



UNIVERSIDAD
DE MÁLAGA



ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES
TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

TRABAJO FIN DE GRADO

Dispositivo de carga inalámbrica para aplicaciones de baja potencia. Modelado funcional.

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

Autor: Andrés Ferrer López

Tutor: Francisco José Sánchez Pacheco

Cotutor: Pedro Juan Sotorío Ruiz

MÁLAGA, septiembre de 2023

Índice general

Índice de figuras	VII
Índice de tablas	XI
1 Introducción	1
1.1 Principio de funcionamiento	2
1.2 Bloques funcionales	4
2 Inversor	5
2.1 Modelo simplificado del circuito inversor	5
2.2 Transistor <i>MOSFET</i> como dispositivo de conmutación	7
2.3 Control de los <i>MOSFETs</i>	11
2.4 Selección de dispositivos, cálculos y dimensionamiento	13
2.4.1 Circuito de arranque o <i>bootstrap</i>	16
2.4.2 Circuito de puerta de <i>MOSFET</i>	22
2.4.3 Circuito de retraso del flanco ascendente para las señales de control.	31
3 Acoplamiento magnético	35
3.1 Resonancia serie y paralela.	36
3.2 Topología Serie-Serie.	39
3.2.1 Análisis eléctrico.	39
3.2.2 Dimensionamiento del circuito	41

3.2.3	Resultados analíticos. <i>MATLAB</i>	42
3.2.4	Resultados simulación. <i>Multisim</i>	46
3.3	Topología Serie-Paralelo	51
3.3.1	Análisis eléctrico.	51
3.3.2	Dimensionamiento del circuito	53
3.3.3	Resultados analíticos. <i>MATLAB</i>	54
3.3.4	Resultados simulación. <i>Multisim</i>	58
4	Rectificador y filtro	65
4.1	Eficiencia del rectificador	67
4.2	Filtro de salida. Análisis.	69
4.3	Dimensionamiento del condensador	73
5	Líneas futuras de investigación	75
A	Análisis eléctrico. Topologías S-S y S-P.	77
A.1	Topología S-S	77
A.2	Topología S-P	80
B	Listados de <i>MATLAB</i> para la obtención de resultados.	83
B.1	Topología S-S	83
B.2	Topología S-P	89
C	Esquemas	97
	Bibliografía	101

Índice de figuras

1.1	Tensiones inducidas dependiendo en un acoplamiento magnético. Esquema.	4
1.2	Diagrama de bloques del conjunto.	4
2.1	Modelo simplificado del circuito inversor de tensión.	6
2.2	Onda cuadrada alterna obtenida del circuito inversor	6
2.3	Modelo de un <i>MOSFET</i> de enriquecimiento de canal N con resistencia y capacidades parásitas.	9
2.4	Modelo del <i>MOSFET</i> con tensión puerta-surtidor V_{GS} y V_{DD}	10
2.5	Modelo eléctrico de conmutación del <i>MOSFET</i> con capacidades parásitas	10
2.6	Esquema bloques para el control de un <i>MOSFET</i> con un μC y controlador de puerta.	11
2.7	Inversor con <i>MOSFETs</i> como dispositivos de conmutación.	12
2.8	Esquema básico de circuito de arranque o <i>bootstrap</i>	13
2.9	Diagrama de bloques interno del NCP51530	15
2.10	Carga total de puerta y corriente de fuga Puerta-Surtidor. <i>MOSFET IRLML0030</i>	17
2.11	Corriente funcionamiento I_{QBS} . Controlador de puerta NCP51530.	18
2.12	Corriente de fuga I_{LK} . Controlador de puerta NCP51530.	18
2.13	Corriente en fuga del diodo <i>MURA160</i>	19
2.14	Tensión mínima $V_B - V_{HB}$	20
2.15	Tensión frente a corriente típica en directa del diodo <i>MURA160</i>	21
2.16	Modelo eléctrico simplificado de la puerta del MOSFET para la conmutación.	23

2.17	Circuito para la simulación de la conmutación en los dos modelos.	23
2.18	Respuesta temporal de los modelos presentados ante su activación.	24
2.19	Respuesta temporal para diferentes valores de R . Simulación realizada con la herramienta <i>Multisim</i>	27
2.20	Características de salida del controlador de puerta <i>NCP51530</i>	27
2.21	Efectos transitorios en la conmutación del dispositivo de lado bajo.	30
2.22	Esquema para hacer uso de diferentes resistencias de puerta para el encendido y apagado del <i>MOSFET</i>	30
2.23	Circuito para el retraso del flanco ascendente de una señal.	31
2.24	Características de entrada del controlador de puerta <i>NCP51530</i>	32
2.25	Circuito para el retraso del flanco ascendente. Herramienta <i>Multisim</i>	33
2.26	Señal de entrada en amarillo y azul señal del condensador.	34
3.1	Topologías excitadas con fuente de tensión.	36
3.2	Topologías excitadas con fuente de corriente.	36
3.3	Circuito RLC serie.	37
3.4	Circuito RLC paralelo.	38
3.5	Topología Serie-Serie (S-S).	40
3.6	Modelo en T del circuito de topología (S-S).	40
3.7	Circuito Serie-Serie (S-S). Dimensionado.	43
3.8	Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta <i>MATLAB</i>	43
3.9	Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta <i>MATLAB</i>	44
3.10	Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta <i>MATLAB</i>	45
3.11	Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta <i>MATLAB</i>	46
3.12	Circuito eléctrico.	47

3.13	Configuración bobinas acopladas.	47
3.14	Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta <i>Multisim</i>	48
3.15	Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta <i>Multisim</i>	49
3.16	Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta <i>Multisim</i>	50
3.17	Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta <i>Multisim</i>	50
3.18	Topología Serie-Paralelo (S-P).	51
3.19	Modelo en T del circuito de topología (S-P).	52
3.20	Circuito Serie-Paralelo (S-P). Dimensionado.	54
3.21	Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta <i>MATLAB</i>	55
3.22	Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S- P. Herramienta <i>MATLAB</i>	56
3.23	Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta <i>MATLAB</i>	57
3.24	Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta <i>MATLAB</i>	58
3.25	Circuito eléctrico. Topología S-P.	59
3.26	Configuración bobinas acopladas.	59
3.27	Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta <i>Multisim</i>	60
3.28	Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta <i>Multisim</i>	61
3.29	Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta <i>Multisim</i>	62

3.30	Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta <i>Multisim</i>	62
4.1	Esquema del circuito rectificador no controlado de onda completa.	66
4.2	Tensión de entrada y salida del circuito rectificador. Simulación con la herramienta <i>Multisim</i>	66
4.3	Tensión de entrada al rectificador de amplitud V_m	67
4.4	Tensión de salida rectificada. señal senoidal de amplitud V_m	68
4.5	Circuito rectificador con filtro capacitivo de salida.	70
4.6	Señal de salida rectificada y filtrada. Descripción de parámetros.	70
4.7	Señal de salida rectificada y filtrada. Simulación con la herramienta <i>Multisim</i>	74
A.1	Esquema eléctrico S-S para transmisión de energía eléctrica	77
A.2	Modelo en T. Topología S-S.	77
A.3	Esquema eléctrico S-P para transmisión de energía eléctrica	80
A.4	Modelo en T. Topología S-P.	80

Índice de tablas

2.1	Características principales del transistor IRLML0030	14
2.2	Características principales del controlador de puerta NCP51530	14
3.1	Características de bobina transmisora y receptora.	42
3.2	Frecuencias de resonancia. Variables k y R_L . Topología S-P.	56

Capítulo 1

Introducción

La transmisión de energía de forma inalámbrica es una tecnología ampliamente utilizada a día de hoy. Son cada vez más los dispositivos electrónicos de baja potencia que incluyen esta posibilidad, tales como teléfonos móviles, pulseras de monitorización de actividad, relojes, auriculares, etc... son algunos de los ejemplos más comunes. Sin embargo, esta tecnología no está limitada a dispositivos de baja potencia pues el desarrollo de la misma para sectores de mayor demanda de potencia, como el del automóvil, es cada vez mayor.

El uso de esta técnica evita la necesidad de uso de conectores en los dispositivos, así como el desgaste mecánico que lleva asociado en los terminales de estos. Por otro lado, permite mejorar la protección de los dispositivos en entornos industriales y húmedos al poder diseñar dispositivos más estancos.

Es por ello que el estudio y análisis de esta técnica es de vital importancia para su comprensión y adquisición de las aptitudes básicas necesarias para poder diseñar dispositivos que cuenten con esta tecnología.

1.1. Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento es el acoplamiento magnético de dos bobinas por medio de un campo magnético variable.

Cuando una corriente alterna $i(t)$ fluye a través de una bobina, se genera un campo magnético variable Φ alrededor de la misma. De acuerdo a la Ley de Faraday, la tensión inducida en la bobina es proporcional al número de espiras y a la tasa de variación del campo magnético (Φ). De este modo:

$$v_L = N \cdot \frac{d\Phi}{di} \quad (1.1)$$

$N \rightarrow$ número de espiras.

El campo magnético es generado por la variación de la corriente en el tiempo $i(t)$. De este modo:

$$v_L = N \cdot \frac{d\Phi}{di} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (1.2)$$

La inductancia se expresa como:

$$L = N \cdot \frac{d\Phi}{di} \quad (1.3)$$

Resultando:

$$v_L = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (1.4)$$

El campo magnético variable generado por la bobina transmisora (Tx) tiene dos componentes: El campo que se mantiene en sí misma (Φ_{11}) y el que atraviesa a la receptora (Φ_{12})

por estar próxima a esta.

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} \quad (1.5)$$

De este modo:

$$v_{11} = N_1 \cdot \frac{d\Phi_1}{di} \cdot \frac{di_1}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (1.6)$$

$$v_{21} = N_2 \cdot \frac{d\Phi_{12}}{di_1} \cdot \frac{di_1}{dt} = M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (1.7)$$

$M_{21} \rightarrow$ Inductancia mutua de la bobina 2 con respecto a la bobina 1.

La tensión alterna inducida en la bobina receptora genera, a su vez, una corriente y campo magnético.

$$\Phi_2 = \Phi_{22} + \Phi_{21} \quad (1.8)$$

De este modo:

$$v_{22} = N_2 \cdot \frac{d\Phi_2}{di} \cdot \frac{di_2}{dt} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (1.9)$$

$$v_{12} = N_1 \cdot \frac{d\Phi_{21}}{di_2} \cdot \frac{di_2}{dt} = M_{12} \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (1.10)$$

$M_{12} \rightarrow$ Inductancia mutua de la bobina 1 con respecto a la bobina 2.

Las inductancias mutuas tienen el mismo valor. Es por ello que, a lo largo del documento, se hará referencia a la inductancia mutua como $\mathbf{L_m}$.

Finalmente, se debe destacar que, dependiendo de la dirección en la que se encuentren arrollados los devanados de las bobinas primaria y secundaria, la tensión inducida cambia

de sentido. En la 1.1 se muestra los sentidos de las tensiones inducidas en el primario y en el secundario.

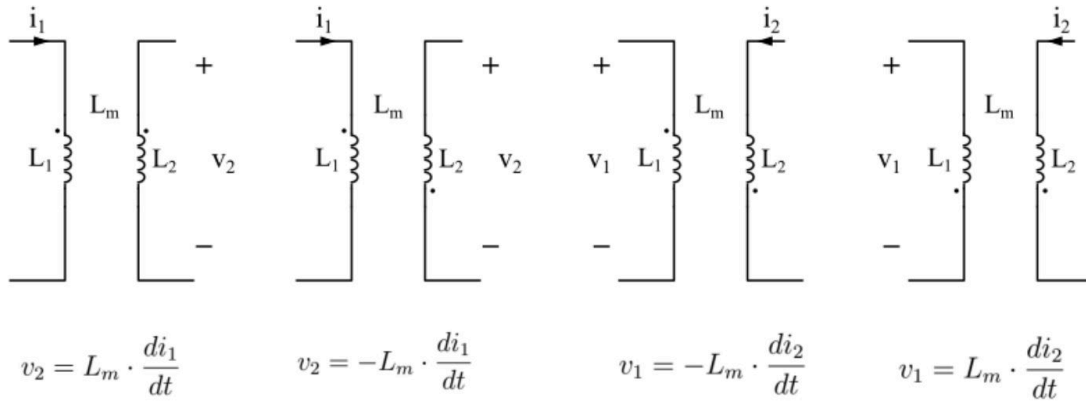


Figura 1.1: Tensiones inducidas dependiendo en un acoplamiento magnético. Esquema.

1.2. Bloques funcionales

En este apartado se presentan los bloques funcionales en los que se ha dividido el diseño del dispositivo.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, es necesario el uso de una fuente de tensión en alterna para lograr el acoplamiento magnético. Es por ello que el primer bloque es el inversor para poder obtener una señal alterna a partir de una señal continua. El segundo bloque es el acoplamiento magnético en sí mismo. El tercer bloque es el rectificador y filtro para convertir la señal alterna recibida en una señal continua.

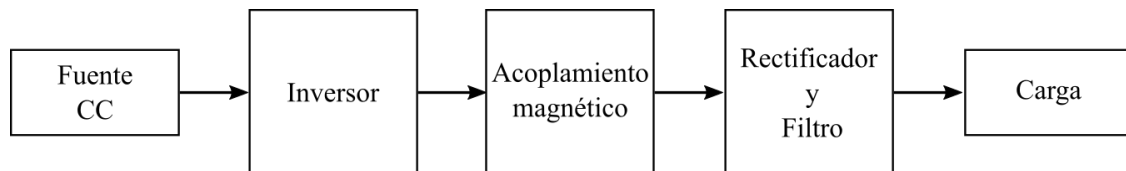


Figura 1.2: Diagrama de bloques del conjunto.

Capítulo 2

Inversor

En este capítulo se presentan y desarrollan las consideraciones y cálculos necesarios para el diseño y correcto dimensionamiento de todos los elementos del circuito inversor. La función de este circuito es la de obtener una tensión alterna a partir de una tensión continua.

2.1. Modelo simplificado del circuito inversor

En la Figura 2.1 se muestra el modelo simplificado del circuito inversor propuesto, en la que se puede observar que se parte de una tensión continua V_{bus} y que la tensión de salida $V_{out} = V_{out1} - V_{out2}$ obtiene el valor V_{bus} (Figura 2.1a) si los interruptores S_1 y S_2 están cerrados y S_3 y S_4 abiertos y, $-V_{bus}$ (Figura 2.1b) si S_1 y S_2 están abiertos y S_3 y S_4 cerrados.

Es necesario destacar que el resto de combinaciones se considerarán como combinaciones 'prohibidas' ya que podrían causar conexiones directas entre V_{bus} y la referencia de tensión (0V) produciendo un cortocircuito en la fuente de tensión de continua.

Por otro lado, en la figura 2.2 se muestra la forma de onda resultante tras realizar la

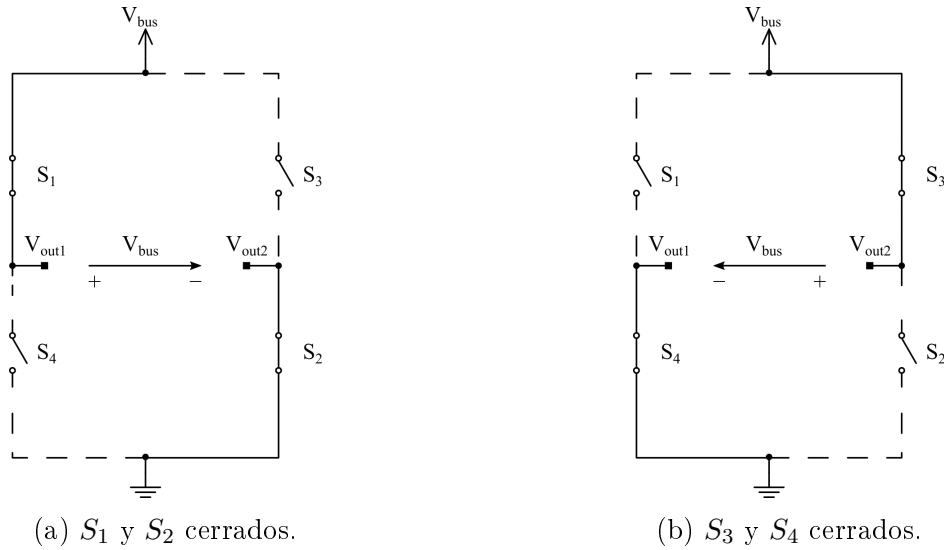


Figura 2.1: Modelo simplificado del circuito inversor de tensión.

secuencia descrita anteriormente. Se puede observar que es una señal cuadrada alterna entre los valores V_{bus} y $-V_{bus}$.

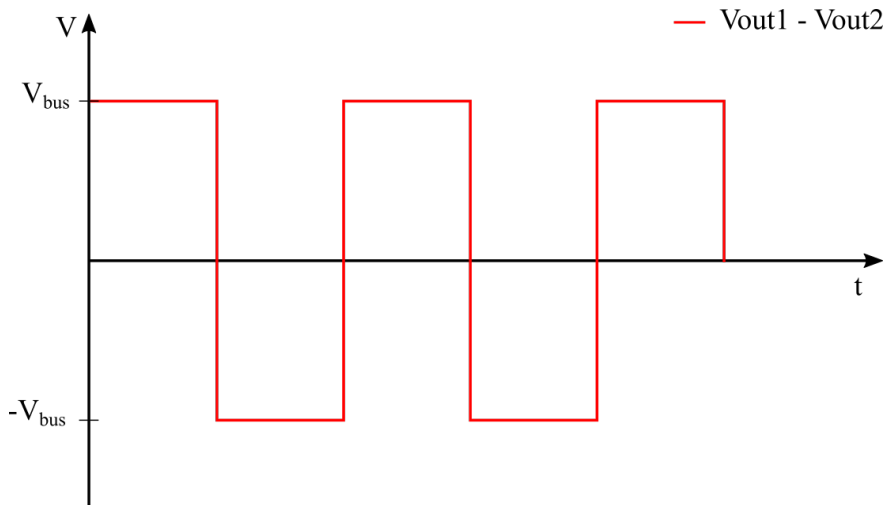


Figura 2.2: Onda cuadrada alterna obtenida del circuito inversor

En este modelo simplificado es fácil detectar cuándo se produce una combinación prohibida ya que los elementos de conmutación se consideran interruptores ideales en los que el tiempo de retardo y efectos transitorios que puedan causar conmutaciones no deseadas se consideran nulos. Sin embargo, en el circuito real en el que se utilizarán *MOSFETs* como dispositivos de conmutación, se deberá tener especial cuidado a la hora de controlarlos ya que existen tiempos de retardo y fenómenos transitorios en la conmutación de los mismos

que pueden provocar combinaciones prohibidas que causen cortocircuitos momentáneos que pueden dañar en corto o largo plazo el sistema.

Considerar el tiempo de retardo que existe desde que se genera la señal de control de conmutación del dispositivo hasta que este conmuta es crucial para el control de los mismos.

2.2. Transistor *MOSFET* como dispositivo de conmutación

Cuando se incorpora un componente electrónico a un diseño este se debe estudiar y analizar en profundidad. La profundidad del análisis la va a determinar la aplicación en la que se vaya a usar. Por ejemplo, si el objetivo de este trabajo fuese la fabricación de dispositivos electrónicos con materiales semiconductores, la profundidad con la que se debe abordar ese tema es muy diferente a como se va a abordar en esta ocasión. De este modo, a lo largo de este trabajo se realiza este análisis con una profundidad tal que brinde al diseñador las herramientas y el conocimiento necesario para obtener de él el funcionamiento esperado y que el conjunto del diseño funcione correctamente. En esta sección se va a realizar el estudio del *MOSFET* como dispositivo de conmutación [1].

El tipo de dispositivo de conmutación utilizado para el diseño del inversor propuesto se trata del transistor *MOSFET de enriquecimiento de canal N*. Esta elección no es arbitraria sino que se debe principalmente a las siguientes razones:

- Dispositivo controlado por tensión.
- Alta impedancia de entrada.
- Tiempo de conmutación del orden de nanosegundos.
- Ampliamente utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia.

- Controlado con tensiones positivas lo que facilita su implementación.

A continuación, se describen las condiciones que se deben dar para cada una de las zonas o regiones de funcionamiento de los transistores *MOSFET*:

1. Región de corte $V_{GS} \leq V_T$.
2. Región de saturación $V_{DS} = V_{GS} - V_T$.
3. Región lineal o triodo $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$.

En la **región de corte**, la corriente que circula a través del transistor I_D es nula.

En la **región de saturación**, la corriente de drenador permanece prácticamente constante ante cambios en la tensión V_{DS} y pasa a depender únicamente de la tensión V_{GS} aplicada. Es decir, el transistor se comporta como una fuente de corriente controlada por tensión. Se utiliza para aplicaciones de amplificación de tensión.

En la **región lineal**, la corriente I_D varía con la tensión V_{DS} . Debido a la baja tensión V_{DS} y posibilidad de hacer circular corrientes elevadas, es en esta región donde se hace trabajar el *MOSFET* para aplicaciones de conmutación.

Para hacer uso de los *MOSFETs* como dispositivos de conmutación, se deben operar en la zona de corte cuando no se requiera conducción de corriente y en la lineal cuando se requiera el paso de corriente.

Aunque trabajen en zona de corte y lineal para aplicaciones de conmutación, los transistores *MOSFET* no se comportan como interruptores ideales. El análisis de la conmutación con el modelo real no es trivial. Este introduce nuevos parámetros que deben ser tenidos en cuenta a la hora de analizar y realizar la conmutación. La presencia de condensadores o capacidades parásitas provoca que, a altas frecuencias, la demanda de corriente en el cambio de estado de los mismos sea del orden de amperios tal y como se desarrollará más adelante.

Para ello, se debe partir de un modelo eléctrico del mismo. El modelo utilizado en esta ocasión es el presentado en la Figura 2.3. Se ha elegido este modelo porque es el que está presente en la mayoría de la documentación consultada y disponible. Este modelo es suficiente para entender y predecir de forma precisa el comportamiento del dispositivo ante una conmutación.

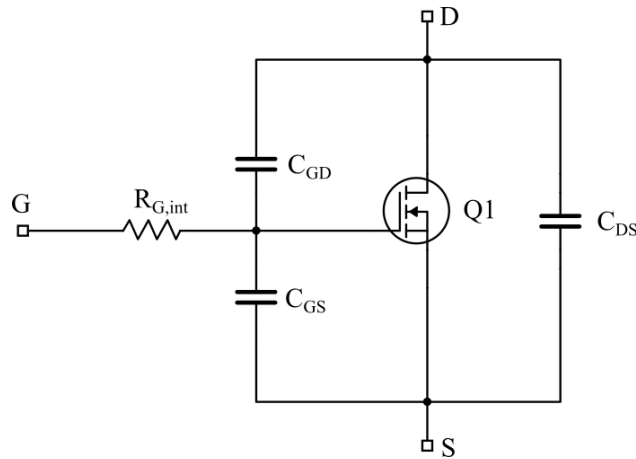


Figura 2.3: Modelo de un *MOSFET* de enriquecimiento de canal N con resistencia y capacidades parásitas.

Los valores de $R_{G,int}$, C_{GD} , C_{GS} y C_{DS} se suelen encontrar fácilmente en la hoja de datos del fabricante.

Para lograr que el transistor entre en zona lineal se podría pensar, a priori, que si la tensión que se aplica entre la puerta G (*Gate*) y el surtidor S (*Source*) es mayor que la tensión umbral V_{TH} y si se cumple la condición presentada anteriormente, el *MOSFET* se activará de forma inmediata. Sin embargo, a continuación se va a detallar por qué no es así.

Cuando se aplica una tensión positiva en la puerta del *MOSFET* el condensador C_{GS} comienza a cargarse a través de la resistencia interna $R_{G,int}$ del *MOSFET*. En este intervalo de tiempo la corriente que circula a través del *MOSFET* es nula $I_D = 0$ ya que no se ha superado la tensión umbral V_{TH} . Una vez que esta se supera, la corriente que circula a través del *MOSFET* no es nula. En ese instante, este se encuentra en modo saturación tal y como se explica en [2] ya que $V_{GD} < V_{TH}$. La corriente I_D en este intervalo es independiente de la tensión V_{DS} y viene determinada por la tensión V_{GS} . La tensión del condensador C_{GS}

sigue aumentando. Conforme la tensión del drenador-surtidor va disminuyendo debido al aumento de la tensión V_{GS} , el condensador C_{GD} comienza a cargarse junto a C_{GS} . En este intervalo de tiempo aparece el denominado efecto de *Miller*[3] por el que la tensión de la puerta se mantiene constante. Finalmente, cuando la tensión del drenador-surtidor cae a un valor aproximadamente igual a la referencia de tensión $R_{ds(on)} \cdot I_D$, el condensador C_{GD} finaliza su carga y la tensión V_{GS} alcanza el valor de tensión aplicado, momento en el que el *MOSFET* entra en la zona lineal o triodo.

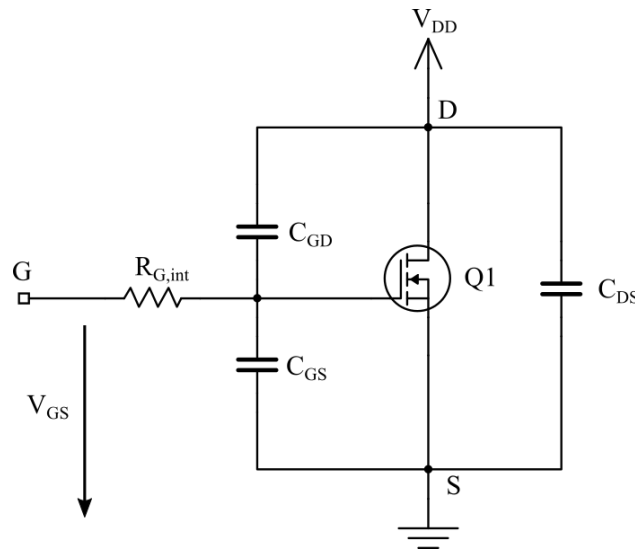


Figura 2.4: Modelo del *MOSFET* con tensión puerta-surtidor V_{GS} y V_{DD}

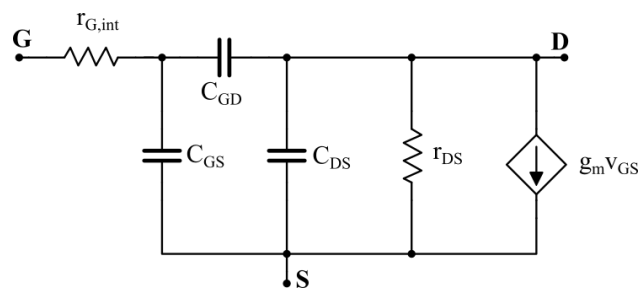


Figura 2.5: Modelo eléctrico de conmutación del *MOSFET* con capacidades parásitas

En la Figura 2.5 se muestra el modelo eléctrico de conmutación del *MOSFET*. La transconductancia g_m y la r_{DS} se define como:

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} \quad (2.1)$$

$$r_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (2.2)$$

2.3. Control de los *MOSFETs*

Una vez que se ha presentado el circuito básico del inversor y el modelo real eléctrico del dispositivo de conmutación utilizado para esta aplicación (*MOSFET*), se procede en este apartado a desarrollar la circuitería necesaria para el control de los mismos.

