c, z) \cdot A = \mu_c \vec{H}_z(x_c, z) \cdot A \quad (2.64)$$

El valor $\vec{H}_z$ tampoco es constante a lo largo del eje $\vec{z}$. No sólo influye la posición de la bobina, fijada a una distancia $-z_g$ sobre el eje $\vec{z}$, sino también, dentro de la bobina, la posición de la espira a considerar. Si considerásemos sólo una espira, escogeríamos el valor de $\vec{z}$ donde se encuentre la espira; pero como queremos calcular un hipotético *voltaje inducido por vuelta* que podamos multiplicar por el número N de espiras de la bobina para calcular el *voltaje inducido de la bobina*, hemos de tomar un valor medio, suponiendo que las espiras se distribuyen uniformemente a lo largo de la altura h_c de la bobina

$$\vec{B}_z(x_c) = \mu_c \overline{\vec{H}_z(x_c, z)} = \mu_c \frac{1}{h_c} \int_{-z_g}^{-z_g-h_c} \vec{H}_z(x_c, z) dz \quad (2.65)$$

La intensidad del campo magnético en la dirección del eje de la bobina es la derivada parcial del potencial calculado en 2.56 en la región B :

$$\vec{H}_z(x, z) = -\frac{\partial \psi_B(x, z)}{\partial z} \quad (2.66)$$

Sustituyendo 2.66 en 2.65:

$$\vec{B}_z(x_c) = \mu_c \frac{1}{h_c} \int_{-z_g}^{-z_g-h_c} -\frac{\partial \psi_B(x_c, z)}{\partial z} dz \quad (2.67)$$

$$= \mu_c \frac{1}{h_c} [-\psi_B(x_c, z)]_{-z_g}^{-z_g-h_c} \quad (2.68)$$

$$= \mu_c \frac{\psi_B(x_c, -z_g - h_c) - \psi_B(x_c, -z_g)}{h_c} \quad (2.69)$$

Sustituyendo la expresión anterior en 2.63:

$$\frac{\varepsilon(t)}{N} = -\frac{d}{dt} \vec{B}_z(x_c) \cdot A \quad (2.70)$$

Haciendo un cambio de variable y considerando la velocidad $\vec{v}_c$ constante:

$$\frac{\varepsilon(x_c)}{N} = -A \frac{d}{dx_c} \vec{B}_{c_z}(x_c) \frac{d}{dt} x_c \quad (2.71)$$

$$= -A \frac{d}{dx_c} \vec{B}_{c_z}(x_c) \vec{v}_c \quad (2.72)$$

$$= \frac{-A\mu_c}{h_c} \left(\frac{d\psi_B(x_c, -z_g - h_c)}{dx} - \frac{d\psi_B(x_c, -z_g)}{dx} \right) \vec{v}_c \quad (2.73)$$

$$= \frac{-A\mu_c}{h_c} \left(\frac{\partial \psi_B(x, z)}{\partial x} \Big|_{x=x_c, z=-z_g-h_c} - \frac{\partial \psi_B(x, z)}{\partial x} \Big|_{x=x_c, z=-z_g} \right) \vec{v}_c \quad (2.74)$$

$$= \frac{A\mu_c}{h_c} \left(\vec{H}_x(x_c, -z_g - h_c) - \vec{H}_x(x_c, -z_g) \right) \vec{v}_c \quad (2.75)$$

Sustituyendo la derivada parcial del potencial magnético $\psi_B(x, z)$ respecto a x en la expresión anterior:

$$\begin{aligned} \frac{\varepsilon(x_c)}{N} &= \frac{-A\mu_c}{h_c} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\pi n \beta_n}{2(l+2d)} \cos \left(\frac{2\pi n x_c}{2(l+2d)} \right) \sinh \left(\frac{2\pi n (-z_g - h_c + z_B)}{2(l+2d)} \right) \right. \\ &\quad \left. - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\pi n \beta_n}{2(l+2d)} \cos \left(\frac{2\pi n x_c}{2(l+2d)} \right) \sinh \left(\frac{2\pi n (-z_g + z_B)}{2(l+2d)} \right) \right) \vec{v}_c \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{-A\mu_c}{h_c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\pi n \beta_n}{2(l+2d)} \cos \left(\frac{2\pi n x_c}{2(l+2d)} \right) \left(\sinh \left(\frac{2\pi n (-z_g - h_c + z_B)}{2(l+2d)} \right) \right. \\ &\quad \left. - \sinh \left(\frac{2\pi n (-z_g - h_c + z_B)}{2(l+2d)} \right) \right) \vec{v}_c \end{aligned} \quad (2.77)$$

2.4. Tensión esperada en los bornes de una bobina real

El problema de trasladar el modelo para obtener la tensión en una bobina a una bobina real es que el parámetro N o número de vueltas de la bobina es normalmente desconocido. Otros parámetros como la altura h_c , el área transversal del núcleo A , o la permeabilidad magnética μ_c del mismo se pueden estimar.

Una fórmula aceptada que permite calcular la autoinducción L en relación con las características físicas de la bobina es la siguiente:

$$L = \frac{N^2 \mu_c A}{h_c} \quad (2.78)$$

Sin embargo, la fórmula 2.78 no se puede aplicar en cualquier circunstancia. Sólo se cumple cuando el circuito magnético que atraviesa el núcleo es cerrado, homogéneo, y no satura el material del núcleo.

2.4.1. Características de la bobina

En esta sección se utilizará una bobina comercial, de conocida autoinductancia $L = 100[mH]$, modelo *RL622-104K-RC* de **BOURNS**, la misma que en la figura 2.8.

El datasheet nos ofrece la siguiente información.

- L o coeficiente de autoinductancia. $L = 100 \cdot 10^{-3}[H]$
- Tolerancia. $\pm 10\%$

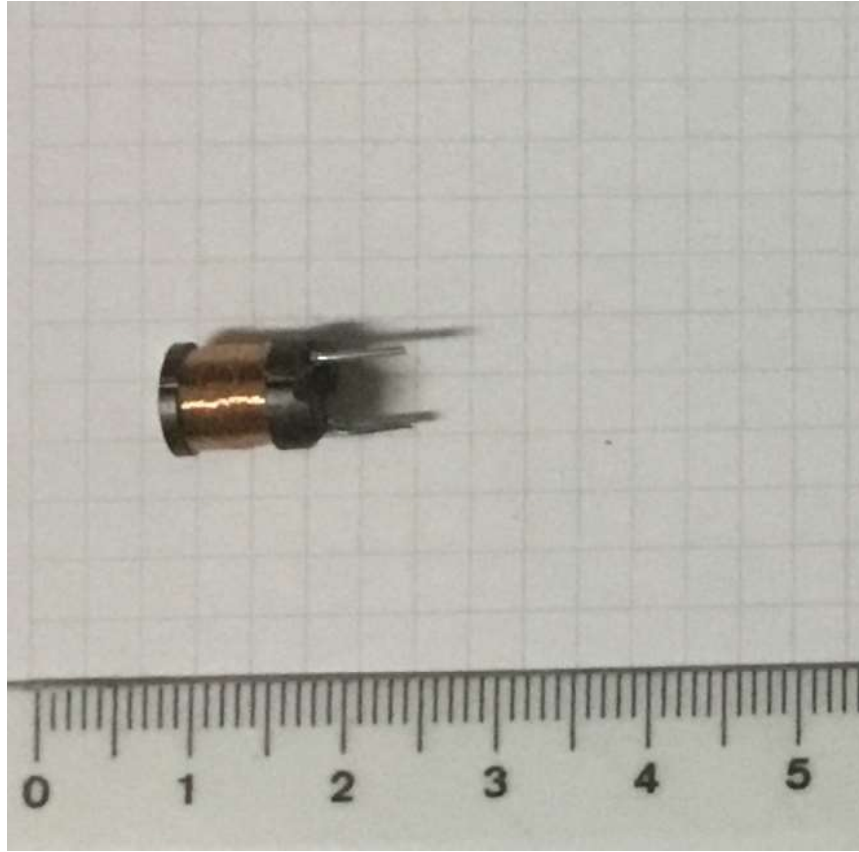


FIGURA 2.8: Bobina de $100[mH]$ tras desnudarle la cubierta

- SRF o frecuencia de resonancia. $SRF = 0,1 \cdot 10^6 [Hz]$
- DCR o resistencia DC. $DCR = 235[\Omega]$
- i_{max} o intensidad máxima. $i_{max} = 0,02[A]$
- Material del núcleo: ferrita.

Permeabilidad magnética El término *ferrita* designa una familia de aleaciones de hierro α (en estructura cristalina CCI), con una permeabilidad magnética muy variable. Al carecer de más información, se toma la permeabilidad magnética del hierro comercial como μ_c . Para obtener μ_c , hay que multiplicar la permeabilidad relativa del hierro, 1200, con la permeabilidad magnética del vacío μ_0 . $\mu_r = 1884 \cdot 10^{-6} [N \cdot A^{-2}]$

Longitud de la bobina La longitud se obtiene retirando la cubierta y midiendo longitudinalmente el espacio que ocupa el devanado. $h_c = 6 \cdot 10^{-3} [m]$

Diámetro del núcleo El diámetro d_c se obtiene rompiendo y midiendo el diámetro interior más el grosor del devanado de uno de los lados. $d_c = 5 \cdot 10^{-3} [m]$

Área Puesto que la forma del núcleo es redonda, la superficie se obtiene a partir del diámetro d_c . $A = \pi(d_c/2)^2 = 19,63 \cdot 10^{-6} [m^2]$

Número de vueltas El número de vueltas se desconoce, y se estima mediante la fórmula 2.78, sabiendo que es una estimación. $N \simeq \sqrt{\frac{Lh_c}{\mu_c A}} \simeq 150[\text{vueltas}]$. El número obtenido es irreal; rompiendo y examinando la bobina, ésta cifra debe ser superior a las 1000 vueltas. Se toma finalmente $N = 4000$, como un valor arbitrario que ajusta las tensiones obtenidas en el laboratorio, y verosímil tras observar la densidad del devanado una vez desmontada la bobina.

2.4.2. Dependencia de la f.e.m. inducida en función de la distancia de la bobina respecto al imán

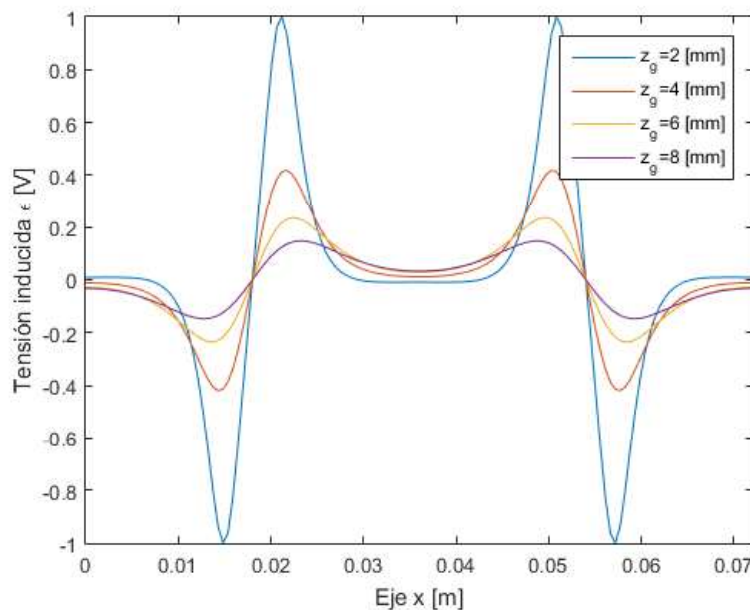


FIGURA 2.9: Tensión inducida en la bobina a diferentes distancias en $\bar{z}$

Un factor importante es la distancia en el eje $\bar{z}$ a la que situamos la bobina. Técnicamente, como la armadura ya tiene un espesor de 1 mm, considerando que hay que dejar un espacio mínimo entre el disco y la bobina, la distancia mínima a considerar será de 2 [mm].

En la simulación de la figura 2.9 partimos de una posición mínima de $2 \cdot 10^{-3}[m]$ de distancia, y se aumenta la distancia hasta los $7 \cdot 10^{-3}[m]$ de distancia, manteniendo una velocidad constante de $15[km/h]^1$.

2.4.3. Dependencia de la f.e.m. inducida en función de la velocidad de la bobina

De acuerdo con 2.63, la tensión inducida tiene una relación lineal con la velocidad.

¹ $15[km/h]$ es la velocidad de la bicicleta; la velocidad lineal de los imanes se obtiene multiplicando por el cociente del el radio respecto al centro (aprox, $r = 75[mm]$) y el radio de la rueda ($R = 320[mm]$).

CUADRO 2.3: Tensión máxima [V] inducida en la bobina, a una velocidad de 15 [km/h]

$\vec{z}[mm]$	$\varepsilon \text{ max [V]}$
2	1,00
4	0,42
6	0,24
8	0,15

2.5. Posición alternativa

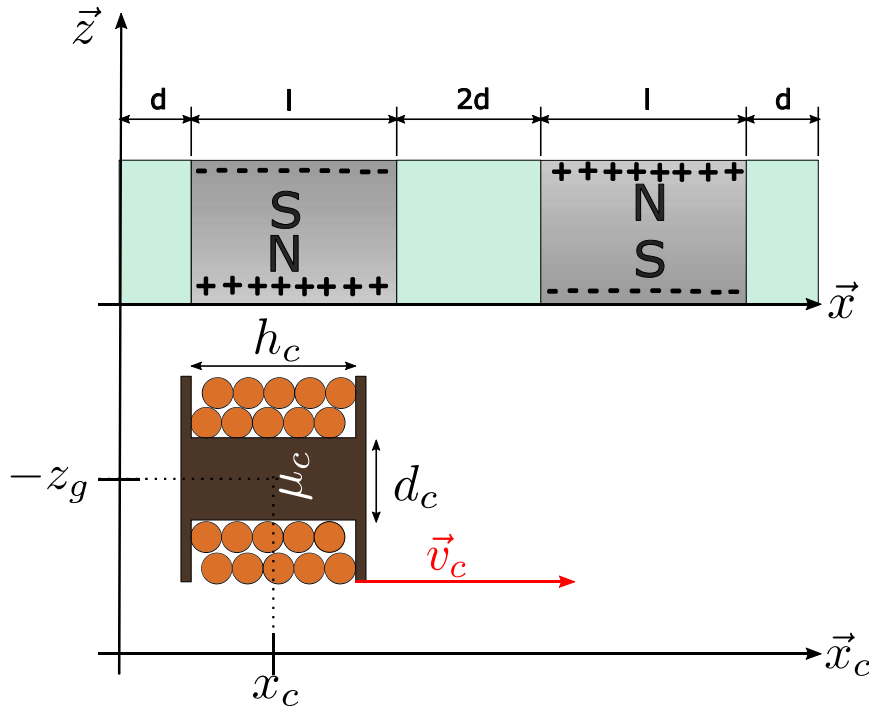


FIGURA 2.10: Geometría alternativa del movimiento de una bobina en las proximidades de un imán permanente

Dado que el modelo ofrece una aproximación razonable al problema, podemos utilizarlo para simular una configuración alternativa antes de probarla en el modelo real. Por ejemplo: Si orientamos la bobina en sentido $\vec{x}$ del desplazamiento, en vez de en sentido $\vec{z}$, como en la figura 2.10 ¿qué tensión podemos esperar? ¿mejora en algo el modelo propuesto?

En primer lugar, la variación de campo magnético $\vec{B}$ que provoca tensión será esta vez en la dirección $\vec{x}$. La posición en el eje $\vec{z}$ será fija.

$$\frac{\varepsilon}{N} = \frac{d\vec{B}_{cx}}{dt} \quad (2.79)$$

Con las salvedades necesarias, es casi inmediato utilizar el modelo anterior. En este caso, tomando como campo magnético $\vec{B}$ constante en una sección de area el

CUADRO 2.4: Tensión máxima [V] inducida en la bobina, con su eje orientado perpendicularmente a los imanes, a una velocidad constante de 15 [km/h]

$\vec{z}[\text{mm}]$	$\varepsilon \text{ max [V]}$
4	0,94
6	0,45
8	0,22
10	0,09

campo magnético del centro geométrico de la circunferencia:

$$\vec{B}_{c_x}(x_c) \cdot A = \mu_c \vec{H}_c(x_c, -z_g) \cdot A \quad (2.80)$$

Además, considerando una espira ideal que ocupe todo el ancho de la bobina, calculamos la variación de campo en sentido $\vec{x}$ como la variación media a lo largo de todo el eje de la bobina:

$$\vec{B}_{c_x}(x_c) = \mu_c \overline{\vec{H}_x(x_c, -z_g)} = \mu_c \frac{1}{h_c} \int_{x_c - \frac{h_c}{2}}^{x_c + \frac{h_c}{2}} \vec{H}_x(x, -z_g) dx \quad (2.81)$$

$$= \mu_c \frac{1}{h_c} \int_{x_c - \frac{h_c}{2}}^{x_c + \frac{h_c}{2}} -\frac{\partial \psi_B(x, -z_g)}{\partial x} dx \quad (2.82)$$

$$= \mu_c \frac{1}{h_c} [\psi_B(x, -z_g)]_{x_c - \frac{h_c}{2}}^{x_c + \frac{h_c}{2}} \quad (2.83)$$

$$= \mu_c \frac{\psi_B(x_c + \frac{h_c}{2}, -z_g) - \psi_B(x_c - \frac{h_c}{2}, -z_g)}{h_c} \quad (2.84)$$

Sustituyendo 2.84 en 2.79 y haciendo un cambio de variable suponiendo la velocidad $\vec{v}_x$ constante:

$$\frac{\varepsilon(x_c)}{N} = -A \frac{d}{dx_c} \vec{B}_{c_x}(x_c) \frac{dx_c}{dt} \quad (2.85)$$

$$= \frac{-A\mu_c}{h_c} \left(\frac{d\psi_B(x_c + \frac{h_c}{2}, -z_g)}{dx} - \frac{d\psi_B(x_c - \frac{h_c}{2}, -z_g)}{dx} \right) \vec{v}_c \quad (2.86)$$

$$= \frac{-A\mu_c}{h_c} \left(\left. \frac{d\psi_B(x, z)}{dx} \right|_{x=x_c + \frac{h_c}{2}, z=-z_g} - \left. \frac{d\psi_B(x, z)}{dx} \right|_{x=x_c - \frac{h_c}{2}, z=-z_g} \right) \vec{v}_c \quad (2.87)$$

$$= \frac{A\mu_c}{h_c} \left(\vec{H}_x(x_c + \frac{h_c}{2}, -z_g) - \vec{H}_x(x_c - \frac{h_c}{2}, -z_g) \right) \vec{v}_c \quad (2.88)$$

Tras simular con los mismos parámetros de la bobina anterior, pero esta vez empezando a una distancia $z_g = 4[\text{mm}]$, que es la mínima separación posible dejando un espacio de $1[\text{mm}]$ de aire entre la armadura de la bobina y el imán, los resultados de tensión máxima se recogen en la tabla 2.4.

Como se puede observar en la figura 2.11, de esta forma obtenemos unas tensiones de amplitud máxima muy similar al caso anterior, donde tanto el eje de la bobina como el eje del imán se orientaban en la misma posición. Sin embargo, sólo tenemos un ciclo aprovechable por cada imán, mientras que en el caso anterior teníamos dos semiciclos aprovechables por cada imán.

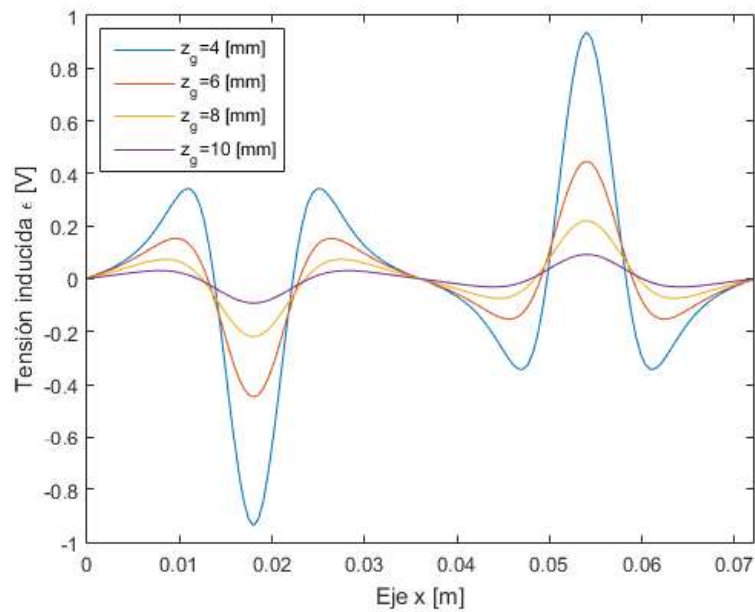


FIGURA 2.11: Tensión inducida en la bobina orientada perpendicularmente al eje de los imanes, a diferentes distancias en $\vec{z}$

2.6. Conclusiones

Aproximación del modelo El modelo es una aproximación no exacta al problema; presenta mejor aproximación que considerar el campo magnético como una función seno, simple, pero no es un método tan fiable como un programa de cálculo numérico que permita resolver las ecuaciones de Maxwell por el método de diferencias finitas.

Método teórico-práctico Para ajustar las condiciones de frontera del problema de Sturm-Liouville, además de asunciones teóricas, se han necesitado mediciones reales de campo magnético, lo que induce una fuente de posible error. Además, otros parámetros como el número de vueltas de la bobina utilizada, también se han estimado aproximando el comportamiento teórico del modelo al comportamiento real observado.

Dependencia de la tensión inducida con la distancia El principal factor para inducir la mayor tensión posible en la bobina es la distancia.

Dependencia de la tensión inducida con la velocidad del imán Ésta dependencia es lineal, y no es tan importante como la distancia de la bobina respecto al disco.

Dependencia de la tensión inducida con la geometría del problema Aunque se ha optado por alinear los ejes de los imanes permanentes con los ejes de las bobinas, el modelo muestra que alinear las bobinas en sentido perpendicular al eje de los imanes induce una tensión con una forma diferente, pero unos picos máximos similares.

Ventaja de alinear los ejes de las bobinas con los ejes de los imanes Obtenemos dos semiciclos aprovechables por cada imán.

Ventaja de alinear los ejes de las bobinas perpendicularmente con los ejes de los imanes La distancia de separación separación entre el disco y la bobina se vuelve menos crítica.

Capítulo 3

Circuito equivalente

Una vez obtenido el modelo de inducción magnética de los imanes en movimiento, en este capítulo se busca obtener un modelo de inducción magnética en una bobina real desde el punto de vista electrónico. Para ello, se considera el modelo de bobina real, y se estiman sus parámetros para los dos inductores que presentan mejores resultados de inducción, la bobina **BOURNS** de $100[mH]$ y la bobina **TAIYO YUDEN** de $150[mH]$.

Además, se aproxima la tensión obtenida en la bobina mediante los primeros términos de una serie de Fourier, de forma que la inducción del conjunto bobina - imán pueda simularse en un programa como **PSPICE**.

3.1. Modelo real de una bobina

En el modelo de tensión inducida en una bobina a través de un campo magnético variable (creado por las líneas de campo de un imán en movimiento respecto a la posición de la bobina), el primer elemento de interés electrónico es la bobina.

La posibilidad de tener un buen modelo del comportamiento electrónico de la bobina evitará abordar el problema desde un punto de vista físico. Con frecuencia, las simplificaciones requeridas para abordar un proceso físico con la garantía de obtener un modelo práctico hacen que el comportamiento de dicho modelo se aleje de la realidad. Los circuitos electrónicos, pese a ser una simplificación de los fenómenos físicos electromagnéticos, son una forma robusta de representar fenómenos reales teniendo en cuenta los conceptos de potencial, corriente eléctrica, potencia y energía¹.

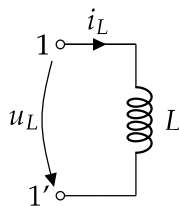


FIGURA 3.1: Símbolo de una bobina ideal de autoinductancia L

El modelo ideal de bobina se representa en la figura 3.1. En el modelo ideal, se cumple la relación entre tensión e intensidad de la ecuación 3.1, también llamada *Ecuación de la bobina*. De forma análoga, la ecuación 3.2 expresa la intensidad.

¹En el artículo de Moon y Leeb, 2015 se modela una fuente de *Energy Harvesting* similar, pero aplicado a un transformador no ideal, con una verificación experimental muy precisa.

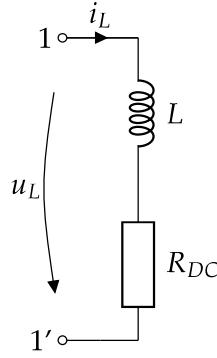


FIGURA 3.2: Una resistencia en serie modela la resistencia CC de la bobina real

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.1)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_t u_L(t) dt \quad (3.2)$$

La magnitud L caracteriza una bobina, y es su coeficiente de autoinducción, que se define como el cociente entre el flujo magnético que atraviesa el núcleo de las espiras y la intensidad de corriente que circula $\frac{\phi}{I}$. El coeficiente de autoinducción depende de la geometría de las espiras y de la permeabilidad magnética relativa que compone el interior del solenoide. La unidad del *Sistema Internacional* es el **Henrio** $[H]$, aunque en electrónica es más común hablar de milihenrios $[mH]$ o microhenrios $[\mu H]$.

De la *ecuación de la bobina* 3.2 se desprende que se comporta como un cortocircuito ante una tensión continua entre bornes (la intensidad $i(t)$ tiende a infinito), o que una intensidad continua no genera diferencia de potencial entre los bornes. Aunque aproximadamente éste sea el comportamiento, una bobina real puede tolerar una pequeña diferencia de tensión entre bornes sin que la intensidad que circule crezca hasta infinito o abraza, por efecto Joule, el aislante del devanado interno. De la misma manera, siempre que circule una intensidad de corriente continua, aparecerá también una pequeña diferencia de tensión entre los bornes.

Esto es debido a la resistividad del propio material, que aunque sea mínima como en el caso del cobre², no es despreciable dada la longitud total del devanado que normalmente construye una bobina, así como la escasa sección del conductor. Esta resistencia puede modelarse como un elemento R_{DC} en serie con la bobina. Aunque es un valor relativamente pequeño comparado con la reactancia de la bobina a altas frecuencias, no puede desecharse cuando hay corriente continua o frecuencias de trabajo muy bajas. Se incluye esta resistencia R_{DC} en el modelo de la figura 3.2.

Si la bobina tiene un núcleo de material ferromagnético, éste introduce otra desviación respecto al comportamiento ideal. Pérdidas debidas al ciclo de histéresis y a *corrientes de Foucault* dentro del núcleo se modelan como una resistencia en paralelo a la inductancia, de forma que disipe en condiciones de corriente alterna la misma cantidad de potencia que la bobina real, tal como se muestra en la figura 3.3.

El valor de esta resistencia depende de la frecuencia, por lo que se modela como una resistencia variable.

²La resistividad del $[Cu]$ es una de las más bajas, $1,71 \cdot 10^{-8} [\Omega m]$ a $25[^\circ C]$.

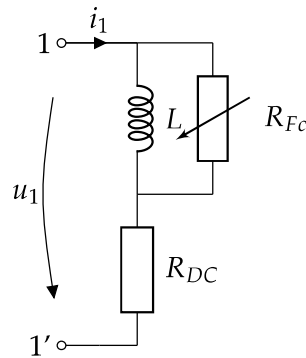


FIGURA 3.3: La resistencia R_{Fc} modela las pérdidas del núcleo en corriente alterna.

Para minimizar las pérdidas³, el material empleado en la construcción de los núcleos de las bobinas es una aleación de acero y silicio, o bien ferrita, que presenta un ciclo de histéresis aún más reducido.

La cercanía de las espiras unas con otras produce también un efecto capacitivo parásito C_p en las bobinas. De muy bajo valor, sólo se manifiesta a frecuencias altas, donde la bobina deja de comportarse como una reactancia lineal y empieza a disminuir su resistencia al paso de corriente a partir de una frecuencia de resonancia f_0 . El estudio de O'Hara, 1993 utiliza un modelo muy parecido al utilizado aquí. En cuanto a cómo abordar posibles no linealidades, en Q. Sun, Patil, N. X. Sun y col., 2013 se abordan algunos de estos efectos en la construcción de un modelo de *Energy Harvesting*.

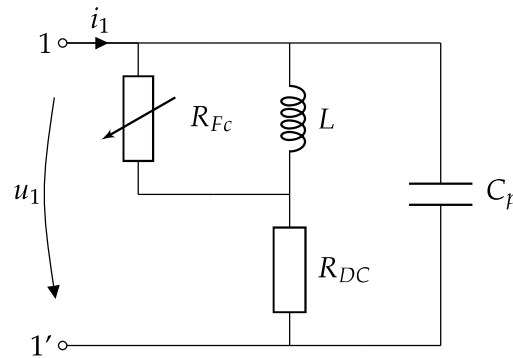


FIGURA 3.4: El condensador C_p en paralelo con la bobina y la resistencia modela el efecto capacitivo parásito entre espiras

Es una capacidad de muy poca magnitud que sólo afecta a frecuencias muy altas, y se modela en paralelo con la inductancia y la resistencia, como en la figura 3.4. En nuestro caso, al trabajar con frecuencias bajas, bien podría despreciarse, pero puede calcularse con facilidad.

3.1.1. Función de transferencia

Si omitimos el componente R_{Fc} , que es variable y depende de la frecuencia y el grado de saturación del núcleo ferromagnético, el modelo de bobina real de la figura

³Carpio y col., 2009, p. 193.

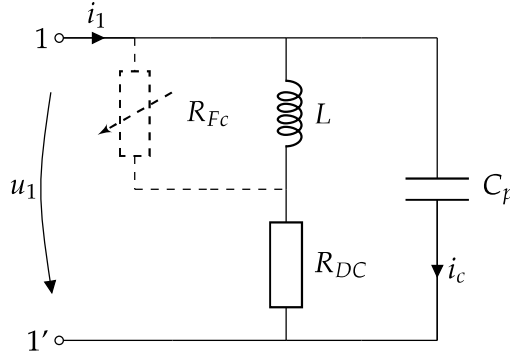


FIGURA 3.5: Modelo clásico de una bobina real.

3.5 es un modelo aceptado en la mayoría de libros de texto⁴. Artículos como el de Q. Sun, Patil, Stoute y col., 2012 utilizan también este modelo.

La función de transferencia que relaciona $i_1(t)$ y $u_1(t)$ en el dipolo de la figura 3.5, puede escribirse como:

$$U_1(s) = I_1(s)(Ls + R_{DC}) \quad (3.3)$$

$$U_1(s) = (I_1(s) - I_c(s))(Ls + R_{DC}) \quad (3.4)$$

$$U_1(s) = (I_1(s) - C_p s U(s))(Ls + R_{DC}) \quad (3.5)$$

$$U_1(s)(1 + C_p R_{DC} s + C_p L s^2) = I_1(s)(Ls + R_{DC}) \quad (3.6)$$

$$Z_1(s) = \frac{U_1(s)}{I_1(s)} = \frac{Ls + R_{DC}}{1 + C_p R_{DC} s + C_p L s^2} \quad (3.7)$$

Suponiendo un régimen permanente:

$$Z_1(\omega j) = \frac{L\omega j + R_{DC}}{1 + C_p R_{DC} \omega j + C_p L (\omega j)^2} \quad (3.8)$$

En la ecuación 3.8, vemos que ante una señal continua ($f = 0$), la impedancia es R_{DC} , y que ante un valor nulo de C_p , la impedancia es la suma de R_{DC} y $j\omega L$. Asimismo, si existe una capacidad, la impedancia se hace nula ante una frecuencia infinita.

A bajas frecuencias, y con un valor de C_p menor en varios órdenes de magnitud a R_{DC} , la impedancia en función de la frecuencia sigue una pendiente recta del tipo:

$$|Z(\omega)_L| = \sqrt{L^2 + (\omega + R_{DC})^2} \quad (3.9)$$

La expresión 3.9 será útil para determinar la inductancia L de la bobina midiendo su impedancia a bajas frecuencias. Asimismo, midiendo la intensidad ante una tensión continua ($\omega = 0$), podemos conocer la resistencia R_{DC} .

No se pueden probar frecuencias infinitas en el laboratorio, pero sí es cierto que existe un valor f_0 , a partir del cual disminuye la impedancia al aumentar la frecuencia. Dicho valor se conoce como frecuencia de resonancia, y es una característica de cada bobina.

⁴Existen mejores modelos, como el de Green, 2001, con correcciones más matemáticas que conceptuales que permiten ajustar mejor otros parámetros tales como el factor Q de una bobina real.

La impedancia aumenta hasta un máximo. Reescribiendo en términos de admitancia se ve más claro

$$I_1(j\omega) = \frac{U_1(j\omega)}{R_{DC} + Lj\omega} + \frac{U_1(j\omega)}{\frac{1}{C_p j\omega}} \quad (3.10)$$

$$\frac{I_1(j\omega)}{U_1(j\omega)} = Y_1(j\omega) = \frac{1}{R_{DC} + Lj\omega} \cdot \frac{R_{DC} - Lj\omega}{R_{DC} - Lj\omega} + C_p \omega j \quad (3.11)$$

$$Y_1(j\omega) = \frac{R_{DC} - Lj\omega}{R_{DC}^2 - L^2\omega^2} + C_p \omega j \quad (3.12)$$

$$Y_1(j\omega) = \frac{R_{DC}}{R_{DC}^2 - L^2\omega^2} - j \left(\frac{L\omega}{R_{DC}^2 - L^2\omega^2} + C_p \omega \right) \quad (3.13)$$

La bobina entra en resonancia a una frecuencia ω_0 tal que la parte imaginaria de la ecuación anterior se anule. Al anularse, la admitancia toma un valor mínimo, lo que equivale a decir que la impedancia toma un valor máximo.

$$\frac{L\omega_0}{R_{DC}^2 - L^2\omega_0^2} + C_p \omega_0 = 0 \quad (3.14)$$

$$\omega_0 \left(\frac{L + C_p R_{DC}^2 - C_p L^2 \omega_0^2}{R_{DC}^2 - L^2 \omega_0^2} \right) = 0 \quad (3.15)$$

Una solución es $\omega_0 = 0$; la otra solución es:

$$\omega_0^2 = \frac{L + C_p R_{DC}^2}{C_p L^2} = \frac{1 + \frac{C_p}{L} R_{DC}^2}{C_p L} \quad (3.16)$$

La expresión 3.16 será útil para determinar la capacidad parásita de una bobina real una vez se haya encontrado su frecuencia de resonancia y el valor de su inductancia.

$$C_p L^2 \omega_0^2 - C_p R_{DC}^2 = L \quad (3.17)$$

$$C_p = \frac{L}{L^2 \omega_0^2 - R_{DC}^2} \quad (3.18)$$

Para frecuencias muy grandes, el producto $L^2 \omega_0^2$ es mucho mayor a R_{DC}^2 , y puede simplificarse $L^2 \omega_0^2 - R_{DC}^2$ como $L^2 \omega_0^2$. Haciendo el cambio:

$$C_p \simeq \frac{L}{L^2 \omega_0^2} \quad (3.19)$$

$$C_p \simeq \frac{1}{L \omega_0^2} \quad (3.20)$$

3.2. Tensión inducida en la bobina

¿Cómo modelar la tensión inducida en la bobina? Al no tratarse de una bobina acoplada magnéticamente con otra, sino sometida a la variación cuasi continua de flujo magnético, se modelará en serie como una fuente $u_0(t)$ de tensión dependiente del tiempo. En apartados posteriores, la fuente se modelará como una suma de fuentes sinusoidales, escogiendo un número limitado de términos.

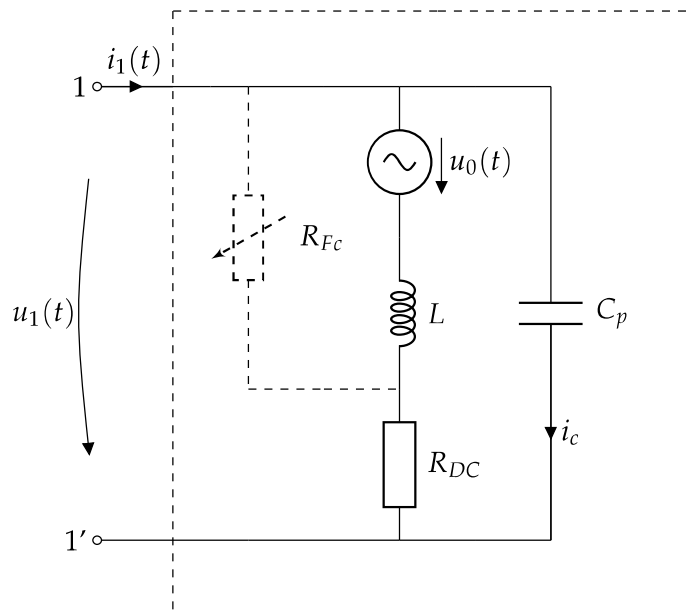


FIGURA 3.6: Modelo final propuesto de una bobina real con una tensión variable $u_0(t)$ inducida en circuito abierto

Dicha variación de tensión es efecto directo de una variación de campo magnético, por lo que contribuye a la saturación magnética en conjunción con la variación de campo magnético que la variación de intensidad produce en la bobina. Por ello se decide modelar en serie con la inductancia, y dejar la resistencia R_{DC} y el condensador C_p en paralelo con el conjunto.

La figura 3.6 muestra el modelo equivalente final, conservando la estructura de dipolo, donde la tensión entre bornes será un cierto valor $u_1(t)$ que, al tener componentes activos en configuración, no tendrá una relación lineal con $i_1(t)$.

3.3. Modelo bobina de 100 mH

Tratando de aplicar lo expuesto sobre bobinas reales, se obtiene el modelo equivalente una bobina comercial de $L = 100[mH]$, fabricada por **BOURNS**, modelo *RL622-104K-RC*.

3.3.1. Información de la hoja de datos

La hoja de datos ofrece información sobre la autoinductancia L esperada, la máxima resistencia R_{DC} , la intensidad máxima admisible, o la frecuencia de resonancia, pero no ofrece información sobre la capacidad parásita.

- L o coeficiente de autoinductancia. $L = 100 \cdot 10^{-3}[H]$
- Tolerancia. $\pm 10\%$
- SRF o frecuencia de resonancia. $SRF = 0,1 \cdot 10^6[Hz]$
- DCR o resistencia DC. $DCR = 235[\Omega]$
- i_{max} o intensidad máxima. $i_{max} = 0,02[A]$
- Material del núcleo: ferrita.

3.3.2. Medidas de laboratorio

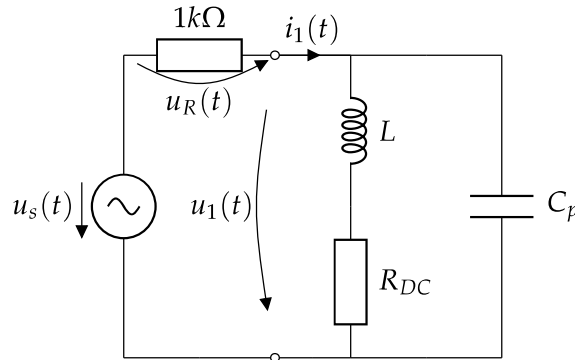


FIGURA 3.7: Montaje de laboratorio para medir la impedancia de una bobina real

En el montaje de la figura 3.7, se utiliza un generador de funciones, para generar una onda senoidal, de amplitud fija a 10[V] a la que se hace variar de frecuencia. Para cada frecuencia, se mide la caída de tensión en una resistencia precisa de 1[kΩ], para tener el valor de la $i_1(t)$ en el osciloscopio, así como su desviación respecto a la tensión $u_s(t)$ medida en grados.

Se obtienen las medidas de la tabla 3.1. Se calcula asimismo el valor absoluto de la impedancia $|Z_s|$ vista desde la fuente, y el valor de la reactancia de esa impedancia X_s , considerando el ángulo de la intensidad respecto a la tensión $u_s(t)$.

CUADRO 3.1: Amplitud tensiones a distintas frecuencias en la bobina de 100 mH

$f[Hz]$	$U_s(f)[V]$	$I_1(f)[mA]$	$\text{Ang}(I_1(f)[^\circ])$	$ Z_s(f) [\Omega]$	$X_s(f)[\Omega]$
0	10	$8,2 \cdot 10^{-3}$	0	$1,22 \cdot 10^3$	0
10	10	$8,2 \cdot 10^{-3}$	0,5	$1,22 \cdot 10^3$	10,6
100	10	$8,1 \cdot 10^{-3}$	3	$1,23 \cdot 10^3$	64,6
$1 \cdot 10^3$	10	$7,5 \cdot 10^{-3}$	27	$1,33 \cdot 10^3$	605
$10 \cdot 10^3$	10	$1,6 \cdot 10^{-3}$	75	$6,25 \cdot 10^3$	$6,03 \cdot 10^3$
$100 \cdot 10^3$	10	$75 \cdot 10^{-6}$	88	$133 \cdot 10^3$	$133 \cdot 10^3$
$135 \cdot 10^3$	10	$4 \cdot 10^{-6}$	89	$2,5 \cdot 10^6$	$2,500 \cdot 10^6$
$140 \cdot 10^3$	10	$8 \cdot 10^{-6}$	89	$1,25 \cdot 10^6$	$1,25 \cdot 10^6$
$150 \cdot 10^3$	10	$27 \cdot 10^{-6}$	88	$370 \cdot 10^3$	$370 \cdot 10^3$
$200 \cdot 10^3$	10	$95 \cdot 10^{-6}$	87	$105 \cdot 10^3$	$105 \cdot 10^3$
$300 \cdot 10^3$	10	$200 \cdot 10^{-6}$	85	$50 \cdot 10^3$	$49,8 \cdot 10^3$
$400 \cdot 10^3$	10	$300 \cdot 10^{-6}$	85	$33,3 \cdot 10^3$	$33,2 \cdot 10^3$
$500 \cdot 10^3$	10	$388 \cdot 10^{-6}$	85	$25,8 \cdot 10^3$	$25,7 \cdot 10^3$
$1 \cdot 10^6$	10	$74 \cdot 10^{-6}$	82	$13,5 \cdot 10^3$	$13,4 \cdot 10^3$

Resistencia DC Cuando la frecuencia es 0, se somete al conjunto a una tensión continua. La única impedancia es real. Restando el valor de 1000[Ω], que es la resistencia utilizada para medir la intensidad, al valor absoluto de la impedancia de la primera fila, tenemos el valor de la resistencia R_{DC} .

$$R_{DC} = 219,5 \quad [\Omega] \quad (3.21)$$

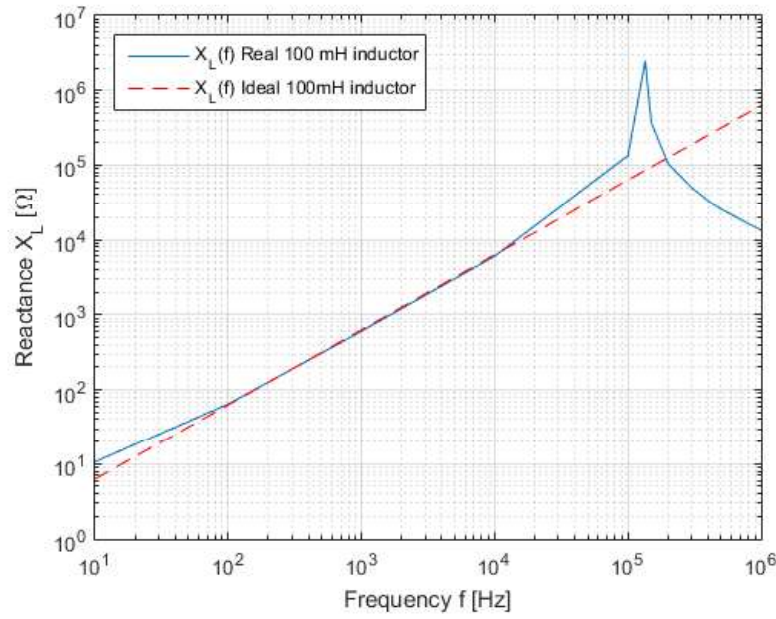


FIGURA 3.8: Medidas de reactancia en una bobina real de 100 mH

Inductancia A bajas frecuencias, la reactancia tiene una relación lineal con la frecuencia. Para una inductancia ideal, $Z_L(f) = jL\omega$. En la figura 3.8 se ve que, efectivamente, para bajas frecuencias las medidas tomadas se aproximan a la recta ideal de pendiente L que seguiría una inductancia ideal. El primer valor se desvía del esperado debido a la falta de precisión para medir el ángulo de la intensidad respecto a la tensión. El valor de la pendiente en este tramo es el valor de L en la bobina real.

$$L = 96,3 \cdot 10^{-3} \text{ [H]} \quad (3.22)$$

Capacitancia parásita Cuando se somete al conjunto a su frecuencia de resonancia, la inductancia toma un valor máximo. En este caso, se observa $f_0 = 135 \text{ [kHz]}$. Sustituyendo $\omega_0 = 2\pi f_0$ en la ecuación 3.20, obtenemos el valor de la capacidad parásita de la bobina:

$$C_p \simeq \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi 135 \cdot 10^3)^2 96,3 \cdot 10^{-3}} = 14,4 \cdot 10^{-12} \text{ [F]} \quad (3.23)$$

3.3.3. Validez

Con una pinza para medir componentes electrónicos, a 1000 Hz , obtenemos una resistencia R_{DC} de $218,4 \text{ [Ω]}$, y una inductancia L de $97,85 \cdot 10^{-3} \text{ [H]}$, resultados que concuerdan con el datasheet y con el método anterior. Serán éstos los valores utilizados para simular el comportamiento de la bobina en **PSpice**.

3.4. Modelo bobina de 150 mH

La bobina de 150 [mH] es una bobina comercial fabricada por **TAIYO YUDEN**, modelo *LHL10NB154J*. Se sigue el planteamiento análogo a la bobina de 100 mH .

CUADRO 3.2: Amplitud tensiones a distintas frecuencias en la bobina de 150 mH

$f[\text{Hz}]$	$U_s(f)[\text{V}]$	$I_1(f)[\text{mA}]$	$\text{Ang}(I_1(f)[^\circ])$	$ Z_s(f) [\Omega]$	$X_s(f)[\Omega]$
0	10	$8,10 \cdot 10^{-3}$	0	$1,234 \cdot 10^3$	0
10	10	$8,00 \cdot 10^{-3}$	0,5	$1,250 \cdot 10^3$	10,9
100	10	$7,70 \cdot 10^{-3}$	4	$1,298 \cdot 10^3$	90,6
$1 \cdot 10^3$	10	$6,50 \cdot 10^{-3}$	35,5	$1,538 \cdot 10^3$	893
$10 \cdot 10^3$	10	$1,10 \cdot 10^{-3}$	81	$9,090 \cdot 10^3$	8978
$20 \cdot 10^3$	10	$550 \cdot 10^{-6}$	85,5	$18,2 \cdot 10^3$	$18,1 \cdot 10^3$
$30 \cdot 10^3$	10	$380 \cdot 10^{-6}$	87,5	$26,3 \cdot 10^3$	$26,3 \cdot 10^3$
$40 \cdot 10^3$	10	$250 \cdot 10^{-6}$	88,5	$40,0 \cdot 10^3$	$40,0 \cdot 10^3$
$50 \cdot 10^3$	10	$140 \cdot 10^{-6}$	89	$71,4 \cdot 10^3$	$71,4 \cdot 10^3$
$80 \cdot 10^3$	10	$23 \cdot 10^{-6}$	89,5	$435 \cdot 10^3$	$435 \cdot 10^3$
$87 \cdot 10^3$	10	$6 \cdot 10^{-6}$	89,5	$1,67 \cdot 10^6$	$1,67 \cdot 10^6$
$90 \cdot 10^3$	10	$10 \cdot 10^{-6}$	89,5	$1 \cdot 10^6$	$1,00 \cdot 10^6$
$100 \cdot 10^3$	10	$40 \cdot 10^{-6}$	89	$250 \cdot 10^3$	$250 \cdot 10^3$
$200 \cdot 10^3$	10	$260 \cdot 10^{-6}$	88,5	$38,5 \cdot 10^3$	$38,4 \cdot 10^3$
$300 \cdot 10^3$	10	$400 \cdot 10^{-6}$	87,5	$25 \cdot 10^3$	$25,0 \cdot 10^3$
$400 \cdot 10^3$	10	$550 \cdot 10^{-6}$	85	$18,2 \cdot 10^3$	$18,1 \cdot 10^3$
$500 \cdot 10^3$	10	$650 \cdot 10^{-6}$	84	$15,4 \cdot 10^3$	$15,3 \cdot 10^3$
$1 \cdot 10^6$	10	$1,24 \cdot 10^{-3}$	80	$8,06 \cdot 10^3$	$7,94 \cdot 10^3$

3.4.1. Información de la hoja de datos

La hoja de datos ofrece información sobre el factor Q , la autoinductancia L esperada, la máxima resistencia R_{DC} , la intensidad máxima admisible, o la frecuencia de resonancia, pero no ofrece información sobre la capacidad parásita.

