

Grado Universitario de Ingeniería Eléctrica
2018-2019

Trabajo Fin de Grado

“Implementación de generador de
impulsos de alta tensión de frente de
onda escarpado”

Yan Vania Cleaz González

Tutor: **Juan Manuel Martínez Tarifa**

Leganés (Madrid), septiembre de 2019



[Incluir en el caso del interés de su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivada**

RESUMEN

En el presente proyecto se detallará el proceso de estudio y diseño del generador de impulsos de alta tensión de frente de onda escarpado, así como el fundamento teórico que será base para futuros estudios en torno a este proyecto.

El objeto de este proyecto era construir un generador de impulsos y el estudio de circuitos que permitan eliminar los problemas derivados de sobretensiones, obteniendo una forma de onda adecuada para proseguir con futuras investigaciones.

Para ello, se han recopilado datos a través de varios ensayos realizados en el Laboratorio de Investigación y Ensayos de Alta Tensión (LINEALT) de la Universidad Carlos III.

En base a los datos obtenidos, se concluye que hay un comportamiento anómalo en el frente de subida derivado de la conmutación interna del propio interruptor, cuya anomalía se presenta dentro del flanco de subida de manera acusada al agregar circuitos RC en paralelo para mitigar la sobretensión. Se ha conseguido una forma de onda que puede permitir abrir una rama de investigación debido a su similitud con las ondas encontradas en la entrada de alimentación de los motores con controlador PWM.

No es objeto de este proyecto observar las descargas parciales que puedan aparecer en los aislamientos espira-espira de motores eléctricos con devanados aleatorios, así como determinar su uso diagnóstico.

Palabras clave: Tensión pulsada; devanado aleatorio; tiempo de subida; PWM; sobretensión.

AGRADECIMIENTOS

Este proyecto cierra un capítulo muy valioso en mi vida, una etapa de gran esfuerzo, dedicación, alegrías y decepciones, cuyo fin solo espero que sea temporal. Todo este periodo no habría sido posible sin la presencia de las personas que sin duda han ido construyendo mi persona, en especial:

Mis padres, pese a ser una familia humilde, siempre me han animado a que siguiera estudiando y he recibido su apoyo durante toda la carrera.

Mi hermana, al ser mayor que yo, ha sido un ejemplo a seguir y un apoyo firme. Cabe mencionar también a su pareja, Agustín, quien me ha ayudado con dudas durante la carrera y con quien comparto el gusto por la ingeniería.

Mis amigos y compañeros, nos hemos apoyado mutuamente, consiguiendo sacar siempre unas carcajadas incluso en las situaciones más estresantes. Sobre todo, mencionar a Paloma, la cual ha sido mi mayor apoyo emocional y a veces técnico de estos últimos años.

Por último, agradecer a mi tutor Juan Manuel por enseñarme la parte de la ingeniería eléctrica que más me gusta y en la cual pretendo continuar.

Han sido unos años inolvidables, me llevo muchos recuerdos buenos y dejo en el camino muchísimo esfuerzo.

Contenido

1. INTRODUCCIÓN	13
1.1. Motivación del proyecto	13
1.2. Objetivo del proyecto	14
1.3. Presentación del proyecto	14
2. MARCO TEÓRICO	16
2.1. Procesos de degradación en aislamiento de máquinas rotativas	16
2.2. Esfuerzos eléctricos creados por convertidores electrónicos de potencia	20
2.3. Normativas actuales	25
3. ENSAYOS PRELIMINARES	27
3.1. Explicación y esquema del circuito eléctrico	28
3.2. Ensayo Preliminar	31
3.3. Segundo ensayo preliminar, supresión componente sinusoidal	34
3.4. Conclusiones	35
4. DISEÑO	36
4.1. Interruptor	36
4.2. Divisor de tensión para voltímetro y circuitos RC	37
4.3. Diseño de la caja	40
5. PROCESO EXPERIMENTAL	44
5.1. Introducción al proceso experimental	44
5.2. Primer ensayo	46
5.3. Segundo ensayo	49
5.4. Tercer ensayo	53
5.5. Cuarto ensayo	55
5.6. Quinto ensayo	58
5.7. Sexto ensayo	60
5.8. Resumen de los datos y conclusión	62
6. PRESUPUESTO	64
7. CONCLUSIONES	66
7.1. Resumen de los resultados obtenidos	66
7.2. Trabajo futuro	68
BIBLIOGRAFÍA	69
ANEXO I: CARACTERÍSTICAS INTERRUPTOR	
ANEXO II: INFORMACIÓN TÉCNICA PARA MONTAJES	
ANEXO III: PLANOS FABRICANTE INTERRUPTOR	
ANEXO IV: VOLTÍMETRO	

ANEXO V: PLANOS PREVIOS PROTOTIPO

ANEXO VI: SOLUCIÓN COMERCIAL CAJA

ANEXO VII: CÓDIGO DE MATLAB PRIMER ENSAYO PRELIMINAR

ANEXO VIII: CÓDIGO DE MATLAB PRIMER ENSAYO

ANEXO IX: CÓDIGO DE MATLAB SEGUNDO ENSAYO

ANEXO X: CÓDIGO DE MATLAB CUARTO ENSAYO

ANEXO XI: CÓDIGO DE MATLAB QUINTO ENSAYO

ANEXO XII: CÓDIGO DE MATLAB SEXTO ENSAYO

Índice de figuras

Fig. 2.1. Distribución del campo eléctrico en materiales con diferente rigidez dieléctrica [6].....	17
<i>Fig. 2.2. Corriente atravesando el aislamiento en mecanismos de ionización Townsend [8]</i>	<i>19</i>
<i>Fig. 2.3. Formas de onda portadora y moduladora, PWM [11]</i>	<i>22</i>
Fig. 2.4. Valores de tensión respecto a la primera espira para tiempos de subida (tr) diferentes [12].....	23
<i>Fig. 2.5. Pulso de tensión con reflexión [13]</i>	<i>25</i>
<i>Fig. 3.1. Interruptor Behlke HTS 91-01-HB-C.....</i>	<i>27</i>
<i>Fig. 3.2. Elementos que componen el esquema eléctrico</i>	<i>28</i>
<i>Fig. 3.3. Detalle conexión tierras de los equipos</i>	<i>29</i>
<i>Fig. 3.4. LEDs del interruptor.....</i>	<i>30</i>
<i>Fig. 3.5. Montaje preliminar</i>	<i>31</i>
Fig. 3.6. Frente de onda osciloscopio	32
<i>Fig. 3.7. Rise time del primer ensayo preliminar</i>	<i>32</i>
<i>Fig. 3.8. Detalle condensador empleado.....</i>	<i>35</i>
<i>Fig. 3.9. Conexión de condensador de 68 μF.....</i>	<i>35</i>
Fig. 4.1. Detalle interruptor	37
Fig. 4.2. Esquema divisor de tensión.....	38
Fig. 4.3. Tensión e intensidad en la simulación.....	38
Fig. 4.4. Esquema divisor de tensión prototipo	39
Fig. 4.5. Esquema Circuito RC.....	40
Fig. 4.6. Distribución caja	41
Fig. 4.7. Montaje lado alta tensión	42
Fig. 4.8. Montaje lado de control	42
<i>Fig. 5.1. Montaje del dispositivo</i>	<i>44</i>
<i>Fig. 5.2. Detalle sondas osciloscopio.....</i>	<i>45</i>
<i>Fig. 5.3. Resta matemática de ondas, eliminando componente alterna</i>	<i>46</i>
<i>Fig. 5.4. Onda A del primer ensayo</i>	<i>47</i>
<i>Fig. 5.5. Onda A, detalle rise time.....</i>	<i>47</i>
<i>Fig. 5.6. Análisis en Matlab onda A.....</i>	<i>48</i>
<i>Fig. 5.7. Par trenzado como objeto de ensayo</i>	<i>50</i>

<i>Fig. 5.8. Resultados osciloscopio segundo ensayo</i>	50
<i>Fig. 5.9. Canal A Ensayo 1</i>	51
<i>Fig. 5.10. Canal A Ensayo 2</i>	51
<i>Fig. 5.11. Canal A Ensayo 2 datos Matlab</i>	51
<i>Fig. 5.12. Montaje de resistencia y condensador en la parte de control</i>	54
<i>Fig. 5.13. Ensayo 3 con reducción de perturbaciones en el lado de control</i>	54
<i>Fig. 5.14. Segundo ensayo sin modificaciones en control</i>	55
<i>Fig. 5.15. Tercer ensayo con modificaciones en control</i>	55
<i>Fig. 5.16. Circuito simulado</i>	56
<i>Fig. 5.17. Simulación potencia circuito RC</i>	57
<i>Fig. 5.18. Ensayo 4</i>	57
<i>Fig. 5.19. Sobreoscilación 2 en ensayo 4</i>	58
<i>Fig. 5.20. Simulación potencia, quinto ensayo</i>	59
<i>Fig. 5.21. Tiempo de subida, quinto ensayo</i>	59
<i>Fig. 5.22. Sobreoscilación 2, quinto ensayo</i>	60
<i>Fig. 5.23. Simulación potencia, sexto ensayo</i>	61
<i>Fig. 5.24. Tiempo de subida, sexto ensayo</i>	61
<i>Fig. 7.1. Ensayo 5, anomalías en el frente de subida</i>	67
<i>Fig. 7.2. Frente de subida en ensayo 2</i>	68

Índice de tablas

<i>Tabla 3.1. Tiempo de conmutación primer ensayo preliminar</i>	33
<i>Tabla 3.2. Periodo de la sobreoscilación primer ensayo preliminar</i>	33
<i>Tabla 4.1. Datos básicos sobre voltímetro según Farnell</i>	37
<i>Tabla 5.1. Tiempo se subida</i>	48
<i>Tabla 5.2. Periodo sobreoscilación</i>	49
<i>Tabla 5.3. Tiempo de subida ensayo 2</i>	51
<i>Tabla 5.4. Sobreoscilación 1, ensayo 2</i>	52
<i>Tabla 5.5. Sobreoscilación 2, ensayo 2</i>	52
<i>Tabla 5.6. Comparación ensayo 1 y 2</i>	62
<i>Tabla 5.7. Comparación del tiempo de subida en diferentes ensayos</i>	63
<i>Tabla 6.1. Presupuesto personal empleado</i>	64
<i>Tabla 6.2. Material empleado en montaje de prototipo y ensayos</i>	64
<i>Tabla 6.3. Presupuesto Total</i>	65

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación del proyecto

En la industria inicialmente, se usaban dos tipos de motores eléctricos. Por un lado están los de corriente continua, capaces de variar su velocidad de manera sencilla y por otro, los motores de corriente alterna (comúnmente los motores de inducción de jaula de ardilla), que solo podían operar a una velocidad fija definida por el número de polos y la frecuencia de red.

Los motores de corriente alterna son máquinas simples. Debido a esto, requieren de poco mantenimiento, lo que reduce costes. Con el avance de la electrónica de potencia se introdujeron accionamientos que conseguían regular la velocidad del motor de corriente alterna. Esto se consiguió a través de convertidores electrónicos de potencia que permiten variar la frecuencia y la amplitud de la alimentación del motor. Un ejemplo de ello, y el que se abordará en el presente proyecto, es el control de velocidad por modulación por ancho de pulsos o PWM (*pulse width modulation*). La incorporación de estos sistemas de control supuso que el motor eléctrico de corriente alterna se usara masivamente en la industria, siendo actualmente el más utilizado.

Por otro lado, en un motor accionado por inversor PWM, el aislamiento es sometido a frentes de onda elevados, con tiempos de subida (*rise time*) muy rápidos (desde 40 ns hasta 400 ns) varios miles de veces por segundo. Pese a los cambios que han sufrido los esfuerzos eléctricos aplicados en estos motores, el aislamiento de su bobinado no ha sufrido grandes alteraciones. Todo ello ha supuesto que surjan fallos en el aislamiento de los bobinados, los cuales parecen tener su causa en el sistema de accionamiento. Como se explicará en el capítulo 2, muchos controladores PWM se instalan de forma remota, alejados del motor, dicho factor, unido a una frecuencia de conmutación elevada, hace que el aislamiento espira-espira tenga que soportar tensiones transitorias elevadas varios miles de veces por segundo, provocando un deterioro elevado y fallos prematuros ([1],[2],[3]).

Debido a la dificultad de detectar debilidades en los aislamientos de estos devanados, se usan en su mayoría ensayos potencialmente destructivos (“pasa, no pasa”) para comprobar el estado del aislamiento del motor. En estos aislamientos, se aplica un

impulso de tensión creciente hasta la tensión máxima del ensayo, siendo un pulso con unos tiempos de conmutación muy rápidos. Las especificaciones del ensayo, así como las conclusiones de este, vienen recogidas en la norma IEEE Std 522-1992 [4]. Este ensayo no es diagnóstico, ya que solamente determina si el aislamiento espira-espira tenía capacidad para soportar el esfuerzo. Además, es potencialmente destructivo, ya que se aplican tensiones muy elevadas en estos sistemas de aislamiento. Por este motivo, realizar un ensayo fiable que no sea destructivo y pronostique el estado del aislamiento y su envejecimiento puede resultar interesante.

1.2.Objetivo del proyecto

El objetivo del proyecto es realizar un generador de impulsos de frente de onda escarpado para, en un futuro, proseguir con investigaciones que pasen por la detección de descargas parciales en el aislamiento de bobinados espira-espira que permitan hacer un ensayo diagnóstico de dicho aislamiento. Estas formas de onda tendrán tiempos de conmutación incluso más cortos que los del estándar IEEE 522 [4], pero con menor magnitud de tensión aplicada.

Las características que se buscan en este proyecto para el generador son:

- Conseguir un tiempo de subida (*rise time*) aproximado de 100 ns o inferior.
- El frente de onda debe ser limpio (sin ruido).
- Estudiar qué circuitos permiten eliminar sobretensiones superpuestas.
- Las tensiones a conmutar en futuras investigaciones alcanzarán los 1000 V, por tanto, se debe dimensionar los elementos en base a esa tensión.

De manera añadida, se espera fabricar un prototipo robusto, útil y seguro; añadiendo conexiones eléctricas fiables, siendo un prototipo que pueda ser transportado, lo que significa que los elementos deben estar fijados y asegurados. Como consecuencia de las tensiones que se esperan conmutar, debe ser seguro para el usuario, teniendo aislar completamente el dispositivo, impidiendo el contacto directo que las partes en tensión.

1.3.Presentación del proyecto

El proyecto fue presentado por el tutor Juan Manuel Martínez Tarifa como un proyecto experimental, el cual giraría en base a un interruptor capaz de conmutar altas tensiones en los tiempos requeridos. Se deberían de realizar varios ensayos con diferentes

disposiciones que constaten el funcionamiento del generador, tratando siempre de acercarse a las características expuestas en el anterior apartado.