Con el fin de simplificar la nomenclatura para definir el estado de los dispositivos de conmutación, durante el desarrollo del documento se entenderá que el *MOSFET* se encuentra 'activado' cuando este se encuentre trabajando en la zona lineal. Por el contrario, se entenderá que se encuentra 'desactivado' cuando esté en corte y, por tanto, la corriente I_D es nula.

El control de los transistores para la modulación de la señal de salida del inversor suele hacerse por medio de microcontroladores. Sin embargo, las características de las salidas de estos suelen estar lejos de los requerimientos de tensión y corriente requeridas para la activación y desactivación de los *MOSFETs*. Es por ello que es necesario incorporar una etapa intermedia entre la señal de control del microcontrolador y el transistor. Esta etapa intermedia consta de un dispositivo denominado controlador de puerta de *MOSFET* que recibe la señal del microcontrolador y la adapta para poder activar y desactivar el *MOSFET* satisfactoriamente. Debido a la estructura del inversor propuesto (Figura 2.7), se puede

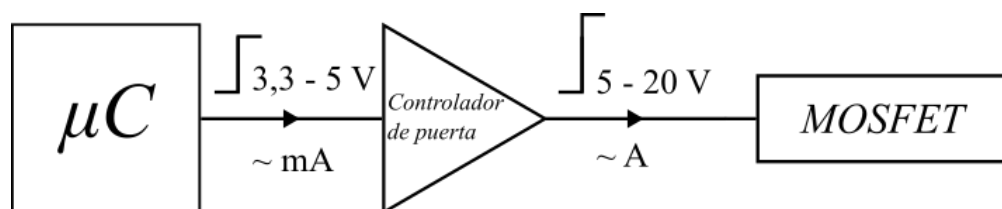


Figura 2.6: Esquema bloques para el control de un *MOSFET* con un μC y controlador de puerta.

observar que no todos los transistores tienen el surtidor conectado a la referencia común. Se denominan *MOSFETS* de lado *bajo* o *LS(Low Side)* los que sí tienen el surtidor conectado a la referencia de tensión común (Q2 y Q4) y de lado *alto* o *HS(High Side)* los que no (Q1 y Q3). Además de diferir en su denominación, la circuitería asociada a los de lado bajo difiere a la de los del lado alto. A continuación, se desarrolla la circuitería necesaria para el

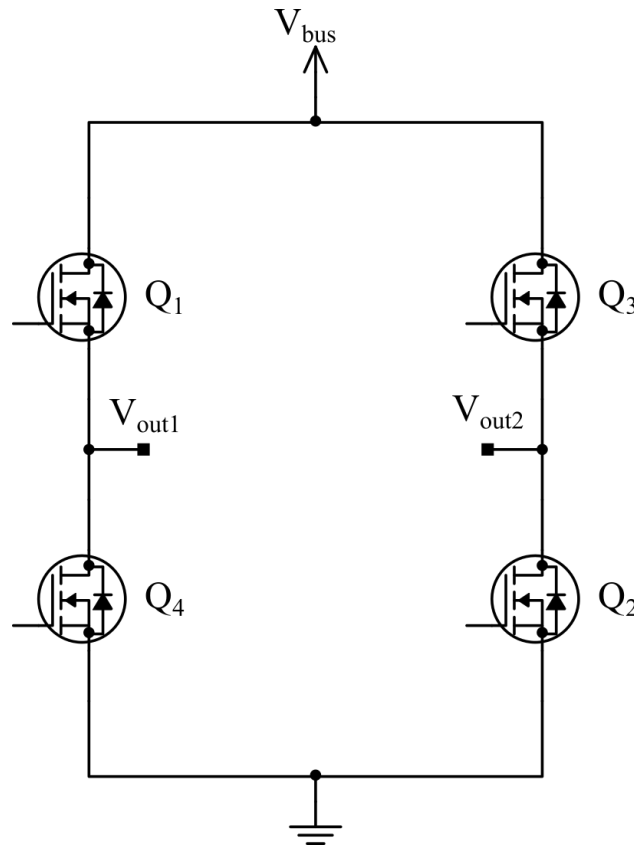


Figura 2.7: Inversor con *MOSFETs* como dispositivos de conmutación.

control de los dispositivos de conmutación. En la Figura 2.8 se muestra medio puente ya que es suficiente para justificar el circuito de arranque o *bootstrap* para los transistores de lado alto (*HS*). Tal y como se ha comentado anteriormente, los transistores del lado alto carecen de conexión directa con la referencia de tensión común. El circuito de arranque presentado soluciona dicho problema. $Q1$ y $Q4$ se activan de forma alternativa. El transistor $Q4$ se activa por medio del controlador de puerta del lado bajo. Este aplica una tensión positiva y suficiente entre los terminales G y S de $Q4$. Una vez que $Q4$ está activado, el condensador de arranque C_{boot} se carga a través de la resistencia R_{boot} hasta alcanzar la tensión V_{cc} . El

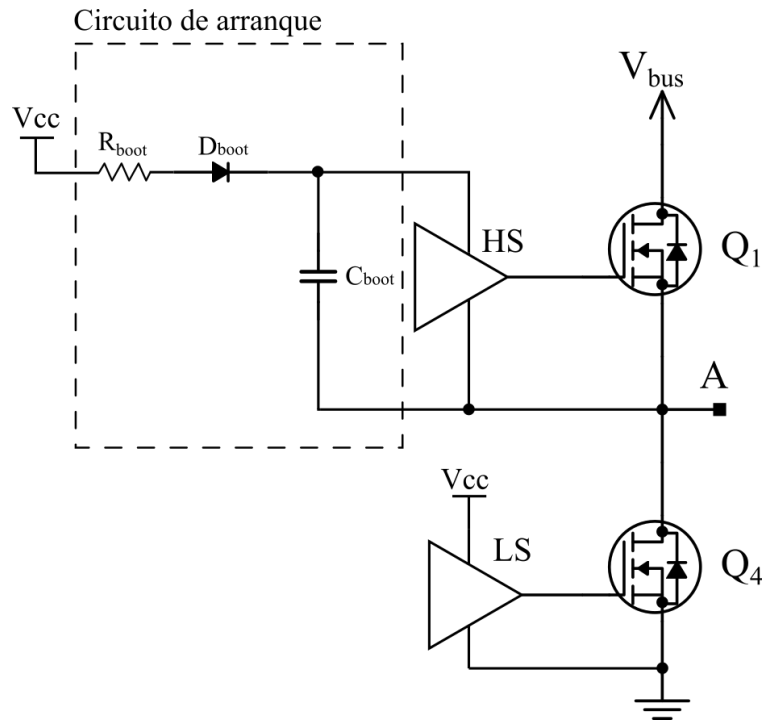


Figura 2.8: Esquema básico de circuito de arranque o *bootstrap*

transistor $Q1$ se activa por medio del controlador de puerta del lado alto. La tensión entre los terminales del mismo es ahora V_{cc} gracias al condensador de arranque presente entre sus terminales ya que, sin él, el nodo A quedaría a tensión flotante y no sería posible aplicar una tensión positiva entre los terminales G y S de $Q1$.

2.4. Selección de dispositivos, cálculos y dimensionamiento

Para realizar el dimensionamiento de los componentes, es necesario presentar los transistores *MOSFETs* y los controladores de puerta usados para el diseño del inversor. La selección de los mismos se ha realizado teniendo en cuenta la disponibilidad en el mercado y que se trata de una aplicación de baja potencia.

Los transistores *MOSFET* utilizados para el diseño son del tipo **IRLML0030** del fabri-

V_{DS}	30	V
V_{GS} max	± 20	V
$R_{DS(on)max}$ (@ $V_{GS} = 10V$)	27	m Ω

Tabla 2.1: Características principales del transistor IRLML0030

V(max.)	700	V
Tiempo de propagación	60	ns
Corriente Entrada/Salida	3/3,5	A
Control digital	3,3 - 5	V
Dos canales: Lado alto y lado bajo.		
Protección ante bajada de tensión en ambos canales.		

Tabla 2.2: Características principales del controlador de puerta NCP51530

cante *International Rectifier* [4]. Las características principales del mismo se encuentran en la Tabla 2.1

Para la selección del controlador de puerta es crucial tener en cuenta que el controlador elegido debe contar con la posibilidad de controlar dispositivos en el lado alto. Asimismo debe satisfacer la demanda de corriente del dispositivo a controlar.

Como controlador de puerta se ha seleccionado el dispositivo **NCP51530** del fabricante *Onsemi* [5]. Las características principales se encuentran en la Tabla 2.2

- HIN → Entrada de lado alto.
- LIN → Entrada de lado bajo.
- GND → Referencia de tensión/tierra.
- LO → Salida del lado bajo.
- VCC → Alimentación del lado bajo y alimentación del dispositivo.
- HB → Retorno del lado alto.

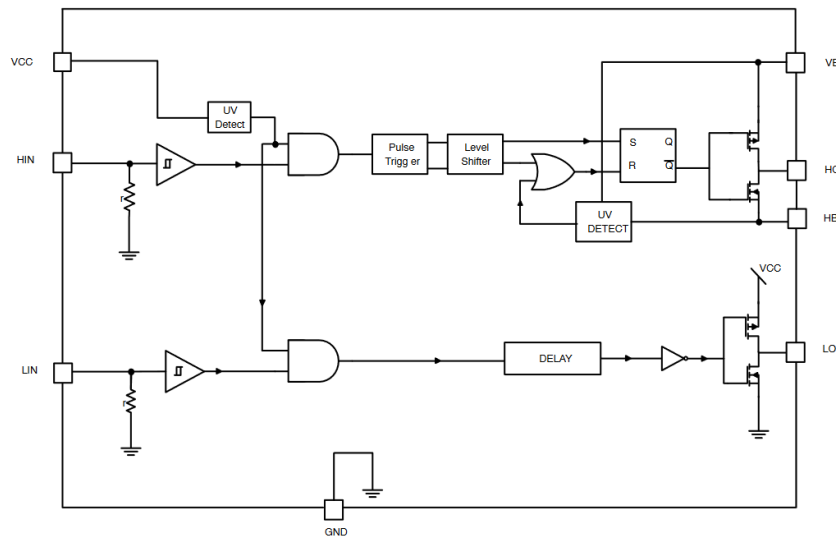


Figura 2.9: Diagrama de bloques interno del NCP51530

- HO → Salida del lado alto.
- VB → Alimentación del lado alto.

En la Figura 2.9 se muestra el diagrama de bloques interno del controlador de puerta. Las entradas *HIN* y *LIN* corresponden a las entradas de las señales digitales o analógicas para la activación y desactivación de los dispositivos de conmutación del lado alto y bajo, respectivamente. Se observa que las entradas tienen resistencias de polarización a nivel bajo para asegurar la desactivación de las salidas en caso de fallo de desconexión de las entradas y quedar a tensión flotante. También poseen un circuito del tipo disparador de *Schmitt* que proporciona inmunidad ante ruido.

El dispositivo también cuenta con protección para asegurar la correcta alimentación de la circuitería y dispositivos de conmutación del lado alto y bajo. En el diagrama de bloques se observa el bloque *UV Detect (Under Voltage Detect)* cuya función es detectar bajadas de tensión que puedan provocar fallos en el funcionamiento del sistema.

A continuación, se procede a la realización de los cálculos necesarios para el correcto dimensionamiento de los componentes de la circuitería.

2.4.1. Circuito de arranque o *bootstrap*

Se comienza con el dimensionamiento del circuito de arranque o *bootstrap*. Tal y como se ha descrito anteriormente, el condensador solo se cargará mientras que el dispositivo de lado bajo esté activado. Es decir, mientras la patilla *HB* del controlador de puerta esté a nivel bajo. La energía almacenada en el condensador C_{boot} durante ese período se utilizará para alimentar a la circuitería del lado alto así como a la puerta del *MOSFET* del lado alto cuando se requiera su activación. Una bajada de tensión en el condensador puede ocasionar una caída de tensión en V_B . Si esta es inferior a la tensión de protección *UVLO* (*Under Voltage Lock-Out*) el dispositivo desconectará la circuitería de lado alto lo que resultaría en un fallo del sistema. Es por eso que el dimensionamiento de C_{boot} es muy importante.

Para dimensionar el condensador C_{boot} se necesita conocer la carga total del *MOSFET* para ser activado, así como la corriente requerida por la circuitería del controlador, pérdidas y el tiempo de encendido [6].

$$C = A \cdot s$$

Donde:

- $C \rightarrow$ Carga en Culombios.
- $A \rightarrow$ Corriente en Amperios.
- $s \rightarrow$ Tiempo en segundos.

A continuación, se define la carga total necesaria como suma de las cargas conocidas así como corriente requerida y de pérdidas:

$$Q_{total} = Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{ILKDIODE}) \cdot t_{on} + Q_{LS} \quad (2.3)$$

Donde:

- Q_{GATE} → Carga total de puerta del *MOSFET*.
- I_{LKCAP} → Corriente de fuga del condensador de arranque o *bootstrap*.
- I_{LKGS} → Corriente de fuga de la puerta y surtidor del *MOSFET*.
- I_{QBS} → Corriente demandada para funcionamiento de la circuitería interna del controlador de puerta.
- I_{LK} → Corriente de fuga de la circuitería interna del controlador de puerta.
- $I_{LKDIODE}$ → Corriente de fuga del diodo del circuito de arranque.
- t_{on} → Tiempo de encendido del lado alto.
- Q_{LS} → Carga total de los adaptadores de nivel internos del controlador.

En la Figura 2.10 se muestran parámetros obtenidos de la hoja de datos del fabricante del *MOSFET IRLML0030*. Se obtiene la carga total de puerta Q_{GATE} y la corriente de fuga de la puerta y surtidor I_{LKGS} .

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	30	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.02	—	V/°C	Reference to 25°C, $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	33	40	mΩ	$V_{GS} = 4.5V, I_D = 4.2A$ ②
		—	22	27		$V_{GS} = 10V, I_D = 5.2A$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.3	1.7	2.3	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 25\mu A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	1	μA	$V_{DS} = 24V, V_{GS} = 0V$
		—	—	150		$V_{DS} = 24V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ C$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
R_G	Internal Gate Resistance	—	2.3	—	Ω	
g_{fs}	Forward Transconductance	9.5	—	—	S	$V_{DS} = 10V, I_D = 5.2A$
Q_g	Total Gate Charge	—	2.6	—	nC	$I_D = 5.2A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	0.8	—		$V_{DS} = 15V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	1.1	—		$V_{GS} = 4.5V$ ②

Figura 2.10: Carga total de puerta y corriente de fuga Puerta-Surtidor. *MOSFET IRLML0030*

Por otro lado, en la Figura 2.11 y en la Figura 2.12 se muestra una tabla y gráfica obtenida de la hoja de datos del fabricante del controlador de puerta donde se observa la corriente demandada para el funcionamiento de la circuitería del control de lado alto así como la corriente de fuga.

Parameters	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
SUPPLY SECTION						
V_{CC} quiescent current	$V_{LIN}=V_{HIN}=0$	I_{CCQ}		0.15	0.25	mA
V_{CC} operating current	$f = 500 \text{ kHz}, C_{LOAD} = 0$	I_{CCO}		0.7	1.0	mA
Boot voltage quiescent current	$V_{LIN} = V_{HIN} = 0 \text{ V}$	I_{BQ}		0.1	0.15	mA
Boot voltage operating current	$f = 500 \text{ kHz}, C_{LOAD} = 0$	I_{BO}		0.7	1.0	mA
HB to GND quiescent current	$V_{HS} = V_{HB} = 700 \text{ V}$	I_{HBQ}		6	11	μA

Figura 2.11: Corriente funcionamiento I_{QBS} . Controlador de puerta NCP51530.

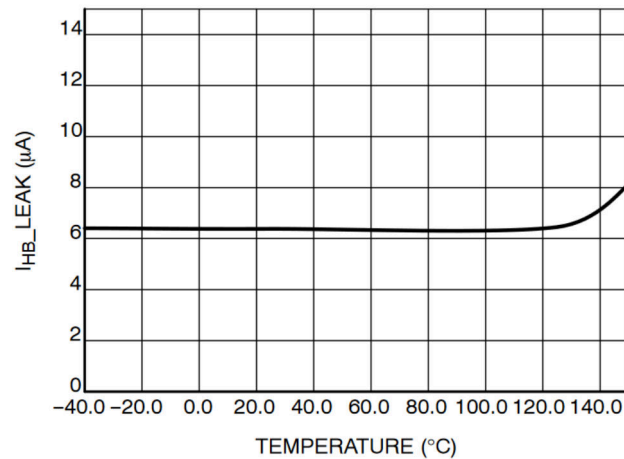
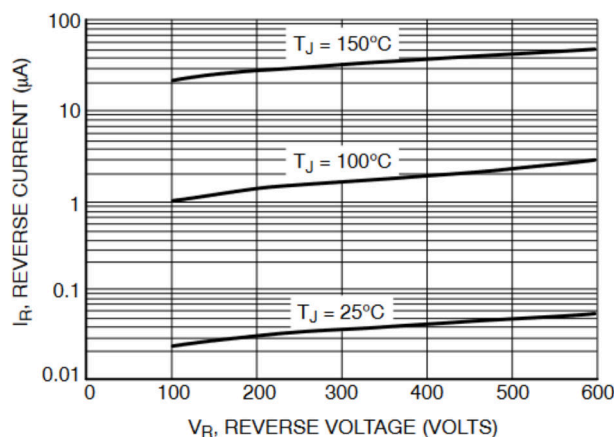


Figura 2.12: Corriente de fuga I_{LK} . Controlador de puerta NCP51530.

El diodo seleccionado para el circuito de arranque es el *MURA160* de *Onsemi* [7]. Se trata de un diodo de potencia destinado a aplicaciones de rectificación y protección a alta frecuencia. En la Figura 2.13 se observa que la corriente de fuga es despreciable a la diferencia de tensión que se sometería en esta aplicación que está en el orden de voltios o decenas de voltios.

La corriente de fuga del condensador I_{LKCAP} de arranque se supone despreciable. La carga requerida por los adaptadores de nivel Q_{LS} , tal y como aparece en la hoja de datos del fabricante del controlador, es aproximadamente 0,5 nC. Por último, para obtener el tiempo de encendido del lado alto se debe conocer la frecuencia de salida de la señal alterna

Figura 2.13: Corriente en fuga del diodo *MURA160*

resultante. Si se considera una frecuencia de 100 kHz con un ciclo de trabajo del 50 %, el tiempo que se mantiene encendido cada uno de los *MOSFETs* del lado alto es un semiperiodo:

$$T = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 10 \mu\text{s} \quad (2.4)$$

$$t_{on} = \frac{T}{2} = \frac{10 \mu\text{s}}{2} = 5 \mu\text{s} \quad (2.5)$$

Finalmente, se obtiene la carga total sustituyendo los valores:

$$\begin{aligned} Q_{total} &= Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{ILKDIODE}) \cdot t_{on} + Q_{LS} = \quad (2.6) \\ &= 2,6 \text{ nC} + (\overline{I_{LKCAP}} + 100 \text{ nA} + 0,15 \text{ mA} + 6,5 \mu\text{A} + \overline{I_{ILKDIODE}}) \cdot 5 \mu\text{s} + 0,5 \text{ nC} = \\ &= 3,9 \text{ nC} \end{aligned}$$

Una vez que se ha obtenido la carga total, se debe conocer la caída de tensión máxima permitida en el condensador C_{boot} . Anteriormente, se ha mencionado el concepto de *UVLO* (*Under Voltage Lock Out*). Se trata de un sistema de protección del dispositivo controlador de puerta mediante el cual desconectará sus salidas si la tensión de alimentación es inferior a la tensión mínima permitida. De este modo, se vuelve a consultar la hoja de datos del

fabricante para la obtención de dicha tensión.

Rating	Symbol	Min	Max	Unit
Input Voltage Range	V_{CC}	10	17	V
High Side Floating Voltage	$V_B - V_{HB}$	10	17	V
High Side Bridge pin Voltage	V_{HB}	-1	700	V
High Side Output Voltage	V_{HO}	V_{HB}	V_B	V
High Side Output Voltage	V_{LO}	GND	V_{CC}	V
Input Voltage on LIN and HIN pins	V_{LIN}, V_{HIN}	GND	$V_{CC}-2$	V
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40	125	°C

Figura 2.14: Tensión mínima $V_B - V_{HB}$

$$C_{boot} = \frac{Q_{total}}{\Delta V_{C_{boot}}} = \frac{Q_{total}}{V_{DD} - V_F - V_{min}} \quad (2.7)$$

Donde:

- V_{DD} → Tensión de alimentación del dispositivo controlador de puerta.
- V_F → Caída de tensión en directa del diodo D_{boot} .
- V_{min} → Tensión mínima deseada ($V_B - V_{HB}$).

Sustituyendo valores, se obtiene la capacidad mínima que debe tener el condensador C_{boot} :

$$C_{boot_{min}} = \frac{3,9nC}{15V - 1V - 10V} = \frac{3,9nC}{4V} \approx 1nF \quad (2.8)$$

Es lógico pensar que una caída de tensión de 4 V no es deseable aunque quede dentro de los límites de funcionamiento del dispositivo. Por dicha razón, la capacidad se calcula para que haya una caída de tensión en el condensador del 1% con respecto a la tensión inicial del mismo.

$$C_{boot} = \frac{3,9nC}{0,01 \cdot (15V - 1V)} = \frac{3,9nC}{0,14V} \approx 28nF \quad (2.9)$$

El condensador C_{boot} debe tener, al menos, una capacidad de **28 nF**.

A continuación, se realiza el dimensionamiento de la resistencia R_{boot} . Al comienzo de la carga del condensador C_{boot} la impedancia del mismo se considera nula y, por tanto, la corriente máxima quedará limitada por la resistencia R_{boot} . Razón por la que el dimensionamiento de esta es muy importante.

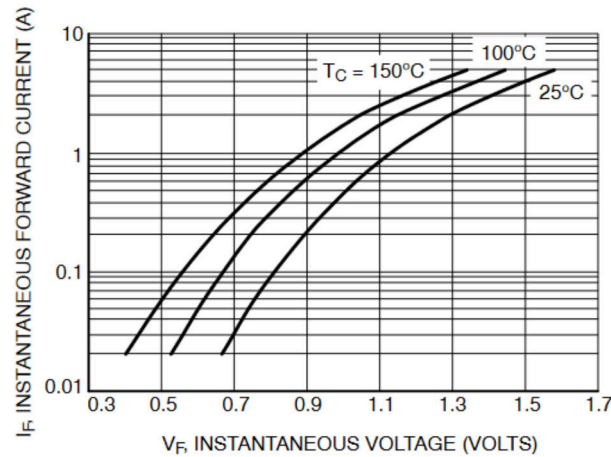


Figura 2.15: Tensión frente a corriente típica en directa del diodo *MURA160*.

Se establece 2,5 A como límite de corriente máxima. Si se observa la Figura 2.15 se comprueba que corresponde a una caída de tensión en el diodo de 1,35 V aproximadamente.

De este modo, la resistencia R_{boot} necesaria para limitar la corriente a 2,5 A se calcula del siguiente modo:

$$R_{boot} = \frac{V_{CC} - V_D}{I_{max}} \quad (2.10)$$

Sustituyendo valores:

$$R_{boot} = \frac{15 V - 1,35 V}{2,5 A} = 5,46 \Omega \approx 5,5 \Omega \quad (2.11)$$

En la hoja de datos del fabricante se hace referencia al condensador C_{VCC} conectado entre los terminales de alimentación del dispositivo controlador de puerta. Es común el uso de este tipo de condensadores para satisfacer la demanda de corriente en instantes que la fuente de alimentación del circuito no logre satisfacer la demanda con suficiente rapidez.

Según el fabricante, se recomienda que sea al menos 10 veces mayor que C_{boot} . En este caso:

$$C_{VCC} = C_{boot} \cdot 10 = 28 \text{ nF} \cdot 10 = 280 \text{ nF} \quad (2.12)$$

2.4.2. Circuito de puerta de *MOSFET*

La circuitería asociada a la puerta de los *MOSFET* hace referencia a los componentes requeridos entre la salida de control del dispositivo *NCP51530* y la puerta de los *MOSFETs*. La conexión directa entre el controlador y la puerta del *MOSFET*, en la mayoría de las ocasiones, resultará en una respuesta temporal de la tensión de las capacidades parásitas no deseada que afectaría al funcionamiento del sistema.

Para el dimensionamiento de los componentes se parte del modelo eléctrico de conmutación del *MOSFET* presentado en la Figura 2.5. Es necesario destacar que, para analizar la respuesta temporal de la tensión de la puerta del *MOSFET* cuando es activado, es preferible el uso de un modelo más sencillo. Es por ello que, para el dicho análisis se ha realizado una simulación con la herramienta *Multisim* en la que se comparan ambos modelos. El modelo simplificado se muestra en la Figura 2.16

En ella se puede comprobar que se trata de un sistema de segundo orden en el que la inductancia corresponde a la suma de inductancias parásitas debidas, principalmente, a la morfología de las pistas de la PCI (Placa de Circuito Impreso). Los parámetros R y C se obtienen de la hoja de características del *IRLML0030* y corresponden a la resistencia interna de puerta $R_{G_{int}}$ y a la capacidad de entrada equivalente C_{iss} .

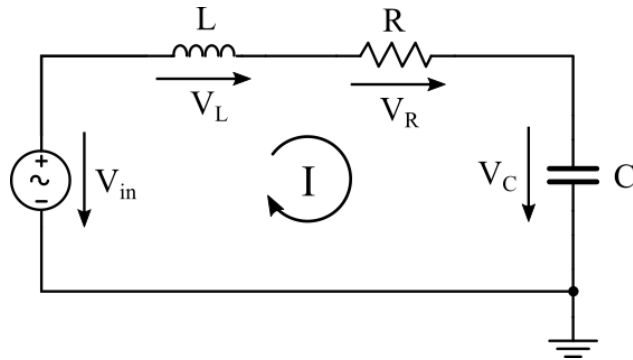


Figura 2.16: Modelo eléctrico simplificado de la puerta del MOSFET para la conmutación.

En la Figura 2.17 se muestra el circuito para la simulación y en la Figura 2.18 se muestra la respuesta temporal de la tensión de la puerta en ambos modelos al cerrar el interruptor $S1$.

