

ANEXO 1. Topologías de sistemas EP

En este anexo se exploran distintos tipos de topologías de sistemas de micro-electroporación encontrados en la bibliografía.

Tipologías multi-nivel

En la tipología multi-nivel se alcanza la tensión deseada mediante la combinación de pequeños saltos de tensión. Se usan distintas células simples, las cuales se combinan para escalar la tensión de salida al valor necesario.

Una de las principales desventajas es el aumento considerable en el número de interruptores semiconductores en comparación a los usados en otro tipo de arquitecturas [13]. Un gran número de interruptores implica un sistema especialmente complejo de drivers para controlarlos.

No obstante, hay también numerosas ventajas: la calidad de la onda es muy buena y se reduce el stress en los dispositivos individuales. En la figura 58 se muestra un ejemplo de este tipo de tipología mediante el uso de la arquitectura de descarga de condensador.

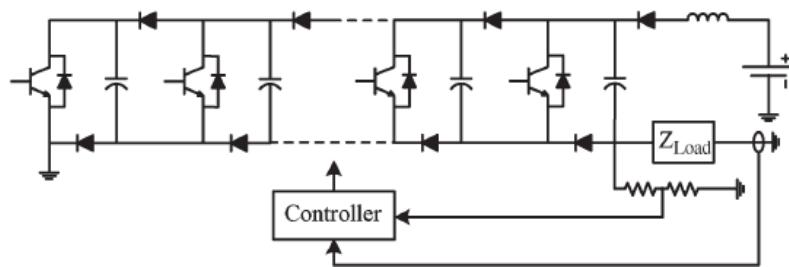


Figura 58. Elevador multi-nivel basado en la tipología de descarga de condensador [14]

Tipologías resonantes

La tipología resonante [15] tiene la ventaja de reducir el stress en los dispositivos y las pérdidas de conmutación mediante conmutaciones suaves tipo ZCS (Zero Current Switching) o ZVS (Zero Voltage Switching, figura 59). No obstante, es necesaria una gran precisión en la estimación de la carga para sintonizar la de resonancia, lo que puede ser una desventaja importante en casos en los que la impedancia de carga sea variable y desconocida como en el caso que nos ocupa.

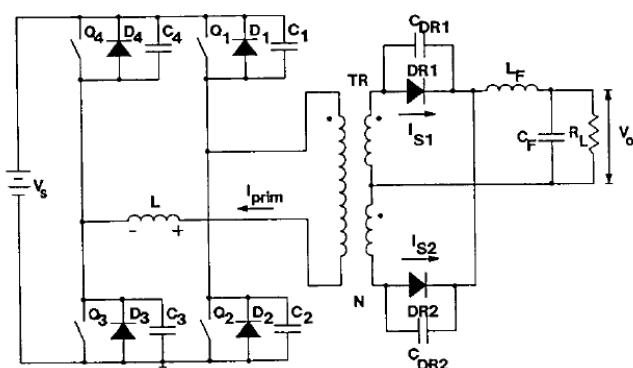


Figura 59. Convertidor multi-resonante ZVS de puente completo [15]

Tipologías basadas en transformador

En este tipo de tipología la señal aplicada no es generada directamente, sino que se genera a menor voltaje y posteriormente se eleva y acopla magnéticamente mediante un transformador, como se ejemplifica en la figura 60. Esto implica ciertas ventajas, como el aislamiento conseguido y las bajas corrientes de fugas. Por el contrario, debido al stress en los dispositivos semiconductores, es difícil alcanzar una gran amplitud y potencia en el pulso y existen muchas limitaciones y complejidades debido a los parásitos del transformador no ideal [6].

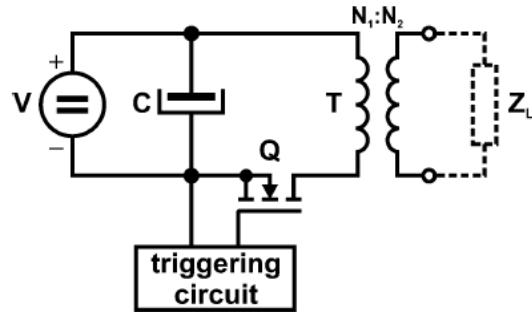


Figura 60. Generador de pulsos de onda cuadrada con transformador de pulso [8]

Como ejemplo de esta tipología cabe destacar el electroporador de alimentos de la empresa *Scandinova* (<http://www.scandinovasystems.com>) que se encuentra en la facultad de veterinaria de la universidad de Zaragoza. Todo el equipo visitó la facultad para estudiar el sistema en busca de posibles ideas y mejoras para el diseño de nuestro electroporador. Ambos electroporadores son muy distintos entre sí. Se da más información sobre el sistema de *Scandinova* en el anexo 2.

ANEXO 2. Generador de pulso *Scandinova*

Scandinova es una empresa especializada en el diseño y puesta a punto de moduladores de alta potencia. Sus moduladores se basan en tecnologías semi-conductoras y abarcan varias aplicaciones científicas como la esterilización de alimentos, tecnologías rayos-X, o tratamiento de cáncer.

La facultad de veterinaria de Zaragoza posee un modulador *Scandinova* orientado al tratamiento y esterilización de alimentos mediante electroporación. Se hizo una visita a la facultad para estudiar el modulador debido a la estrecha relación del sistema con nuestro electroporador para tratamiento de cáncer.

La arquitectura del modulador era, al igual que la elegida para nuestro sistema, de tipo indirecto con transformador. No obstante, el pulso era unipolar y no había lazo cerrado de tensión a la salida. La relación de transformación era de 1:30 y el inversor era un semipuente con IGBT de 300A y 1200V.

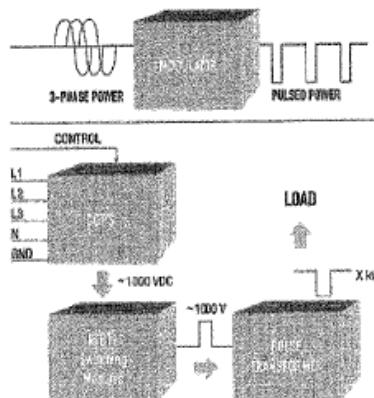


Figura 61. Generador de pulsos *Scandinova* para tratamiento de alimentos

A pesar de ello, las diferencias con nuestro proyecto no eran pocas. El equipo estaba destinado a un uso continuo con un rango estrecho de impedancias de unos 100Ω y una anchura de pulso máxima de $3\mu s$. La impedancia de carga y el régimen de trabajo estaban muy bien definidos y siempre eran constantes. Esto les permite rechazar lazos cerrados a la salida (así como todo tipo de control de adaptación a la carga) y facilita el diseño del transformador.

A pesar de todo ello, el modulador hacía uso de un diseño celular muy interesante con múltiples bloques de inversor-trafo que aumentan la flexibilidad del conjunto y facilitan el mantenimiento o solución ante posibles fallos (cada módulo puede extraerse individualmente). Es una medida útil que podría tenerse en cuenta en futuras versiones del sistema electroporador para tratamiento de cáncer.

ANEXO 3. Estudio y comparación entre Mosfet e IGBT

Tras la aparición del transistor BJT, primera solución real a las aplicaciones de conmutación de alta potencia, dos son los transistores usados ampliamente en inversores de puente completo: El MOSFET y el IGBT.

El MOSFET fue el primer avance importante en dispositivos de conmutación tras el BJT. Al contrario que éste, aquel permitía ser controlado por tensión y tenía unos tiempos de conmutación menores. No obstante, la resistencia en conducción dependía fuertemente de la tensión máxima de ruptura y, por ello, su potencia máxima de trabajo estaba muy limitada.

Este hecho llevó a la aparición de los IGBT. Considerado normalmente como un híbrido entre MOSFET y BJT pero que, en la práctica, se comporta mucho más como un BJT dado el carácter bipolar de ambos. Los IGBT se controlan por tensión como los MOSFET, siendo, por lo tanto, un control más sencillo que en el BJT. Sin embargo, al igual que éstos, tiene una resistencia en conducción baja y poco dependiente de la tensión de ruptura. No obstante, el tiempo de conmutación, especialmente en el paso a corte, es más bajo que en el MOSFET debido al efecto denominado “cola de corriente”, el cual es producido por su carácter bipolar.

A continuación se presenta una tabla comparando las características principales de los transistores MOSFET e IGBT. Debido al carácter experimental del electroporador se ha optado por usar una de estas tecnologías ya maduras.

Característica	MOSFET	IGBT
Diodo en paralelo intrínseco	Sí	No (normalmente incluido)
Cola de corriente	No	Sí
Resistencia en On	Alta para altas V	Baja
Coeficiente de T	Positivo	Negativo
Modo de control	Tensión	Tensión
Modo de conducción	Unipolar	Bipolar
Segunda avalancha	No	Sí
Modulación de la conductividad	No	Sí

Figura 62. Comparación características de MOSFET e IGBT

Recordemos las características de nuestro dispositivo. La tensión de ruptura de los dispositivos ha de ser de al menos 1200 voltios, dado que queremos tener 1200 voltios máximos a la salida. La intensidad ha de ser igualmente bastante elevada. Por el contrario, la frecuencia será baja, con pulsos muy cortos pero un reposo largo entre ellos. En caso de la aplicación del tren de pulsos, la frecuencia será elevada tan sólo durante el tiempo de duración del tren de pulsos. Es por ello que la frecuencia total será igualmente baja.

La elección obvia en estos casos es el IGBT. Siempre que la tensión supera cierto límite (considerado muchas veces alrededor de los 1000 V) el IGBT es el dispositivo recomendado. Esto es gracias a la bipolaridad del IGBT. La presencia de portadores inyectados consigue que, independientemente de la corriente, la tensión de caída del dispositivo sea aproximadamente constante. A este proceso se le llama “modulación de la conductividad”. En el caso del

MOSFET, por el contrario, la dependencia de R_{on} es muy fuerte con la tensión de trabajo entre colector y emisor. A estas elevadas tensiones la R_{on} equivalente en MOSFETS es demasiado alta y causa unas pérdidas que no son sostenibles.