Todo el proceso experimental se realizó en el Laboratorio de Investigación y Ensayos en Alta Tensión (LINEALT) de la Universidad Carlos III. A su vez, se requirió del departamento de oficina técnica para llevar a término el prototipo. El proceso experimental, así como el diseño del mismo, se encuentran detallados en los capítulos 3,4 y 5 del presente proyecto.

2. MARCO TEÓRICO

2.1. Procesos de degradación en aislamiento de máquinas rotativas

La función principal de un aislamiento eléctrico es evitar el contacto de dos zonas con diferente potencial o, en su defecto, evitar que se formen arcos eléctricos entre dos zonas con distinto potencial.

Los aislamientos pueden ser muy variados, sólidos, como el aislante de los conductores, líquidos, como el aceite de los transformadores de potencia o gaseosos, como el SF₆, gas utilizado en subestaciones blindadas. Todos ellos están sujetos a diferentes mecanismos de degradación, desde degradación térmica o química hasta degradación mecánica.

Para el propósito del proyecto, se describirán varios mecanismos de degradación, incidiendo especialmente en los mecanismos de degradación por sobretensiones en aislamientos sólidos y gaseosos, los cuales son los principales aislantes que aparecen en las máquinas rotativas con devanado aleatorio (espira-espira). El aislamiento de estos devanados se realiza mediante una fina capa de esmalte que recubre la superficie del conductor o sumergiendo el bobinado en cubas llenas de epoxi. En el proceso de ambos surgen pequeñas burbujas de aire dentro del mismo aislamiento [5], lo que significa que el aislamiento del devanado será sólido y gaseoso. Dado que el aire también es un aislante eléctrico. Estas pequeñas vacuolas, serán proclives a la aparición de rupturas dieléctricas del medio, totales en el caso del aire, parciales en la totalidad del aislamiento

En un aislamiento ideal sometido a una diferencia de potencial la intensidad que pasa a través de él es nula, sin embargo, en un aislamiento real siempre hay una pequeña corriente de fuga. Si se incrementa la tensión a la que es sometido el aislamiento, la corriente que pasa a través de este empezaría a elevarse, lo que provocaría el calentamiento del aislamiento causando degradación térmica. También se puede llegar a una tensión tal que se produciría una ruptura dieléctrica del medio. Lo que significa que la corriente pasaría a través del aislamiento con una resistencia eléctrica próxima a cero. Esto es lo que ocurre, por ejemplo, cuando cae un rayo. Cuya consecuencia reside en la ionización del aire. Para entender correctamente las consecuencias de los diferentes tipos de ionización en medios gaseosos se describirán primeramente las descargas parciales y, posteriormente, procesos de degradación ligados a las mismas.

2.1.1. Descargas parciales

Las descargas parciales se producen en las imperfecciones existentes en los aislamientos sólidos, en las cuales se introduce aire. Las pequeñas vacuolas de aire tienen una rigidez dieléctrica menor que el aislamiento sólido, lo que provoca una distribución diferente del campo eléctrico y que, por definición, soportan menor campo eléctrico antes de su ruptura.

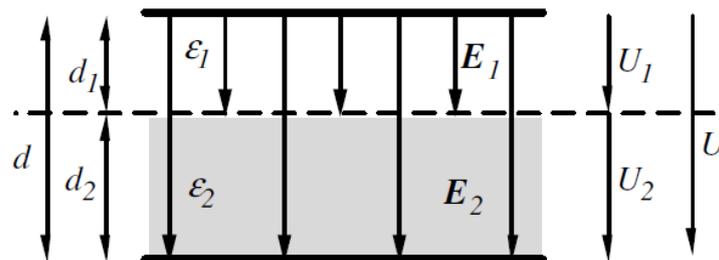


Fig. 2.1. Distribución del campo eléctrico en materiales con diferente rigidez dieléctrica [6]

$$E_1 = \frac{U}{d_1 + d_2 \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \quad (2.1.)$$

$$E_2 = \frac{U}{d_2 + d_1 \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \quad (2.2.)$$

La distribución del campo eléctrico se rige por las ecuaciones 2.1. y 2.2. donde se hace patente su variación por el cambio del valor de rigidez dieléctrica del medio, donde:

- E Campo eléctrico.
- d Distancia material.
- ϵ Rigidez dieléctrica del medio.

La existencia de estas vacuolas de menor constante dieléctrica ($\epsilon_{\text{aire}}=1$) hace que el campo eléctrico se incremente en el material de menos rigidez. Su efecto se agranda cuando el espesor del material es reducido.

Este efecto conducirá a ionizaciones del medio gaseoso que, al no ser rupturas de todo el sistema de aislamiento, se denominan descargas parciales. Este proceso, irá desgastando el aislamiento sólido, provocando un envejecimiento acelerado. Una máquina eléctrica

puede funcionar pese a la aparición de descargas parciales, sin embargo, este suceso provocará diferentes mecanismos de degradación que conducirán a un fallo a lo largo del tiempo [6].

2.1.2. Mecanismo de ionización en medios gaseosos, mecanismo Townsend

Este mecanismo es más probable a presiones reducidas y se da en las vacuolas presentes en aislamientos sólidos. Este mecanismo de ionización necesita de portadores de carga libres procedentes de las imperfecciones del material o por la radiación externa. Para campos eléctricos reducidos, alejados de la tensión de ruptura, los portadores libres se recombinan con iones positivos, dando lugar a un equilibrio de cargas. A medida que el campo eléctrico se eleva, estos portadores libres (electrones) se aceleran, lo que empieza a producir un aumento de corriente que atraviesa el aislamiento gaseoso. Si se sigue incrementando la tensión, los electrones se acelerarán cada vez más, colisionando con moléculas neutras y provocando su ionización, causando la presencia de más portadores libres y aumentando exponencialmente la corriente que recorre el aislamiento. A esto, se le llama ionización primaria.

La ionización secundaria ocurre cerca de la tensión de ruptura, en la cual, los iones energizados por la ionización primaria impactan contra el cátodo, produciendo más electrones libres [7].

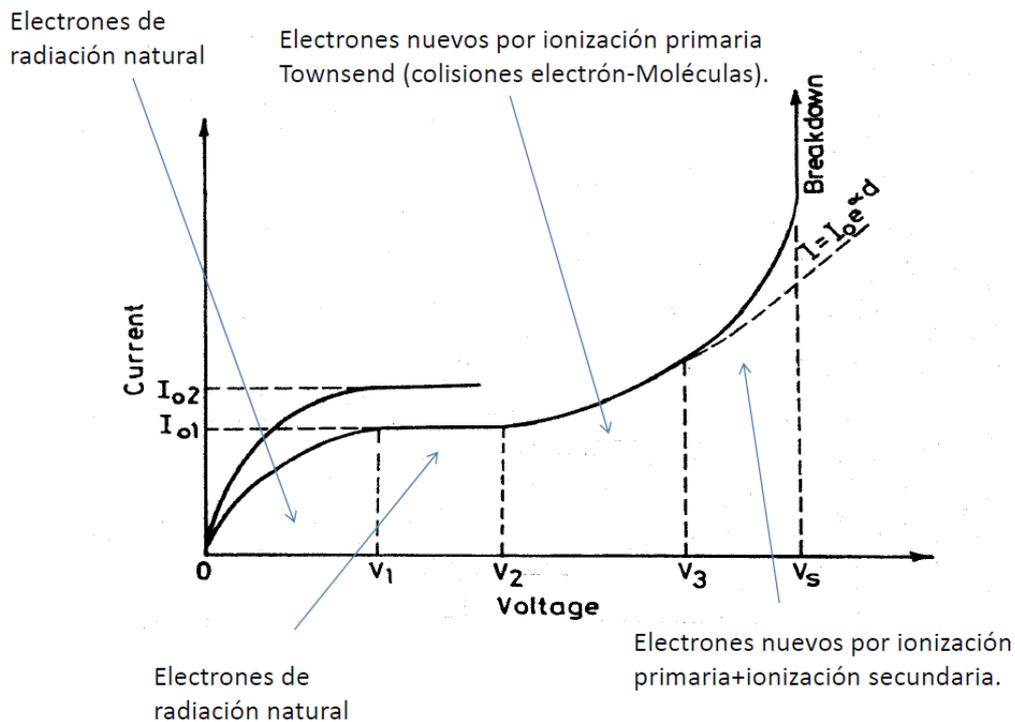


Fig. 2.2. Corriente atravesando el aislamiento en mecanismos de ionización Townsend [8]

Como se aprecia en la figura 2.1. cuando se alcanza la ionización primaria, la corriente empieza a crecer exponencialmente. Si se continúa aumentando el campo eléctrico, se llega a la ionización secundaria, y finalmente a la ruptura dieléctrica del medio. Cuando esto ocurre, aparece un arco eléctrico dentro de la vacuola que irá desgastando las paredes del aislamiento sólido que la contiene.

2.1.3. Ruptura dieléctrica

La ruptura dieléctrica de un medio no ocurre siempre a la misma tensión, ya que esto depende de la cantidad de portadores de carga libres que haya en el material, ya sea por imperfecciones en el mismo o por radiación natural externa. Debido a ello, si se realiza un experimento con las mismas condiciones de contorno, un mismo material presentará tensiones disruptivas diferentes. Por tanto, la ruptura dieléctrica es un suceso estocástico, en el cual existen variables aleatorias y se puede definir a través de la función de Weibull [8].

Cabe destacar que la forma de onda de la tensión que genera el campo eléctrico influirá en la ionización del medio. Este hecho era ya bien conocido cuando se comparaban tensiones de frecuencia industrial e impulsos rayo/maniobra, pero es, si cabe, más importante con la aparición de tensiones de convertidores electrónicos de potencia.

2.1.4. Degradación de aislamientos sólidos

El campo eléctrico necesario para conseguir una ruptura dieléctrica del medio en materiales sólidos, generalmente, es varios ordenes de magnitud mayor que en medios gaseosos. Cuando ocurre una descarga en un aislamiento sólido, este ya no es reutilizable. Sin embargo, la ruptura dieléctrica por aplicación de campo, sin otros medios de degradación, es poco probable en materiales sólidos porque el campo eléctrico necesario, como se ha comentado, es muy elevado. Por tanto, cuando esto ocurre, es debido a que el material ha ido sufriendo una degradación paulatina por diferentes medios. Por lo general, la degradación ocurre por motivos mecánicos que van desgastando el material, térmicos, contaminación superficial o una mezcla de varios. Usualmente, varios procesos de envejecimiento dan lugar a la ruptura dieléctrica del material. Donde podemos encontrar:

- Degradación térmica, basada en procesos de oxidación. Al elevar la temperatura se dan rupturas de enlaces químicos que permiten la oxidación del material, haciéndolo frágil, disminuyendo su resistencia mecánica y permitiendo el desprendimiento de capas.
- Contaminación superficial, en su mayoría se debe al sistema de refrigeración por aire, el cual porta partículas que se depositan en la superficie de los aislamientos. Se pueden dar descargas que discurran a través de la suciedad, haciendo que se carbonice superficialmente el aislamiento.
- Degradación mecánica, originada por vibraciones que calientan el material o lo desgastan, disminuyendo el espesor del aislamiento.

Si suceden constantes descargas parciales en el interior del aislamiento (vistas en los anteriores apartados de este capítulo), irán desgastando el material por eliminación de capas de moléculas del mismo, además, el incremento de temperatura derivado de estos sucesos degradará la composición del material sólido de manera prematura.

2.2.Esfuerzos eléctricos creados por convertidores electrónicos de potencia

2.2.1. Ejemplo de inversor: ondas PWM

Como se vio en el apartado 2.1., los mecanismos de degradación del aislamiento que lo llevan a su fallo vienen propiciados por sobretensiones y la distribución que provoca una

tensión pulsada de alta frecuencia en la distribución de tensión en el bobinado. Para entender el origen de las sobretensiones se debe conocer el funcionamiento de un inversor PWM y el motivo de su uso.

Los motores de corriente alterna tienen un inconveniente debido a su construcción y funcionamiento, el cual reside en la dificultad para controlar a voluntad su velocidad.

Siguiendo la expresión con la que se calcula la velocidad de un motor asíncrono de inducción:

$$n = n_1 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - s) \quad (2.3.)$$

Donde:

- s Es el deslizamiento.
- f Es la frecuencia de red.
- p Es el número de pares de polos.

Si se busca variar la velocidad, solo es posible cambiando las variables de la ecuación 2.1., deslizamiento, frecuencia de red o número de polos y, dado que cambiar el número de polos de la máquina requiere de montajes complejos y solo permiten un cambio discreto de la velocidad, y cambiar el deslizamiento supone una disminución del factor de potencia [9], no son opciones viables. Por tanto, la opción de cambiar la frecuencia de entrada es la más aceptable.

Con el avance de la electrónica de potencia, se pudieron añadir sistemas de accionamientos formados por rectificadores e inversores de conmutación controlada. Esto se consigue primero, obteniendo una corriente continua y, posteriormente, a través de tiristores o transistores, conmutar la tensión a la frecuencia deseada. Pudiendo, de esta forma, variar la tensión y frecuencia de entrada. La manera más habitual de hacerlo es a través de la modulación de ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulated*), logrando generar formas de onda en la corriente muy cercana a la sinusoidal. Este tipo de accionamientos hacen del motor asíncrono de corriente alterna, un motor versátil con un rendimiento elevado, lo que ha conducido a una fuerte utilización de este tipo de motores en la industria.

Existen varios tipos inversores PWM, el más utilizado es el PWM sinusoidal. Este método varía el ancho de cada pulso para cada semiciclo, lo que conforma una onda de corriente con forma sinusoidal. La anchura de los pulsos del principio de la senoide será más delgada y, conforme se acerque a la cresta de la onda, se harán más anchos. Esto se consigue comparando, una onda tipo diente de sierra (portadora) con una onda sinusoidal (moduladora) (ver figura 2.4.). La frecuencia de la onda portadora conforma la frecuencia de salida (f_c) y determina el número de pulsos. La onda moduladora, determinará el ancho del pulso, dependiendo de en qué lugar de la senoide se esté dando el pulso con una frecuencia dada (f_m). Con ello, se obtiene el índice de modulación (m_f):

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2.4.)$$

Para evitar la aparición de armónicos, es conveniente que el índice de modulación sea elevado, por lo general con $m_f > 15$ se reduce el contenido en armónicos debido a que la propia inductancia del devanado del estátor filtra estos armónicos [9].