- L o coeficiente de autoinductancia. $L = 150 \cdot 10^{-3}[\text{H}]$
- Tolerancia. $\pm 5\%$
- Q o factor de calidad. 30
- SRF o frecuencia de resonancia. $\text{SRF} = 69 \cdot 10^3[\text{Hz}]$
- DCR o resistencia DC. $\text{DCR} = 300[\Omega]$
- $i_{\max}$ o intensidad máxima. $i_{\max} = 0,035[\text{A}]$
- Material del núcleo: ferrita.

3.4.2. Medidas de laboratorio

Siguiendo el mismo montaje de la figura 3.7, y el mismo procedimiento de la sección anterior, se recogen las medidas de amplitud de la tensión $U_s(f)$, $I_1(f)$, su ángulo, el valor absoluto de Z_s y el valor de la reactancia X_s para diferentes frecuencias $f[\text{Hz}]$ en la tabla 3.2.

Resistencia DC Restando el valor de $1000[\Omega]$ al valor absoluto de la impedancia de la primera fila, tenemos el valor de la resistencia R_{DC} .

$$R_{DC} = 234,6 \quad [\Omega] \quad (3.24)$$

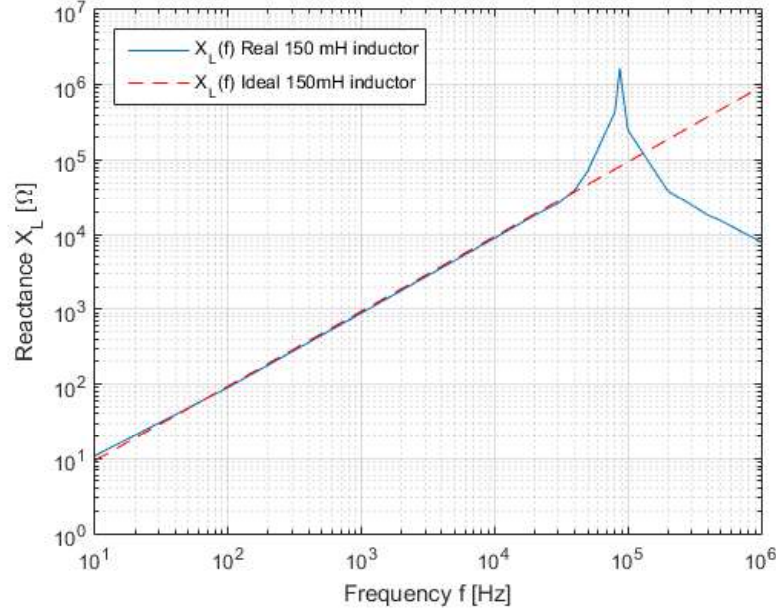


FIGURA 3.9: Medidas de reactancia en una bobina real de 150 mH

Inductancia A bajas frecuencias, la reactancia tiene una relación lineal con la frecuencia. En la figura 3.9 se ve que para bajas frecuencias las medidas tomadas se aproximan a la recta ideal de pendiente L que seguiría una inductancia ideal. El valor de la pendiente en este tramo es el valor de L en la bobina real.

$$L = 144,2 \cdot 10^{-3} \quad [H] \quad (3.25)$$

Capacitancia parásita Cuando se somete al conjunto a su frecuencia de resonancia, la inductancia toma un valor máximo. En este caso, se observa $f_0 = 87[kH]$. Sustituyendo $\omega_0 = 2\pi f_0$ en la ecuación 3.20, obtenemos el valor de la capacidad parásita de la bobina:

$$C_p \simeq \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi 87 \cdot 10^3)^2 144,2 \cdot 10^{-3}} = 23,2 \cdot 10^{-12} [F] \quad (3.26)$$

3.4.3. Validez

Con una pinza para medir componentes electrónicos, a $1000Hz$, obtenemos una resistencia R_{DC} de $246,2[\Omega]$, y una inductancia L de $145,8 \cdot 10^{-3}[H]$, resultados que concuerdan con el datasheet y con el método anterior. Serán éstos los valores utilizados para simular el comportamiento de la bobina en **PSPICE**.

3.5. Señal de tensión

La señal de tensión entre los bornes de la bobina, en ausencia de una carga, y con los imanes orientados en la misma dirección, tiene el patrón mostrado en la figura 3.10. Se aproxima la señal mediante una senoide, cuya frecuencia es mayor que la frecuencia de repetición, siendo su valor nulo entre el final de una repetición y el comienzo de la siguiente.

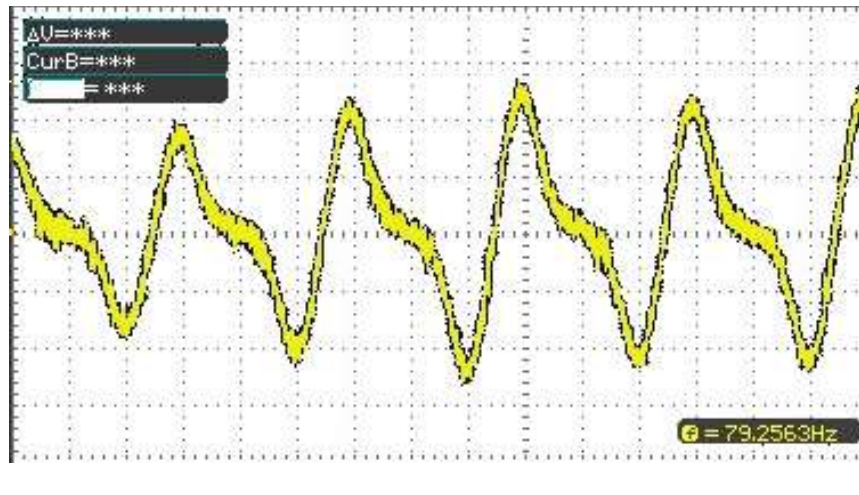


FIGURA 3.10: Captura de la señal de tensión en el osciloscopio

Si tratamos la tensión obtenida en los bornes de las inductancias como una señal periódica, una forma de aproximarla para cálculos teóricos será mediante una serie de Fourier.

3.5.1. Características de la señal

Velocidad Casi todas las medidas dependerán de la velocidad de la bicicleta. La relación entre la velocidad lineal y la velocidad angular será una proporción fija que sólo depende del radio de la rueda. Con una llanta de rueda de 26" (aprox. 66cm), la relación es la siguiente, siendo ω la velocidad angular de la rueda en radianes por segundo.

$$\omega[\text{rad/s}] = 2\pi[\text{rad}] \frac{v[\text{m/s}]}{2\pi \cdot 0,33[\text{m}]} = 2\pi[\text{rad}] \frac{v[\text{m/s}]}{2,073[\text{m}]} \quad (3.27)$$

Frecuencia de repetición La frecuencia de repetición es función de la velocidad. Se produce una repetición con cada paso del imán por la bobina. Sabiendo que hay 16 imanes por vuelta, la relación entre la frecuencia y la velocidad $v[\text{m/s}]$ será ecuación 3.28. Para una velocidad de 15[km/h], la frecuencia de la señal será de 32[Hz] aproximadamente.

$$f_c(v[\text{m/s}])(\text{Hz}) = 16 \frac{v[\text{m/s}]}{2,073[\text{m}]} \quad (3.28)$$

Periodo de repetición No hay más que invertir la expresión de la frecuencia.

$$T_c(v[\text{m/s}])(\text{s}) = \frac{2,073[\text{m}]}{16 \cdot v[\text{m/s}]} \quad (3.29)$$

Proporción de señal Vemos que la señal se hace aproximadamente nula en un corto espacio de tiempo entre imanes. Para simplificar el cálculo (y dicha asunción no difiere demasiado de los resultados experimentales, como se verá más adelante), fijamos dicha proporción en $2/3$ del periodo de repetición. De ahora en adelante, utilizaré la letra p para referirme a esta proporción fija.

$$p = \frac{2}{3} \quad (3.30)$$

3.5.2. Función generatriz

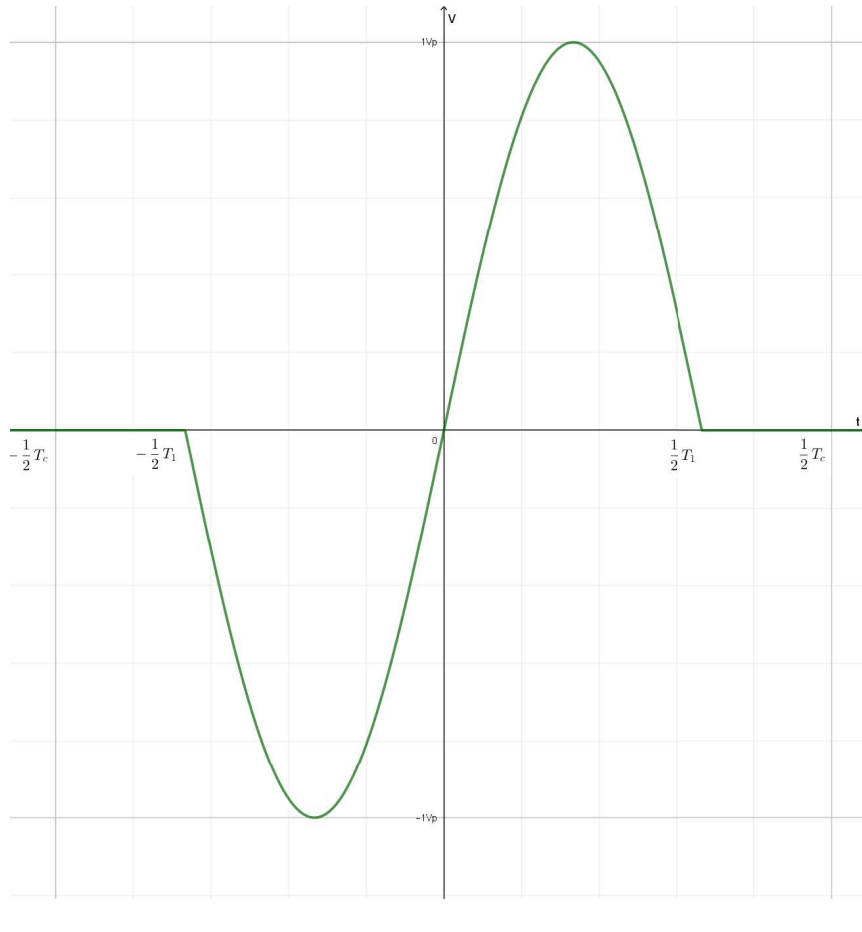


FIGURA 3.11: Función generatriz de la serie de Fourier

Consideramos la función generatriz f_g de la figura 3.11. La función 3.31, definida en un periodo T_c , se define a trozos, siendo V_p la amplitud de la función.

$$f_g(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{T_1}{2} \\ V_p \cdot \sin(2\pi f_1 t), & -\frac{T_1}{2} \leq t \leq \frac{T_1}{2} \\ 0, & t > \frac{T_1}{2} \end{cases} \quad (3.31)$$

El periodo T_1 (de frecuencia f_1) de la senoide es menor que el periodo de repetición T_c en una proporción p de $2/3$. Conocida esta proporción $T_1 = \frac{2}{3}T_c$, es fácil

expresar la función en función del periodo de repetición.

$$f_g(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{T_c}{3} \\ V_p \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{T_c}t\right), & -\frac{T_c}{3} \leq t \leq \frac{T_c}{3} \\ 0, & t > \frac{T_c}{3} \end{cases} \quad (3.32)$$

3.5.3. Serie de Fourier

En el apéndice A se calculan los coeficientes para expresar 3.32 como una serie de Fourier.

$$a_0 = 0 \quad (3.33)$$

$$a_n = 0 \quad (3.34)$$

$$b_n = \frac{12V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{\pi(4n^2 - 9)} \quad (3.35)$$

Como sólo tiene coeficientes b_n , será una serie de senos:

$$u_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{12V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{\pi(4n^2 - 9)} \sin\left(n \frac{2\pi}{T_c}t\right) \quad (3.36)$$

Con un conjunto de $n = 100$, debería ser suficiente para evaluar la aproximación de la función, tal como muestra la figura 3.12, la aproximación es correcta. De hecho, una serie con sólo dos términos 3.14, o 4 3.13 (en realidad, 3, pues uno de cada 3 términos de la serie es nulo) también sería una buena aproximación

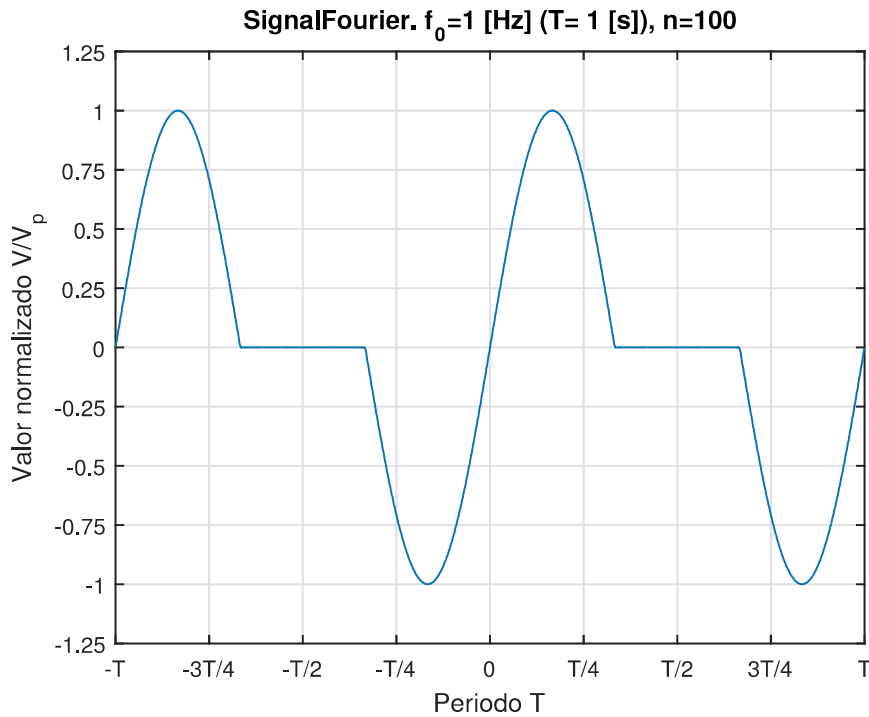


FIGURA 3.12: Sumatorio de los 100 primeros términos de la serie de Fourier de la función A.46

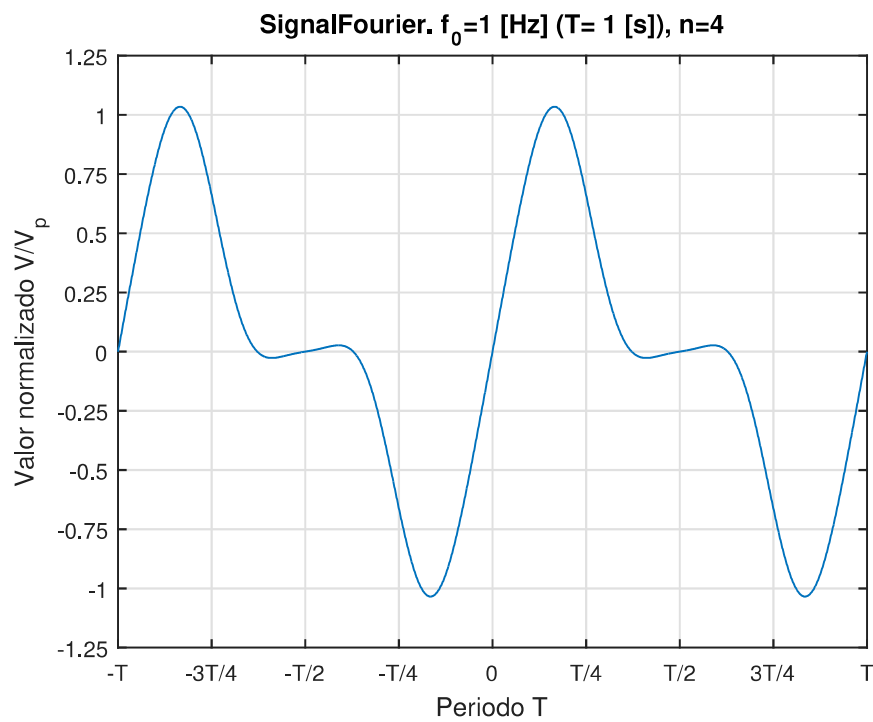


FIGURA 3.13: Sumatorio de los 4 primeros términos de la serie de Fourier de la función A.46

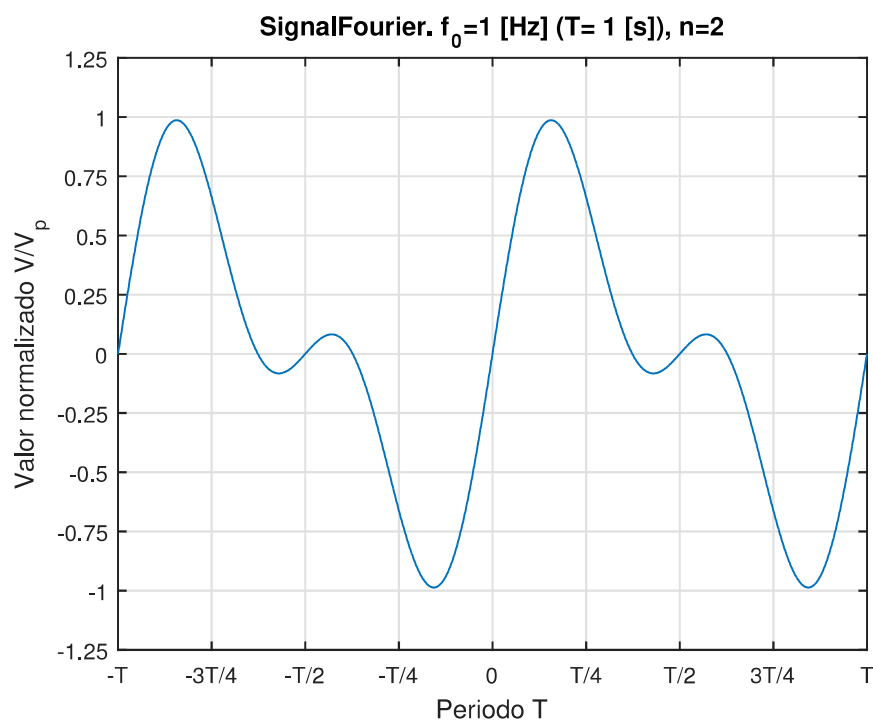


FIGURA 3.14: Sumatorio de los 2 primeros términos de la serie de Fourier de la función A.46

3.6. Modelo en PSPICE

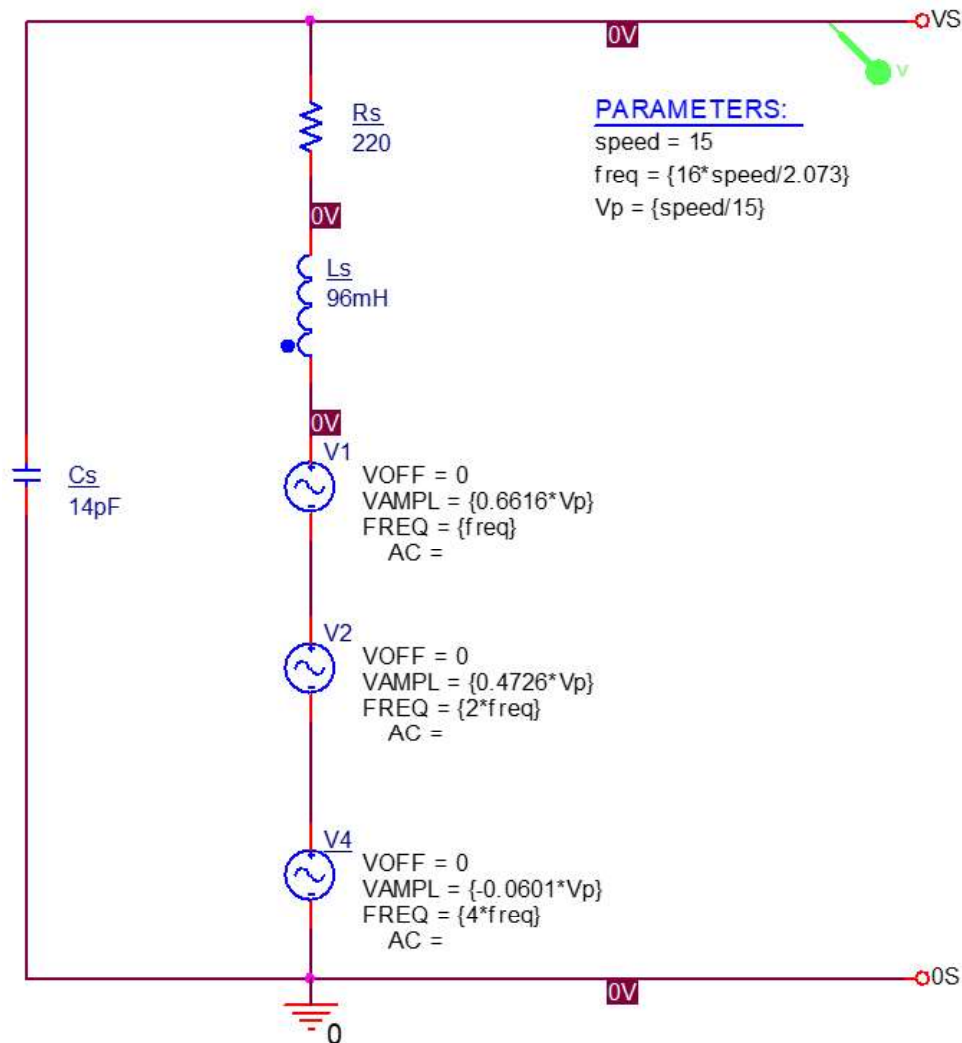


FIGURA 3.15: Circuito de la bobina con la tensión inducida por los imanes

Se elige una serie de Fourier con $N = 4$. Como el tercer coeficiente es nulo, éstos son los valores de los coeficientes b_n :

- $b_1 = 0,6616$
- $b_2 = 0,4726$
- $b_4 = -0,0601$

El pico de tensión o V_p , según el modelo de capítulo 2 2.63, depende linealmente de la velocidad. Experimentalmente, a $15[\text{km/h}]$ se obtiene un V_p aproximadamente igual a $1[\text{V}]$ con la bobina de $100[\text{mH}]$. Por lo tanto, $V_p = v/15[\text{V}]$.

La frecuencia, que también depende de la velocidad, sigue aproximadamente la ecuación 3.28. $f = 15 \cdot v/2,073[\text{Hz}]$.

En la figura 3.15 se muestra el circuito partiendo del modelo 3.6 en PSPICE. La simulación de 4 ciclos, en circuito abierto, de la figura 3.16, muestra una clara

similitud con la tensión de la figura 3.10, medida en bornes también en vacío con un osciloscopio.

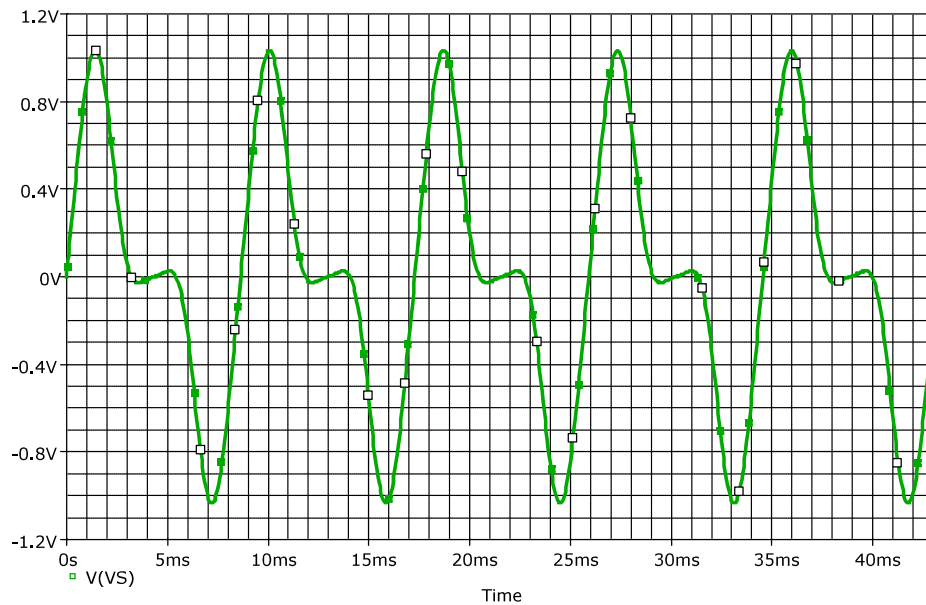


FIGURA 3.16: Forma de la tensión en la salida del circuito en PSPICE de la figura 3.15

Se puede estimar la máxima potencia que podemos obtener, utilizando como carga otra resistencia de $220[\Omega]$, y simulando la potencia que disipa. En la figura 3.17 se muestra el resultado de la simulación, siendo el valor final de la media de potencia una medida aproximada de la máxima potencia que podemos obtener con este sistema.

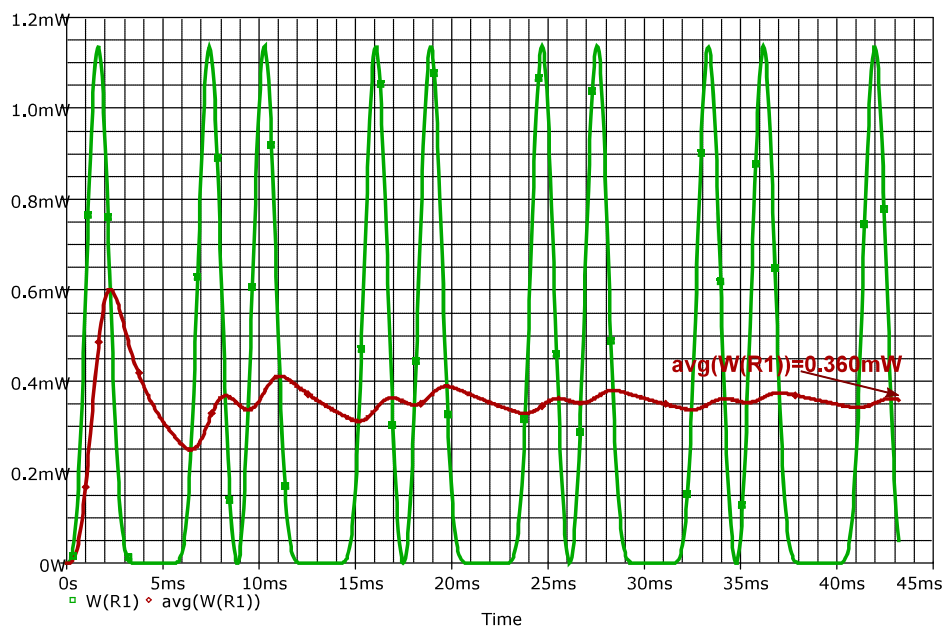


FIGURA 3.17: Potencia y media de potencia al conectar una resistencia igual a R_{DC} en 3.15

3.7. Conclusiones

Modelo ideal vs realidad Las características de una bobina real difieren, sobre todo ante una señal continua, y a altas frecuencias, del modelo teórico. A Frecuencias intermedias, sin embargo, su comportamiento puede aproximarse como una inductancia ideal en serie con una resistencia, debida a la resistividad del material empleado.

Importancia del modelo Tener un modelo electrónico de un fenómeno físico complejo como la inducción electromagnética en una bobina, va a facilitar enormemente el diseño de etapas rectificadoras de potencia con un programa de simulación de circuitos; en este caso, **PSPICE**

Máxima potencia De acuerdo con el *Teorema de la máxima potencia*, la transmisión de potencia de la bobina a un sistema electrónico será máxima cuando, vista desde los bornes de la bobina, la impedancia sea aproximadamente igual a la resistencia R_{DC} del modelo de la bobina utilizada.

Máxima energía bobina 100 mH De acuerdo al modelo teórico, y a la simulación en **PSPICE**, la máxima energía por ciclo que se puede extraer de la bobina de 100 mH, a $15[km/h]$, es de $360[\mu W]$.

Capítulo 4

Circuitos de potencia para pequeña señal

En el presente capítulo se utiliza el modelo obtenido en el capítulo anterior para buscar modelos de rectificador para tensiones pequeñas, como las que se producirían en la bicicleta circulando a $15[km/h]$.

Primero, se introducen las estrategias de rectificación más comunes para pequeña señal, para posteriormente describir tres soluciones completas, comentando los problemas encontrados al simular el modelo y sus posibles soluciones ¹.

Un compendio de estrategias para rectificar señal puede encontrarse en el trabajo de Gomez-Casseres y col., 2016, donde se analizan varias estrategias, desde las más simple a la rectificación activa, y se exponen los pormenores encontrados.

4.1. Rectificadores

4.1.1. Puente de diodos

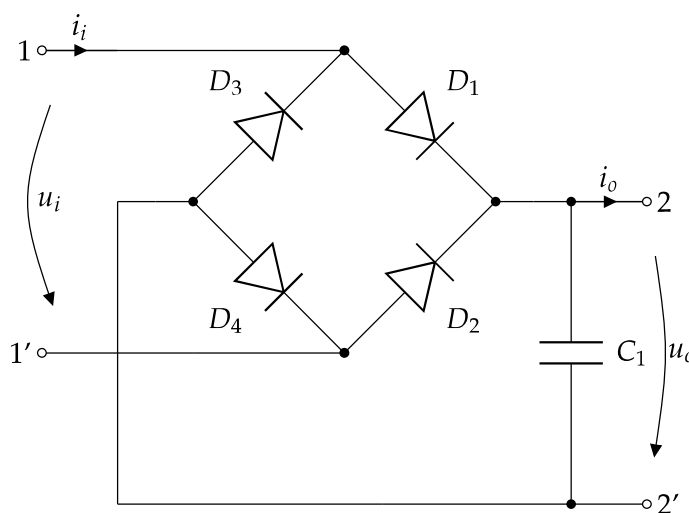


FIGURA 4.1: Cuadripolo rectificador en puente de diodos

El rectificador más ampliamente utilizado es el puente de diodos (figura 4.1). Sin embargo, el mayor problema es la caída de tensión en los diodos. Al haber siempre dos diodos en serie, ésta caída de tensión se multiplica por 2. La caída de tensión en

¹En su artículo Q. Sun, Patil, Stoute y col., 2012, diseñan un convertor AC-DC Boost para energy harvesting directamente a partir de una fuente sinusoidal con toma intermedia. Se requiere, no obstante, un microcontrolador o un circuito de control para hacer funcionar al circuito de forma correcta.

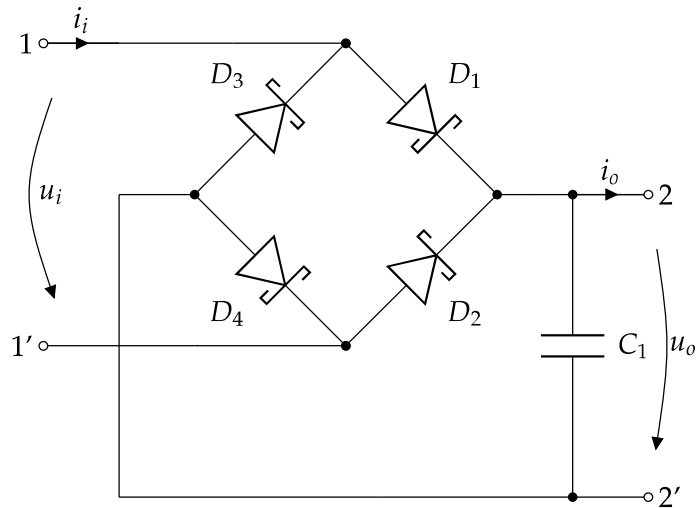
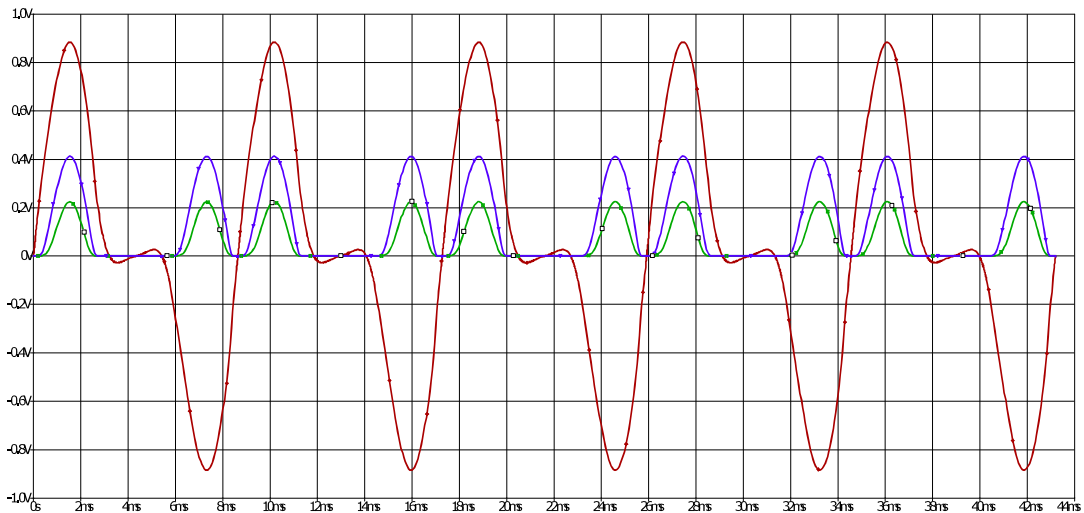


FIGURA 4.2: Cuadripolo rectificador en puente de diodos Schottky

un diodo de silicio, para una resistencia de $1[k\Omega]$, se estima en unos $0,6[V]$ aproximadamente. Si la tensión de entrada tiene apenas una amplitud de $1[V]$, se desperdicia la mayor parte de la tensión inducida en cada ciclo.

Una alternativa es utilizar diodos de barrera Schottky (figura 4.2), más propios de la electrónica de señal que de la electrónica de potencia. En una aplicación como la descrita, un diodo schottky tendrá una caída de tensión estimada entre los $0,2[V]$ y los $0,4[V]$, dependiendo de su construcción.

Aunque la capacidad de conducción de un diodo Schottky es pequeña ($350[mA]$ para un diodo *BAT48*), y la polarización en inversa que puede soportar también es relativamente pequeña ($40[V]$ para el mismo diodo *BAT48*), los requisitos máximos de nuestro diseño (entre 1 y $5[V]$ pico a pico, e intensidad máxima de $1[mA]$) están muy por debajo de estos máximos.

FIGURA 4.3: Caída de tensión (rojo) en un puente de diodos *1N4001* (verde) y en un puente de diodos Schottky *BAT48* (azul)

En PSPICE se simulan dos puentes rectificadores, uno de ellos formado por diodos *1N4001*, y otro por diodos Schottky *BAT48*. Se omite el condensador para apreciar mejor la caída de tensión y se conectan sendas cargas idénticas de $1[k\Omega]$ a la salida. En la figura 4.3 se superponen a la tensión de entrada (en rojo, con un máximo de $884[mV]$), las tensiones a la salida de los rectificadores. En el puente de diodos, la tensión máxima es de $225[mV]$, mientras que en el rectificador Schottky, la tensión máxima es de $412[mV]$.

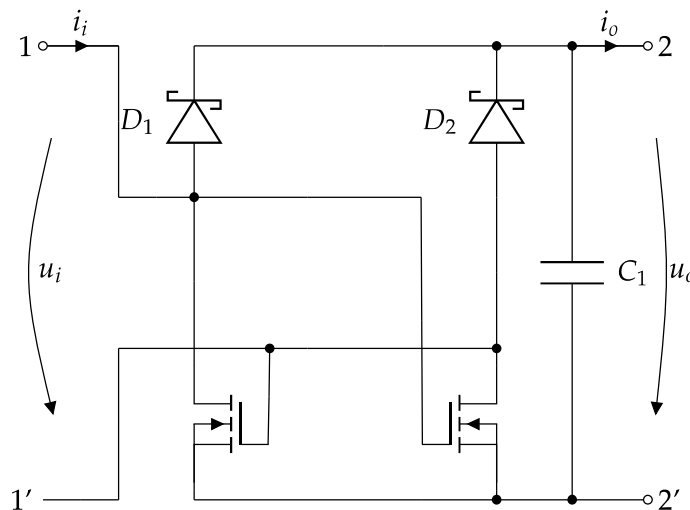


FIGURA 4.4: Propuesta de cuadripolo rectificador pasivo utilizando dos diodos Schottky y dos transistores mosfet-N

Una alternativa interesante sería sustituir los diodos *D3* y *D4* por transistores de efecto campo, como en la figura 4.4. Para que un transistor MOSFET conduzca entre drenador y surtidor, la tensión V_{GS} entre puerta y surtidor debe superar una cierta tensión umbral de disparo o V_{th} . Algunos MOSFET de canal N necesitan una tensión umbral de disparo pequeña, del orden de unos cientos de milivoltios. El MOSFET-N referencia *RUC002N05HZGT116*, de **ROHM Semiconductor** necesita una tensión V_{th} de 300 mV, por lo que teóricamente sería posible utilizar la propia tensión de entrada para polarizar el transistor como un interruptor, también hay que considerar la caída tensión V_{DS} .

Simulando en 4.5 el circuito de la figura 4.4 con un MOSFET N *VN0300M*, y comparándolo con un puente de diodos Schottky, vemos que la caída de tensión es mayor en el puente con MOSFET (en azul) que en el puente con Schottky.

Se volverá al planteamiento de sustituir los diodos por transistores de efecto campo más adelante, sustituyendo todos los diodos por transistores, una vez obtenida una tensión en el circuito que permita polarizar los MOSFET adecuadamente.

4.1.2. Fijador de tensión o *Clamper*

Un fijador de nivel o tensión cambia el nivel de continua de una señal a otro, pero sin afectar a la componente alterna; es decir, desplaza la señal en el eje de la tensión. En electrónica de señal, se utilizan para ajustar el nivel medio de una onda a una tensión determinada. Con un condensador y un diodo, como en la figura 4.6, podemos hacer que la propia señal oscile en torno a una tensión aproximada $\frac{1}{2}V_{pp}$, de forma que (idealmente) la tensión de salida siempre sea positiva.

Debido a la caída de tensión del diodo, la señal DC no estará en el nivel RMS de la señal, sino que estará siempre por debajo, existiendo tensiones negativas al final

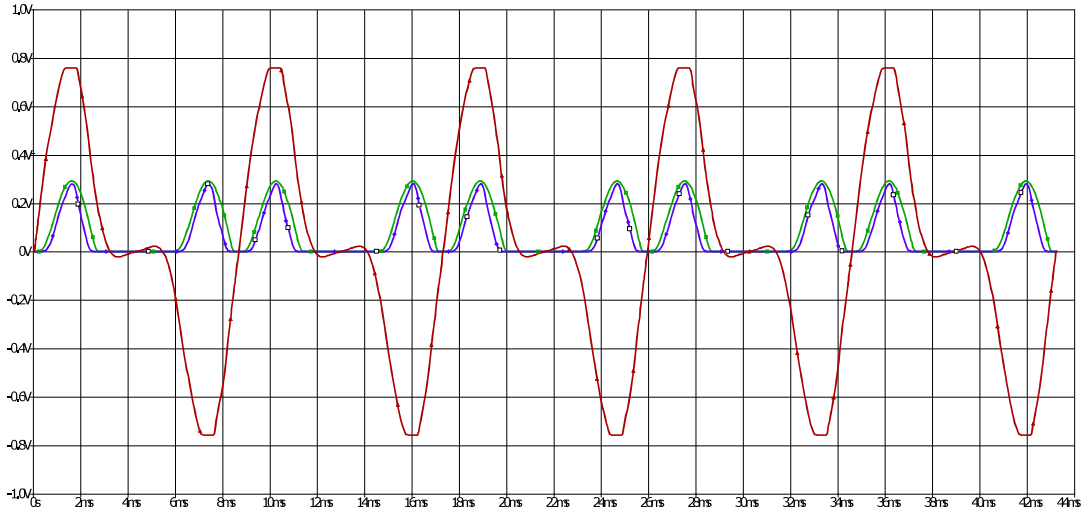


FIGURA 4.5: Caída de tensión (rojo) en un puente de diodos Schottky BAT48 (verde) y en un puente modificado con dos transistores MOSFET VN0300M (azul)

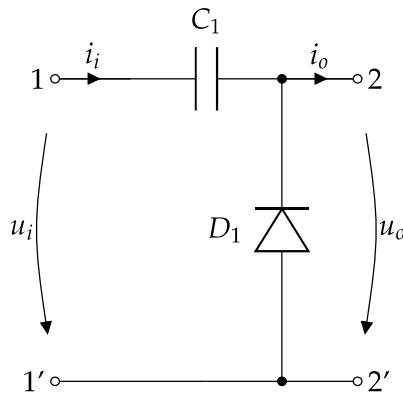


FIGURA 4.6: Cuadripolo fijador o *Clamper* para una entrada de tensión $u_i(t)$ alterna

de cada ciclo. No obstante, la ventaja de optar por un circuito rectificador con un sólo diodo en vez de dos es evidente, ya que la caída de tensión se reduce (en principio) a la mitad. Por otro lado, la capacidad del condensador va a limitar la corriente que pueda suministrar el circuito.

Una elección correcta de componentes debe asegurar que la constante de tiempo τ ; en este caso, el producto de la impedancia en la salida por la capacidad del condensador $R_L \cdot C_1$, sea mayor que la mitad del tiempo de ciclo.

$$\tau = R_L \cdot C_1 \geq \frac{T_c}{2} \quad (4.1)$$

Para una frecuencia aproximada de 32Hz, y una resistencia arbitraria de $1[k\Omega]$, el valor del condensador debe ser superior a $15,7[\mu F]$. Se escoge un valor normalizado de $22[\mu F]$ para la simulación.

En la simulación de la figura 4.7, ante una tensión de entrada (en azul) con tensiones de pico de $0,8[V]$, la onda elevada (en rojo) obtiene una tensión de pico superior, de $1,1[V]$. No hay que olvidar, sin embargo, que un rectificador *perfecto* obtendría

una tensión de pico igual al doble de la tensión de pico de entrada; esto es: $1,6[V]$.

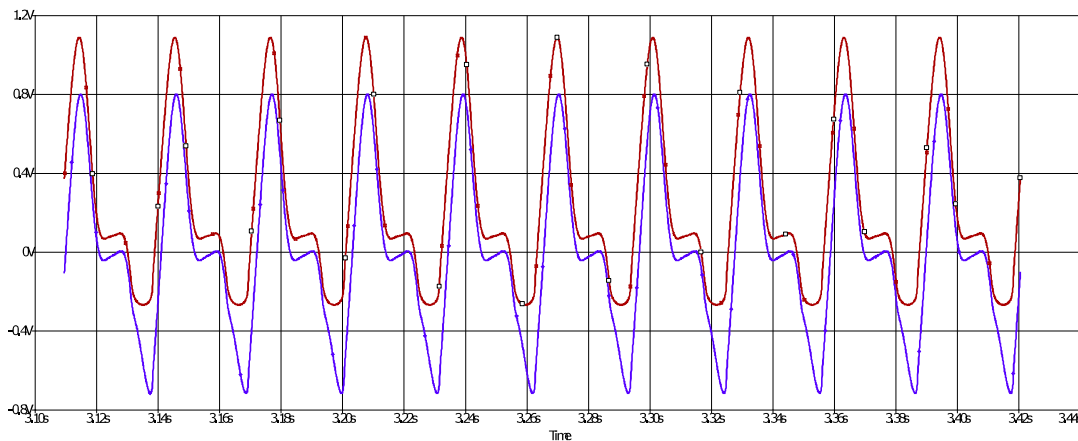


FIGURA 4.7: Tensión de entrada (azul) y tensión de salida (rojo) en cuadripolo fijador de tensión, con una resistencia de carga de $1[k\Omega]$ y un condensador de entrada de $22[\mu F]$

Un fijador de tensión es el paso previo para la construcción de un doblador de tensión, o puede ser la etapa que alimente un convertidor DC-DC que admita una tensión de entrada variable con un amplio rango.

4.1.3. Doblador de tensión

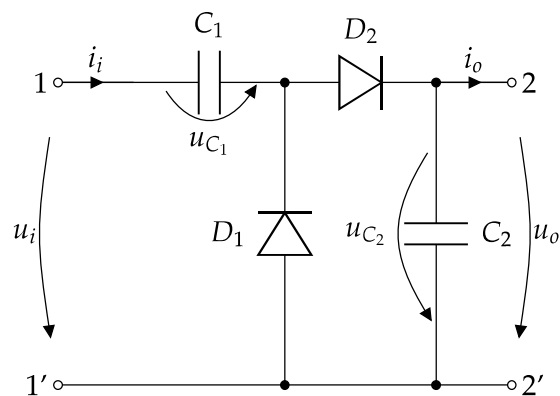


FIGURA 4.8: Cuadripolo doblador de tensión para una entrada $u_i(t)$ alterna, en topología **Greinacher**

Un doblador de tensión añade otra etapa con otra pareja diodo-condensador al elevador de tensión, tal como se ve en la figura 4.8. En un doblador de tensión ideal, la tensión de salida es una tensión rectificada de valor doble al RMS de la tensión de entrada. A efectos prácticos, es un circuito equivalente al de la figura 4.9, que será el utilizado en la simulación. En la topología **Delon**, los dipolos de entrada y de salida no comparten terminal negativo, tal como ocurre en el puente rectificador.

En la simulación de la figura 4.10 vemos el comportamiento del doblador de tensión con una carga de $1[k\Omega]$. La tensión media es aproximadamente de $400[mV]$.