Por el contrario, esa bipolaridad no es una ayuda en la conmutación en corte. Debido a la acumulación de "huecos" (los conductores minoritarios), se presenta un retraso en el tiempo de conmutación a corte. A ese fenómeno se le suele llamar "second tail current". Puede observarse en la siguiente imagen:

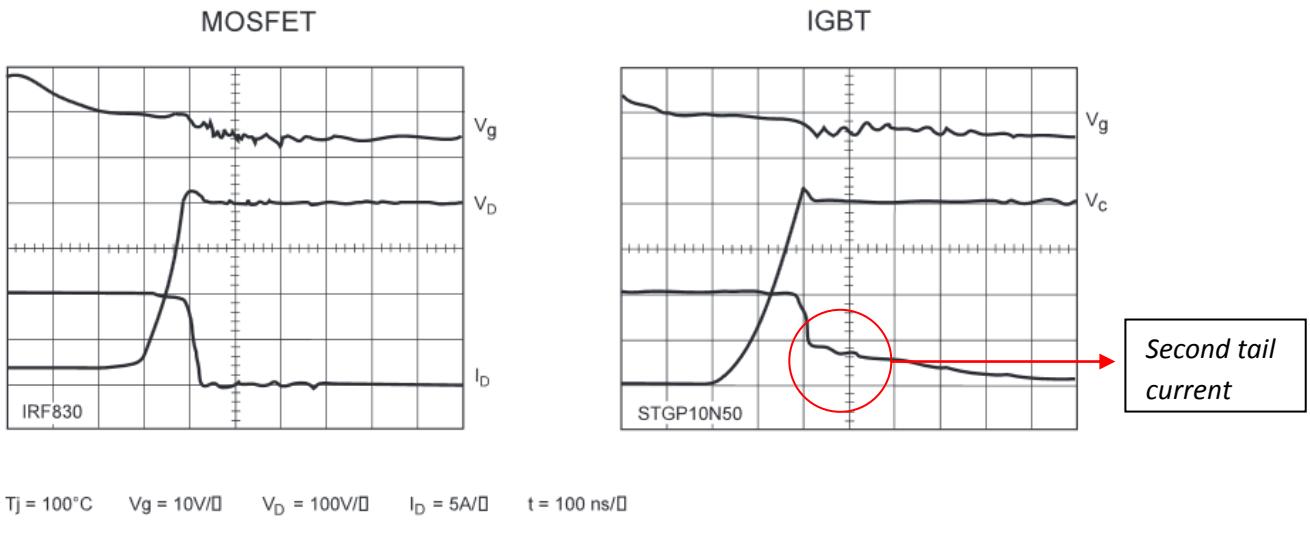


Figura 63. Diferencias en la conmutación a *off* de Mosfet e IGBT

El área resultante de pérdidas es mayor en el caso de IGBT y, por lo tanto, las pérdidas en *off* son mayores que en el MOSFET. Sin embargo, este no es un hecho que nos afecte muy negativamente debido a nuestra baja frecuencia de trabajo.

ANEXO 4. Tablas de comparación de IGBT's

El proceso de selección de IGBT se realizó, en su mayoría, mediante *Excel* y catálogos *online* de diversos fabricantes. Se optó por seleccionar un grupo de IGBT's de 1200V con gran variedad de intensidades de colector y comparar sus I_c , E_{ON} y E_{OFF} . En la figura 64 puede observarse la tabla final.

Fabricante	Modelo	Tipo	V_{ce} (V)	I_c (A) 25°C	E_{on} (mJ) 25°C	E_{off} (mJ) 25 °C
Vishay	VS-GB400TH120N	Half bridge	1200	800	44	40
Vishay	VS-GT400TH120U	Half Bridge	1200	750	19,9	18,8
Infineon	FF450R12ME4	Half bridge	1200	675	15	38
Vishay	VS-GB400TH120U	Half bridge	1200	660	19	32,5
Infineon	FF600R12IS4F	Half bridge	1200	600	10	35
Vishay	VS-GT400TH120N	Half Bridge	1200	600	17	42
Infineon	FF400R12KE3	Half bridge	1200	580	17	42
Infineon	FF400R12KT3	Half bridge	1200	580	18	30
Infineon	FF450R12KT4	Half bridge	1200	580	19	26
Vishay	VS-GB300TH120U	Half bridge	1200	530	19,7	22,4
Vishay	VS-GB300TH120N	Half bridge	1200	500	23,9	25,3
Infineon	FF300R12KE4	Half bridge	1200	460	16,5	23,5
Infineon	FF300R12KT4	Half bridge	1200	450	16,5	19,5
Infineon	FF300R12ME4_B11	Half bridge	1200	450	9,9	25
Semikron	SKM300GB12T4	Half bridge	1200	422	17,0125	16,14
Semikron	SKM300GB12V	Half bridge	1200	420	13,0125	20,14
Semikron	SKM 400GB125D	Half bridge	1200	400	9,01	7,712
Infineon	FF300R12MS4	Half bridge	1200	370	17	11
Vishay	VS-GB200TH120N	Half bridge	1200	360	10	15
Vishay	VS-GB200TH120U	Half bridge	1200	330	16,3	12
Infineon	FF225R12ME4_B11	Half bridge	1200	320	6,8	17
Infineon	FF200R12MT4	Half bridge	1200	295	10,5	11

Figura 64. Tabla final de comparación de IGBT's

Además, se analizó la tabla de forma más intuitiva mediante figuras de mérito. Las dos figuras de la página siguiente muestran dos ejemplos esto.

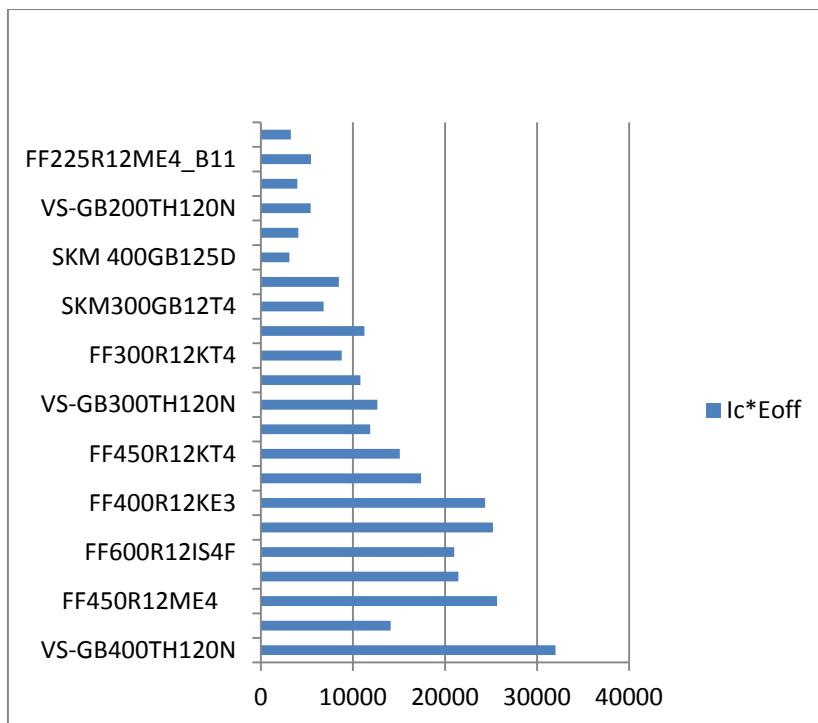


Figura 65. Figura de mérito $I_c \cdot E_{OFF}$

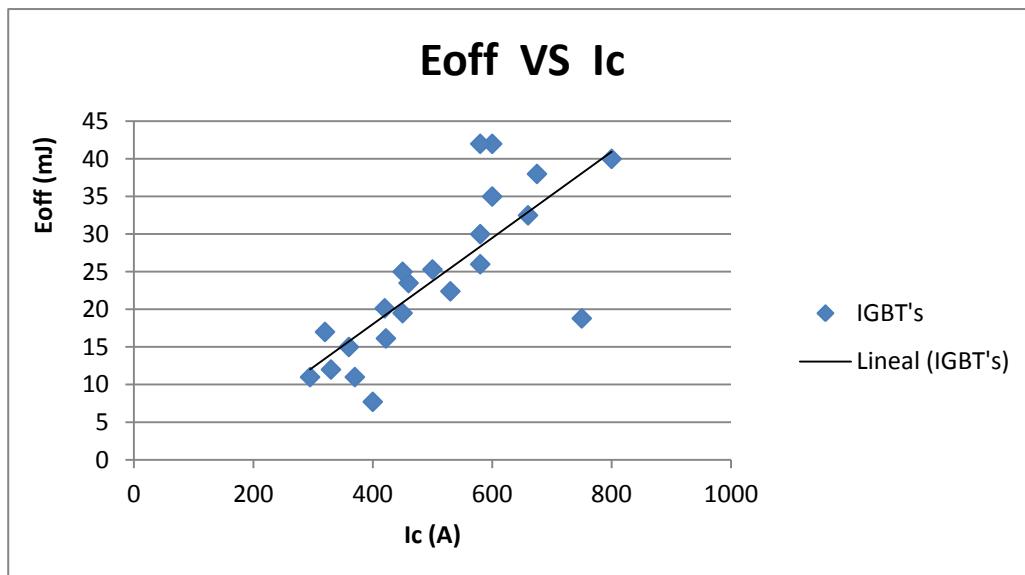


Figura 66. Figura de mérito E_{OFF} Vs I_c

ANEXO 5. Cálculo de E_{ON} y E_{OFF} a 25°C en los IGBT's en los que era desconocido

El problema surgió al observar que en el *Datasheet* de algunos fabricantes (como *Semikron*) la E_{ON} y E_{OFF} no era conocida para una temperatura de 25°C. Por ello, las energías de los IGBT's no eran comparables por estar dadas a distintas temperaturas. Ante esto, se decidió extrapolar el valor para obtener una $E_{ON}(25^\circ\text{C})$ y $E_{OFF}(25^\circ\text{C})$ aproximada para todos aquellos transistores en los que fuera necesario.

Se supuso que la energía perdida era lineal con la temperatura:

$$E_i = B_{media} \cdot Temp + A_i$$

El proceso de cálculo fue el siguiente:

- 1) Se calcula una B_{media} a partir de los IGBT's cuyas energías son dadas para todo el rango de temperaturas. Estos IGBT's son usados como fuente de cálculo de la pendiente media.
- 2) Definido B , se calcula el factor A_i de la recta lineal que define la relación. Para ello se introduce en la fórmula el valor E_i conocido del IGBT, el cual será para una temperatura distinta a 25 °C.
- 3) Una vez calculados A_i y B_{media} , sólo es necesario calcular el valor de $E_i(25^\circ\text{C})$.

A continuación se muestra el proceso con un ejemplo. Para ello se realizará el cálculo de la $E_{ON}(25^\circ\text{C})$ para el IGBT *SKM400GB125D*.

Modelo	Vce (V)	Ic (A)	Eon (mJ) 25°C	Eon (mJ) 125°C	Eon (mJ) 150°C
SKM 400GB125D	1200	400		17	

Figura 67. Datos conocidos del IGBT

Como se observa en la figura, el valor de la energía es conocida solamente para una temperatura de 125°C. El objetivo es el cálculo aproximado de $E_{ON}(25^\circ\text{C})$.

La B_{media} se calcula valiéndose de los IGBT's con E_{ON} conocida para todo el rango de temperaturas. En las siguientes figuras se muestran esos IGBT's y la linealización realizada.