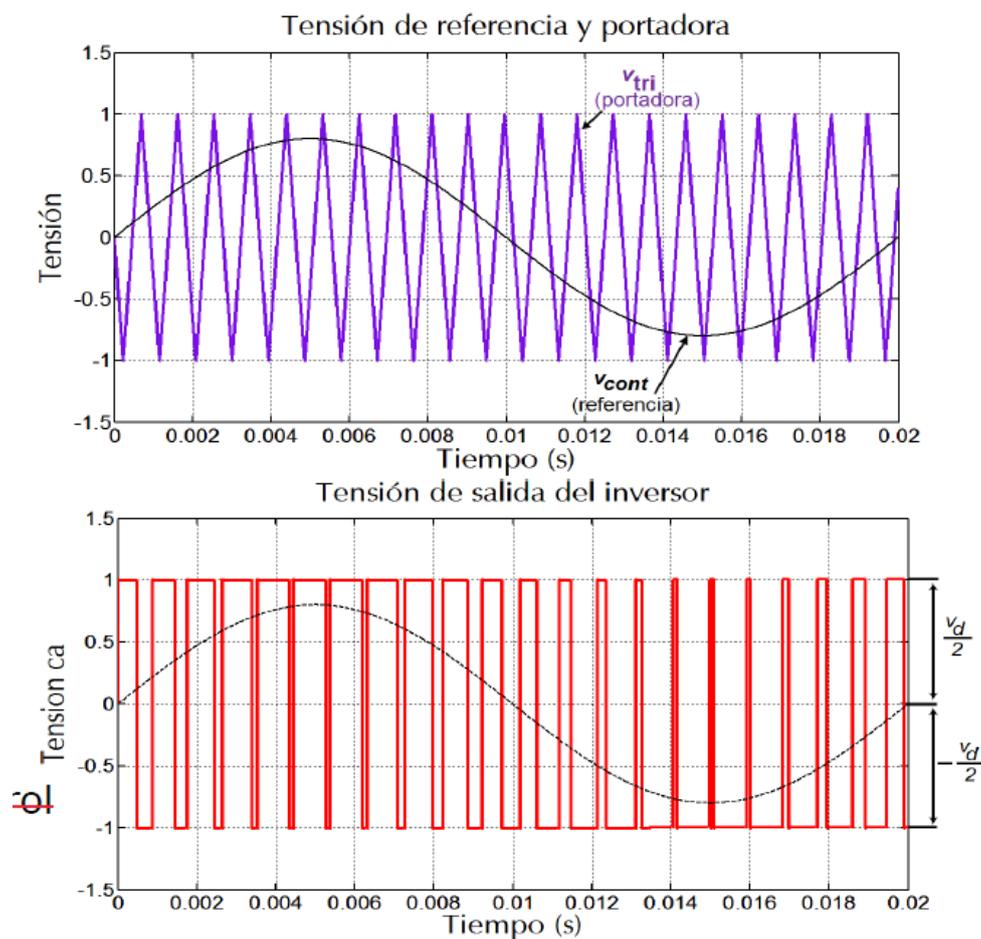


Fig. 2.3. Formas de onda portadora y moduladora, PWM [11]

2.2.2. Distribución de tensiones en bobinados aleatorios

Debido a la evolución continua de la electrónica de potencia, se ha conseguido velocidades de conmutación altas, mejorando la capacidad de los inversores PWM. Los tiempos de conmutación que se alcanzan hoy en día van desde 50 ns a 200 ns, con grandes frentes de onda que llegan hasta los 5000 V/ μ s, consiguiendo mejores ciclos de trabajo y reduciendo pérdidas por conmutación.

Los convertidores PWM introducen frentes de onda escarpadas con componentes de alta frecuencia, lo que conduce a que la tensión se distribuya de manera no lineal en el bobinado. Cuanto más bajo sea el tiempo de conmutación se perderá uniformidad en la tensión [10]. En las máquinas rotativas con bobinado aleatorio de media y baja tensión, se pueden dar las peores condiciones para este caso, ya que el principio y el final de la bobina pueden estar en contacto, llegando a someter al aislamiento de dos espiras a una caída de tensión del 80 % de la tensión aplicada. Por tanto, si en estos devanados no se refuerza el aislamiento, darán lugar a fallos en el mismo.

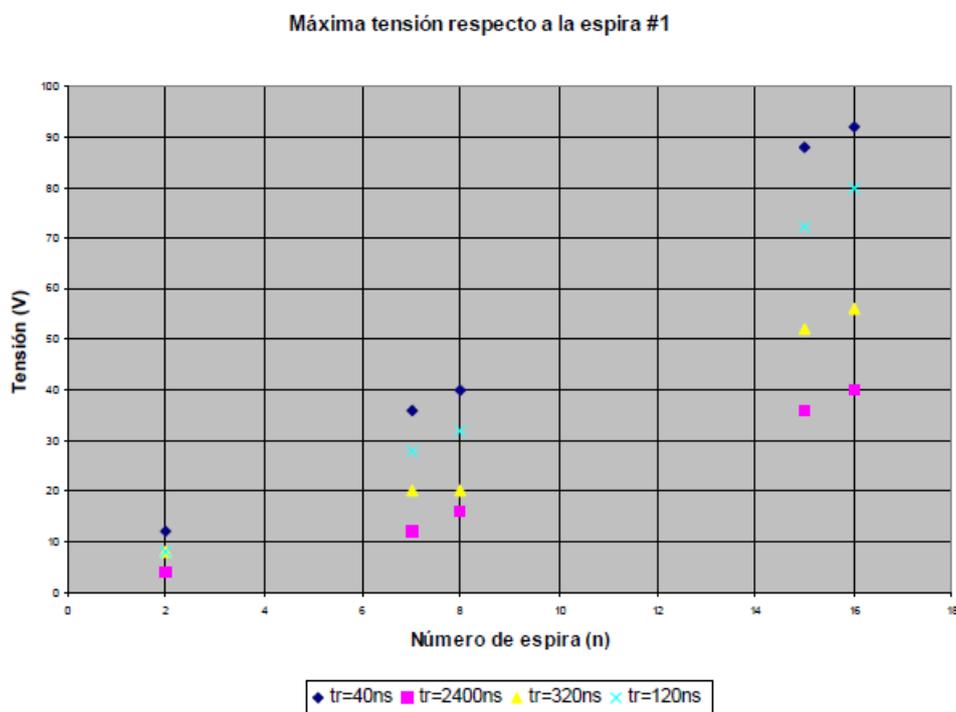


Fig. 2.4. Valores de tensión respecto a la primera espira para tiempos de subida (t_r) diferentes [12]

La figura 2.4. refleja los valores de tensión que se distribuyen respecto a la primera espira con diferentes tiempos de conmutación. La tensión aplicada fue de 92 V [12].

2.2.3. *Sobretensiones en bornes del motor*

Al anterior fenómeno se le suma el lugar de instalación del inversor PWM, usualmente instalado a varios metros del motor para controlarlo remotamente. Los tiempos de conmutación del inversor, sumado a los reducidos tiempos de subida de la onda y la longitud de los conductores, darán lugar a reflexiones y oscilaciones transitorias, originadas por una diferencia de impedancias entre los conductores y el motor. El frente de onda emitido por el inversor PWM se propagará por el conductor, el cual posee una impedancia característica (Z_c), que cuando alcance al bobinado del motor, se encontrará con una impedancia diferente (Z_m), lo que provocará una reflexión de la onda, sumándose a la tensión ya existente, es decir, doblando la tensión de entrada de manera transitoria [13].

$$\Gamma = \frac{Z_m - Z_c}{Z_m + Z_c} \quad (2.5.)$$

Donde:

Γ Es el coeficiente de reflexión.

Cuando la impedancia del motor es notablemente superior a la del cable, se alcanzarán valores del coeficiente de reflexión cercanos a uno (habitual en bobinados sometidos a señales de alta frecuencia). Esto significa que prácticamente la totalidad de la tensión será reflejada de manera transitoria, haciendo que rebote por el cable, alcanzando nuevamente el bobinado, sumándose a la tensión ya aplicada. Esto provoca tensiones de valor 2 p.u. que, sumado a que la tensión no se distribuye por la bobina de manera uniforme, plantea un esfuerzo eléctrico al aislamiento espira-espira que se repetirá miles de veces por segundo, dando lugar a los fenómenos descritos en el primer apartado de este capítulo y desgastando el aislamiento. Esto provocará finalmente el fallo del aislante y cortocircuitando espiras.

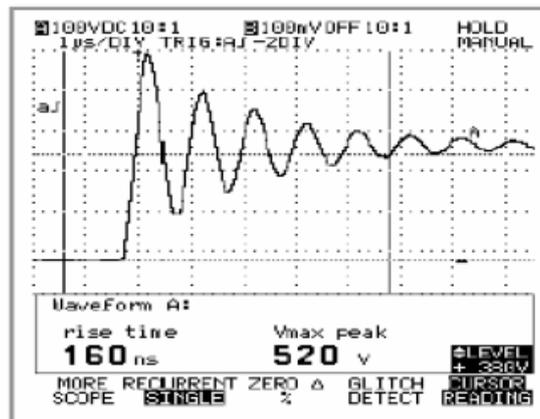


Fig. 2.5. Pulso de tensión con reflexión [13]

En la figura 2.5. se ve la propagación de una onda de tensión, se puede apreciar como la onda es reflejada, llegando a doblar el valor de tensión en régimen estacionario. La onda reflejada, irá rebotando de extremo a extremo atenuándose en el tiempo.

2.3. Normativas actuales

Las actuales normativas y estándares IEC y publicaciones en IEEE constatan los hechos aquí explicados, detallando la dificultad de encontrar descargas parciales en los controladores PWM debido al ruido eléctrico proveniente del inversor ya que las descargas parciales estarán solapadas con los transitorios de conmutación, hecho por el cual, lograr un frente de subida limpio del orden de nanosegundos, objeto de este proyecto, es importante para poder medir descargas parciales. Se han realizado mediciones de descargas parciales en frentes de subida del orden de microsegundos, tiempo en el cual los transitorios de la conmutación ya se han amortiguado, sin embargo, estos tiempos no son realistas, ya que los tiempos de conmutación de los inversores PWM es del orden de nanosegundos y la aparición de descargas parciales se hace más notorio en el frente de subida [15].

Según algunas publicaciones de IEEE los efectos del uso de controladores PWM en el aislamiento espira-espira vienen relatados en:

- [16] M. J. Melfi, "Low-voltage PWM inverter-fed motor insulation issues,"
- [17] J. C. G. Wheeler, "Effects of converter pulses on the electrical insulation in low and medium voltage motors,"

- [18] *N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec, and P. Maussion, "Electrical aging of the insulation low-voltage machines: Model definition and test with the design of experiments,"*
- [19] *M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors"*

Cuyo efecto se acusa debido a una distribución no uniforme de la tensión en el devanado, el cual viene recogido en:

- [20] *M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors"*
- [21] *G. Stone, S. Campbell, and S. Tetreault, "Inverter-fed drives: Which motor stators are at risk?"*
- [22] *M.K.W. Stranges, G. Stone and D.L. Bogh, "Voltage Endurance Testing"*
- [23] *Partial Discharge Free Electrical Insulation Systems (Type I) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters—Qualification and Quality Control Tests," IEC 60034-18-41*
- [24] *Qualification and Acceptance Tests for Partial Discharge Resistant Electrical Insulation Systems (Type II) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters," IEC 60034-18-42*

Las pruebas necesarias para el diagnóstico de aislamientos respecto a descargas parciales y su medida se recogen en los siguientes estándares IEC:

- [25] *Partial Discharge Free Electrical Insulation Systems (Type I) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters—Qualification and Quality Control Tests," IEC 60034-18-41*
- [26] *Qualification and Acceptance Tests for Partial Discharge Resistant Electrical Insulation Systems (Type II) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters," IEC 60034-18-42*
- [27] *Electrical insulating materials and systems - Electrical measurement of partial discharges (PD) under short rise time and repetitive voltage impulses" IEC 61934*

3. ENSAYOS PRELIMINARES

Tal y como se ha comentado anteriormente, el objetivo del proyecto es conseguir un frente de onda con un tiempo de subida (rise time) de 100 ns o menor, libre de oscilaciones en su frente de onda, ya que se busca, para posteriores investigaciones, recrear las tensiones pulsantes a las que será sometido el aislamiento de los bobinados aleatorios de los motores con control PWM y analizar la aparición de descargas parciales. Para ello se adquirió, de manera previa al inicio del TFG, el interruptor Behlke HTS 91-01-HB-C. Sus características permiten una conmutación muy rápida de tensiones de hasta ± 9 kV, aunque se pueden observar más detalles en el Anexo I. El objetivo de este capítulo es comprobar que el interruptor es capaz de conmutar las tensiones continuas con las que se ha alimentado en el laboratorio, antes de plantear la construcción del equipo definitivo (con terminales, caja, etc..., descrito en capítulos posteriores).

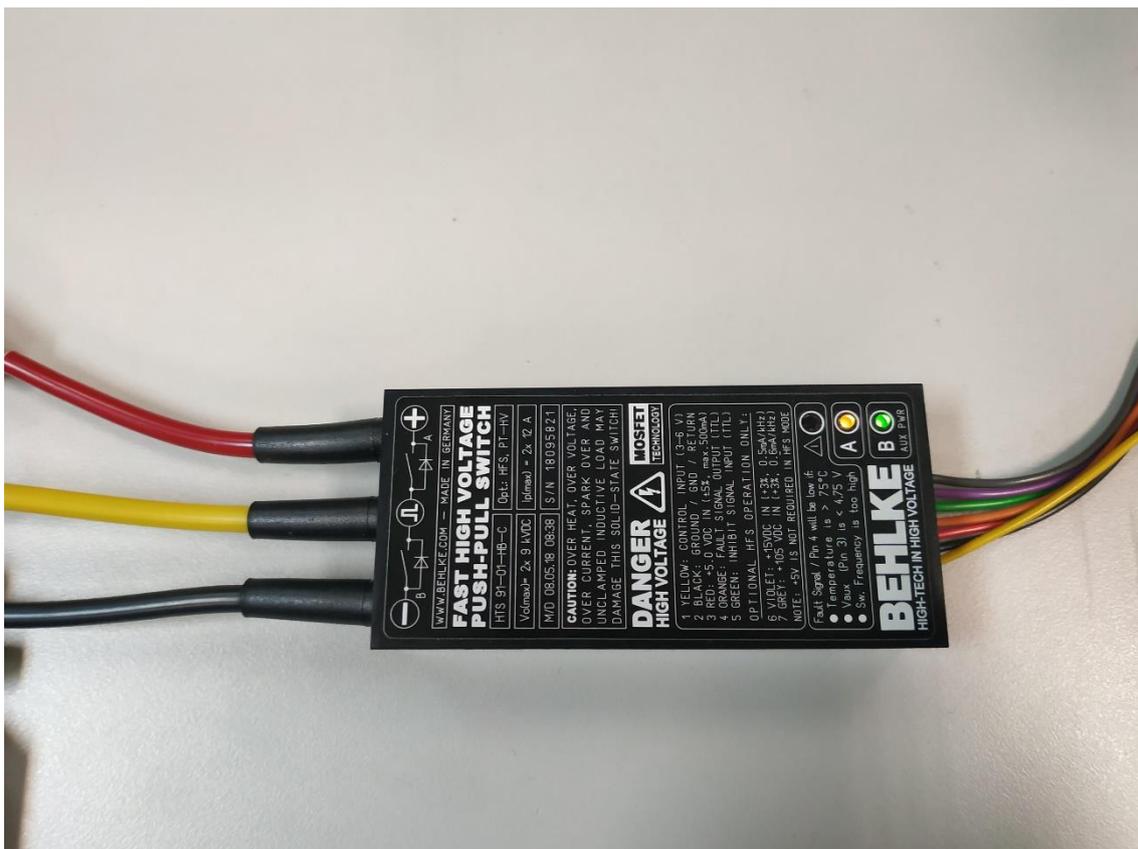


Fig. 3.1. Interruptor Behlke HTS 91-01-HB-C

3.1. Explicación y esquema del circuito eléctrico

En este apartado se explicarán los elementos necesarios para el funcionamiento del interruptor. Para ello, se documentará mediante varias fotos y un esquema el montaje de este.