Esta desviación del comportamiento ideal es debido a la carga a la salida. El doblador de tensión sacrifica la cantidad de corriente que puede ofrecer al circuito; en otras palabras, su rango de aplicación son los diseños donde se necesite elevar la

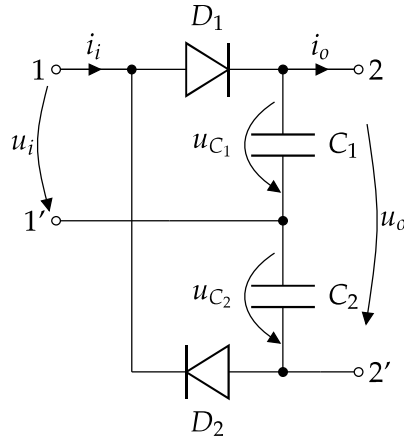


FIGURA 4.9: Cuadripolo doblador de tensión para una entrada $u_i(t)$ alterna, en topología **Delon**

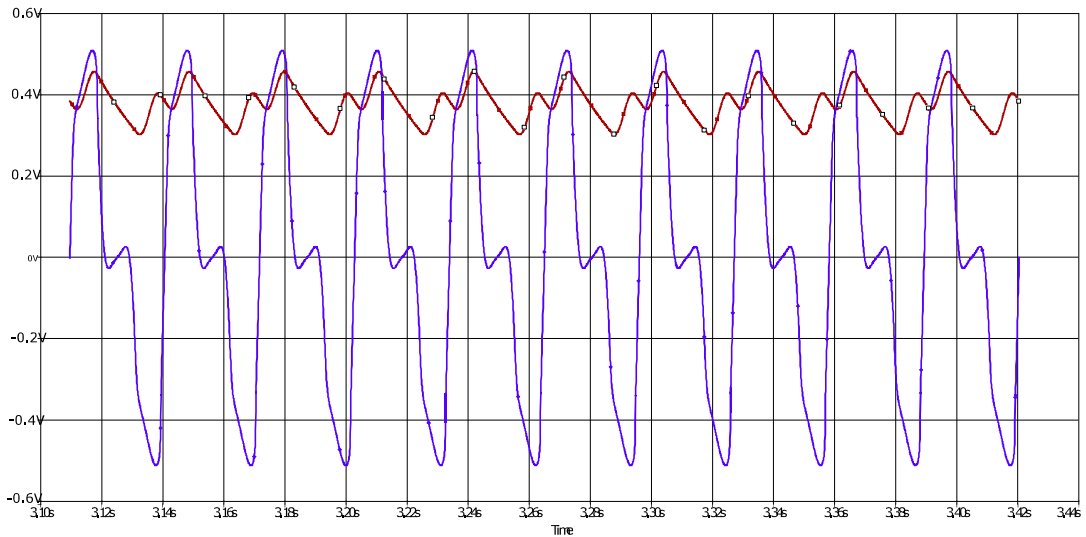


FIGURA 4.10: Tensión de entrada (azul) y tensión de salida (rojo) en cuadripolo doblador de tensión, con una resistencia de carga de $1[k\Omega]$ y condensadores de $68[\mu F]$

tensión sacrificando corriente. Si aumentamos la impedancia R_L , el comportamiento se aproxima al de un doblador de tensión ideal.

En la figura 4.11 se simula la tensión u_o para cargas de $1[k\Omega]$ (verde), $10[k\Omega]$ (rojo), $100[k\Omega]$ (azul) y $1[M\Omega]$ (naranja). Para valores superiores a $50[k\Omega]$, el comportamiento del doblador se aproxima al esperado idealmente.

Un diseño que requiera, por ejemplo, $50[\mu A]$, podría modelarse con una resistencia de $30[k\Omega]$, obteniéndose una tensión de salida media de $1,3[V]$ para una tensión de entrada V_{pp} de $0,8[V]$.

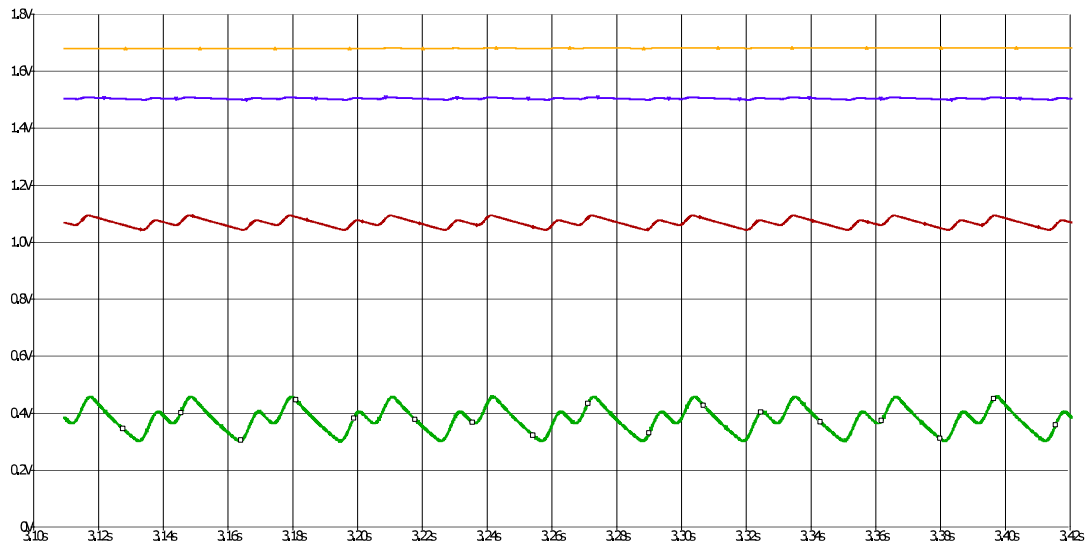


FIGURA 4.11: Tensión de salida del doblador de tensión para cargas de $1[k\Omega]$ (Verde), $10[k\Omega]$ (Rojo), $100[k\Omega]$ (Azul) y $1[M\Omega]$ (Naranja)

4.2. Diseños propuestos

4.2.1. Rectificación pasiva

En esta sección se intentará buscar el diseño más simple posible, con la esperanza de que la ausencia de elementos activos (que consumen energía para realizar su función) redunde en una mejora del rendimiento del sistema. Por contra, la tensión mínima para polarizar elementos semiconductores hará que una parte de la tensión no se pueda utilizar. La figura 4.12 muestra el diagrama de bloques del diseño.

Bobinas Para minimizar las pérdidas de tensión en el rectificador, se conectan en serie las bobinas. Con este diseño, la tensión de entrada al rectificador será la suma de la inducción en cada bobina, y la resistencia interna será la suma de las resistencias internas de cada devanado.

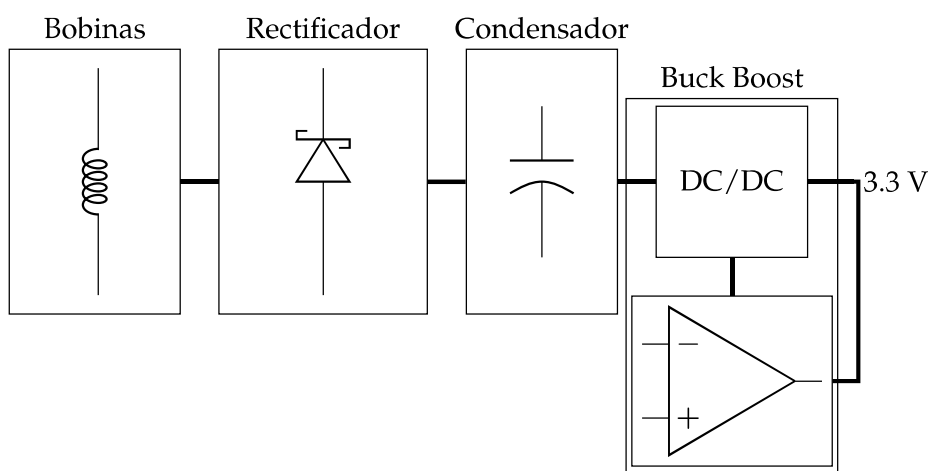


FIGURA 4.12: Esquema del circuito propuesto con rectificación pasiva

Resistencia interna La resistencia interna del cobre se estima en $220[\Omega]$, mientras que la reactancia inductiva depende de la frecuencia. Para una señal de $32[Hz]$, la impedancia X_L de cada bobina de $100[mH]$ será de $j2\pi \cdot 32 \cdot 0,1 \simeq 20j\Omega$. Podría pensarse que la máxima transmisión de potencia se produzca aproximadamente a una carga de $[1k\Omega]$. Sin embargo, elementos no lineales, como los diodos, hacen que no se pueda calcular fácilmente a qué impedancia se produce la máxima transmisión de potencia.

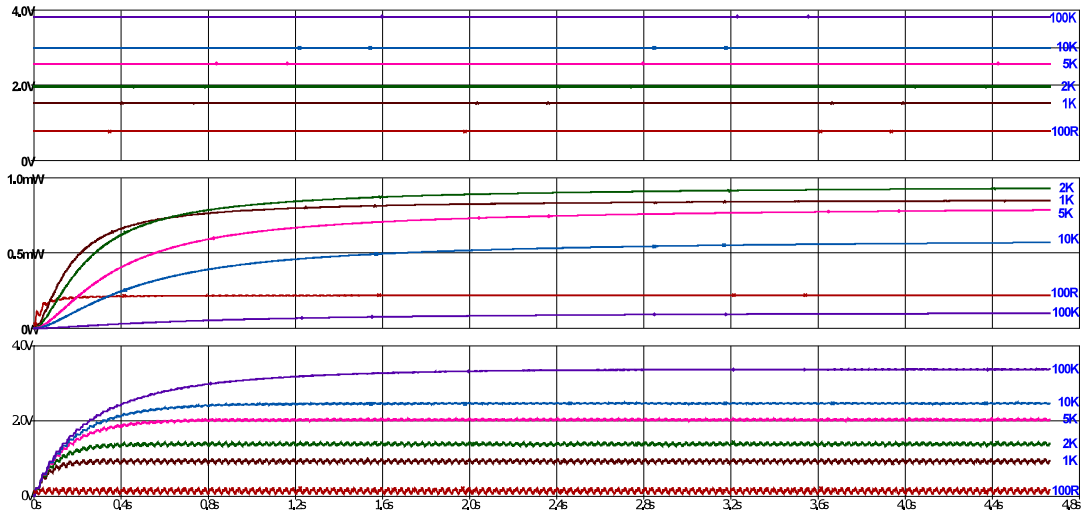


FIGURA 4.13: Gráfica superior, tensiones máximas V_{pp} . Gráfica intermedia, potencia media transmitida a la carga resistiva. Gráfica inferior, tensión rectificadora en función de la carga resistiva. En rojo se representa una carga de $[100\Omega]$, en marrón de $[1k\Omega]$, en verde de $[2k\Omega]$, en magenta de $[5k\Omega]$, en azul de $[10k\Omega]$ y en violeta de $[100k\Omega]$.

Una simulación de las bobinas en serie, con un rectificador y un condensador de filtro de $100[\mu F]$, como las primeras etapas según el esquema de la figura 4.12, conectados a una carga R_L , da como resultado las gráficas de la figura 4.13.

Es interesante observar que la máxima transmisión de potencia se da con una carga de $2[k\Omega]$, con una potencia suministrada de $910[\mu W]$ y una tensión media en el condensador de $1,3[V]$. Para resistencias de carga mayores, esta tensión será mayor.

Convertidor controlado DC DC Para la etapa del convertidor DC-DC, se busca una tensión de salida de $3,3[V]$. Dado que la tensión de entrada, con las bobinas en serie, puede ser muy variable dependiendo de la velocidad final de la bicicleta (los cálculos a $32[Hz]$ representan el caso más desfavorable a $15[km/h]$), y con caídas de tensión muy abruptas ante un mínimo consumo, se opta por un convertidor Boost, que pueda elevar y mantener una tensión de salida.

Elección del convertidor DC-DC Se elige un convertidor boost LTC3105 de Linear Technology (figura 4.14) especialmente adecuado en aplicaciones de *Energy Harvesting*. Según la hoja de datos, se trata de un conversor DC/DC step-up de alta eficiencia, capaz de elevar tensiones a partir de $225[mV]$ de entrada.

Elección de R_1 y R_2 Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión que determina la tensión de feedback de $1,004[V]$. Según la fórmula 4.2, para una tensión

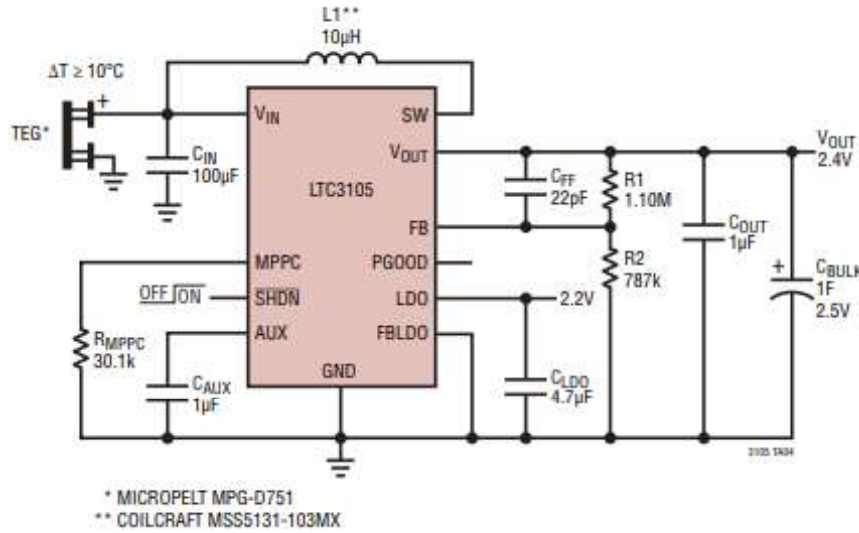


FIGURA 4.14: Convertidor DC-DC Step-Up LTC3105 de **Linear Technology**, configurado para cargar un supercondensador a 2,4[V] con la tensión de un generador termoeléctrico

de salida de 3,3[V], podemos utilizar una resistencia R1 de 2,26[MΩ] y una resistencia R2 de 1[MΩ]. El fabricante recomienda además un condensador de 22[pF] entre la salida V_{OUT} y la entrada FB

$$V_{out} = 1,004 \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \quad (4.2)$$

Elección de R_{MPPC} La resistencia R_{MPPC} establece la tensión mínima de entrada V_{in} a la que puede operar el conversor en máxima eficiencia. Según la gráfica de la figura 4.15, la eficiencia baja tanto para valores muy bajos de tensión (menores a 1V), como para valores cercanos a la tensión de salida. Si diseñamos el rectificador de forma que el condensador sea lo suficientemente grande como para recuperarse cuando el conversor funcione a baja potencia, esta característica de conversión intermitente redundará en una mayor eficiencia global del sistema. El valor de esta tensión umbral se determina mediante $10\mu V \cdot R_{MPPC}$, por lo que un valor de $R_{MPPC} = [50k\Omega]$ situará la tensión mínima de entrada en 500[mV].

Elección de la bobina El fabricante recomienda una inductancia con una resistencia serie pequeña para aumentar la eficiencia. En cuanto al valor, especifica un rango amplio entre los 4,7[μF] y los 30[μF], siendo las de baja inductancia preferibles para tensiones bajas de entrada, y viceversa.

Tensión de salida LDO La salida LDO proporciona una tensión constante hasta 6[mA] para alimentar microcontroladores y sensores. Si el pin **FBLDO** se conecta a **GND**, la tensión de salida será de 2,2[V]. Opcionalmente, la salida **PGOOD** se puede conectar al microcontrolador mediante una resistencia *pull-up* de 500[kΩ] a una entrada del microcontrolador para saber si la salida V_{OUT} está regulando. Se recomienda asimismo conectar un condensador de al menos 4,7[μF] entre **LDO** y **GND**.

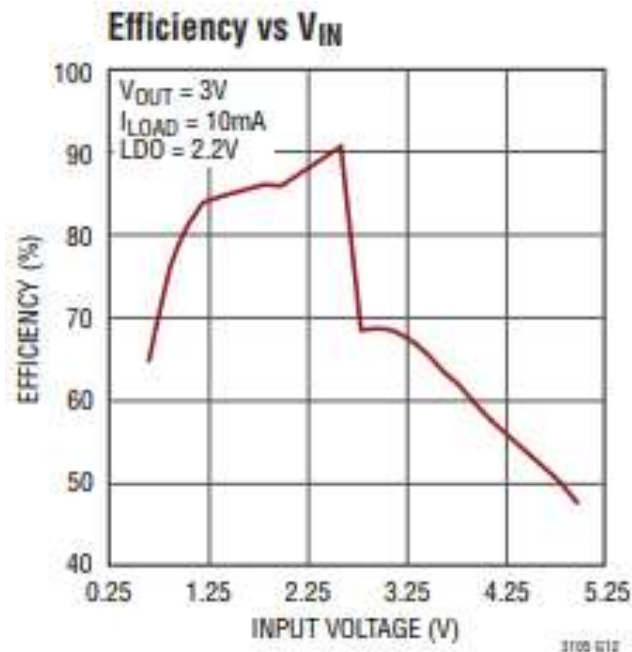


FIGURA 4.15: Eficiencia del convertidor *LTC3105* de **Linear Technology** en función de la tensión de entrada V_{in} , para una salida continua de tensión a 3[V].

Elección de condensadores El fabricante recomienda un condensador de $10[\mu F]$ y bajo valor ESR a la salida entre V_{OUT} y GND , un **cerámico** de al menos $10[\mu F]$ entre V_{IN} y GND , un **cerámico** de $1[\mu F]$ entre V_{AUX} y GND .

4.2.2. Rectificación activa

El objetivo de este diseño es eliminar la caída de tensión en el rectificador mediante el uso de componentes activos, principalmente diodos MOSFET. Para polarizar adecuadamente los diodos mosfet, será necesario contar con un raíl de tensiones superior a la tensión rectificada; un circuito doblador de tensión auxiliar será el encargado de suministrar esta tensión a los circuitos de control y a los MOSFET.

En la elección del circuito de control, prima un consumo mínimo en relación a la potencia entregada por el diseño. Si esta premisa se cumple en todo momento, la simulación en **PSpice** puede simplificarse considerando independientes la etapa del rectificador y la etapa de control.

La figura 4.16 muestra el diagrama de bloques completo del diseño que se describe a continuación:

Conexión de las bobinas Dado que la caída de tensión en el rectificador no debería ser un problema, se conectan los pares de bobinas que están en fase entre sí en serie, maximizando la tensión y resistencia interna, pero cada par de bobinas se conectará a su propio rectificador activo. El conjunto de rectificadores activos (no se prevén más de 2), se conectará en paralelo a un condensador.

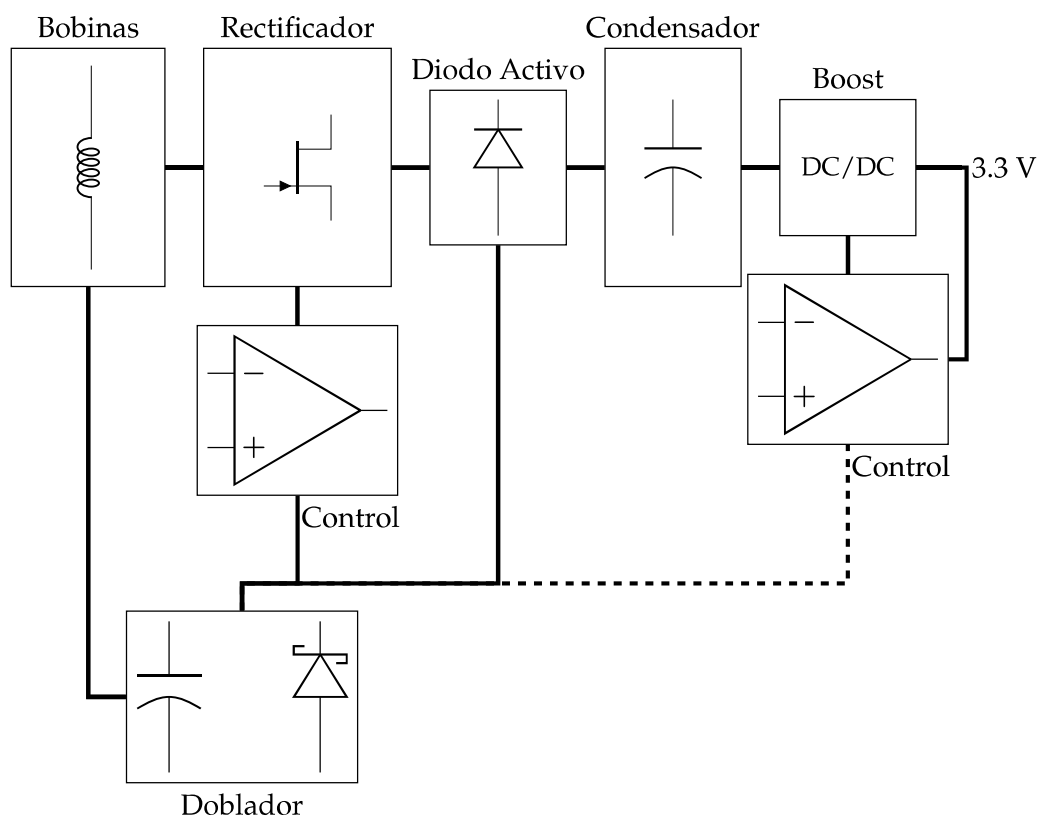


FIGURA 4.16: Esquema del circuito propuesto con rectificación activa

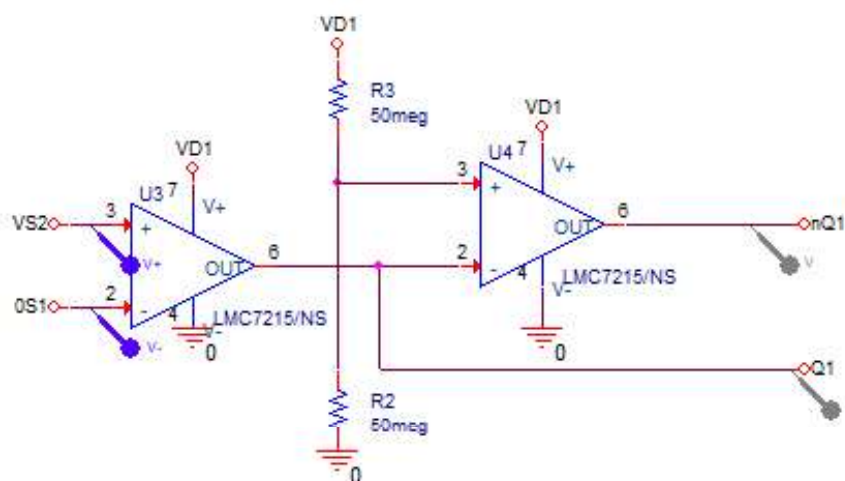


FIGURA 4.17: Salida de control para polarizar los MOSFETs en el rectificador activo

Controlador El elemento principal del control será un comparador dual *TS882* de *ST*, con un consumo nominal, según la hoja de especificaciones, de $220[nA]$ por operacional, rango de tensión de entrada entre $1,1[V]$ y $5,5[V]$, *RAIL-TO-RAIL*. Las entradas del primer operacional se conectarán a los extremos de las bobinas, de forma que en todo momento haya una salida todo ($+V_{cc}$) o nada (GND). El segundo operacional se utilizará para obtener el valor inverso de la primera salida. La figura 4.18

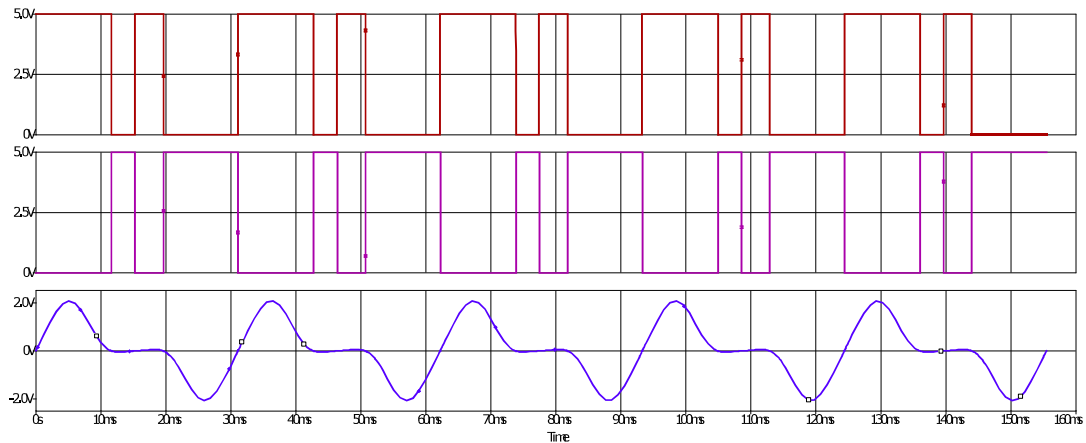


FIGURA 4.18: Tensión de entrada (azul), salida (rojo) y salida negada (magenta) del control de MOSFETs

muestra las salidas de tensión ante el controlador ante una entrada de tensión máxima V_{pp} de 2,1[V], y una alimentación del doblador de tensión en torno a los 5V [4.17](#).

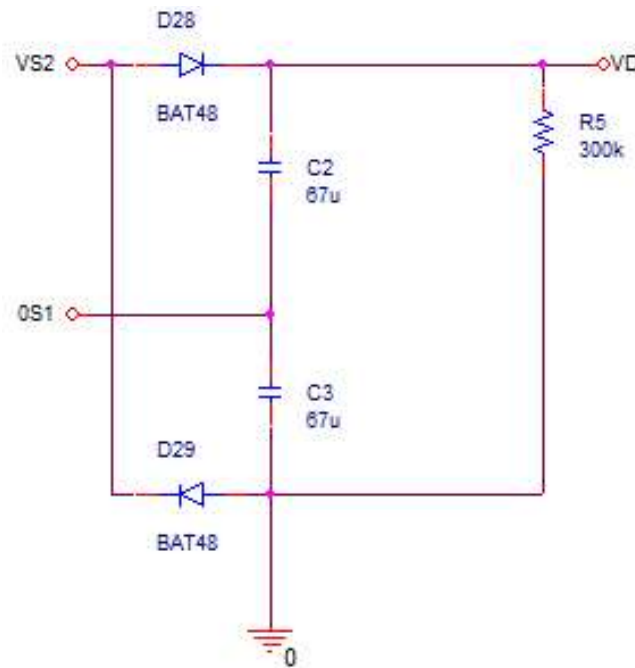


FIGURA 4.19: Circuito en PSPICE del doblador de tensión, con una carga estimada de 300k[Ω]

Doblador de tensión Se puede partir de un diseño como el de la figura [4.9](#). El consumo del controlador, de acuerdo con el diseño y la hoja de datos de los comparadores (250[nA] por comparador y unos 100[nA] estimados en el divisor de tensión), aplicando un margen de error generoso, se estima en 10[μA] máximo. Dimensionando en PSPICE el circuito de la figura [4.19](#) para diferentes resistencias R_L , la carga del control puede modelarse con una resistencia aproximada de 300[kΩ]. Los resultados

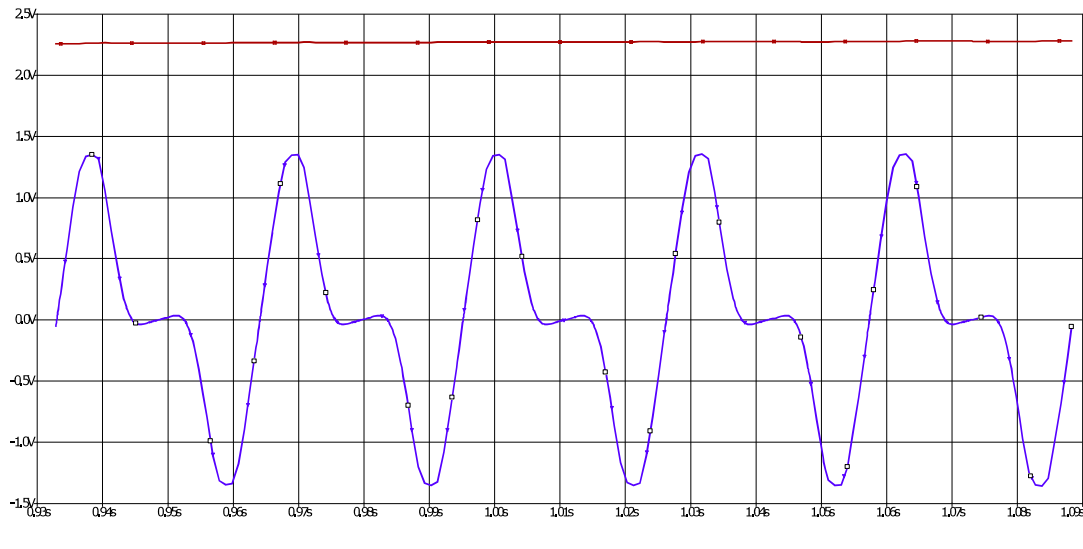


FIGURA 4.20: Tensión de entrada (azul) y salida (rojo) en el doblador de tensión

de la figura 4.20 muestran una salida de tensión estable a $2,2[V]$ cuando la tensión de entrada cae hasta los $1,4[V]$ de pico. Suficiente para polarizar adecuadamente los MOSFET.

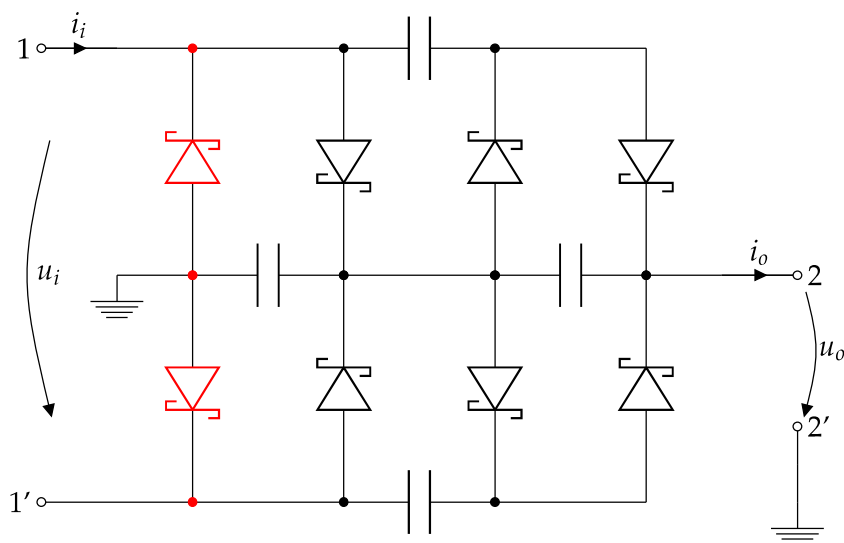


FIGURA 4.21: Cuadripolo multiplicador de tensión que permite compartir la referencia a $0[V]$ de un rectificador existente.

Problema del doblador de tensión Un diseño práctico exige tener un nodo de tensión 0 o GND común entre el rectificador activo y el doblador de tensión. Como no es posible con el diseño del doblador de tensión anterior, se parte del diseño de la figura 4.21, dos multiplicadores de tensión, uno en 1 y otro en $1'$. Los diodos en rojo son opcionales, pues su función ya la hace el rectificador.

Diseño elegido Tras simular con PSPICE, se elige el diseño de la figura 4.22. Se trata de un doble *clamper*. Para un valor de carga de $300[k\Omega]$, como en el caso anterior,

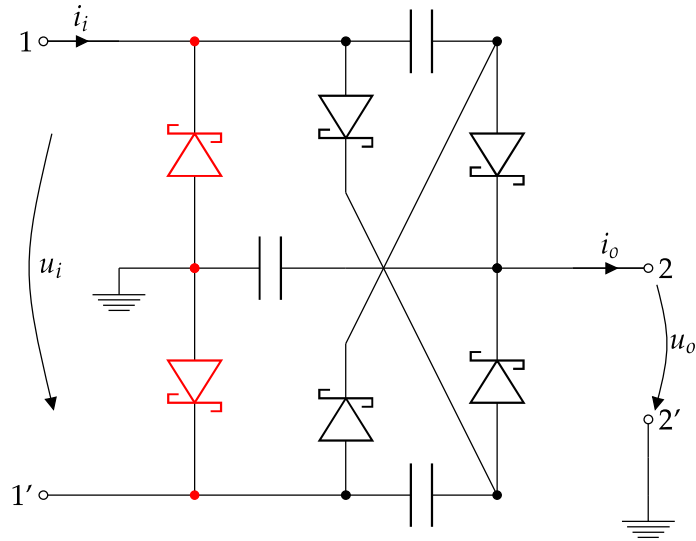


FIGURA 4.22: Cuadripolo doblador mejorado que permite compartir la referencia a 0[V] de un rectificador existente.

los condensadores pueden tener valores superiores a los $10[\mu F]$, por lo que pueden utilizarse los mismos condensadores de $67[\mu F]$. En este caso la caída de tensión a la salida será algo mayor al haber dos diodos en vez de uno. Además, hay que conectar un tercer condensador a la salida, de valor igual o superior a los anteriores, para eliminar el rizado de salida. La tensión de salida en este caso es doble de la tensión de entrada; si fuese necesaria una tensión mayor, habría que optar por el diseño 4.21, que permite conectar en cascada más etapas para aumentar la tensión de salida.

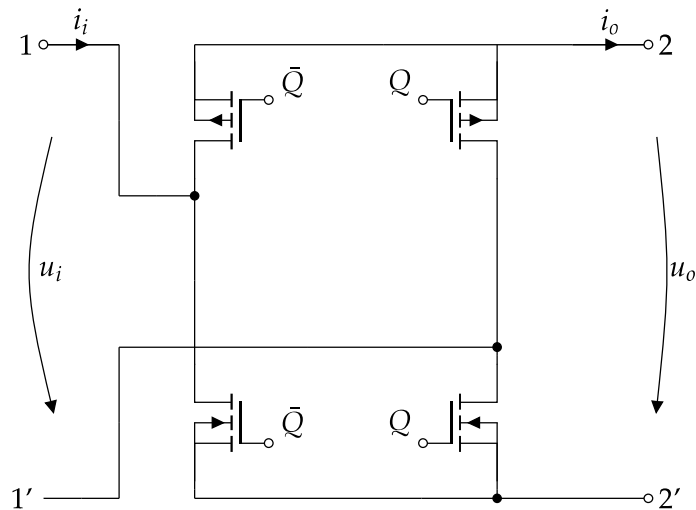


FIGURA 4.23: Cuadripolo rectificador activo utilizando dos transistores MOSFET-P y dos transistores MOSFET-N

Rectificador activo con 4 MOSFET Se valora la posibilidad de utilizar el diseño de la figura 4.23 como rectificador activo. Este diseño por sí mismo no es suficiente: hace falta un diodo, tal como se ve en el diseño de la figura 4.16, para evitar que fluya carga desde el condensador cargado o parcialmente cargado hacia las bobinas. Además, aunque una tensión a 0[V] en la puerta del MOSFET-P polarizaría el MOSFET

en conducción sólo cuando la tensión en el condensador de rectificado fuese $> V_{TH}$ para que $V_{GS} \leq V_{TH}$ (la tensión umbral en un MOSFET tipo P es negativa).

MOSFET-P Empobrecimiento Una solución al problema anterior sería utilizar un MOSFET canal P de empobrecimiento, que conduzca hasta que la tensión aplicada en la puerta por el controlador corte la conducción. Tristemente, la oferta comercial de MOSFET canal P de empobrecimiento es muy limitada².

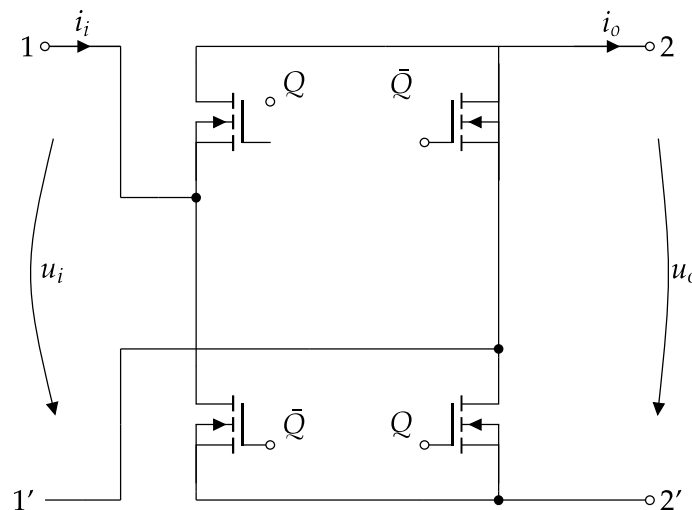


FIGURA 4.24: Cuadripolo rectificador activo utilizando cuatro transistores MOSFET de canal N

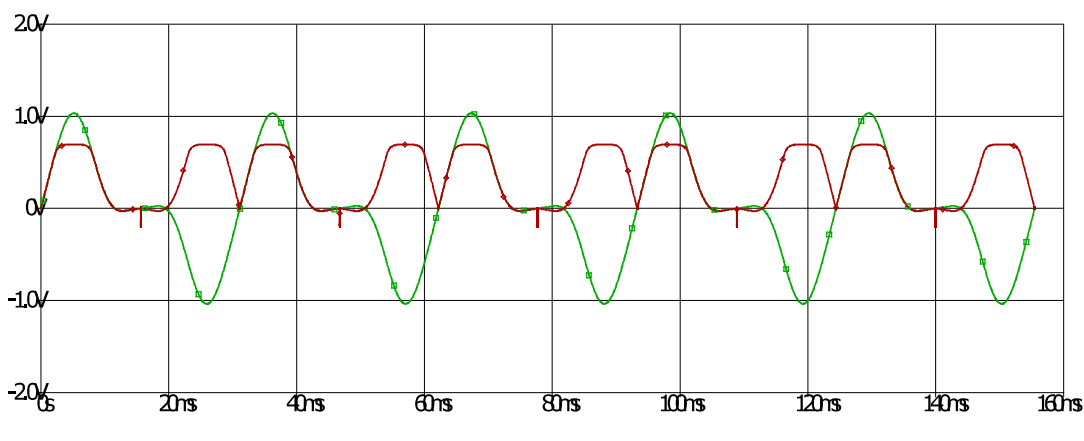


FIGURA 4.25: Tensión de entrada (verde) y salida (rojo) en el rectificador activo con MOSFET-N

MOSFET-N Otra solución alternativa consiste en utilizar 4 diodos MOSFET tipo N. Si la diferencia entre la tensión V_{GS} de la puerta (la del doblador de tensión) y la tensión el condensador de rectificado es superior a la tensión V_{th} , el MOSFET entra en conducción. En el esquema de la figura 4.24 se representa este montaje.

²Por no hablar de los componentes con tecnología CMOS, que podrían tener una aplicación práctica en la construcción de rectificadores activos. Para más información, en el artículo de Radzuan y col., 2017 se explica en detalle la construcción de un rectificador activo en puente utilizando semiconductores CMOS.

La salida de control de los transistores también cambia. En la gráfica de la figura 4.25 se ilustra el problema de tener una tensión en el rectificador que no permita a los MOSFET entrar totalmente en conducción. Este problema será menor cuanto mayor sea la diferencia entre la tensión de entrada y el doblador de tensión; es decir, cuanto mayor sea la tensión de entrada. También puede eliminarse escogiendo un MOSFET-N con una tensión de disparo V_{TH} lo suficientemente baja.

Diodos schottky en vez de MOSFET Si las pruebas no fuesen satisfactorias, se podrían sustituir los diodos MOSFET-P originales por diodos Schottky. Sería un rectificador semi-activo cuya única ventaja interesante es que elimina la necesidad de añadir un diodo activo a la salida del rectificador.

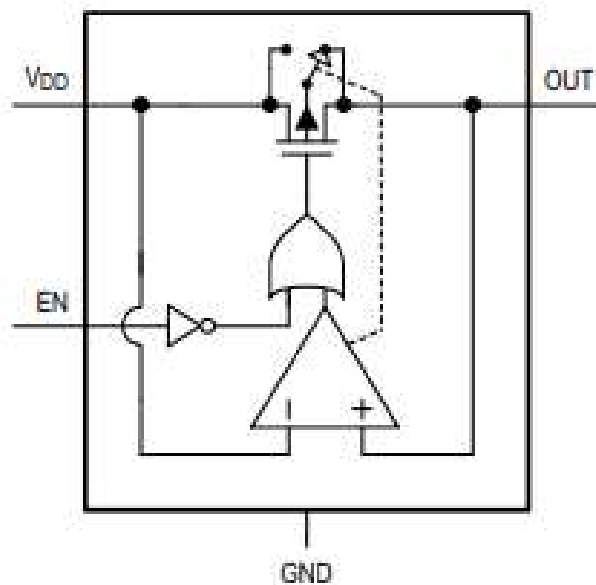


FIGURA 4.26: Bloque funcional del diodo activo MAX40200 de MAXIM INTEGRATED

Diodo activo El diodo activo es un componente que se comporta como un diodo pero con una caída de tensión en polarización directa V_F mínima. En electrónica de potencia, utilizado en *energy harvesting*, tenemos el MAX40200 de MAXIM INTEGRATED, cuyo bloque funcional es el de la figura 4.26. El problema, como fácilmente se deduce del bloque funcional, es el mismo que en la polarización de los MOSFET-P del rectificador activo. Solamente con una tensión de entrada superior a $-V_{th}$ el diodo entrará en conducción. En efecto, según la hoja de datos, el rango de tensiones de entrada V_{DD} va de 1,5[V] a 5[V]³.

Diodo activo con componentes Siguiendo el mismo principio que en el rectificador de tensión y utilizando los mismos comparadores y transistores MOSFET-N puede construirse con un diodo activo siempre que la tensión del raíl positivo del operacional sea suficiente para polarizar el transistor. Asumiendo que el doblador

³Ejemplos de uso de transistores MOSFET para la construcción de diodos activos pueden verse en Cheng y col., s.f., donde utiliza diodos activos para un doblador de tensión como rectificador en una aplicación de *Energy Harvesting*.

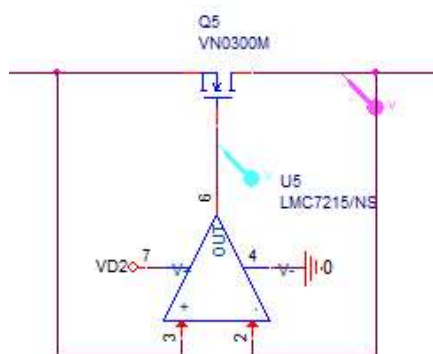


FIGURA 4.27: Diodo activo en PSpice con un MOSFET-N y un operacional

de tensión será capaz de suministrar corriente a todos los operacionales, la simulación del circuito de la figura 4.27 muestra un comportamiento esperado, bloqueando la conducción en los momentos en que la tensión del rectificador es superior a la tensión de entrada. Un esquema global se muestra en la figura 4.28. A la hora de diseñar el circuito, se dejará la huella para un diodo schottky, por si este último supuesto no se cumple.

Supercondensador como batería La necesidad de utilizar un diodo *antirretorno* se hace imperiosa si se utiliza un condensador de gran capacidad, o incluso un supercondensador como reserva de energía, en vez de utilizar una batería. Entre las ventajas de utilizar un supercondensador, está el menor peso que añade al circuito y la eliminación en el proyecto de circuitería para carga de baterías. Entre las desventajas, la imposibilidad de utilizar la tensión del condensador sin un convertidor DC-DC a la salida, el mayor tiempo de carga inicial hasta que pueda obtener una tensión válida a la salida, y la incertidumbre de su fiabilidad en un entorno hostil (por su volumen, es una componente expuesto a golpes).

Convertidor controlado DC DC Para la etapa del convertidor DC-DC, se optará por el mismo modelo boost *LTC3105* de **Linear Technology** de la figura 4.14. Toda la circuitería de acondicionamiento será idéntica, que ya está explicada en la sección del rectificador pasivo.

4.2.3. Solución comercial

La compañía **MAXIM INTEGRATED** ofrece un circuito integrado para aplicaciones de *energy harvesting* bastante popular. Se trata del integrado *MAX17710*, con entradas tanto de alto como de bajo voltaje. La figura 4.28 muestra el diagrama de bloques, y la figura 4.29 muestra la configuración en bajo voltaje del integrado según su hoja de datos.

Se construirá también un prototipo basado principalmente en este circuito. Con una batería THINERGY® MEC202 tal como recomienda el propio fabricante. Al ser una solución comercial, ofrece un añadido de fiabilidad que las anteriores soluciones no tienen.

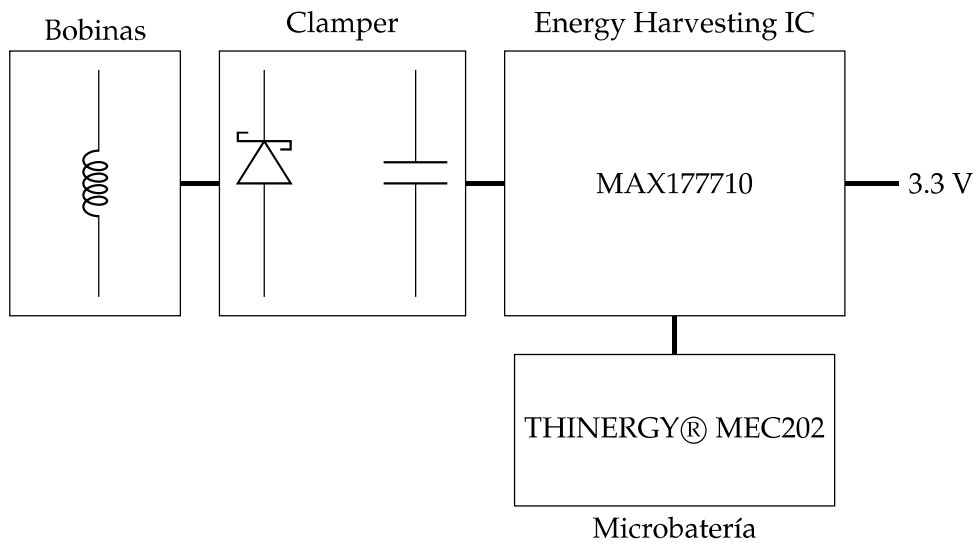


FIGURA 4.28: Esquema del circuito propuesto con el integrado para *energy harvesting* MAX177710 de **MAXIM INTEGRATED**

Conexión de las bobinas Las bobinas se conectarán en serie, como en el caso del rectificador pasivo.

Entrada de tensión Para obtener una tensión de entrada positiva en la entrada, en vez de utilizar un rectificador, se utilizará un diodo (Schottky) y un condensador en la configuración *clamper* de la figura 4.6.

Condensador de entrada El condensador de entrada debe ser máximo para permitir el funcionamiento del convertor interno DC-DC, pero al mismo tiempo recomienda un componente con una ESR baja. El fabricante no recomienda condensadores superiores a los $47[\mu F]$. Para la entrada de la fuente de alta tensión, *CHG*, recomiendan un condensador de $100[nF]$ si no se conecta.

Tensión FB La entrada *FB* debe oscilar entre un máximo de $1[V]$ y los $0,2[V]$. Si la tensión de entrada es mayor, hay que conectar un divisor de tensión, que puede hacerse con dos resistencias de $2[M\Omega]$ para minimizar pérdidas. Si se conecta un divisor de tensión, hay que conectar también un condensador de $1[nF]$ entre la entrada y *FB*.

Bobina LX La bobina conectada entre la tensión de entrada y el pin *LX* es la bobina que utiliza el convertor DC-DC Boost. Recomiendan un mínimo de $0,68[\mu H]$ pero el valor final depende de la frecuencia de conversión. Un valor de $1,5[\mu H]$ debería cubrirnos las espaldas a bajas frecuencias de conmutación.

Diodo Schottky El diodo entre las entradas *LX* y *CHG* es un diodo Schottky. La hoja de datos recomienda el modelo *ZLLS410TA* de **Diodes Incorporated**.