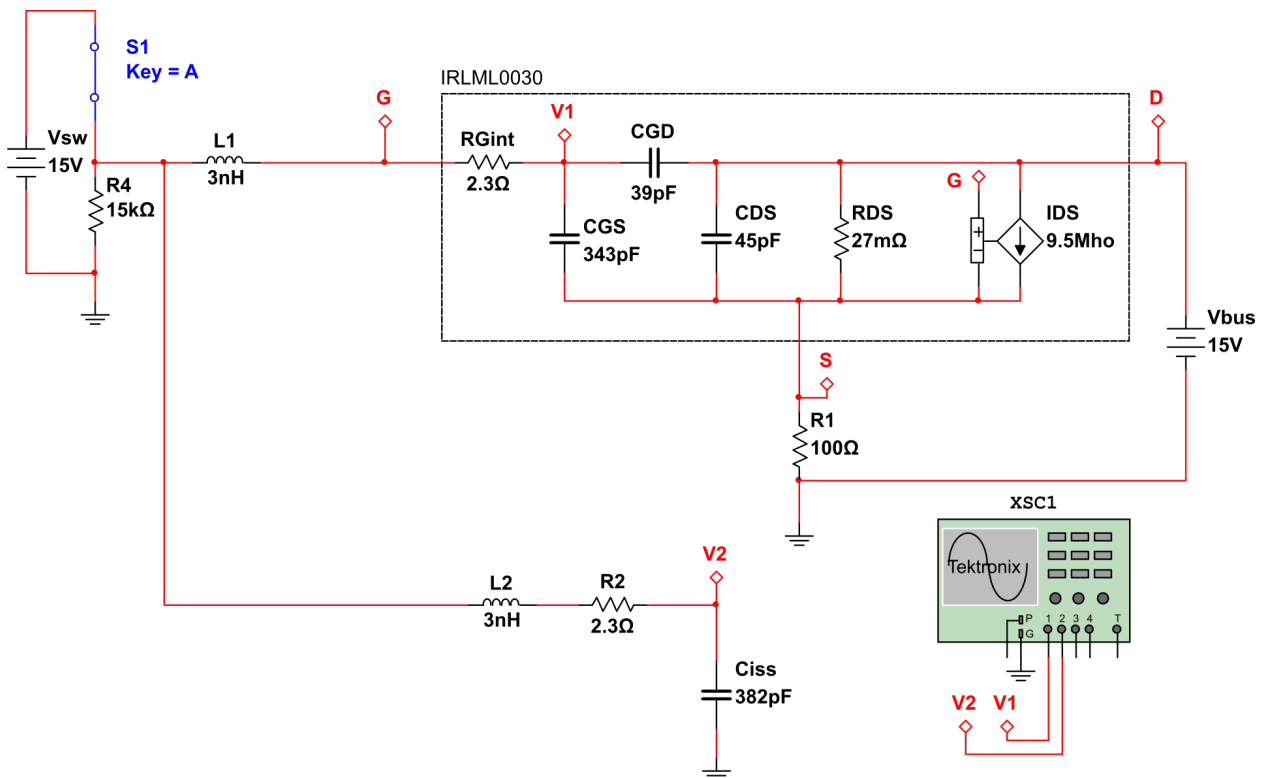


Figura 2.17: Circuito para la simulación de la conmutación en los dos modelos.

Tal y como se puede observar, la respuesta de ambos modelos es prácticamente idéntica. Por simplicidad, se continúa el análisis con el segundo de ellos.

Se quiere obtener la función de transferencia, por lo que se comienza aplicando la segunda

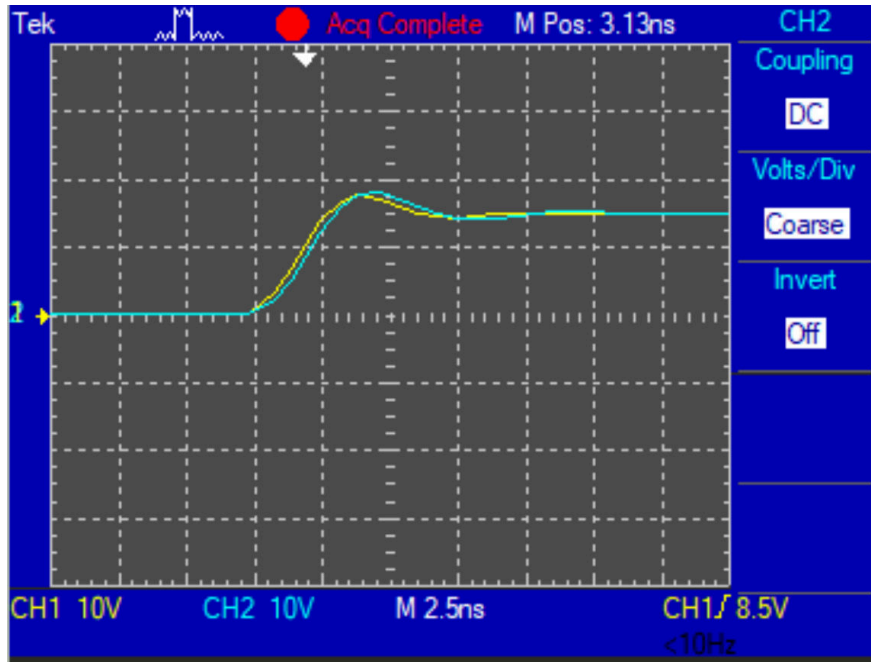


Figura 2.18: Respuesta temporal de los modelos presentados ante su activación.

Ley de Kirchoff de mallas:

$$V_{in} = V_R + V_L + V_C \quad (2.13)$$

La tensión del condensador como tensión de salida

$$V_{out} = V_C \quad (2.14)$$

Aplicando la *Ley de Ohm*:

$$V_R = I \cdot R; \quad V_L = I \cdot Z_L; \quad V_C = I \cdot Z_C \quad (2.15)$$

Se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{I \cdot (R + Z_L + Z_C)}{I \cdot Z_C} = \frac{R + Z_L + Z_C}{Z_C} \quad (2.16)$$

Se pasa al dominio de s :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R + L \cdot s + \frac{1}{C \cdot s}}{\frac{1}{C \cdot s}} = \frac{\frac{1}{C \cdot s}}{\frac{R \cdot C \cdot s + L \cdot C \cdot s^2 + 1}{C \cdot s}} = \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1} \quad (2.17)$$

Finalmente, se divide entre $L \cdot C$:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{L \cdot C}}{s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.18)$$

Una vez que se ha obtenido la función de transferencia en función de los valores de R , L y C , se igualan términos de la ecuación (2.18) a la expresión general de un sistema de segundo orden en el dominio de s . El objetivo es obtener el valor de R necesario para obtener una respuesta temporal sobreamortiguada ($\xi = 1$).

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (2.19)$$

Se igualan los términos de la función de transferencia normalizada de (2.18) con los de la expresión general de un sistema de segundo orden (2.19):

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad (2.20)$$

$$2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{R}{L} \quad (2.21)$$

Despejando R y sustituyendo (2.20) en (2.21):

$$R = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot L = 2 \cdot \xi \cdot L \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.22)$$

Finalmente, se obtiene:

$$R = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.23)$$

Donde:

- $\xi \rightarrow$ Coeficiente de amortiguamiento.
- $L \rightarrow$ Inductancia parásita.
- $C \rightarrow$ Capacidad parásita.

En este caso, a la inductancia se le asigna un valor estimado de 3 *nH* según [8]. Sin embargo, es imprescindible reasignar este valor tras la medición del valor de inductancia real de la pista de la *PCI* final ya que depende de la morfología de estas. Por otro lado, el valor de la capacidad será el C_{iss} de la hoja de datos del fabricante del *MOSFET*.

El valor de resistencia final que debe haber en el circuito de puerta del *MOSFET* para una respuesta temporal sobreamortiguada se obtiene sustituyendo valores en la ecuación (2.23):

$$R = 2 \cdot \xi \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = 2 \cdot 1 \cdot \sqrt{\frac{3 \text{ nH}}{382 \text{ pF}}} = 5,6 \Omega \quad (2.24)$$

De este modo, la suma de las resistencias del circuito de puerta de *MOSFET* debe ser igual a **5,6 Ω** para obtener una respuesta temporal sobreamortiguada.

En la Figura 2.19 se muestra la respuesta temporal de la tensión de puerta del modelo simplificado mostrado en la Figura 2.17 para diferentes valores de R . Se puede observar que un valor demasiado bajo de R provoca oscilaciones no deseadas y, un valor demasiado alto, ralentiza la respuesta del sistema.

Las resistencias representadas por la resistencia del circuito de puerta son las siguientes:

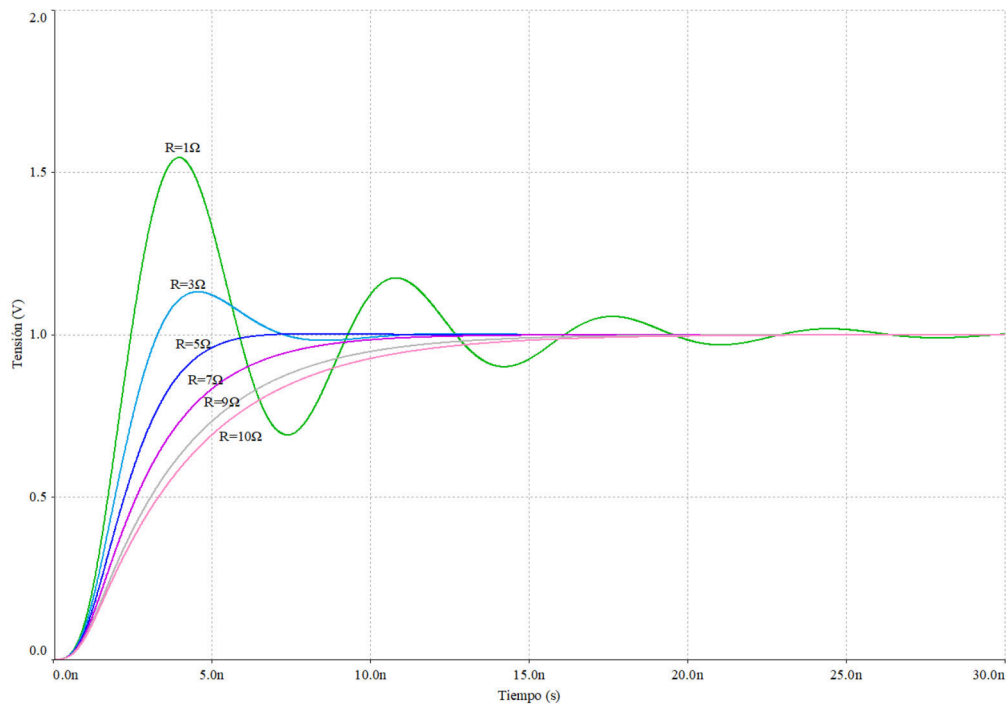


Figura 2.19: Respuesta temporal para diferentes valores de R . Simulación realizada con la herramienta *Multisim*.

- Resistencia de salida de controlador de puerta de *MOSFET*.
- Resistencia de pista de la *PCI* que conecta la salida del controlador de puerta y la puerta del *MOSFET*.
- Resistencia interna de puerta del *MOSFET*.
- Resistencia externa de puerta del *MOSFET*.

La **resistencia de salida del controlador** se debe a los dispositivos de conmutación internos del mismo. Se puede obtener dicho valor observando la hoja de datos del fabricante:

LO GATE DRIVER						
Low level output voltage	$I_{LO} = 100 \text{ mA}$	V_{LOL}		0.125		V
High level output voltage	$I_{LO} = -100 \text{ mA}, V_{LOH} = V_{CC}$ $-V_{LO}$	V_{LOH}		0.150		V
HO GATE DRIVER						
Low level output voltage	$I_{HO} = 100 \text{ mA}$	V_{HOL}		0.125		V
High level output voltage	$I_{HO} = -100 \text{ mA}, V_{HOH} = V_{HB}$ $-V_{HO}$	V_{HOH}		0.150		V

Figura 2.20: Características de salida del controlador de puerta *NCP51530*

Se puede observar que tanto el lado alto como el lado bajo tienen las mismas características de salida. Por otro lado, si se observa el diagrama de bloques interno de la Figura 2.9 se confirma que la tensiones indicadas en la Figura 2.20 corresponden a la caída de tensión de los dispositivos de conmutación internos del controlador. A continuación, se obtiene resistencia de salida para el nivel alto y el bajo.

Resistencia de salida con nivel alto a la salida:

$$R_{out_H} = \frac{0,150 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 1,5 \Omega \quad (2.25)$$

Resistencia de salida con nivel bajo a la salida:

$$R_{out_L} = \frac{0,125 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 1,25 \Omega \quad (2.26)$$

La **resistencia de la pista** de la *PCI* se considera nula para los cálculos iniciales.

La **resistencia interna de puerta** del *MOSFET IRLML0030* se obtiene de la hoja de datos del mismo. En la Figura 2.10 se observa que este valor es igual a **2,3 Ω** .

La **resistencia externa de puerta** es la que se debe añadir para alcanzar el valor de resistencia total calculado para obtener una respuesta temporal sobreamortiguada.

Resistencias implicadas para un nivel alto en la salida del controlador:

$$R_{gate_H} = R_{out_H} + R_{trace} + R_{G_{int}} + R_{G_{ext_H}} \quad (2.27)$$

Se despeja la resistencia externa $R_{G_{extH}}$:

$$\begin{aligned}
 R_{G_{extH}} &= R_{gateH} - (R_{outH} + R_{trace} + R_{G_{int}}) = \\
 &= 5,6 \, \Omega - (1,5 \, \Omega + \cancel{R_{trace}} + 2,3 \, \Omega) = \\
 &= 1,8 \, \Omega
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

Resistencias implicadas para un nivel bajo en el controlador:

$$R_{gateL} = R_{outL} + R_{trace} + R_{G_{int}} + R_{G_{extL}} \tag{2.29}$$

Se despeja la resistencia externa $R_{G_{extL}}$:

$$\begin{aligned}
 R_{G_{extL}} &= R_{gateL} - (R_{outH} + R_{trace} + R_{G_{int}}) = \\
 &= 5,6 \, \Omega - (1,25 \, \Omega + \cancel{R_{trace}} + 2,3 \, \Omega) = \\
 &= 2,05 \, \Omega
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Las resistencias externas calculadas anteriormente se han obtenido para lograr una respuesta temporal de la tensión de puerta sobreamortiguada. Sin embargo, la respuesta temporal de la tensión en el apagado conviene que sea más rápida para evitar el solapamiento de encendido entre los *MOSFETs* de lado alto y bajo de una misma rama. En su funcionamiento normal, estos se encienden alternativamente con un tiempo muerto entre el apagado de un dispositivo y el encendido del otro. Cuando el dispositivo del lado bajo se apaga y, después de que pase el tiempo muerto, el del lado alto se enciende y el nodo *HB* pasa de $0 \, V$ a V_{BUS} , lo que genera un cambio brusco de tensión en el drenador del dispositivo del lado bajo.

Debido al condensador parásito C_{GD} , hará que fluya una corriente por el mismo y por la resistencia de puerta. Cuanto mayor sea la resistencia mayor será la tensión de puerta inducida y, por tanto, podría llegar a producirse el encendido del dispositivo de conmutación

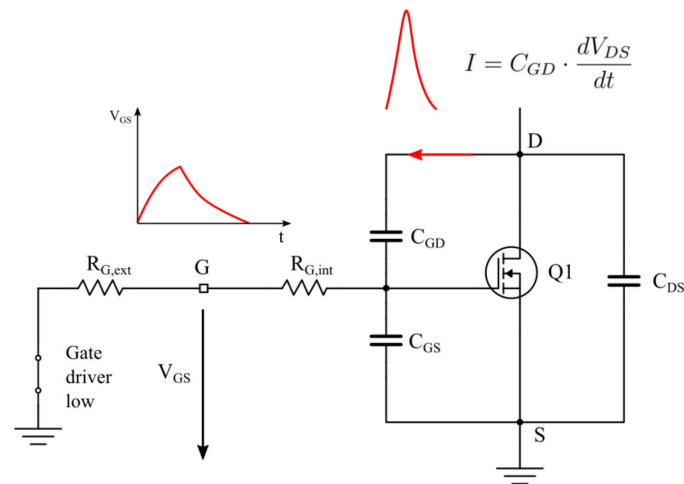


Figura 2.21: Efectos transitorios en la conmutación del dispositivo de lado bajo.

del lado bajo. Una de las formas de solucionarlo es reducir la resistencia de puerta en el apagado para que la tensión inducida sea menor evitando, así, esta situación [9].

Para poder hacer uso de diferentes resistencias de puerta externas para el encendido y para el apagado es necesario la incorporación de un diodo adicional tal y como se muestra a continuación:

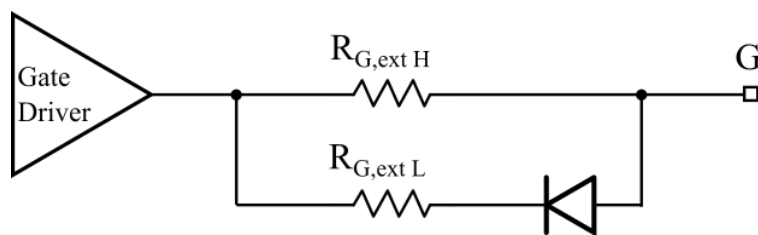


Figura 2.22: Esquema para hacer uso de diferentes resistencias de puerta para el encendido y apagado del *MOSFET*

De este modo, la resistencia de apagado debe ser menor que la de encendido, por lo que en este caso se le dará un valor de 1Ω para que se cumpla la condición $R_{G_{extL}} < R_{G_{extH}}$

Es importante destacar que los valores de resistencia externa de puerta se deben ajustar una vez que se realizan mediciones con la *PCI* final.

2.4.3. Circuito de retraso del flanco ascendente para las señales de control.

Al comienzo de la descripción del circuito inversor, se muestra el esquema simplificado del mismo (Figura 2.1) así como el principio de funcionamiento. Es necesario recordar que, para obtener la señal alterna, es necesario activar simultáneamente los dispositivos de conmutación Q1 y Q2 y, posteriormente, Q3 y Q4. El solapamiento entre ambos estados provoca un cortocircuito y, por tanto, no es tolerable.

En este apartado se describe el circuito propuesto para el retraso del flanco ascendente [10] de las señales de control entrantes a los controladores de puerta de *MOSFET*.

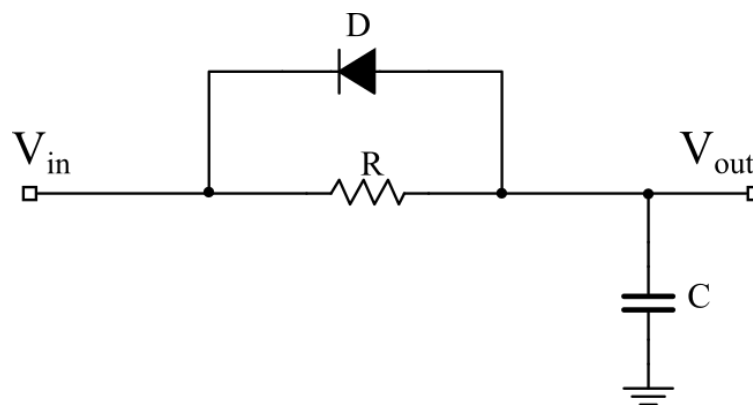


Figura 2.23: Circuito para el retraso del flanco ascendente de una señal.

Retrasando el flanco ascendente de las señales de control se asegura que la desactivación tiene un efecto anterior en los dispositivos de conmutación.

En la Figura 2.23 se muestra el circuito propuesto: la forma de onda de la señal de salida corresponde a la forma de onda de carga de un condensador por medio de una resistencia. Cuando sucede un flanco descendente el condensador se descarga rápidamente a través del diodo.

Para dimensionar el circuito se debe determinar el tiempo de retraso requerido de la señal ascendente. Por lo que es necesario conocer las características de entrada del controlador de puerta.

INPUT SECTION

Input rising threshold		V_{HIT}	2.3	2.7	3.1	V
Input falling threshold		V_{LIT}	1	1.4	1.8	V
Input voltage Hysteresis		V_{IHYS}		1.3		V
Input pulldown resistance	$V_{XIN} = 5 \text{ V}$	R_{IN}	100	175	250	k Ω

Figura 2.24: Características de entrada del controlador de puerta *NCP51530*

Se aplica un retraso del flanco ascendente de **50 ns** por representar un **1 %** del semiperiodo para una señal de control de 100 kHz.

Ecuación de la tensión de condensador en función del tiempo:

$$V_c(t) = V_\infty - (V_\infty - V_{inicial}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.31)$$

Donde:

- $V_c(t)$ → Tensión del condensador en función del tiempo.
- V_∞ → Tensión del condensador que alcanzaría en un tiempo 'infinito'. Tensión de entrada aplicada.
- $V_{inicial}$ → Tensión inicial del condensador.
- τ → Constante de tiempo $R \cdot C$.

Se despeja τ ya que el resto de variables son conocidas.

$$\tau = -\frac{t}{\ln\left(\frac{V_\infty - V_c(t)}{V_\infty - V_{inicial}}\right)} \quad (2.32)$$

De la hoja de datos del controlador (Figura 2.24) se obtiene el umbral de la tensión para flanco ascendente V_{HIT} . La tensión que se tendrá en cuenta será el umbral mínimo para que el retraso de la señal tenga como valor mínimo 50 ns. La tensión aplicada en la entrada del controlador se supone de 3,3 V por ser un valor común entre microcontroladores.

Se sustituyen valores en la Ecuación (2.32):

$$\tau = -\frac{50 \text{ ns}}{\ln\left(\frac{3,3 \text{ V} - 2,3 \text{ V}}{3,3 \text{ V} - 0 \text{ V}}\right)} = 41,88 \cdot 10^{-9} \quad (2.33)$$

Cualquier valor de $R \cdot C$ que de como resultado el valor obtenido, es válido.

Por ejemplo, si se escoge un condensador de valor $2,2 \text{ nF}$ y resistencia de 22Ω :

$$\tau = R \cdot C = 22 \Omega \cdot 2,2 \text{ nF} = 48,4 \cdot 10^{-9} \quad (2.34)$$

Con los valores escogidos, el tiempo de retraso del flanco ascendente es de **58 ns** aproximadamente.

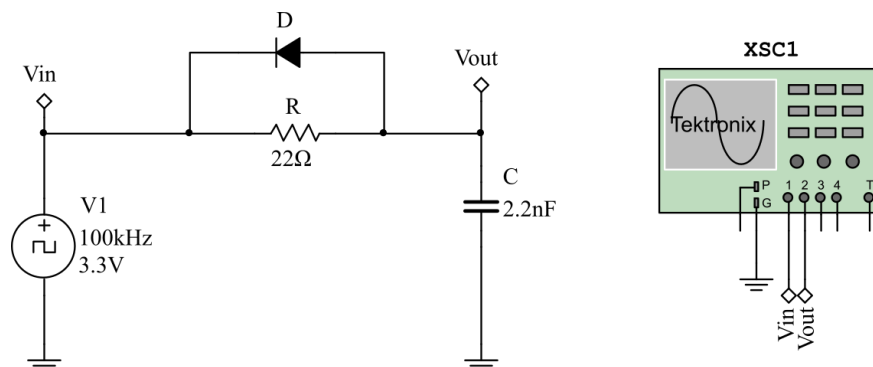
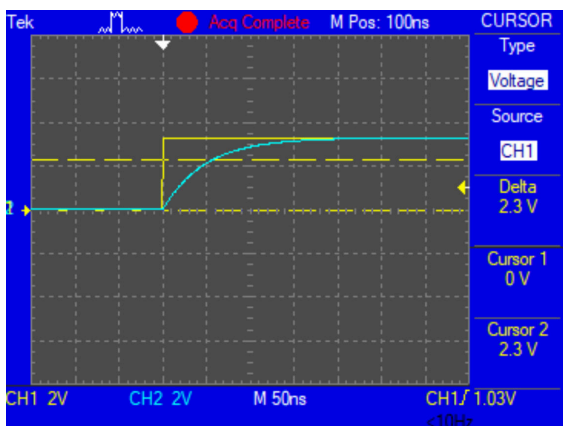
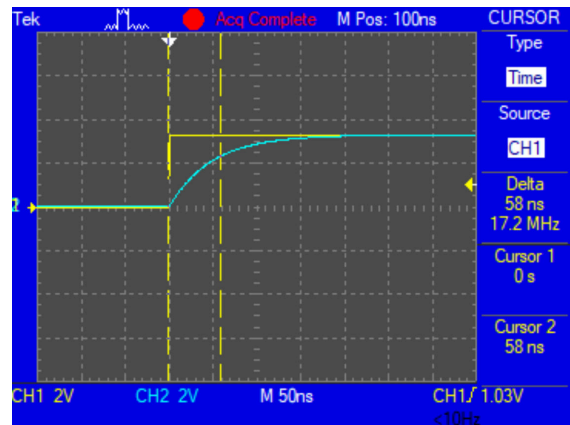


Figura 2.25: Circuito para el retraso del flanco ascendente. Herramienta *Multisim*



(a) Cursores indican tensión.



(b) Cursores indican tiempo.

Figura 2.26: Señal de entrada en amarillo y azul señal del condensador.

Capítulo 3

Acoplamiento magnético

Son numerosos los métodos y circuitos existentes para la transmisión de energía eléctrica de forma inalámbrica. Sin embargo, todos comparten una característica común y se trata del uso de una señal eléctrica alterna para lograr la transmisión de energía. Este documento se centra en el acoplamiento magnético con circuitos resonantes como forma de transmisión de energía. Dicha elección no es arbitraria sino que se debe a que es un método común y con el que se pueden obtener rendimientos elevados en determinadas condiciones.

Dentro del acoplamiento magnético como método existen, a su vez, multitud de topologías de circuitos para su implementación [11]. A continuación, se presentan las topologías básicas:

- Serie-Serie (S-S).
- Serie-Paralelo (S-P).
- Paralelo-Serie (P-S).
- Paralelo-Paralelo (P-P).

La diferencia existente entre cada una de las topologías es el tipo de resonancia que se da en el circuito primario (transmisor) y en el secundario (receptor), respectivamente.

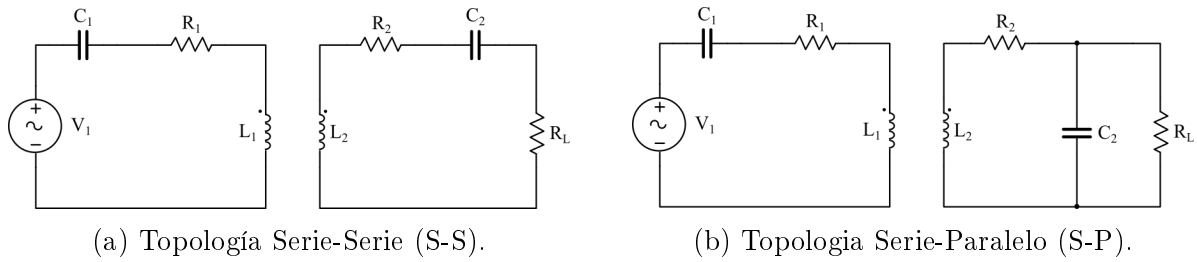


Figura 3.1: Topologías excitadas con fuente de tensión.