Modelo	Vce (V)	Ic (A)	Eon (mJ) 25°C	Eon (mJ) 125°C	Eon (mJ) 150°C
FF450R12KT4	1200	580	19	30	36
FF300R12KE4	1200	460	16,5	25	30
FF300R12KT4	1200	450	16,5	25	30
FF300R12ME4_B11	1200	450	9,9	17	19,5
FF225R12ME4_B11	1200	320	6,8	12,5	15
FF200R12MT4	1200	295	10,5	18,5	20,5

Figura 68. IGBT's con la información de E_{ON} para las tres temperaturas

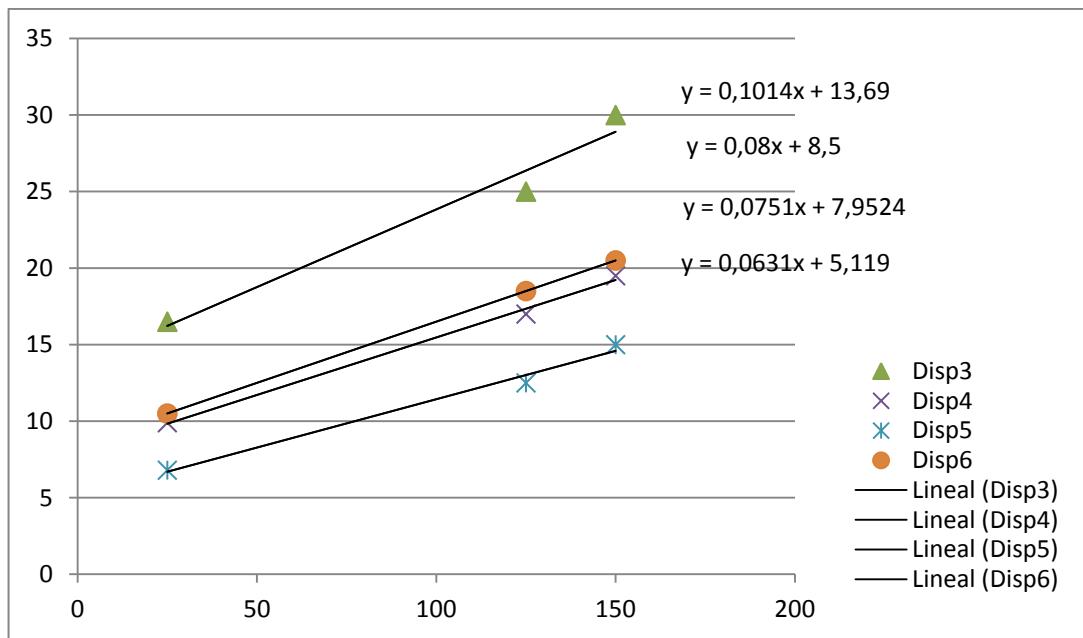


Figura 69. Linealización de $E_{ON}=f(Temp)$ para los IGBT's anteriores

Los valores de pendiente para esos IGBT's son:

$$\left. \begin{array}{l} B_1=0.01014 \text{ mJ/}^\circ\text{C} \\ B_2=0.08 \text{ mJ/}^\circ\text{C} \\ B_3=0.0751 \text{ mJ/}^\circ\text{C} \\ B_4=0.0631 \text{ mJ/}^\circ\text{C} \end{array} \right\} B_{media} = 0.0799 \text{ mJ/}^\circ\text{C}$$

A continuación se calcula el factor A_i del IGBT de nuestro ejemplo. Ello se consigue mediante el uso del valor conocido $E_{iON}(125^\circ\text{C})$.

$$E_{iON} = B_{media} \cdot Temp + A_i \Rightarrow A = E_{iON} - B_{media} \cdot Temp$$

Sabiendo que para $T=125^\circ\text{C} \rightarrow E_{ON}=17 \text{ mJ}$:

$$A_i = 17 \text{ mJ} - 0.0799 \frac{\text{mJ}}{^\circ\text{C}} \cdot 125^\circ\text{C} \Rightarrow A_i = 7.0125 \text{ mJ}$$

De esa forma, la recta lineal para nuestro IGBT queda:

$$E_{ON} = 0.0799 \cdot Temp + 7.0125$$

Ahora se puede calcular la E_{ON} para cualquier temperatura deseada. Como queremos $E_{ON}(25^\circ\text{C})$:

$$E_{ON}(25^\circ\text{C}) = 0.0799 \frac{\text{mJ}}{^\circ\text{C}} \cdot 25^\circ\text{C} + 7.0125 \text{ mJ} \Rightarrow E_{ON}(25^\circ\text{C}) = 9.01 \text{ mJ}$$

De esa forma conseguimos adquirir todas las energías de los IGBT's para un valor de 25°C, haciendo posible la comparación. A continuación se puede ver la tabla definitiva con las energías estandarizadas a 25°C.

Modelo	Típo	Vce (V)	Ic (A)	Eon (mJ) 25°C	Eon (mJ) 125°C	Eon (mJ) 150°C	Eoff (mJ) 25 °C	Eoff (mJ) 125°C	Eoff (mJ) 150°C
VS-GB400TH120N	Half bridge	1200	800	44			40		
VS-GT400TH120U	Half Bridge	1200	750	19,9			18,8		
FF450R12ME4_B11	Half bridge	1200	675	15	26	28,5	38	55,5	61,5
VS-GB400TH120U	Half bridge	1200	660	19			32,5		
FF600R12IS4F	Half bridge	1200	600 (55°C)	10	20		35	40	
VS-GT400TH120N	Half Bridge	1200	600	17			42		
FF400R12KE3	Half bridge	1200	580	17	25		42	62	
FF400R12KT3	Half bridge	1200	580	18	28		30	45	
FF450R12KT4	Half bridge	1200	580	19	30	36	26	40	43
VS-GB300TH120U	Half bridge	1200	530	19,7			22,4		
VS-GB300TH120N	Half bridge	1200	500	23,9			25,3		
FF300R12KE4	Half bridge	1200	460	16,5	25	30	23,5	35	39
FF300R12KT4	Half bridge	1200	450	16,5	25	30	19,5	29,5	32,5
FF300R12ME4_B11	Half bridge	1200	450	9,9	17	19,5	25	37,5	42
SKM300GB12T4	Half bridge	1200	422	17,0125		27	16,14		29
SKM300GBD12T4	Half bridge	1200	422	17,0125		27	16,14		29
SKM300GB12V	Half bridge	1200	420	13,0125		23	20,14		33
SKM 400GB125D	Half bridge	1200	400	9,01	17		7,712	18	
FF300R12MS4	Half bridge	1200	370	17	25		11	15	
VS-GB200TH120N	Half bridge	1200	360	10			15		
VS-GB200TH120U	Half bridge	1200	330	16,3			12		
FF225R12ME4_B11	Half bridge	1200	320	6,8	12,5	15	17	26,5	29,5
FF200R12MT4	Half bridge	1200	295	10,5	18,5	20,5	11	16,5	18,5

Figura 70. Tabla de comparación estandarizada

ANEXO 6. Tabla de Clearance

Para las medidas mínimas de *clearance* en el aire hacemos uso de la tabla de la EN60215 de la normativa de seguridad eléctrica (figura 71).

Required impulse withstand voltage ^{① ②} kV	Minimum clearance in air up to 2 000 m above sea level		
	Case A Inhomogeneous field (see 3.15)		
	Pollution degree		
	1 mm	2 mm	3 mm
1,2	0,25	0,25	0,8 ^④
1,5 ^③	0,5	0,5	
2,0	1,0	1,0	1,0
2,5 ^③	1,5	1,5	1,5
3,0	2,0	2,0	2,0
4,0 ^③	3,0	3,0	3,0
5,0	4,0	4,0	4,0
6,0 ^③	5,5	5,5	5,5
8,0 ^③	8,0	8,0	8,0

^① This voltage is

- for functional insulation, the maximum impulse voltage expected to occur across the clearance (see 5.1.5),
- for basic insulation directly exposed to or significantly influenced by transient overvoltages from the low-voltage mains (see 4.3.3.3, 4.3.3.4.1 and 5.1.6), the rated impulse voltage of the equipment,
- for other basic insulation (see 4.3.3.4.2), the highest impulse voltage that can occur in the circuit.

^② Preferred values as specified in 4.2.3.

^③ The minimum clearances given for pollution degrees 2 and 3 are based on the reduced withstand characteristics of the associated creepage distance under humidity conditions (see IEC 60664-5).

^④ For parts or circuits within equipment subject to impulse voltages according to 4.3.3.4.2, interpolation of values is allowed. However, standardization is achieved by using the preferred series of impulse voltage values in 4.2.3.

Figura 71. Tabla de medidas de *clearance*

ANEXO 7. Cálculo aproximado de potencia disipada en el convertidor

Una de las muchas formas de limitar la máxima potencia a disipar de un sistema es mediante una suposición de rendimiento a partir del cual realizar el resto de cálculos. En este caso, para el cálculo de la potencia perdida en el convertidor, se supondrá un $\eta = 0.8$ y la máxima tensión e intensidad de salida que se puede esperar. De esta forma se realiza un cálculo aproximado de potencia a disipar en el peor de los casos y que, con seguridad, será menor en la práctica. Esto es debido, sobre todo, a que las señales de salida no van a conseguir alcanzar esas cotas máximas ideales de potencia instantánea, siendo la potencia activa real mucho menor del cálculo aquí realizado.

Definiendo las potencias y el rendimiento con respecto al ciclo de trabajo:

$$P_{\text{pérdidas}} = \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) \cdot P_{\text{pico}} \cdot \text{Duty} \quad P_{\text{perd}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}}$$

$$P_{\text{out}} = P_{\text{pico}} \cdot \text{Duty} \quad \eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$$

Todos los cálculos que se realizan se basan en dos hipótesis: El rendimiento es supuesto y constante y las pérdidas solamente dependen de la potencia activa manejada. Sin embargo, se ha supuesto también que la potencia activa entregada a la carga es de 600 W. Una potencia instantánea de 3MVA. Ese es el caso más optimista pero es muy difícil de alcanzar. Lo normal es que el sistema se sitúe en torno a la mitad. Lo que nos llevaría a la mitad de perdidas. Es por ello que los cálculos siguientes, a pesar de ser aproximados, nos permiten acotar superiormente la potencia a disipar.

Caso 1: Régimen normal

En el régimen normal la tensión de salida es la siguiente:



Figura 72. Tensión de salida en el convertidor en régimen normal

Debido al elevado periodo con respecto a la duración de los pulsos ($100\mu s$), la potencia media a disipar será considerablemente baja al ser el *Duty* muy bajo. En este caso:

$$Duty = \frac{2 \cdot t_{pulso}}{T} \rightarrow Duty = \frac{2 \cdot 100\mu s}{1s} = 0.0002$$

Por lo tanto, suponiendo un $\eta = 0.8$ y la máxima tensión e intensidad de salida esperada:

$$P_{pérdidas} = \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) \cdot P_{pico} \cdot Duty \rightarrow P_{pérdidas} = \left(\frac{1-0.8}{0.8} \right) \cdot (15kV \cdot 200A) \cdot 2 \cdot 10^{-4} = 150W$$

Caso 2: Régimen de tren de pulsos

La potencia perdida será más elevada en el caso del tren de pulsos. A continuación se presenta la salida en tensión para ese caso.