Condensador de salida El condensador de salida dependerá de la carga. Se escoge inicialmente un condensador de $1[\mu F]$.

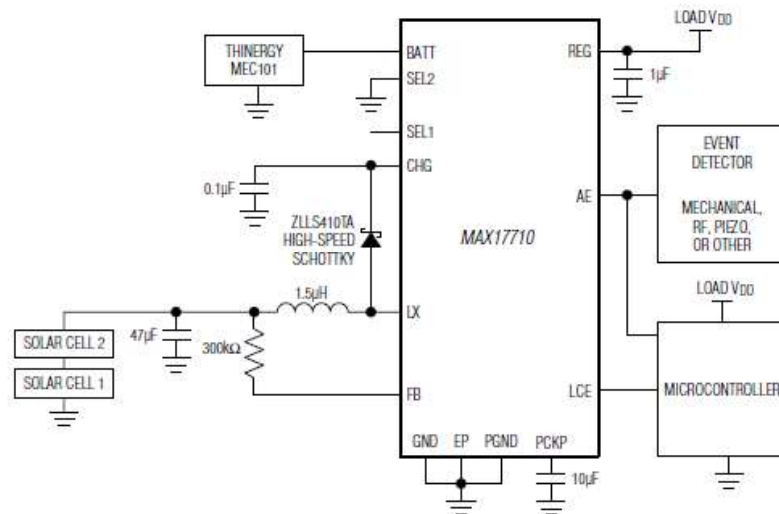


FIGURA 4.29: Configuración para una fuente de baja tensión en el MAX17710 de MAXIM INTEGRATED

Pines de configuración Para configurar una tensión de salida de 3,3[V], hay que dejar desconectado el pin *SEL1*, y conectar el pin *SEL2* a masa.

4.3. Conclusiones

Diodos Schottky Para la aplicación propuesta, siempre que no se rebase ningún límite de tensión o intensidad, se utilizarán diodos de barrera o Schottky, en vez de diodos convencionales.

Montaje de las bobinas rectificador pasivo Para la rectificación pasiva, se conectan las bobinas en serie de forma que se maximice la tensión de entrada reduciendo las pérdidas de tensión en los semiconductores.

Montaje de las bobinas rectificador activo Para la rectificación activa, se montan las bobinas en serie de dos en dos, y se conectan los conjuntos en paralelo. De esta forma, se puede aprovechar mejor la potencia suministrada si en el montaje real sobre la pinza de freno, la tensión inducida no está exactamente en fase en cada par de bobinas.

Rectificador pasivo MOSFET ineficiente la simulación del rectificador activo con los MOSFET-N presenta un rendimiento igual o inferior al de diodos Schottky. Aun cuando la tensión de entrada sea superior a la tensión V_{th} , la tensión V_{GS} es tan baja que el semiconductor presenta una resistencia R_{ON} elevada.

Rectificación de bajo voltaje La rectificación activa ofrece una alternativa muy interesante para niveles bajos de entrada de tensión. Sin embargo, los valores teóricos de consumo en los componentes escogidos pueden variar respecto a los obtenidos en el prototipo real.

Ventajas del supercondensador como almacén de energía Menor peso, y elimina la necesidad de circuitería para la carga de una batería.

Desventajas del supercondensador como almacén de energía Imposibilidad de utilizar la tensión del condensador sin un convertidor DC-DC, un mayor tiempo de carga inicial hasta que pueda obtener una tensión válida a la salida, y la incertidumbre de su fiabilidad en un entorno hostil (por su volumen, es una componente expuesto a golpes).

Diodo activo El hecho de que los MOSFET no bloqueen la corriente inversa, fuerza a utilizar también un diodo entre el rectificador y el condensador para evitar que éste se descargue a través de las bobinas. Si es posible, se escogerá un circuito integrado de bajo consumo (nA), que actúe como un diodo ideal, y que pueda conectarse al raíl del doblador de tensión.

Elección del rectificador La elección final del rectificador dependerá del rendimiento obtenido en las pruebas de laboratorio, una vez construidos los prototipos.

Capítulo 5

Pruebas de laboratorio

En este capítulo se explica el diseño de la placa prototipo que se ha construido para probar los diseños propuestos en el capítulo 4, y se recogen los resultados de las pruebas con el disco de freno diseñado en el capítulo 1.

El objetivo es comparar la eficiencia de distintos circuitos rectificadores y evaluar la potencia que se podría extraer sobre una bicicleta real con el modelo que ofrezca un mayor rendimiento. Por último, se evaluarán opciones como el impacto de la pinza a máximo rendimiento sobre la potencia necesaria para mantener una velocidad constante, o la posibilidad de integrar sistemas en la pinza tales como un microcontrolador, acelerómetros o un cinemómetro digital.

5.1. Placa prototipo

El diseño del prototipo se hace mediante el programa *Altium Designer*, un software comercial de diseño de placas PCB. Además del diseño, genera esquemas, ficheros *Gerber*, lista de materiales, render 3D 5.1 y documentos con el diseño mecánico de la placa. Como referencia, se han seguido las guías de diseño del tutorial Jones, 2004. Como el pedido mínimo es de 5 placas, para ahorrar costes de fabricación, se diseña una única placa prototipo que contiene los tres diseños (el diseño pasivo, el diseño activo, y el diseño con el integrado comercial). Una misma placa no puede tener los 3 diseños a la vez y ser funcional, por lo que se utilizará una placa distinta en cada diseño, colocando únicamente los componentes adecuados al diseño y obviando el resto.

Además de los diseños propuestos, se ha añadido un pequeño microcontrolador de bajo consumo con sólo 14 pines, así como un acelerómetro y un amplificador diferencial de instrumentación para medir la tensión inducida en una de las bobinas.

Aunque los esquemas se adjuntan en el apéndice C, en esta sección se explican con detalle algunas de las secciones.

5.1.1. Puentes soldados y clavijas

Para añadir flexibilidad a la placa, se añaden varios puentes que deben ser soldados o dejados abiertos en función del diseño elegido. Tienen el prefijo **SB**, acrónimo de *Solder Bridge*.

En la figura 5.2 se ve el símbolo y la huella PCB que genera. Una sencilla gota de estaño debe bastar para unir ambos extremos.

De forma parecida a los puentes soldados, se han dejado varios *PIN* o *Clavijas* que permiten medir con un osciloscopio o un multímetro los niveles de tensión en esos puntos. Además, algunos de ellos se colocan para flexibilizar el diseño, pues permiten añadir pistas de conexión entre diferentes secciones del circuito. En la figura 5.3 se compara el símbolo con su huella PCB.

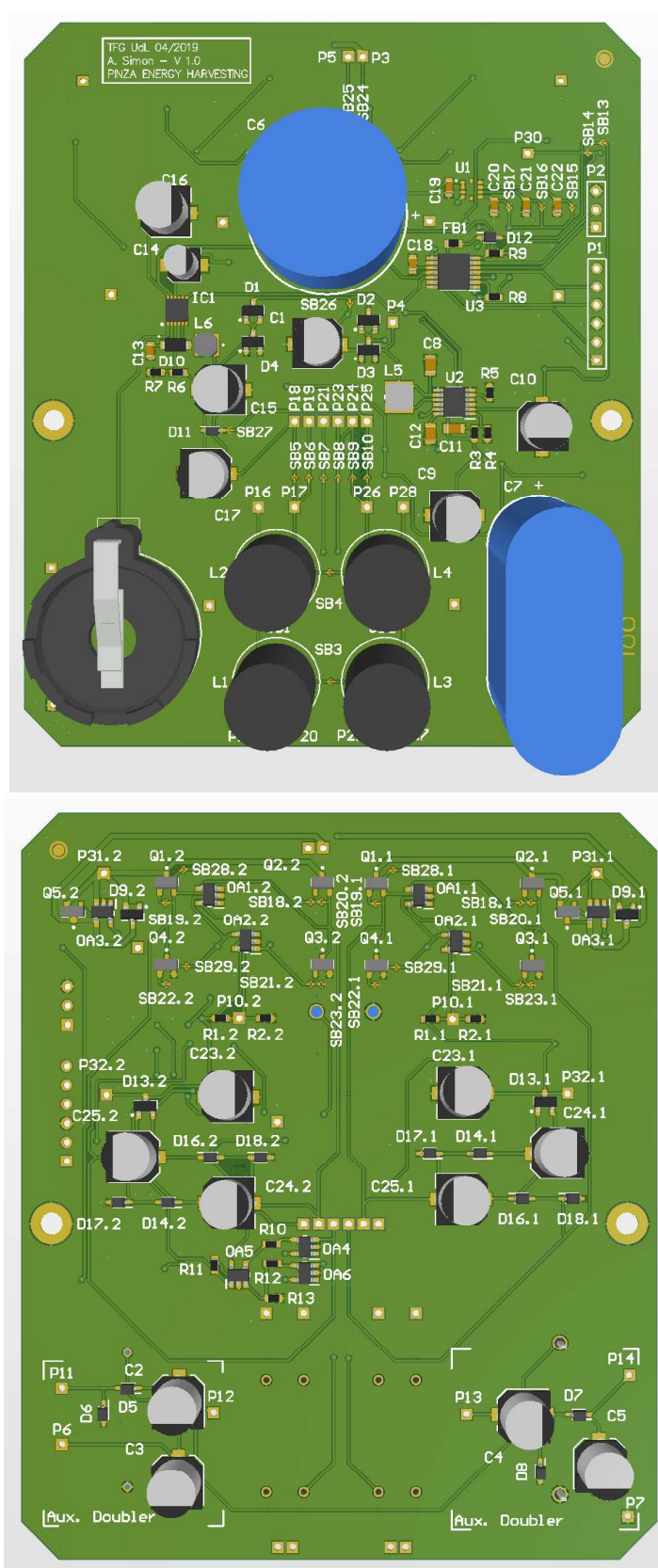


FIGURA 5.1: Representación en 3D anverso (arriba) y reverso (abajo) de la placa prototipo

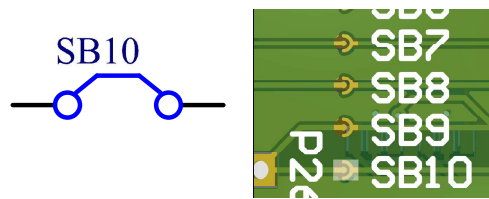


FIGURA 5.2: Símbolo y huella PCB de los puentes soldados

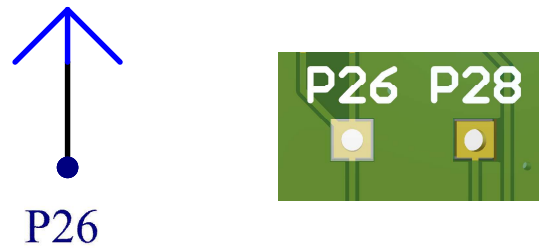


FIGURA 5.3: Símbolo y huella PCB de las clavijas

5.1.2. Puente activo

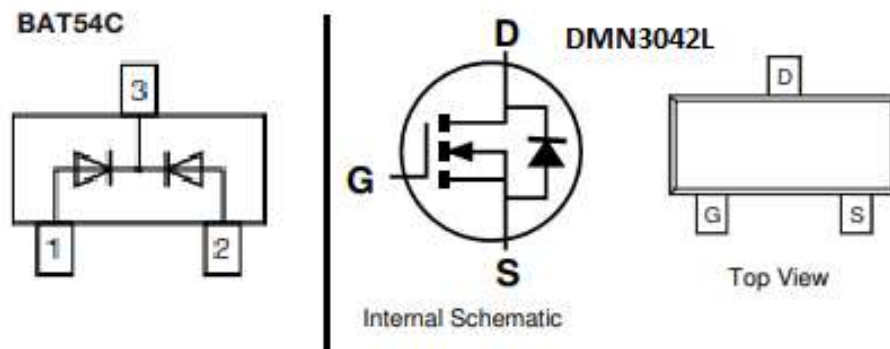


FIGURA 5.4: Comparación entre el encapsulado del diodo BAT54 y el MOSFET-N DMN3042

En el rectificador activo, se utiliza un puente de MOSFET-N en vez de diodos. tanto los transistores **DMN3042** como los diodos Schottky **BAT54C** comparten el mismo encapsulado *SOT-23*. La figura 5.4 muestra la correspondencia entre pines.

Puede ocurrir que en el transcurso de las pruebas, un diseño activo no funcione como se espera y haya que sustituir los transistores por diodos MOSFET. Si queremos que tanto el MOSFET como el diodo Schottky puedan ser intercambiables, se añaden un par de puentes soldables o *Solder Junctions*.

Como se ve en la figura 5.5, tomando como ejemplo el transistor Q1, si queremos un MOSFET, hay que soldar el puente SB28 y dejar abierto el puente SB19. Por el contrario, si queremos colocar un diodo Schottky, hay que dejar abierto el puente SB28 y soldar el puente SB19.

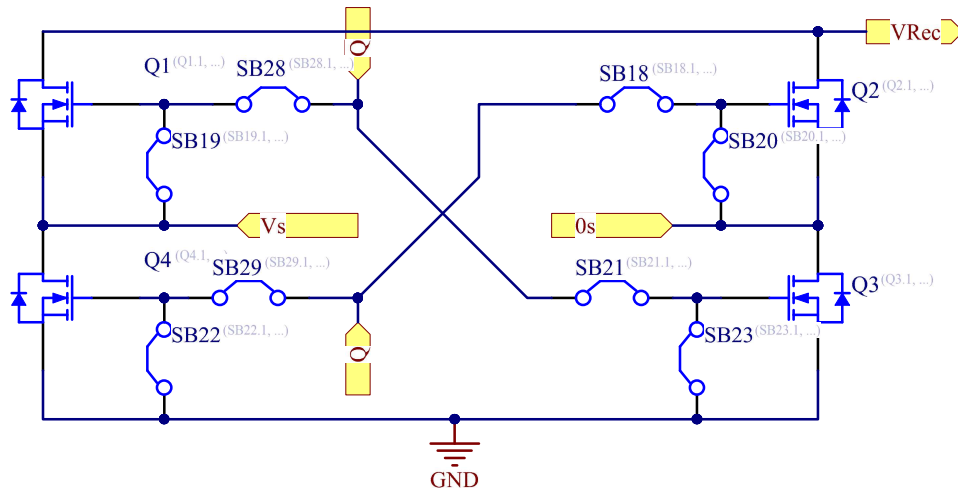


FIGURA 5.5: Esquema del puente de transistores MOSFET en el rectificador activo

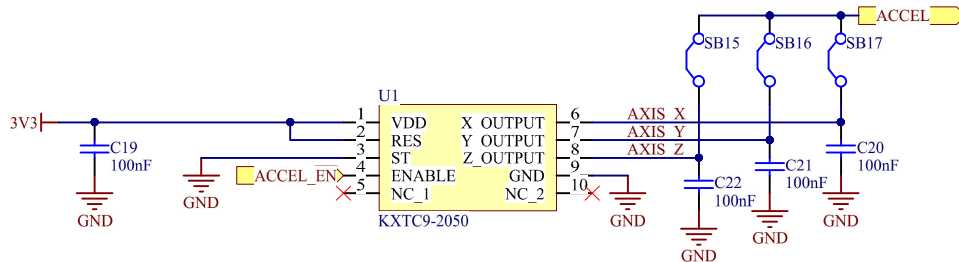


FIGURA 5.6: Esquema del acelerómetro

5.1.3. Acelerómetro

Se incluye un acelerómetro de 3 ejes KXT9-2050 de **Kionix**. La elección del componente responde a dos consideraciones: consumo y precio. Con un consumo de $240[\mu A]$, el precio por unidad ronda los 3 €. Además, el encapsulado permite la soldadura a la placa mediante un soldador de aire, sin tener que recurrir a un horno o una máquina *Pick-and-Place*. La figura 5.6 muestra su conexionado:

Pin ST El pin *ST* a nivel alto hace que el integrado entre en modo de test. Como no se va a utilizar, se deja conectado a nivel bajo.

Pin ENABLE Para que el acelerómetro funcione, el pin de control *ENABLE* debe estar a nivel alto de tensión. Es un pin que se conecta al microcontrolador con una resistencia *Pull-Up* externa.

Salidas de tensión Tiene tres salidas de tensión, una por cada eje, a razón de $660[mV]$ por cada **g**, con un fondo de escala de **2g**. Como la orientación del integrado no puede cambiar, pero la orientación de la placa no está definida, se han unido las 3 salidas mediante un puente soldado a la entrada del microcontrolador que medirá la aceleración. En función de la aplicación final, se soldará únicamente el eje de interés.

5.1.4. Amplificador diferencial de instrumentación

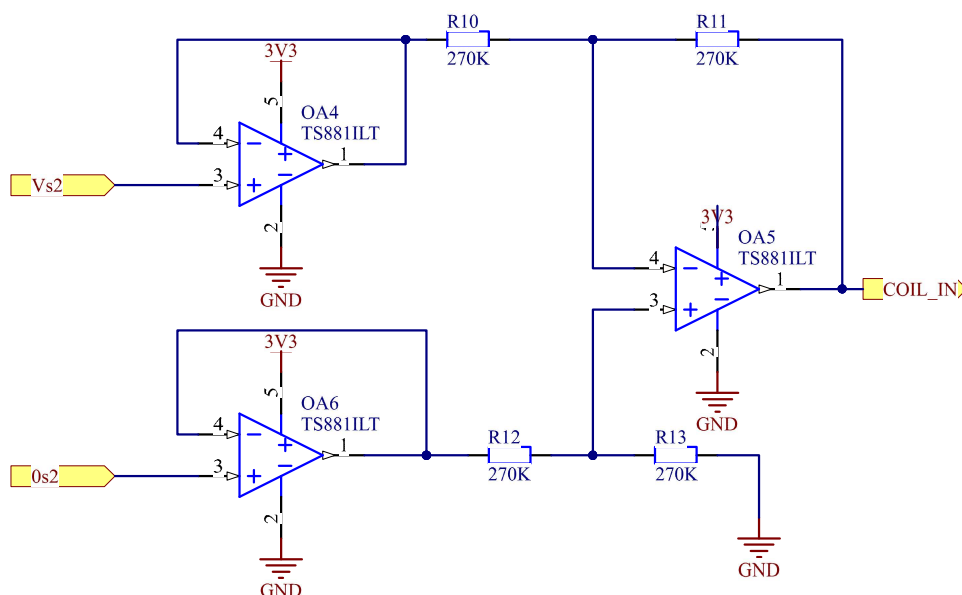


FIGURA 5.7: Esquema del amplificador operacional de instrumentación

Para poder medir la diferencia de tensión en una de las bobinas, a tiempo real, y con una alteración mínima de la tensión generada, se necesita un amplificador diferencial de instrumentación que mantenga el aislamiento galvánico entre la tensión de salida del circuito y la tensión de las bobinas.

En vez de recurrir a un integrado comercial, se diseña uno como el de la figura 5.7, con los mismos operacionales de micro consumo *TS881ILT* de **Texas Instruments**.

Como el ADC del microcontrolador tiene el suficiente fondo de escala (12 bits), la ganancia del amplificador es 1. Aunque R10, R11, R12 y R13 hayan sido escogidas a priori con un valor de $270[k\Omega]$, en la práctica se puede incrementar su valor hasta un máximo que no altere su funcionamiento.

Salida La salida se conecta a una entrada analógica del microcontrolador. Aunque los ciclos negativos de tensión no podrán muestrearse (la tensión mínima a la salida de los operacionales es *GND*), medir la magnitud de los picos máximos servirá para medir una sobrecarga, y medir el tiempo entre picos servirá para estimar la velocidad de la bicicleta.

5.1.5. Doblador de tensión

En el doblador de tensión de la figura 5.8, los diodos D17 y D18 pueden omitirse. La función de esos diodos ya la hace la mitad del puente rectificador existente.

La capacidad del condensador C23 debe ajustarse para que tenga la mínima ESR sin que su carga sufra grandes variaciones.

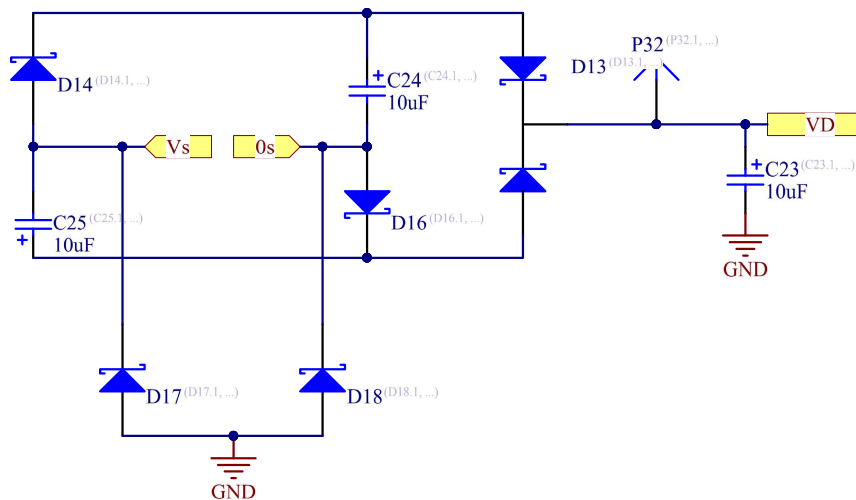


FIGURA 5.8: Esquema del doblador de tensión utilizado

5.1.6. Dobladores de tensión auxiliares

Además del doblador de tensión del circuito, se han dejado las huellas para construir dos dobladores de tensión, uno con topología Greinacher como el de la figura 5.9, y otro con topología Delon, como el de la figura 5.10.

No están conectados a ninguna otra sección del circuito; para utilizarlos, hay que conectar las bobinas a las clavijas P13 y P7, o P11 y P6. Las salidas P12 y P13 pueden utilizarse para conectar una carga, medir la tensión, o conectar mediante un puente a un rectificador BOOST.

El único propósito de incluir estos circuitos es tener la libertad de probar otras combinaciones de diseño sin tener que rediseñar la placa.

5.1.7. Conversor DC-DC

El conversor DC-DC elegido en los diseños activo y pasivo es el *LTC3105EMS* de **Linear Technology**. La explicación de los componentes escogidos para acondicionar

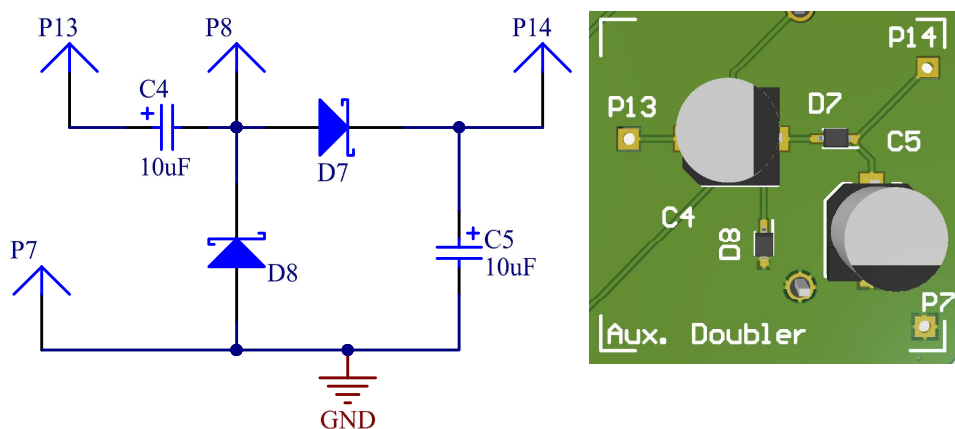


FIGURA 5.9: Esquema del doblador auxiliar de tensión Greinacher

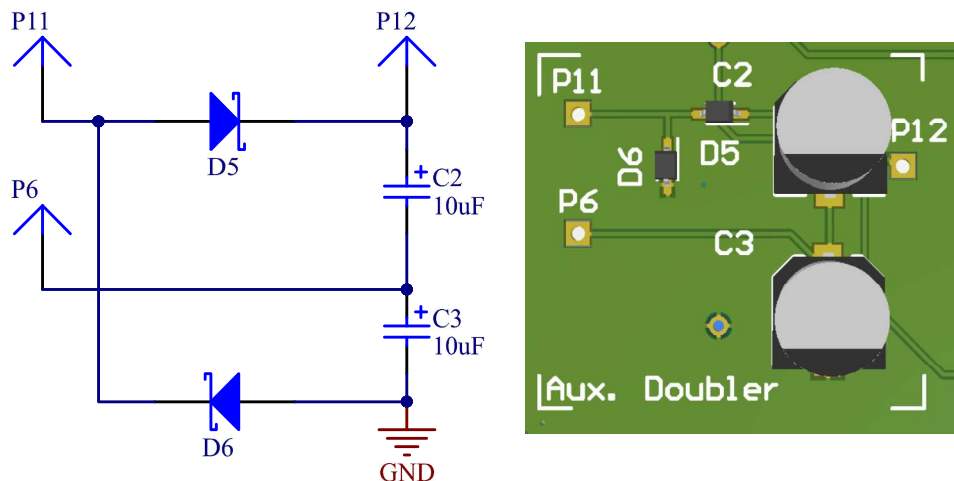
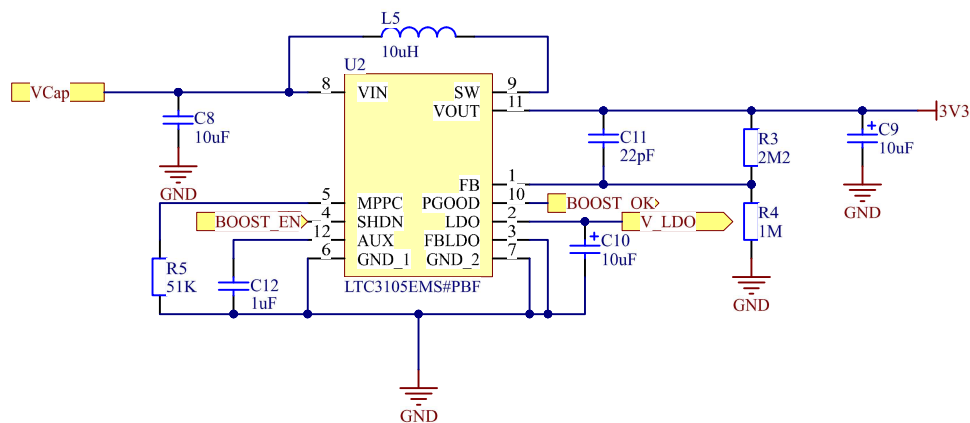
FIGURA 5.10: Esquema del doblador auxiliar de tensión *Delon*

FIGURA 5.11: Esquema del convertor DC-DC Boost

el circuito ya se ha dado en el capítulo 4. Se aprovecha la presencia de un microcontrolador para conectar la entrada y las salidas de control. La figura 5.11 muestra su conexionado.

Entrada de control La entrada SHDN detiene la conversión DC-DC cuando está a nivel 0. Si está a nivel alto, o al aire, mediante una resistencia *pull-up* interna, se establece a nivel alto, lo que permite la conversión. En el microcontrolador, debe conectarse a una salida *open-drain* que se ponga a 0 cuando haya que detener la conversión.

Salida PGOOD La salida PGOOD es una salida *open-drain*. El transistor MOSFET Pull-Down interno se desactiva bien cuando la tensión de salida es correcta, bien cuando el integrado esté en modo apagado o bien cuando esté en el ciclo de inicio. Hay que conectar la salida a una resistencia *pull-up* para que, en abierto, la entrada del microcontrolador lea un nivel alto.

5.1.8. Integrado MAX17710 para *Energy Harvesting*

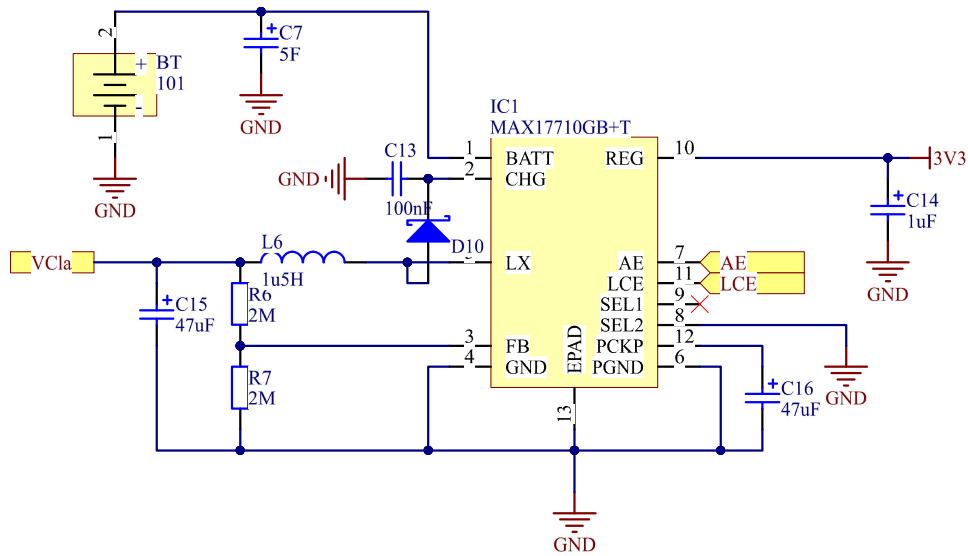


FIGURA 5.12: Esquema del integrado MAX17710 para *Energy Harvesting*

El integrado MAX17710 de **Maxim Integrated** es un circuito integrado diseñado específicamente para *Energy Harvesting*. Tiene dos entradas, una de alta tensión y otra de baja tensión. Como se ha expuesto en el capítulo 4, se conecta la entrada reservada a baja tensión. La figura 5.12 muestra su conexionado.

Microbatería El integrado tiene una salida específica para una microbatería, que carga o descarga en función de la potencia suministrada y la carga conectada. En la hoja de datos, se recomienda la microbatería MEC101 de **Thinergy**, una celda de 4[V] con una capacidad de 1[mAh]. Como no ha sido posible encontrar dicha celda, se prepara la huella para un portapilas de botón, donde poder conectar una pequeña batería recargable de 3,1[V], así como un condensador de 5F y 5,5V.

Pilas de botón recargables Existen modelos de pilas de botón recargables. Se probará la pila LIR2032 de ión litio, con una tensión de 3,6[V] y una capacidad de 70[mAh].

Condensador C16 El condensador conectado en PCKP actúa como *buffer* de la microbatería. Su capacidad de 47[μF] debería ser suficiente para una operación normal, pero puede aumentarse sin problema.

Entrada FB La entrada FB regula el punto de disparo para que conmute el BOOST. Según la hoja de datos, una entrada de tensión entre 1[V] y 2[V] deben elevarse, pero son demasiado altas para que el regulador trabaje eficientemente. Un divisor de tensión formado por R6 y R7 establece el umbral de disparo a ON y a OFF del boost. La tensión FB(on) es de 0,75[V], mientras que la tensión FB(off) es de 0,25[V]. Puede utilizarse la siguiente fórmula para establecer los límites de entrada de tensión

$V_{HARVEST-ON}$ a la que el regulador empieza a funcionar:

$$V_{HARVEST-ON} = 0,75 \cdot \frac{R7}{R6 + R7} \quad (5.1)$$

Resistencias en FB Con un divisor de tensión del mismo valor, la tensión de entrada $V_{HARVEST-ON}$ sería $1,5[V]$. Para reducir este umbral, hay que jugar con el valor del divisor de tensión. Si los límites son suficientes, puede conectarse tan sólo R6 con una resistencia de $300[k\Omega]$, en cuyo caso será $V_{HARVEST-ON} = 0,75[V]$.

Entrada de control AE Es una entrada con 3 posibles estados y que se activa por pulsos. Un pulso alto activa el modo de entrada de alta tensión, y un pulso bajo desactiva el regulador.

Entrada de control LCE Es también una entrada con 3 posibles estados, y se activa por pulsos. Un pulso alto activa el modo de entrada de baja tensión, siempre que el modo de alta tensión esté activo. Un pulso a bajo desconecta el modo de entrada de baja tensión. Es necesario, por tanto pulsar esta entrada después de pulsar la entrada AE.

5.1.9. Microcontrolador

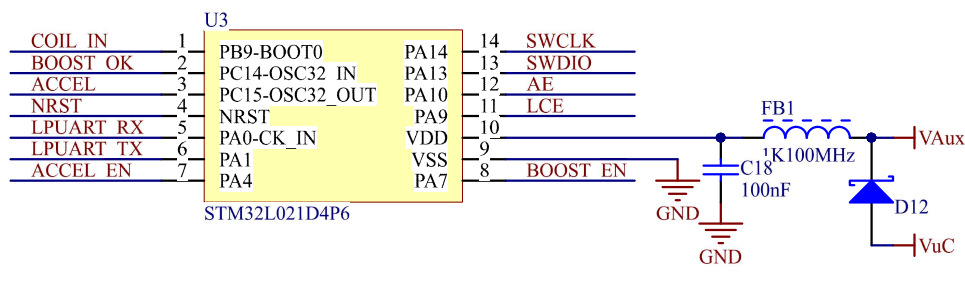


FIGURA 5.13: Esquema del microcontrolador STM32L011D4

El criterio principal para elegir el microcontrolador *STM32L011D4* de **ST Microelectronics** es su bajo consumo. Según su hoja de datos, $25[\mu A]$ por MHz. Además, se elige un encapsulado *TSSOP – 14* que simplifica el diseño (sacrificando el número de entradas-salidas disponibles). La figura 5.13 muestra su conexión.

PB9-BOOT0 El pin BOOT0 establece el modo de arranque del microcontrolador en función de su situación, por lo que normalmente se deja a nivel bajo para que el arranque se haga desde la memoria Flash. Sin embargo, existen bits de registro que permiten seleccionar el modo de arranque en función del programa, y obviar el estado del pin, por lo que puede utilizarse como una entrada más.

Se conectan las siguientes entradas (figura 5.14):

- **BOOST OK.** Indica que el conversor DC-DC Boost regula correctamente. Como en el integrado *LTC3105* es una salida *open-drain*, que sólo se conecta a 0 cuando el conversor no está regulando, hay que conectar la entrada a una resistencia pull-up para tener un nivel alto. Como la resistencia pull-up interna

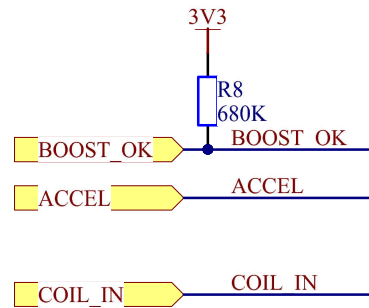


FIGURA 5.14: Entradas del microcontrolador

del microcontrolador es demasiado baja ($50[k\Omega]$), se utiliza una resistencia externa R8, que inicialmente se estima en $680[k\Omega]$, pero puede probarse un valor mayor para reducir el consumo. En la configuración GPIO, se configura como INPUT y se desactivan las resistencias pull-up y pull-down.

- ACCEL. Entrada analógica del acelerómetro. Es una entrada de tensión con un máximo de $1,2[V]$, que indica un fondo de escala de $2[g]$. Se configura como una entrada GPIO analógica, y se muestrearán a intervalos regulares.
- COIL IN. Entrada analógica con el ciclo positivo de la tensión inducida en una de las bobinas. Se configura como una entrada GPIO analógica, y se evaluará si muestrear periódicamente, o si utilizarse para *despertar* al microcontrolador al superar un umbral; una opción que tienen los microcontroladores de esta gama cuando funcionan en modo de bajo consumo.

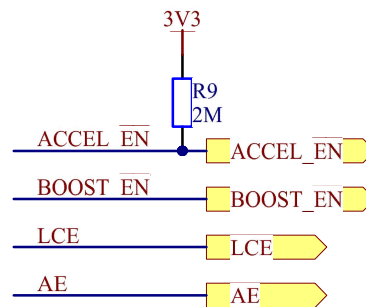


FIGURA 5.15: Salidas del microcontrolador

Se conectan las siguientes salidas (figura 5.15):

- ACCEL EN. Salida para activar el acelerómetro. Para evitar el consumo de la resistencia pull-up interna del microcontrolador, se utiliza una resistencia R9 pull-up externa. El valor de $2[M\Omega]$ puede variar. Se configura como una salida GPIO sin resistencias pull-up o pull-down.
- BOOST EN. Salida para activar el regulador DC-DC cuando esté activa o al aire. Se configura como una salida GPIO *open-drain* sin resistencias pull up, de forma que cuando esté desactivada, el pin se encuentre al aire, y cuando se active, pondrá la salida a nivel bajo.

- AE. Salida de control para activar el modo de alta tensión del circuito integrado *MAX17710*. Hay que activar un pulso a nivel alto para activar el regulador, y dejar la salida al aire durante el resto del tiempo. Para detener el regulador, hay que pulsar a nivel 0 y dejar al aire después.
- LCE. Igual que la salida AE, se activa por pulsos. Para que el regulador del *MAX17710* funcione, hay que pulsar esta salida a nivel alto después de la salida AE.

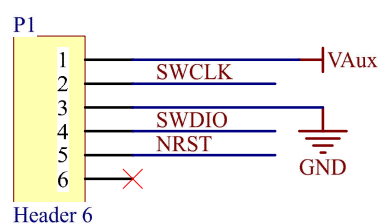
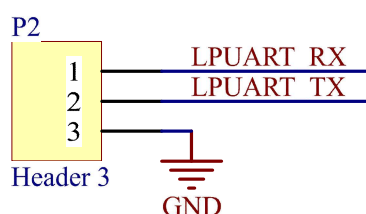


FIGURA 5.16: Puerto de programación del microcontrolador

Todas las señales necesarias para programar el microcontrolador se llevan al conector P1, como se ve en la figura 5.16. El orden de los pines, salvo el primero, es el mismo que en el puerto de programación auxiliar de las placas *Discovery*.

El pin 1 es una entrada de tensión máxima de 3V que permite alimentar el microcontrolador (y bloquea la conexión con el resto de la placa mediante el diodo D12) para programarlo en todo momento, aunque todos los condensadores de la placa estén descargados. El pin 6 del conector no se utiliza.

FIGURA 5.17: Puerto serie *Low-Power UART* del microcontrolador

El microcontrolador tiene un puerto serie de bajo consumo, o **LPUART**. Se conecta el puerto al conector P2, figura 5.17, por lo que puede utilizarse un ordenador con un terminal serie para monitorizar los datos del microcontrolador.

5.2. Diseño pasivo

5.2.1. Configuración SB

La configuración de los puentes soldados para este diseño es la que se muestra en la tabla 5.1.

5.2.2. Pruebas del rectificador

Se monta el rectificador, pero sin condensador de salida ni ninguna otra etapa posterior. En lugar del condensador, se coloca un conector para acoplar y desacoplar

CUADRO 5.1: Configuración puentes soldados para el diseño pasivo

SB	Cerrado	Abierto	Indiferente
SB1	X		
SB2	X		
SB3	X		
SB4		X	
SB5	X		
SB6		X	
SB7		X	
SB8		X	
SB9		X	
SB10	X		
SB13	X		
SB14		X	
SB15			X
SB16			X
SB17			X
SB18.1		X	
SB18.2		X	
SB19.1		X	
SB19.2		X	
SB20.1		X	
SB20.2		X	
SB21.1		X	
SB21.2		X	
SB22.1		X	
SB22.2		X	
SB23.1		X	
SB23.2		X	
SB24		X	
SB25		X	
SB26	X		
SB27		X	
SB28.1		X	
SB28.2		X	
SB29.1		X	
SB29.2		X	

fácilmente cargas resistivas de diferentes valores. Se acopla a las bobinas de la pinza de freno mediante 8 conectores.

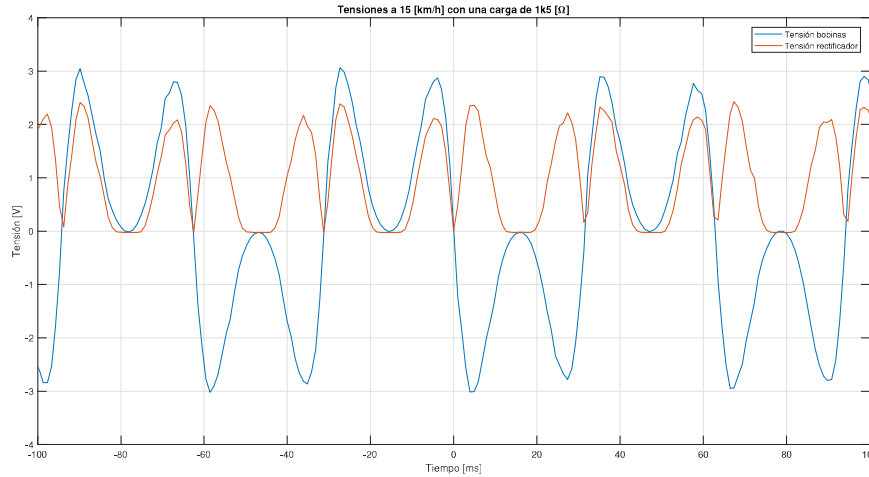


FIGURA 5.18: Tensión en las bobinas (azul) y tensión a la salida del rectificador (rojo) con una carga de $1,5[k\Omega]$ y una velocidad de $15[km/h]$

Para empezar, se conecta una carga de $1,5[k\Omega]$, y se mantiene la rueda a una velocidad constante de $15[km/h]$. En la figura 5.18, se observa que la caída de tensión está en torno a los $0,5[V]$, algo razonable ya que el diodo Schottky tiene una caída de tensión entre $0,2[V]$ y $0,3[V]$, y el puente rectificador siempre tiene dos diodos en serie conduciendo.

El resto de medidas se toman de la misma forma; es decir, tomando los datos del osciloscopio en un CSV e importándolos en MATLAB. Mediante la función *RMS* o *Root Mean Square*, podemos calcular la tensión efectiva que entrega el rectificador a diversas cargas, y a diferentes velocidades.

En la figura 5.20 se muestra la relación de la tensión con la velocidad, para valores de carga de $480[\Omega]$ (azul), $1K[\Omega]$ (rojo), $4K7[\Omega]$ (amarillo), $12K[\Omega]$ (púrpura) y $83K[\Omega]$ (verde). Se observa que, tal como predijo el modelo de inducción magnética, la tensión tiene una relación lineal con la velocidad. En el estudio de Sudhawiyangkul e Isarakorn, 2015 se constata esta linealidad también para vibraciones.

La relación de la tensión inducida con la carga se observa en la figura 5.19. En azul, a $10[km/h]$, en rojo a $15[km/h]$, en amarillo a $20[km/h]$, en púrpura a $25[km/h]$ y en verde a $30[km/h]$. A partir de una cierta carga, en torno a los $10K[\Omega]$, la tensión se mantiene más o menos constante; y para valores de carga próximos a 0, como es de esperar, la tensión se hace también nula.

Conocido el valor eficaz de la tensión, y el valor de la carga, podemos conocer la potencia que entrega el rectificador a esa carga mediante la fórmula 5.2. Al utilizar el valor eficaz de la tensión, obtenemos un valor medio de la potencia entregada.

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (5.2)$$

La gráfica 5.21 muestra la relación entre la potencia media y la carga, para diferentes velocidades (en azul, a $10[km/h]$, en rojo a $15[km/h]$, en amarillo a $20[km/h]$, en púrpura a $25[km/h]$ y en verde a $30[km/h]$). Lo interesante es ver que para cada

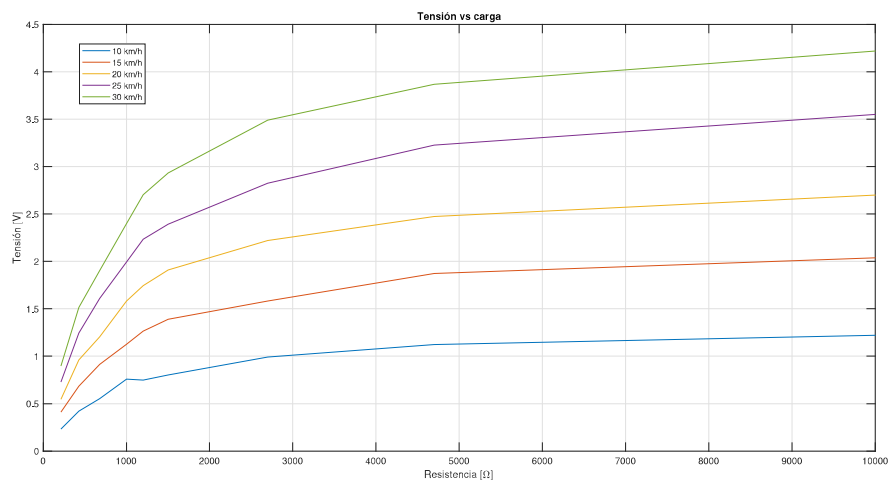


FIGURA 5.19: Tensión vs carga a la salida del rectificador a diferentes velocidades

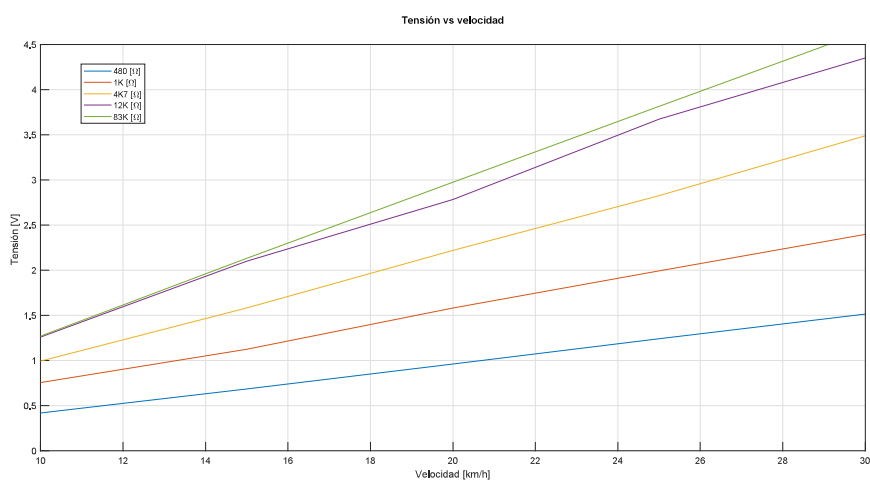


FIGURA 5.20: Tensión vs velocidad a la salida del rectificador para diferentes cargas

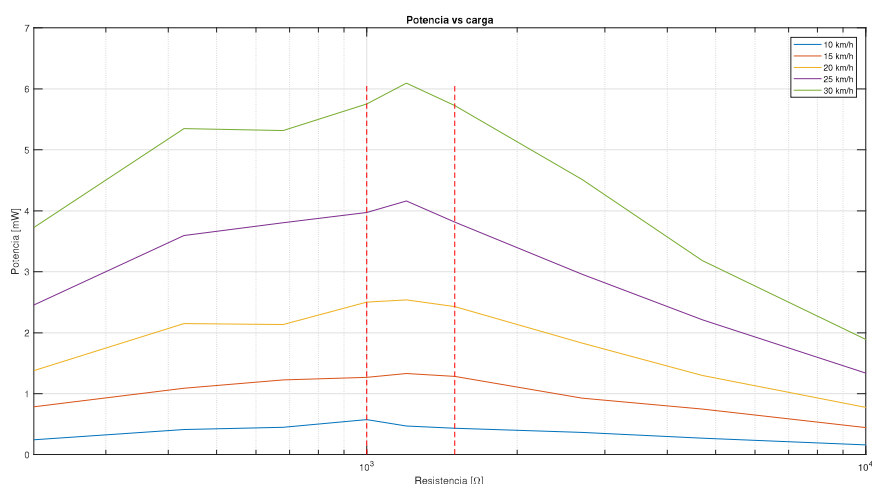


FIGURA 5.21: Potencia vs carga a la salida del rectificador a diferentes velocidades. Las marcas discontinuas en rojo marcan una región de carga entre de $1K[\Omega]$ y $1K5[\Omega]$

CUADRO 5.2: Carga máxima (resistencia mínima) que puede conectarse al rectificador sin que la tensión de salida caiga por debajo de los $3,1[V]$ en el diseño pasivo

$v[km/h]$	$L_{MAX}[k\Omega]$
10	25
15	9,2
20	5,6
25	2,3
30	1,8

velocidad, la potencia es máxima para un cierto valor de carga. No es sorprendente, ya que el *Teorema de la máxima potencia* nos dice que la potencia transmitida es máxima cuando la resistencia de la carga es igual a la resistencia interna de la fuente. Como la potencia máxima se produce entre valores de carga de $1K[\Omega]$ y $1K5[\Omega]$, debemos suponer que esta es la suma de la resistencia de las bobinas y los diodos en conducción.