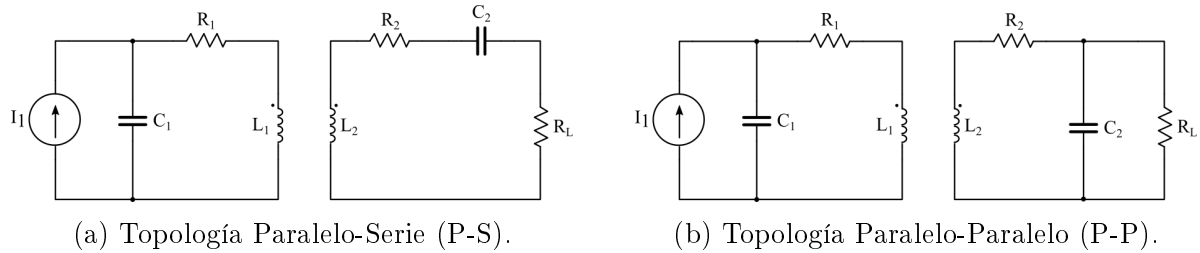


Figura 3.2: Topologías excitadas con fuente de corriente.

En la Figura 3.1 se muestran las topologías básicas en las que el primario se basa en la resonancia serie y, por tanto, es necesario el uso de fuente de tensión para el correcto funcionamiento del circuito.

Por otro lado, en la Figura 3.2 se muestran las topologías básicas en las que el primario se basa en la resonancia paralela y es necesario el uso de fuente de corriente para el correcto funcionamiento del circuito.

De las topologías básicas presentadas, se desarrollan en este trabajo las topologías (S-S) y (S-P) ya que el inversor diseñado es equivalente a una fuente de tensión alterna.

3.1. Resonancia serie y paralela.

En este apartado se realiza una breve presentación de los circuitos de resonancia serie y paralela.

Resonancia serie: La resonancia en un circuito RLC serie ocurre cuando las reactancias inductivas y capacitivas son iguales en magnitud, resultando en una impedancia puramente

resistiva. Es decir, que la parte compleja de la impedancia equivalente del circuito es nula.

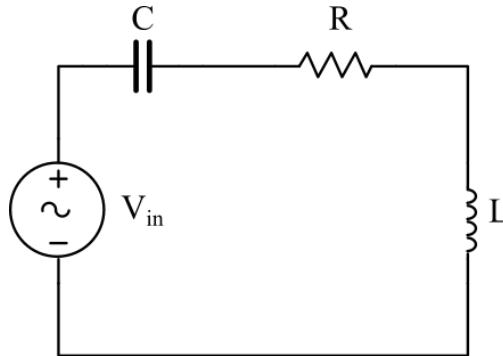


Figura 3.3: Circuito RLC serie.

Para su análisis se parte del circuito de la Figura 3.3. El objetivo es obtener la frecuencia para la cual la parte imaginaria de la impedancia equivalente de entrada es nula en función de los valores de C y L.

La impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (3.1)$$

Separando la parte real de la compleja:

$$Z_{in} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (3.2)$$

La resonancia sucede cuando la parte imaginaria de la impedancia equivalente es igual a cero.

$$\mathcal{I}_m(Z_{in}) = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad (3.3)$$

La frecuencia a la cual la parte imaginaria se hace cero se denomina frecuencia de resonancia ω_0

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad \rightarrow \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad \rightarrow \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.4)$$

Despejando la frecuencia de resonancia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

Resonancia paralela: La resonancia paralela en un circuito RLC se basa en el mismo principio que la resonancia serie. En el caso de la resonancia paralela, se analiza partiendo de la admitancia de entrada equivalente.

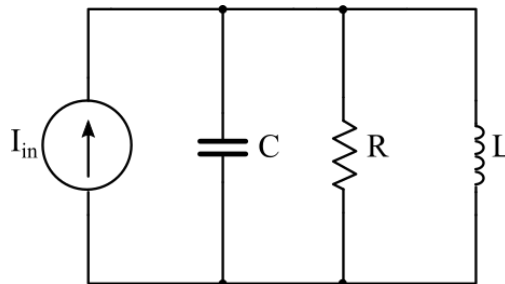


Figura 3.4: Circuito RLC paralelo.

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (3.6)$$

Separando la parte real de la compleja:

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (3.7)$$

La resonancia sucede cuando la parte imaginaria es cero:

$$\mathcal{I}_m(Y_{in}) = \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \quad (3.8)$$

La frecuencia a la cual la parte imaginaria se hace cero se denomina frecuencia de resonancia ω_0 .

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \quad \rightarrow \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad \rightarrow \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.9)$$

Despejando la frecuencia de resonancia:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.10)$$

Tal y como se puede comprobar, para ambos circuitos la expresión de la frecuencia de resonancia en función de los valores de L y C es la misma.

3.2. Topología Serie-Serie.

3.2.1. Análisis eléctrico.

En este apartado, se realiza el análisis del circuito de topología serie-serie.

En primer lugar, se muestra de nuevo el circuito en la Figura 3.5. La tensión de entrada se considera senoidal, así como la carga puramente resistiva R_L . La transmisión de energía eléctrica se realiza por medio de las bobina L_1 (transmisora) y L_2 (receptora). R_1 y R_2 representan las resistencias internas de las mismas. Por otro lado, los condensadores C_1 y C_2 se incluyen para lograr que el circuito primario y secundario resuenen a la frecuencia requerida que, en este caso, es de 100 kHz.

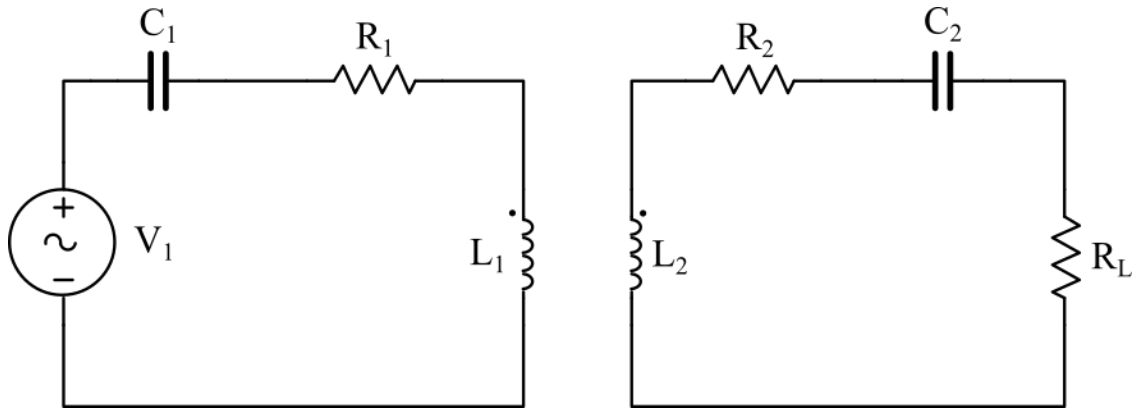


Figura 3.5: Topología Serie-Serie (S-S).

Para realizar el análisis eléctrico del circuito se parte de un modelo en T, en el que se incorpora una nueva inductancia L_m para tener en cuenta la inductancia mutua del acoplamiento.

Es necesario destacar que el valor de la inductancia mutua se define como:

$$L_m = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.11)$$

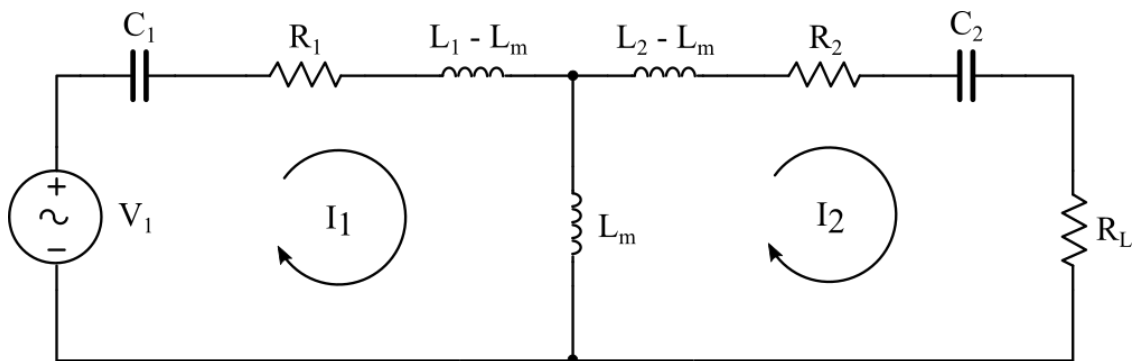


Figura 3.6: Modelo en T del circuito de topología (S-S).

Siendo k el coeficiente de acoplamiento cuyo valor está comprendido entre 0 y 1. Si toma valor 1, implica acoplamiento perfecto entre bobinas y 0 acoplamiento nulo. La variación de dicho parámetro depende del alineamiento, distancia, forma, etc. de las bobinas.

A continuación, se realiza el análisis eléctrico del esquema de la Figura 3.6. Aplicando la

Ley de Kirchhoff de mallas:

$$V_1 = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 - j\omega L_m + j\omega L_m) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \cdot I_2 \quad (3.12)$$

$$0 = -(j\omega L_m) \cdot I_1 + (j\omega L_m + j\omega L_2 - j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L) \cdot I_2 \quad (3.13)$$

Se quiere obtener la impedancia vista desde la entrada V_1/I_1 . Se despeja I_2 de la ecuación (3.13).

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L} \cdot I_1 \quad (3.14)$$

Finalmente, se sustituye en la ecuación (3.12):

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1) - (j\omega L_m) \cdot \frac{j\omega L_m}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L} \quad (3.15)$$

Por otro lado, es necesario destacar que el circuito puede tener varias frecuencias de resonancia. En el Anexo A se desarrolla la expresión para su obtención. Para obtener las raíces de ω :

$$\begin{aligned} &\omega^6(L_1 L_2^2 C_1 C_2^2 - L_m^2 L_2 C_1 C_2^2) + \omega^4(L_m^2 C_1 C_2 - L_2^2 C_2^2 + L_1 C_1 C_2^2 (R_2 + R_L)^2 - 2L_1 L_2 C_1 C_2) + \\ &+ \omega^2(L_1 C_1 - C_2^2 (R_2 + R_L)^2 + 2L_2 C_2) - 1 = 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Las raíces positivas y reales son frecuencias de resonancia del circuito.

3.2.2. Dimensionamiento del circuito

Una vez que se ha analizado el circuito y se han obtenido las expresiones necesarias para el estudio del mismo, se deben dimensionar los componentes, para lo que es necesario seleccionar la bobina transmisora y receptora y, posteriormente, calcular el valor de los condensadores.

	L	Q	R _{int}	Dim.(∅)	Fab.	Cód.
	μH	-	$m\Omega$	mm	-	-
Transmisora(Tx)	6,5	42	125	20,5	Würth Elektronik	760308101104
Receptora(Rx)	7,9	18	330	29	Würth Elektronik	760308102213

Tabla 3.1: Características de bobina transmisora y receptora.

Se obtiene el valor del condensador para que tanto el circuito primario como secundario resuene a **100 kHz**:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_0^2} \quad (3.17)$$

Valor del condensador del circuito primario:

$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 6,5 \mu H \cdot (100 kHz)^2} \approx 390 nF \quad (3.18)$$

Valor del condensador del circuito secundario:

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 7,9 \mu H \cdot (100 kHz)^2} \approx 320 nF \quad (3.19)$$

Finalmente, en la Figura 3.7 se muestra el circuito de topología SS con los valores de los componentes obtenidos.

3.2.3. Resultados analíticos. *MATLAB*

A continuación, se presentan los resultados de parámetros del circuito dimensionado. En la Figura 3.8 se representa la potencia de entrada del circuito frente a la frecuencia para diferentes valores de resistencia de carga R_L y para varios valores de k .

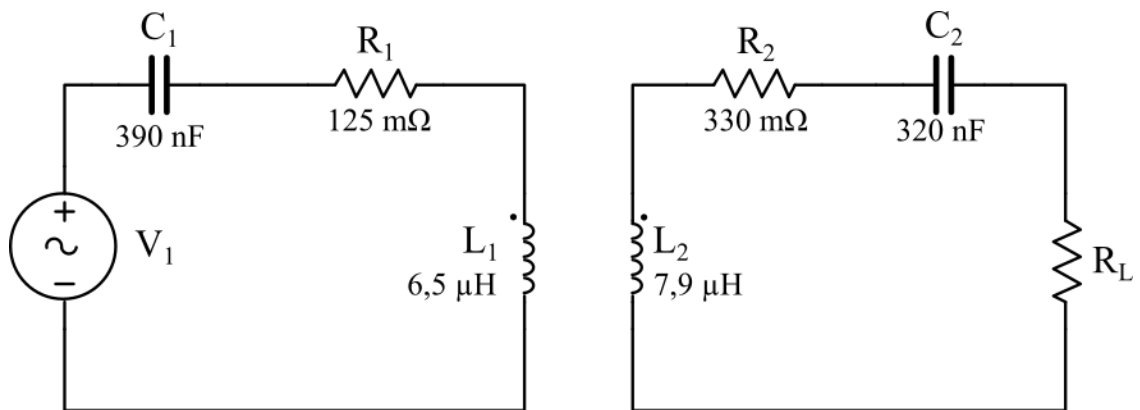
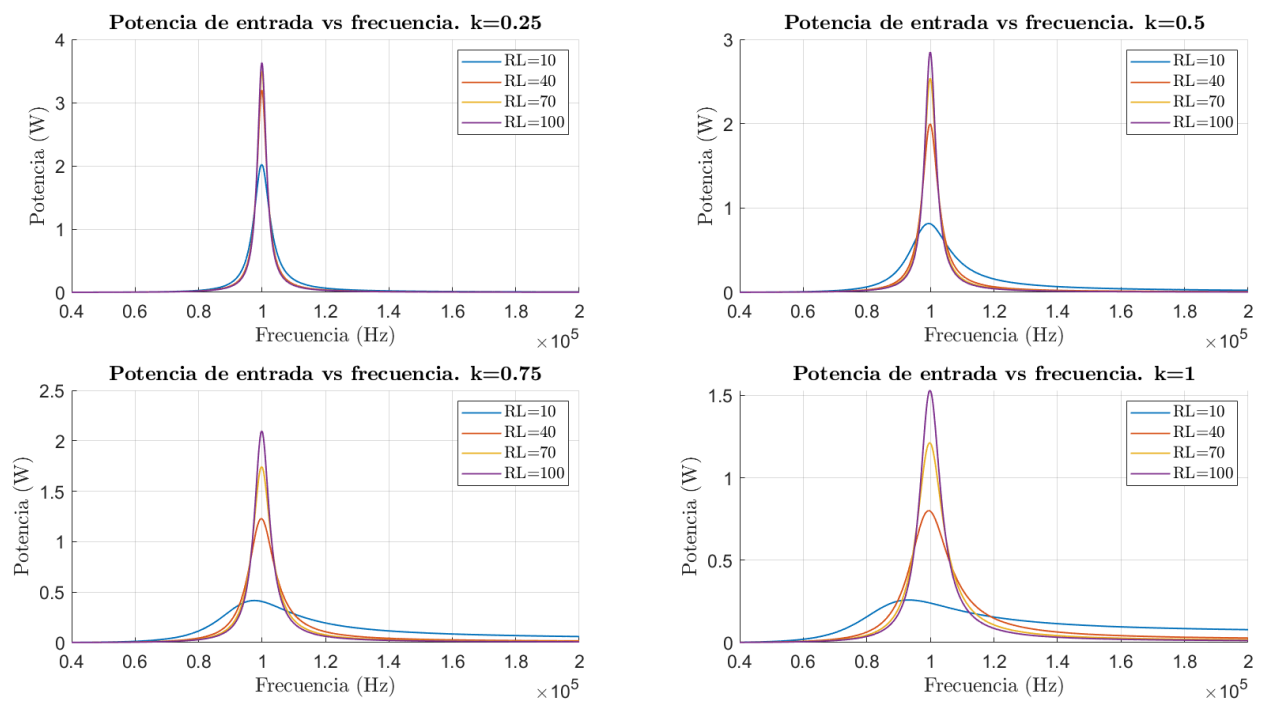


Figura 3.7: Circuito Serie-Serie (S-S). Dimensionado.

Figura 3.8: Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta *MATLAB*.

Por otro lado, en la Figura 3.9 se representa el rendimiento del circuito frente a la frecuencia para diferentes valores de resistencia de carga R_L y para varios valores de k .

$$\eta = \frac{P_{R_L}}{P_1} \quad (3.20)$$

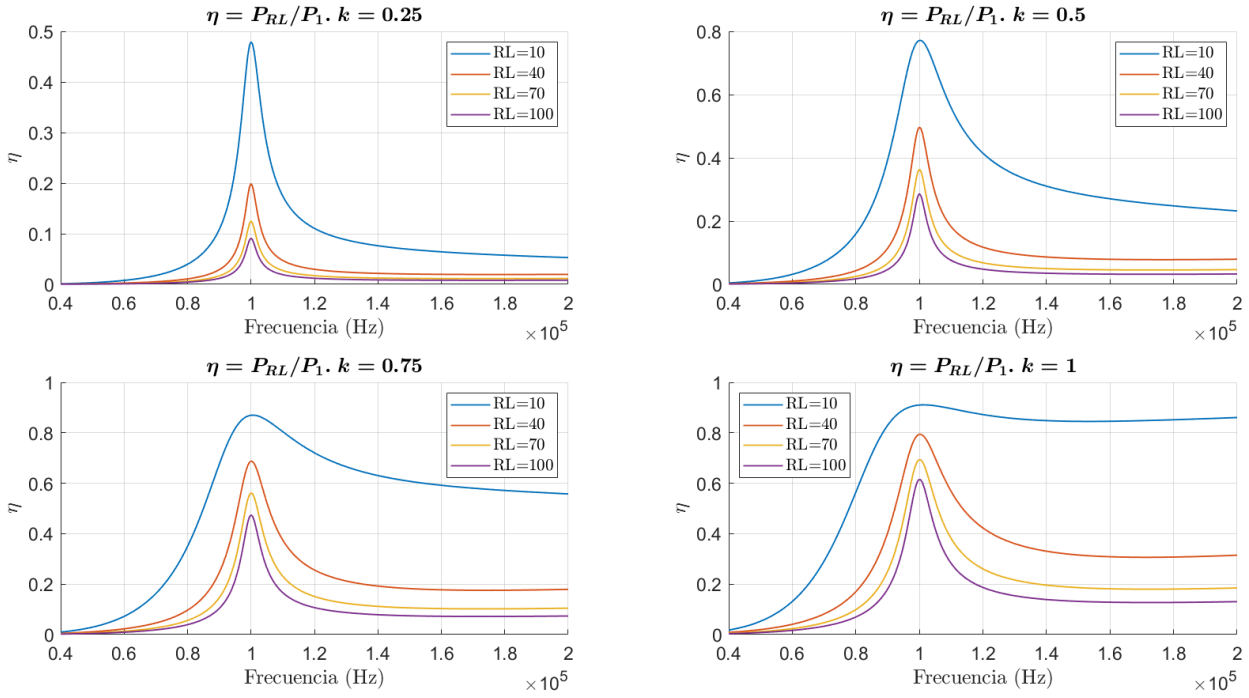


Figura 3.9: Rendimiento. $\eta = P_{R_L}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta *MATLAB*.

De las gráficas de potencia y rendimiento se observa que la máxima potencia consumida así como el máximo rendimiento se dan para la frecuencia de **100 kHz**, que es la frecuencia de resonancia del circuito para la cual se han dimensionado los componentes. También se han obtenido las raíces de la ecuación (3.16) para todos los valores del coeficiente de acoplamiento y resistencia de carga representados y, en todos los casos, la única solución real y positiva es de **100 kHz**.

Finalmente, en las Figuras 3.10 y 3.11 se muestran la ganancia de tensión e intensidad

frente al coeficiente de acoplamiento, respectivamente. Se muestran para diferentes valores de R_L

Ganancia de tensión:

$$AV = \frac{V_{RL}}{V_1} \quad (3.21)$$

Ganancia de intensidad:

$$AI = \frac{I_{RL}}{V_1} \quad (3.22)$$

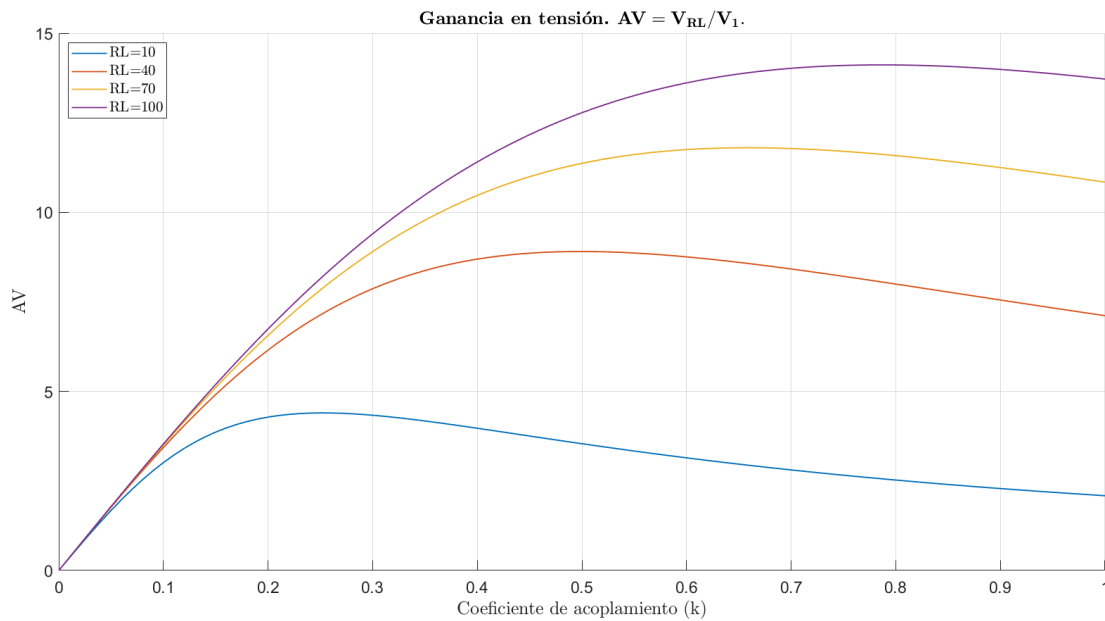


Figura 3.10: Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta *MATLAB*.

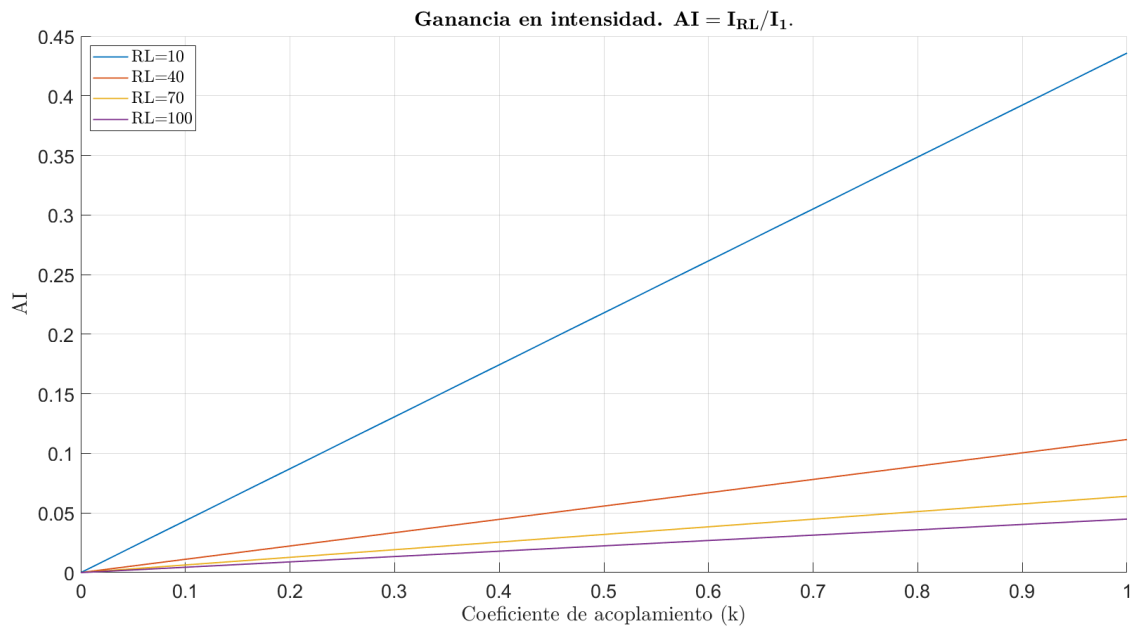


Figura 3.11: Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta *MATLAB*.

De los resultados obtenidos se llega a las siguientes conclusiones:

- Al aumentar el valor de la **resistencia de carga** (RL), aumenta la potencia entregada pero disminuye el rendimiento del circuito.
- La variación en el **coeficiente de acoplamiento** no tiene efecto notable en la frecuencia de resonancia pero sí en rendimiento. Un mejor acoplamiento de las bobinas implica un aumento del rendimiento del sistema.
- **Ganancia de tensión** elevada que habrá que tener en cuenta a la hora de realizar el control sobre el sistema.

3.2.4. Resultados simulación. *Multisim*

El circuito introducido en la herramienta *Multisim*, así como la configuración del acoplamiento magnético, es el mostrado en la Figura 3.12 y 3.13, respectivamente.

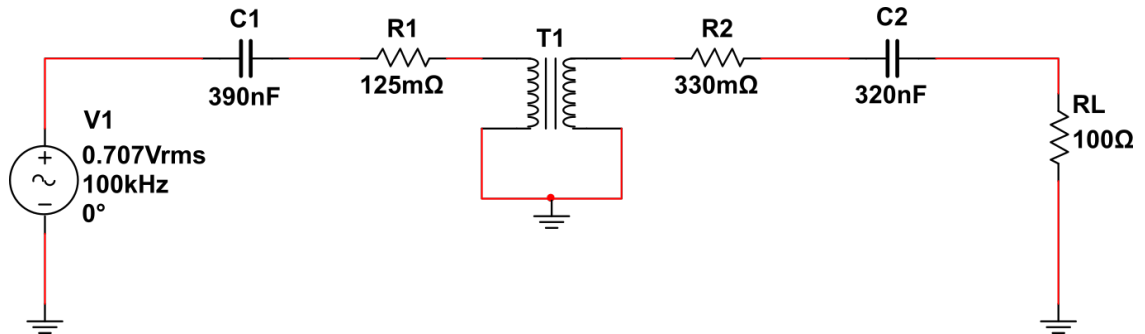


Figura 3.12: Circuito eléctrico.