Figura 73. Tensión de salida en el convertidor en régimen de tren de pulsos

Ampliando la zona en la que se producen los pulsos:

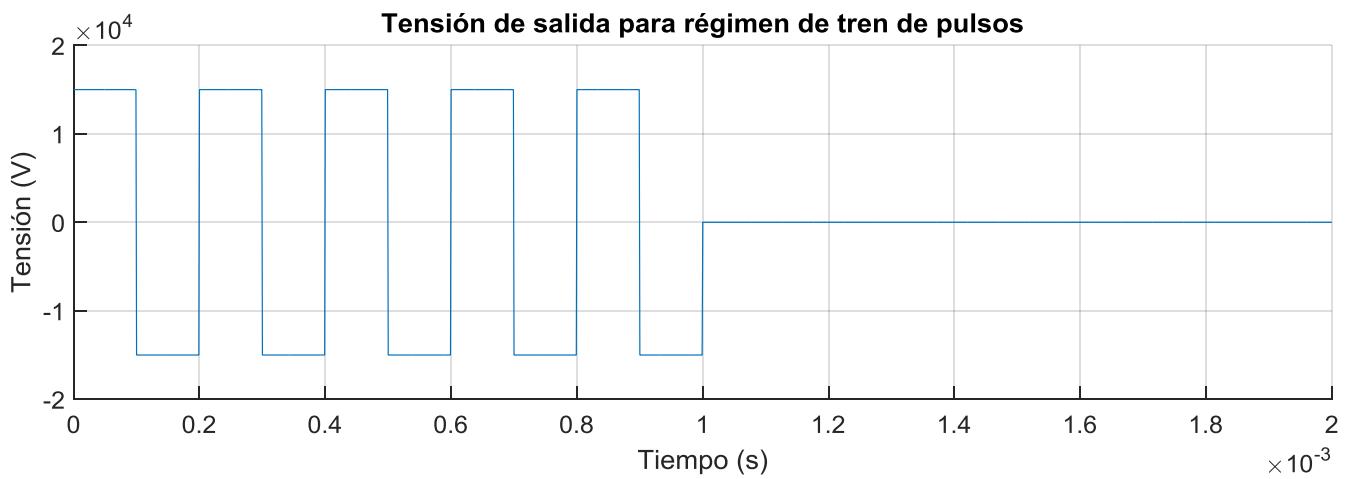


Figura 74. Detalle de la tensión de salida del convertidor en régimen de tren de pulsos

En este caso el periodo sigue siendo de un segundo y los pulsos de 100us. No obstante, el número de pulsos aumenta a un total de diez pulsos consecutivos repetidos una vez por periodo. En ese caso:

$$Duty = \frac{10 \cdot t_{pulso}}{T} \rightarrow Duty = \frac{10 \cdot 100\mu s}{1s} = 0.001$$

Por lo tanto, suponiendo de nuevo un $\eta = 0.8$ y la máxima tensión e intensidad de salida esperada:

$$P_{pérdidas} = \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) \cdot P_{pico} \cdot Duty \rightarrow P_{pérdidas} = \left(\frac{1-0.8}{0.8} \right) \cdot (15kV \cdot 200A) \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 750W$$

ANEXO 8. Intensidad eficaz en los condensadores de desacoplo

La intensidad eficaz se define como $I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$.

La intensidad por cada uno de los condensadores para el régimen de salida normal tendrá la siguiente forma:

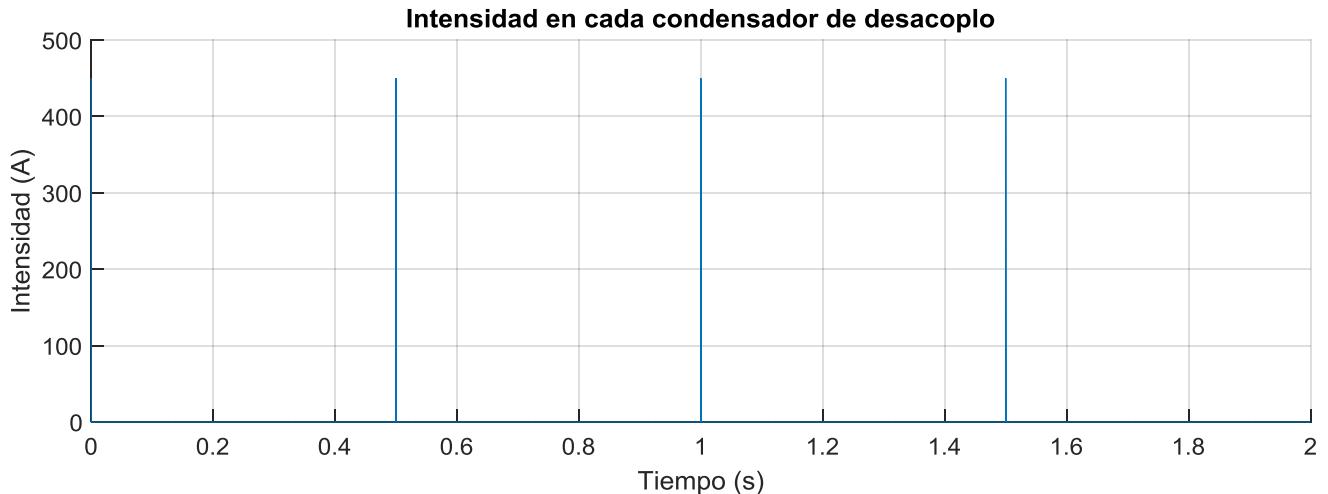


Figura 75. Intensidad en cada condensador de desacoplo en régimen normal

Por lo tanto:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{2 \cdot t_{pulso}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{2 \cdot i^2 \cdot t_{pulso}}{T}}$$

Con valores $T = 1s$, $t_{pulso} = 100\mu s$, $i = 450A$.

Para el régimen de trabajo normal: $I_{RMS} = 6.36 A < 80 A$.

La intensidad por cada uno de los condensadores para el régimen de tren de pulsos será:



Figura 76. Intensidad en cada condensador de desacoplo en régimen de tren de pulsos

Se observa que ahora el pulso es de $1000\mu s$ en lugar de los $100\mu s$ de antes. Eso es debido a que la intensidad no es bipolar en los condensadores de desacoplo y, por lo tanto, el tren de 10 pulsos da lugar a un pulso resultante 10 veces mayor.

En este caso:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{10 \cdot t_{pulso}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{10 \cdot i^2 \cdot t_{pulso}}{T}}$$

Con valores $T = 1s$, $t_{pulso} = 1000\mu s$, $i = 450A$.

Por lo tanto, para el régimen de trabajo de tren de pulsos: $I_{RMS} = 14.23 A < 80 A$.

ANEXO 9. Cálculo de Q_G del IGBT a partir del Datasheet

El valor de la carga de puerta necesario para una variación de tensión de puerta dada puede verse, a veces, en una grafica incluida por el fabricante. Esta gráfica no está siempre disponible pero el fabricante de nuestro IGBT seleccionado sí que la muestra (figura 77).

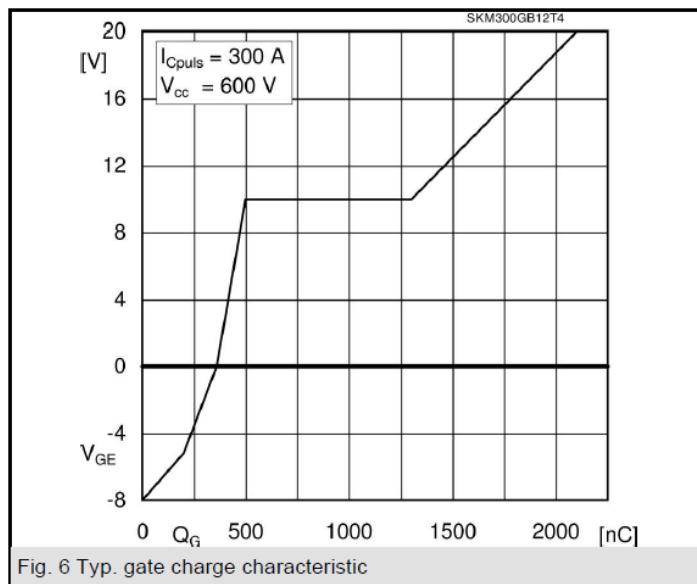


Figura 77. Gráfica de cálculo de Q_G para el IGBT del Datasheet

Sin embargo, puede observarse que el rango de la gráfica no abarca tanto como nuestro rango de tensión de puerta, $\Delta V = [-15, +15]V$. Es por ello que hay que extraer para conocer la carga necesaria en ese rango. La extrapolación es muy sencilla y se muestra el método en la siguiente imagen. Se ha de trazar una paralela al último tramo de la gráfica pasando por el origen. Tras ello, es posible calcular de forma normal el valor.

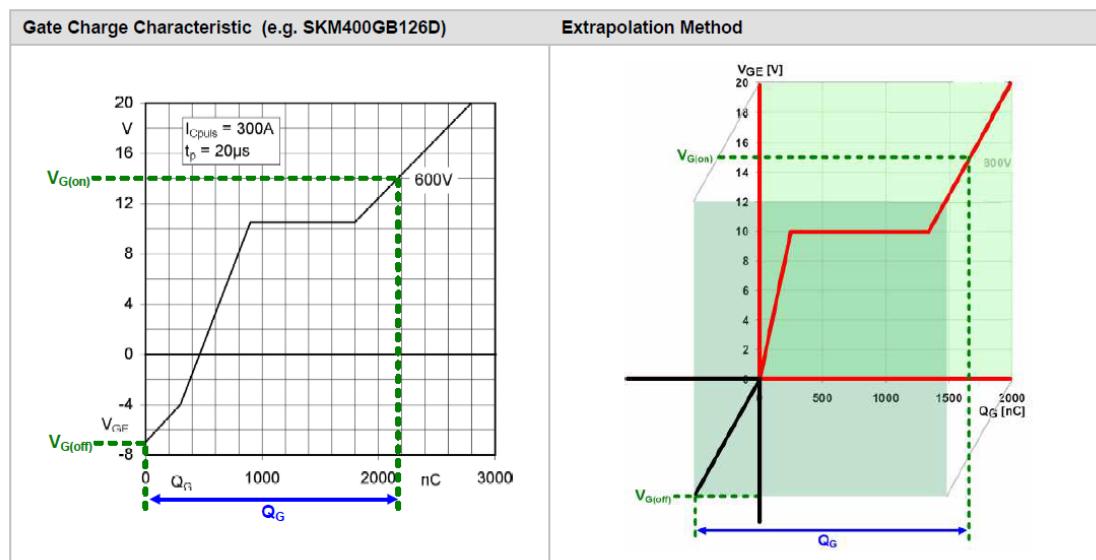


Figura 78. Método de extrapolación para cálculo de Q_G

En nuestro caso, siguiendo este método y sabiendo que $\Delta V = [-15, +15]V$, $Q_G = 2200 \mu F$

ANEXO 10. Elementos de seguridad del Driver SKYPER 32PRO R

En este anexo se procede a explicar con algo más de detalle el funcionamiento de algunos de los sistemas de seguridad del *Driver* seleccionado.