A una velocidad de $15[km/h]$, ya vemos que el de potencia máxima que podemos esperar de este rectificador estará en torno a $1[mW]$.

5.2.3. Prueba de potencia

Para probar la potencia máxima que realmente es capaz de proporcionar este diseño a $15[km/h]$, se monta la circuitería del conversor *BOOST* a $3,3[V]$, y se conecta ente un borne de $3,3[V]$ y *GND* un conector para una resistencia variable.

Comenzando desde una resistencia de $48K[\Omega]$, se reduce la resistencia del potenciómetro hasta observar con un osciloscopio que la tensión del *Boost* cae por debajo de $3[V]$. Una vez cae, se mide la carga con un multímetro.

La tabla 5.2 muestra los resultados obtenidos de carga máxima que puede soportar el diseño a diferentes velocidades.

A partir de la expresión 5.2, sabiendo que la tensión de salida es de $3,3[V]$, podemos mostrar el resultado de la tabla 5.2 como potencia máxima en la figura 5.22.

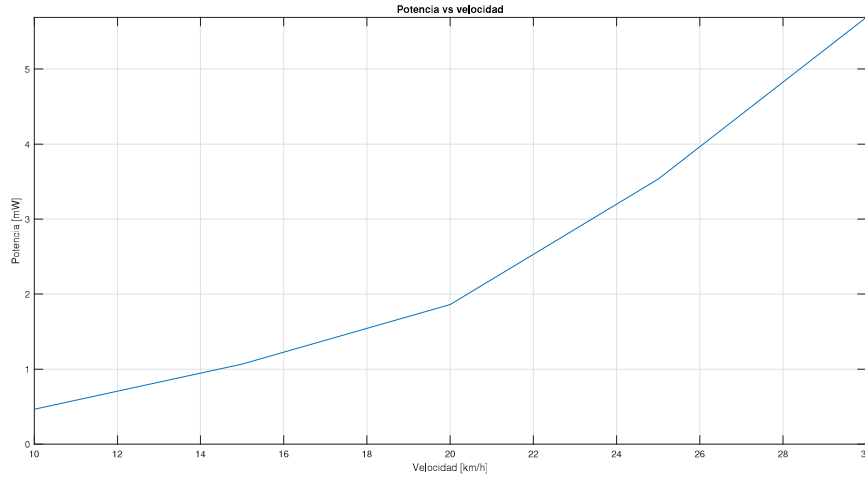


FIGURA 5.22: Carga máxima que puede suministrar el diseño pasivo en función de la velocidad

5.2.4. Prueba de carga del condensador

El supercondensador de $2,2[F]$ es la fuente de almacenamiento de energía principal en este diseño. En el siguiente ensayo, se conecta el condensador sin ninguna otra carga a la salida. Durante 2 horas y media (aproximadamente, 9000 segundos), se anotan medidas de tensión del condensador, a velocidad constante. Debido a la duración de la prueba, el ensayo se hace únicamente dos veces, la primera a $15[km/h]$, y la segunda a $25[km/h]$.

La energía U almacenada en un condensador puede calcularse mediante la fórmula 5.3 a partir de la tensión V medida entre bornes.

$$U = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (5.3)$$

Conocida la energía en todo momento, derivando el vector obtenido en MATLAB es posible obtener una *estimación* de la potencia suministrada al condensador en cada momento. Aunque sea una estimación, los resultados de las figuras 5.23 y 5.24 son coherentes con los resultados obtenidos anteriormente, con picos de potencia en torno a $1,3[mW]$, y una curva descendente conforme la tensión del condensador alcanza la tensión V_{RMS} del rectificador.

5.2.5. Prueba de consumo

Conectando un amperímetro en serie con el motor DC, y rodando a una velocidad constante de $20[km/h]$, y una resistencia de $1K5[\Omega]$. Se mide el consumo con el rectificador conectado y sin él.

El fondo de escala del amperímetro (un multímetro modelo 175 de **Fluke**) permite medir múltiplos de $6[mA]$ en corriente continua. Con ese fondo de escala, no hay

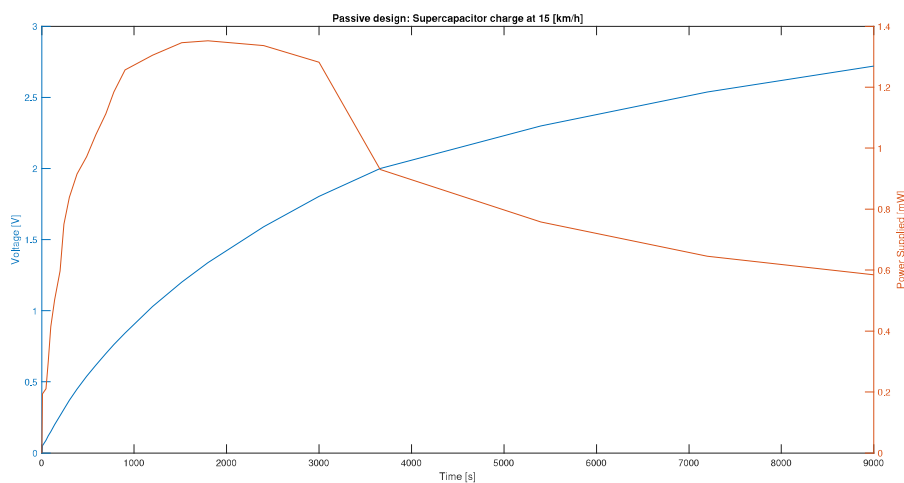


FIGURA 5.23: Carga del condensador a $15[km/h]$. Además de la tensión (eje izquierdo) se muestra la evolución de la potencia suministrada (eje derecho)

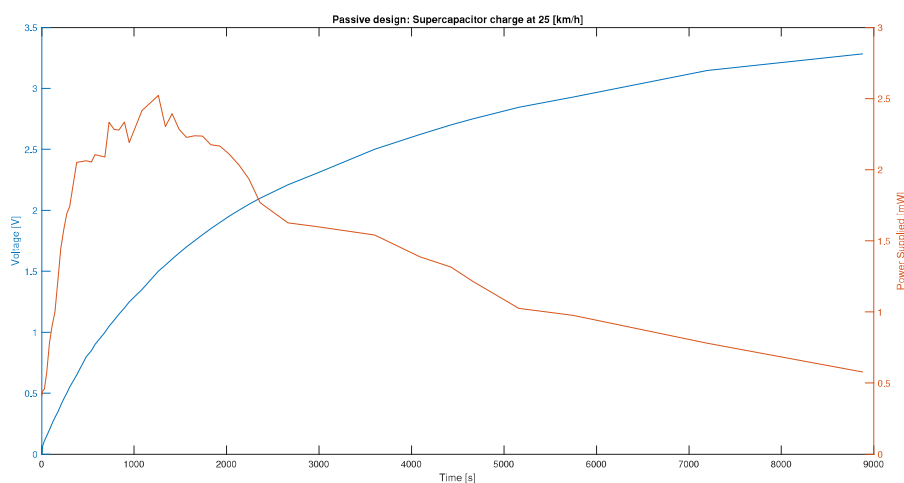


FIGURA 5.24: Carga del condensador a $25[km/h]$. Además de la tensión (eje izquierdo) se muestra la evolución de la potencia suministrada (eje derecho)

variación apreciable en la potencia que necesita el motor para mantener la velocidad constante con la pinza funcionando y sin la pinza.

Cabe decir que, si el rendimiento fuese de un 20 %, para obtener $2[mW]$ en la carga, el motor sólo tendría que aportar $417[\mu W]$ extra, una cantidad ínfima de potencia.

5.3. Diseño activo

5.3.1. Configuración SB

La configuración de los puentes soldados para este diseño es la que se muestra en la tabla 5.3.

5.3.2. Pruebas del rectificador

Se montan primero los componentes del doblador de tensión, y los diodos MOSFET pero sin la circuitería de control. El cuerpo del diodo MOSFET forma un diodo con el cátodo en la fuente y el ánodo en el surtidor. Se comprueba la tensión en los dobladores con un osciloscopio, y se compara con la tensión de entrada de las bobinas.

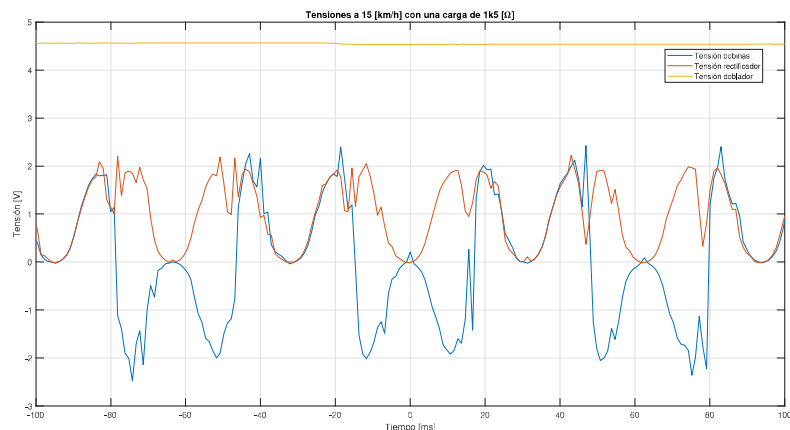


FIGURA 5.25: Tensión de entrada en las bobinas (azul), tensión a la salida del rectificador activo (rojo), y tensión a la salida del doblador de tensión (amarillo) con una carga de $1,5[k\Omega]$, a una velocidad de $15[km/h]$

A continuación, se montan todos los componentes que consumen potencia del doblador de tensión: los operacionales OA1, OA2, OA3, y el divisor de tensión formado por las resistencias R1 y R2. Se vuelve a probar el diseño y se comprueba que la tensión del doblador de tensión se mantiene. En cuanto al puente de resistencias, se cambia el valor por $4M7[\Omega]$, pues el valor de $20M[\Omega]$ era excesivo (la impedancia de entrada del operacional es menor).

Por último, se sueldan los puentes soldados que conectan la salida de los operacionales con la puerta de los MOSFET, excepto los del diodo activo. Al conectar primero uno de los operacionales y probar, se observa la asimetría en la rectificación. El semiciclo que pasa por los transistores polarizados presenta una cresta mayor que el semiciclo que pasa por los otros 2 transistores, tal como se aprecia en la figura 5.26.

CUADRO 5.3: Configuración puentes soldados para el diseño activo

SB	Cerrado	Abierto	Indiferente
SB1	X		
SB2	X		
SB3		X	
SB4		X	
SB5		X	
SB6	X		
SB7	X		
SB8	X		
SB9	X		
SB10		X	
SB13	X		
SB14		X	
SB15			X
SB16			X
SB17			X
SB18.1	X ¹		
SB18.2	X ¹		
SB19.1		X ²	
SB19.2		X ²	
SB20.1		X ²	
SB20.2		X ²	
SB21.1	X ¹		
SB21.2	X ¹		
SB22.1		X ²	
SB22.2		X ²	
SB23.1		X ²	
SB23.2		X ²	
SB24	X		
SB25	X		
SB26		X	
SB27		X	
SB28.1	X ¹		
SB28.2	X ¹		
SB29.1	X ¹		
SB29.2	X ¹		

¹En caso de sustituir los transistores por diodos Schottky BAT54C, el puente debe abrirse²En caso de sustituir los transistores por diodos Schottky BAT54C, el puente debe cerrarse

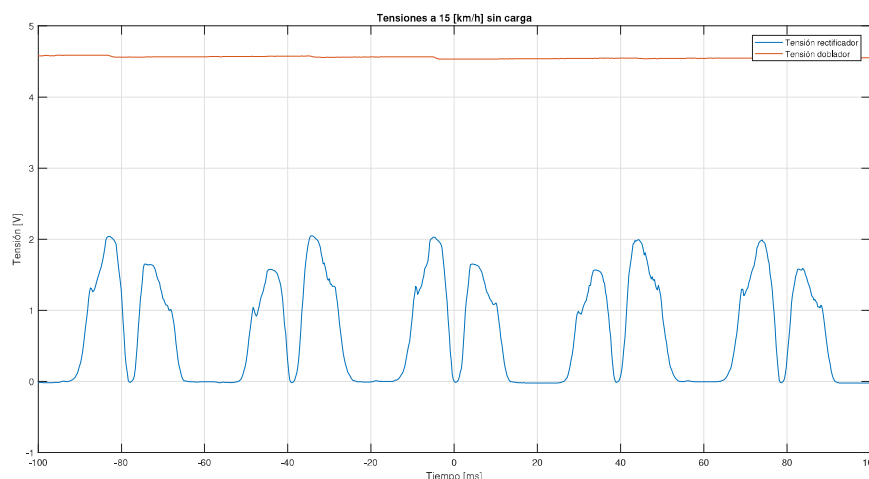


FIGURA 5.26: Tensión a la salida del doblador de tensión y a la salida del rectificador. Nótese la asimetría en esta última.

Comprobado el buen funcionamiento, se conecta el MOSFET que forma el diodo ideal. Con el osciloscopio, no se observa caída de tensión.

Una vez comprobado el buen funcionamiento en las dos secciones del circuito (en este caso, se rectifica la tensión de las bobinas, 2 a 2), se sueldan los puentes SB24 y SB25 que conectan ámbas secciones del circuito con el condensador del rectificador. Sin conectar aún el condensador, se prueba el rectificador con una carga de $1K5[\Omega]$ a $15[km/h]$. En la figura 5.25 se observa que, a pesar de ser tensiones menores, no hay caída entre la tensión de entrada y la tensión rectificada, a diferencia de lo que ocurría en la figura 5.18 del rectificador pasivo.

Sin conectar etapas posteriores ni el condensador, se toman medidas de tensión para diferentes cargas de la misma forma que en apartado anterior, para diferentes cargas a diferentes velocidades entre $10[km/h]$ y $30[km/h]$

El resto de medidas se toman de la misma forma; es decir, tomando los datos del osciloscopio en un CSV e importándolos en MATLAB. Mediante la función *RMS* o *Root Mean Square*, podemos calcular la tensión efectiva que entrega el rectificador con diversas cargas, y a diferentes velocidades.

En la gráfica 5.27 se representa la relación entre la tensión inducida y la carga conectada a diferentes velocidades. En azul, a $10[km/h]$, en rojo a $15[km/h]$, en amarillo a $20[km/h]$, en púrpura a $25[km/h]$ y en verde a $30[km/h]$. En torno a los $5K[\Omega]$, la tensión se mantiene más o menos constante.

En la figura 5.28 se muestra la relación de la tensión con la velocidad, para valores de carga de $470[\Omega]$ (azul), $820[\Omega]$ (rojo), $2K2[\Omega]$ (amarillo), $10K[\Omega]$ (púrpura) y $100K[\Omega]$ (verde). Se sigue observando que, tal como predijo el modelo de inducción magnética, la tensión tiene una relación lineal con la velocidad.

A partir de la ecuación 5.2, y utilizando el valor de la tensión obtenida, calculamos la potencia media entregada para cada valor de carga, a diferentes velocidades. Se representan los valores en la figura 5.29 (en azul, a $10[km/h]$, en rojo a $15[km/h]$, en amarillo a $20[km/h]$, en púrpura a $25[km/h]$ y en verde a $30[km/h]$). Aunque no es tan evidente como en el diseño pasivo, la potencia media entregada se hace máxima para valores situados entre los $400[\Omega]$ y los $600[\Omega]$, representados en la figura 5.29 por dos líneas discontinuas en rojo.

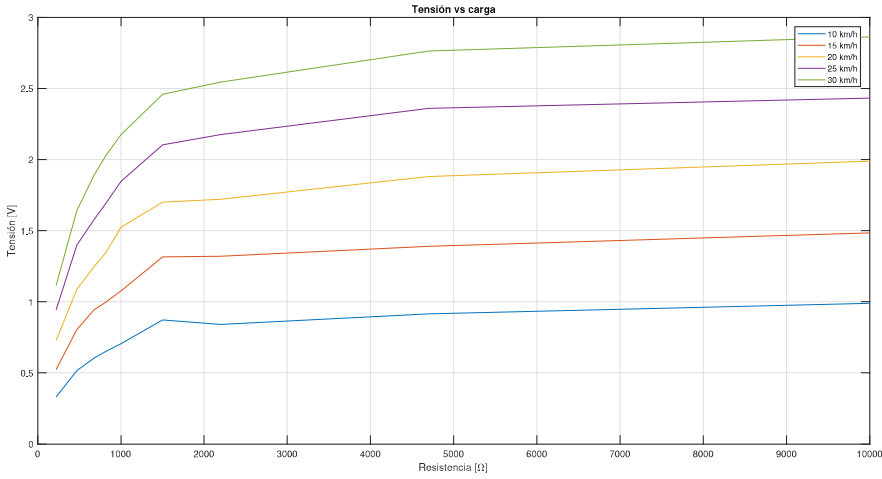


FIGURA 5.27: Tensión vs carga a la salida del rectificador activo a diferentes velocidades

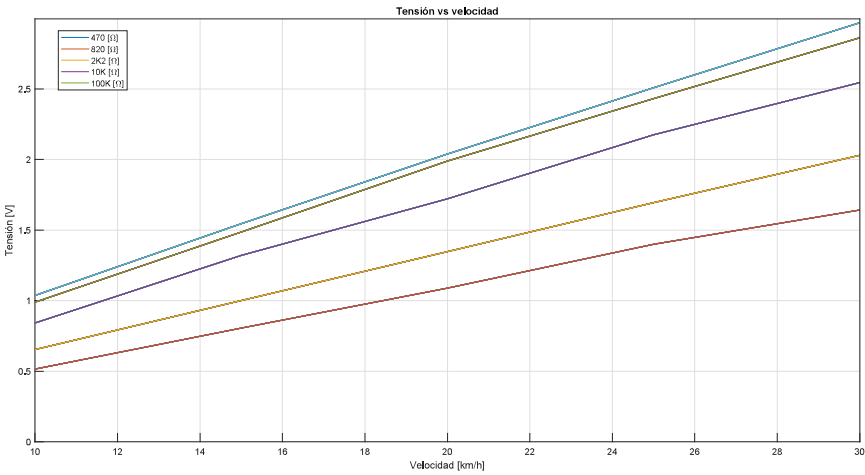


FIGURA 5.28: Tensión vs velocidad a la salida del rectificador activo para diferentes cargas

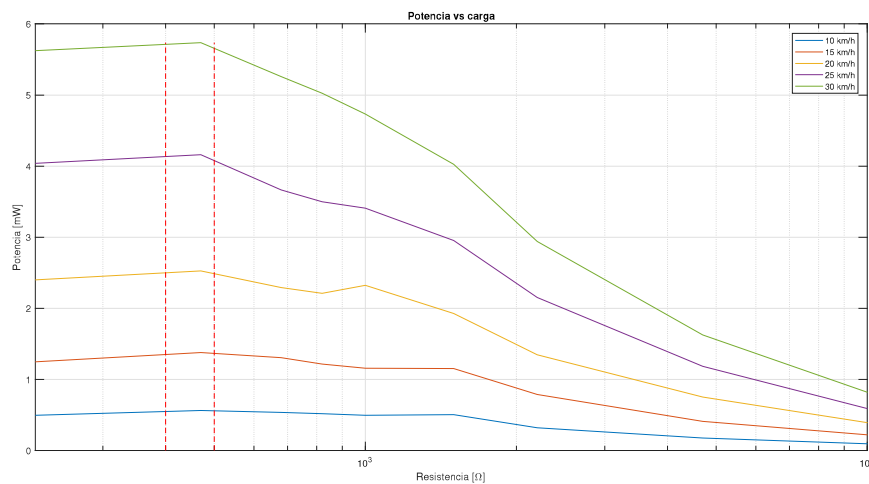


FIGURA 5.29: Potencia vs carga a la salida del rectificador a diferentes velocidades. Las marcas discontinuas en rojo marcan una región de carga entre de $400[\Omega]$ y $600[\Omega]$

CUADRO 5.4: Carga máxima (resistencia mínima) que puede conectarse al rectificador sin que la tensión de salida caiga por debajo de los $3,1[V]$ en el diseño activo

$v[km/h]$	$L_{MAX}[k\Omega]$
10	18
15	8,8
20	4,3
25	2,4
30	1,7

Ahora, las bobinas están conectadas 2 a 2 en cada rectificador, y los rectificadores en paralelo. Considerando la resistencia interna de los transistores MOSFET, es un valor coherente con el *Teorema de la máxima potencia*.

Pese a cambiar la topología del diseño (en el diseño pasivo, las bobinas estaban todas conectadas en serie, mientras que en este las bobinas se serían 2 a 2 y se conectan las series en paralelo), la potencia que puede entregar este diseño a $15[km/h]$ sigue estando en torno a $1m[W]$. Aumenta, eso sí, su eficacia para mayores cargas (resistencias más pequeñas).

5.3.3. Prueba de potencia

Se monta ahora toda la circuitería del conversor *BOOST* y se prepara el mismo conector entre un borne de $3,3[V]$ y *GND* para una resistencia variable, como en el diseño anterior.

Comenzando desde una resistencia de $48K[\Omega]$, se reduce la resistencia del potenciómetro hasta observar con un osciloscopio que la tensión del *Boost* cae por debajo de $3[V]$. Una vez cae, se mide la carga con un multímetro.

La tabla 5.4 muestra los resultados obtenidos de carga máxima que puede soportar el diseño activo a diferentes velocidades.

Utilizando la ecuación 5.2, considerando una tensión de $3,3[V]$, podemos trasladar el resultado de la tabla 5.4 a la figura 5.30 para mostrar la potencia máxima entregada por el diseño a diferentes velocidades.

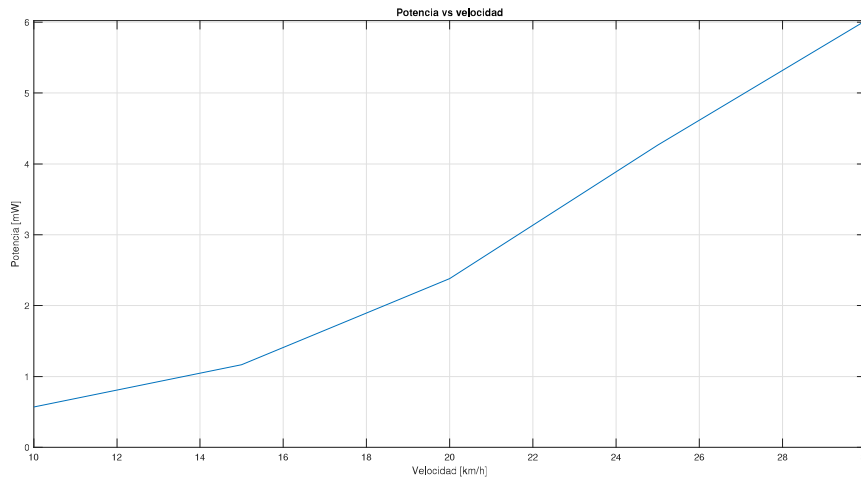


FIGURA 5.30: Carga máxima que puede suministrar el diseño activo en función de la velocidad

5.3.4. Prueba de carga del condensador

El supercondensador de $2,2[F]$ también es la fuente de almacenamiento de energía principal en este diseño. Se repite el ensayo de carga durante 2 horas a velocidades de $15[km/h]$, y $25[km/h]$.

Calculando la energía U almacenada en un condensador en cada momento mediante la fórmula 5.3, y derivando respecto al tiempo con MATLAB para obtener un vector de potencias instantáneas, obtenemos también la representación de la potencia suministrada al condensador en cada momento en las figuras 5.31 y 5.32.

La gráfica muestra un pico de potencia suministrado al inicio de la carga en torno a los $1,5[mW]$. Siendo una medida indicativa, es coherente con los resultados obtenidos en las pruebas de potencia, donde el diseño activo suministraba una potencia ligeramente superior al diseño pasivo.

5.3.5. Prueba de consumo

Se conecta el mismo aperímetro 175 de **Fluke** en serie con el motor DC, rodando a una velocidad constante de $20[km/h]$, y una resistencia de $1K5[\Omega]$. Se mide el consumo con el rectificador conectado y sin él.

Tal como era de esperar, se repite el caso anterior. Al no disponer de un fondo de escala lo suficientemente pequeño, no se aprecia variación en la potencia que necesita el motor para mantener la velocidad constante con la pinza funcionando y sin la pinza.

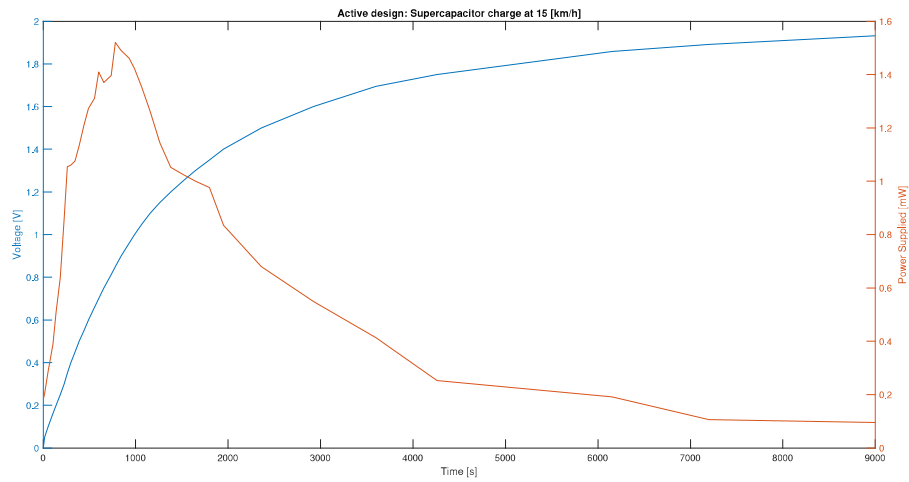


FIGURA 5.31: Carga del condensador a $15[km/h]$. Además de la tensión (eje izquierdo) se muestra la evolución de la potencia suministrada (eje derecho)

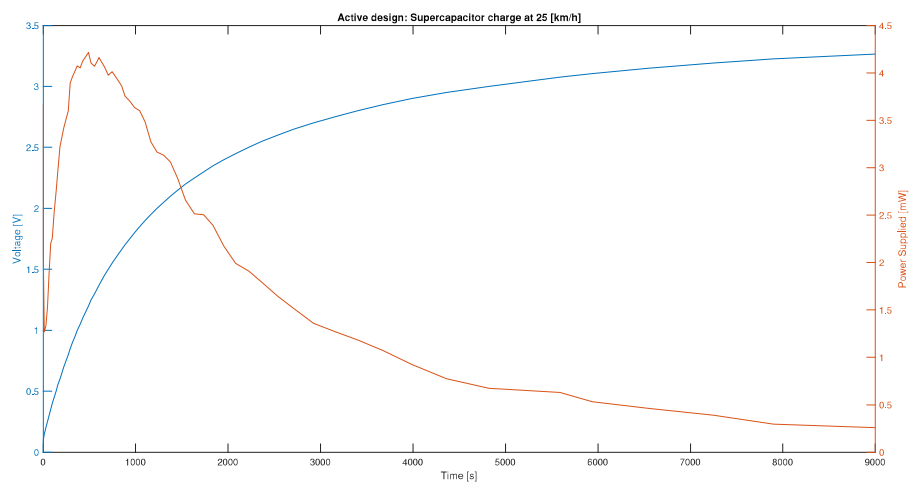


FIGURA 5.32: Carga del condensador a $25[km/h]$. Además de la tensión (eje izquierdo) se muestra la evolución de la potencia suministrada (eje derecho)

5.4. Diseño comercial

5.4.1. Configuración SB

La configuración de los puentes soldados para este diseño es la que se muestra en la tabla 5.5.

CUADRO 5.5: Configuración puentes soldados para el diseño comercial

SB	Cerrado	Abierto	Indiferente
SB1	X		
SB2	X		
SB3	X		
SB4		X	
SB5	X		
SB6		X	
SB7		X	
SB8		X	
SB9		X	
SB10	X		
SB13		X	
SB14	X		
SB15			X
SB16			X
SB17			X
SB18.1		X	
SB18.2		X	
SB19.1		X	
SB19.2		X	
SB20.1		X	
SB20.2		X	
SB21.1		X	
SB21.2		X	
SB22.1		X	
SB22.2		X	
SB23.1		X	
SB23.2		X	
SB24		X	
SB25		X	
SB26		X	
SB27	X		
SB28.1		X	
SB28.2		X	
SB29.1		X	
SB29.2		X	

5.4.2. Pruebas del rectificador

Tras soldar los puentes, el primer paso consiste en montar los 2 componentes que forman el *clamper* o elevador de tensión. En vez de rectificar la tensión de entrada,

se eleva para que sea siempre positivo.

El integrado necesita unas microbaterías de **THINERGY®** que no he podido encontrar en ningún distribuidor. He montado un supercondensador en vez de las baterías

Tras montar el resto de componentes, y comprobar con el osciloscopio que hay picos de carga en la patilla *CHG* que va al supercondensador, no se mide ninguna tensión de salida.

Se prueba con condensador más pequeño, en vez del supercondensador, que llega a cargarse a un nivel de $1,5[V]$. Tras cargar con una fuente externa el condensador a $6[V]$, el regulador empieza a cargar el condensador de la salida *PCKP*. Sin embargo, no hay tensión de salida

Utilizando las entradas de control *LCE*, y observando la tensión de salida con el osciloscopio, al conectar la entrada *AE* al nivel alto del condensador, se observa que la salida da tensión a $3,3V$. Si se utiliza el pulso de control con la entrada *AE*, la salida regula una tensión próxima a los $3,3[V]$ durante un breve periodo de tiempo, pero cuando la tensión de entrada cae por debajo de los $80[mV]$, deja de haber tensión en la entrada.

La explicación es que el circuito interno del integrado se reinicia cada vez que la tensión de entrada cae por debajo de los $80[mV]$, y hay que pulsar de nuevo la entrada de control *AE* para que vuelva a funcionar.

Es un problema de diseño. Habría que utilizar una fuente de tensión rectificada para que el integrado funcione correctamente, así como encontrar una microbatería adecuada que mantenga los niveles lógicos de tensión sin necesidad de una carga externa.

5.5. Microcontrolador

Se ha elegido el microcontrolador *STM32L011D3* con arquitectura **ARM** de **córtex M0**, fabricado por **ST**, debido a su simplicidad y sus optimización para aplicaciones de bajo consumo. Con el uso de los modos *STOP*, *STANDBY* o *SLEEP*, pueden alcanzarse (según el fabricante) consumos de nanoamperios. Para la aplicación de la pinza, sin embargo, tan sólo se utiliza en modo de bajo consumo, con un consumo estimado de $34[\mu A]$. Su empaquetado ha sido otra de las razones para elegir éste microcontrolador. Utiliza el encapsulado más pequeño de la serie (*SOIC-14*), siendo además muy fácil de soldar. Además, la empresa pone a disposición una gran documentación en forma de manuales¹ y notas de aplicación^{2,3}.

Los principales inconvenientes son dos: memoria **FLASH** limitada ($8[Kbyte]$), memoria **RAM** aún más limitada ($2[Kbyte]$) y muy pocas entradas-salidas. Aunque la cantidad de memoria sea razonable para una aplicación de mediano tamaño, el hecho de programar utilizando el driver *HAL* hace que éste utilice gran parte del espacio disponible, dejando apenas $300[byte]$ para las variables en la **RAM** y $1,8[Kbyte]$ de memoria de programa **FLASH**, según el compilador. En cuanto a la escasez de puertos, ésta hace que no se pueda utilizar a la vez el puerto serie y un timer de bajo consumo como encoder.

¹ST Microelectronics, 2018.

²ST Microelectronics, 2014.

³ST Microelectronics, 2015.

5.5.1. Entradas y salidas de control

Se configuran dos salidas **GPIO** para activar y desactivar el boost a 3,3[V] y el acelerómetro, respectivamente. Se configuran como *open drain*.

Una entrada de control indica si la tensión 3,3[V] del regulador es correcta y otra entrada conecta con una señal todo o nada en función de la diferencia de tensión en una de las bobinas. En la aplicación de ejemplo, se utilizará como *encoder* para medir la velocidad. Al no ser necesaria, se prescinde de la entrada del acelerómetro.

El diseño del comparador de tensión en la bobina se ha simplificado para no tener que conectar la entrada a un **ADC** del micro. En su lugar, un comparador con dos niveles de tensión; 3,3[V] para todo, y 0[V] para nada, se conecta a una entrada con interrupción. El flanco de subida activará la interrupción.

5.5.2. Puerto de comunicaciones

El periférico **LPUART** del microcontrolador es un puerto serie **UART** de bajo consumo. Utiliza un reloj externo de 32[Kbyte/s], o bien el oscilador interno *HSI* de 16[MHz].

Además de funcionar en modo bajo consumo, permite salir de los modos **STOP** o **SLEEP** mediante interrupciones programadas adecuadamente. En el código de ejemplo, no se hace uso de estos modos.

Se programa con los siguientes parámetros:

- Modo: Asíncrono
- Velocidad: 9600 baudios
- Longitud: 8 bytes
- Bits de parada: 1
- Paridad: Ninguna
- Control de flujo: Ninguno

5.5.3. Aplicación de ejemplo

En el apéndice **B** se muestra el código de una aplicación de ejemplo. Una sencilla aplicación que utilizar las interrupciones a modo de encoder para calcular la velocidad de la rueda.

Para la configuración de los periféricos del microcontrolador, se utiliza el software *STM32CubeMX* de **STMicroelectronics**, que genera un código a través de una interfaz amigable. A partir de la configuración de la figura 5.33, la herramienta crea un proyecto en *Atollic* que se puede personalizar.

Todo el código personalizado se ha agrupado en los ficheros *main.c* y *main.h*; por ese motivo, se adjunta únicamente el contenido de estos ficheros en el apéndice, y no el código de las librerías y drivers desarrollados por **STMicroelectronics**

El cálculo de la velocidad se hace en el ciclo principal tras un delay. Además de la velocidad, también se envía información por el puerto serie sobre el estado (ON/OFF) de la salida de control del boost y la entrada de control con el estado de ese mismo regulador. En la figura 5.34 se muestran dos de esas tramas.

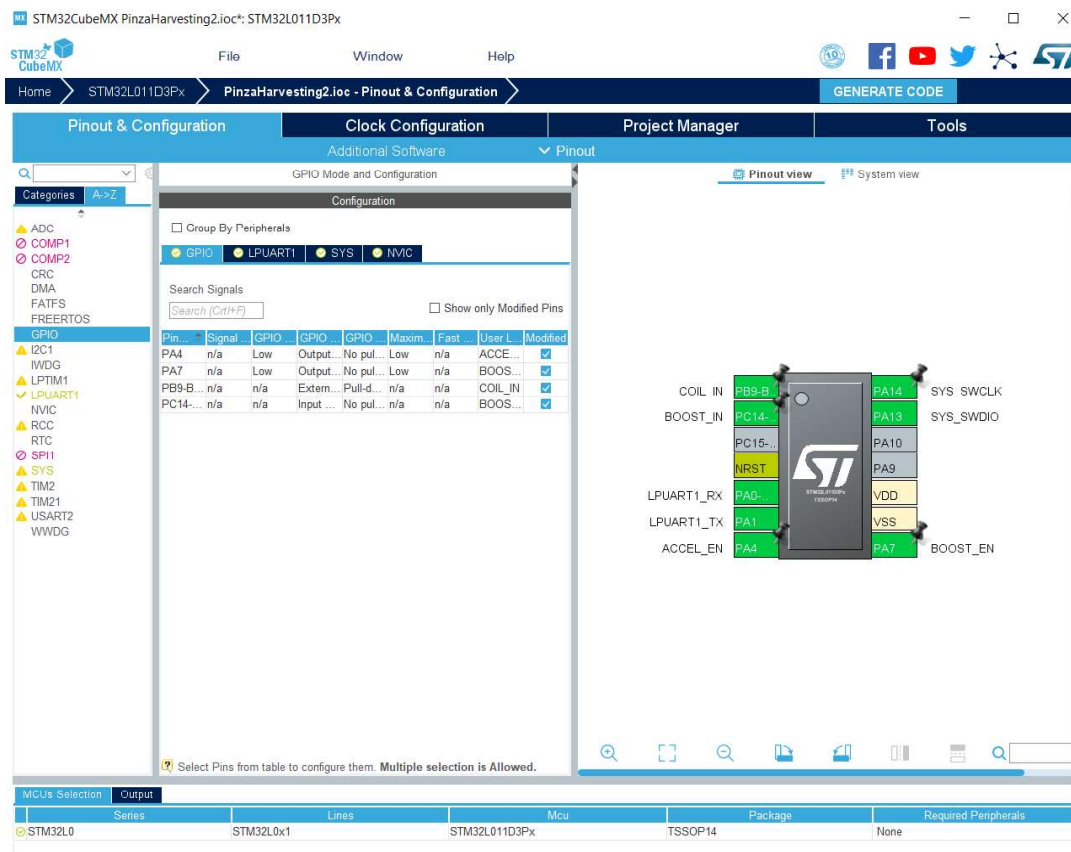


FIGURA 5.33: Configuración de los periféricos del microcontrolador STM32L011D3 de ST mediante el software STM32CubeMX

```

** PASSIVE DESIGN **

* BOOST IN: ON      *

* BOOST OUT: ON     *

* SPEED:023.43[km/h]*

*****

** PASSIVE DESIGN **

* BOOST IN: ON      *

* BOOST OUT: ON     *

* SPEED:021.09[km/h]*

*****

```

FIGURA 5.34: Captura de una posible comunicación serie entre el microcontrolador de la palca y un ordenador

CUADRO 5.6: Carga máxima (resistencia mínima) que puede conectarse al rectificador sin que la tensión de salida caiga por debajo de los $3,1[V]$ en el diseño activo con un disco de freno real

$v[km/h]$	$L_{MAX}[k\Omega]$
10	26,8
15	13,4
20	6,8
25	3,8
30	2,7

5.6. Pruebas con un disco de freno real

En el capítulo 1 comentaba que, para independizar el diseño de un rectificador del efecto de los materiales de la pinza de freno, he escogido imprimir una pinza de freno en plástico ABS por ser un material que no influiría en la inducción magnética sobre las bobinas.

Para estimar el posible efecto de envolver los las bobinas y los imanes en un material ferromagnético, como es el acero, se adapta un disco de freno real con la misma configuración de imanes del diseño en plástico; 16 imanes dobles por vuelta orientados en sentido antiparalelo uno respecto a otro.

La pinza es también un modelo real; se adaptan dos de las bobinas en el exterior pero pegadas al metal de la misma, y se vacía el cilindro para colocar las otras dos bobinas en el interior.

Se escoge el diseño activo por ser el que ha ofrecido un mayor rendimiento en las pruebas⁴. Igual que con los diseños anteriores, se hace la prueba de carga, donde un potenciómetro se conecta a la salida de los $3,3[V]$ y se baja su resistencia lentamente hasta que la tensión de salida cae por debajo de los $3,2[V]$, repitiendo la prueba a diferentes velocidades. La tabla 5.6 muestra los resultados obtenidos.

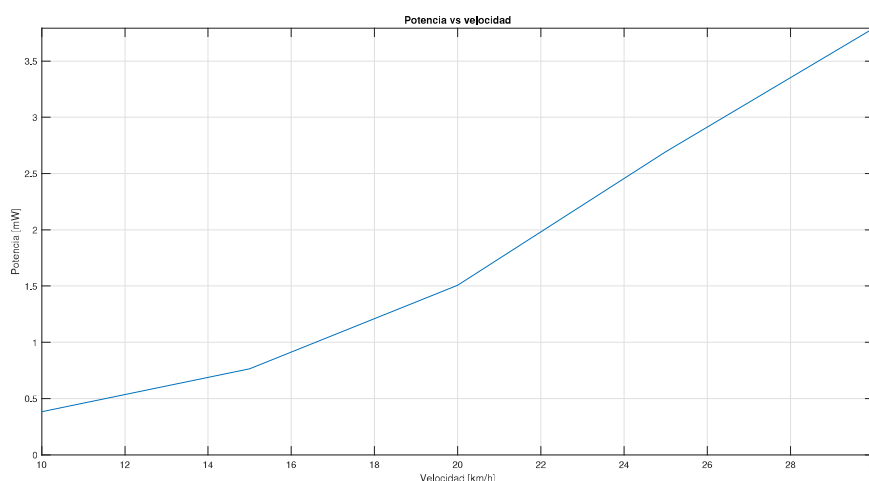


FIGURA 5.35: Carga máxima que puede suministrar el diseño activo en función de la velocidad en una pinza de freno de acero

⁴Hay estudios, como el de Arul y Samuel, 2016, donde la estrategia activa tiene mejor resultado sobre la estrategia pasiva, y estudios, como el de Yilmaz, 2013, donde la conclusión es la contraria.

De forma gráfica, en la figura 5.35 pueden verse esos resultados expresados como potencia utilizando ecuación 5.2.

5.7. Conclusiones

Puentes soldados El diseño de la huella de los puentes soldados es nefasto; no hay suficiente cobre expuesto para una soldadura cómoda.

Error de diseño En el diseño activo, las salidas de control de los operacionales están invertidas. Se debe corregir en la propia placa creando nuevas pistas con cablecillo.

Diseño comercial La falta de componentes adecuados y un error en el diseño de la entrada de tensión al circuito integrado hacen que no pueda probarse. En adelante, se trabajará sólo comparando los diseños activo y pasivo.

Potencia esperada Siendo conservativos y fijando una velocidad de $15[km/h]$, la potencia útil que permite entregar el dispositivo es de $1[mW]$, aproximadamente (tabla 5.7).

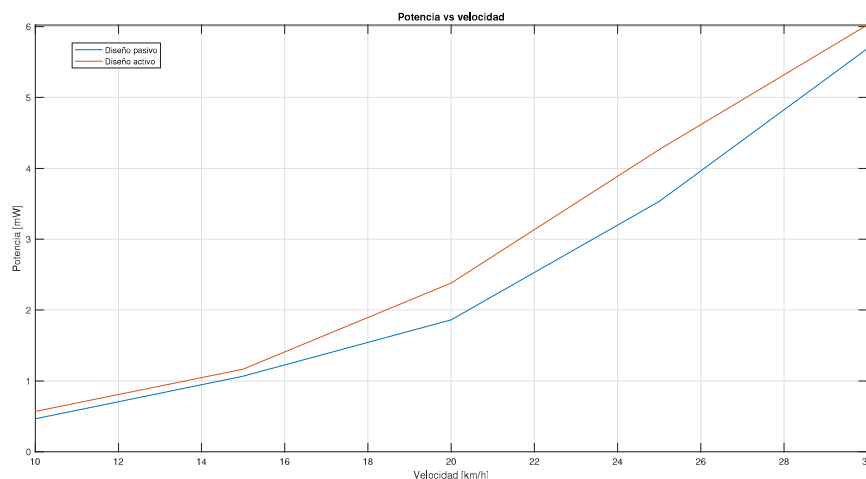


FIGURA 5.36: Comparación entre la máxima potencia que entrega el diseño activo (en rojo) frente al diseño pasivo (en azul)

Pruebas de carga El **diseño activo** es capaz de aportar más potencia en todas las velocidades, aunque la diferencia no es muy grande, según se desprende de la figura 5.36.

Carga del condensador La figura 5.37 muestra que el **diseño activo** también es capaz de suministrar picos de potencia mayores.

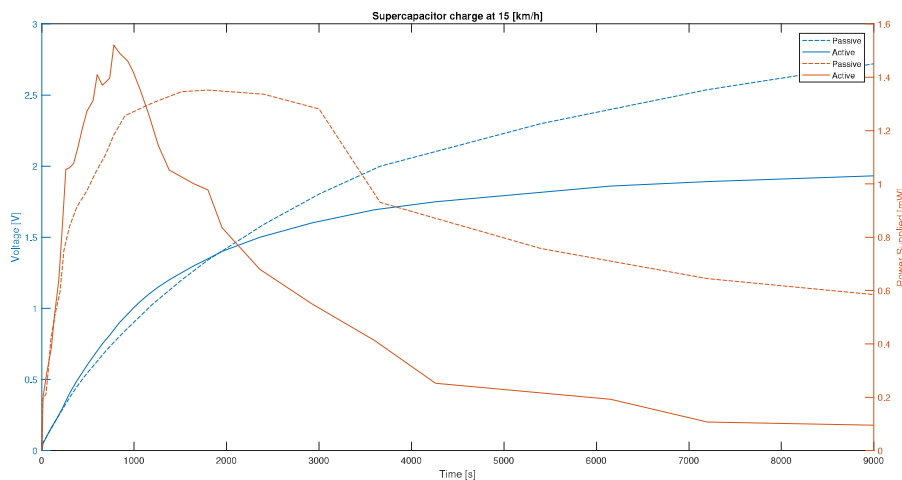


FIGURA 5.37: Comparación el tiempo de carga (y la potencia suministrada) al supercondensador, a $15[km/h]$, entre el diseño pasivo (mo-teado) y activo (línea sólida)

Rapidez de puesta en marcha El conversor *BOOST* necesita una tensión inicial de unos $200[mV]$ para empezar a funcionar. El diseño pasivo tarda unos $200[s]$ en alcanzar esta tensión a $15[km/h]$, mientras que en el diseño activo, se llega a esta tensión pasados $30[s]$ a esa misma velocidad, como se muestra en la figura 5.37. El **diseño activo** vuelve a ser el más conveniente.

Capacidad Volviendo a utilizar la gráfica de la figura 5.37, el diseño pasivo permite cargar el condensador a tensiones mayores que el diseño activo. A mayores tensiones, significa que, con el mismo condensador, podemos almacenar más energía utilizando el **diseño pasivo**.

Impacto en el consumo del motor No ha sido posible medir el impacto de la pinza en el consumo del motor eléctrico, por ser paupérrimo. Incluso en aquellos momentos donde el ciclista tenga que aportar más energía, no tendría sentido desconectar la pinza.

Acelerómetro El acelerómetro, cuya única función es permitir desconectar la pinza cuando el ciclista se encuentre en cuesta, resulta inútil, encarece el diseño, y aumenta el consumo de los sensores.

CUADRO 5.7: Comparación rendimiento entre diseños a $15[km/h]$

	P. Max. Rec. $[mW]$	P. Max. 3.3V $[mW]$	η
Diseño pasivo	1,41	1,12	0,79
Diseño activo	1,58	1,16	0,75

Microcontrolador El diseño es capaz de mantener un microcontrolador de bajo consumo (aproximadamente $30[uA]$) en funcionamiento. Podría optimizarse aún

más el consumo del microcontrolador utilizando modos de funcionamiento específicos para ahorro de energía.

Comparador Hay que rediseñar el comparador que puede servir para calcular la velocidad de la rueda para prescindir del conversor *ADC* del microcontrolador.