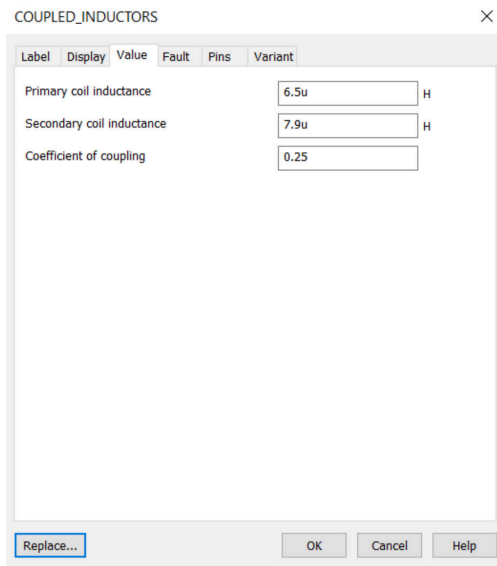


Figura 3.13: Configuración bobinas acopladas.

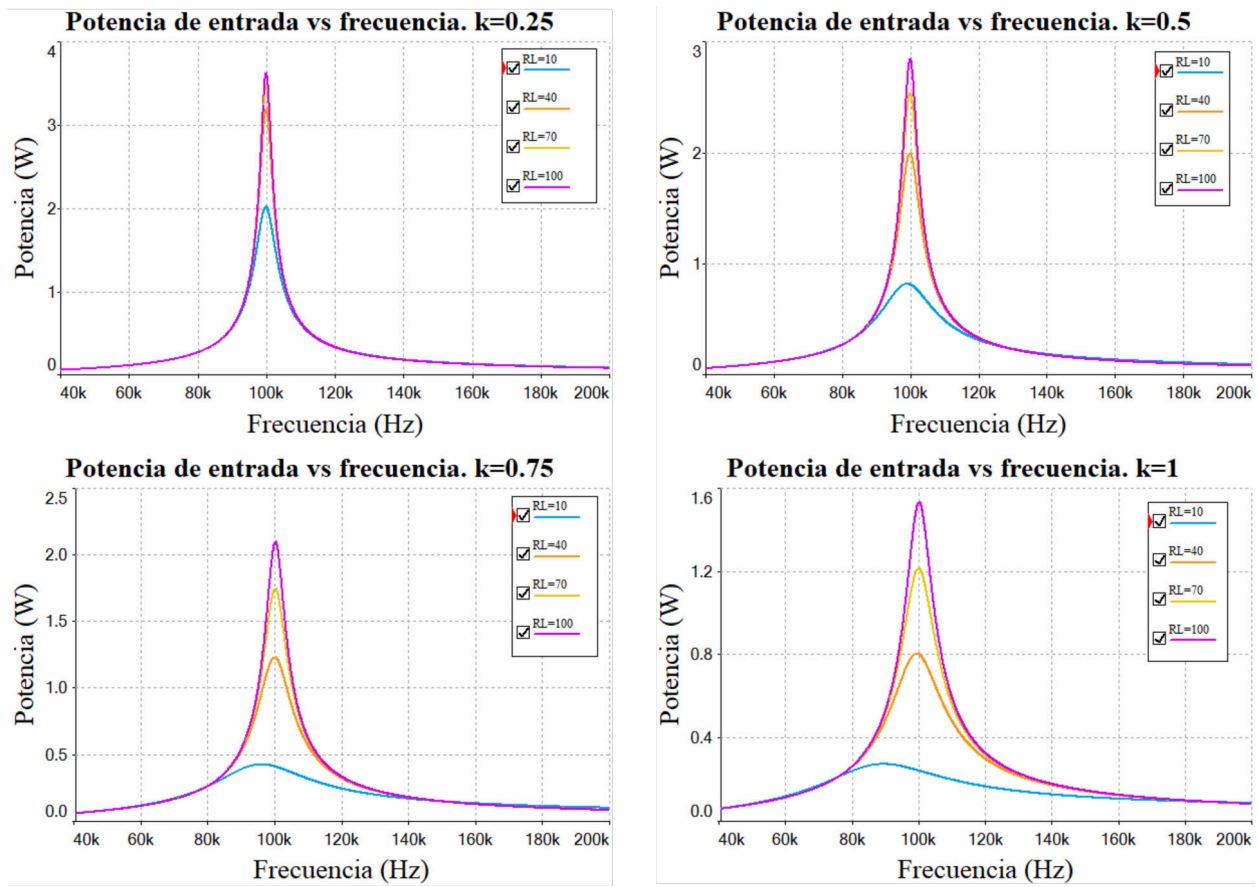


Figura 3.14: Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta *Multisim*.

A continuación, se presentan los mismos resultados obtenidos mediante simulación con la herramienta *Multisim*.

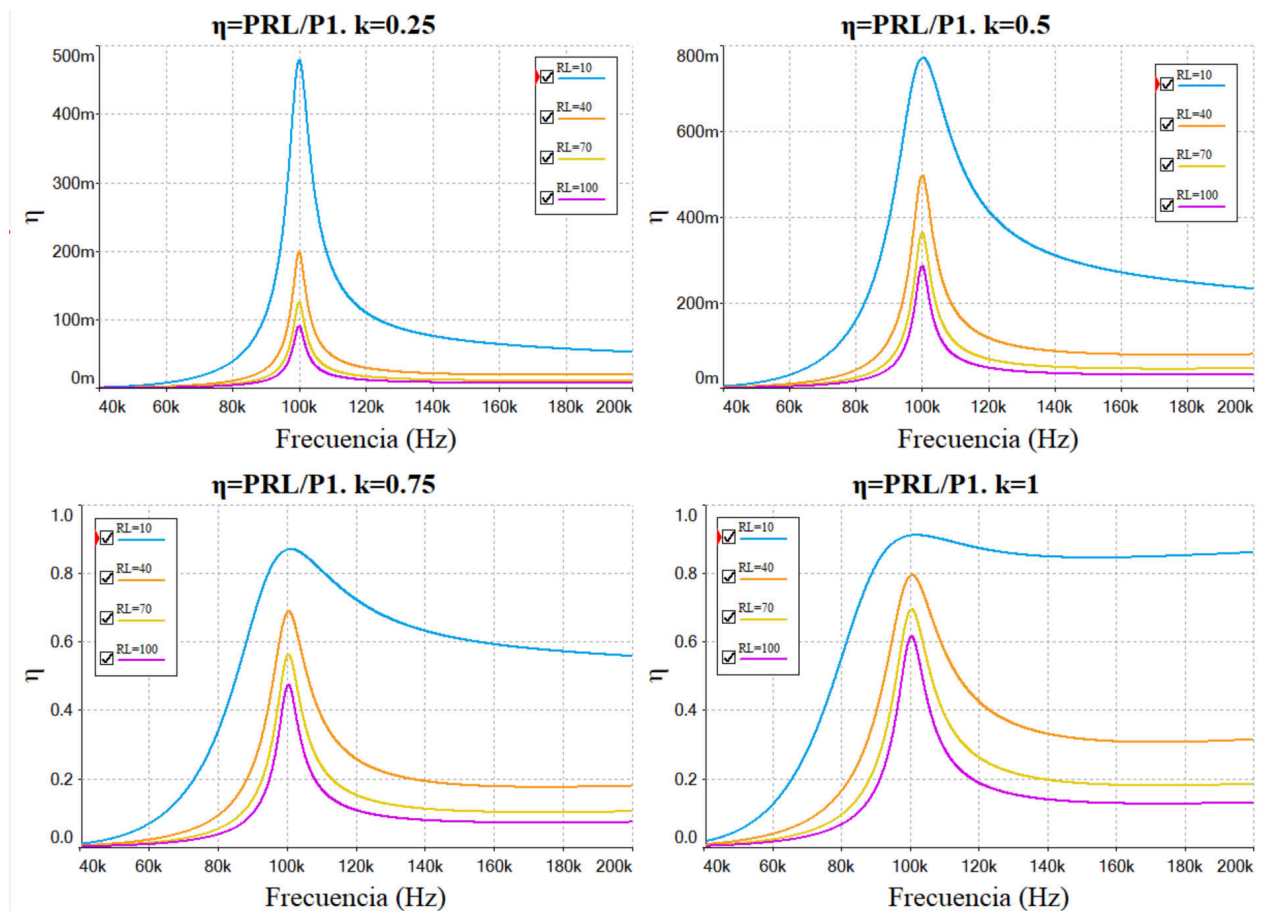


Figura 3.15: Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-S. Herramienta *Multisim*.

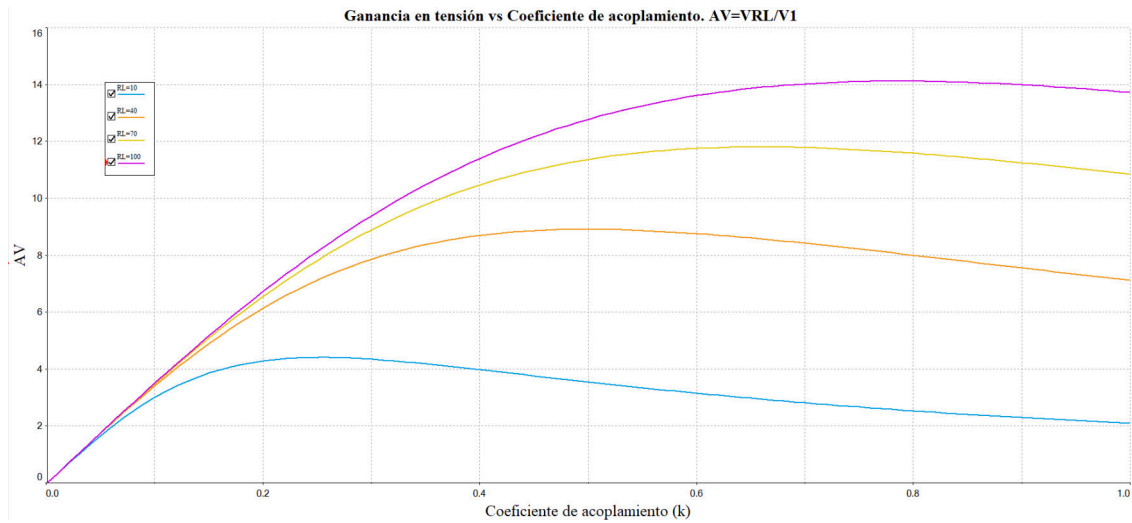


Figura 3.16: Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta *Multisim*.

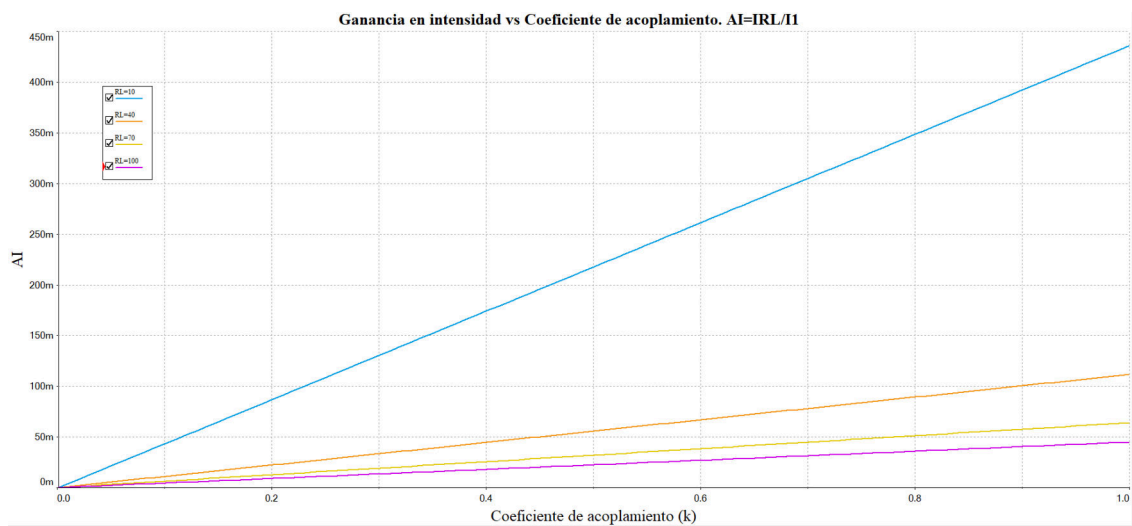


Figura 3.17: Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-S. Herramienta *Multisim*.

Tal y como se puede comprobar, los resultados obtenidos de forma analítica son los mismos a los obtenidos con la simulación. De este modo, se valida el estudio analítico realizado y presentado.

3.3. Topología Serie-Paralelo

3.3.1. Análisis eléctrico.

En este apartado, al igual que como se ha hecho con la topología anterior, se realiza el análisis del circuito de topología serie-paralelo. En primer lugar, se muestra el circuito en la Figura 3.18. La tensión de entrada se considera senoidal, así como la carga puramente resistiva R_L . La transmisión de energía eléctrica se realiza por medio de las bobinas L_1 (transmisora) y L_2 (receptora). Las resistencias R_1 y R_2 representan las resistencia interna de las mismas, respectivamente. Por otro lado, los condensadores C_1 y C_2 se incluyen para lograr que el circuito primario y secundario resuenen a la frecuencia necesaria que en este caso es de 100 kHz y, así, lograr la mayor transferencia de potencia del circuito a dicha frecuencia.

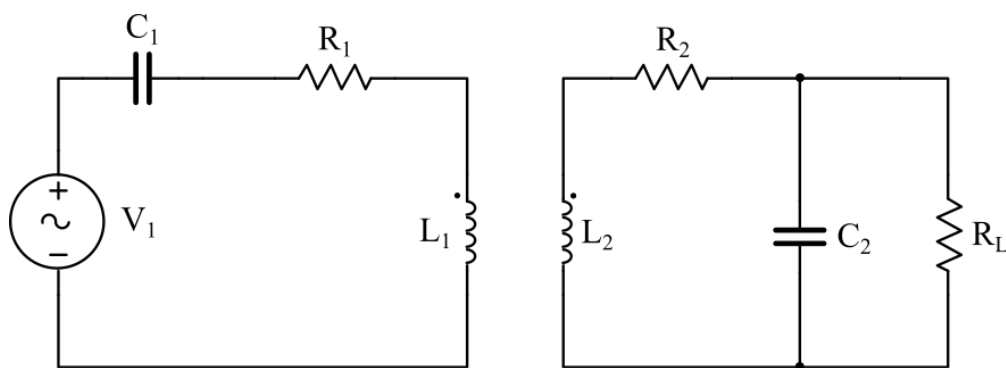


Figura 3.18: Topología Serie-Paralelo (S-P).

Para realizar el análisis eléctrico del circuito se parte de un modelo en T, en el que se incorpora una nueva inductancia L_m para tener en cuenta la inductancia mutua del acoplamiento.

$$L_m = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3.23)$$

Siendo k el coeficiente de acoplamiento cuyo valor está comprendido entre 0 y 1. Si toma valor 1, implica acoplamiento perfecto entre bobinas y si es 0, el acoplamiento es nulo. La variación de dicho parámetro depende del alineamiento, distancia, forma, etc. de las bobinas.

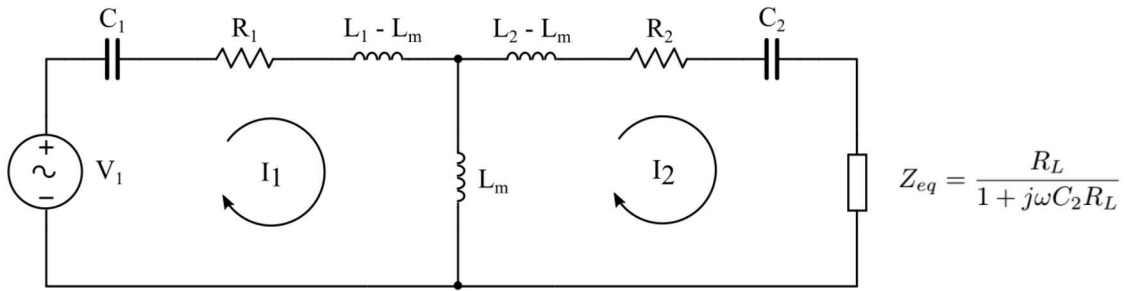


Figura 3.19: Modelo en T del circuito de topología (S-P).

A continuación, se realiza el análisis eléctrico del esquema de la Figura 3.19.

Aplicando la Ley de Kirchhoff de mallas:

$$V_1 = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 - j\omega L_m + j\omega L_m \right) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \cdot I_2 \quad (3.24)$$

$$0 = -(j\omega L_m) \cdot I_1 + \left(j\omega L_m + j\omega L_2 - j\omega L_m + R_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L} \right) \cdot I_2 \quad (3.25)$$

Se quiere obtener la impedancia vista desde la fuente V_1/I_1 . Se despeja I_2 de la expresión (3.25).

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} \cdot I_1 \quad (3.26)$$

Finalmente, se sustituye en la ecuación (3.24). Se obtiene V_1/I_1 :

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_L + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} \quad (3.27)$$

Por otro lado, es necesario destacar que el circuito puede tener varias frecuencias de resonancia. En el A se desarrolla la expresión de la impedancia de entrada para su obtención. La ecuación para obtener las raíces de ω es la siguiente:

$$\begin{aligned}
& \omega^6(L_1C_1R_L^2C_2^2L_2^2 - C_1L_m^2R_L^2C_2^2L_2) + \omega^4(-2R_2R_LC_1C_2L_1L_2 - 2L_1C_1R_L^2C_2L_2 + \\
& + L_1C_1R_2^2R_L^2C_2^2 + L_1C_1L_2^2 - 2L_1C_1R_2R_LC_2L_2 - R_L^2C_2^2L_2^2 + C_1L_m^2R_2R_LC_2 + \\
& + C_1L_m^2R_L^2C_2 - C_1L_m^2R_2R_LC_2 - C_1L_m^2L_2) + \omega^2(L_1C_1R_2^2 + L_1C_1R_L^2 - 2R_2R_LL_1C_1 + \\
& + 2R_2R_LC_2L_2 + 2R_L^2C_2L_2 - R_2^2R_L^2C_2^2 - L_2^2 + 2R_2R_LC_2L_2) - R_2^2 - R_L^2 + 2R_2R_L = 0
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Las raíces positivas y reales serán frecuencias de resonancia del circuito.

3.3.2. Dimensionamiento del circuito

Una vez analizado el circuito y obtenidas las expresiones necesarias para el estudio del mismo, se procede al dimensionamiento de sus componentes. Se utilizan las mismas bobinas que para la topología anterior. Las características de las mismas se encuentran en la Tabla 3.1.

Se obtiene el valor del condensador para que tanto el circuito primario como secundario resuene a **100 kHz**:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_0^2} \tag{3.29}$$

Valor del condensador del circuito primario:

$$C_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 6,5 \mu H \cdot (100 kHz)^2} \approx 390 nF \quad (3.30)$$

Valor del condensador del circuito secundario:

$$C_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 7,9 \mu H \cdot (100 kHz)^2} \approx 320 nF \quad (3.31)$$

Finalmente, en la Figura 3.20 se muestra el circuito de topología SP con los valores de los componentes obtenidos.

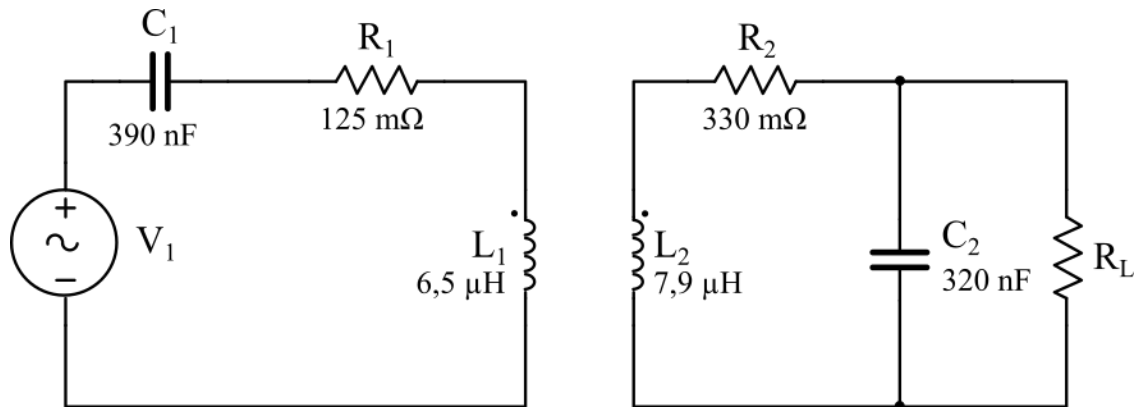


Figura 3.20: Circuito Serie-Paralelo (S-P). Dimensionado.

3.3.3. Resultados analíticos. *MATLAB*

En la Figura 3.21 se representa la potencia de entrada del circuito frente a la frecuencia para diferentes valores de resistencia de carga R_L y para varios valores de k .

Por otro lado, en la Figura 3.22 se representa el rendimiento del circuito frente a la frecuencia para diferentes valores de resistencia de carga R_L y para varios valores de k .

$$\eta = \frac{P_{R_L}}{P_1} \quad (3.32)$$

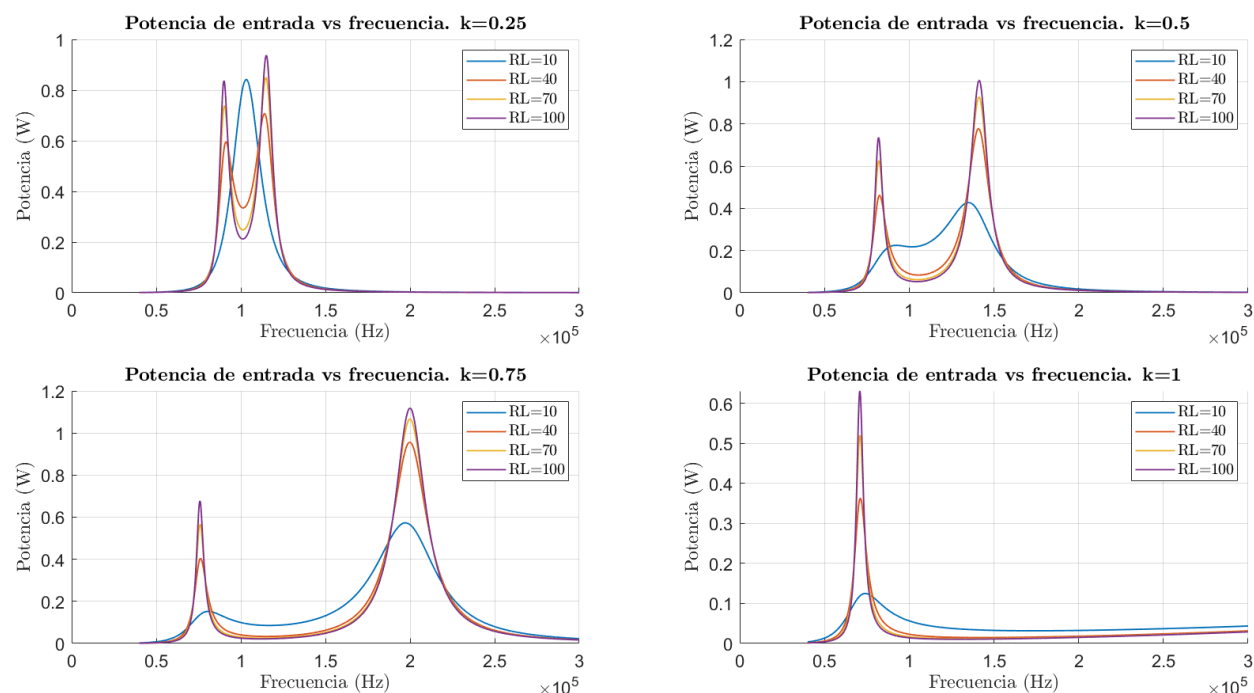


Figura 3.21: Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta *MATLAB*.

De las gráficas de potencia y rendimiento se observa que las máximas potencias consumidas así como los máximos rendimientos se dan para varias frecuencias. Se deduce que existen varias frecuencias de resonancias para este circuito. De este modo, se han obtenido las raíces de la ecuación (3.28) para todos los valores del coeficiente de acoplamiento y resistencia de carga representados. En la Tabla 3.2, se muestran las soluciones reales y positivas. Finalmente, en las Figuras 3.23 y 3.24 se muestran la ganancia de tensión e intensidad frente al coeficiente de acoplamiento, respectivamente.

Ganancia de tensión:

$$AV = \frac{V_{R_L}}{V_1} \quad (3.33)$$

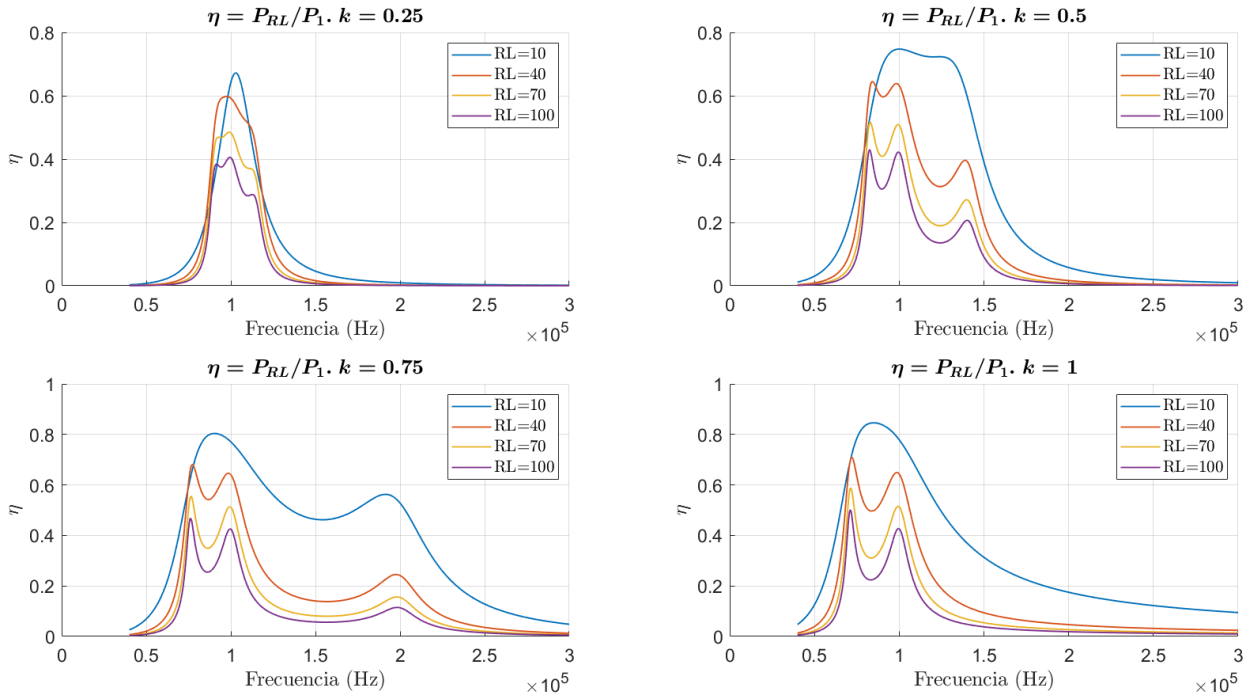


Figura 3.22: Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta *MATLAB*.