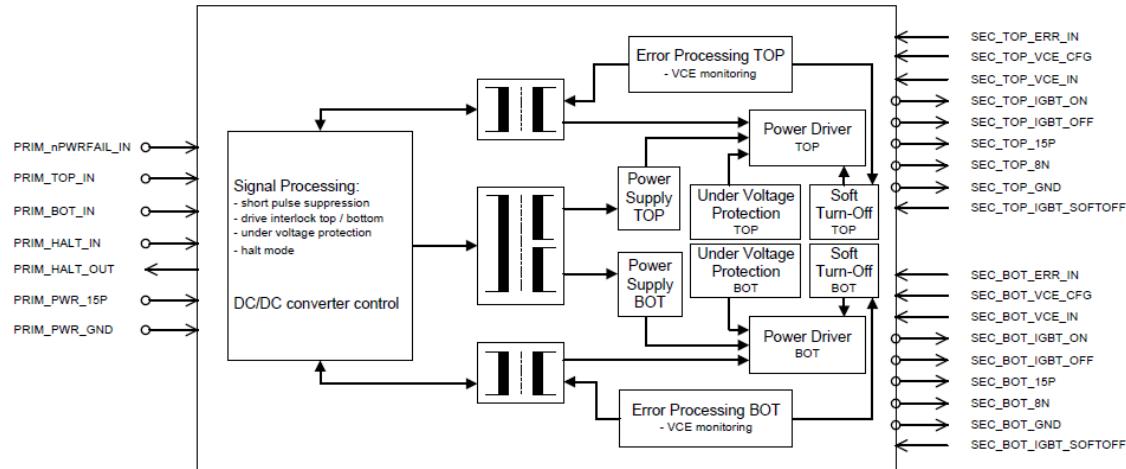


Figura 79. Diagrama de bloques del Driver

Aislamiento

Transformadores magnéticos son usados para aislar los lados primario y secundario del *Driver*. Hay dos sets de transformadores: Los transformadores de señal de pulso, que son bidireccionales y se usan tanto para pasar el IGBT a *on* como a *off*, y un transformador de secundario a primario del *Driver* que sirve como camino para la señal de error que se realimenta.

Además de esto, también se consigue aislamiento galvánico en la alimentación de ambos secundarios del *Driver* (*Top* y *Bottom*) mediante un convertidor DC/DC.

Short pulse supression

El driver tiene un sistema de protección que suprime pulsos cortos de las señales de entrada. De esa forma los IGBT's están protegidos ante ruido debido a los elementos parásitos. Ningún pulso de más de 750ns es suprimido. Nuestros pulsos (10-100 μ s) se alejan bastante de ese límite, por lo que no hay peligro de que sean suprimidos por equivocación.

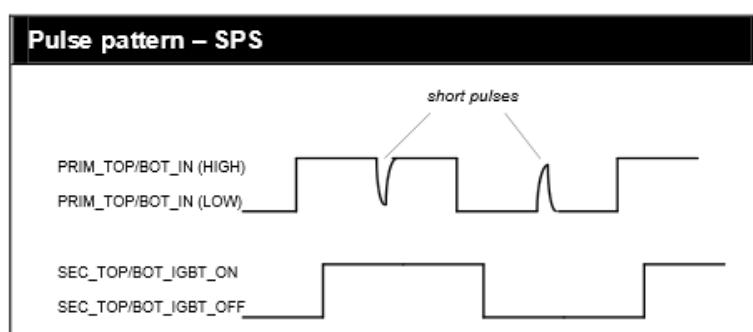


Figura 80. Sistema de supresión de pulsos cortos del Driver

Halt logic signals (HLS)

Las señales lógicas PRIM_HALT_OUT y PRIM_HALT_IN controlan el núcleo del *Driver*. El núcleo se pone en modo de espera (*Halt*) si la señal lógica PRIM_HALT_IN se define en estado de “1”. En este estado los pulsos de conmutación del controlador no serán transferidos a la salida del *Driver*.

PRIM_HALT_OUT es una señal de salida que muestra el estado del núcleo y es de sólo lectura. Como se muestra en la siguiente imagen del *Datasheet*, hay dos opciones: Utilizar PRIM_HALT_IN o no utilizarlo. En el caso de no utilizarlo, éste ha de estar conectado a PRIM_HALT_OUT para evitar posibles errores por tensión residual en PRIM_HALT_IN.

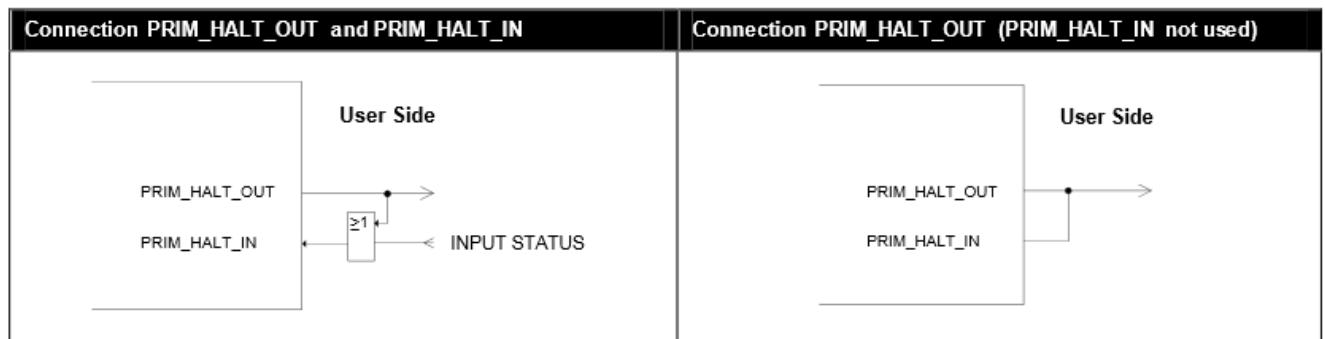


Figura 81. Sistema HLS del *Driver*

El uso de PRIM_HALT_IN ofrece muchas posibilidades. Por ejemplo, utilizar señales externas que comuniquen al *Driver* que debe dejar de enviar las señales de conmutación a los IGBT. Un uso similar a éste es el planteado por nosotros en nuestro diseño con *Arduino*.

Tiempo muerto ajustable

El *Driver* posee un sistema de seguridad para evitar que ambos IGBT causen un cortocircuito en la rama debido al retardo de los tiempos de conmutación. Por lo tanto, no es necesario implementar manualmente esos tiempos muertos en las señales de entrada al *Driver* ya que él se ocupará de retrasar las señales de *on* de un IGBT con respecto a las de *off* del otro. El tiempo muerto total se puede ajustar mediante cuatro pines digitales de la forma siguiente:

Adjustment of Dead time / Neutralizing Locking Functions				
Interlock time [μs]	PRIM_CFG_TDT1_IN	PRIM_CFG_TDT2_IN	PRIM_CDG_TDT3_IN	PRIM_CFG_SELECT_IN
1	GND	GND	open	open
1,3	GND	GND	GND	open
2	GND	open	open	open
2,3	GND	open	GND	open
3	open	GND	open	open
3,3	open	GND	GND	open
4 *	open	open	open	open
4,3	open	open	GND	open
no interlock	open	open	open	GND

* Factory setting

Figura 82. Tabla de tiempos muertos del *Driver*

DSCP (Dynamic Short Circuit Protection)

Sirve para determinar si la corriente de carga es alta una vez pasado un tiempo (ajustable mediante una red R-C) desde la activación del dispositivo. El método de funcionamiento se basa en la comparación de la tensión V_{CE} con un umbral de referencial, una vez transcurrido un tiempo, para que si es mayor de este umbral (dispositivo en zona activa, con alta corriente) se pueda pasar al estado de error.

Esta protección es interesante especialmente para evitar roturas en carga de cortocircuito. En la figura puede verse el funcionamiento básico. La referencia V_{CEref} se puede ajustar con un circuito R-C a la salida de dos pines del Driver.

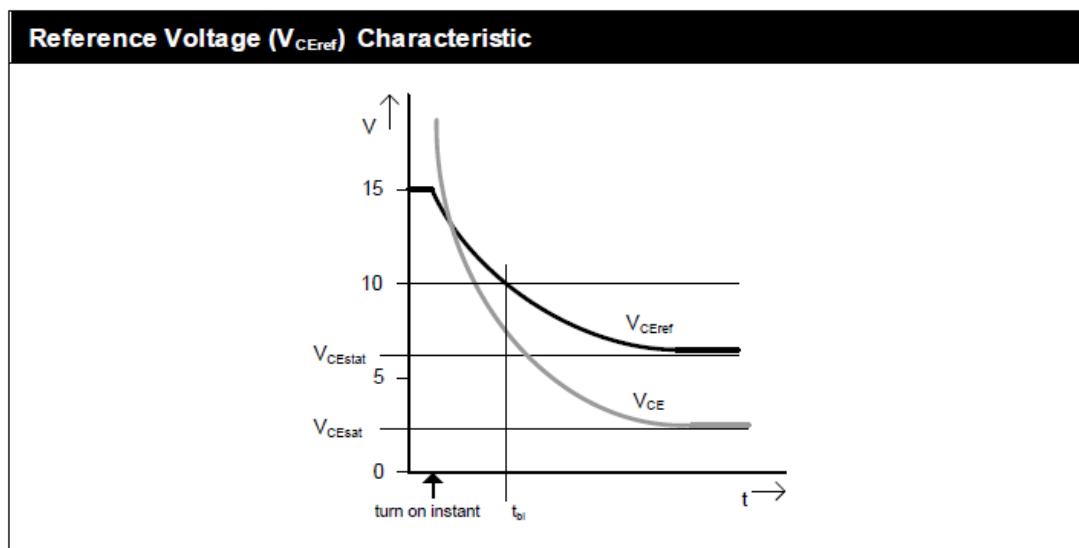


Figura 83. Tabla de tiempos muertos del Driver

ANEXO 11. Cálculo de los límites teóricos de la resistencia de puerta

Límite máximo

Aunque la velocidad de paso a off en el IGBT no es tan elevada como en el MOSFET, su tensión máxima suele ser muy elevada. Esto causa igualmente elevadas dv/dt en off que pueden causar lo que se denomina “encendido secundario” si la resistencia de puerta es demasiado alta. La siguiente imagen presenta el esquema del IGBT con los capacitores parásitos incluidos:

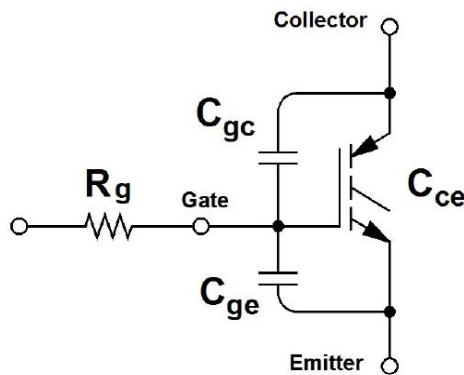


Figura 84. Capacidades parásitas del IGBT

Cuando el Driver descarga el condensador de puerta, el IGBT pasa a off. Sin embargo, esto aumenta la tensión en el colector, lo que debido a divisor de tensión creado por ambos condensadores, aumenta la tensión en la puerta. Si la resistencia de puerta es demasiado alta, la tensión puede alcanzar un nivel tal que el IGBT vuelve a ponerse en estado de on. La fórmula que rige este proceso es:

$$\frac{dv}{dt} < \frac{V_{th}}{R_g \cdot C_{gc}}$$

En el anexo 14 se presenta una explicación detallada de la ecuación y de la obtención de cada uno de los factores. Como se explica en ese anexo, en nuestro caso:

$$R_g < \frac{V_{th}}{C_{gc} \cdot \left(\frac{dv}{dt} \right)} \Rightarrow R_g < \frac{10V}{1nF \cdot 1000V/\mu s} \Rightarrow R_g < 10\Omega$$

Por lo tanto, la resistencia de puerta total ha de ser siempre menor de 10 ohmios. Hay que tener en cuenta que, al ser la resistencia total, en ese valor se incluye tanto la resistencia de puerta externa que colocamos nosotros como la resistencia de puerta interna del propio IGBT. El valor de ésta puede verse en el *Datasheet* del IGBT:

R_{Gint}	$T_j = 25^\circ C$	2,5	Ω
------------	--------------------	-----	----------

Por lo tanto:

$$R_{Gext} + R_{Gint} < 10\Omega \Rightarrow R_{Gext} < 7.5\Omega$$

El límite máximo de la resistencia de puerta externa que podemos colocar será de 7.5 Ohmios.

Límite mínimo

El límite mínimo de la resistencia viene definido por dos factores: La intensidad máxima del *Driver* y el circuito oscilante RLC que forma el conjunto del sistema debido a las inductancias y capacidades parásitas.

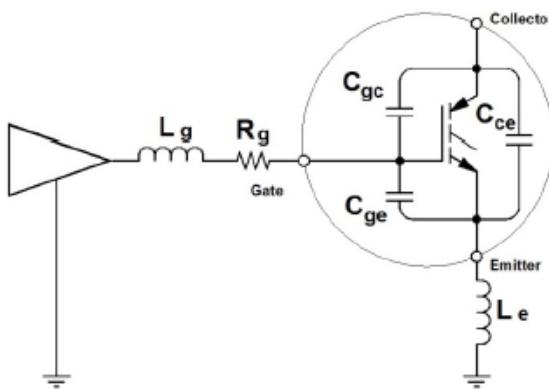


Figura 85. Circuito equivalente RLC [12]

Respecto al primero, si la resistencia presente entre Driver e IGBT es demasiado baja, el driver no será capaz de cargar o descargar el condensador. El Driver carga y descarga el condensador en los límites de tensión [15,-15V] y su intensidad máxima de salida es 15 A. Por lo tanto [12]:

$$R_{G(ext)} + R_{G(int)} > \frac{V_{G(on)} - V_{G(off)}}{I_{GPeak}} \Rightarrow R_{G(ext)} + R_{G(int)} > 2\Omega$$

Dado que la resistencia interna del IGBT es de 2.5 Ohmios:

$$R_{G(ext)} \geq 0\Omega$$

El límite mínimo se cumple incluso sin resistencia externa y esta ecuación no nos limita inferiormente. El límite inferior a tener en cuenta será, en caso de que exista, el dado por el circuito oscilante serie RLC.

Para nuestro caso, nos interesa el tipo de salida con respecto a la oscilación producida. Ello depende de la relación entre el factor de amortiguamiento α y la frecuencia ω_o . Pueden verse las opciones en la tabla de la figura 85 en la página siguiente.

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Relación	Tipo de respuesta
$\alpha > \omega_0$	Sobreamortiguada
$\alpha < \omega_0$	Subamortiguada
$\alpha = \omega_0$	Críticamente amortiguada

Figura 85. Circuito equivalente RLC [12]

Si la resistencia baja de un valor mínimo, se puede dar el caso de trabajar en la zona de sobreoscilación no amortiguada o darse una sobreoscilación inicial demasiado elevada para el equipo. No obstante, el cálculo teórico de la resistencia en este caso es muy complejo debido a la dificultad del cálculo de la inductancia parásita del sistema. Por esa razón, este fenómeno se tendrá en cuenta solamente de forma experimental dependiendo de la respuesta osculatoria que se obtenga experimentalmente.

ANEXO 12. Encendido secundario en IGBT: cálculo de variables

El encendido secundario es un fenómeno que comúnmente se da en MOSFETS debido a sus altas dv/dt durante la conmutación. No obstante, a pesar de no conmutar tan rápido, los IGBT pueden sufrir el mismo fenómeno debido a sus altas tensiones de trabajo, lo que causa también altos dv/dt .

El resultado de este encendido secundario es que el IGBT pasa a estado de *on* súbitamente tras ser descargado para su paso a *off*. Esto es debido a las capacidades parásitas del IGBT y a su resistencia de puerta. Si la resistencia de puerta es demasiado alta, la tensión en la puerta se puede elevar lo suficiente como para causar el encendido repentino del IGBT.

La condición para que no se produzca encendido secundario mediante este proceso es:

$$\frac{dv}{dt} < \frac{V_{th}}{R_g \cdot C_{gc}}$$

Donde:

V_{TH} : Tensión de Miller

C_{GC} : Capacidad parásita entre el colector y la puerta del IGBT.

R_g : Valor de la resistencia de gate

dv/dt : Pendiente del cambio de tensión en el IGBT en el paso a OFF.

A continuación se va a explicar cada uno de los factores así como su obtención para el caso del IGBT y *Driver* del sistema electroporador.

Cálculo de V_{TH}

V_{TH} es la tensión de puerta en la que el IGBT comienza a conducir en su paso a *on*. La tensión de Miller se puede reconocer en las gráficas de la Q_G del IGBT fácilmente, ya que es aquella en la que la gráfica se aplana durante cierta carga de puerta, tiempo en el que toda la carga se utiliza en la capacidad C_{GC} . Observando la gráfica en nuestro IGBT:

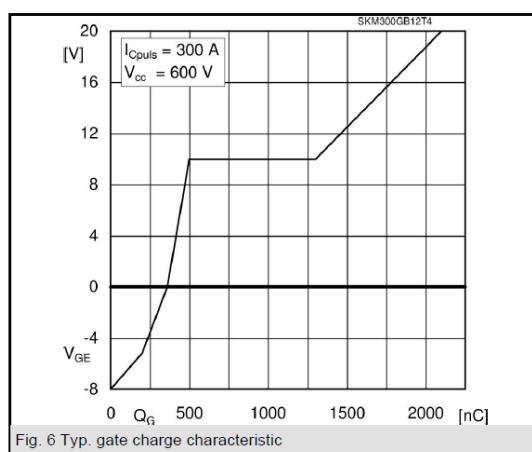


Figura 86. Gráfica Q_G del IGBT seleccionado

La tensión de Miller en el caso de nuestro IGBT es, por lo tanto: $V_{TH}=10V$.

Cálculo de C_{GC}

El IGBT, y en especial la carga de su puerta, está fuertemente determinado por las capacidades internas, especialmente por las de entrada C_{GC} y C_{GE} :

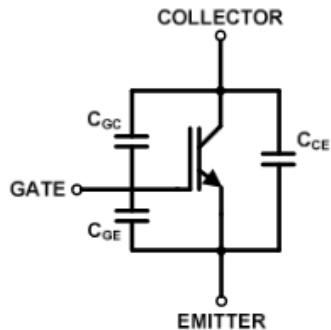


Figura 87. Capacidades internas equivalentes de un IGBT

C_{GC} es, como se observa en la imagen, la capacidad equivalente entre el colector y la puerta del IGBT. Para conocer el valor de estas capacidades es necesario recurrir al *Datasheet* del IGBT. Sin embargo, la denominación en éstos *Datasheet* cambia un poco con lo visto en la imagen. En nuestro caso:

C_{ies}	$V_{CE} = , V_{GE} = V$	$f = \text{MHz}$	18,6	nF
C_{oes}			1,2	nF
C_{res}			1	nF

Estas capacidades se definen como:

$$\text{Input capacitance: } C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$$

$$\text{Output capacitance: } C_{oes} = C_{GC} + C_{CE}$$

$$\text{Reverse transfer capacitance: } C_{res} = C_{GC}$$

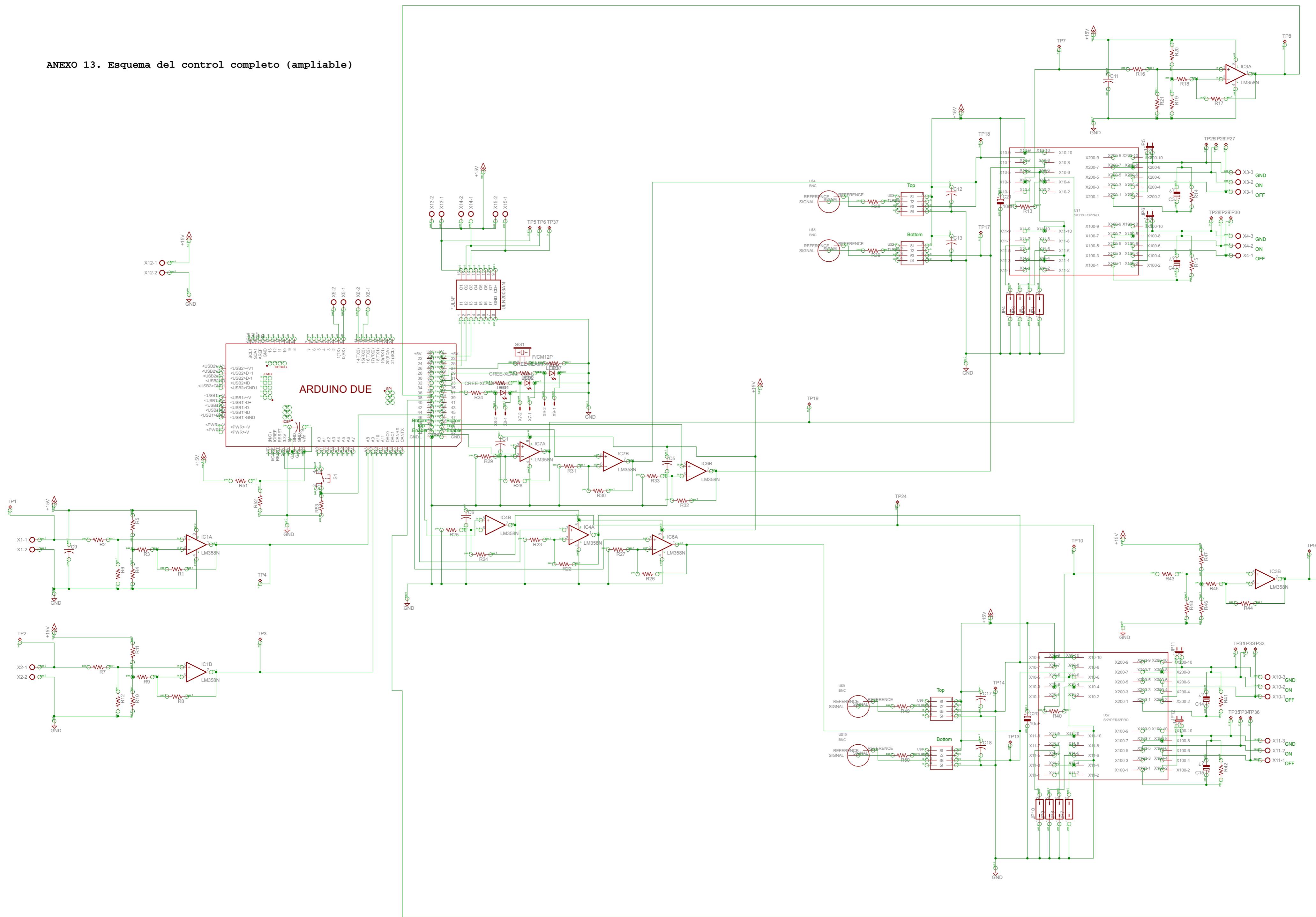
Nuestro C_{GC} es equivalente al C_{res} del *Datasheet* $\rightarrow C_{GC} = 1\text{nF}$.