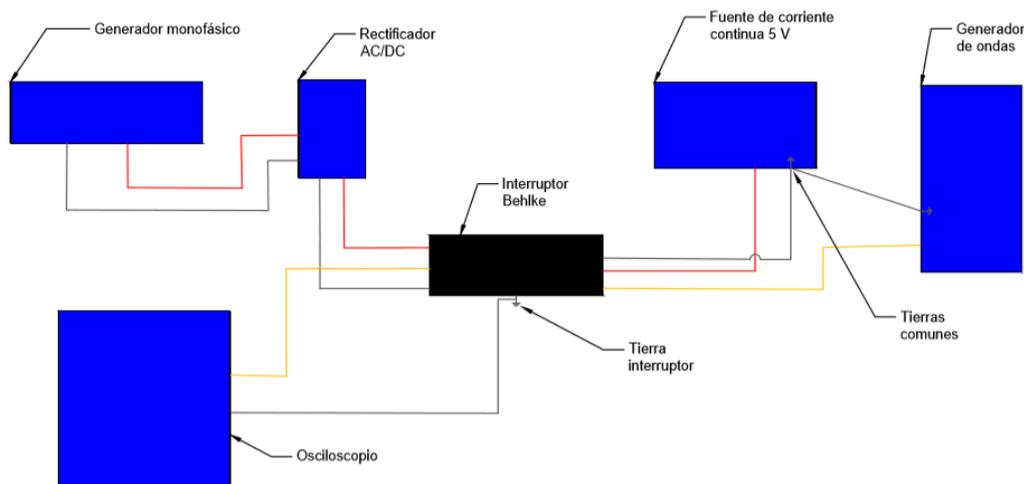


Fig. 3.2. Elementos que componen el esquema eléctrico

Se deben distinguir dos partes del interruptor: el lado de alta tensión, ubicado a la izquierda del esquema, y el lado de control, parte derecha del esquema. El interruptor necesita unas condiciones específicas [Anexo I] en el lado de control para que empiece a conmutar la parte de alta tensión, las cuales serán garantizadas por los equipos señalados:

- Fuente de alimentación auxiliar: es necesaria una fuente de corriente continua que opere entre 4,5V y 5,5 V (ver Anexo I). En este proyecto, la alimentación auxiliar se ha fijado en todos los ensayos a 5 V. Esta fuente proveerá de energía a la electrónica analógica-digital de control como LEDs.
- Generador de ondas cuadradas: Con una frecuencia máxima de 30 kHz y un voltaje de pico que debe estar comprendido entre 2 V y 6 V (ver Anexo I). Esta onda le dará la señal al interruptor para conmutar el lado de alta tensión. En el presente proyecto se ha establecido una onda cuadrada de 5 V pico, con un offset de +2,5 V para que el voltaje de la onda sea de 0 V a 5 V, a una frecuencia de 1 kHz.

En la figura 3.3. se puede apreciar el conexionado del control del interruptor de potencia. El interruptor posee una tierra común que comunica con la tierra del lado de control, en

el montaje preliminar (figura 3.3.), se decidió unir las tierras de los dispositivos para asegurar la misma referencia en todos los elementos. En posteriores ensayos, las tierras fueron conectadas directamente a la tierra común del interruptor de potencia. Es importante que los elementos de control tengan la misma referencia que el interruptor para evitar dañarlo.

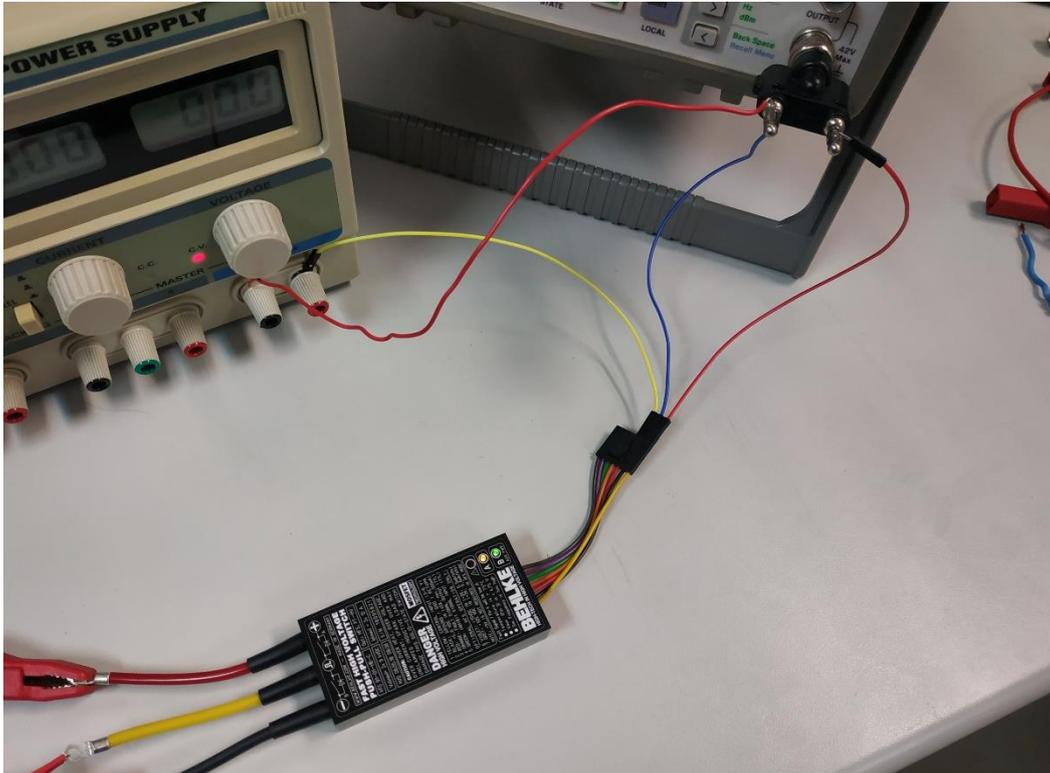


Fig. 3.3. Detalle conexión tierras de los equipos

Para terminar con la parte de control, el dispositivo dispone de unos LEDs que indicarán si las entradas de control están en unos parámetros adecuados.



Fig. 3.4. LEDs del interruptor

En la figura 3.4. se pueden apreciar los LEDs mencionados. El significado de los LEDs es el siguiente:

- Luz amarilla: La señal de control (onda cuadrada) posee un voltaje y frecuencia adecuados (especificados anteriormente y detallados en el Anexo I).
- Luz verde: La alimentación auxiliar está comprendida entre 4,5 V y 5,5 V.
- Luz roja (apagado en la imagen): Solo se encenderá si la temperatura excede los 75 °C, o si las condiciones del lado de control no son las adecuadas. Si este Led está encendido, el interruptor entrará en modo “off” por precaución, lo que significa que no conmutará ninguna señal hasta que las condiciones sean de nuevo las idóneas.

El lado de alta tensión conmutará una corriente continua que se prevé, en investigaciones posteriores, que sea de ± 1 kV, la cual tendrá salida por el terminal amarillo, al que se conectará la carga para los ensayos y en el cual se ha conectado el osciloscopio en los ensayos preliminares. El osciloscopio utilizado en todos los ensayos es un LeCroy con 2 GS/s de frecuencia de muestreo, de 4 canales, con sondas atenuadoras de 1/100 con 100 MHz de frecuencia superior de corte y hasta 2kV de tensión. En el lado de alta tensión se pueden distinguir los siguientes elementos (ver figura 3.5.):

- Generador monofásico de corriente alterna: Puede dar una tensión alterna máxima de 230 V.
- Rectificador AC/DC: Se conectará a la salida del generador de monofásico de corriente alterna para rectificar la onda y convertirla en continua. Los terminales de salida se unirán a los terminales positivo y negativo del interruptor.
- Osciloscopio: Sus sondas se conectarán al terminal amarillo y a la tierra del interruptor. En el caso de poner un objeto de ensayo, el osciloscopio también se conectará al objeto de ensayo y a la tierra común.

En la figura 3.5., se aclaran los elementos usados y su disposición en el montaje. Como se puede apreciar, no hay carga conectada en la salida, lo que no se aleja de la realidad, pues el equipo está pensado para ensayar sistemas de aislamiento.

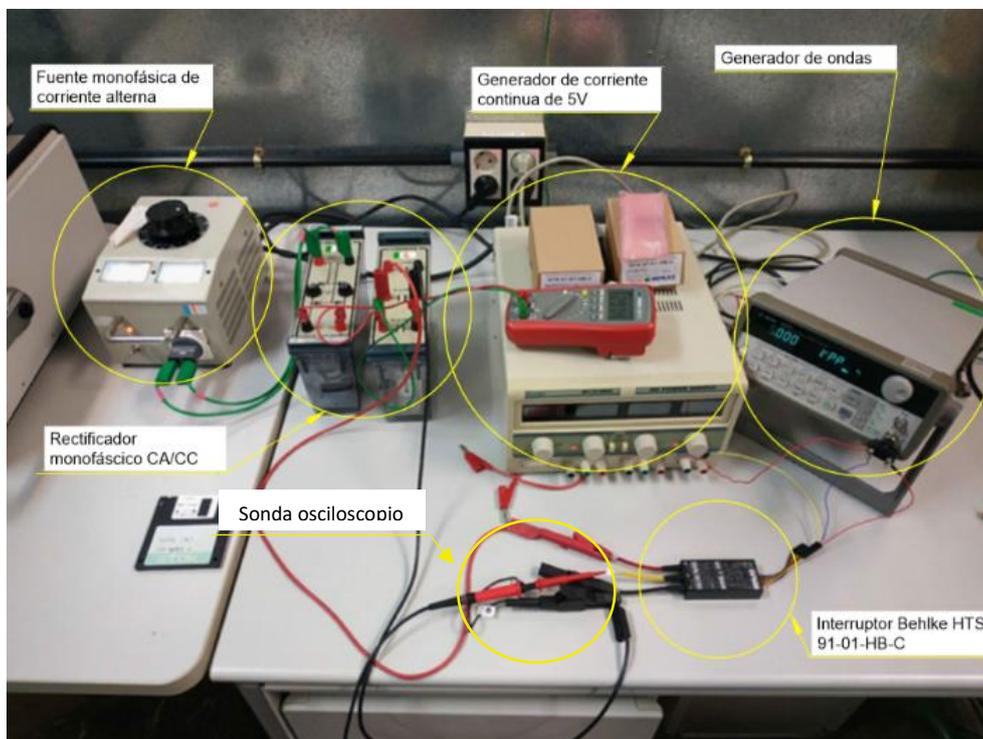


Fig. 3.5. Montaje preliminar

3.2. Ensayo Preliminar

Siguiendo el montaje del apartado anterior se procedió a hacer una primera medición de la onda. La tensión de entrada se fijó en 300 V de continua aproximadamente.

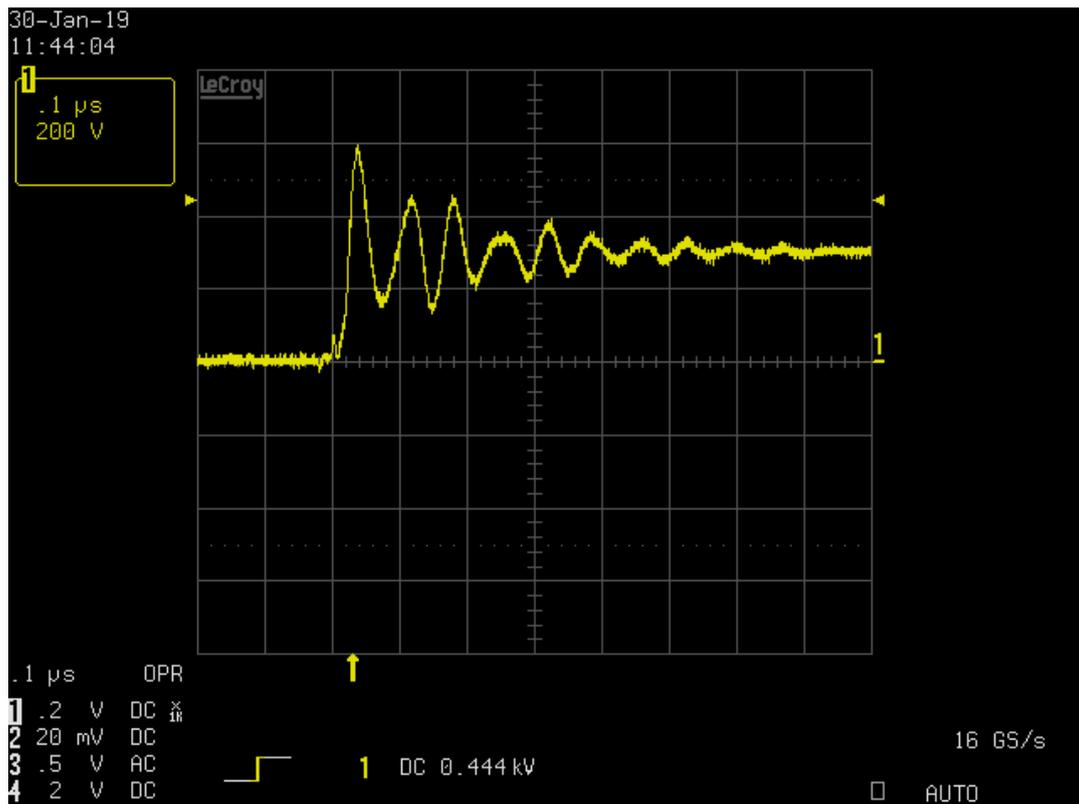


Fig. 3.6. Frente de onda osciloscopio

En la figura 3.6. se pueden observar los datos sacados directamente del osciloscopio, para tratar estos datos de manera más adecuada se han procesado con Matlab (ver códigos en los anexos), obteniendo los puntos de la figura 3.7.