$k = 0, 25$	f_{01} (kHz)	f_{02} (kHz)	f_{03} (kHz)
$R_L = 10$	115	-	-
$R_L = 40$	119	100	87
$R_L = 70$	117	100	88
$R_L = 100$	117	100	88

$k = 0, 5$	f_{01} (kHz)	f_{02} (kHz)	f_{03} (kHz)
$R_L = 10$	144	-	-
$R_L = 40$	144	99	80
$R_L = 70$	143	100	81
$R_L = 100$	142	100	81

$k = 0, 75$	f_{01} (kHz)	f_{02} (kHz)	f_{03} (kHz)
$R_L = 10$	205	-	-
$R_L = 40$	202	99	75
$R_L = 70$	201	100	75
$R_L = 100$	201	100	75

$k = 1$	f_{01} (kHz)	f_{02} (kHz)	f_{03} (kHz)
$R_L = 10$	-	-	-
$R_L = 40$	99	70	-
$R_L = 70$	100	70	-
$R_L = 100$	100	70	-

Tabla 3.2: Frecuencias de resonancia. Variables k y R_L . Topología S-P.

Ganancia de intensidad:

$$AI = \frac{I_{RL}}{V_1} \quad (3.34)$$

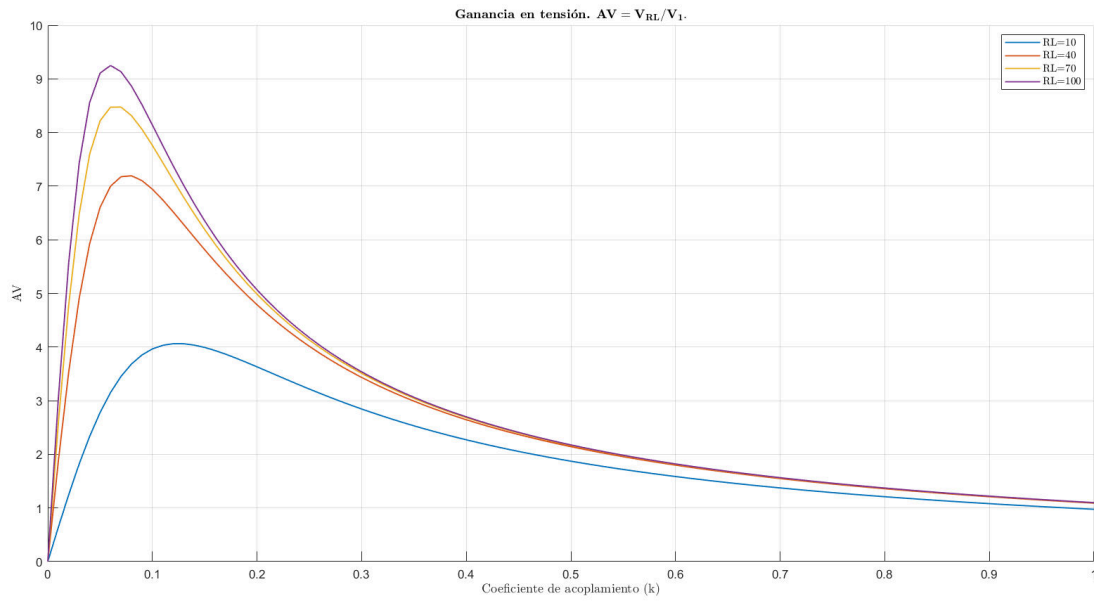


Figura 3.23: Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta *MATLAB*.

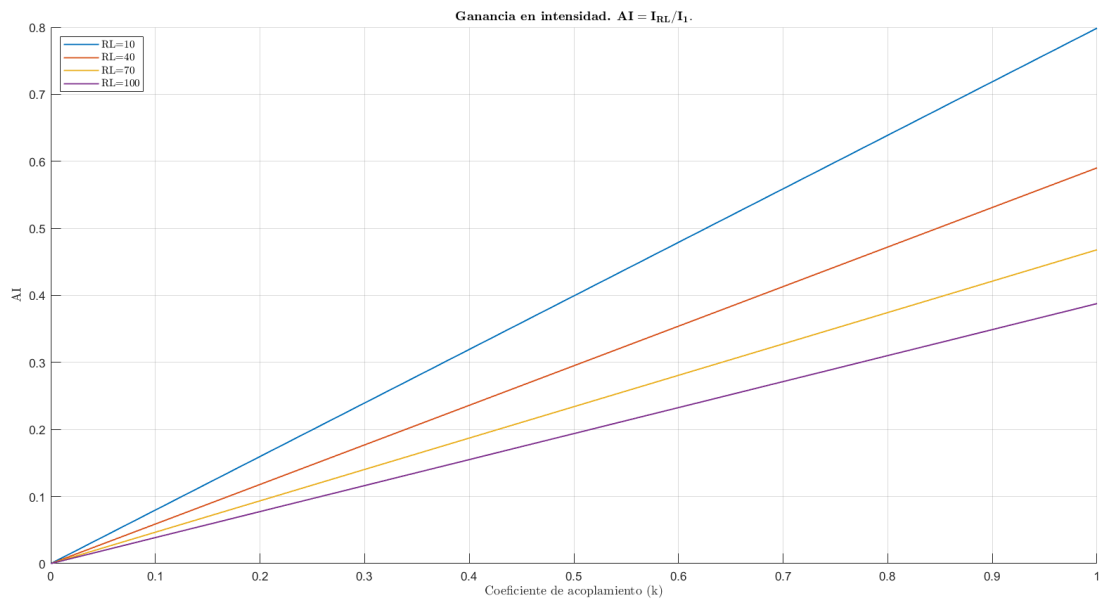


Figura 3.24: Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta *MATLAB*.

A través de los resultados obtenidos se llega a las siguientes conclusiones:

- Al aumentar el valor de la **resistencia de carga** (RL), aumenta la potencia entregada pero disminuye el rendimiento del circuito.
- La variación en el **coeficiente de acoplamiento** afecta notablemente a la frecuencia de resonancia del circuito y, por consiguiente, a la potencia entregada. El rendimiento no se ve apenas afectado por el coeficiente de acoplamiento de las bobinas.
- **Ganancia de tensión** tiende a ser unitario al aumentar el coeficiente de acoplamiento.

3.3.4. Resultados simulación. *Multisim*.

El circuito introducido en la herramienta *Multisim*, así como la configuración del acoplamiento magnético, es el mostrado en la Figura 3.25 y 3.26, respectivamente.

A continuación, se presentan los mismos resultados obtenidos mediante simulación con

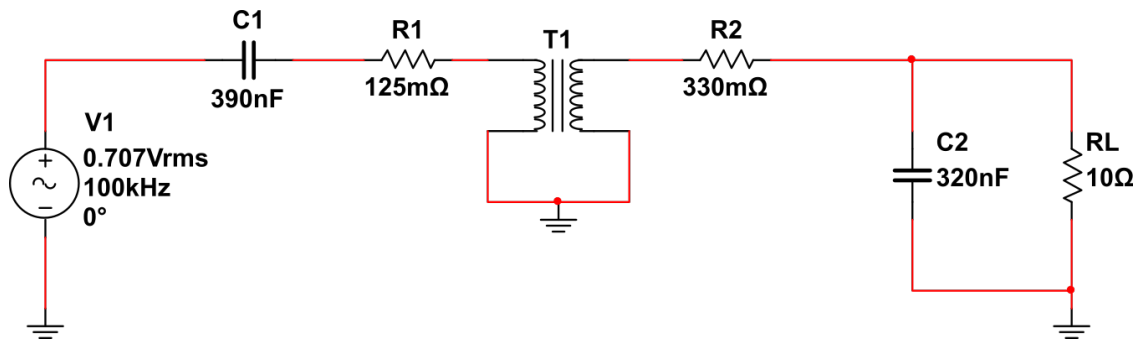


Figura 3.25: Circuito eléctrico. Topología S-P.

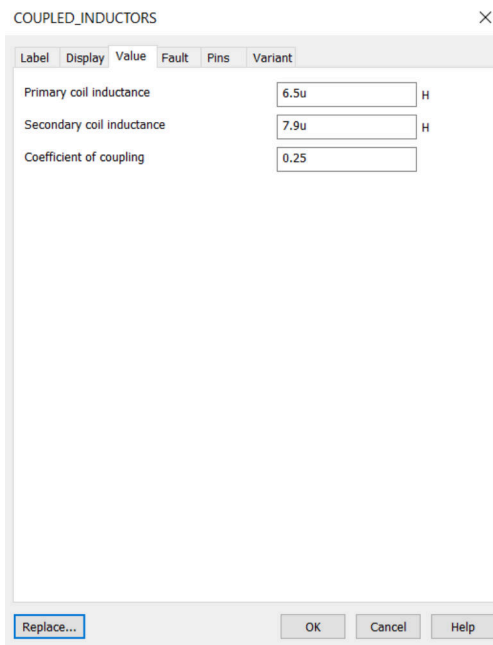


Figura 3.26: Configuración bobinas acopladas.

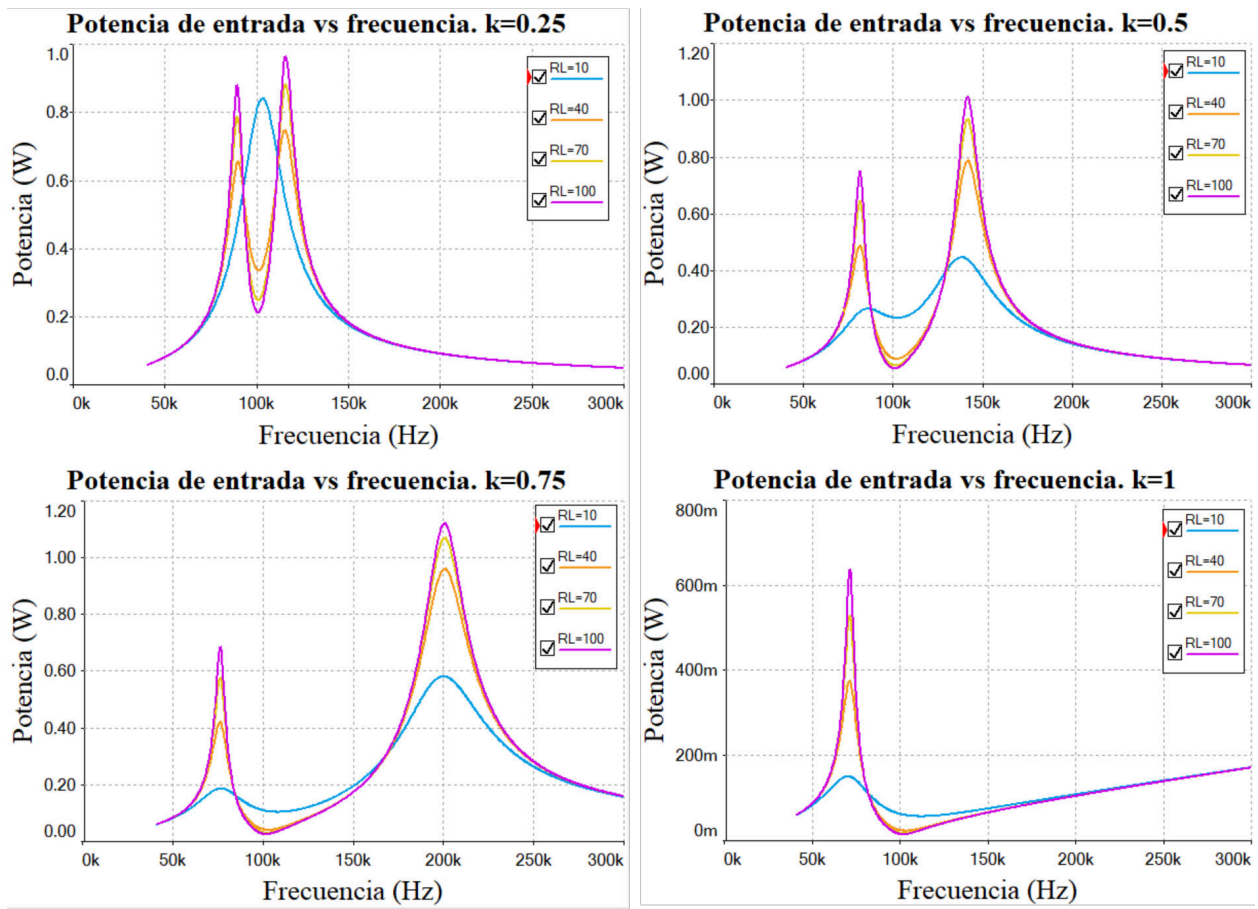


Figura 3.27: Potencia de entrada P_1 frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta *Multisim*.

la herramienta *Multisim*.

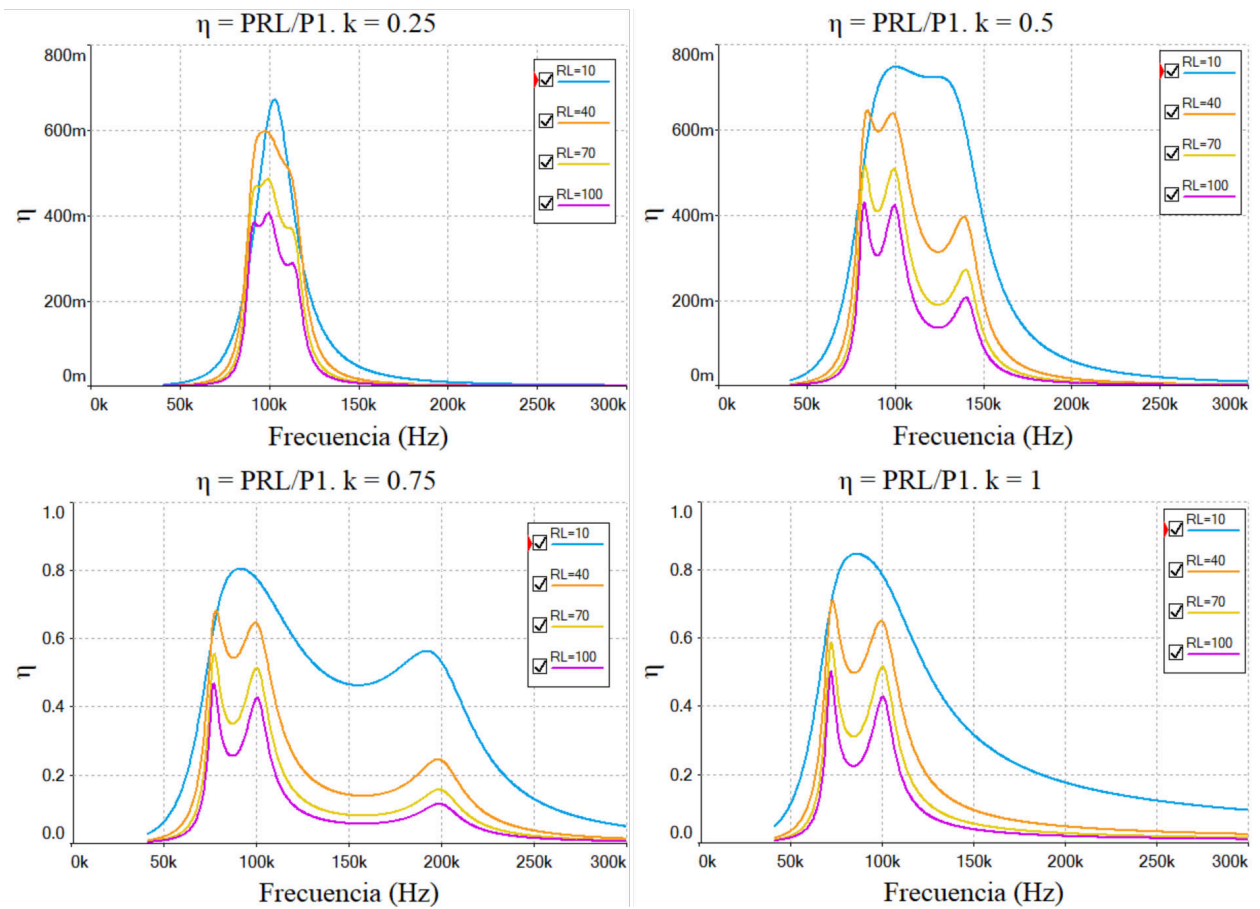


Figura 3.28: Rendimiento. $\eta = P_{RL}/P_1$ frente a frecuencia. k y R_L variables. Topología S-P. Herramienta *Multisim*.

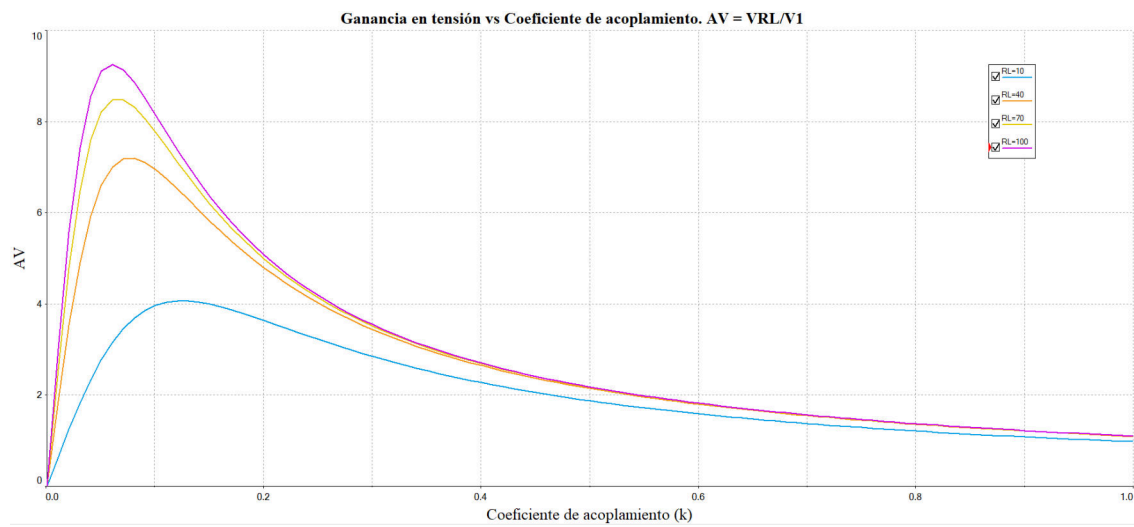


Figura 3.29: Ganancia en tensión. $AV = V_{RL}/V_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta *Multisim*.

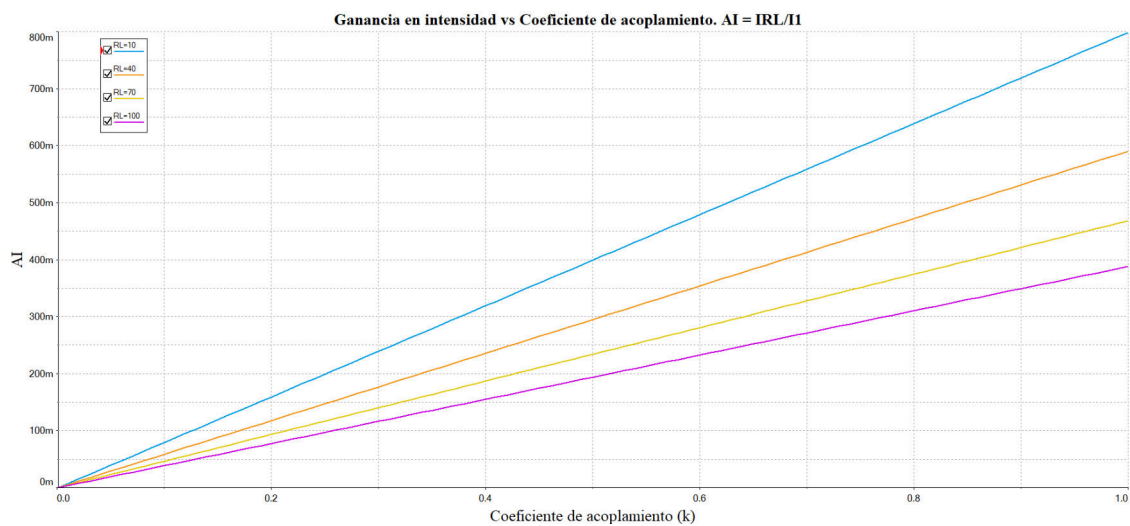


Figura 3.30: Ganancia en intensidad. $AI = I_{RL}/I_1$ frente coeficiente de acoplamiento k . R_L variable. Topología S-P. Herramienta *Multisim*.

Tal y como se puede comprobar, los resultados obtenidos de forma analítica son los mismos a los obtenidos con la simulación. De este modo, se valida el estudio analítico realizado y presentado.

Capítulo 4

Rectificador y filtro

La tensión inducida en la bobina receptora es alterna. Es por ello que se propone el uso de un circuito rectificador que, junto con un filtro de salida, logrará obtener una señal de salida continua similar a la que se obtendría de una fuente de tensión continua.

Hay multitud de técnicas y circuitos para rectificar una señal alterna [1]. En este caso, se ha optado por un **rectificador no controlado de onda completa** por su sencillez de implementación.

En la Figura 4.1 se muestra el circuito rectificador no controlado de onda completa propuesto.

Tal y como se puede observar en la Figura 4.2, los diodos $D1$ y $D2$ solo conducen cuando la tensión de entrada es positiva y, $D3$ y $D4$ cuando es negativa. Debido a la forma en la que se encuentran conectados los diodos con la carga, la tensión en la carga pasa a ser siempre positiva. Es necesario destacar que la reducción de la amplitud en la señal de salida se debe a la caída de tensión de los diodos cuando conducen.

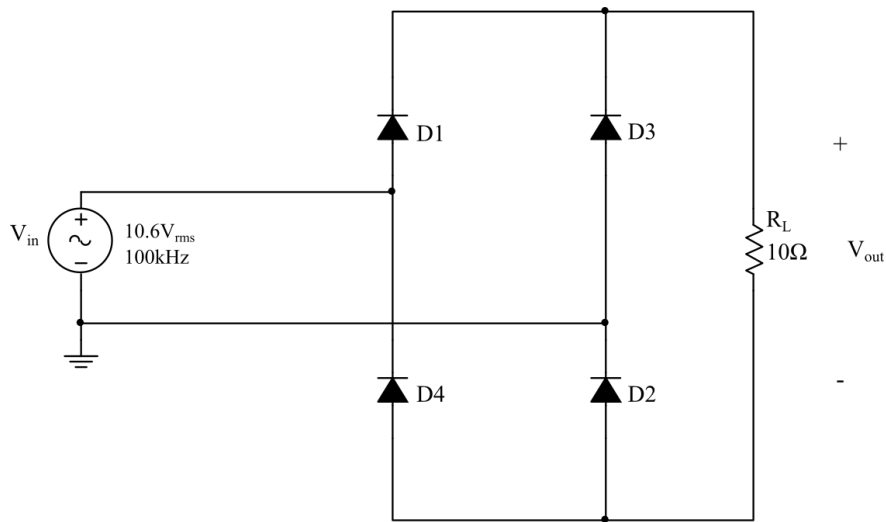


Figura 4.1: Esquema del circuito rectificador no controlado de onda completa.

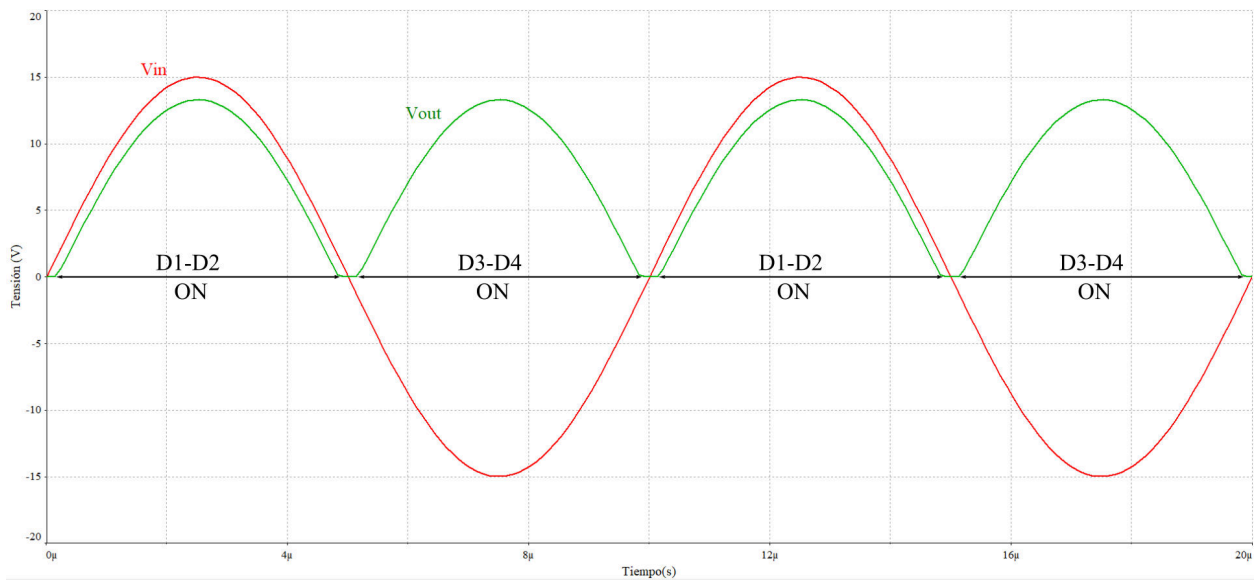


Figura 4.2: Tensión de entrada y salida del circuito rectificador. Simulación con la herramienta *Multisim*.

4.1. Eficiencia del rectificador

En este apartado se obtiene la eficiencia del rectificador propuesto. Para ello, se debe obtener en primer lugar la tensión de salida media que se identifica con el subíndice *avg* y la eficaz, con el subíndice *rms*.

Los cálculos se realizan para tensión de entrada senoidal pura (Figura 4.3). Se parte de

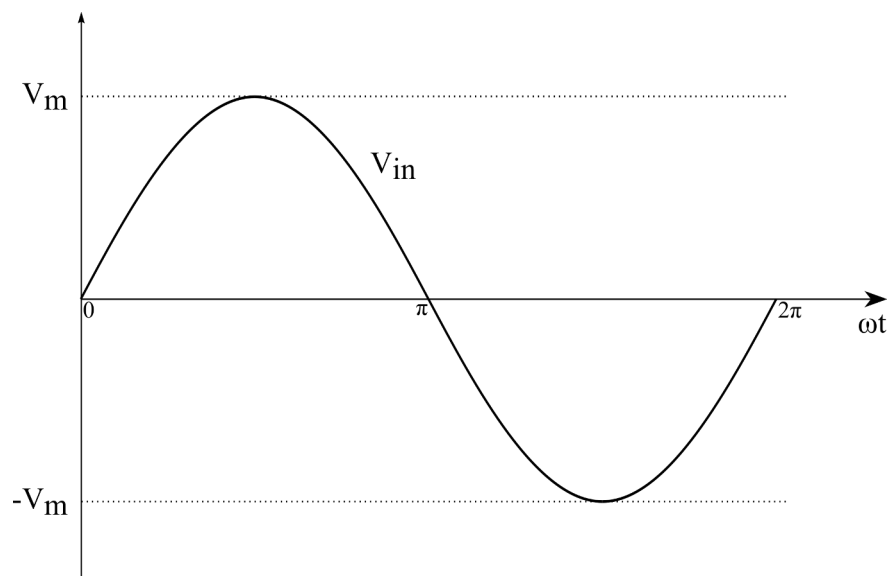


Figura 4.3: Tensión de entrada al rectificador de amplitud V_m .

la expresión general para la obtención de la tensión media de una señal periódica.