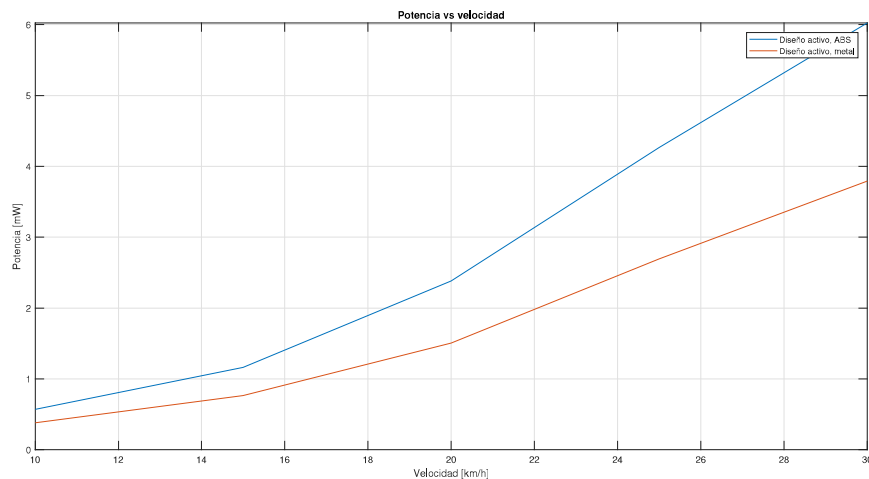


FIGURA 5.38: Comparación entre la máxima potencia que entrega el diseño activo en plástico ABS (en rojo) frente al mismo diseño con componentes metálicos (en azul)

Rendimiento según el material Aunque no se ha hecho un estudio teórico sobre la influencia del material de la pinza en la inducción, la comparación del mismo diseño activo en una pinza hecha con plástico ABS y una pinza metálica adaptada con un disco de acero, muestra que el rendimiento puede variar un 30 % en función de los materiales, como muestra la gráfica de la figura 5.38.

Capítulo 6

Conclusiones

El modelo matemático del capítulo 2 predice la forma de las tensiones obtenidas en las bobinas por inducción magnética. Sin embargo, para que el resultado sea correcto, deben ajustarse los parámetros en función de las medidas obtenidas experimentalmente.

El modelo electrónico del capítulo 3 puede simularse en un programa como *PS-Pice*, con diferentes cargas y circuitos, obteniéndose resultados de tensiones y potencias similares a los obtenidos en el montaje real.

De los diseños planteados en el capítulo 4, y puestos a prueba en el capítulo 5, el diseño activo obtiene un mejor rendimiento.

6.1. Potencia máxima

Considerando las condiciones definidas al inicio del trabajo, con una velocidad de $15[km/h]$, la máxima potencia que podemos esperar de el diseño presente está entre los $1,5[mW]$ máximos teóricos (sin rectificador), y los $1,16[mW]$ obtenidos con la estrategia de rectificación más eficiente¹.

6.2. Aplicación principal

Hay que descartar, por tanto, la utilidad de un sistema de *Energy Harvesting* basado en un sistema de freno de disco como suministro de potencia para otros elementos de la bicicleta, como iluminación, dispositivos GPS o cargador de teléfono.

6.3. Aplicaciones alternativas

6.3.1. Registro

Con una potencia de $1[mW]$, es posible mantener un microcontrolador de bajo consumo en funcionamiento a la par que periféricos como un acelerómetro o un encoder de velocidad. Una posible aplicación alternativa sería un datalogger, o pinza de freno que registre en todo momento la velocidad y la aceleración de la bicicleta, y permita después extraer estos datos mediante un cable serie.

¹Puede parecer poco, pero en estudios como el de Tashiro y col., 2011, con unas bobinas realmente grandes alrededor de líneas eléctricas, conseguían potencias de $6,32[mW]$ a $60[Hz]$.

6.3.2. Seguidor

La compañía **Silicon Labs** ha anunciado en una nota de prensa de su página web² un chip *EFM32G210* con módulo GPS para la localización de animales salvajes, que consume únicamente $210[\mu A]$ en funcionamiento. Otras compañías ofertan chips receptores GPS de bajo consumo, como el *Jupiter SE 880* de **Telit Wireless Solutions** consume $14[\mu A]$ en modo *Standby* y $10[mA]$ en modo normal; por lo que habría que espaciar la localización para no agotar la carga del condensador. Con estos componentes, en teoría sería posible integrar en una pinza un sistema que registre y almacene localización y velocidad, pudiendo descargar los datos posteriormente. Esta opción tiene sus riesgos, pues el consumo podría ser mayor (los chips comerciales consultados en www.mouser.es tiene un consumo mínimo de $20[mA]$ en su gama más eficiente; dar con un chip GPS que realmente satisfaga criterios de consumo inferiores a $1[mW]$ podría llevar tiempo).

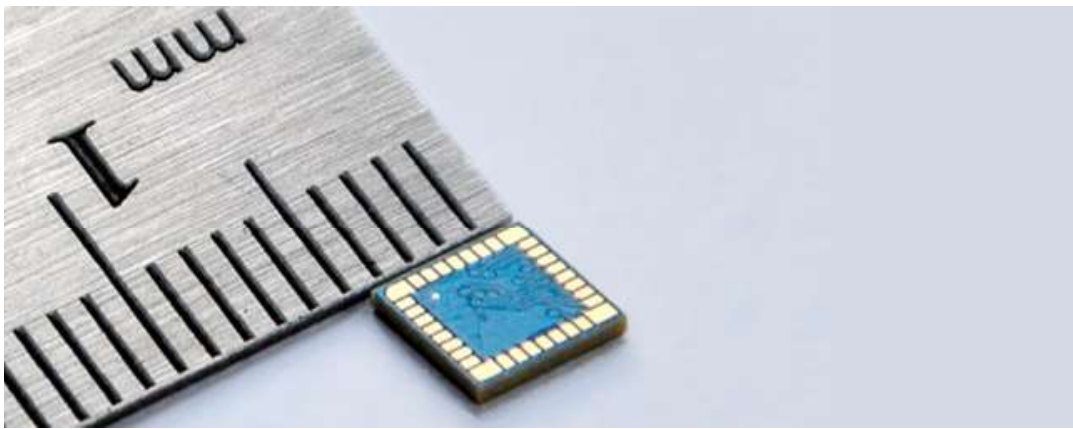


FIGURA 6.1: Chip receptor GPS *Jupiter SE 880* de **Telit Wireless Solutions**

6.3.3. Sistema anti robo

Otra posible aplicación está en la seguridad anti robo. Integrando un módulo GPRS en la circuitería, y ajustando la capacidad del condensador (y su tamaño para hacer el conjunto más discreto), sería posible diseñar un sistema antirrobo. Cuando el condensador llegue a una carga suficiente, un microcontrolador podría enviar un mensaje con la localización obtenida mediante un módulo GPS, y los datos de la antena GPRS más cercana. La potencia necesaria para la transmisión sería con creces superior a $1[mW]$, pero como no es necesaria una transmisión en continuo, podría hacerse únicamente cuando el condensador tenga energía suficiente para realizar el proceso, volviendo a modo *standby* una vez haya terminado, esperando a tener carga suficiente para repetir el proceso.

6.4. Factores de los que depende la potencia

La potencia depende linealmente de los siguientes factores: **velocidad** de la rueda, número de **imanes** y el número de **bobinas**.

²x89300, 2019.

La potencia aumenta exponencialmente al disminuir la distancia entre las bobinas y los imanes³, aunque existe una limitación física, ya que si acercamos las bobinas demasiado, pueden acabar destrozadas.

Un análisis sobre cómo optimizar la morfología de las bobinas para obtener la máxima potencia manteniendo unas dimensiones adecuadas para su integración en una pinza de freno queda pendiente. En este trabajo, se han utilizado diversos modelos comerciales hasta dar con el que ofrecía mayor valor de inducción.

6.5. Influencia de los materiales del disco de freno

Aunque los resultados obtenidos con este estudio difieran de un hipotético dispositivo real, a causa de la diferencia entre la permeabilidad ferromagnética de una pinza de freno real y el modelo concluido en plástico, las conclusiones sobre qué tipo de rectificación sería la más adecuada, y cómo equilibrar la impedancia para obtener la máxima transmisión de potencia, siguen siendo válidas.

Pertenece al ámbito de la ciencia de los materiales, y por tanto fuera del alcance de este trabajo de final de grado⁴, proponer los materiales más adecuados para la construcción de una pinza de freno que cumpla su función deportiva y a la vez permita una obtención de energía o *Energy Harvesting* mayor. De forma somera, la diferencia de rendimiento es de un 30 % al utilizar un material no ferromagnético como el plástico ABS frente a un material ferromagnético como el acero.

Alberto Simón
Mayo de 2019

³En (Toh y col., 2014, pág. 3) también se pone de manifiesto esta relación.

⁴En Dos Santos y col., 2014, se compara el efecto de utilizar ferrita, polvo de hierro o nanocritales como núcleo de una bobina utilizada en *Energy Harvesting*.

Apéndice A

Desarrollo en series de Fourier

A.1. Forma de obtener la serie de Fourier

Se desarrolla la función $f(t)$ como una serie de la forma A.1, siendo los coeficientes a_n y b_n obtenidos a partir de la función generatriz $f_g(t)$ con las expresiones A.2 y A.3 respectivamente.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_c t) + b_n \sin(n\omega_c t)] \quad (\text{A.1})$$

$$a_n = \frac{2}{T_c} \int_{T_c} f_g(t) \cos(n\omega_c t) dt \quad (\text{A.2})$$

$$b_n = \frac{2}{T_c} \int_{T_c} f_g(t) \sin(n\omega_c t) dt \quad (\text{A.3})$$

Esta forma de obtener los coeficientes de la serie de Fourier es equivalente a la expresión A.4, utilizando los coeficientes d_n calculados como A.5, usada habitualmente en el tratamiento de señales. La equivalencia es clara considerando $e^{jn\omega_c t} = \cos(n\omega_c t) + j \sin(n\omega_c t)$ y permite ahorrar consideraciones al tratar los sumatorios de funciones pares o impares cuando la función a transformar sólo contiene valores reales.

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n e^{jn\omega_c t} \quad (\text{A.4})$$

$$d_n = \frac{1}{T_c} \int_{T_c} f_g(t) e^{-jn\omega_c t} dt \quad (\text{A.5})$$

A.2. Densidad magnética como una serie de Fourier

A.2.1. Función generatriz

Consideramos la función generatriz f_g de la figura A.1, centrada en torno al origen. La función A.6, definida en un periodo T_c , se define a trozos, a partir de unos parámetros de distancia d y l , siendo $\pm\sigma_{M,max}$ el valor máximo de la función.

$$f_g(x) = \begin{cases} 0 & , x < -l - d \\ -\sigma_{M,max} & , -l - d < x < -d \\ 0 & , -d < x < d \\ \sigma_{M,max} & , d < x < d + l \\ 0 & , x > d + l \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

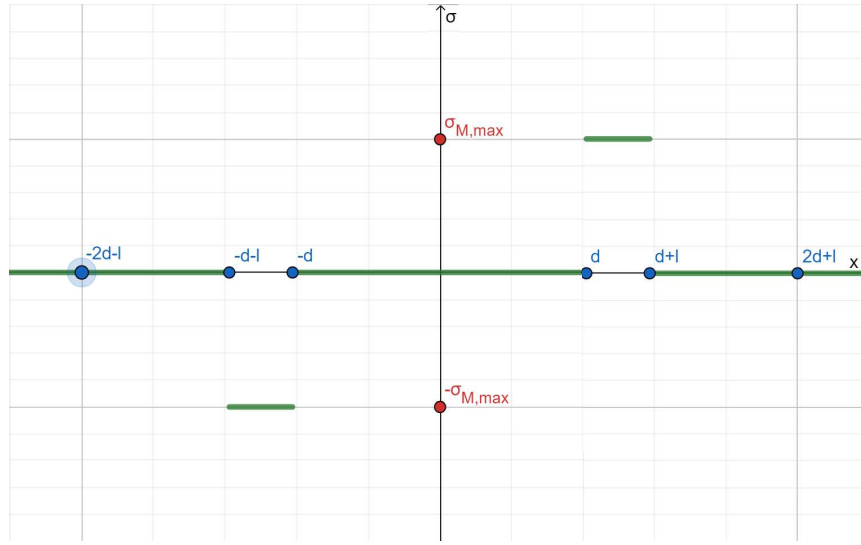


FIGURA A.1: Función generatriz de la serie de Fourier para la densidad magnética

La figura muestra un periodo entre $X_c/2$ y $-X_c/2$, por lo que el periodo de repetición X_c es igual a $2l + 4d$

A.2.2. Coeficiente inicial

Se aprecia claramente en A.6 que el valor medio de la función es 0, por lo que el primer término de la serie a_0 será nulo.

$$a_0 = 0 \quad (\text{A.7})$$

A.2.3. Coeficientes de la serie de cosenos

Expresión de a_n Se sustituye f_g en la expresión de a_n A.2:

$$a_n = \frac{2}{X_c} \int_{-\frac{X_c}{2}}^{\frac{X_c}{2}} f_g(x) \cos(n\omega_c x) dx \quad (\text{A.8})$$

Como la función coseno es una función par, y la función $f_g(x)$ es una función impar, el producto de ambas funciones también será una función impar. Integrar una función impar entre dos puntos $X_c/2$ y $-X_c/2$ equidistantes del origen, tiene un valor 0. Por lo tanto, los coeficientes $a_n(n)$ serán nulos.

$$a_n(n) = 0, \forall n \in \mathbb{N} \quad (\text{A.9})$$

A.2.4. Coeficientes de la serie de senos

Expresión de b_n Se sustituye f_g en la expresión de b_n A.2:

$$b_n = \frac{2}{X_c} \int_{-\frac{X_c}{2}}^{\frac{X_c}{2}} f_g(x) \sin(n\omega_c x) dx \quad (\text{A.10})$$

Como la función seno es impar, y la función $f_g(x)$ también es impar, su producto será una función par. Al integrar una función par entre dos puntos $X_c/2$ y $-X_c/2$ equidistantes del origen, podemos integrar entre uno de los extremos y el origen, y multiplicar el resultado por 2.

$$b_n = \frac{4}{X_c} \int_0^{\frac{X_c}{2}} f_g(x) \sin(n\omega_c x) dx \quad (\text{A.11})$$

$$= \frac{4}{X_c} \int_0^{\frac{X_c}{2}} f_g(x) \sin(n\omega_c x) dx \quad (\text{A.12})$$

$$= \frac{4\sigma_{M,max}}{X_c} \int_d^{l+d} \sin\left(n\frac{2\pi}{X_c}x\right) dx \quad (\text{A.13})$$

$$= \frac{4\sigma_{M,max}}{X_c} \left[-\frac{X_c}{2n\pi} \cos\left(n\frac{2\pi}{X_c}x\right) \right]_d^{l+d} \quad (\text{A.14})$$

$$= -\frac{2\sigma_{M,max}}{n\pi} \left(\cos\left(n\frac{2\pi}{X_c}(l+d)\right) - \cos\left(n\frac{2\pi}{X_c}(d)\right) \right) \quad (\text{A.15})$$

$$= -\frac{2\sigma_{M,max}}{n\pi} \left(-2 \sin\left(2n\pi\frac{l+2d}{2X_c}\right) \sin\left(2n\pi\frac{l}{2X_c}\right) \right) \quad (\text{A.16})$$

$$= \frac{4\sigma_{M,max}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi l}{X_c}\right) \quad (\text{A.17})$$

El componente $\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$ tiene alterna entre 1 y -1 para n impar, y 0 para n par. Cambiar de signo a una función seno equivale a sumar o restar $\pi[rad]$ a su argumento:

$$b_n = \begin{cases} 0 & n \text{ par} \\ \frac{4\sigma_{M,max}}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi l}{X_c} + \frac{(n-1)\pi}{2}\right) & n \text{ impar} \end{cases} \quad (\text{A.18})$$

Manipulando algebraicamente se puede simplificar un poco más:

$$\sin\left(\frac{n\pi l}{X_c} - \frac{(n-1)\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{n\pi l}{X_c} - \frac{n\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{A.19})$$

$$= \cos\left(-\frac{n\pi l}{X_c} + \frac{n\pi}{2}\right) \quad (\text{A.20})$$

$$= \cos\left(\frac{n\pi l}{X_c} - \frac{n\pi}{2}\right) \quad (\text{A.21})$$

$$= \cos\left(\frac{n\pi l}{X_c} - \frac{n\pi(l+2d)}{X_c}\right) \quad (\text{A.22})$$

$$= \cos\left(\frac{2n\pi d}{X_c}\right) \quad (\text{A.23})$$

$$= \cos\left(\frac{2n\pi d}{l+2d}\right) \quad (\text{A.24})$$

A.2.5. Serie de Fourier

Sustituyendo en A.18:

$$b_n = \begin{cases} 0 & n \text{ par} \\ \frac{4\sigma_{M,max}}{n\pi} \cos\left(\frac{2n\pi d}{l+2d}\right) & n \text{ impar} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

La densidad magnética expresada como una serie de Fourier en función de x tendría finalmente una forma:

$$\sigma_M(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(n \frac{2\pi}{X_c} x\right) \quad (\text{A.26})$$

A.3. Tensión inducida en la bobina como una serie de Fourier

A.3.1. Función generatriz

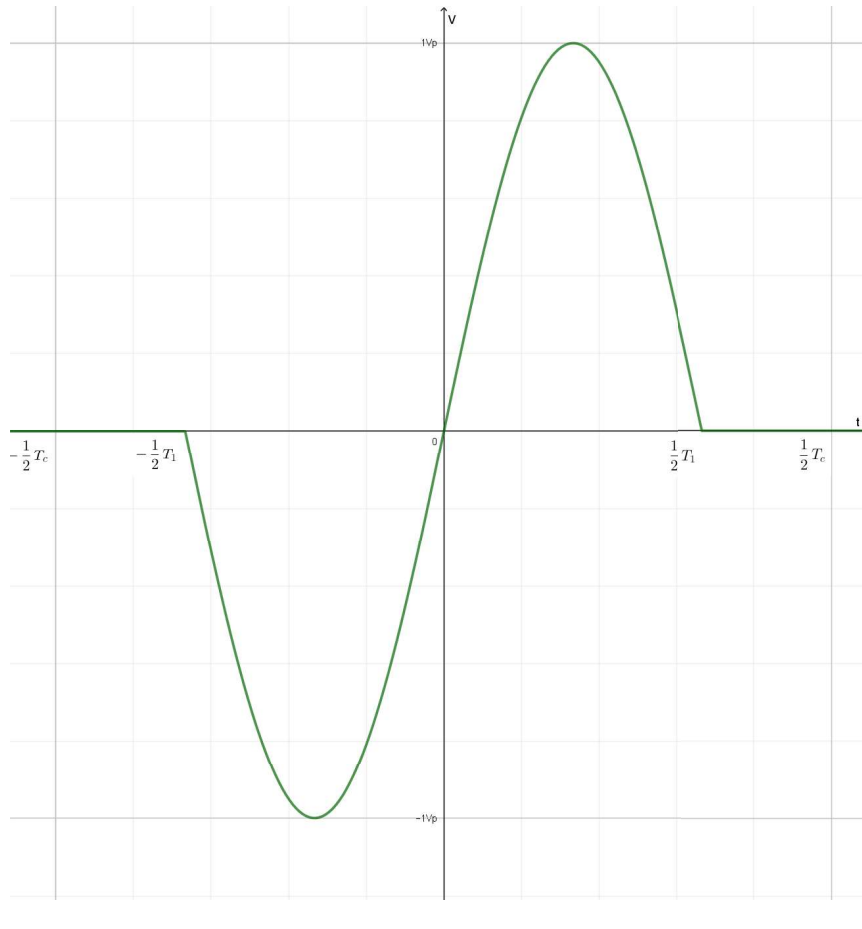


FIGURA A.2: Función generatriz de la serie de Fourier para la tensión inducida en la bobinas

Consideramos la función generatriz f_g de la figura A.2. La función A.27, definida en un periodo T_c , se define a trozos, siendo V_p la amplitud de la función.

$$f_g(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{T_1}{2} \\ V_p \cdot \sin(2\pi f_1 t), & -\frac{T_1}{2} \leq t \leq \frac{T_1}{2} \\ 0, & t > \frac{T_1}{2} \end{cases} \quad (\text{A.27})$$

El periodo T_1 (de frecuencia f_1) de la sinusoide es menor que el periodo de repetición T_c en una proporción p de $2/3$. Conocida esta proporción $T_1 = \frac{2}{3}T_c$, es fácil expresar

la función en función del periodo de repetición.

$$f_g(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{T_c}{3} \\ V_p \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{T_c}t\right), & -\frac{T_c}{3} \leq t \leq \frac{T_c}{3} \\ 0, & t > \frac{T_c}{3} \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

A.3.2. Coeficiente inicial

El primer término a_0 de la serie representa el valor medio de la función en un periodo. Tal como se aprecia en la gráfica, dicho valor medio es 0, por lo que no tiene sentido calcular el primer término.

A.3.3. Coeficientes de la serie de cosenos

Expresión de a_n Se sustituye f_g en la expresión de a_n A.2:

$$a_n = \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} f_g(t) \cos(n\omega_c t) dt \quad (\text{A.29})$$

$$= \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} V_p \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{T_c}t\right) \cdot \cos\left(n\frac{2\pi}{T_c}t\right) dt \quad (\text{A.30})$$

Integral de una función impar El producto de una función par (seno) con una función impar (coseno) es una función impar, y su integral a lo largo de un periodo tiene valor nulo.

$$\int_T \sin(at) \cdot \cos(bt) dt = 0 \quad (\text{A.31})$$

A.3.4. Coeficientes de la serie de senos

Expresión de b_n Se sustituye f_g en la expresión de b_n A.2:

$$b_n = \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{2}}^{\frac{T_c}{2}} f_g(t) \sin(n\omega_c t) dt \quad (\text{A.32})$$

$$= \frac{2}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} V_p \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{T_c}t\right) \cdot \sin\left(n\frac{2\pi}{T_c}t\right) dt \quad (\text{A.33})$$

Se puede aplicar la identidad de productos seno y coseno para desarrollar el producto anterior:

$$\sin(at) \cdot \sin(bt) = \frac{1}{2} [\cos((a-b)t) - \cos((a+b)t)] \quad (\text{A.34})$$

CUADRO A.1: Componente seno para obtener los coeficientes de la serie de Fourier

n	$\sin((2n-3)\frac{\pi}{3})$	$\sin((2n+3)\frac{\pi}{3})$
1	$\sin(\frac{-1}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}}{2}$	$\sin(\frac{5}{3}\pi) = \sin(\frac{-1}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}}{2}$
2	$\sin(\frac{1}{3}\pi) = \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\sin(\frac{7}{3}\pi) = \sin(\frac{1}{3}\pi) = \frac{\sqrt{3}}{2}$
3	$\sin(\pi) = 0$	$\sin(3\pi) = \sin(\pi) = 0$
4	$\sin(\frac{5}{3}\pi) = \sin(\frac{-1}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}}{2}$	$\sin(\frac{11}{3}\pi) = \sin(\frac{-1}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}}{2}$
5	$\sin(\frac{7}{3}\pi) = \sin(\frac{1}{3}\pi) = \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\sin(\frac{13}{3}\pi) = \sin(\frac{1}{3}\pi) = \frac{\sqrt{3}}{2}$
6	$\sin(3\pi) = \sin(\pi) = 0$	$\sin(5\pi) = \sin(\pi) = 0$

Sustituyendo:

$$b_n = \frac{2V_p}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} \sin\left(n\frac{2\pi}{T_c}t\right) \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{T_c}t\right) dt \quad (\text{A.35})$$

$$= \frac{2V_p}{T_c} \int_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} \frac{\cos\left(n\frac{2\pi}{T_c}t - \frac{3\pi}{T_c}t\right) - \cos\left(n\frac{2\pi}{T_c}t + \frac{3\pi}{T_c}t\right)}{2} dt \quad (\text{A.36})$$

$$= \frac{2V_p}{2T_c} \int_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} \cos\left((2n-3)\frac{\pi t}{T_c}\right) - \cos\left((2n+3)\frac{\pi t}{T_c}\right) dt \quad (\text{A.37})$$

$$= \frac{V_p}{T_c} \left(\left[\frac{\sin\left((2n-3)\frac{\pi t}{T_c}\right)}{\frac{(2n-3)\pi}{T_c}} \right]_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} + \left[-\frac{\sin\left((2n+3)\frac{\pi t}{T_c}\right)}{\frac{(2n+3)\pi}{T_c}} \right]_{-\frac{T_c}{3}}^{\frac{T_c}{3}} \right) \quad (\text{A.38})$$

$$= \frac{V_p}{T_c} \left(\frac{\sin\left((2n-3)\frac{\pi T_c}{3T_c}\right) - \sin\left(-(2n-3)\frac{\pi T_c}{3T_c}\right)}{\frac{(2n-3)\pi}{T_c}} - \frac{\sin\left((2n+3)\frac{\pi T_c}{3T_c}\right) - \sin\left(-(2n+3)\frac{\pi T_c}{3T_c}\right)}{\frac{(2n+3)\pi}{T_c}} \right) \quad (\text{A.39})$$

La función seno es una función impar, por lo que $\sin(-a) = -\sin(a)$:

$$b_n = V_p \left(2 \frac{\sin\left((2n-3)\frac{\pi}{3}\right)}{(2n-3)\pi} - 2 \frac{\sin\left((2n+3)\frac{\pi}{3}\right)}{(2n+3)\pi} \right) \quad (\text{A.40})$$

$$= \frac{2V_p}{3} \left(\text{sinc}_N\left(\pi\left(\frac{2}{3}n-1\right)\right) - \text{sinc}_N\left(\pi\left(\frac{2}{3}n+1\right)\right) \right) \quad (\text{A.41})$$

Tanto analíticamente como en la tabla A.1, puede verse que $\sin((2n-3)\frac{\pi}{3})$ y $\sin((2n+3)\frac{\pi}{3})$ toman los mismos valores para $n \in \mathbb{N}$. Simplificando la expresión

anterior:

$$b_n = \frac{2V_p \sin\left(\pi\left(\frac{2}{3}n - 1\right)\right)}{3} \left(\frac{3}{(2n-3)\pi} - \frac{3}{(2n+3)\pi} \right) \quad (\text{A.42})$$

$$= \frac{2V_p \sin\left(\pi\left(\frac{2}{3}n - 1\right)\right)}{3} \left(\frac{3(2n+3)\pi - 3(2n-3)\pi}{(2n-3)\pi(2n+3)\pi} \right) \quad (\text{A.43})$$

$$= \frac{2V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{3} \left(\frac{3\pi(2n+3) - 3\pi(2n-3)}{(2n-3)(2n+3)\pi^2} \right) \quad (\text{A.44})$$

$$= \frac{12V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{\pi(4n^2 - 9)} \quad (\text{A.45})$$

A.3.5. Serie de Fourier

Ahora podemos utilizar la ecuación A.45 de los coeficientes b_n para expresar la función obtenida en forma de serie de Fourier:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{12V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{\pi(4n^2 - 9)} \sin\left(n \frac{2\pi}{T_c} t\right) \quad (\text{A.46})$$

Apéndice B

Código

B.1. Código controlador motor y servidor web Arduino

Appendices/MotorControl.ino

```

/*
Control motor y servidor web para cambiar parámetros

Autor: Alberto Simón, con las siguientes excepciones

Sobre el código HTML
Código de la página HTML tomado de zoomkat 6-13-15 a través de
  https://forum.arduino.cc/index.php?topic=280899.0.
y modificado para mi aplicación.
Del mismo autor, el código para el iframe que se actualiza automáticamente,
  tomado de
zoomkat's meta refresh data iframe test page 12/24/12
  https://forum.arduino.cc/index.php?topic=139029.0

Código PID, Encoder, control y resto, basado en la asignatura "System
Integration I" de la UdL.

*/

#include <SPI.h>
#include <Ethernet.h>
#include <TimerOne.h>

/* Definiciones */
#define pin_encoderA 2
#define pin_encoderB 3
#define MOTOR_IN1 5
#define MOTOR_IN2 6
/* Funciones */
void printWeb();

/* Variables globales */
bool pulsesA;
bool pulsesB;
int encoder = 0;
int encoderAnt=0;
int avance;
int delta;
float vueltas;
int tiempo;
int tiempoAnt;
int encoderVuelta=3720;
int perimetroRueda = 2.007; // 1.913, 1.957, 2.007, 2.051, 2.070, 2.095, 2.144
float vel;
float velConsigna=0.0;
float errorVel[3] = {0,0,0};
float speedKp=10;
float speedKi=0.1; //0.5
float speedKd=0.05; //0.02
float speedControl = 0.0;

unsigned long Timer1Period = 100000; // en us

```

```

float T=Timer1Period*1.0e-6; // en segundos

byte mac[] = { 0xDE, 0xAD, 0xBE, 0xEF, 0xFE, 0xED }; //physical mac address
byte ip[] = {
  192, 168, 1, 177 }; // ip in lan
byte gateway[] = {
  192, 168, 1, 1 }; // internet access via router
byte subnet[] = {
  255, 255, 255, 0 }; //subnet mask
EthernetServer server(80); //server port

String readString, numString;

////////////////////////////////////

void setup(){
  // Configuración de los pines
  pinMode(pin_encoderA, INPUT_PULLUP);
  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin_encoderA), encoderA, RISING);
  digitalWrite(pin_encoderA, HIGH);
  pinMode(pin_encoderB, INPUT_PULLUP);
  digitalWrite(pin_encoderB, HIGH);
  pinMode(MOTOR_IN1, OUTPUT);
  pinMode(MOTOR_IN2, OUTPUT);
  // Configuración velocidad PWM fuera de las frecuencias audibles
  TCCR0B = TCCR0B & 0b11111000 | 0x01;
  // Configuración puerto serie
  Serial.begin(115200);
  while(!Serial){}
  Serial.flush();
  Serial.println("Control de velocidad y servidor web"); // so I can keep
    track of what is loaded
  // Configuración ethernet
  Serial.println("inicializando red...");
  Ethernet.begin(mac, ip, gateway, gateway, subnet);
  Serial.print("IP asignada:");
  Serial.println(Ethernet.localIP());
  // Iniciar servidor web
  server.begin();
  // Configuración del Timer 1 con ayuda de la librería TimerOne.h
  Timer1.initialize(Timer1Period);
  Timer1.attachInterrupt(controlEvent);
  // Como el motor siempre va en el mismo sentido, éste código sólo se ejecuta
    una vez
  digitalWrite(MOTOR_IN1, LOW);
}

void loop(){
  // Create a client connection
  EthernetClient client = server.available();
  if (client) {
    while (client.connected()) {
      if (client.available()) {
        char c = client.read();
        //read char by char HTTP request
        if (readString.length() < 100) {

          //store characters to string
          readString += c;
          //Serial.print(c);
        }
        //if HTTP request has ended
        if (c == '\n') {
          Serial.print(readString); //see what was captured
          if (readString.length() >0) {
            //Serial.println(readString); //prints string to serial port out
            int pos1 = readString.indexOf('=');
            int pos2 = readString.indexOf('&');
            numString = readString.substring(pos1+1, pos2);
            Serial.print("numString is:");
            Serial.println(numString);
            if(readString[pos1-2]=='C' && readString[pos1-1]=='V'){

```

```

        velConsigna = numString.toFloat();
        Serial.print("The speed setpoint is: ");
        Serial.println(velConsigna);
    }
    else if (readString[pos1-2]=='K' && readString[pos1-1]=='P')
    {
        speedKp = numString.toFloat();
        Serial.print("The speed Kp sent is: ");
        Serial.println(speedKp);
    }
    else if (readString[pos1-2]=='K' && readString[pos1-1]=='I')
    {
        speedKi = numString.toFloat();
        Serial.print("The speed Ki sent is: ");
        Serial.println(speedKi);
    }
    else if (readString[pos1-2]=='K' && readString[pos1-1]=='D')
    {
        speedKd = numString.toFloat();
        Serial.print("The speed Kd sent is: ");
        Serial.println(speedKd);
    }
    }
    printWeb(client);
    readString=""; //clears variable for new input
    numString=""; //clears variable for new input
    delay(10);
    //stopping client
    client.stop();
}
}
}
}
analogWrite(MOTOR_IN2, map(speedControl,0,100,127,255));
}

void encoderA(){
    pulsesA=true;
    pulsesB=digitalRead(pin_encoderB)==HIGH;
    if(pulsesA==pulsesB){
        encoder--;
    }
    else{
        encoder++;
    }
}

void encoderB(){
    pulsesB=digitalRead(pin_encoderB)==HIGH;
    if (pulsesA==pulsesB){
        encoder++;
    }
    else{
        encoder--;
    }
}

void controlEvent(){
    tiempo = millis();
    delta = tiempo - tiempoAnt;
    tiempoAnt = tiempo;
    avance = encoder - encoderAnt;
    encoderAnt = encoder;
    vueltas = avance/float(encoderVuelta);
    vel = vueltas/(T)*perimetroRueda*3.6;
    errorVel[2]=errorVel[1]; errorVel[1]=errorVel[0];
    errorVel[0] = velConsigna - vel;
    if (velConsigna <=0.1 && velConsigna >= -0.1){
        speedControl=0;
    } else {
        speedControl = PID(speedControl, speedKd, speedKi, speedKd, errorVel);
        if (speedControl>100) speedControl=100;
    }
}

```

```

    else if(speedControl<0) speedControl=0;
  }
}

float PID(float controlCommand, float Kp, float Ki, float Kd, float error[3]){
  return controlCommand +(Kp+Ki*(T/2)+Kd/T)*error[0]
    -(Kp-Ki*(T/2)+2*Kd/T)*error[1] +(Kd/T)*error[2];
}

void printWeb(EthernetClient client){
  //output HTML data header
  client.println("HTTP/1.1_200_OK");
  client.println("Content-Type:_text/html");
  client.println();
  //generate data page
  if(readString.indexOf("data") >0) { //checks for "data" page
    client.print("<HTML><HEAD>");
    //meta-refresh page every 1 seconds if "datastart" page
    //if(readString.indexOf("datastart") >0)
    client.print("<meta_http-equiv='refresh','_content='1'>");
    client.print("<title>Página_con_datos_para_");
      iframe</title></head><BODY><br>");
    client.print("<div_style='text-align:center;'>");
    //output the value of each analog input pin
    client.println("<H1>VARIABLES</H1>");
    client.println("<H2>Rueda</H2>");
    client.print("Velocidad_[km/h]:_");client.println(vel);
    client.println("<H2>Control_PID</H2>");
    client.println("Salida_control=");client.print(speedControl);
    client.print("</BODY></HTML>");
  } else {
    client.print("<HTML><HEAD><TITLE>Control_velocidad_rueda</TITLE></HEAD>");
    client.print("<div_style='text-align:center;'>");
    client.print("<iframe_src='http://192.168.1.177:80/data','_width='40%','_");
      height='300','_name='DataBox','_frameBorder='0'>");
    client.print("</iframe>");
    client.println("<H1>CONSIGNAS</H1>");
    client.println("<H2>Rueda</H2>");
    client.println("<FORM_ACTION='/'_method=get>"); //uses IP/port of web page
    client.print("Velocidad_[km/h]:_<INPUT_TYPE=TEXT_NAME='CV'_");
      VALUE="");client.print(velConsigna);client.println("<_SIZE='10'_");
      MAXLENGTH='20'>");
    client.println("<INPUT_TYPE=SUBMIT_NAME='submit'_VALUE='Send'><BR>");
    client.println("</FORM>");
    client.println("<H2>Control_PID</H2>");
    client.println("<FORM_ACTION='/'_method=get>"); //uses IP/port of web page
    client.print("Control_proporcional:_<INPUT_TYPE=TEXT_NAME='KP'_");
      VALUE="");client.print(speedKp);client.println("<_SIZE='10'_");
      MAXLENGTH='20'>");
    client.println("<INPUT_TYPE=SUBMIT_NAME='submit'_VALUE='Send'><BR>");
    client.println("</FORM>");
    client.println("<FORM_ACTION='/'_method=get>"); //uses IP/port of web page
    client.print("Control_integral:_<INPUT_TYPE=TEXT_NAME='KI'_");
      VALUE="");client.print(speedKi);client.println("<_SIZE='10'_");
      MAXLENGTH='20'>");
    client.println("<INPUT_TYPE=SUBMIT_NAME='submit'_VALUE='Send'><BR>");
    client.println("</FORM>");
    client.println("<FORM_ACTION='/'_method=get>"); //uses IP/port of web page
    client.print("Control_diferencial:_<INPUT_TYPE=TEXT_NAME='KD'_");
      VALUE="");client.print(speedKd);client.println("<_SIZE='10'_");
      MAXLENGTH='20'>");
    client.println("<INPUT_TYPE=SUBMIT_NAME='submit'_VALUE='Send'><BR>");
    client.println("</FORM>");
    client.println("<BR></HTML>");
  }
}

```

B.2. Serie de fourier para $u_0(t)$

El desarrollo en Matlab de un sencillo código permite evaluar la expresión B.1 para un número determinado de n .

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{12V_p \sin\left(\frac{4\pi n}{3}\right)}{\pi(4n^2 - 9)} \sin\left(n \frac{2\pi}{T_c} t\right) \quad (\text{B.1})$$

```

nombreFuncion = 'SignalFourier'
f_0=1;
T_0 = 1/f_0;
T_s=T_0/1000;
t=-T_0:T_s:T_0;
N=2;
a_0=0;
a_n = zeros(1,length(n));
b_n = zeros(1,length(n));
for n=1:N
    b_n(n) = 12*sin(4*pi*n/3)/(pi*(4*n^2-9));
end
f_s=a_0;
for n=1:N
    f_s=f_s + b_n(n)*sin(2*pi*f_0*n*t);
end
figure(15)
plot(t,f_s); xlabel('Periodo_T'); ylabel('Valor_normalizado_V/V_p');
set(gca,'XTickLabel',{'-T',' -3T/4',' -T/2',' -T/4',' 0',' T/4',' T/2',' 3T/4',' T'},
'XTick',[-1 -0.75 -0.5 -0.25 0 0.25 0.5 0.75 1],'YTick',[-1.25 -1 -0.75
-0.5 -0.25 0 0.25 0.5 0.75 1 1.25],'YLim',[-1.25 1.25]);
grid on
title([nombreFuncion ' _f_0=' num2str(f_0) ' _[Hz] _ (T=' num2str(T_0) ' _[s]), _
n=' num2str(max(n))])

```

B.2.1. Densidad magnética

También permite comprobar la validez de la expresión de σ_m B.4 para la densidad magnética en la superficie del disco con imanes:

$$a_k = 0 \quad (\text{B.2})$$

$$b_k = \begin{cases} \frac{4\sigma_{max}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi d}{l+2d}\right) & k \text{ impar} \\ 0 & k \text{ par} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

$$\sigma_M(x) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(\frac{2\pi kx}{X_s}\right) \quad (\text{B.4})$$

```

nombreFuncion = 'Serie_de_Fourier_densidad_magnética_sigma_M';
T_0 = 2*1+4*d;
f_0=1/T_0;
T_s=T_0/1000;
t=-T_0:T_s:T_0;
N=1000;
a_0=0;
a_n = zeros(1,length(N));
b_n = zeros(1,length(N));

for n=1:N
    if(mod(n,2)~=0)

```

```

        b_n(n) = 4/n/pi*cos(pi*n*l/T_0-n*pi/2);
    else
        b_n(n)=0;
    end
end
f_s=a_0;
for n=1:N
    f_s=f_s + b_n(n)*sin(2*pi*n*t/(T_0));
end
figure(17)

plot(t,f_s,'r'); xlabel('Eje_x'); ylabel('Valor_normalizado_\sigma_M_\sigma_{M,max}');
set(gca,'XTickLabel',{'0','d','1+d','1+2d','1+3d','2l+3d','2l+4d'},...
'XTick',[0 d 1+d 1+2*d 1+3*d 2*l+3*d 2*l+4*d],'YTick',[-1.25 -1 -0.75 -0.5
-0.25 0 0.25 0.5 0.75 1 1.25],'XLim',[-d 2*l+5*d],'YLim',[-1.25 1.25]);
grid on
title([nombreFuncion ',_n=' num2str(max(n))])

```

B.3. Modelo inducción magnética

```

%% Magnet-across-coils Code
% INTRODUCTORY TEXT
clear all
%% Cinemática
f = 30; % en Hz, frecuencia de los pulsos:
a = 3e-3; % in m, vibration amplitude TODD

%% Geometría
d = 15e-3; % en m, la mitad de la distancia entre imanes
l = 6e-3; % en m, el diámetro de cada imán
np = 2; % Número de imanes
% in m, width (into the paper)
%w = 3*.0254; TODD
z_A = 1e-3; % en m, la mitad del espesor de los imanes
z_B = 12e-3; % en m, la frontera a en la que el campo del imán es casi 0

%% Parámetros de los imanes
s_max = 0.0008; % en T (Wb/m2), Máxima desidad superficial magnética o Br
mu_0 = pi*4e-7; % en Wb/(A.m), Permeabilidad magnética del vacío
%% Parámetros de la bobina
% in A, Current through coils % in m, spacing between coils
i = 1; t = .08/3*.0254;

% half a coil length
g = (((1+2*d)/3)-t)/2;
% in m, diameter of the wire
wd = 0.8128e-3;
% number of coils (per phase) A number of turns per coil
nc = 2; nt = 4;
% in ohm.m, resistivity of copper
R0 = 16.78e-9;

%% Series
% Términos de las series de Fourier y sumatorios
N = 50;

%% Espacio físico
% Número de puntos por eje
res = 136;
z_step = (z_A+z_B)/res;
x_step = (np*(2*d+1))/res;

z = -z_B:z_step:z_A;
z = repmat(z,res+1,1);
x = 0:x_step:np*(2*d+1);

```



```

x = repmat(x,res+1,1); x=x';
coil = floor(length(x)*(2*d+1)/(np*(2*d+1))); % TODO elimina

%% Potencial magnético debido a los imanes
psi_m = potencialMagnetico(s_max,x,z,z_A,z_B,d,l,N);

%% Gradiente del potencial magnético
% en A/m, campo H_x y H_z en cada punto de la geometría
[Hm_x,Hm_z] = gradient(psi_m,z_step,x_step);

%% Plot 3D del potencial magnético en la región
figure(1); mesh(z(1,:),x(:,1),psi_m);
xlabel('Eje_z[m]')
ylabel('Eje_x[m]')
zlabel('Campo_magnético[T]')

%% Plot medida real vs teórica potencial magnético eje X
% Medidas campo magnético eje x:
% Medidas tomadas en el eje z, con la distancia en la primera fila
mx(1,:) = [0 300 600 900 1200 1500 1700 1800 1900 2100
2400 2700 3000 3300 3600 3900 4200 4500 4800 5100 5300 5400
5500 5700 6000 6300 6600 6900 7200]*1e-5;
mx(2,:) = [0 0.01 0.005 -0.005 -0.05 -0.09 -0.23 -0.29 -0.24 -0.095 -0.05
-0.005 0.005 -0.005 0 -0.005 -0.015 0.005 0.05 0.09 0.21
0.27 0.215 0.1 0.04 0.01 -0.005 -0.01 0];
% (En el 109 o 108 está el valor de z de 500 um)
figure(3); plot(x(:,107),psi_m(:,108)); hold on;
plot(mx(1,:),mx(2,:),'r+'); hold off
legend('Puntos_de_medida', 'Predicción_modelo');
xlabel('Eje_x[m]')
ylabel('Campo_magnético[T]')

%% Plot medida real vs teórica potencial magnético eje Z
% Medidas tomadas en el eje z, equiespaciadas
mz1 = [-1000e-6 -1500e-6 -2500e-6 -3500e-6 -4500e-6 -5500e-6 -6500e-6 -7500e-6
-8500e-6 -10000e-6 -15000e-6 -20000e-6; 270e-3 255e-3 230e-3 190e-3 152e-3
117e-3 98e-3 78e-3 47e-3 10e-3 4e-3 1e-3];
% (En la posición 103 está el eje del iman positivo)
figure(2);
plot(mz1(1,:),mz1(2,:),'r+'); hold on
plot(z(103,:),psi_m(103,:));

%% Plot con otras curvas en el eje Z variando sigma_max
% Sigma_max = 0.001
s_max = 0.001;
% Recalcular potencial magnético
psi_m = potencialMagnetico(s_max,x,z,z_A,z_B,d,l,N);
% Representar
plot(z(103,:),psi_m(103,:));
% Sigma_max = 0.0006
s_max = 0.0006;
% Recalcular potencial magnético
psi_m = potencialMagnetico(s_max,x,z,z_A,z_B,d,l,N);
% Representar
plot(z(103,:),psi_m(103,:)); hold off
% Leyenda
legend('Muestras','\sigma_M_,_m_a_x=0.8[mT]', '\sigma_M_,_m_a_x=1.0[mT]', '\sigma_M_,_m_a_x=0.6[mT]');
xlabel('Eje_z[m]')
ylabel('Campo_magnético[T]')

%% Tensión
% a 2 mm, z(:,106) tope superior e inferior bobina
pos = 106;
x_c1 = z(:,pos);
x_c2 = z(:,pos-50);
% calcular velocidad
R=30e-2; % en [m], radio de la rueda
r = 75e-3; % en [m], radio donde están los imanes
v_c = 15*r/R*1000/3600; % en m por segundo, velocidad lineal del imán
mu_c = 1000*mu_0; % Permeabilidad magnética del núcleo
h_c = 5e-3; % Altura de la bobina

```

```

d_c=5e-3; % diámetro de la bobina
A=pi*(0.5*d_c)^2; % Area de la bobina
N=4000; % Vueltas de la bobina
Bobina.mu_c=mu_c;
Bobina.h_c=h_c;
Bobina.d_c=d_c;
Bobina.A=A;
Bobina.Vueltas=N;
figure(4);
epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_z(:,53) - Hm_z(:,106))*v_c/h_c;
%epsilon = epsilonI(pos,v_c,Bobina,z,Hm_x,Hm_z);
disp(max(epsilon));
plot(x(:,1),epsilon);hold on
xlabel('Eje_x[m]')
ylabel('Tensión_inducida\epsilon[V]')

%pos = 95;x_c1 = pos;x_c2 = pos-50; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_x(:,x_c2) -
    Hm_x(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
pos = 85;x_c1 = pos;x_c2 = pos-50; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_z(:,x_c2) -
    Hm_z(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
%pos = 74;x_c1 = pos;x_c2 = pos-50; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_x(:,x_c2) -
    Hm_x(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
pos = 64;x_c1 = pos;x_c2 = pos-50; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_z(:,x_c2) -
    Hm_z(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
%pos = 53;x_c1 = pos;x_c2 = pos-50; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_x(:,x_c2) -
    Hm_x(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
pos = 43;x_c1 = pos;x_c2 = pos-42; epsilon = -N*A*mu_c*(Hm_z(:,x_c2) -
    Hm_z(:,x_c1))*v_c/h_c;plot(x(:,1),epsilon);disp(max(epsilon));
xlim([0 max(x(:,1))]);
hold off
legend('z_g=2[mm]','z_g=4[mm]','z_g=6[mm]','z_g=8[mm]');

%% Tensión 2
% z(1,85) = -0.004 (el centro estará ahí
% x(:,85) las posiciones horizontales
% Hm_z(:,85) el gradiente, en dirección horizontal, y en la posición -4mm
% En cada posición de Hm_z(:,85) calcula el potencial medio que recibe la
% bobina.
posz=85;
Bm_z_xc=zeros(1,length(Hm_z(:,posz)));
for i=1:length(Hm_z(:,posz))
    %Con la resolución actual, son +-5 valores aprox.
    if(mod(i-5,137)==0)
        pos1=137;
    else
        pos1=mod(i-5,137);
    end
    if(mod(i+5,137)==0)
        pos2=137;
    else
        pos2=mod(i+5,137);
    end
    Bm_z_xc(i) = (Hm_z(pos2,posz) - Hm_z(pos1,posz))/h_c;
end

epsilon = -N*A*mu_c*v_c*Bm_z_xc;
disp(max(epsilon));
figure(5)
plot(x(:,1),epsilon);hold on
xlabel('Eje_x[m]')
ylabel('Tensión_inducida\epsilon[V]')

posz = 64;
for i=1:length(Hm_z(:,posz))
    %Con la resolución actual, son +-5 valores aprox.
    if(mod(i-5,137)==0)
        pos1=137;
    else
        pos1=mod(i-5,137);
    end
    if(mod(i+5,137)==0)
        pos2=137;
    end