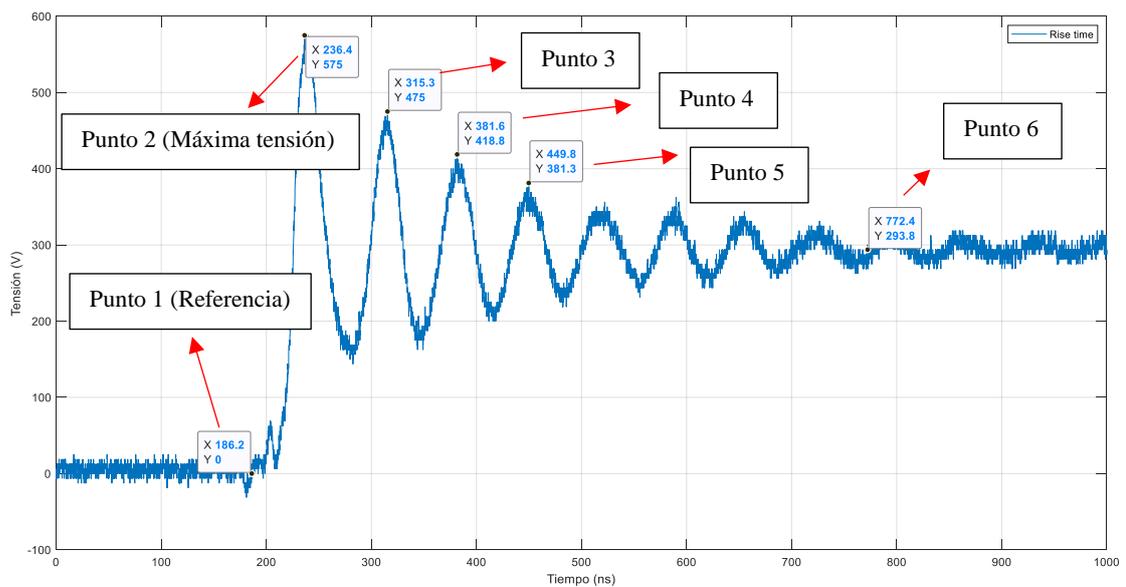


Fig. 3.7. Rise time del primer ensayo preliminar

Se han escogido los puntos necesarios para calcular el tiempo de conmutación (rise time), el tiempo de establecimiento y el periodo de la sobreoscilación. Para el cálculo del tiempo de conmutación se calcularán los puntos correspondientes al 10 % y 90 % entre los puntos 1 (referencia) y 2 (máxima tensión).

Tabla 3.1. Tiempo de conmutación primer ensayo preliminar

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Referencia	0	186,2
Máxima tensión	575	236,4
En el 10%	57,5	191,2
En el 90%	517,5	231,4
Tiempo de conmutación	40,2 ns	

Para el tiempo de establecimiento se ha estimado el punto a partir del cual la onda se mantiene entre el 95 % y el 105 % de su valor en régimen permanente (300 V). Aunque debido al ruido presente en la onda, este punto se escoge con cierto error. El valor del tiempo de establecimiento es de 586,2 ns.

Por último, se calculará el periodo de la sobreoscilación, haciendo una media entre los tiempos de los máximos seleccionados.

Tabla 3.2. Periodo de la sobreoscilación primer ensayo preliminar

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Punto 2	575	236,4
Punto 3	475	315,3
Punto 4	418,8	381,6
Punto 5	381,3	449,8
Periodo sobreoscilación	71,1 ns	

Este periodo ha sido calculado para la incorporación de futuros circuitos RC que reducirán la sobretensión presente. Debido al cambio de impedancia que encuentra la señal entre su transmisión por los cables (baja impedancia) y el objeto de ensayo, en este caso la sonda del osciloscopio (alta impedancia), se genera un efecto de reflexión en la conexión de ambos elementos, la cual hará que la tensión duplique su valor como se puede apreciar

en este ensayo (figura 3.6.). La reflexión se puede parametrizar a través del coeficiente de reflexión, dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_{Carga} - Z_{Linea}}{Z_{Carga} + Z_{Linea}} \quad (3.1.)$$

Al introducir un circuito RC en paralelo a la carga, el cual tendrá una baja impedancia, reducirá la impedancia total de la carga:

$$Z_{Equivalente} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{Carga}} + \frac{1}{Z_{RC}}} \quad (3.2.)$$

Si se consiguiera un valor que se acercara a la impedancia característica de línea y, por tanto, reduciendo el coeficiente de reflexión, atenuaría la sobretensión.

El periodo aquí hallado, es meramente orientativo ya que en el capítulo 5 del presente proyecto se ahondará en los cálculos de los circuitos RC y sus ensayos.

Dentro de este ensayo se apreció una onda sinusoidal de 50 Hz superpuesta a la tensión del bus de continua. Esto se mostrará en el apartado 5.1. con más profundidad. En el siguiente apartado, se verá una solución temporal encontrada en la documentación del Anexo II.

3.3.Segundo ensayo preliminar, supresión componente sinusoidal

En el osciloscopio se observó, al aumentar la escala de tiempo lo suficiente para que se vean varios ciclos completos, que aparecía una componente sinusoidal superpuesta (ver figura 5.3. del capítulo 5). En la documentación referida en el Anexo II, atajaban dichas perturbaciones con un condensador ubicado en la entrada de alta tensión y tierra. Se dispuso un condensador de 68 μF entre el positivo de continua y la tierra del interruptor para corregirlo. Con ello se consiguió, a voltajes reducidos, quitar la componente de alterna presente. Al aumentar el voltaje, la componente sinusoidal aparecía de nuevo, por lo que en el apartado 5.1. se detallará otra solución a este problema. Por tanto, en este apartado no se profundizará más en ello, describiendo únicamente el montaje.



Fig. 3.8. Detalle condensador empleado

En la figura 3.9. se puede apreciar la conexión del condensador y la de la tierra del osciloscopio, conectada a tierra del interruptor en este caso, puesto que se quería comprobar cómo desaparecía la componente de 50 Hz entre el terminal positivo y tierra.

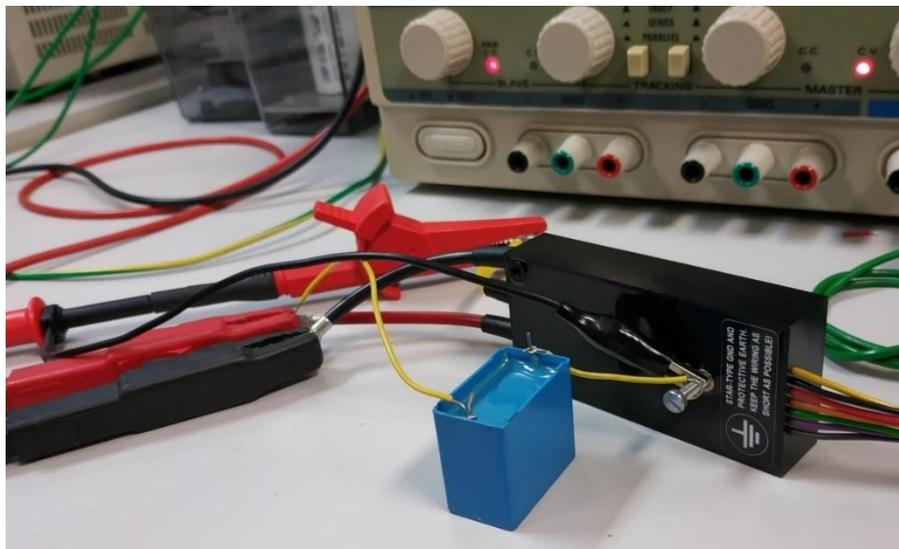


Fig. 3.9. Conexión de condensador de $68 \mu\text{F}$

3.4. Conclusiones

En la figura 3.7. (gráfica del rise time), una sobretensión elevada, llegando a alcanzar 575 V de pico en la primera oscilación. Esta sobretensión es debida a, como se ha comentado, reflexiones en el lado de alta tensión, las cuales pueden ser corregidas a través de circuitos RC. Se ha logrado una onda que encaja con las características buscadas por lo que, partiendo de este punto, se pudo comenzar con la construcción del equipo definitivo.

4. DISEÑO

Con la intención de proteger el interruptor y dotarlo de conexiones eléctricas más seguras, se diseñó una caja para albergar el dispositivo. Se añadieron terminales en el lado de alta tensión que permiten un montaje sencillo, además el lado de control se adaptó para una entrada coaxial para el generador de funciones y dos terminales normales para la alimentación auxiliar. El interruptor fue fijado (con posibilidad de ser extraído), asegurando así su integridad al transportarlo. Se diseñó y montó un voltímetro para tener una comprobación visual en la caja de la tensión que se está conmutando. Se dispusieron unas rejillas de ventilación con un tamaño reducido para evitar el contacto directo con los componentes eléctricos, añadiendo así seguridad para el usuario ya que está previsto trabajar con tensiones elevadas. Además, se dejó espacio suficiente para incluir diferentes elementos como, por ejemplo, circuitos RC. En el transcurso del diseño, se tuvieron siempre en cuenta las necesidades técnicas del interruptor para un funcionamiento seguro y correcto.

4.1. Interruptor

El interruptor utilizado dispone de dos tipos de terminales, los de alta tensión que tienen un conector tipo arandela y los de baja tensión (lado de control) con un conector múltiple de electrónica (ver figura 4.1.). El grosor del cableado entre el lado de alta y baja tensión es diferente debido a que las tensiones con las que pueden operar distan en varios kilovoltios, así como las corrientes que pueden transportar. Las dimensiones del interruptor y los terminales vienen especificadas en el anexo III, las cuales se han seguido para hacer los planos de un prototipo inicial. El interruptor posee una tierra común (como se vio en el capítulo 3), ubicada en la parte trasera de éste, con una conexión a través de una rosca de métrica 3, que deberá de ser accesible en el prototipo ya que es necesario conectar a este punto las tierras comunes de los elementos de la parte de control, así como las tierras de las sondas del osciloscopio.

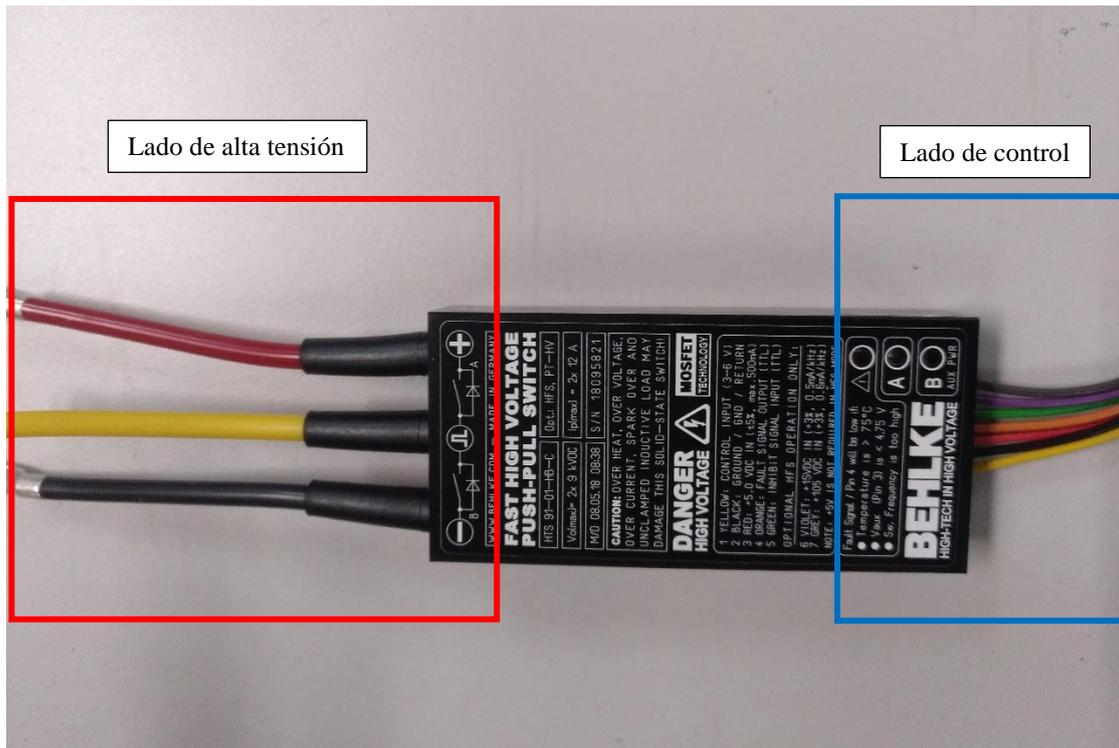


Fig. 4.1. Detalle interruptor

Nótese que en la figura 4.1. la conexión de los terminales de alta tensión hacia el interruptor, difieren ligeramente de la expuesta en los planos del fabricante del anexo III. El conexionado de figura 4.1. es el correcto.

4.2.Divisor de tensión para voltímetro y circuitos RC

Con la finalidad de conseguir una mayor comodidad a la hora de manejar el aparato, se ha estudiado introducir un voltímetro referenciado en el anexo IV, el cual permita, rápidamente, saber el voltaje de continua que será conmutado por el interruptor.

Tabla 4.1. Datos básicos sobre voltímetro según Farnell

Voltímetro	Fabricante	Referencia Fab.	Código Farnell	V máx (auxiliar)	V mín (auxiliar)	Precio por unidad (€)	Unidades
30-199,9 V	Murata Power Solutions	DMS-20PC-8-DCM-C	1767645	NO	NO	54,31	1

Para su incorporación, se ha añadido un divisor de tensión. Midiendo la resistencia interna del voltímetro ($1\text{ M}\Omega$), para conseguir un divisor de tensión $1/10$ y, a través de una simulación en PSIM para confirmar que la intensidad y la tensión de entrada son correctas, se obtiene que las resistencias que conforman el divisor son las siguientes:

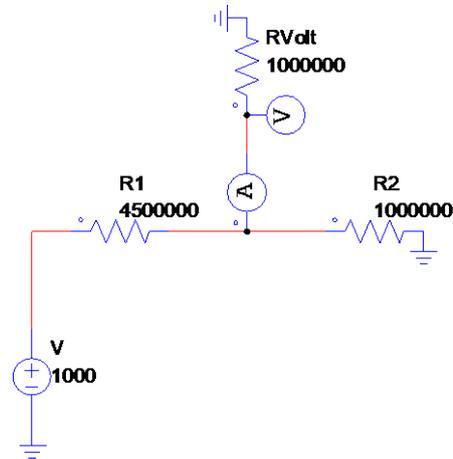


Fig. 4.2. Esquema divisor de tensión

La figura 4.2. representa la simulación, se ha escogido una tensión de 1 kV , ya que esta será la tensión con la que se realicen futuros ensayos. Así pues, las resistencias a usar en el divisor son: $R1=4,5\text{ M}\Omega$ y $R2=1\text{ M}\Omega$. Obteniendo por tanto una tensión de 100 V en el voltímetro y asegurando una intensidad menor a la máxima permitida por este ($< 7\text{ mA}$) según fabricante (Anexo IV).