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T v(\omega t) d(\omega t) \quad (4.1)$$

El periodo de la señal de salida es π y, la amplitud V_m . La tensión de salida rectificadora, se muestra en la Figura 4.4.

$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T v(\omega t) d(\omega t) \quad (4.2)$$

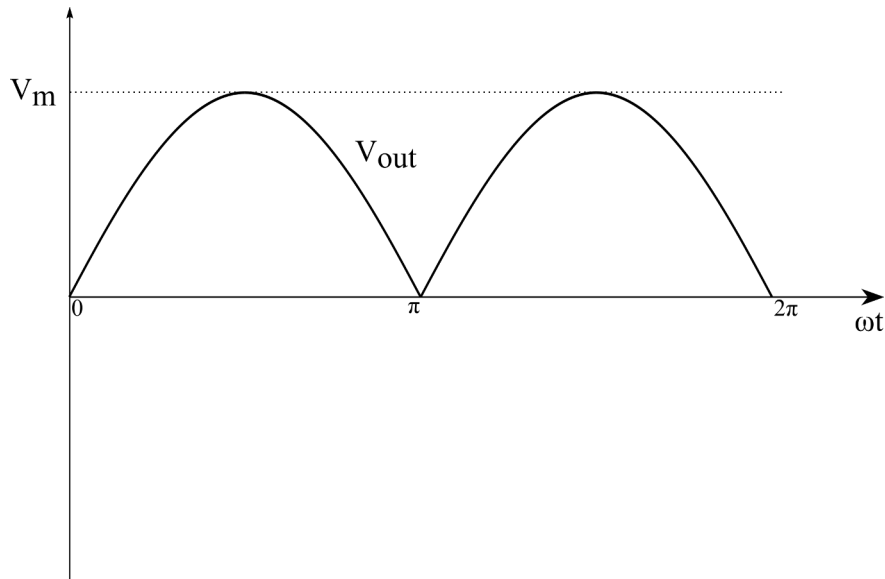


Figura 4.4: Tensión de salida rectificada. señal senoidal de amplitud V_m

Para la forma de onda de salida:

$$\begin{aligned}
 V_{avg} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = & (4.3) \\
 &= \frac{1}{\pi} [-V_m \cos(\omega t)]_0^{\pi} = \\
 &= \frac{1}{\pi} [-V_m \cos(\pi) + V_m \cos(0)] = \\
 &= \frac{1}{\pi} [2 \cdot V_m] = \\
 &= \frac{2 \cdot V_m}{\pi}
 \end{aligned}$$

Una vez que se ha obtenido la tensión media de la salida, se calcula la tensión eficaz de la salida. Se parte de la expresión general:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (v(\omega t))^2 d(\omega t)} \quad (4.4)$$

Para la forma de onda de salida:

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m^2 \text{sen}(\omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\omega t) d(\omega t) \right]} = \quad (4.5) \\
 &= \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \left[\frac{1}{2} \int_0^{\pi} d(\omega t) - \frac{1}{2} \int_0^{\pi} \cos(2\omega t) d(\omega t) \right]} = \\
 &= \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \left[\frac{1}{2} [\pi] - \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \text{sen}(2\pi) - \frac{1}{2} \text{sen}(0) \right] \right]} = \\
 &= \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}$$

La eficiencia del rectificador se calcula como el cociente entre la potencia media y la eficaz:

$$P_{avg} = V_{avg} \cdot I_{avg} = \frac{2V_m}{\pi} \cdot \frac{2V_m}{\pi R} = \frac{4V_m^2}{\pi^2 R} \quad (4.6)$$

$$P_{rms} = V_{rms} \cdot I_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_m}{\sqrt{2}R} = \frac{V_m^2}{2R} \quad (4.7)$$

La eficiencia η del rectificador:

$$\eta = \frac{P_{avg}}{P_{rms}} = \frac{\frac{4V_m^2}{\pi^2 R}}{\frac{V_m^2}{2R}} = \frac{8RV_m^2}{\pi^2 RV_m^2} = \frac{8}{\pi^2} \approx 0,81 \quad (4.8)$$

4.2. Filtro de salida. Análisis.

La forma de onda de la señal de salida, a pesar de ser siempre positiva, no se parece a la forma de onda que se obtiene de una fuente de tensión de continua. Es por eso que es necesario

el uso de un filtro de salida para 'suavizar' dicha señal. En este apartado se realizarán los cálculos necesarios para la incorporación de un filtro capacitivo [12]. El esquema del

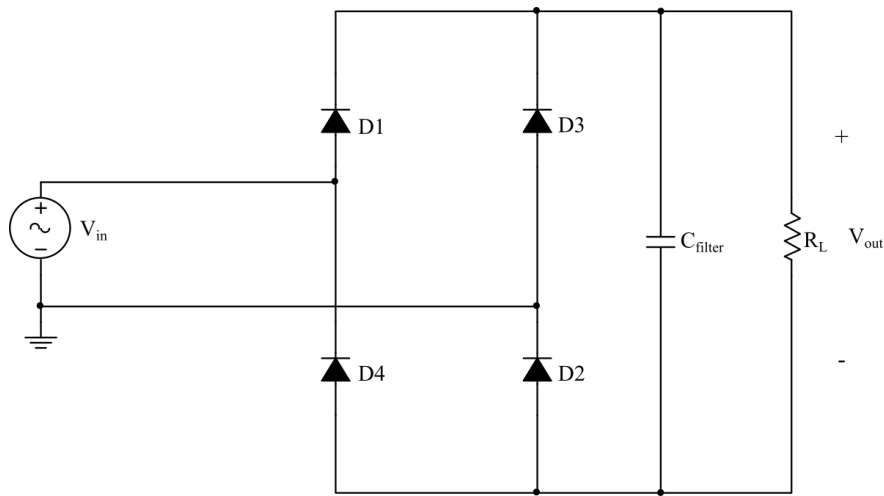


Figura 4.5: Circuito rectificador con filtro capacitivo de salida.

rectificador con el filtro de salida se muestra en la Figura 4.5. El principio de funcionamiento se detalla a continuación:

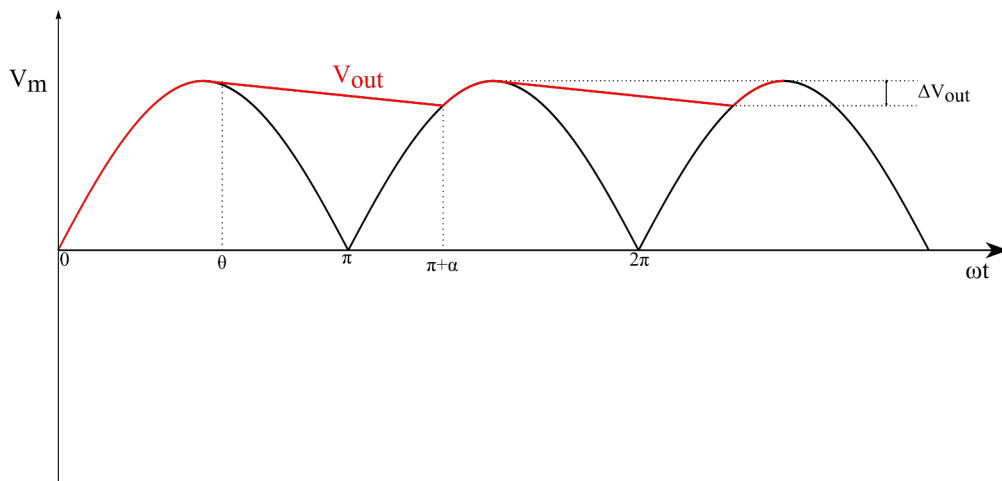


Figura 4.6: Señal de salida rectificadora y filtrada. Descripción de parámetros.

Para el análisis inicial se considera nula la caída de tensión en los diodos del rectificador y carga resistiva, por lo que la tensión máxima alcanzada en la salida es V_m . El condensador se carga inicialmente hasta la tensión máxima V_m . Una vez pasada la tensión máxima, la tensión de entrada comienza a disminuir hasta llegar un instante en el que es menor que la

de salida ya que el condensador se irá descargando a través de la resistencia de carga. En ese instante, los diodos quedan polarizados inversamente y queda aislada la carga del generador.

$$V_{out}(\omega t) = \begin{cases} |V_m \text{sen}(\omega t)| & \text{Diodos en conducción} \\ V_\theta e^{-\frac{(\omega t - \theta)}{\omega RC}} & \text{Diodos en corte} \end{cases} \quad (4.9)$$

Donde:

$$V_\theta = V_m \text{sen}(\theta) \quad (4.10)$$

Para obtener el ángulo θ en el que la tensión de salida queda definida por la ecuación de descarga del condensador, se igualan las pendientes de ambas expresiones. De este modo:

Para los diodos en conducción:

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_m \text{sen}(\omega t)) = V_m \text{cos}(\omega t) \quad (4.11)$$

Para los diodos en corte:

$$\frac{d}{d(\omega t)}(V_m \text{sen}(\theta) e^{-\frac{(\omega t - \theta)}{\omega RC}}) = V_m \text{sen}(\theta) \left(-\frac{1}{\omega RC} \right) e^{\frac{(\omega t - \theta)}{\omega RC}} \quad (4.12)$$

En θ las pendientes de ambas funciones de tensión son iguales:

$$V_m \cos(\theta) = -\frac{V_m \operatorname{sen}(\theta)}{\omega RC} e^{-\frac{\theta-\theta}{\omega RC}} = -\frac{V_m \operatorname{sen}(\theta)}{\omega RC} \quad (4.13)$$

$$\frac{V_m \cos(\theta)}{V_m \operatorname{sen}(\theta)} = -\frac{1}{\omega RC} \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{\tan(\theta)} = -\frac{1}{\omega RC} \quad (4.15)$$

Finalmente, se obtiene el ángulo θ :

$$\theta = -\tan^{-1}(\omega RC) + \pi \quad (4.16)$$

Cuando la tensión de entrada alcanza el valor de la tensión de salida en el siguiente periodo, los diodos vuelven a polarizarse en directa y la tensión de salida pasa a ser la del generador. El ángulo en el que los diodos conducen en el segundo periodo es $\pi + \alpha$. Para obtener el ángulo α se debe resolver numéricamente mediante la siguiente expresión:

$$-V_m \operatorname{sen}(\pi + \alpha) = V_m \operatorname{sen}(\theta) e^{-\frac{\pi+\alpha-\theta}{\omega RC}} \quad (4.17)$$

Finalmente, se define la variación de tensión como diferencia entre el valor máximo y mínimo de la tensión de salida tras ser filtrada.

$$\Delta V_{out} = V_m - |V_m \operatorname{sen}(\pi + \alpha)| = V_m(1 - \operatorname{sen}(\alpha)) \quad (4.18)$$

4.3. Dimensionamiento del condensador

A continuación, se desarrolla el procedimiento seguido para el dimensionamiento del condensador C_{filter} .

Para la obtención del valor del condensador necesario para una caída de tensión máxima requerida en la señal de salida, se realizan varias simplificaciones para facilitar dicho cálculo.

En primer lugar, se considera que el condensador comienza a descargarse cuando se alcanza la tensión máxima y, en segundo lugar, que conduce durante un periodo completo. De este modo: $\alpha = \theta = \frac{\pi}{2}$.

$$\Delta V_{out} = V_m - V_m e^{-\frac{\pi}{\omega RC}} = V_m (1 - e^{-\frac{\pi}{\omega RC}}) \quad (4.19)$$

Despejando C:

$$C = -\frac{\pi}{\omega \cdot R \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta V_{out}}{V_m}\right)} = -\frac{\pi}{2\pi f \cdot R \cdot \ln\left(1 - \frac{\Delta V_{out}}{V_m}\right)} \quad (4.20)$$

Es necesario destacar que en este caso es necesario tener en cuenta la caída de tensión de los diodos ya que reducirá la tensión máxima de la salida. Para una caída de tensión del 1% entre el máximo y el mínimo de la tensión de salida, frecuencia de 100 kHz y resistencia de carga de 10 Ω :

$$\begin{aligned} C &= -\frac{\pi}{2\pi 100kHz \cdot 10\Omega \cdot \ln\left(1 - \frac{(15V - 2 \cdot 0,85V) \cdot 0,01}{(15V - 2 \cdot 0,85V)}\right)} = \\ &= 49,75\mu H \approx 50\mu H \end{aligned} \quad (4.21)$$

El valor del condensador se ha obtenido para una resistencia de carga reducida ya que, con un valor de R pequeño, la constante de tiempo es menor y, por tanto, existe mayor caída de tensión entre periodos de la señal de salida.

En la Figura 4.7 se observa la señal de salida filtrada con el valor de condensador calculado. Se puede comprobar que la caída de tensión en la señal de salida entre periodos es de $0,115\text{ V}$ que es menor al requerido ($0,133\text{ V}$). De este modo, se comprueba que el filtro propuesto consigue 'suavizar' la salida rectificadora satisfactoriamente.

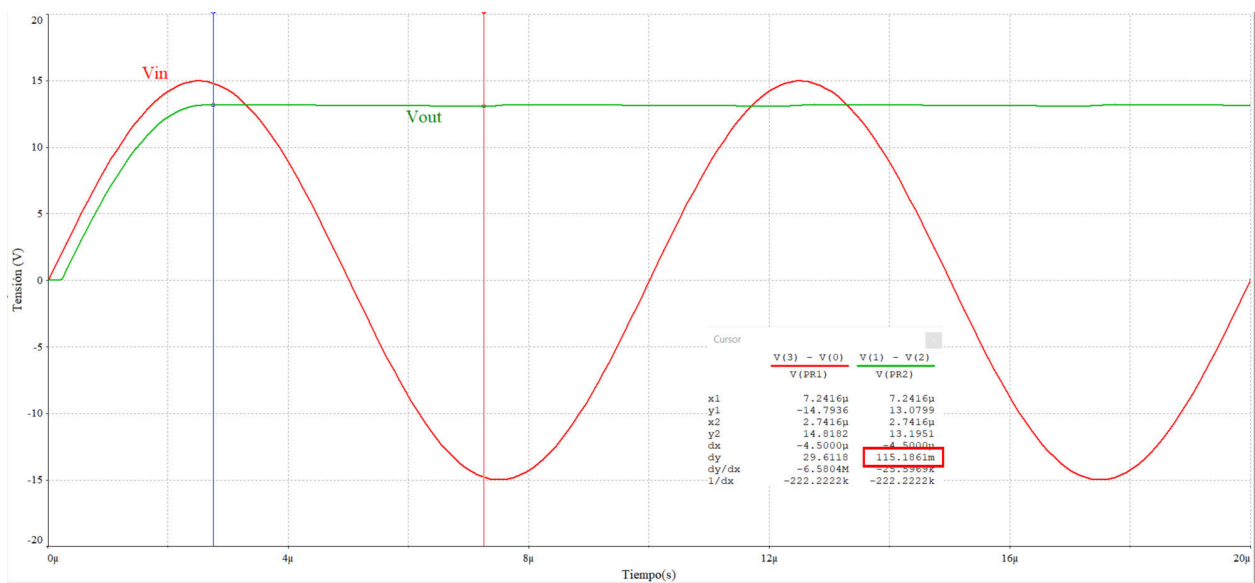


Figura 4.7: Señal de salida rectificadora y filtrada. Simulación con la herramienta *Multisim*.

Capítulo 5

Líneas futuras de investigación

Tras haber presentado y desarrollado cada una de las partes necesarias para poder comprender y diseñar un dispositivo de carga inalámbrica, se presentan posibles líneas futuras de investigación.

Diseño e implementación del control de potencia para garantizar el nivel de tensión requerido en la carga teniendo en cuenta el análisis ya realizado en el presente trabajo.

Análisis de las características constructivas del acoplamiento magnético como podría ser el análisis del tipo de hilo utilizado para la construcción de las bobinas. En este tipo de aplicaciones, en las que la frecuencia es elevada, aparecen fenómenos como el efecto pelicular (*skin effect*) y el de proximidad (*proximity effect*) que tienen influencia en el rendimiento del acoplamiento. El uso de conductores multifilares aislados (*Hilo de Litz*) es cada vez más común para evitar dichos efectos.

Anexo A

Análisis eléctrico. Topologías S-S y S-P.

A.1. Topología S-S

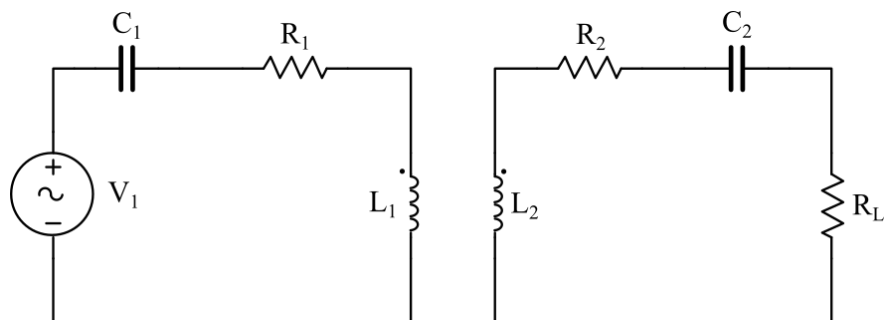


Figura A.1: Esquema eléctrico S-S para transmisión de energía eléctrica

En la Figura A.1 se muestra el esquema eléctrico de la topología S-S para la transmisión de energía eléctrica. Para analizar el circuito, se realiza por medio del modelo en T del mismo.

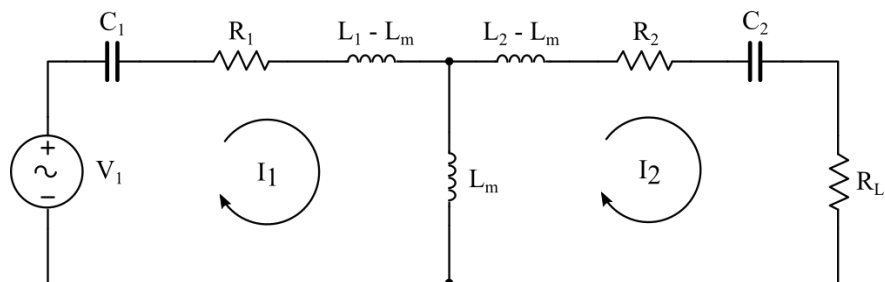


Figura A.2: Modelo en T. Topología S-S.

A continuación, se realiza el análisis eléctrico del esquema de la Figura A.2. Aplicando la Ley de Kirchhoff de mallas:

$$V_1 = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 - j\omega L_m + j\omega L_m) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \cdot I_2 \quad (\text{A.1})$$

$$0 = -(j\omega L_m) \cdot I_1 + (j\omega L_m + j\omega L_2 - j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L) \cdot I_2 \quad (\text{A.2})$$

Se quiere obtener la impedancia vista desde la entrada V_1/I_1 . Se despeja I_2 de la ecuación (A.2).

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L} \cdot I_1 \quad (\text{A.3})$$

Se sustituye en la ecuación (A.1):

$$V_1 = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \cdot \frac{j\omega L_m}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L} \cdot I_1 \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned}
\frac{V_1}{I_1} &= (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1) + \frac{\omega^2 L_m^2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R_L} = \\
&= \frac{j\omega R_1 C_1 + 1 - \omega^2 L_1 C_1}{j\omega C_1} + \frac{\omega^2 L_m^2}{\frac{-\omega^2 L_2 C_2 + 1 + j\omega R_2 C_2 + j\omega R_L C_2}{j\omega C_2}} = \\
&= \frac{j\omega R_1 C_1 + 1 - \omega^2 L_1 C_1}{j\omega C_1} + \frac{j\omega^3 L_m^2 C_2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2) + (j\omega C_2 (R_2 + R_L))} = \\
&= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{j\omega^3 L_m^2 C_2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2) + (j\omega C_2 (R_2 + R_L))} \\
&\cdot \frac{(1 - \omega^2 L_2 C_2) - (j\omega C_2 (R_2 + R_L))}{(1 - \omega^2 L_2 C_2) - (j\omega C_2 (R_2 + R_L))} = \\
&= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{j\omega^3 L_m^2 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2) + \omega^4 L_m^2 C_2^2 (R_2 + R_L)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2} = \\
&= R_1 + \frac{\omega^4 L_m^2 C_2^2 (R_2 + R_L)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2} + \\
&j \left[\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega^3 L_m^2 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2} \right]
\end{aligned} \tag{A.5}$$

A continuación, se iguala a cero la parte imaginaria de la expresión obtenida (A.5) para obtener las frecuencias a las que resuena el circuito.

$$\begin{aligned}
X_{eq} &= \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega^3 L_m^2 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_2)}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2} = \\
&= \frac{\omega^2 L_1 C_1 - 1}{\omega C_1} + \frac{\omega^3 L_m^2 C_2 - \omega^5 L_m^2 L_2 C_2^2}{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2} = \\
&= \frac{[\omega^2 L_1 C_1 - 1] [(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2] + \omega^4 L_m^2 C_1 C_2 - \omega^6 L_m^2 L_2 C_1 C_2^2}{[\omega C_1] [(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2]} = \\
&= \frac{\omega^2 L_1 C_1 + \omega^6 L_1 L_2^2 C_1 C_2^2 - 2\omega^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + \omega^4 L_1 C_1 C_2^2 (R_2 + R_L)^2 - 1 - \omega^4 L_2^2 C_2^2}{[\omega C_1] [(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2]} + \\
&+ \frac{2\omega^2 L_2 C_2 - \omega^2 C_2^2 (R_2 + R_L)^2 + \omega^4 L_m^2 C_1 C_2 - \omega^6 L_m^2 L_2 C_1 C_2^2}{[\omega C_1] [(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + (\omega C_2 (R_2 + R_L))^2]}
\end{aligned} \tag{A.6}$$

Se iguala a cero el numerador de la reactancia para obtener las raíces de ω .

$$\begin{aligned} &\omega^6(L_1L_2^2C_1C_2^2 - L_m^2L_2C_1C_2^2) + \omega^4(L_m^2C_1C_2 - L_2^2C_2^2 + L_1C_1C_2^2(R_2 + R_L)^2 - 2L_1L_2C_1C_2) + \\ &+ \omega^2(L_1C_1 - C_2^2(R_2 + R_L)^2 + 2L_2C_2) - 1 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Las frecuencias de resonancia son las raíces reales de la ecuación (A.7).

A.2. Topología S-P

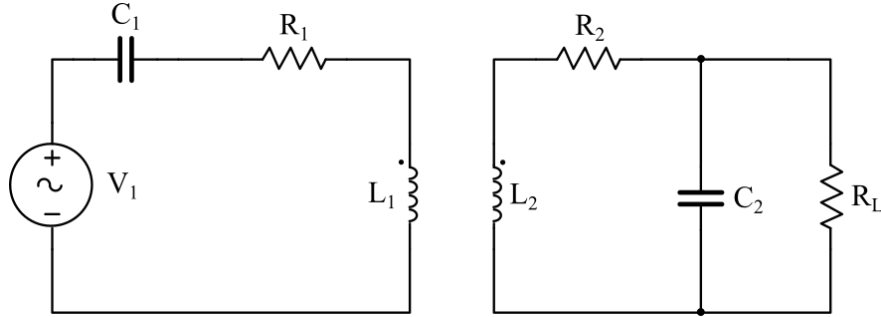


Figura A.3: Esquema eléctrico S-P para transmisión de energía eléctrica

En la Figura A.3 se muestra el esquema eléctrico de la topología S-P para la transmisión de energía eléctrica. Para analizar el circuito, se realiza por medio del modelo en T del mismo.

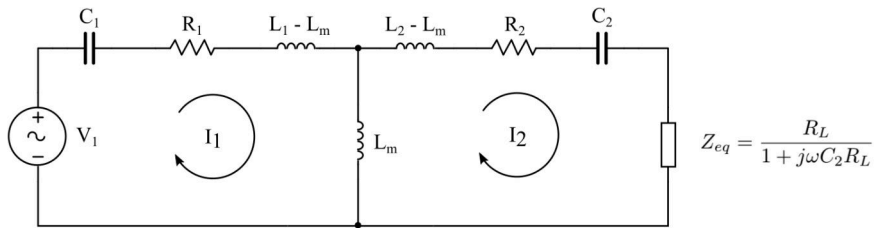


Figura A.4: Modelo en T. Topología S-P.