```

```

        else
            pos2=mod(i+5,137);
        end
        Bm_z_xc(i) = (Hm_z(pos2,posz) - Hm_z(pos1,posz))/h_c;
    end
    epsilon = -N*A*mu_c*v_c*Bm_z_xc;
    disp(max(epsilon)); plot(x(:,1),epsilon);

    posz = 43;
    for i=1:length(Hm_z(:,posz))
        %Con la resolución actual, son +-5 valores aprox.
        if(mod(i-5,137)==0)
            pos1=137;
        else
            pos1=mod(i-5,137);
        end
        if(mod(i+5,137)==0)
            pos2=137;
        else
            pos2=mod(i+5,137);
        end
        Bm_z_xc(i) = (Hm_z(pos2,posz) - Hm_z(pos1,posz))/h_c;
    end
    epsilon = -N*A*mu_c*v_c*Bm_z_xc;
    disp(max(epsilon)); plot(x(:,1),epsilon);

    posz=22;
    for i=1:length(Hm_z(:,posz))
        %Con la resolución actual, son +-5 valores aprox.
        if(mod(i-5,137)==0)
            pos1=137;
        else
            pos1=mod(i-5,137);
        end
        if(mod(i+5,137)==0)
            pos2=137;
        else
            pos2=mod(i+5,137);
        end
        Bm_z_xc(i) = (Hm_z(pos2,posz) - Hm_z(pos1,posz))/h_c;
    end
    epsilon = -N*A*mu_c*v_c*Bm_z_xc;
    disp(max(epsilon)); plot(x(:,1),epsilon); hold off;
    xlim([0 max(x(:,1))]);
    legend('z_g=4□[mm]', 'z_g=6□[mm]', 'z_g=8□[mm]', 'z_g=10□[mm]');

```

B.3.1. Función potencial magnético en Matlab

El siguiente código devuelve el potencial magnético ϕ en la región. Calcula los coeficientes intermedios b_n , α_n , β_n , la expresión obtenida en el capítulo 2 como solución al problema de Lagrange del campo magnético generado por los imanes permanentes.

$$b_n = \begin{cases} \frac{4\sigma_{max}}{n\pi} \cos\left(\frac{2\pi nd}{X_s}\right) & n \text{ impar} \\ 0 & n \text{ par} \end{cases} \quad (B.5)$$

$$\alpha_n = \frac{b_n \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right)}{\frac{\mu_0 2\pi n}{X_s} \left(\sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) + \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \right)} \quad (B.6)$$

$$\beta_n = \frac{-b_n \sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right)}{\frac{\mu_0 2\pi n}{X_s} \left(\sinh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) + \sinh\left(\frac{2\pi n z_B}{X_s}\right) \cosh\left(\frac{2\pi n z_A}{X_s}\right) \right)} \quad (B.7)$$

$$\phi_A(x, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \sin\left(\frac{2\pi n x}{2(l+2d)}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z-z_A)}{2(l+2d)}\right) \quad (B.8)$$

$$\phi_B(x, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin\left(\frac{2\pi n x}{2(l+2d)}\right) \sinh\left(\frac{2\pi n(z+z_B)}{2(l+2d)}\right) \quad (B.9)$$

```
function PhiMag = potencialMagnetico(sigma_Max, x,z,z_A,z_B,d,l,N)
% en Wb/(A.m), Permeabilidad magnética del vacío:
mu_0 = pi*4e-7;
% Potencial magnético sigma_M:
sigma = 0*x; %
%Potencial magnético debido a los imanes, región A:
psi_A = zeros(length(z),length(x));
%Potencial magnético debido a los imanes, región B:
psi_B = zeros(length(z),length(x));
for p = 1:N
    k = 2*p-1; % Sólo los coeficientes impares
    w_m = pi*k/(2*d+1);
    % en T, coeficientes b_m serie de Fourier de sigma_M:
    b_m(p) = (4*sigma_Max/k/pi)*cos((k*pi*d)/(1+2*d));
    % en T, densidad magnética superficial de los imanes:
    sigma = sigma + b_m(p).*sin(x.*(k*pi/(1+2*d)));
    % en A, constante para calcular psiA:
    A(p) = (b_m(p)*sinh(w_m*z_B))/(w_m*mu_0*sinh(w_m*(z_A+z_B)));
    % en A, constante para calcular psiB
    C(p) = (-b_m(p)*sinh(w_m*z_A))/(w_m*mu_0*sinh(w_m*(z_A+z_B)));
    %Potencial magnético en la región A creado por los imanes
    psi_A = psi_A +
        A(p)*sinh(pi*k.*(z-z_A)/(1+2*d)).*sin(x.*(pi*k/(1+2*d)));
    %Potencial magnético en la región B creado por los imanes
    psi_B = psi_B +
        C(p)*sinh(pi*k.*(z+z_B)/(1+2*d)).*sin(x.*(pi*k/(1+2*d)));
end
% Límite superior frontera entre A y B
m1 = ceil(length(z)*z_B/(z_A+z_B));
% Límite inferior frontera entre A y B
m2 = floor(length(z)*z_B/(z_A+z_B));
% A 0 los puntos exteriores a la frontera de la región A
psi_A(:,1:m2) = 0; % zeroing out Region B where psiA is invalid
% A 0 los puntos exteriores a la frontera de la región B
psi_B(:,m1:length(x)) = 0;
% Potencial magnético en todo el area
PhiMag = psi_A + psi_B;
end
```

B.4. Datos y plot característica bobinas

Appendices/bobinas.m

```
%% Bobina 100 mH
A=[0 10 8.2 0;
    10 10 8.2 0.5;
    100 10 8.1 3;
    1e3 10 7.5 27;
    10e3 10 1.6 75;
    100e3 10 75e-3 88;
    135e3 10 4e-3 89;
    140e3 10 8e-3 89;
    150e3 10 27e-3 88;
    200e3 10 95e-3 87;
    300e3 10 200e-3 85;
    400e3 10 300e-3 85;
    500e3 10 388e-3 85;
    1e6 10 740e-3 82];
% Sustituir el valor de la tensión por la intensidad
A(:,3)=A(:,3)./1000;

% Valor absoluto de la impedancia en una nueva columna:
A(:,5)=A(:,2)./A(:,3);

% Valor de la reactancia en una nueva columna
A(:,6)=A(:,5).*sind(A(:,4));

% Plot reactancia vs frecuencia
figure(1)
loglog(A(:,1),A(:,6));
xlabel('Frequency f [Hz]');
ylabel('Reactance X_L [\Omega]');
grid on;
%Plot reactancia ideal
L=100e-3;
hold on
loglog(A(:,1),A(:,1).*2*pi*L,'--r');
hold off
legend('X_L(f) Real 100 mH inductor','X_L(f) Ideal 100 mH inductor','Location','Northwest')

%% Bobina 150 mH
B=[0 10 8.1 0;
    10 10 8 0.5;
    100 10 7.7 4;
    1e3 10 6.5 35.5;
    10e3 10 1.1 81;
    20e3 10 550e-3 85.5;
    30e3 10 380e-3 87.5;
    40e3 10 250e-3 88.5;
    50e3 10 140e-3 89;
    80e3 10 23e-3 89.5;
    87e3 10 6e-3 89.5;
    90e3 10 10e-3 89.5;
    100e3 10 40e-3 89;
    200e3 10 260e-3 88.5;
    300e3 10 400e-3 87.5;
    400e3 10 550e-3 85;
    500e3 10 650e-3 84;
    1e6 10 1240e-3 80];
% Sustituir el valor de la tensión por la intensidad
B(:,3)=B(:,3)./1000;

% Valor absoluto de la impedancia en una nueva columna:
B(:,5)=B(:,2)./B(:,3);

% Valor de la reactancia en una nueva columna
B(:,6)=B(:,5).*sind(B(:,4));
```

```
% Plot reactancia vs frecuencia
figure(2)
loglog(B(:,1),B(:,6));
xlabel('Frequency_f [Hz]');
ylabel('Reactance_X_L [\Omega]');
grid on;
%Plot reactancia ideal
L=150e-3;
hold on
loglog(B(:,1),B(:,1).*2*pi*L,'--r');
hold off
legend('X_L(f)_Real_150mH_inductor','X_L(f)_Ideal_150mH_inductor','Location','Northwest')
```

B.5. Datos pruebas de laboratorio

Las siguientes funciones tratan en MATLAB tanto los ficheros obtenidos con el osciloscopio como los datos recogidos en ficheros CSV.

B.5.1. Función parseDataVoltages

La siguiente función toma los datos del osciloscopio y los devuelve ya tratados con la escala adecuada de tiempo y de tensión.

Appendices/parseDataVoltages.m

```
function [RL,Vrms,Pavg]=parseDataVoltages(Design,Resistor,Speed)
nameFile = strcat(Design,'_',Resistor,'_',Speed,'.csv');
Data = csvread(nameFile,1,0);
RLstr = replace(Resistor,'K','.');
if(contains(Resistor,'K'))
    multiplier=1e3;
else
    multiplier=1;
end
RL=str2double(RLstr)*multiplier;
% Escala de tiempo
t=Data(:,1);
% Ajustar valores
for (i=1:length(t))
    if abs(t(i))>100
        t(i)=t(i)/1000;
    end
end
% Tensión * 2
Vout=2*Data(:,2);
Vrms=rms(Vout);
Pavg=Vrms^2/RL;
end
```

B.5.2. Gráficas rectificadores

El siguiente código crea las gráficas con los ensayos de laboratorio hechos con los rectificadores de los diseños activo y pasivo.

Appendices/oscilloscope.m

```
%-----%
% Diseño pasivo
%-----%
Design = "pas";
ResistorValues =
    {'215','430','680','1K','1K2','1K5','2K7','4K7','12K','27K','83K'};
ResistorNums = zeros(1,length(ResistorValues));
```

```

SpeedValues={'10','15','20','25','30'};
SpeedNums=str2double(SpeedValues);
Vrms=zeros(length(ResistorValues),length(SpeedValues));
Pavg=zeros(length(ResistorValues),length(SpeedValues));

for i=1:11
    for j=1:5
        [R,Vrms(i,j),Pavg(i,j)] = parseDataVoltages(Design,...
            char(ResistorValues(i)),char(SpeedValues(j)));
    end
    ResistorNums(i)=R;
end
Pavg = Pavg*1000;
%-----%
% Plot Potencia Vs Carga
FigPPowerLoad = figure(1);
set(FigPPowerLoad,'NumberTitle','off','Name','PasDesPowerLoad');
for i=1:length(SpeedNums)
    semilogx(ResistorNums,Pavg(:,i),'LineWidth',1)
    hold on
end
grid on
xlabel('Resistencia_\Omega')
ylabel('Potencia_\text{mW}')
plot([1e3,1e3],[0,max(max(Pavg))],'--r')
plot([1.5e3,1.5e3],[0,max(max(Pavg))],'--r')
legend('10_\text{km/h}','15_\text{km/h}','20_\text{km/h}','25_\text{km/h}','30_\text{km/h}')
xlim([0 10000])
title('Potencia_\text{vs}_\text{carga}');
hold off
% Plot tensión Vs Velocidad
%-----%
FigPVoltageSpeed= figure(2);
set(FigPVoltageSpeed,'NumberTitle','off','Name','ActDesVoltageSpeed');
hold on
for i=[2,4,7,9,11]
    plot(SpeedNums,Vrms(i,:), 'LineWidth',1)
    hold on
end
grid on
xlabel('Velocidad_\text{km/h}')
ylabel('Tensión_\text{V}')
legend('480_\Omega','1K_\Omega','4K7_\Omega','12K_\Omega','83K_\Omega')
xlim([10 30])
ylim([0 max(max(Vrms))])
title('Tensión_\text{vs}_\text{velocidad}');
hold off
%-----%
% Plot Tensión Vs Carga
FigPVoltageLoad = figure(3);
set(FigPVoltageLoad,'NumberTitle','off','Name','PasDesVoltageLoad');
for i=1:length(SpeedNums)
    plot(ResistorNums,Vrms(:,i),'LineWidth',1)
    hold on
end
grid on
xlabel('Resistencia_\Omega')
ylabel('Tensión_\text{V}')
legend('10_\text{km/h}','15_\text{km/h}','20_\text{km/h}','25_\text{km/h}','30_\text{km/h}')
xlim([0 10000])
title('Tensión_\text{vs}_\text{carga}');
hold off
%-----%
% Tensión entrada y salida
DataCoils = csvread('xPas_1K5_15Coils.csv',1,0);
DataLoad = csvread('xPas_1K5_15Load.csv',1,0);
t = DataCoils(:,1);
% Ajustar valores de tiempo
for (i=1:length(t))
    if abs(t(i))>500

```

```

        t(i)=t(i)/1000;
    end
end
VCoils = 2*DataCoils(:,2)-2*DataCoils(:,3);
VLoad = 2*DataLoad(:,2);
FigPPasiveCoils = figure(4);
set(FigPPasiveCoils,'NumberTitle','off','Name','PasDesVoltageCoils');
plot(t,VCoils,t,VLoad,'LineWidth',1)
grid on
xlabel('Tiempo [ms]')
ylabel('Tensión [V]')
legend('Tensión bobinas','Tensión rectificador')
xlim([-100,100])
title('Tensiones a 15 [km/h] con una carga de 1k5 [\Omega]');

%-----%
% Diseño activo
%-----%
Design = 'act';
ResistorValues =
{'220','470','680','820','1K','1K5','2K2','4K7','10K','56K','100K'};
for i=1:11
    for j=1:5
        [R,Vrms(i,j),Pavg(i,j)] = parseDataVoltages(Design,...
            char(ResistorValues(i)),char(SpeedValues(j)));
    end
    ResistorNums(i)=R;
end
Pavg = Pavg*1000;
%-----%
% Plot Potencia Vs Carga
FigAPowerLoad = figure(5);
set(FigAPowerLoad,'NumberTitle','off','Name','ActDesPowerLoad');
for i=1:length(SpeedNums)
    semilogx(ResistorNums,Pavg(:,i),'LineWidth',1)
    hold on
end
grid on
xlabel('Resistencia [\Omega]')
ylabel('Potencia [mW]')
plot([500,500],[0,max(max(Pavg))],'--r')
plot([400,400],[0,max(max(Pavg))],'--r')
legend('10 km/h','15 km/h','20 km/h','25 km/h','30 km/h')
xlim([0 10000])
title('Potencia vs carga');
hold off
% Plot tensión Vs Velocidad
%-----%
FigAVoltageSpeed=figure(6);
set(FigAVoltageSpeed,'NumberTitle','off','Name','ActDesVoltageSpeed');
hold on
for i=[2,4,7,9,11]
    plot(SpeedNums,Vrms(i,:), 'LineWidth',1)
    hold on
end
grid on
xlabel('Velocidad [km/h]')
ylabel('Tensión [V]')
legend('470 [\Omega]','820 [\Omega]','2K2 [\Omega]','10K [\Omega]','100K [\Omega]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(max(Vrms))])
title('Tensión vs velocidad');
hold off
%-----%
% Plot Tensión Vs Carga
FigAVoltageLoad = figure(7);
set(FigAVoltageLoad,'NumberTitle','off','Name','ActDesVoltageLoad');
for i=1:length(SpeedNums)
    plot(ResistorNums,Vrms(:,i),'LineWidth',1)
    hold on
end

```



```

grid on
xlabel('Resistencia[\Omega]')
ylabel('Tensión[V]')
legend('10[km/h]', '15[km/h]', '20[km/h]', '25[km/h]', '30[km/h]')
xlim([0 10000])
title('Tensión vs carga');
hold off

%-----%
% Tensión entrada y salida
DataCoils = csvread('Act_Coil1_1K5_15.csv',1,0);
DataLoad = csvread('Act_Rec1Dou1_1K5_15.csv',1,0);
DataDoubler = csvread('Doblador_Mosfets_15.csv',1,0);
% Ajustar desfase señales entrada
desfase=2;
t = DataCoils(1+desfase:end,1);
% Ajustar valores de tiempo
for (i=1:length(t))
    if abs(t(i))>500
        t(i)=t(i)/1000;
    end
end
VCoils = 2*DataCoils(1+desfase:end,2)-2*DataCoils(1+desfase:end,3);
VLoad = 2*DataLoad(1:end-desfase,2);
VDoubler = 2*DataDoubler(1:end-desfase,3);
FigActiveCoils = figure(8);
set(FigActiveCoils,'NumberTitle','off','Name','ActDesVoltageCoils');
plot(t,VCoils,t,VLoad,t,VDoubler,'LineWidth',1)
grid on
xlabel('Tiempo[ms]')
ylabel('Tensión[V]')
legend('Tensión bobinas', 'Tensión rectificador', 'Tensión doblador')
xlim([-100,100])
title('Tensiones a 15[km/h] con una carga de 1k5[\Omega]');
% Datos tensión rectificador y doblador
% -----%
Data = csvread('Doblador_Mosfets_15.csv',1,0);
t = DataCoils(:,1);
% Ajustar valores de tiempo
for (i=1:length(t))
    if abs(t(i))>500
        t(i)=t(i)/1000;
    end
end
end
t=t./4;
VRectifier=2*Data(:,2);
VDoubler=2*Data(:,3);
FigDoublerRectifier1 = figure(9);
set(FigDoublerRectifier1,'NumberTitle','off','Name','ActDoublerRectifier1');
plot(t,VRectifier,t,VDoubler,'LineWidth',1)
grid on
xlabel('Tiempo[ms]')
ylabel('Tensión[V]')
legend('Tensión rectificador', 'Tensión doblador')
xlim([-100,100])
title('Tensiones a 15[km/h] sin carga');
% Datos tensión rectificador y doblador
% -----%
Data = csvread('Doblador_Mosfets_15_con_rectificado.csv',1,0);
% Ajustar desfase señales entrada
t = DataCoils(1:end,1);
% Ajustar valores de tiempo
for (i=1:length(t))
    if abs(t(i))>500
        t(i)=t(i)/1000;
    end
end
end
t=t./4;
VRectifier=2*Data(:,3);
VDoubler=2*Data(:,2);
FigDoublerRectifier = figure(10);
set(FigDoublerRectifier,'NumberTitle','off','Name','ActDoublerRectifier');

```

```

plot(t,VRectifier,t,VDoublor,'LineWidth',1)
grid on
xlabel('Tiempo[ms]')
ylabel('Tensión[V]')
legend('Tensión_rectificador','Tensión_doblador')
xlim([-100,100])
title('Tensiones_a_15[km/h] sin carga');

```

B.5.3. Gráficas carga máxima

Importa los datos de carga máxima de cada diseño, y los dibuja en gráficas.

Appendices/plotMaxLoad.m

```

% -----
% Diseño pasivo
% -----
Data = csvread('Pas_MaxLoad_Speeds.csv',1,0);
Speeds=Data(:,1);
MaxLoadsPas=Data(:,2);
MaxPowersPas=1000*3.2^2./MaxLoadsPas;
FigPasDesignMaxLoad=figure(1);
set(FigPasDesignMaxLoad,'NumberTitle','off','Name','PasDesignMaxLoad');
plot(Speeds, MaxPowersPas,'LineWidth',1);
grid on
xlabel('Velocidad[km/h]')
ylabel('Potencia[mW]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(MaxPowersPas)])
title('Potencia vs velocidad');
% -----
% Diseño activo
% -----
Data = csvread('Act_MaxLoad_Speeds.csv',1,0);
Speeds=Data(:,1);
MaxLoadsAct=Data(:,2);
MaxPowersAct=1000*3.2^2./MaxLoadsAct;
FigActDesignMaxLoad=figure(2);
set(FigActDesignMaxLoad,'NumberTitle','off','Name','ActDesignMaxLoad');
plot(Speeds, MaxPowersAct,'LineWidth',1);
grid on
xlabel('Velocidad[km/h]')
ylabel('Potencia[mW]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(MaxPowersAct)])
title('Potencia vs velocidad');

% -----
% Diseño activo pinza metálica
% -----
Data = csvread('Act_MaxLoad_Speeds_Metal.csv',1,0);
Speeds=Data(:,1);
MaxLoadsActReal=Data(:,2);
MaxPowersActReal=1000*3.2^2./MaxLoadsActReal;
FigActDesignMaxLoadReal=figure(4);
set(FigActDesignMaxLoadReal,'NumberTitle','off','Name','ActDesignMaxLoadReal');
plot(Speeds, MaxPowersActReal,'LineWidth',1);
grid on
xlabel('Velocidad[km/h]')
ylabel('Potencia[mW]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(MaxPowersActReal)])
title('Potencia vs velocidad');
% -----
% Conclusiones
% -----
FigCompMaxLoad=figure(3);
set(FigCompMaxLoad,'NumberTitle','off','Name','FigCompMaxLoad');
plot(Speeds, MaxPowersPas,'LineWidth',1);
hold on

```

```

plot(Speeds, MaxPowersAct, 'LineWidth', 1);
hold off
grid on
xlabel('Velocidad [km/h]')
ylabel('Potencia [mW]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(MaxPowersAct)])
title('Potencia vs velocidad');
legend('Diseño pasivo', 'Diseño activo')
hold off
FigCompMaxLoadAct=figure(5);
set(FigCompMaxLoadAct, 'NumberTitle', 'off', 'Name', 'FigCompMaxLoadAct');
plot(Speeds, MaxPowersAct, 'LineWidth', 1);
hold on
plot(Speeds, MaxPowersActReal, 'LineWidth', 1);
hold off
grid on
xlabel('Velocidad [km/h]')
ylabel('Potencia [mW]')
xlim([10 30])
ylim([0 max(MaxPowersAct)])
title('Potencia vs velocidad');
legend('Diseño activo, ABS', 'Diseño activo, metal')
hold off

```

B.5.4. Gráficas carga condensador

Trata los datos de carga del condensador y dibuja la gráfica la tensión y la potencia estimada en cada momento

Appendices/plotLoadCapacitor.m

```

clear all
C = 2.2; % Capacidad del condensador
% -----
% Diseño pasivo
% -----
% 15 km/h
% -----
Data = csvread('Pas_Tension_Condensador_15.csv', 1, 0);
Time = Data(:, 2)*3600+Data(:, 3)*60+Data(:, 4);
Voltages = Data(:, 1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*(gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:)));
Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
% -----
FigPasDesCapLoad15 = figure(1);
set(FigPasDesCapLoad15, 'NumberTitle', 'off', 'Name', 'PasDesCapLoad15');
yyaxis left
plot(Time, Voltages, 'LineWidth', 1)
ylabel('Voltage [V]')
yyaxis right
plot(Time, Power, 'LineWidth', 1)
ylabel('Power Supplied [mW]')
xlabel('Time [s]')
title('Passive design: Supercapacitor charge at 15 [km/h]');

% 25 km/h
% -----
Data = csvread('Pas_Tension_Condensador_25.csv', 1, 0);
Time = Data(:, 2)*3600+Data(:, 3)*60+Data(:, 4);
Voltages = Data(:, 1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:));
Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
% -----
FigPasDesCapLoad25 = figure(2);
set(FigPasDesCapLoad25, 'NumberTitle', 'off', 'Name', 'PasDesCapLoad25');
yyaxis left
plot(Time, Voltages, 'LineWidth', 1)

```

```

ylabel('Voltage[V]')
yyaxis right
plot(Time,Power,'LineWidth',1)
ylabel('Power_Supplied[mW]')
xlabel('Time[s]')
title('Passive_design: Supercapacitor_charge_at_25[km/h]');
% -----
% Diseño activo
% -----
% 15 km/h
% -----
Data = csvread('Act_Tension_Condensador_15.csv',1,0);
Time = Data(:,2)*3600+Data(:,3)*60+Data(:,4);
Voltages = Data(:,1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:));
Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
% -----
FigActDesCapLoad15 = figure(3);
set(FigActDesCapLoad15,'NumberTitle','off','Name','ActDesCapLoad15');
yyaxis left
plot(Time,Voltages,'LineWidth',1)
ylabel('Voltage[V]')
yyaxis right
plot(Time,Power,'LineWidth',1)
ylabel('Power_Supplied[mW]')
xlabel('Time[s]')
title('Active_design: Supercapacitor_charge_at_15[km/h]');
% 25 km/h
% -----
Data = csvread('Act_Tension_Condensador_25.csv',1,0);
Time = Data(:,2)*3600+Data(:,3)*60+Data(:,4);
Voltages = Data(:,1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:));
Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
% -----
FigActDesCapLoad25 = figure(4);
set(FigActDesCapLoad25,'NumberTitle','off','Name','ActDesCapLoad25');
yyaxis left
plot(Time,Voltages,'LineWidth',1)
ylabel('Voltage[V]')
yyaxis right
plot(Time,Power,'LineWidth',1)
ylabel('Power_Supplied[mW]')
xlabel('Time[s]')
title('Active_design: Supercapacitor_charge_at_25[km/h]');
% -----
% Comparar
% -----
% 15 km/h
% -----
Data = csvread('Pas_Tension_Condensador_15.csv',1,0);
Time = Data(:,2)*3600+Data(:,3)*60+Data(:,4);
Voltages = Data(:,1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:));
Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
FigComp15 = figure(5);
set(FigComp15,'NumberTitle','off','Name','CompCapLoad15');
yyaxis left
plot(Time,Voltages,'-.','LineWidth',1)
hold on

yyaxis right
plot(Time,Power,'-.','LineWidth',1)

Data = csvread('Act_Tension_Condensador_15.csv',1,0);
Time = Data(:,2)*3600+Data(:,3)*60+Data(:,4);
Voltages = Data(:,1)/1000;
Energy = 1/2 * Voltages.^2*C;
Power = 1000*gradient(Energy(:)) ./ gradient(Time(:));

```

```

Power(1)=0; % La primera muestra no es valida
yyaxis left
plot(Time,Voltages,'LineWidth',1)
ylabel('Voltage[V]')
yyaxis right
plot(Time,Power,'LineWidth',1)
ylabel('Power Supplied[mW]')
hold off

xlabel('Time[s]')
title('Supercapacitor charge at 15[km/h]');
legend('Passive','Active','Passive','Active')

```

B.6. Aplicación de ejemplo microcontrolador

Sólo se adjunta el código de los ficheros *main.c* y *main.h*. El resto del código ha sido generado por el software *STM32CubeMX* para inicializar los periféricos, o bien corresponde a los drivers desarrollados por **STMicroelectronics**

B.6.1. main.c

```

/* USER CODE BEGIN Header */
/**
 * *****
 * @file           : main.c
 * @brief          : Ejemplo de aplicación para una pinza.
 * *****
 * @ a.simon
 * @ 16/05/2019
 * @ Description in main.h
 *
 *
 * Consumo máximo: 30 uA.
 *
 * El ciclo principal envía información por el puerto LPUART. El código se
 * implementa tanto aquí como en la cabecera .h del main.
 *
 * El ciclo principal lee el valor del encoder y la base de tiempo. Compara la
 * base de tiempo con la anterior y utiliza el valor del ecoder para calcular
 * la velocidad de la rueda.
 *
 * Mejoras posibles: evitar el ciclo main, utilizar los modos STOP o SLEEP, e
 * implementar una interrupción al LPUART para enviar información sólo cuando
 * sea requerido.
 *
 * No se pueden utilizar timers debido a los requisitos de consumo, y a la
 * escasez de puertos. (el timer LPTimer comparte puerto con LPUART; no se
 * puede
 * utilizar como encoder)
 *
 * Tampoco se pueden utilizar funciones de la librería <stdio.h> por falta de
 * espacio.
 *
 *
 * This software component is licensed by ST under BSD 3-Clause license,
 * the "License"; You may not use this file except in compliance with the
 * License. You may obtain a copy of the License at:
 *
 *                                     opensource.org/licenses/BSD-3-Clause
 *
 * *****
 */
/* USER CODE END Header */

/* Includes -----*/

```

```

#include "main.h"

/* Private includes
-----*/
/* USER CODE BEGIN Includes */

/* USER CODE END Includes */

/* Private typedef -----*/
/* USER CODE BEGIN PTD */

/* USER CODE END PTD */

/* Private define -----*/
/* USER CODE BEGIN PD */

/* USER CODE END PD */

/* Private macro -----*/
/* USER CODE BEGIN PM */

/* USER CODE END PM */

/* Private variables
-----*/
UART_HandleTypeDef hlpuart1;

/* USER CODE BEGIN PV */
const uint8_t EOT[]="\n\r";
uint16_t encoderCoil;
uint8_t charNumber[]="000.00";
const uint8_t unitSpeed[] = "[km/h]";
const uint8_t title[]="PASSIVEPROTOTYPE";
const uint8_t line1[]="3V3IN";
const uint8_t line2[]="3V3OUT";
const uint8_t line3[]="SPEED";
uint8_t txBuffer[]="**PASSIVEDESIGN**\n\r*BOOSTIN:*\n\r*BOOSTOUT:*\n\r*SPEED:000.00[km/h]*\n\r*****\n\r";
int8_t i;
uint16_t speed;
uint32_t uwTickOld;
/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes
-----*/
void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_LPUART1_UART_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */
uint8_t num2charSpeed(uint16_t number, uint8_t *vector5Char);
void printInfo(void);
void printAsterisk(uint8_t n);
void printSpace(uint8_t n);
void printEOL(void);
void filtraEncoder();
/* USER CODE END PFP */

/* Private user code
-----*/
/* USER CODE BEGIN 0 */

/* USER CODE END 0 */

/**
 * @brief The application entry point.
 * @retval int
 */
int main(void)
{
    /* USER CODE BEGIN 1 */

    /* USER CODE END 1 */

```

```

/* MCU Configuration-----*/

/* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the
   SysTick. */
HAL_Init();

/* USER CODE BEGIN Init */

/* USER CODE END Init */

/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();

/* USER CODE BEGIN SysInit */

/* USER CODE END SysInit */

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_LPUART1_UART_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */
HAL_GPIO_WritePin(BOOST_EN_GPIO_Port,BOOST_EN_Pin,GPIO_PIN_RESET);
HAL_GPIO_WritePin(ACCEL_EN_GPIO_Port,ACCEL_EN_Pin,GPIO_PIN_RESET);
// Arrancar el BOOST:
HAL_GPIO_WritePin(BOOST_EN_GPIO_Port,BOOST_EN_Pin,GPIO_PIN_SET);
txBuffer[59] = 79;
txBuffer[60] = 78;
HAL_UART_Transmit(&hlpuart1, (uint8_t*)charNumber, COUNTOF(charNumber)-1,
  500);
/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
  uint32_t tiempo;
  /* USER CODE END WHILE */

  /* USER CODE BEGIN 3 */
  tiempo = uwTickOld-uwTick;
  uwTickOld = uwTick;
  num2charSpeed(encoderCoil,charNumber);
  HAL_UART_Transmit(&hlpuart1, (uint8_t*)charNumber,
    COUNTOF(charNumber)-1,100);
  HAL_UART_Transmit(&hlpuart1, (uint8_t*)EOT, COUNTOF(EOT)-1,100);
  filtraEncoder();
  speed = (encoderCoil*1500)/32;
  speed *= (tiempo*1000)/163; // Ajuste encoder
  num2charSpeed(speed,&txBuffer[77]);
  if(HAL_GPIO_ReadPin(BOOST_IN_GPIO_Port,BOOST_IN_Pin)!=GPIO_PIN_RESET)
  { // ON, OFF
    txBuffer[35] = 79;
    txBuffer[36] = 78;
    txBuffer[37] = 32;
  }
  else
  {
    txBuffer[35] = 79;
    txBuffer[36] = 70;
    txBuffer[37] = 70;
  }
  encoderCoil=0;
  //printInfo();
  HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)txBuffer, COUNTOF(txBuffer)-1);
  HAL_Delay(1000);
}
/* USER CODE END 3 */
}

/**

```

```

     * @brief System Clock Configuration
     * @retval None
     */
void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
    RCC_PeriphCLKInitTypeDef PeriphClkInit = {0};

    /** Configure the main internal regulator output voltage
    */
    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);
    /** Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_OscInitStruct.OscillatorType =
        RCC_OSCILLATORTYPE_HSI|RCC_OSCILLATORTYPE_MSI;
    RCC_OscInitStruct.HSISState = RCC_HSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.HSICalibrationValue = RCC_HSICALIBRATION_DEFAULT;
    RCC_OscInitStruct.MSISState = RCC_MSI_ON;
    RCC_OscInitStruct.MSICalibrationValue = 0;
    RCC_OscInitStruct.MSIClockRange = RCC_MSIRANGE_5;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_NONE;
    if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    /** Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
    */
    RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
                                   |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
    RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_MSI;
    RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
    RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

    if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_0) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
    PeriphClkInit.PeriphClockSelection = RCC_PERIPHCLK_LPUART1;
    PeriphClkInit.Lpuart1ClockSelection = RCC_LPUART1CLKSOURCE_HSI;
    if (HAL_RCCEx_PeriphCLKConfig(&PeriphClkInit) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

/**
 * @brief LPUART1 Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_LPUART1_UART_Init(void)
{
    /* USER CODE BEGIN LPUART1_Init 0 */

    /* USER CODE END LPUART1_Init 0 */

    /* USER CODE BEGIN LPUART1_Init 1 */

    /* USER CODE END LPUART1_Init 1 */
    hlpuart1.Instance = LPUART1;
    hlpuart1.Init.BaudRate = 9600;
    hlpuart1.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
    hlpuart1.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
    hlpuart1.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;
    hlpuart1.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
    hlpuart1.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
    hlpuart1.Init.OneBitSampling = UART_ONE_BIT_SAMPLE_DISABLE;
    hlpuart1.AdvancedInit.AdvFeatureInit = UART_ADVFEATURE_NO_INIT;
    if (HAL_UART_Init(&hlpuart1) != HAL_OK)

```



```

{
    Error_Handler();
}
/* USER CODE BEGIN LPUART1_Init 2 */

/* USER CODE END LPUART1_Init 2 */

}

/**
 * @brief GPIO Initialization Function
 * @param None
 * @retval None
 */
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};

    /* GPIO Ports Clock Enable */
    __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, ACCEL_EN_Pin|BOOST_EN_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /*Configure GPIO pin : COIL_IN_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = COIL_IN_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_IT_RISING;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_PULLDOWN;
    HAL_GPIO_Init(COIL_IN_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pin : BOOST_IN_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = BOOST_IN_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(BOOST_IN_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pin : PC15 */
    GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_15;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_ANALOG;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pins : ACCEL_EN_Pin BOOST_EN_Pin */
    GPIO_InitStruct.Pin = ACCEL_EN_Pin|BOOST_EN_Pin;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_OD;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
    HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

    /*Configure GPIO pins : PA9 PA10 */
    GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_9|GPIO_PIN_10;
    GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_ANALOG;
    GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

    /* EXTI interrupt init*/
    HAL_NVIC_SetPriority(EXTI4_15_IRQn, 0, 0);
    HAL_NVIC_EnableIRQ(EXTI4_15_IRQn);
}

/* USER CODE BEGIN 4 */
uint8_t num2charSpeed(uint16_t number, uint8_t *vector5Char)
{
    for(i=5;i>=0;i--)
    {
        (i==3)?i=2:i;
        vector5Char[i] = number%10;
        number-=vector5Char[i];
        vector5Char[i]+=(uint8_t)'0';
    }
}

```

```

        number/=10;
    }
    return number;
}

void printInfo(void)
{
    printAsterisk(2);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)title, COUNTOF(title)-1);
    printAsterisk(2);
    printEOL();
    printAsterisk(1);
    printSpace(21);
    printAsterisk(1);
    printEOL();
    printAsterisk(1);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)line1, COUNTOF(line1)-1);
    //TODO
    printSpace(9);
    printAsterisk(1);
    printEOL();
    printAsterisk(1);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)line2, COUNTOF(line2)-1);
    //TODO
    printSpace(8);
    printAsterisk(1);
    printEOL();
    printAsterisk(1);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)line3, COUNTOF(line3)-1);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)charNumber, COUNTOF(charNumber)-1);
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)unitSpeed, COUNTOF(unitSpeed)-1);
    printAsterisk(1);
    printEOL();
    printAsterisk(23);
    printEOL();
    printSpace(23);
    printEOL();
}

void printAsterisk(uint8_t n)
{
    const uint8_t asteriskASCII[] = {42};
    for(i=0;i<n;i++)
    {
        HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)asteriskASCII, 1);
    }
}

void printSpace(uint8_t n)
{
    const uint8_t spaceASCII[] = {32};
    for(i=0;i<n;i++)
    {
        HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)spaceASCII, 1);
    }
}

void printEOL(void)
{
    HAL_UART_Transmit_IT(&hlpuart1, (uint8_t*)EOT, COUNTOF(EOT)-1);
}

void HAL_GPIO_EXTI_Callback(uint16_t GPIO_Pin)
{
    encoderCoil+=1;
}

void filtraEncoder()
{
    //TODO
}

/* USER CODE END 4 */

/**

```

```

    * @brief This function is executed in case of error occurrence.
    * @retval None
    */
void Error_Handler(void)
{
    /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
    /* User can add his own implementation to report the HAL error return state
    */

    /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT
/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{
    /* USER CODE BEGIN 6 */
    /* User can add his own implementation to report the file name and line
    number,
    tex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line)
    */
    /* USER CODE END 6 */
}
#endif /* USE_FULL_ASSERT */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****END OF
FILE*****/

```

B.6.2. main.h

```

/* USER CODE BEGIN Header */
/**
 * *****
 * @file           : main.h
 * @brief          : Header for main.c file.
 *                  This file contains the common defines of the application.
 * *****
 * @attention
 *
 * <h2><center>©copy; Copyright (c) 2019 STMicroelectronics.
 * All rights reserved.</center></h2>
 *
 * This software component is licensed by ST under BSD 3-Clause license,
 * the "License"; You may not use this file except in compliance with the
 * License. You may obtain a copy of the License at:
 *
 *             opensource.org/licenses/BSD-3-Clause
 * *****
 */
/* USER CODE END Header */

/* Define to prevent recursive inclusion
-----*/
#ifndef __MAIN_H
#define __MAIN_H

#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif

/* Includes -----*/

```

```

#include "stm32l0xx_hal.h"

/* Private includes
-----*/
/* USER CODE BEGIN Includes */

/* USER CODE END Includes */

/* Exported types -----*/
/* USER CODE BEGIN ET */

/* USER CODE END ET */

/* Exported constants
-----*/
/* USER CODE BEGIN EC */

/* USER CODE END EC */

/* Exported macro -----*/
/* USER CODE BEGIN EM */

/* USER CODE END EM */

/* Exported functions prototypes
-----*/
void Error_Handler(void);

/* USER CODE BEGIN EFP */

/* USER CODE END EFP */

/* Private defines -----*/
#define COIL_IN_Pin GPIO_PIN_9
#define COIL_IN_GPIO_Port GPIOB
#define COIL_IN_EXTI_IRQn EXTI4_15_IRQn
#define BOOST_IN_Pin GPIO_PIN_14
#define BOOST_IN_GPIO_Port GPIOC
#define ACCEL_EN_Pin GPIO_PIN_4
#define ACCEL_EN_GPIO_Port GPIOA
#define BOOST_EN_Pin GPIO_PIN_7
#define BOOST_EN_GPIO_Port GPIOA
/* USER CODE BEGIN Private defines */
#define COUNTOF(__BUFFER__) (sizeof(__BUFFER__) / sizeof(*(__BUFFER__)))
/* USER CODE END Private defines */

#ifdef __cplusplus
}
#endif

#endif /* __MAIN_H */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****/
FILE****/

```

Apéndice C

Esquemas

C.1. Placa prototipo

En este anexo, se incluyen los esquemas de la placa prototipo diseñada con *Altium Designer* (figura C.1).

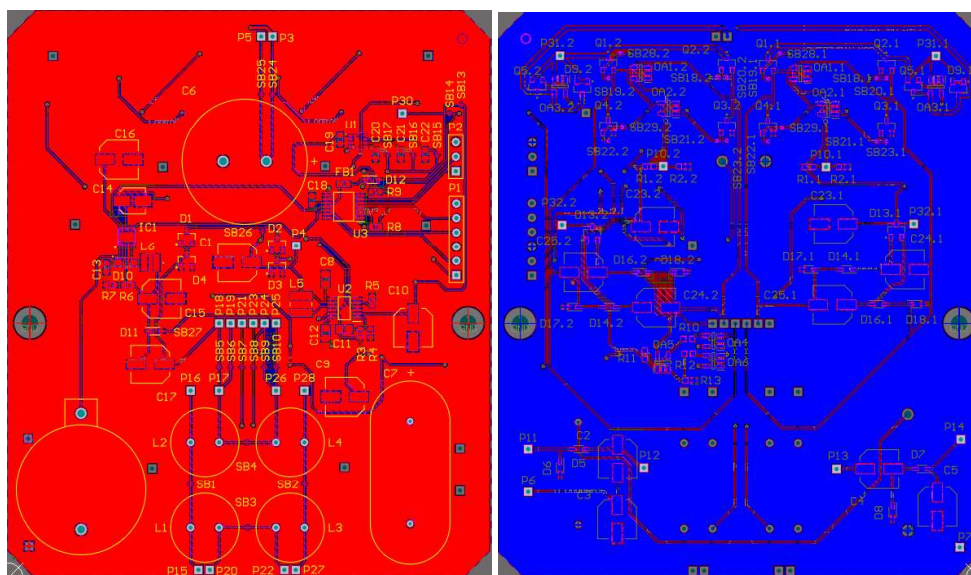
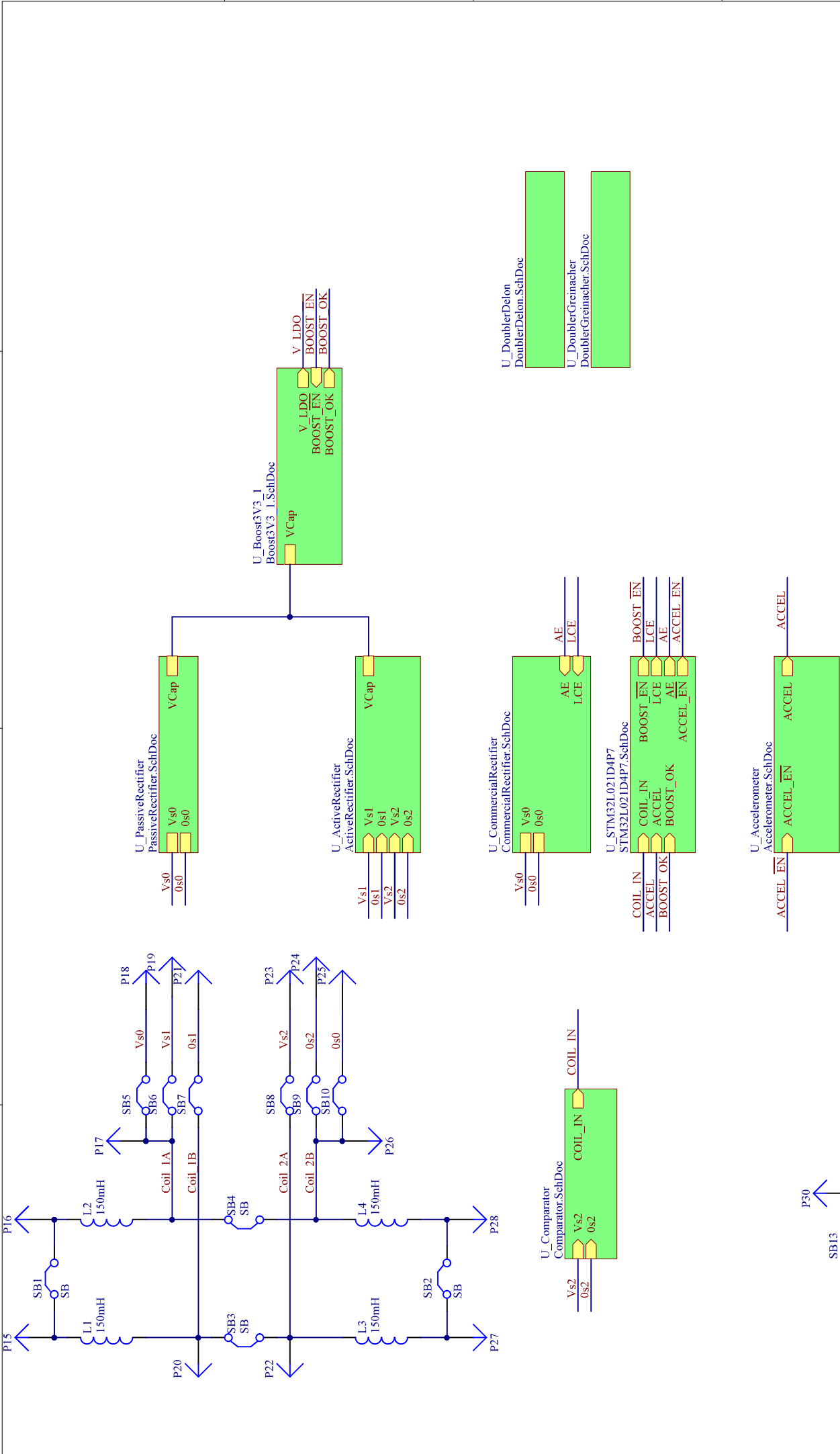
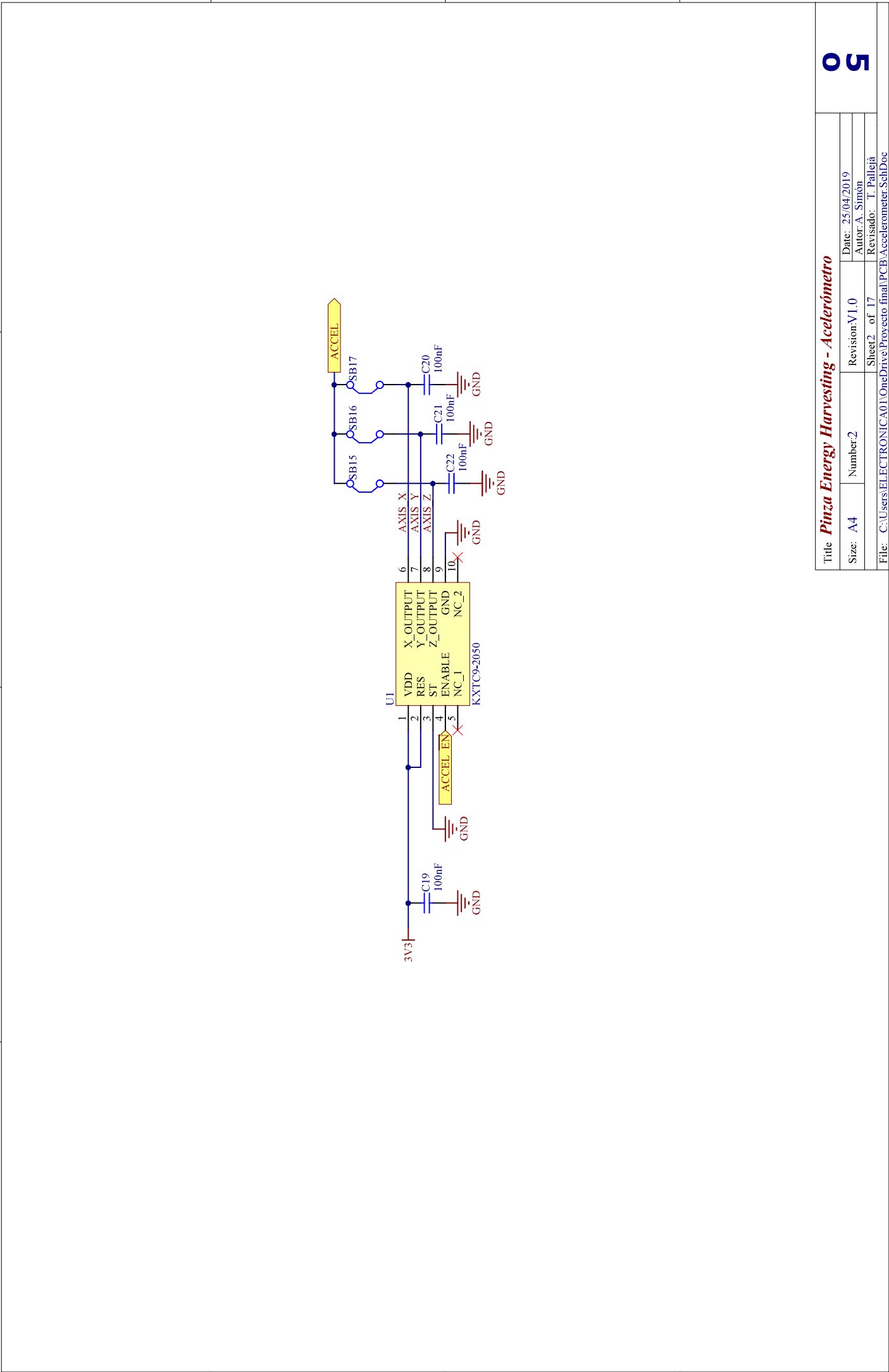