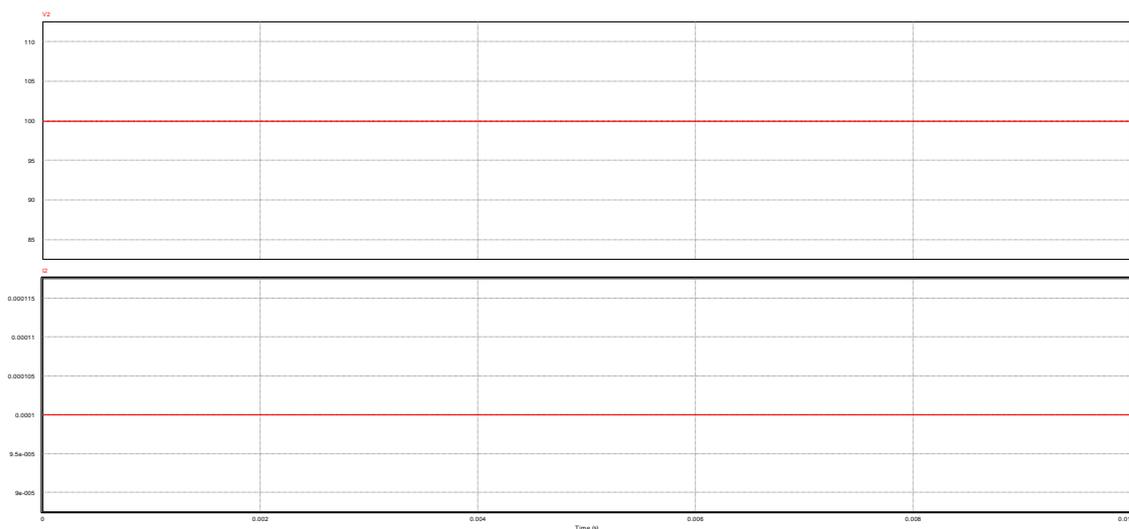


Fig. 4.3. Tensión e intensidad en la simulación

En la figura 4.3. se observa que la intensidad por la resistencia del voltímetro es de 0,1 mA. En R2, al tener el mismo valor resistivo y estar en paralelo, hay la misma corriente. R1 será la suma de ambas, es decir, 0,2 mA. La potencia a disipar por las resistencias sigue la siguiente fórmula:

$$P = R \cdot I^2 \quad (4.1.)$$

La potencia que debe soportar R1 es de 0,18 W y R2 de 0,01 W.

La conexión de este divisor de tensión se ubica en paralelo a la entrada del terminal positivo de continua de alta tensión, saliendo un conector desde el divisor hacia el voltímetro. La tierra del voltímetro se conecta a la tierra común del interruptor (ver figura 4.4.). El voltímetro escogido no necesita alimentación auxiliar (Anexo IV) y por ello en el esquema no viene reflejada ninguna conexión para ello.

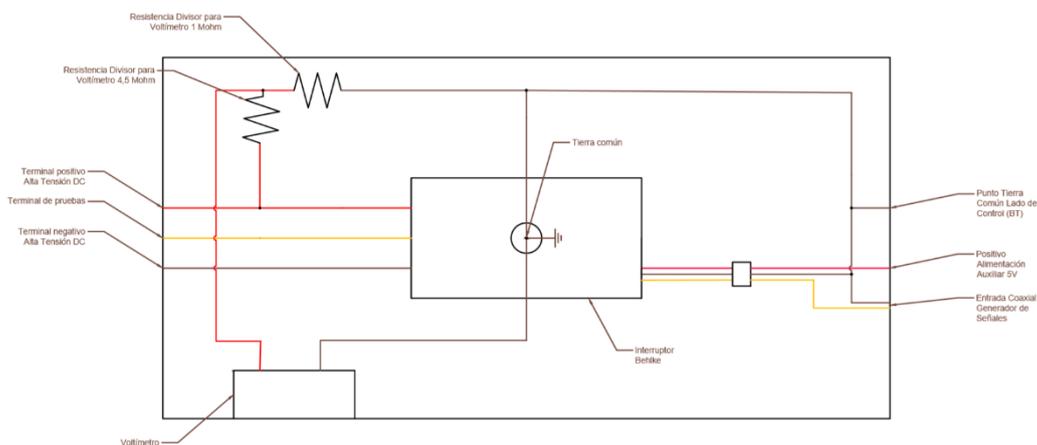


Fig. 4.4. Esquema divisor de tensión prototipo

Siguiendo el esquema del divisor de tensión, también se expondrá en este apartado un esquema tipo de un circuito RC, cuyo ensayo está detallado en el capítulo 5. Este tipo de circuito sirve para eliminar las sobretensiones presentes en la onda. Para ello, se detallará su conexionado (ver figura 4.5.).

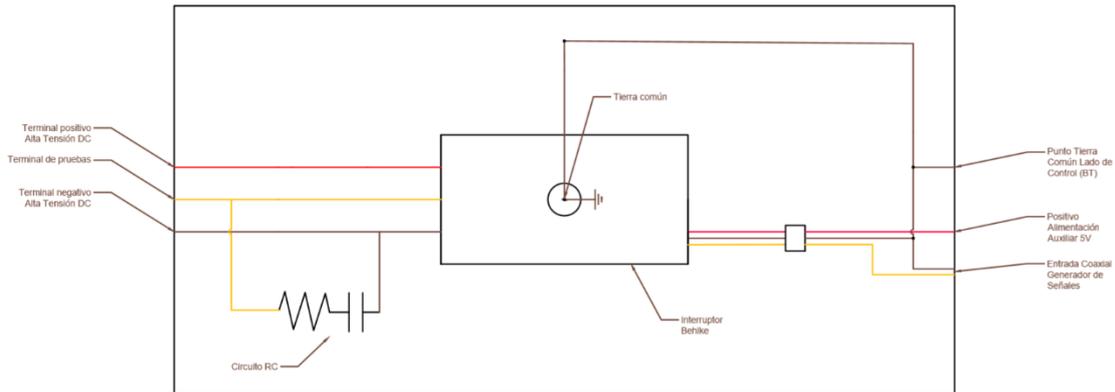


Fig. 4.5. Esquema Circuito RC

En la figura 4.5. se ha obviado el circuito referente al voltímetro para que se distinga con facilidad el circuito RC. Al ser una tensión pulsado, el circuito RC solo conducirá en el transitorio debido al condensador. En tensión continua el condensador se comporta como circuito abierto. Para asegurar que no ocurre un incremento de temperatura en las diferentes configuraciones de circuitos RC que se adoptarán, en el capítulo 5 se han simulado siguiendo el esquema aquí comentado.

4.3.Diseño de la caja

Finalmente, se procedió a hacer un diseño del recipiente que albergara todos los elementos. Se hicieron unos planos preliminares (Anexo V), los cuales fueron puestos en común con el departamento de oficina técnica de la Universidad Calos III para estimar qué solución era la más recomendable. Valorando las circunstancias técnicas que tiene el aparato, se optó por modificar una caja eléctrica (producto comercial, anexo VI), sobre la que se trataron de cumplir los requisitos de los planos preliminares y no fabricar una desde cero. A esta caja se le añadió lo siguiente (ver figura 4.6.):

- Lado de alta tensión:
 - Se perforó la caja y se instalaron tres conectores para los cables de alta tensión.
 - Se instaló una regleta roscada en la base de la caja para unir los terminales de alta tensión del interruptor con los conectores (ver figura 4.6.).
 - Se realizó el corte en las paredes de la caja para alojar el voltímetro.
- Lado de baja tensión:

- Se perforó la caja y se instalaron dos conectores y un conector coaxial.
- Interruptor:
 - Se elevó a través de unos soportes que hacen a su vez de estructura de anclaje para el mismo.
 - Se realizó una ranura en la tapa de la caja para tener acceso visual a los LEDs del interruptor mencionados en el capítulo 3.
 - Se realizaron unas rejillas de ventilación en los laterales. En este experimento se comprobó que no hay incrementos de temperatura, pero debido a que el interruptor tiene funciones que permiten conmutar tensiones con corrientes más elevadas, que pueden provocar un aumento de temperatura, se decidió perforar la caja y hacer una rejilla de ventilación por si en un futuro se quería realizar otro tipo de experimentos.

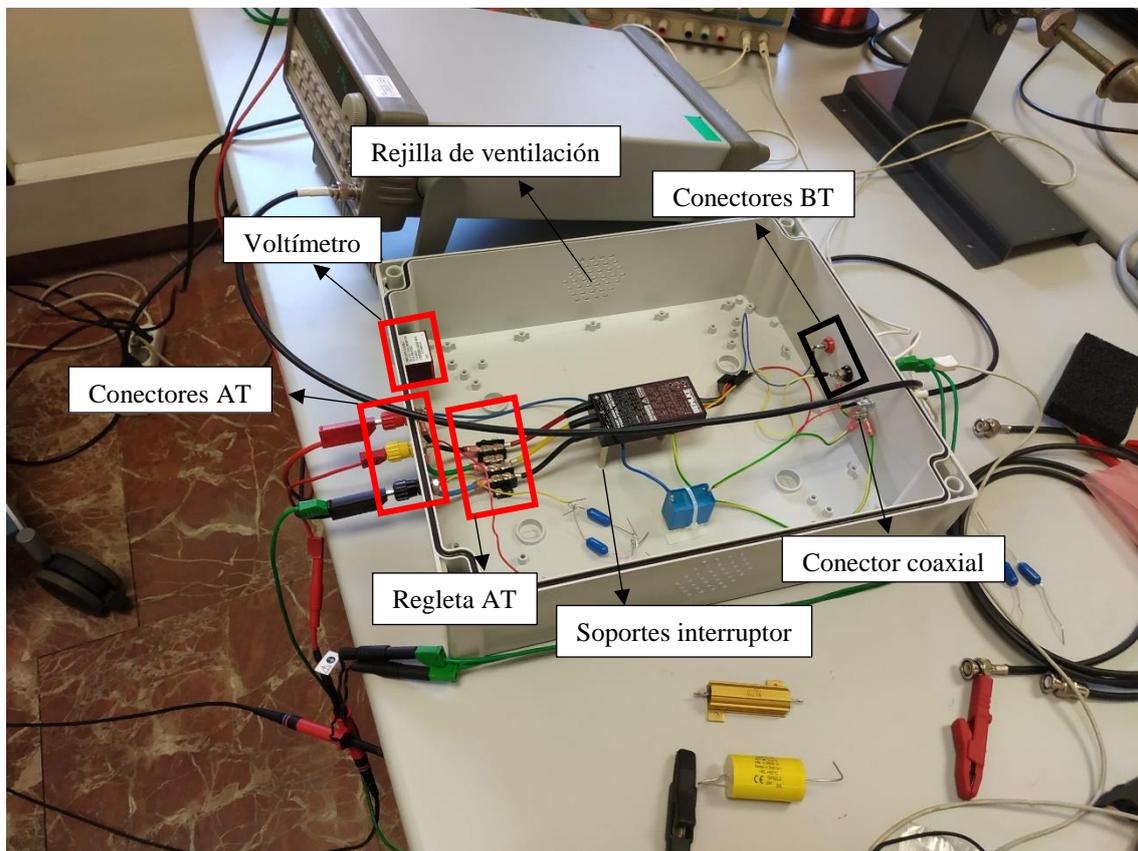


Fig. 4.6. Distribución caja

El resultado final se puede apreciar en la figura 4.6., en la que se han destacado los elementos mencionados anteriormente. Finalmente se conectaron todos los componentes eléctricos y electrónicos con la idea de comenzar con las pruebas del siguiente capítulo. En la figura 4.6. hay elementos como resistencias y condensadores que no son parte del

circuito, la fotografía fue captada en el momento en el que se estaban haciendo ensayos. En la parte inferior del interruptor, en la cual está la conexión de tierra común, se ha instalado un cable a través de un conector roscado. Este cable, ha sido conectado a todos los elementos que deben ir conectados a tierra (referencia del conector coaxial y terminal negro del lado de control en la imagen).

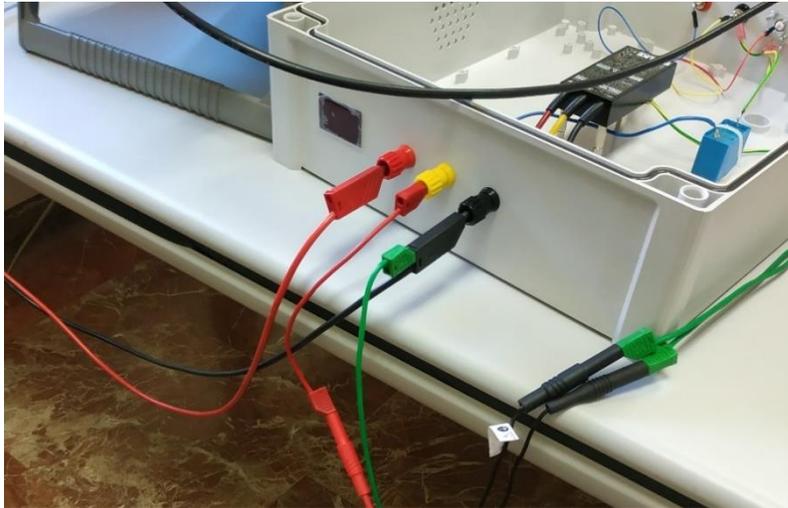


Fig. 4.7. Montaje lado alta tensión

En la figura 4.7. se aprecia el montaje final del lado de alta tensión, diferenciando tres terminales, rojo (positivo de corriente continua), amarillo (terminal de salida donde irá conectada la carga), y negro (negativo de corriente continua). A su vez, se puede distinguir el voltímetro, ubicado en la parte izquierda de la imagen.

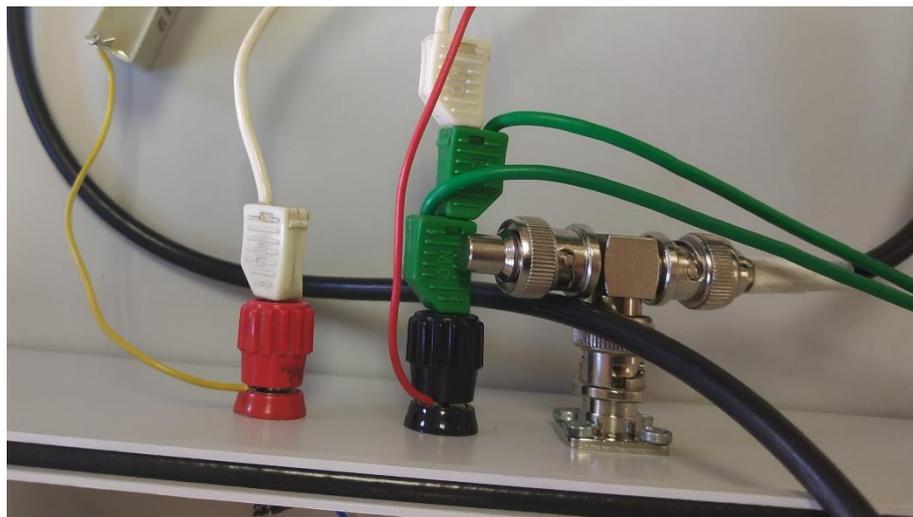


Fig. 4.8. Montaje lado de control

El lado de control finalmente queda con la disposición representada en la figura 4.8., en la cual se diferencian tres terminales, rojo (entrada alimentación auxiliar), negro (tierra común) y el terminal coaxial, al cual va conectado el generador de ondas cuadradas. En la imagen se encuentran elementos que no son parte de un ensayo, detallado en el capítulo 5, y no son fijos en el montaje.