A continuación, se realiza el análisis eléctrico del esquema de la Figura A.4. Aplicando la Ley de Kirchoff de mallas:

$$V_1 = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 - j\omega L_m + j\omega L_m) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \cdot I_2 \quad (\text{A.8})$$

$$0 = -(j\omega L_m) \cdot I_1 + (j\omega L_m + j\omega L_2 - j\omega L_m + R_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L}) \cdot I_2 \quad (\text{A.9})$$

Se quiere obtener la impedancia vista desde la fuente V_1/I_1 . Se despeja I_2 de la expresión (A.9).

$$I_2 = \frac{j\omega L_m}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} \cdot I_1 \quad (\text{A.10})$$

Se sustituye en la ecuación (A.8).

$$V_1 = (R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1) \cdot I_1 - (j\omega L_m) \frac{j\omega L_m}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} \cdot I_1 \quad (\text{A.11})$$

Se obtiene V_1/I_1 :

$$\begin{aligned} \frac{V_1}{I_1} &= R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{R_L + j\omega L_2 + \frac{R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} = \quad (\text{A.12}) \\ &= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 L_m^2}{\frac{j\omega R_2 R_L C_2 + R_2 - \omega^2 R_L C_2 L_2 + j\omega L_2 + R_L}{j\omega R_L C_2 + 1}} = \\ &= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{j\omega^3 L_m^2 R_L C_2 + \omega^2 L_m^2}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2) + (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))} = \\ &= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{j\omega^3 L_m^2 R_L C_2 + \omega^2 L_m^2}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2) + (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))} \cdot \\ &\cdot \frac{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2) - (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2) - (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))} = \\ &= R_1 - \frac{j}{\omega C_1} + j\omega L_1 + \frac{[j\omega^3 L_m^2 R_L C_2 + \omega^2 L_m^2]}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2)^2 - (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))^2} \cdot \\ &\cdot \frac{[(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2) - (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))]}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2)^2 - (j\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))^2} = \\ &= R_1 + \frac{\omega^4 L_m^2 R_2 R_L^2 C_2^2 + \omega^4 L_m^2 R_L C_2 L_2 + \omega^2 L_m^2 R_2 + \omega^2 L_m^2 R_L - \omega^4 L_m^2 R_L C_2 L_2}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2)^2 + (\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))^2} + \\ &+ j \left[\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega^3 L_m^2 R_2 R_L C_2 + \omega^3 L_m^2 R_L^2 C_2 - \omega^5 L_m^2 R_L^2 C_2^2 L_2 - \omega^3 L_m^2 R_2 R_L C_2 - \omega^3 L_m^2 L_2}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2)^2 + (\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))^2} \right] \end{aligned}$$

Una vez que se obtiene la parte real e imaginaria de la impedancia vista desde la entrada,

se iguala la parte imaginaria a cero para obtener los valores de ω para los que se anula la parte compleja.

$$X_{eq} = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega^3 L_m^2 R_2 R_L C_2 + \omega^3 L_m^2 R_L^2 C_2 - \omega^5 L_m^2 R_L^2 C_2^2 L_2 - \omega^3 L_m^2 R_2 R_L C_2 - \omega^3 L_m^2 L_2}{(R_2 + R_L - \omega^2 R_L C_2 L_2)^2 + (\omega(R_2 R_L C_2 + L_2))^2} \quad (\text{A.13})$$

Tras operar la expresión(A.2) e igualarla a cero, se obtiene la ecuación para obtener las raíces de ω .

$$\begin{aligned} & \omega^6(L_1 C_1 R_L^2 C_2^2 L_2^2 - C_1 L_m^2 R_L^2 C_2^2 L_2) + \omega^4(-2R_2 R_L C_1 C_2 L_1 L_2 - 2L_1 C_1 R_L^2 C_2 L_2 + \\ & + L_1 C_1 R_2^2 R_L^2 C_2^2 + L_1 C_1 L_2^2 - 2L_1 C_1 R_2 R_L C_2 L_2 - R_L^2 C_2^2 L_2^2 + C_1 L_m^2 R_2 R_L C_2 + \\ & + C_1 L_m^2 R_L^2 C_2 - C_1 L_m^2 R_2 R_L C_2 - C_1 L_m^2 L_2) + \omega^2(L_1 C_1 R_2^2 + L_1 C_1 R_L^2 - 2R_2 R_L L_1 C_1 + \\ & + 2R_2 R_L C_2 L_2 + 2R_L^2 C_2 L_2 - R_2^2 R_L^2 C_2^2 - L_2^2 + 2R_2 R_L C_2 L_2) - R_2^2 - R_L^2 + 2R_2 R_L = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Anexo B

Listados de *MATLAB* para la obtención de resultados.

B.1. Topología S-S

Listing B.1: Código de *MATLAB* para la obtención de las frecuencias de resonancia. Topología S-S.

```
%TOPOLOGIA S-S
%Componentes del circuito
R1 = 125*10^-3
C1 = 390*10^-9
L1 = 6.5*10^-6
R2 = 330*10^-3
C2 = 320*10^-9
L2 = 7.9*10^-6

k = 0.25 %Coeficiente de acoplamiento
Lm = k*sqrt(L1*L2)
RL = 100 %Resistencia de carga
```

```

%Terminos del polinomio
a = L1*L2^2*C1*C2^2-Lm^2*L2*C1*C2^2
b = Lm^2*C1*C2-L2^2*C2^2+L1*C1*C2^2*(R2+RL)^2-2*L1*L2*C1*C2
c = L1*C1-C2^2*(R2+RL)^2+2*L2*C2
d = -1

w = [a 0 b 0 c 0 d] %Expresion en forma polinomial
w0 = roots(w) %Se obtienen las raices del polinomio
f0 = w0/(2*pi) %Para expresar frecuencia en (Hz)

```

Listing B.2: Código de *MATLAB* para la obtención de resultados analíticos. Topología S-S.

```

%TOPOLOGIA S-S
%Componentes del circuito
R1 = 125*10^-3
C1 = 390*10^-9
L1 = 6.5*10^-6
R2 = 330*10^-3
C2 = 320*10^-9
L2 = 7.9*10^-6

%Variables simbolicas para funciones
syms f k RL

w = 2*pi*f
Lm = k*sqrt(L1*L2)

%Se definen los parametros del circuito.
V1 = 1/sqrt(2)
I1(f,k,RL) = V1/(R1+1/(j*w*C1)+j*w*L1+(w^2*Lm^2)/(j*w*L2+1/(j*w*C2)+R2+RL))
I2(f,k,RL) = ((j*w*Lm)/(j*w*L2+1/(j*w*C2)+R2+RL))*I1
Z1(f,k,RL) = V1/I1

%% Potencia de entrada frente a frecuencia. Diferentes RL.
f_vect = 40*10^3:0.1*10^3:200*10^3 % Vector frecuencia 40kHz a 200kHz

```

```
RL_vect = 10:30:100
```

```
P1(f,k,RL) = abs(I1(f,k,RL)).^2.*real(Z1(f,k,RL))
```

```
figure
```

```
subplot(2,2,1)
```

```
% k = 0.25
```

```
hold on
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.25,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.25,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.25,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.25,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)
```

```
title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.25','interpreter','latex')
```

```
legend('RL=10','RL=40','RL=70','RL=100','interpreter','latex')
```

```
xlabel('Frecuencia (Hz)','interpreter','latex')
```

```
ylabel('Potencia (W)','interpreter','latex')
```

```
grid on
```

```
hold off
```

```
subplot(2,2,2)
```

```
hold on
```

```
% k = 0.5
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.5,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.5,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.5,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
```

```
plot(f_vect,P1(f_vect,0.5,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)
```

```
title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.5','interpreter','latex')
```

```
legend('RL=10','RL=40','RL=70','RL=100','interpreter','latex')
```

```
xlabel('Frecuencia (Hz)','interpreter','latex')
```

```
ylabel('Potencia (W)','interpreter','latex')
```

```
grid on
```

```
hold off
```

```
subplot(2,2,3)
```

```

hold on
% k = 0.75
plot (f_vect,P1 (f_vect,0.75,RL_vect (1)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,0.75,RL_vect (2)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,0.75,RL_vect (3)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,0.75,RL_vect (4)), 'LineWidth',1.1)
title ('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.75','interpreter','latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter','latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter','latex')
ylabel ('Potencia (W)', 'interpreter','latex')
grid on
hold off

subplot (2,2,4)
hold on
% k = 1
plot (f_vect,P1 (f_vect,1,RL_vect (1)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,1,RL_vect (2)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,1,RL_vect (3)), 'LineWidth',1.1)
plot (f_vect,P1 (f_vect,1,RL_vect (4)), 'LineWidth',1.1)
title ('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=1','interpreter','latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter','latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter','latex')
ylabel ('Potencia (W)', 'interpreter','latex')
grid on
hold off

%% Rendimiento PRL/P1 frente a frecuencia. Diferentes RL.
f_vect = 40*10^3:0.5*10^3:200*10^3 % Vector frecuencia 40kHz a 200kHz
RL_vect = 10:30:100

eta (f,k,RL) = (abs (I2 (f,k,RL)) .^2 .*RL) ./ (abs (I1 (f,k,RL)) .*V1)

figure

```

```

subplot(2,2,1)
hold on
%k=0.25
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.25, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.25, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.25, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.25, RL_vect(4)), 'LineWidth', 1.1)
title('\boldmath $\eta = P_{\text{RL}}/P_{\text{1}}.\ k=0.25$', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('$\eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,2)
hold on
%k=0.5
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.5, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.5, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.5, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.5, RL_vect(4)), 'LineWidth', 1.1)
title('\boldmath $\eta = P_{\text{RL}}/P_{\text{1}}.\ k=0.5$', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('$\eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,3)
hold on
%k=0.75
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.75, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.75, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, eta(f_vect, 0.75, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)

```

```

plot (f_vect, eta (f_vect, 0.75, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)
title ('{\boldmath $\eta = P_{\{RL\}}/P_{\{1\}}.\ \ k=0.75$}', 'interpreter', 'latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel ('$\eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot (2, 2, 4)
hold on
%k=1
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (1)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (2)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (3)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)
title ('{\boldmath $\eta = P_{\{RL\}}/P_{\{1\}}.\ \ k=1$}', 'interpreter', 'latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel ('$\eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

%% Ganancia en tension
k_vect = 0:0.01:1
RL_vect = 10:30:100

AV (f, k, RL) = ((abs (I2 (f, k, RL)) .* RL) ./ V1)

figure
hold on
plot (k_vect, AV (100*10^3, k_vect, RL_vect (1)), 'LineWidth', 1.1)
plot (k_vect, AV (100*10^3, k_vect, RL_vect (2)), 'LineWidth', 1.1)
plot (k_vect, AV (100*10^3, k_vect, RL_vect (3)), 'LineWidth', 1.1)
plot (k_vect, AV (100*10^3, k_vect, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)
title ('{\bf Ganancia en tensi\ 'on.} $\mathbf{AV = V_{\{RL\}}/V_{1}}$.', 'interpreter

```

```

    ', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Coeficiente de acoplamiento (k)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('AV', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off
%% Ganancia en intensidad

k_vect = 0:0.01:1
RL_vect = 10:30:100

AI(f,k,RL) = ((abs(I2(f,k,RL)))/abs(I1))

figure
hold on

plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)

title({'\bf Ganancia en intensidad.} $\mathbf{AI = I_{RL}/I_1}$.', 'interpreter',
    ', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Coeficiente de acoplamiento (k)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('AI', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

```

B.2. Topología S-P

Listing B.3: Código de *MATLAB* para la obtención de las frecuencias de resonancia. Topología S-P.

```

%TOPOLOGIA S-P
%Componentes del circuito
R1 = 125*10^-3
C1 = 390*10^-9
L1 = 6.5*10^-6
R2 = 330*10^-3
C2 = 320*10^-9
L2 = 7.9*10^-6

k = 0.25 %Coeficiente de acoplamiento
Lm = k*sqrt(L1*L2)
RL = 40 %Resistencia de carga

%Terminos del polinomio
a = L1*C1*RL^2*C2^2*L2^2-C1*Lm^2*RL^2*C2^2*L2
b = -2*R2*RL*C1*C2*L2*L1-2*L1*C1*RL^2*C2*L2+...
    L1*C1*R2^2*RL^2*C2^2+L1*C1*L2^2-2*L1*C1*R2*RL*C2*L2-...
    RL^2*C2^2*L2^2+C1*Lm^2*R2*RL*C2+...
    C1*Lm^2*RL^2*C2-C1*Lm^2*R2*RL*C2-C1*Lm^2*L2
c = L1*C1*R2^2+L1*C1*RL^2-2*R2*RL*L1*C1+2*R2*RL*C2*L2+...
    2*RL^2*C2*L2-R2^2*RL^2*C2^2-L2^2+2*R2*RL*C2*L2
d = -R2^2-RL^2+2*R2*RL

w = [a 0 b 0 c 0 d] %Expresion en forma polinomica
w0 = roots(w) %Se obtienen las raices del poliomio.
f0 = w0/(2*pi) % Para expresar frecuencia en (Hz)

```

Listing B.4: Código de *MATLAB* para la obtención de resultados analíticos. Topología S-P.

```

%TOPOLOGIA S-P
%Componentes del circuito
R1 = 125*10^-3
C1 = 390*10^-9
L1 = 6.5*10^-6

```

$$R2 = 330 \cdot 10^{-3}$$

$$C2 = 320 \cdot 10^{-9}$$

$$L2 = 7.9 \cdot 10^{-6}$$

%Variables simbolicas para funciones

`syms f k RL`

$$w = 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$Lm = k \cdot \sqrt{L1 \cdot L2}$$

%Se definen los parametros del circuito.

$$V1 = 1/\sqrt{2}$$

$$I1(f, k, RL) = V1 / (R1 + 1 / (j \cdot w \cdot C1) + j \cdot w \cdot L1 + (w^2 \cdot Lm^2) / (R2 + j \cdot w \cdot L2 + (RL) / (j \cdot w \cdot RL \cdot C2 + 1)))$$

$$I2(f, k, RL) = (j \cdot w \cdot Lm) / (R2 + j \cdot w \cdot L2 + RL / (j \cdot w \cdot RL \cdot C2 + 1)) \cdot I1$$

$$Z1(f, k, RL) = V1 / I1$$

%% Potencia de entrada frente a frecuencia. Diferentes RL.

`f_vect = 40*10^3:0.1*10^3:300*10^3 % Vector frecuencia 40kHz a 200kHz`

`RL_vect = 10:30:100`

$$P1(f, k, RL) = \text{abs}(I1(f, k, RL))^2 \cdot \text{real}(Z1(f, k, RL))$$

`figure`

`subplot(2,2,1)`

`% k = 0.25`

`hold on`

`plot(f_vect, P1(f_vect, 0.25, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)`

`plot(f_vect, P1(f_vect, 0.25, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)`

`plot(f_vect, P1(f_vect, 0.25, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)`

`plot(f_vect, P1(f_vect, 0.25, RL_vect(4)), 'LineWidth', 1.1)`

`title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.25', 'interpreter', 'latex')`

`legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')`

`xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')`

```

ylabel('Potencia (W)', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,2)
hold on
% k = 0.5
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.5, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.5, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.5, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.5, RL_vect(4)), 'LineWidth', 1.1)
title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.5', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('Potencia (W)', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,3)
hold on
% k = 0.75
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.75, RL_vect(1)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.75, RL_vect(2)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.75, RL_vect(3)), 'LineWidth', 1.1)
plot(f_vect, P1(f_vect, 0.75, RL_vect(4)), 'LineWidth', 1.1)
title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=0.75', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('Potencia (W)', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,4)
hold on

```

```

% k = 1
plot(f_vect,P1(f_vect,1,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,P1(f_vect,1,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,P1(f_vect,1,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,P1(f_vect,1,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)
title('\bf Potencia de entrada vs frecuencia. k=1','interpreter','latex')
legend('RL=10','RL=40','RL=70','RL=100','interpreter','latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)','interpreter','latex')
ylabel('Potencia (W)','interpreter','latex')
grid on
hold off

%% Rendimiento PRL/P1 frente a frecuencia. Diferentes RL.
f_vect = 40*10^3:0.5*10^3:300*10^3 % Vector frecuencia 40kHz a 300kHz
RL_vect = 10:30:100

ZLeq(RL) = RL/(1+j*w*C2*RL)

eta(f,k,RL) = (abs(I2(f,k,RL)).^2.*real(ZLeq(RL)))./(abs(I1(f,k,RL)).*V1)
figure
subplot(2,2,1)
hold on
%k=0.25
plot(f_vect,eta(f_vect,0.25,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,eta(f_vect,0.25,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,eta(f_vect,0.25,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
plot(f_vect,eta(f_vect,0.25,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)
title('\boldmath $\eta = P_{RL}/P_{1}.\ k=0.25$','interpreter','latex')
legend('RL=10','RL=40','RL=70','RL=100','interpreter','latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)','interpreter','latex')
ylabel('$\eta$','interpreter','latex')
grid on
hold off

subplot(2,2,2)

```

```

hold on
%k=0.5
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.5, RL_vect (1)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.5, RL_vect (2)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.5, RL_vect (3)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.5, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)
title ('\boldmath $\eta = P_{RL}/P_{1}.\ k=0.5$', 'interpreter', 'latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel ('$ \eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

```

```

subplot (2, 2, 3)
hold on
%k=0.75
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.75, RL_vect (1)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.75, RL_vect (2)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.75, RL_vect (3)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 0.75, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)
title ('\boldmath $\eta = P_{RL}/P_{1}.\ k=0.75$', 'interpreter', 'latex')
legend ('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel ('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel ('$ \eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

```

```

subplot (2, 2, 4)
hold on
%k=1
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (1)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (2)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (3)), 'LineWidth', 1.1)
plot (f_vect, eta (f_vect, 1, RL_vect (4)), 'LineWidth', 1.1)

```

```

title('\boldmath $\eta = P_{\text{RL}}/P_{\text{1}}.\ k=1$', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Frecuencia (Hz)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('$\eta$', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

%% Ganancia en tension
k_vect = 0:0.01:1
RL_vect = 10:30:100

ZLeq(RL) = RL/(1+j*w*C2*RL)

AV(f,k,RL) = ((abs(I2(f,k,RL)).*ZLeq(RL))./V1))

figure
hold on
plot(k_vect,AV(100*10^3,k_vect,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AV(100*10^3,k_vect,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AV(100*10^3,k_vect,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AV(100*10^3,k_vect,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)
title('\bf Ganancia en tensi\'on.} $\mathbf{AV = V_{\text{RL}}/V_{\text{1}}}$.', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Coeficiente de acoplamiento (k)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('AV', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off

%% Ganancia en intensidad

k_vect = 0:0.01:1
RL_vect = 10:30:100

IRL(f,k,RL) = I2(f,k,RL)*((1/(j*w*C2))/(RL+1/(j*w*C2)))
AI(f,k,RL) = ((abs(IRL(f,k,RL)))./abs(I1))

```

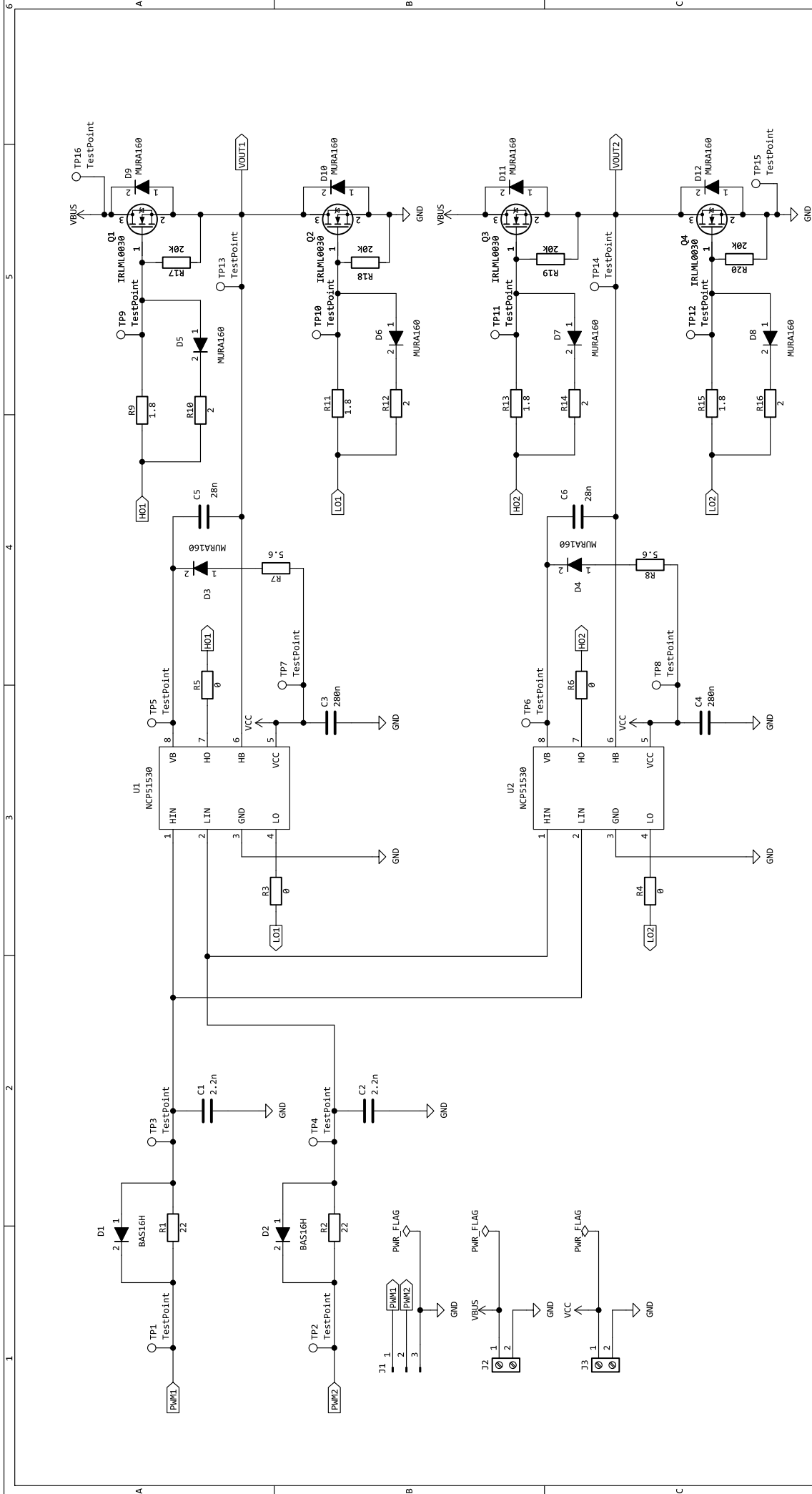
```
figure
hold on

plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(1)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(2)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(3)), 'LineWidth',1.1)
plot(k_vect,AI(100*10^3,k_vect,RL_vect(4)), 'LineWidth',1.1)

title('\bf Ganancia en intensidad.} $\mathbf{AI = I_{RL}/I_1}$.', 'interpreter', 'latex')
legend('RL=10', 'RL=40', 'RL=70', 'RL=100', 'interpreter', 'latex')
xlabel('Coeficiente de acoplamiento (k)', 'interpreter', 'latex')
ylabel('AI', 'interpreter', 'latex')
grid on
hold off
```

Anexo C

Esquemas



Dispositivo de carga inalámbrica para aplicaciones de baja potencia.

Autor: Andrés Ferrer López

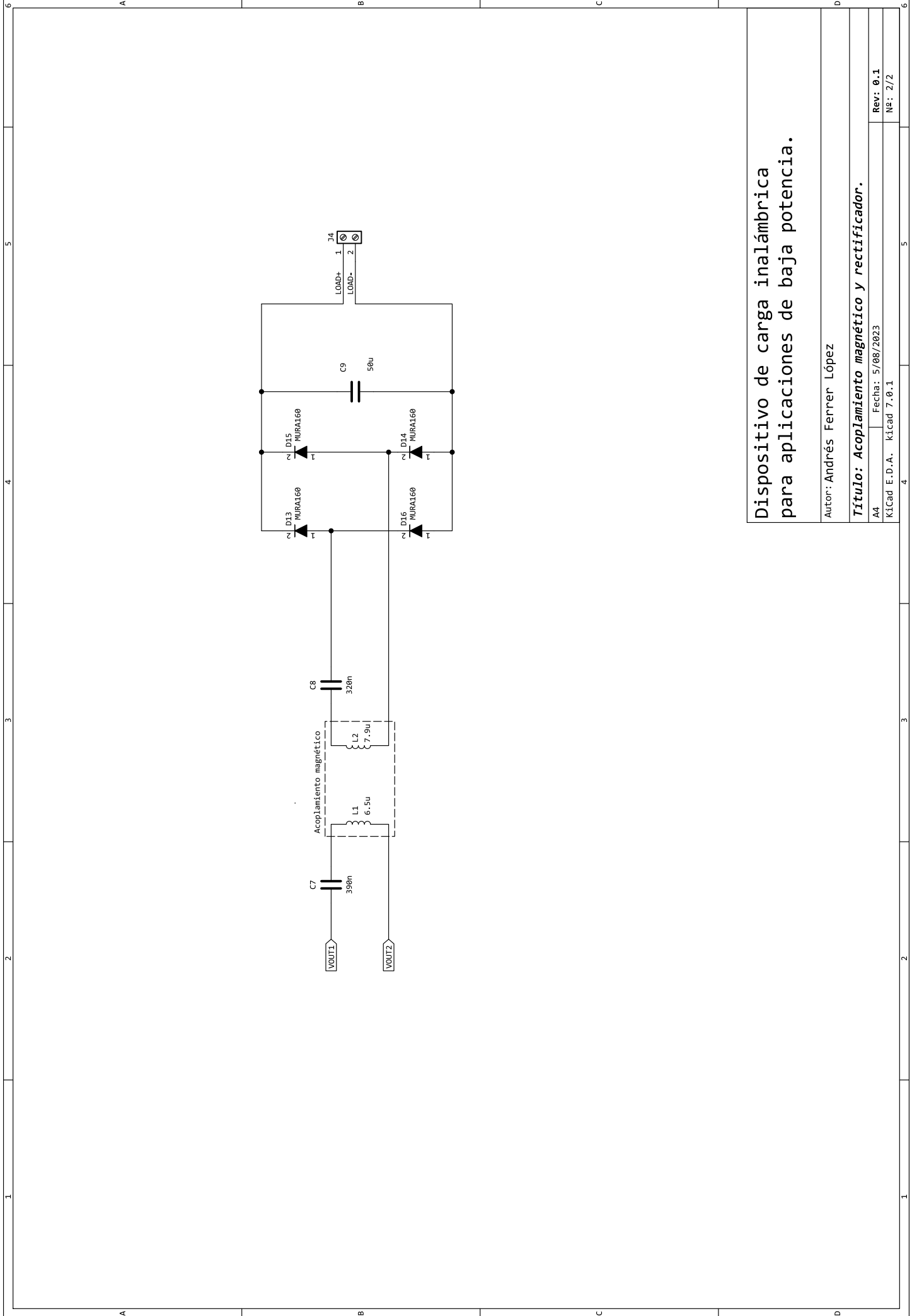
Título: *Circuito inversor*

A4 Fecha: 5/08/2023

KiCad E.D.A. kicad 7.0.1

Rev: 0.1

Ng: 1/2



Dispositivo de carga inalámbrica
para aplicaciones de baja potencia.

Autor: Andrés Ferrer López

Título: *Acoplamiento magnético y rectificador.*

AA	Fecha: 5/08/2023	Rev: 0.1
KiCad E.D.A.	KiCad 7.0.1	Ng: 2/2

Bibliografía

- [1] M. Rashid and V. Pozo, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [2] A. Bandera Rubio, M. Ruiz García, E. Pérez Casilari, C. Labao Téllez, J. M. Romero Jerez, and F. J. Sánchez Pacheco, *FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA*. UMA, 2005.
- [3] Infineon, *Gate drive for power MOSFETs in switching applications. V1.0*, abril 2022.
- [4] International Rectifier, *30V Single N-Channel StrongIRFET™ Power MOSFET in a SOT-23 package IRLML0030*, octubre 2014.
- [5] Onsemi, *High and Low Side GateDriver, High Performance, 700 V, with 3.5 A Source and 3 A Sink Currents NCP51530. Rev.5*, noviembre 2021. www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp51530-d.pdf.
- [6] Onsemi, *High Voltage Drivers Technical & Design Overview*, septiembre 2022. www.onsemi.com/download/design-development-tools/pdf/hvic_drivers_tech_&_design.pdf.
- [7] Onsemi, *Power Rectifier, Ultra-Fast Recovery, 1 A, 600 V*, abril 2023.
- [8] A. J. Hanson, “Gate drivers: Layout and gate resistance.” Training video, marzo 2021.
- [9] Infineon, *Designing with power MOSFETs. How to avoid common issues and failure modes. V1.1*, febrero 2022.
- [10] P. J. Sotorrío Ruiz and P. Sotorrío Sánchez, *Electrónica Digital para Ingenieros. Edición 2ª*. Amazon, 2020.
- [11] I. Takehiro, *Wireless Power Transfer*. Springer, 2020.
- [12] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*. Prentice Hall, 2001.