Cálculo de dv/dt

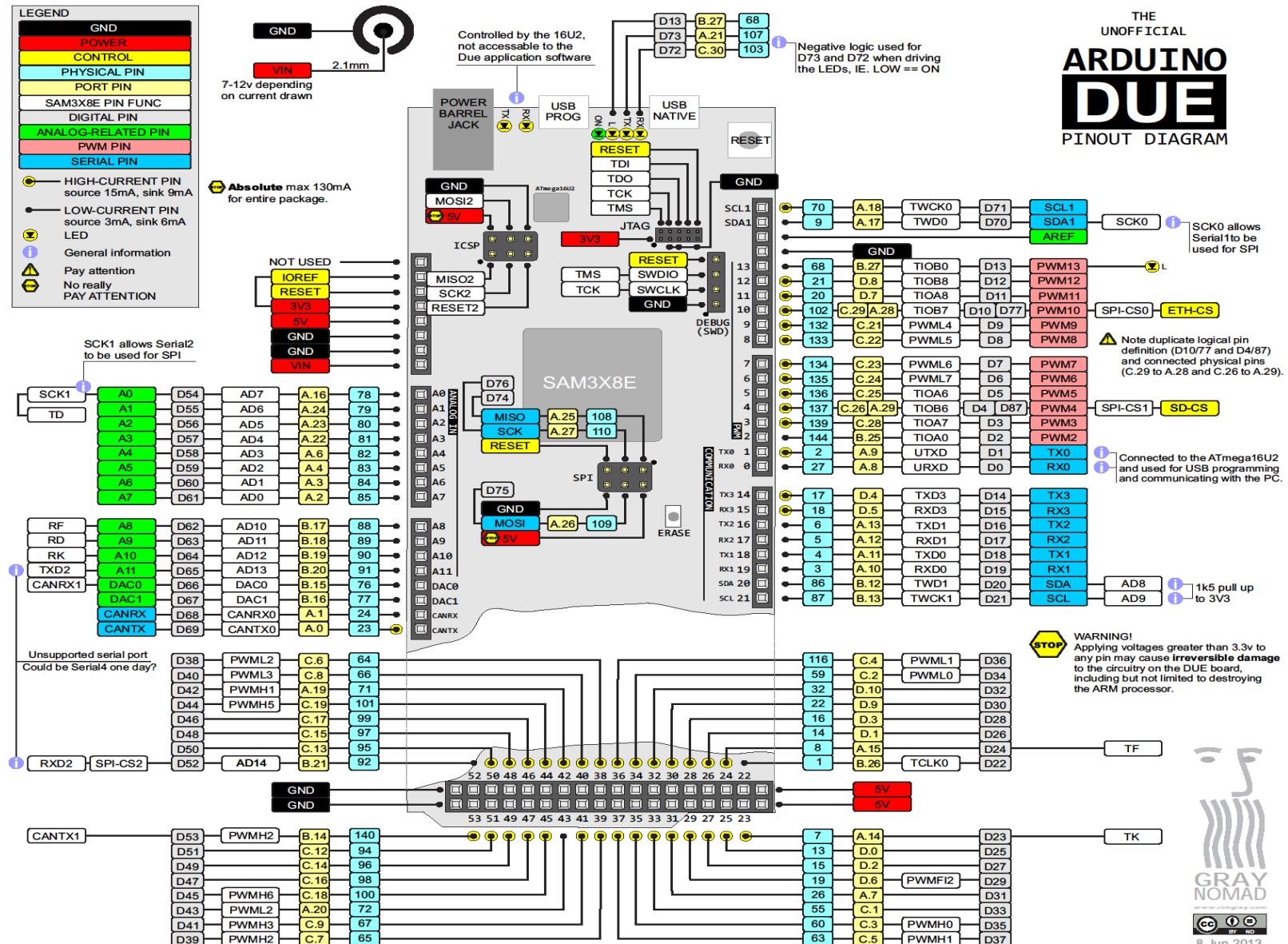
El cálculo de la pendiente de la señal es un cálculo relativamente simple si se supone pendiente constante:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\Delta V}{t_{comutación}} = \frac{1000V}{1\mu s} = 10^9 V/s$$

ANEXO 13. Esquema del control completo (ampliable)



ANEXO 14. Arduino Due Pinout



ANEXO 15. Acondicionamiento para la comunicación *Driver-Arduino*

El acondicionamiento es el procesamiento de una señal de forma adecuada para la siguiente etapa del sistema. En el caso del sistema electroporador, este acondicionamiento es necesario por la diferencia de los rangos de tensión de trabajo entre el *Driver* de IGBT's y el sistema *Arduino Due*.

En el sistema de hardware de control diseñado se presentan dos topologías posibles de acondicionamiento, dependiendo de si la señal viaja del *Arduino* al *Driver* o viceversa:

De Arduino a Driver ➔ Amplificador no inversor

El acondicionamiento ha de hacerse de tal forma que:

$$V_{in} = 0V \Rightarrow V_{out} = 0V$$

$$V_{in} = 3.3V \Rightarrow V_{out} = 15V$$

Ello se puede conseguir mediante el uso de un amplificador no inversor como el siguiente.

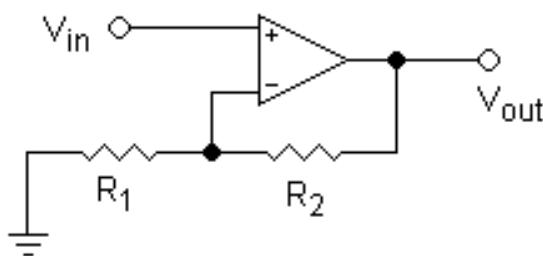


Figura 88. Amplificador no inversor

Calculando las ecuaciones:

$$I_{R1} = \frac{V_-}{R_1} \quad I_{R2} = \frac{V_{out} - V_-}{R_2} \quad V_{in} = V_+ = V_-$$

Igualando intensidades por considerarse amplificador operacional ideal:

$$I_{R1} = I_{R2} \Rightarrow \frac{V_{in}}{R_1} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_2} \quad \rightarrow \quad V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \cdot V_{in}$$

El acondicionamiento necesario se puede obtener con unos valores de $R_1 = 20k$ y $R_2 = 68k$.

De Driver a Arduino → Restador inversor

En este acondicionamiento es necesario que:

$$V_{in} = 0V \Rightarrow V_{out} = 0V$$

$$V_{in} = 15V \Rightarrow V_{out} = 3.3V$$

Un amplificador operacional con 6 resistencias nos permite, de forma sencilla pero efectiva, atenuar cualquier señal a los niveles tolerables por el sistema *Arduino*. A continuación se puede observar el esquema del circuito:

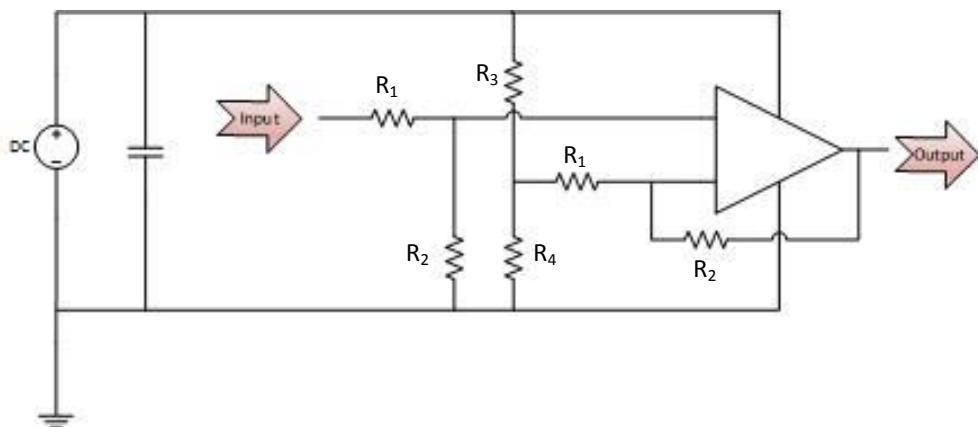


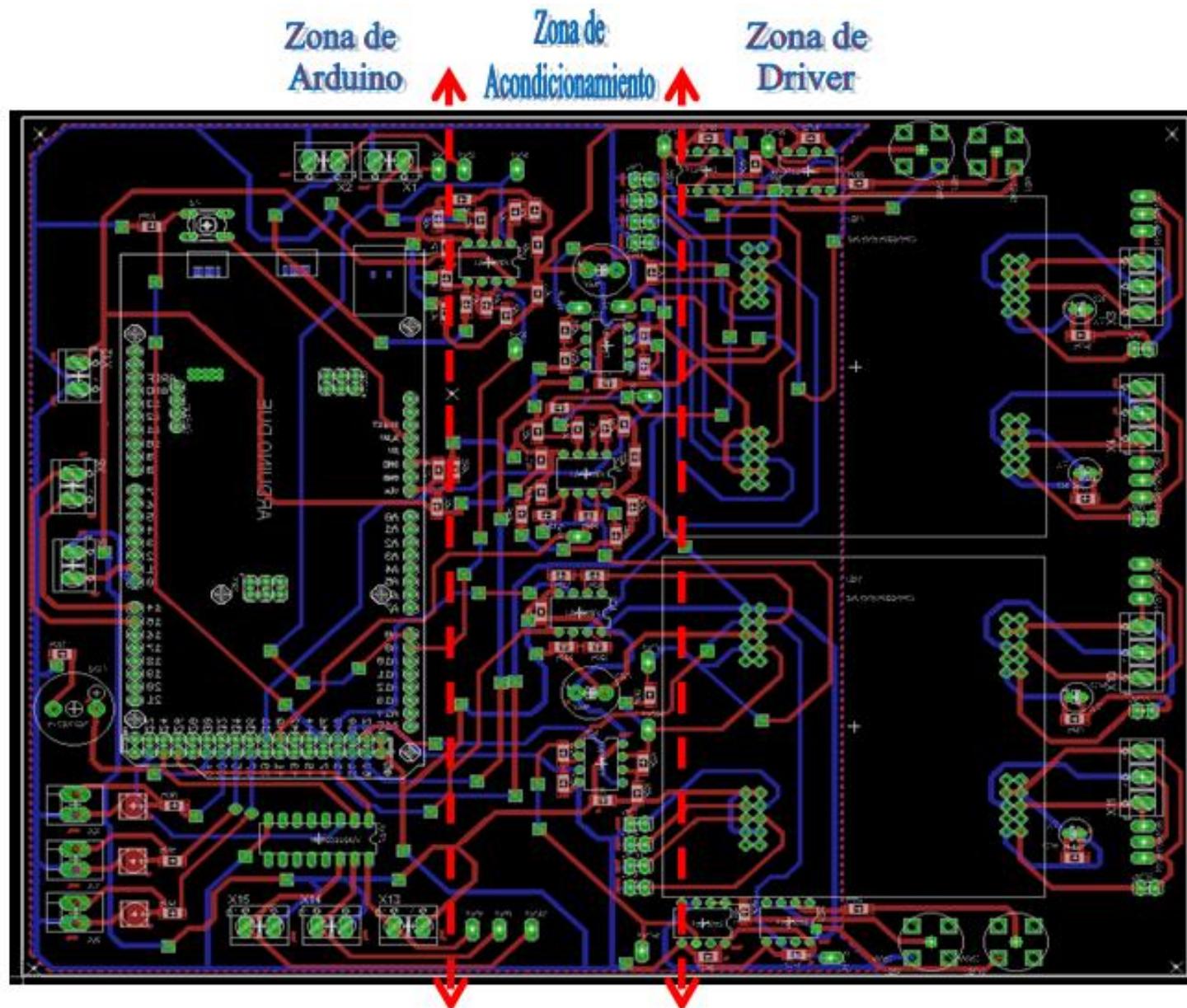
Figura 89 Restador inversor

La función de transferencia es:

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{input} - V_{ref}) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(V_{input} - \frac{V_{cc} \cdot R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

El acondicionamiento necesario se puede obtener con unos valores de $R_1=15k$, $R_2=68K$, $R_3 = \text{inf}$ (sin soldar resistencia) y $R_4 = 0$.

ANEXO 16. Imagen PCB (Eagle)



ANEXO 17. *Instrument Control Toolbox Software para la toma de datos*

El software Instrument Control Toolbox es una colección de funciones de Matlab que implementan las siguientes características principales:

- Una infraestructura para comunicarse con instrumentos que soporten interfaces GPIB, el estándar VISA, TCP/IP y/o protocolos UDP.
- Soporte para *VXIplug&play* y *MATLAB instrument drivers*.
- Funciones para transferir información entre el espacio MATLAB y el *instrument*, tanto binaria como de texto o eventos.
- Funciones para grabar y guardar la información en archivos de texto.
- Herramientas que facilitan el control de la instrumentación mediante una interfaz gráfica fácil de usar.

Por lo tanto, *Instrument Control Toolbox* es un software de MATLAB que nos permite transferir información entre nuestro instrumento de trabajo y el espacio de MATLAB.

Transferencia de información entre el espacio MATLAB y el instrumento

El software *Instrument Control Toolbox* consta de dos componentes diferenciados: las funciones MATLAB y los adaptadores de control de la conexión (*interface driver adaptors*). Ambos componentes permiten transmitir la información entre instrumento y MATLAB de forma correcta. En el diagrama siguiente (figura90) muestra este flujo de información entre el software MATLAB y un instrumento de trabajo a través del driver GPIB y el controlador.

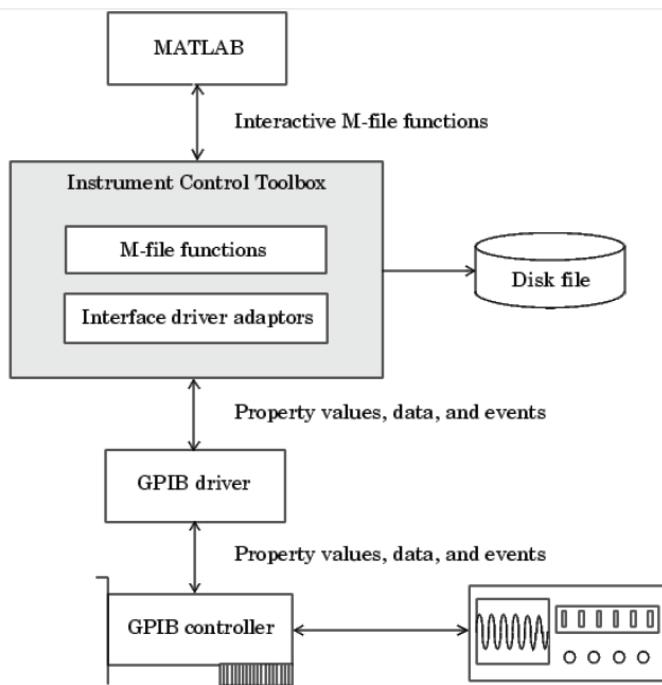


Figura 90. Diagrama de flujo de información entre MATLAB – GPIB instrument

Arquitectura VISA

La conexión al osciloscopio se realizó mediante la arquitectura VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*). VISA es un estándar de configuración, programación y solución de problemas con sistemas de instrumentación que posean interfaz GPIB, VXI, PXI, *Serial*, *Ethernet* y/o USB. VISA se encarga de proveer la interfaz de programación entre el *hardware* y el entorno de desarrollo. NI VISA (*National Instruments VISA*) es la implementación del estándar VISA I/O realizada por *National Instruments*. La figura 91 constituye un diagrama de la implementación de la arquitectura VISA.

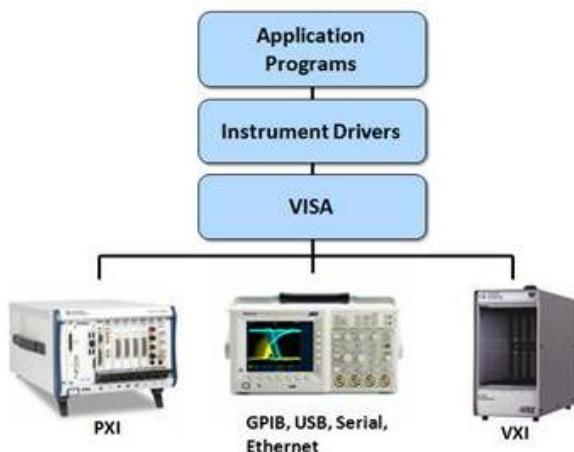


Figura 91. Diagrama de la implementación de la arquitectura VISA

Tektronix: Osciloscopio + TekVISA + Driver

En nuestro caso, el instrumento a comunicar con el entorno MATLAB fue un osciloscopio *TDS7104* de *Tektronix*. TekVISA, un software facilitado por la empresa que implementa el protocolo de comunicación VISA para varios de los instrumentos *Tektronix*, fue el software utilizado para el uso del protocolo VISA en la comunicación. En concreto, la versión TekVISA 4.0.4 incluye entre la instrumentación funcional nuestro osciloscopio *TDS7104*.

La comunicación final se realizó con el protocolo TCP/IP para VXI-11 mediante un adaptador GPIB/VXI. El uso de VXI viene justificado por la comodidad de usar LAN y, de esa forma, hacer la comunicación inalámbrica. Además, el GPBI tiene algunas desventajas, como no funcionar bien con un cable de más de 3 metros o el hecho de que haga falta una tarjeta GPBI.

ANEXO 18. Bibliografía

- [1] E. Maor, A. Ivorra, J. Leor, and B. Rubinsky, "Irreversible Electroporation Attenuates Neointimal Formation After Angioplasty," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions*, vol. 55, pp. 2268-2274, 2008.
- [2] A. Ivorra, "Tissue Electroporation as a Bioelectric Phenomenon: Basic Concepts" pp. 23-61 in "Irreversible Electroporation" Ed. B. Rubinsky, 2010, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [3] A. Ivorra, B. Rubinsky "Historical Review of Irreversible Electroporation in Medicine" pp. 1-21 in "Irreversible Electroporation" Ed. B. Rubinsky, 2010, Springer-Verlag Berlin Heidelberg."
- [4] Q. Castellvi, "Efecto de la perfusión de solución hipersalina, previa al tratamiento de macroelectroporación," 29-07-2013.
- [5] Irreversible Electroporation of the liver: safety evaluation in large-volume ablation zones.
- [6] T. Cabeza, "Trabajo fin de Master: Sistema para tratamiento de cáncer basado en electroporación irreversible," *Universidad de Zaragoza, Diciembre 2014*.
- [7] M. Moreno, "Trabajo de fin de Grado: Integración de control, medida y ensayos de un electroporador para tratamientos quirúrgicos," *Universidad de Zaragoza, Septiembre 2015*
- [8] M. Puc, S. Corovic, K. Flisar, M. Petkovsek, J. Nastran, and D. Miklavcic, "Techniques of signal generation required for electropermeabilization. Survey of electropermeabilization devices," *Bioelectrochemistry*, vol. 64, pp. 113-24, 2004.
- [9] Hoja de aplicación: AN-145ES, "Ventajas de los Relés de Estado Solido respecto a los Relés Electromagnéticos," IXYS integrated circuit division, 21-04-2014.
- [10] Application note: AN-7004, "IGBT Driver calculation," SEMIKRON, 31-10-2007.
- [11] Application note: AN-7003, "Gate Resistor – Principles and Applications," SEMIKRON, 12-11-2007.
- [12] Application note: AND905/2, "IGBT Gate Drive Considerations," ON Semiconductor, October 2011.
- [13] Keith Corzine, "Multilevel converters," *The power electronics Handbook / edited by Timothy L. Skvarerina, industrial electronics series*, chapter 6, pp. 1-23, 2002.
- [14] S. Zabihi, F. Zare, G. Ledwich, and A. Ghosh, "A novel high voltage pulsed power supply based on low voltage switch-capacitor units," in *Pulsed Power Conference, 2009 IET European*, 2009, pp. 1-4.
- [15] M. M. Jovanovic, C. S. Leu, and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage-switched multiresonant converter for high-power, pulse-load applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 544-555, 1990.