5. PROCESO EXPERIMENTAL

Una vez mecanizada la caja y en posesión de todos los elementos que conforman el prototipo, se ha procedido al ensamblaje de la caja. Con la finalidad de facilitar futuros experimentos y pruebas, se han soldado algunos terminales y otros se han conectado sin soldar. A continuación, se expondrá brevemente los motivos por los que este proyecto se centrará en un tipo de montaje, descartando otro similar visto en el capítulo 3 en los ensayos preliminares.

5.1. Introducción al proceso experimental

Gracias a la información obtenida del Anexo I y el Anexo II se han realizado diferentes pruebas para tratar de obtener la forma de onda que se buscaba en el proyecto.

Como se vio en el capítulo 3 referido a los ensayos preliminares, en las pruebas aparecía una componente de alterna superpuesta a la onda. Debido a ello y, con la información procedente del Anexo II, se dispuso de un condensador de $68 \mu\text{F}$ entre el terminal positivo y la tierra común del interruptor para poder filtrar la onda del alterna (ver figura 5.1.).

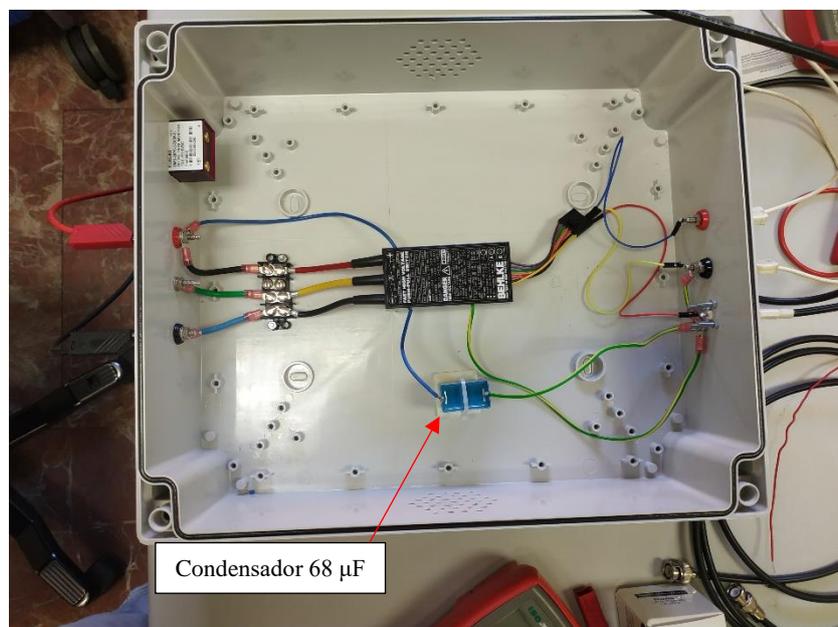


Fig. 5.1. Montaje del dispositivo

No obstante, se valoró como mejor opción tomar la diferencia de tensiones entre la salida pulsada y el terminal negativo de alimentación DC. Para ello, al tener que referir cada

medida a tierra, se midieron ambas tensiones respecto a tierra con sondas atenuadoras del osciloscopio, para, posteriormente analizar la resta de ambas. Como se verá más adelante, esto elimina una componente alterna de tensión que estaba acoplada a esas señales DC.



Fig. 5.2. Detalle sondas osciloscopio

Como se muestra en la figura 5.2., se han conectado dos sondas del osciloscopio: una al terminal amarillo, donde irá ubicado el objeto de ensayo, y otra al terminal negro, parte negativa de la alimentación en continua. Como ambos canales tenían la misma componente del alterna superpuesta, se han restado ambas ondas, obteniendo como resultado una onda sin superposición.

Todos los ensayos aquí mostrados han sido realizados con una tensión a la salida del rectificador de aproximadamente 100 V en corriente continua, con una onda cuadrada a 1 kHz en la parte de control a la que se le ha añadido un offset de 2,5 V para tener una onda cuadrada de 0 V a 5 V. Por último, la fuente de alimentación de la electrónica de control se alimentó a 5V.

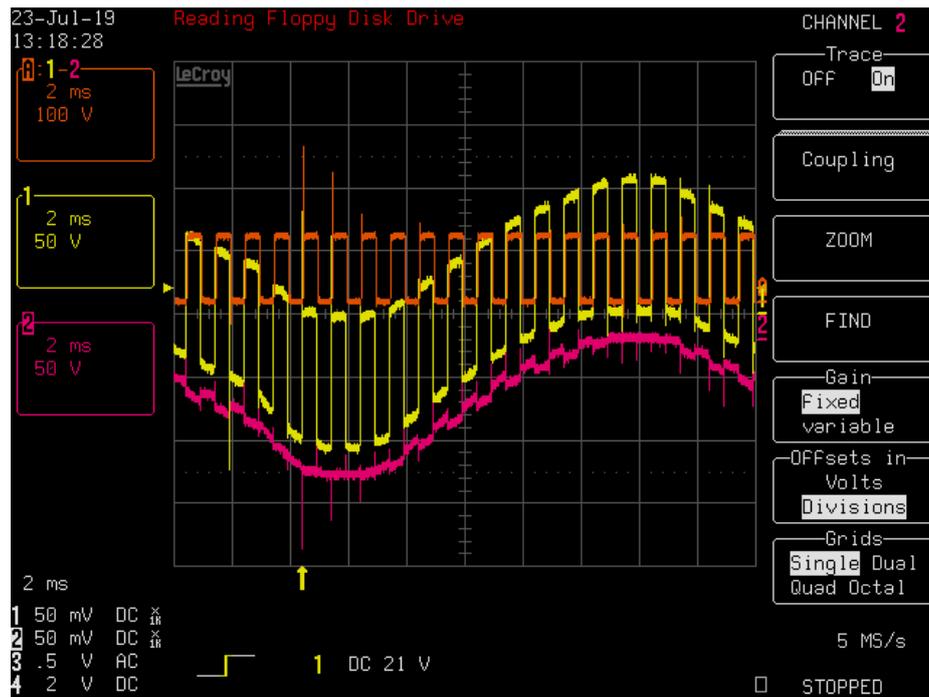


Fig. 5.3. Resta matemática de ondas, eliminando componente alterna

En la figura 5.3. se aprecia a la perfección como en el canal A ha desaparecido la componente de alterna. El canal 2 es el referido al negativo de continua, al cual se le ha aplicado un offset de -20 V para que se distinga mejor en la imagen. El canal 1 es el referido al terminal amarillo (señal pulsada respecto a tierra). Las tierras de las dos sondas del osciloscopio han sido conectadas a la tierra común del interruptor.

Con este método conseguimos una onda únicamente positiva en el canal A (monopolar), ya que el interruptor, de forma natural, conmuta la señal de manera bipolar.

5.2.Primer ensayo

En el primer ensayo se ha evaluado la respuesta del circuito sin elementos añadidos, solo haciendo la resta de las dos sondas mencionada en el punto anterior. De las ondas que aparecen en la anterior gráfica solo se analizará la del canal A por ser la relevante para las conclusiones.

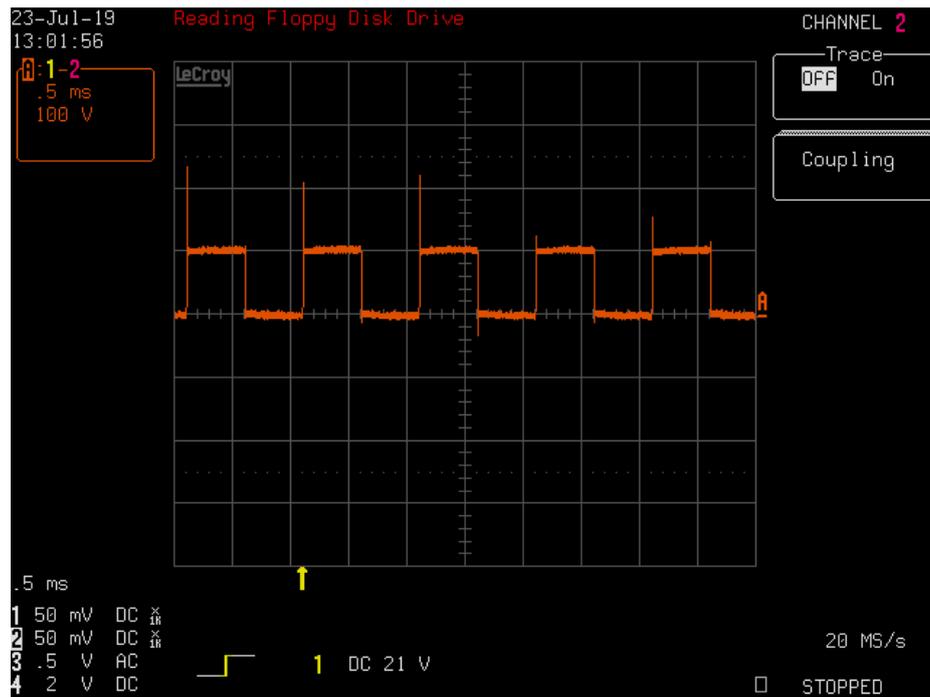


Fig. 5.4. Onda A del primer ensayo

En la figura 5.4., se ve en detalle la onda A, en la cual se observan unas sobreoscilaciones. Cabe destacar que en esta gráfica las sobreoscilaciones parecen desaparecer en ciertos ciclos, lo que se debe a la resolución temporal del osciloscopio; al aumentar la escala de tiempo, puede haber una sobretensión entre dos muestras de tiempo consecutivas que no se detecte.

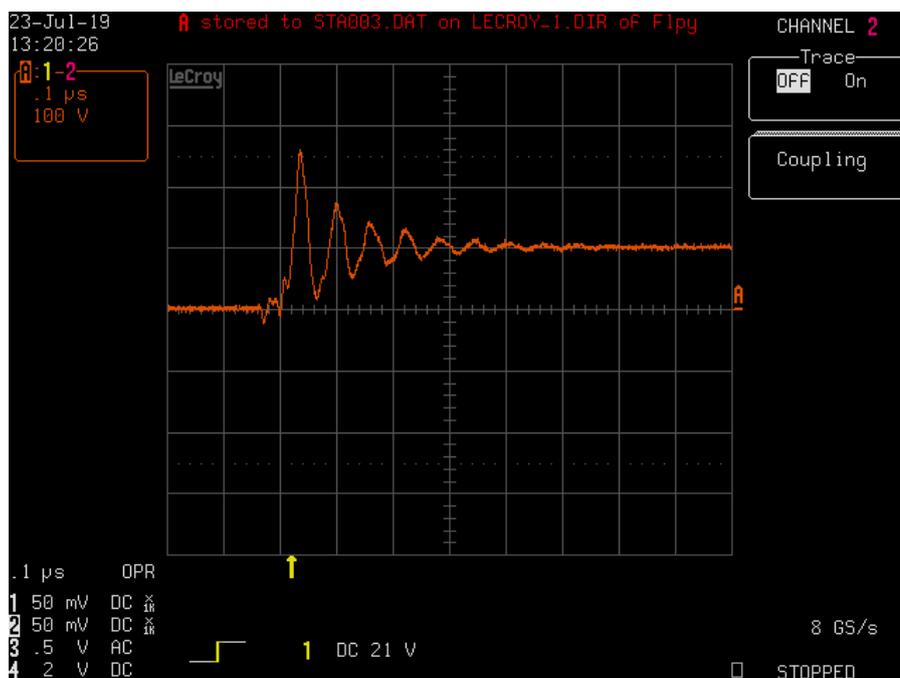


Fig. 5.5. Onda A, detalle rise time

En la figura 5.5. se aprecia la sobretensión mencionad. Todas las capturas obtenidas tenían esta forma. Esta sobretensión (234 , 260,9) se debe a una reflexión de la onda creada por un desajuste de impedancia entre fuente y carga (circuito abierto, muy similar a los aislamientos a ensayar). Para analizarlo correctamente, se han recopilado los puntos en un fichero .DAT y, a través de Matlab, se ha graficado, marcando en la figura varios puntos relevantes para caracterizar la onda de tensión (ver figura 5.6.)

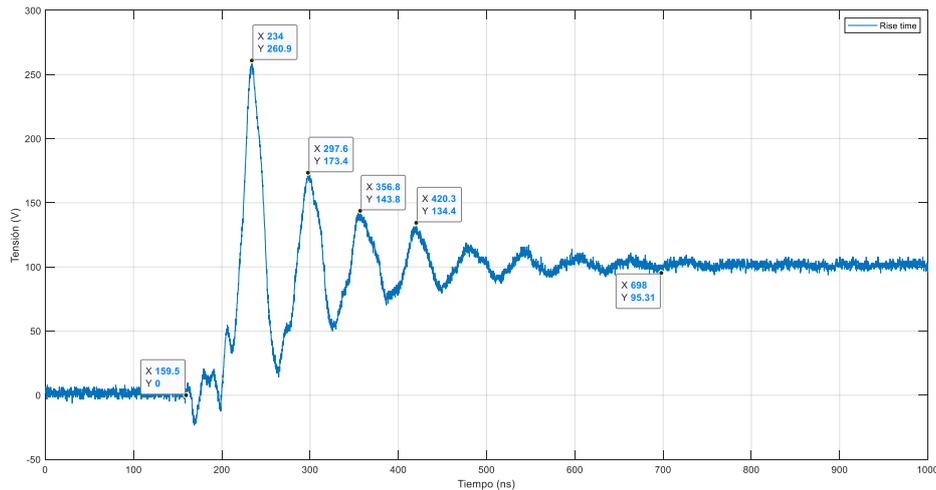


Fig. 5.6. Análisis en Matlab onda A

De esta onda se sacarán tres valores aproximados: tiempo de subida, periodo de la sobreoscilación y tiempo de establecimiento.

Para el tiempo de subida (tiempo entre el 10% y 90% del primer pico) se hará una simplificación de la onda. Entre los dos puntos escogidos se asumirá que la onda es una recta y se sacará el tiempo de subida.

Tabla 5.1. Tiempo se subida

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Referencia	0	159,5
Máxima tensión	260,9	234
En el 10%	26,1	167
En el 90%	234,1	226,6
Tiempo de subida	59,6 ns	

Para el periodo de la sobreoscilación se han escogido cuatro puntos y se verá la diferencia entra cada punto y se realizará la media para calcular el periodo de la sobreoscilación.