FIGURA C.1: Anverso (izquierda) y reverso (derecha) del diseño

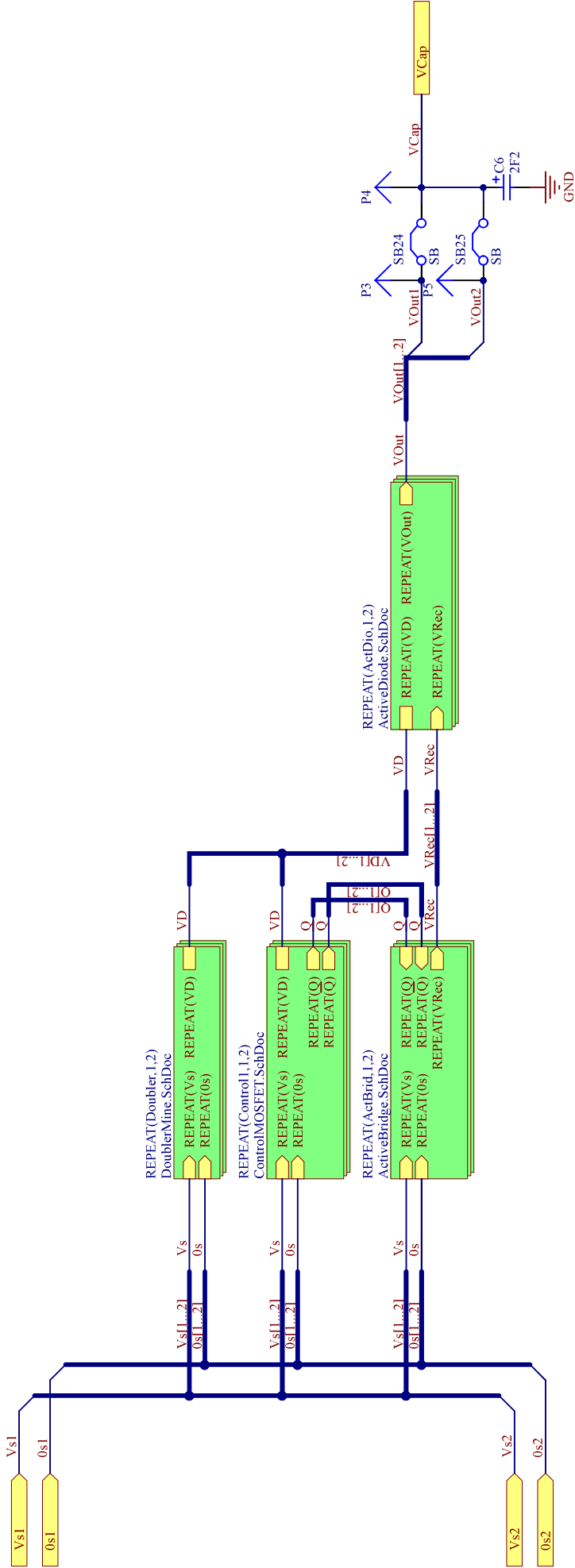


Title Pinza Energy Harvesting - Principal			
Size: A4	Number: 1	Revision: V1.0	Date: 25/04/2019
		Sheet 1 of 17	Autor: A. Simón
			Revisado: T. Palleja
File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\Pinza\Harvesting_SchDoc			



Title Pinza Energy Harvesting - Acelerómetro			Date: 25/04/2019	
Size: A4	Number:2	Revision:V1.0	Autor: A. Simón	
File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\Accelerometer\SchDoc		Sheet2 of 17	Revisado: T. Palleja	

3		4	
---	--	---	--

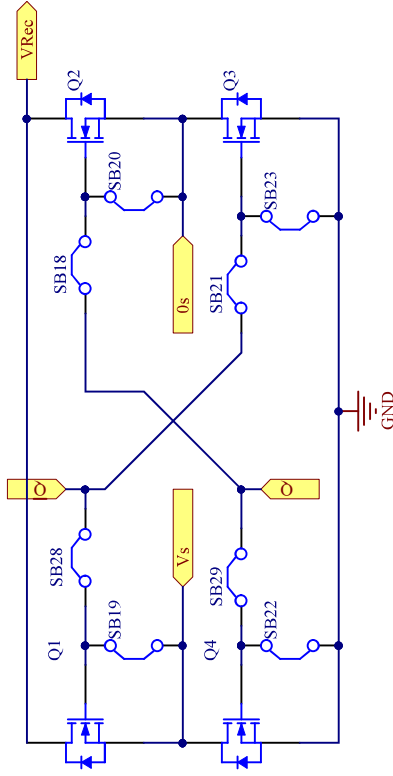


A

B

C

D



Title **Pinza Energy Harvesting - Puente de MOSFETs**

Date: 25/04/2019

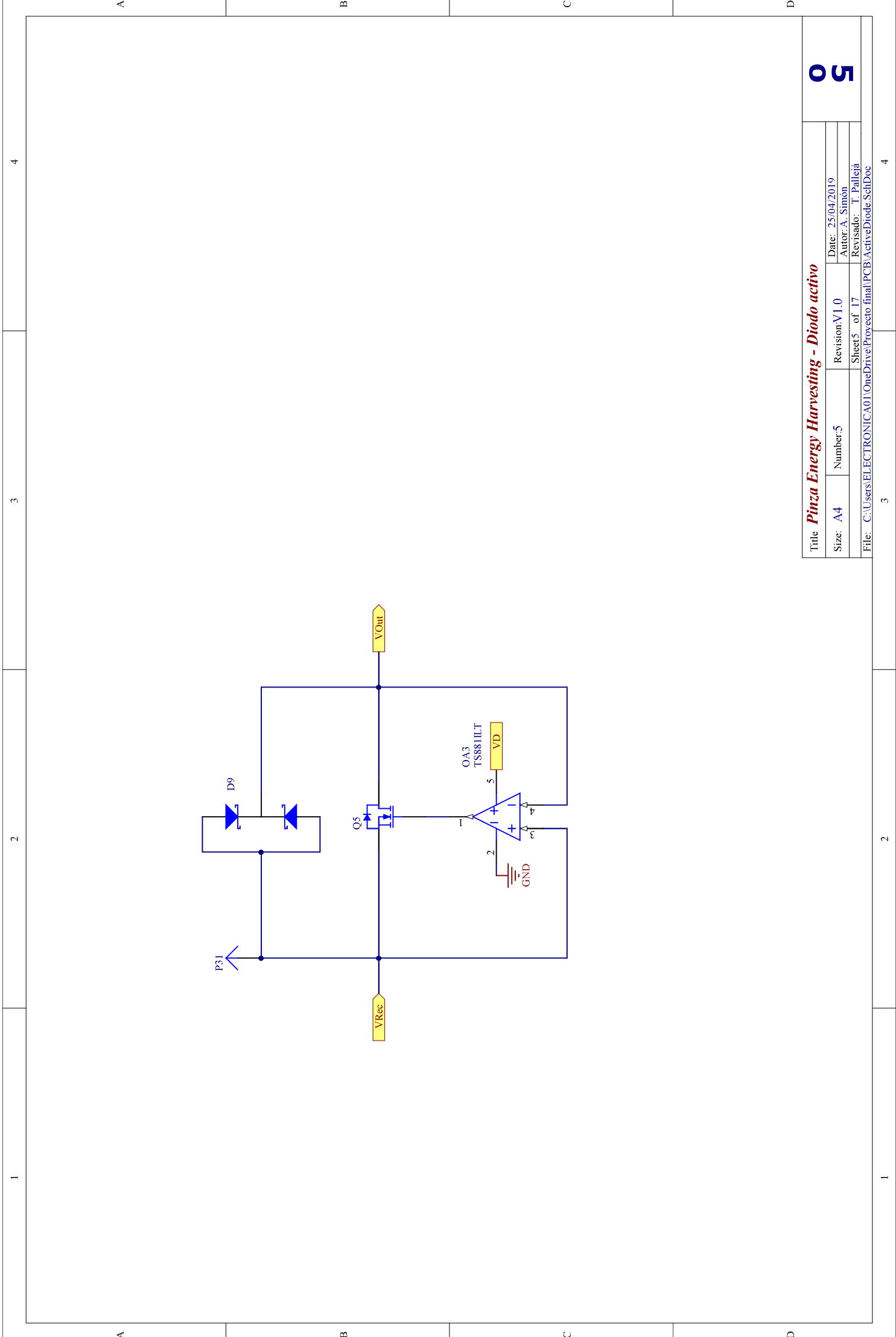
Autor: A. Simón

Revisado: T. Palleja

Revision: V1.0

Sheet4 of 17

File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\ActiveBridge_SchDoc

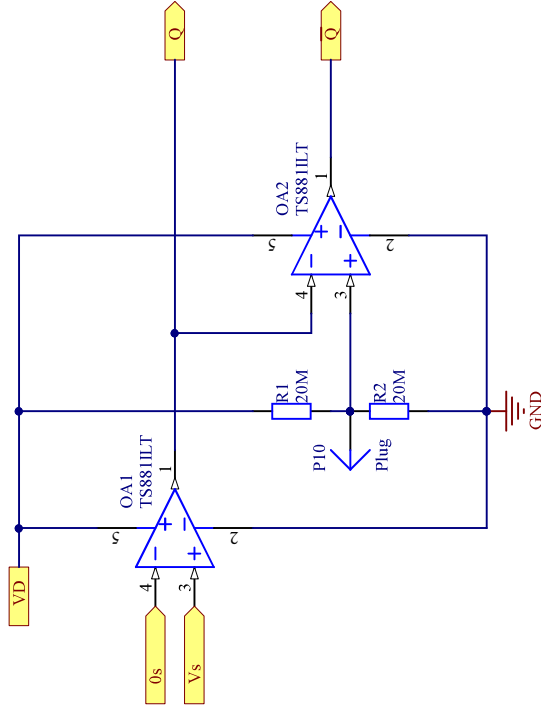


A

B

C

D



Title **Pinza Energy Harvesting - Control MOSFETs**

Date: 25/04/2019

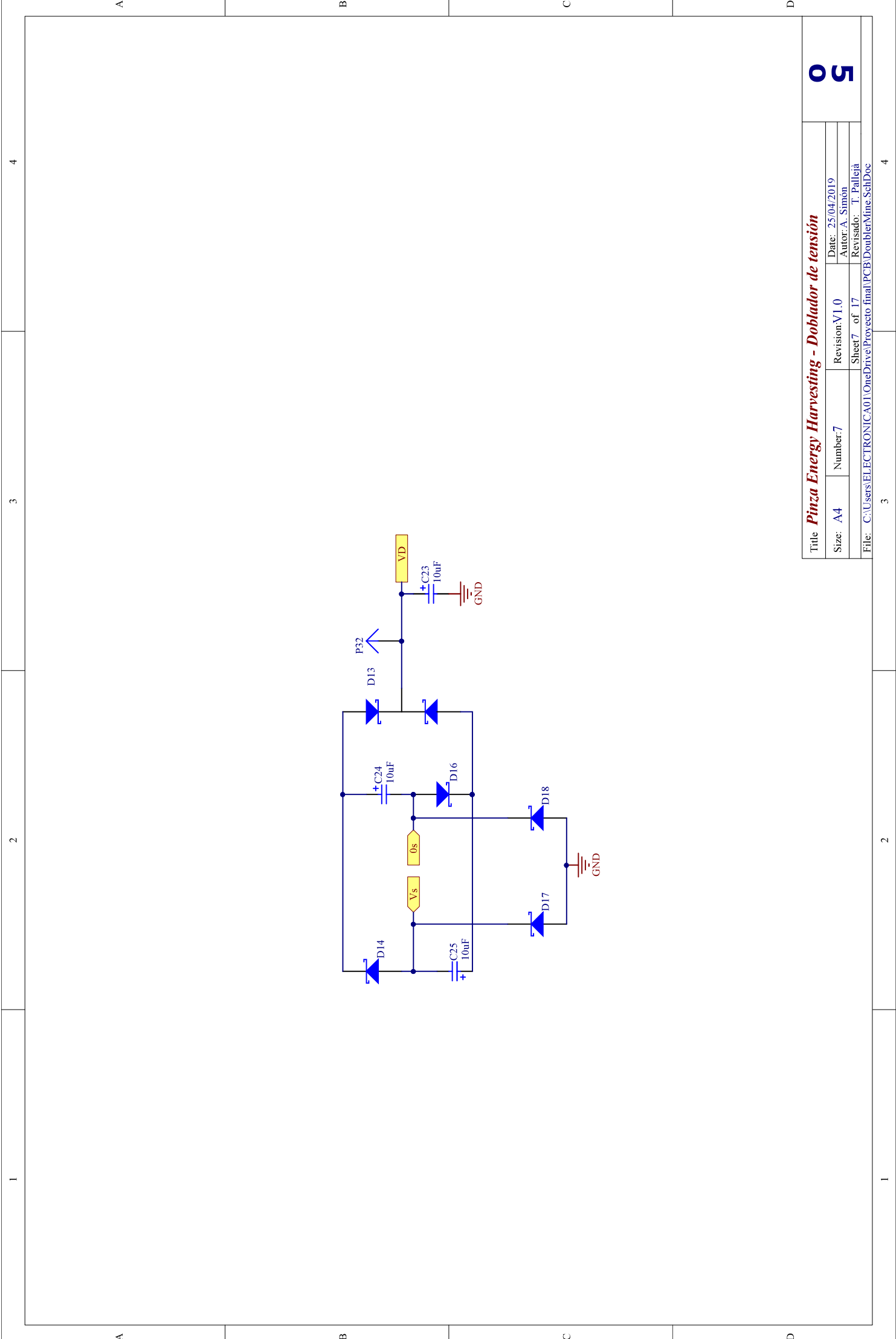
Autor: A. Simón

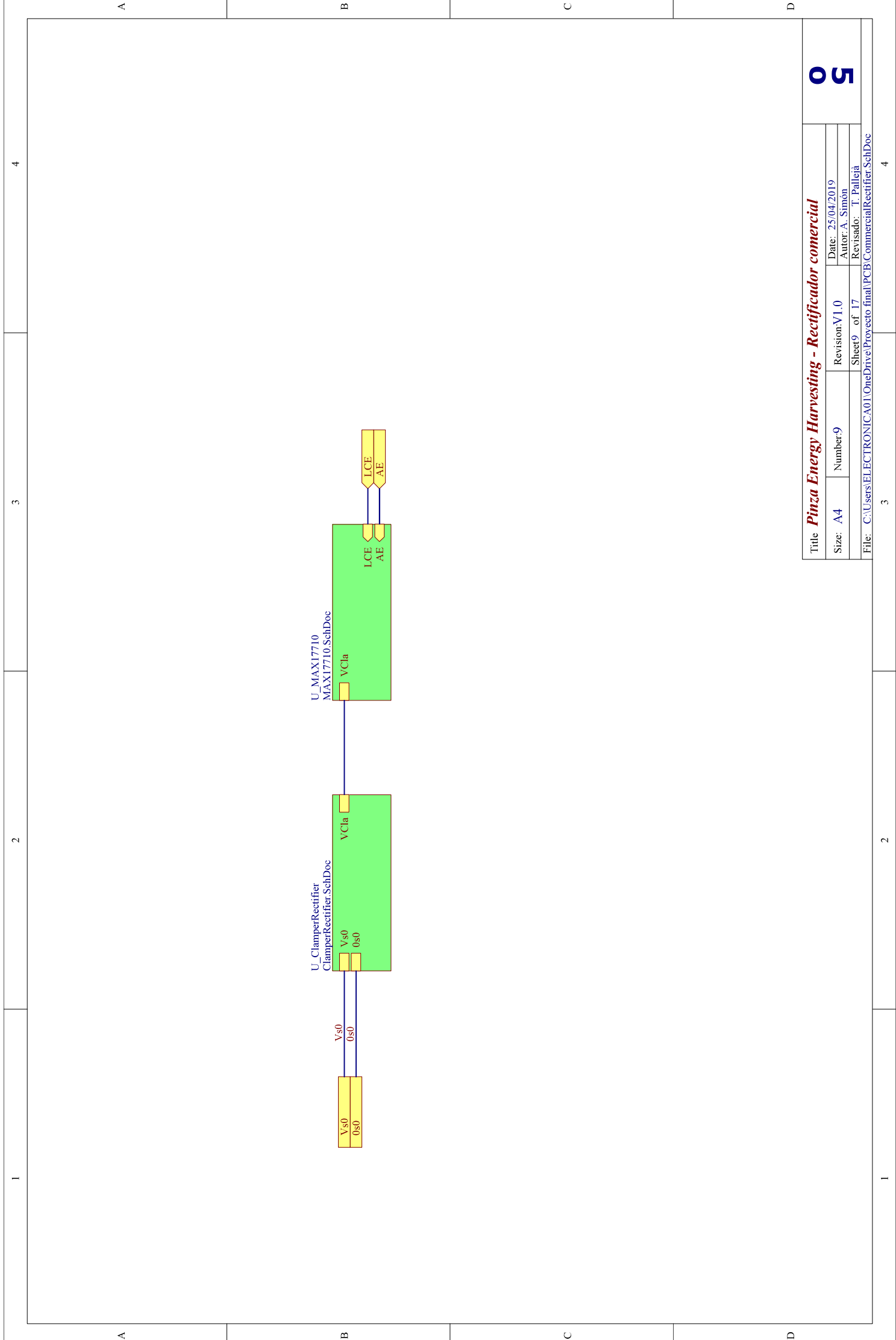
Revisado: T. Palleja

Revision: V1.0

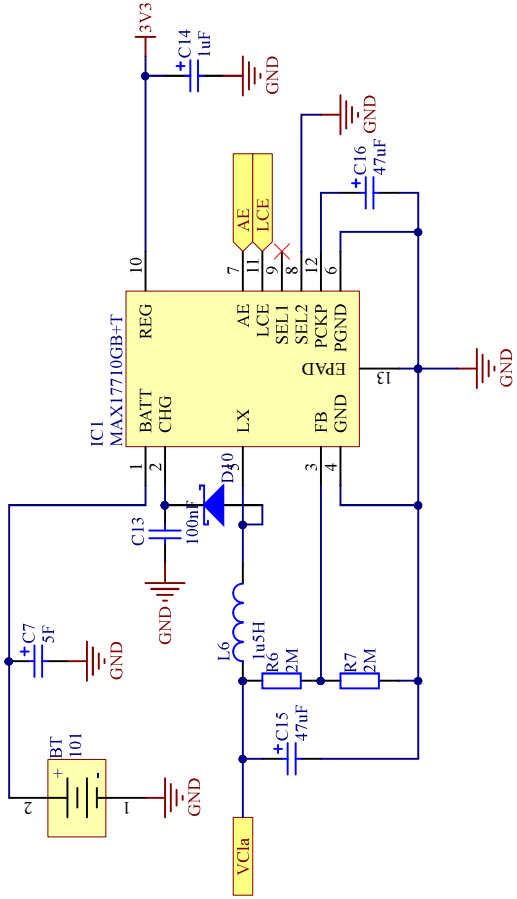
Sheet6 of 17

File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\Control\MOSFET.SchDoc



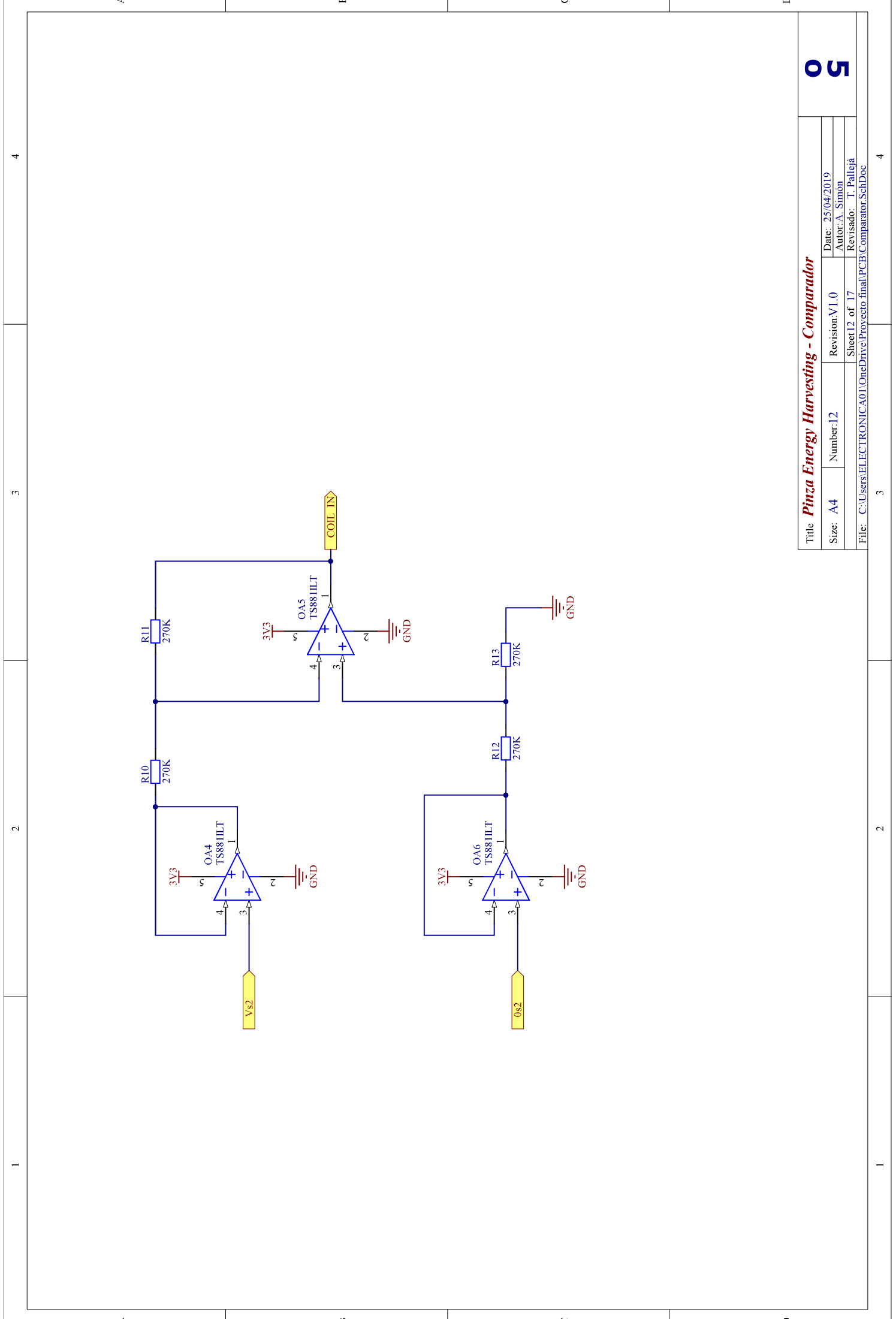


Title		Pinza Energy Harvesting - Rectificador comercial		Date: 25/04/2019	
Size:	A4	Number:	9	Revision:	V1.0
				Autor: A. Simón	
File:		C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\CommercialRectifier.SchDoc		Sheet	9 of 17
				Revisado: T. Pallejá	

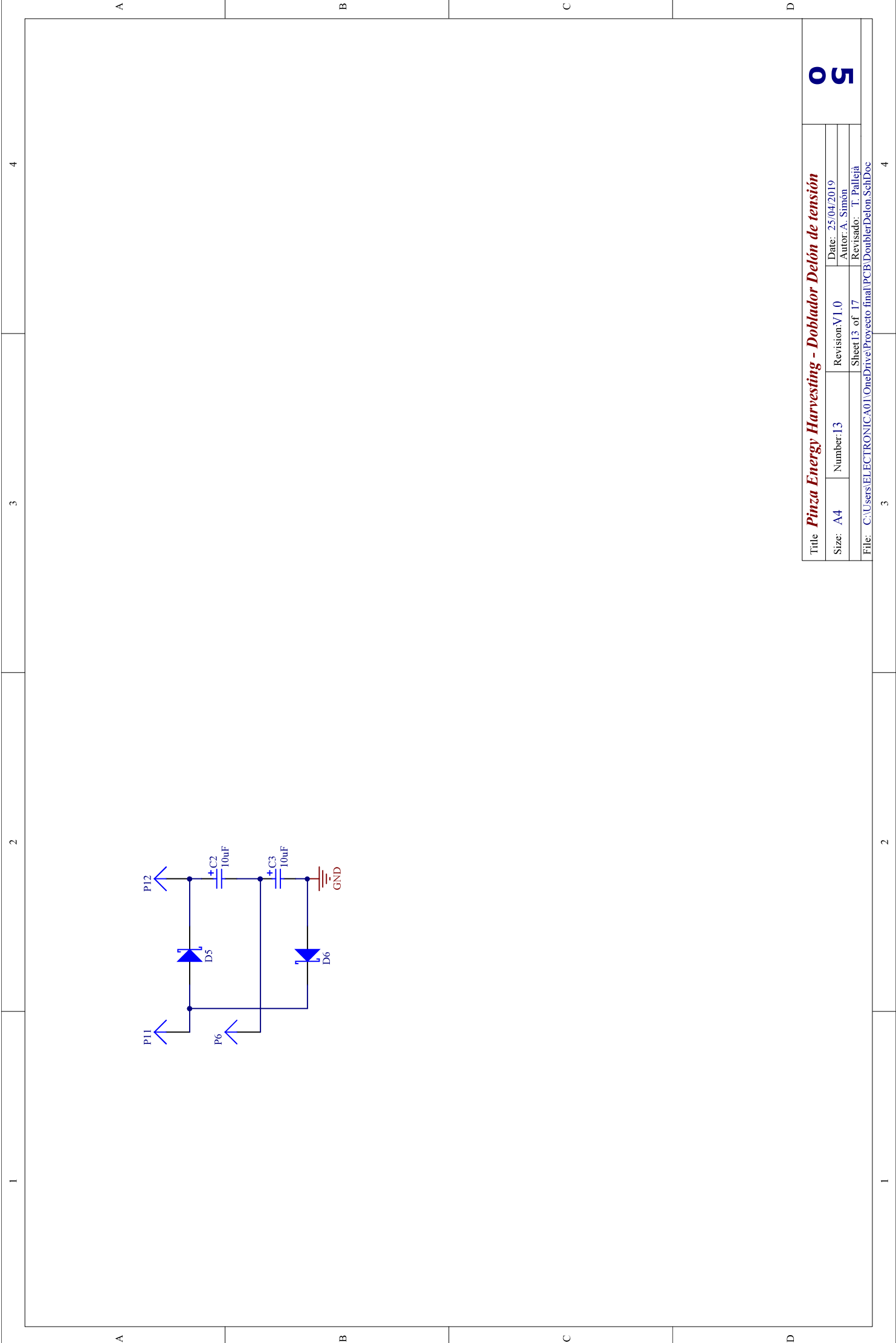


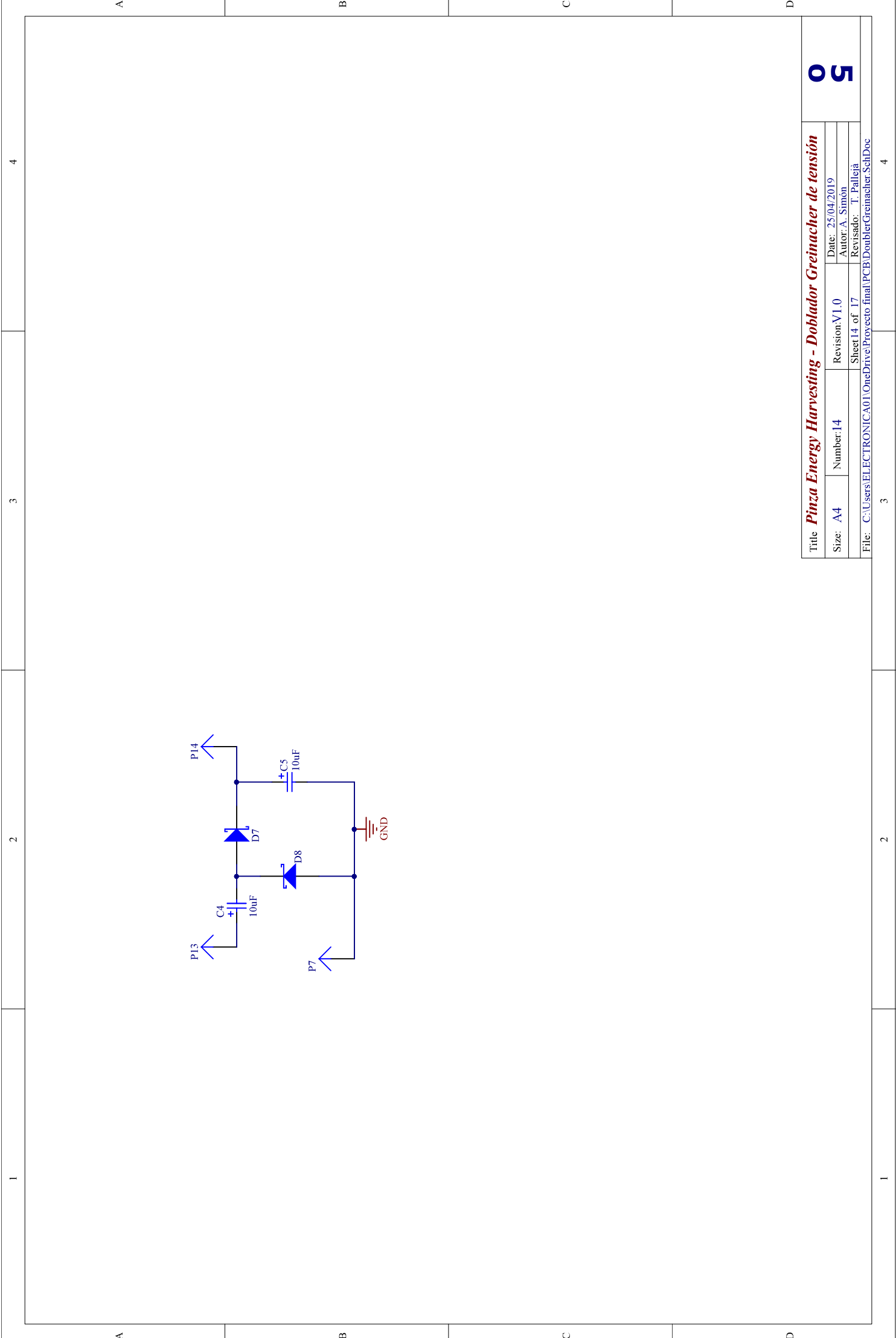
Title **Pinza Energy Harvesting - MAX17710**

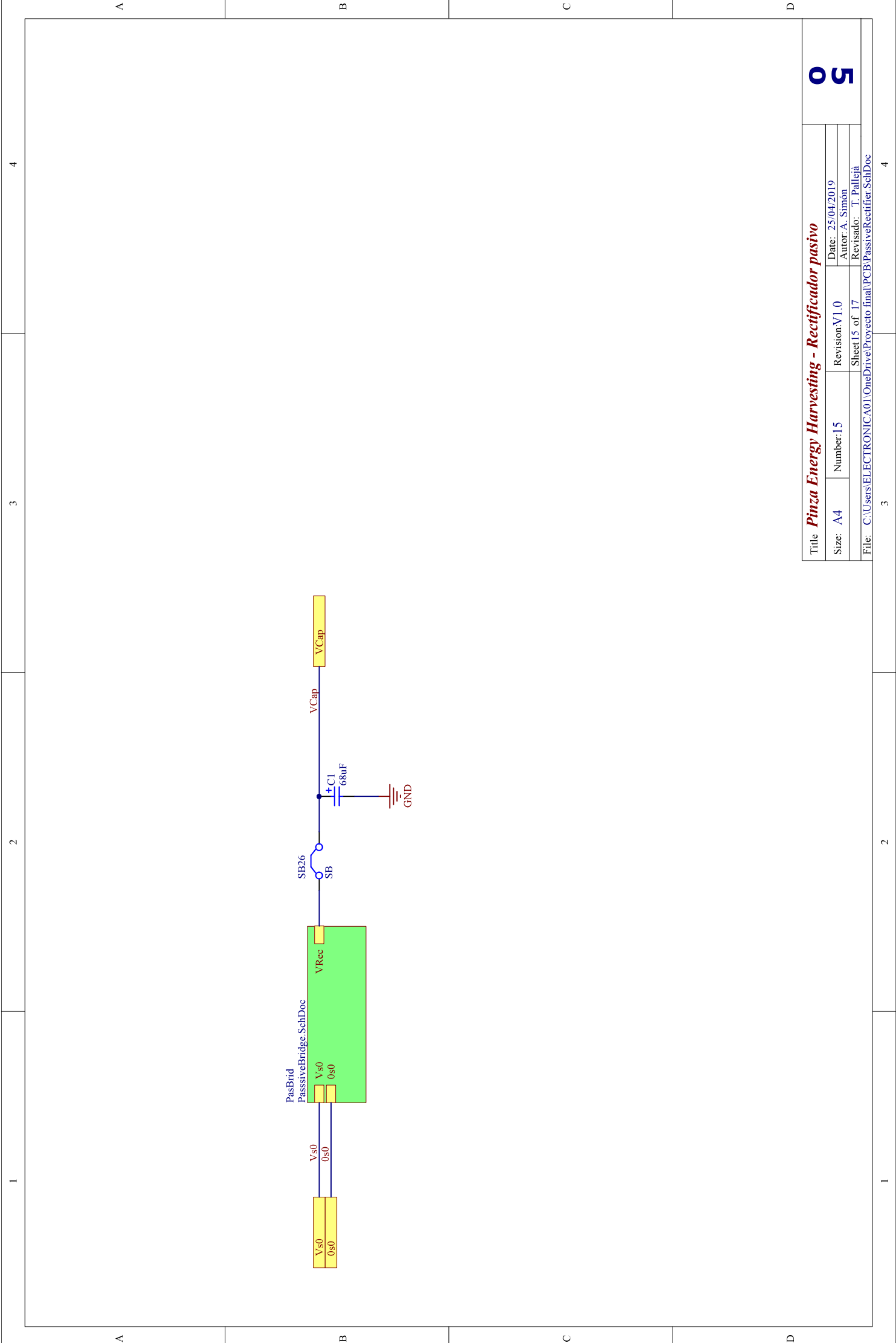
Size: A4	Number: 11	Revision: V1.0	Date: 25/04/2019
		Author: A. Simón	
		Revised: T. Pallejá	
File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\MAX17710_SchDoc			

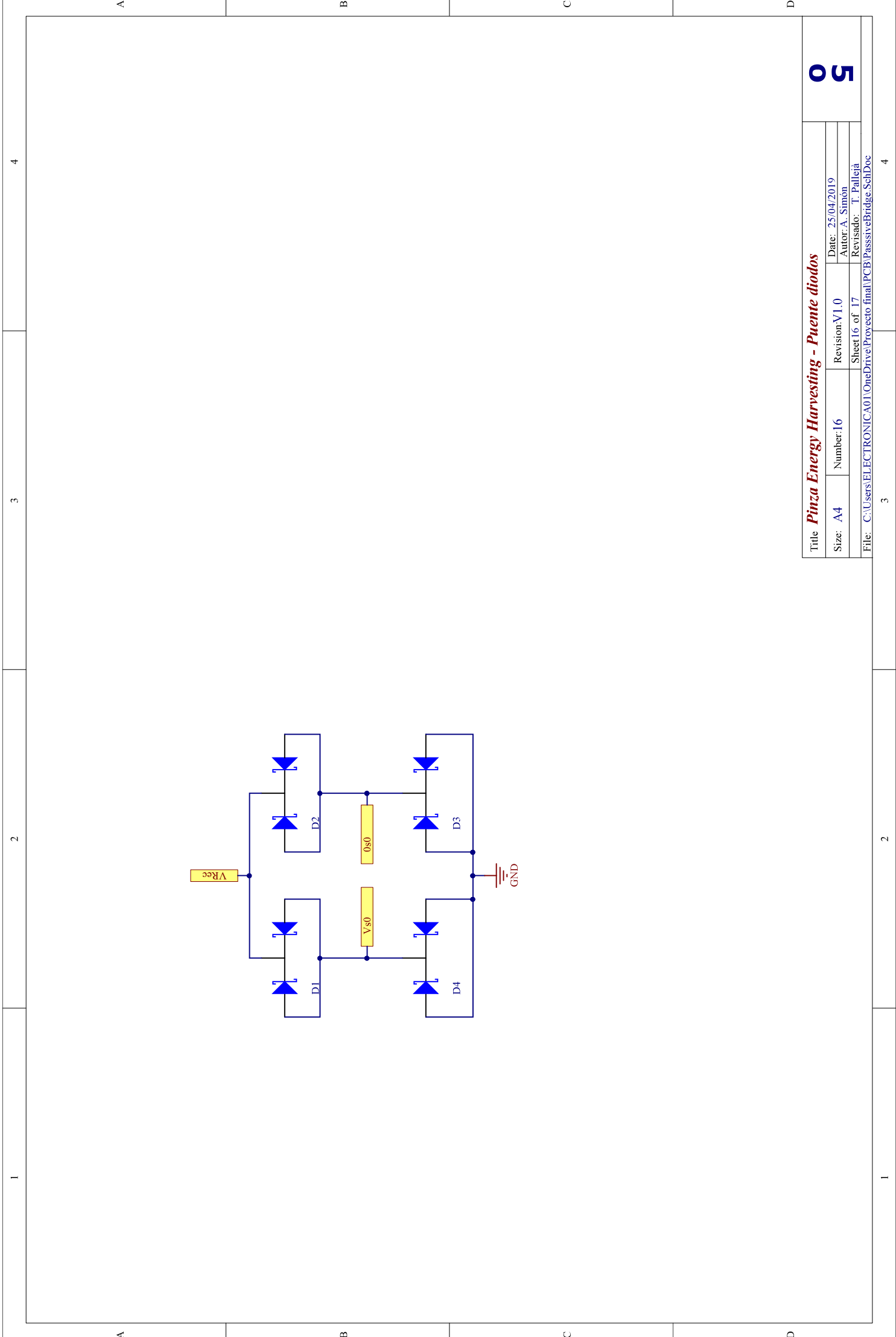


Title Pinza Energy Harvesting - Comparator			
Size: A4	Number: 12	Revision: V1.0	Date: 25/04/2019
		Sheet 12 of 17	Autor: A. Simón
		File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\Comparator.SchDoc	Revisado: T. Palleja







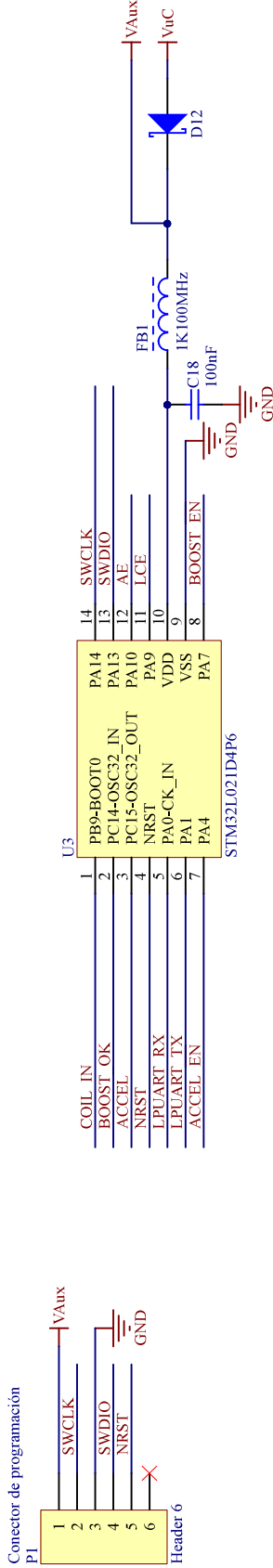


Title ***Pinza Energy Harvesting - Puente diodos***

Size: A4	Number: 16	Revision: V1.0	Date: 25/04/2019
		Sheet 16 of 17	Autor: A. Simón
			Revisado: T. Palleja
File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\PassiveBridge_SchDoc			

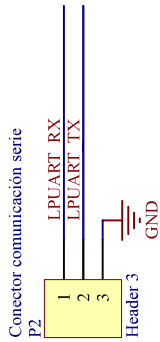
A

A



B

B



INPUTS
BOOST_OK A 1, la salida VReg del BOOST regula bien
AXIS_Z tensión salida del acelerómetro
COIL_1, señal todo o nada que se invierte al variar la tensión en las bobinas

OUTPUTS
BOOST_EN\ OPEN DRAIN; SHUTDOWN CUANDO salda a 0; si no, al aire
ACCEL_EN The Enable pin must be low for normal operation and high for power shutdown
LCE Pulsed. Open drain with no pull up or pull down unless pulse operation
AE Same

D

D

Title **Pinza Energy Harvesting - Microcontrolador**

Date: 25/04/2019

Autor: A. Simón

Revisado: T. Pallejá

Revision: V1.0

Number: 17

Sheet 17 of 17

File: C:\Users\ELECTRONICA01\OneDrive\Proyecto final\PCB\STM32L021D4P7_SchDoc

Bibliografía

- Arul, Allwyn Clarence Asis y Edward Rajan Samuel (2016). «Efficiency Evaluation of a MOSFET bridge rectifier for Powering LEDs using Piezo-electric Energy Harvesting Systems». En: *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*. ISSN: 1848-3380. DOI: [10.7305/automatika.2016.10.959](https://doi.org/10.7305/automatika.2016.10.959).
- Carpio, José y col. (2009). *Fundamentos físicos de la ingeniería*. Madrid: McGraw Hill.
- Cheng, Shuo y col. *A bridge voltage doubler ACDC converter for low voltage energy harvesting applications*. Inf. téc.
- Cheung, Jeffrey T. (2004). *Frictionless Linear Electrical Generator for Harvesting Motion Energy*. Inf. téc. Thousand Oaks, CA: Rockwell Scientific Company, pág. 43.
- Dos Santos, Maraiza Prescila y col. (2014). «Energy harvesting using magnetic induction considering different core materials». En: *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. ISBN: 9781467363853. DOI: [10.1109/I2MTC.2014.6860881](https://doi.org/10.1109/I2MTC.2014.6860881).
- Gomez-Casseres, E. A. y col. (2016). «Comparison of passive rectifier circuits for energy harvesting applications». En: *2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, págs. 1-6. DOI: [10.1109/CCECE.2016.7726840](https://doi.org/10.1109/CCECE.2016.7726840).
- Goodman, Marty y John Allen (2019). *A Brief History of Bicycle Lighting Technology*. URL: https://www.sheldonbrown.com/marty_light_hist.html (visitado 28-04-2019).
- Green, Leslie (2001). «RF-inductor modeling for the 21st century». En: *EDN* 46.22, págs. 67-74. ISSN: 00127515.
- Herlihy, David V. (2006). *Bicycle: The History*. New Haven, Connecticut: Yale University Press.
- Jones, David L. (2004). *PCB Design Tutorial*. www.alternatezone.com.
- Jonnalagadda, Aparna S (2007). «Magnetic Induction Systems to Harvest Energy from Mechanical Vibrations». Tesis de mtría. Massachusetts Institute of Technology, pág. 108.
- Moon, Jinyeong y Steven B. Leeb (2015). «Analysis Model for Magnetic Energy Harvesters». En: *IEEE Transactions on Power Electronics*. DOI: [10.1109/TPEL.2014.2357448](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2357448).
- O'Hara, Martin (1993). *Modelling non-linear inductors in SPICE*. Inf. téc. Milton Keynes, UK: Newport Components, pág. 4.
- Radzuan, Roskhatijah y col. (2017). «CMOS bridge rectifier (CBR) using 0.18 micron technology for energy harvesting applications». En: *International Journal of Simulation: Systems, Science and Technology*. ISSN: 1473804X. DOI: [10.5013/IJSSST.a.17.41.31](https://doi.org/10.5013/IJSSST.a.17.41.31).
- ST Microelectronics (2014). *AN4445 Application note*. Inf. téc. URL: www.st.com.
- (2015). *AN4635 Application note*. Inf. téc. URL: www.st.com.
- (2018). *PM0223 Programming manual*. Inf. téc. URL: www.st.com.
- Sudhawiyangkul, Thapanun y Don Isarakorn (2015). «Design and optimization of a small-scale linear electromagnetic energy harvester». En: *ECTI-CON 2015 - 2015*

- 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*. ISBN: 9781479979608. DOI: [10.1109/ECTICON.2015.7207018](#).
- Sun, Qian, Sumeet Patil, Stephen Stoute y col. (2012). «Optimum design of magnetic inductive energy harvester and its AC-DC converter». En: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012*. ISBN: 9781467308014. DOI: [10.1109/ECCE.2012.6342795](#).
- Sun, Qian, Sumeet Patil, Nian Xiang Sun y col. (2013). «Modeling and optimization of an inductive magnetic harvester considering nonlinear effects». En: *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2013*. ISBN: 9781467349161. DOI: [10.1109/COMPEL.2013.6626463](#).
- Tashiro, Kuniyoshi y col. (2011). «Energy harvesting of magnetic power-line noise». En: *IEEE Transactions on Magnetics*. DOI: [10.1109/TMAG.2011.2158190](#).
- Toh, T. T. y col. (2014). «Inductive energy harvesting for rotating sensor platforms». En: *Journal of Physics: Conference Series*. DOI: [10.1088/1742-6596/557/1/012034](#).
- x89300 (2019). *Low Power Contest 2015: GSM/GPS Micro Tracker for Wild Animals*. URL: https://www.silabs.com/community/projects.entry.html/2015/10/25/low_power_contest20-rjeh (visitado 18-05-2019).
- Yilmaz, Mehmet (2013). «Passive Full-Wave MOSFET Rectifiers for Electromagnetic Harvesting». Tesis doct. University of Waterloo, pág. 73.