Tabla 5.2. Periodo sobreoscilación

<i>Puntos</i>	<i>Voltaje (V)</i>	<i>Tiempo (ns)</i>
<i>Punto 2</i>	260,9	234
<i>Punto 3</i>	173,4	297,6
<i>Punto 4</i>	143,8	356,8
<i>Punto 5</i>	134,4	420,3
<i>Periodo sobreoscilación</i>	62,1 ns	

El tiempo de establecimiento se calculará con la resta del punto 1 y del último punto escogido, el cual se ha estimado que es el instante de tiempo a partir del cual la onda se mantiene entre el 95% y el 105% del valor estacionario (100 V). El tiempo de establecimiento resultante es de 538,5 ns.

Para tratar de modificar la forma de onda, se emplearon circuitos RC serie conectados a la salida de la tensión pulsada. Con las resistencias y condensadores que se disponen en el laboratorio y, a través de:

$$R = \frac{T}{C} \quad (5.1.)$$

Se calculará la resistencia teórica que corresponde al condensador fijado.

En el laboratorio se disponen de condensadores de 4,7 nF y 100 nF, con los cuales se han obtenido valores de R correspondientes: R de 13,21 Ω y 0,62 Ω . Como en el laboratorio se disponen de resistencias de 1 Ω y de 33 Ω , se emplearán esos componentes para obtener los valores de R necesarios.

5.3.Segundo ensayo

En el segundo ensayo se ha puesto una carga real, un par trenzado de hilo de cobre típicamente usado como bobinado de máquina rotativa. Con esto se verá el comportamiento del prototipo bajo un ensayo real. Todas las posteriores pruebas se realizarán bajo esta misma carga. El objeto de ensayo se conecta en bornes de la tensión

pulsada de la figura 5.7., con las sondas del osciloscopio midiendo en los mismos terminales.

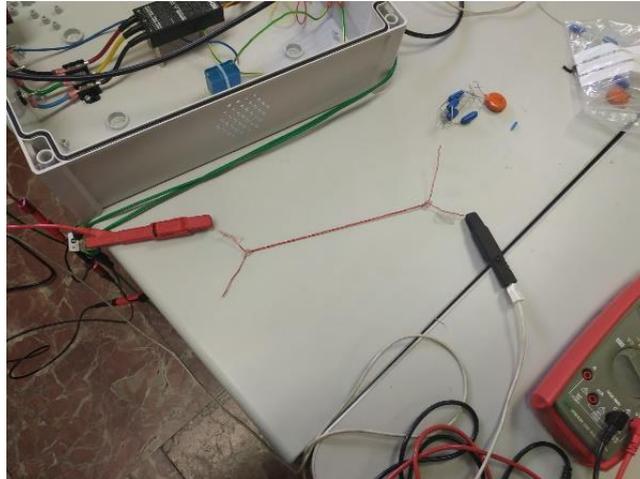


Fig. 5.7. Par trenzado como objeto de ensayo

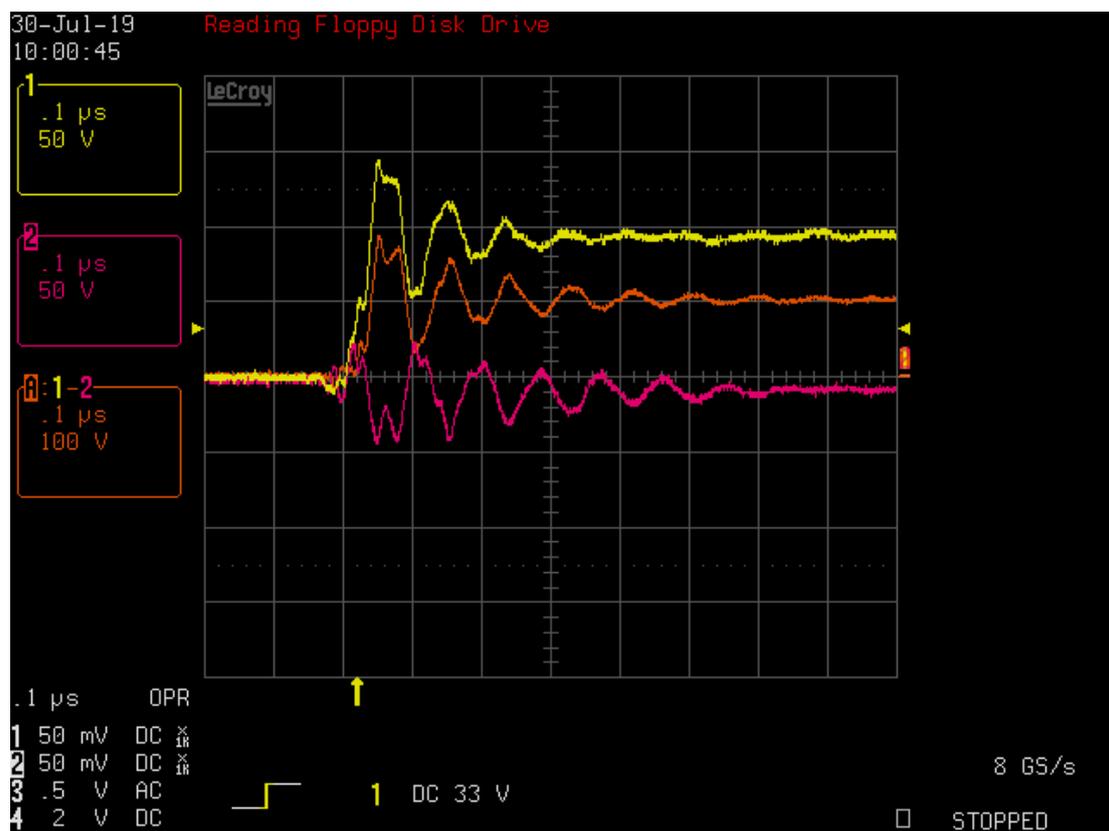


Fig. 5.8. Resultados osciloscopio segundo ensayo

La figura 5.8. representa la tensión de salida en bornes del objeto de ensayo (canal A, naranja), la tensión de salida frente a tierra (canal 1, amarillo) y la tensión negativa frente a tierra (canal 2, rosa). Comparando las figuras 5.9. y 5.10., se puede observar claramente

una reducción de la tensión máxima alcanzada, lo que se puede explicar por la reducción de impedancia de carga, que mitiga el proceso de reflexión de las ondas.

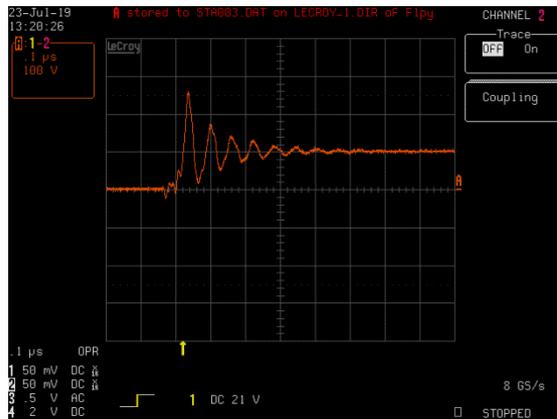


Fig. 5.9. Canal A Ensayo 1

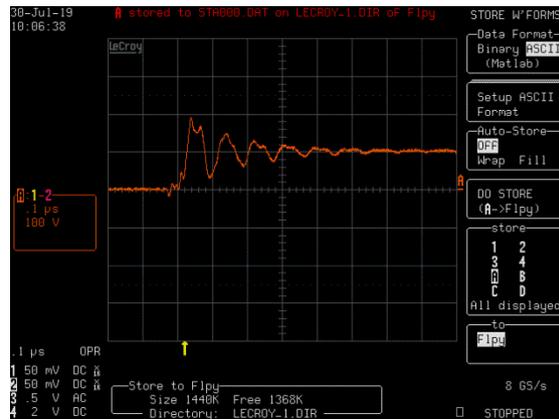


Fig. 5.10. Canal A Ensayo 2

Para comparar de manera cuantitativa ambas gráficas, se hace el mismo proceso anterior, de forma que, a través de Matlab, se señalan los puntos más relevantes de la onda.

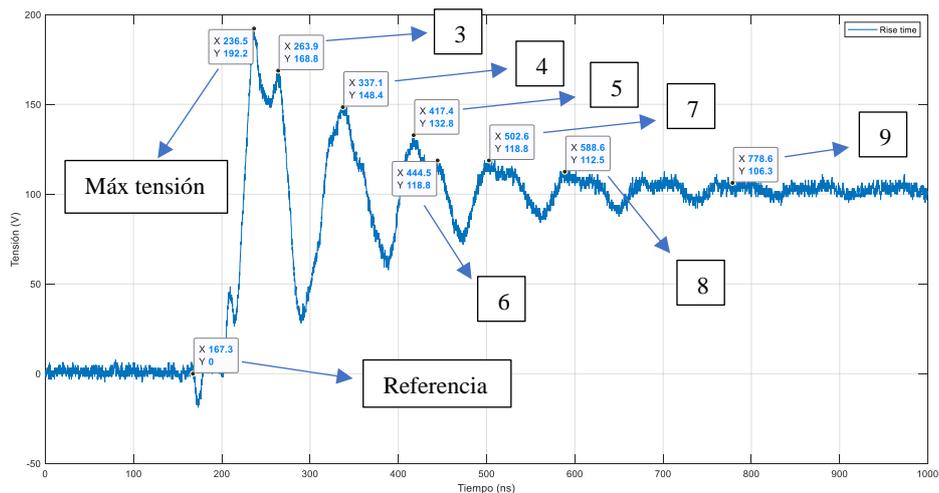


Fig. 5.11. Canal A Ensayo 2 datos Matlab

El tiempo de subida se obtendrá haciendo una recta entre el punto de referencia y el de máxima tensión, calculando en dicha recta los puntos correspondientes al 10 % y 90 % del voltaje máximo.

Tabla 5.3. Tiempo de subida ensayo 2

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Referencia	0	167,3
Máxima tensión	192,2	236,5

En el 10%	19,2	174,2
En el 90%	173,0	229,6
Tiempo de subida	55,4 ns	

Observando en detalle los puntos 2 (Máx tensión), 3 y 4 de la figura 5.11. parece claro que hay dos sinusoides superpuestas en la sobretensión. Por este motivo se ha buscado la periodicidad de ambos andas. La sobreoscilación perteneciente a los puntos 2, 4, 5, 7 y 8 será llamada de aquí en adelante sobreoscilación 1. La sobreoscilación perteneciente a los puntos 2, 3 y 5, 6 será llamada de aquí en adelante sobreoscilación 2.

Para la sobreoscilación 1 se han escogido los máximos de las ondas que parecen responder a un patrón sinusoidal similar. Se hará la media de estos puntos para sacar el tiempo característico de la sobreoscilación.

Tabla 5.4. Sobreoscilación 1, ensayo 2

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Punto 2	192,2	236,5
Punto 4	148,4	337,1
Punto 5	132,8	417,4
Punto 7	118,8	502,6
Punto 8	112,5	588,6
Periodo sobreoscilación 1	88,0 ns	

Para la sobreoscilación 2 solo se han escogido cuatro puntos que parecen responder al mismo patrón y cuya presencia se puede diferenciar de manera clara. Se ha calculado haciendo la media de los dos periodos (periodo entre 2 y 3 y periodo entre 5 y 6):

Tabla 5.5. Sobreoscilación 2, ensayo 2

Puntos	Voltaje (V)	Tiempo (ns)
Punto 2	192,2	236,5
Punto 3	168,8	263,9
Punto 5	132,8	417,4
Punto 6	118,8	444,5
Periodo sobreoscilación 2	27,3 ns	

Por último, se obtendrá el tiempo de establecimiento entre el primer punto y el último, el cual se ha escogido estimando cuando la onda se mantiene entre el 95% y el 105% del valor estacionario (100 V). Encontrando un tiempo de establecimiento de 611,3 ns.

El tiempo de establecimiento puede tener un error considerable debido al ruido presente en toda la onda, el cual dificulta la elección de un punto estable entre el 95% y el 105% del valor en régimen permanente de la onda.

Como en el apartado anterior, se estimará qué circuito RC es el más adecuado para intentar mitigar estas sobretensiones. Del mismo modo, se sacará el valor de R. Fijando el valor de los condensadores en base a los que se disponen en el laboratorio y, a través a través de la ecuación 5.1., se obtiene:

- Para la sobreoscilación 1, al condensador de 4,7 nF le correspondería una resistencia de 22 Ω y, al de 100 nF una resistencia de 0,88 Ω .
- Para la sobreoscilación 2, al condensador de 4,7 nF le correspondería una resistencia de 5,83 Ω y, para el de 100 nF una resistencia de 0,27 Ω .

Los valores más cercanos en el laboratorio son resistencias de 1 Ω , de 8,25 Ω y 16,5 Ω . Por los que los circuitos RC en los posteriores ensayos se conformarán con estos valores de resistencias.

5.4.Tercer ensayo

Revisando la documentación del fabricante del interruptor (ver anexo II), se ha comprobado que la sobretensión se podría deber a reflexiones en el circuito de control del equipo. Por este motivo se han seguido las indicaciones del fabricante, añadiendo una resistencia en la entrada del generador de señales cuadradas y un condensador en la entrada de la alimentación auxiliar de 5 V.

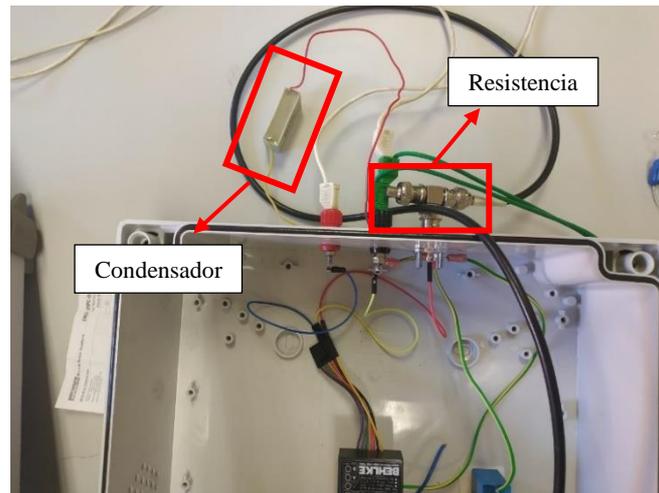


Fig. 5.12. Montaje de resistencia y condensador en la parte de control

Siguiendo las indicaciones, se añadió una resistencia de $50\ \Omega$ a la entrada del generador de ondas cuadradas, buscando reducir una posible sobretensión originada por una reflexión en el circuito. En la imagen anterior, esta resistencia corresponde al elemento que se ha colocado en la conexión del cable coaxial. Del mismo modo, en el lado de alimentación auxiliar, se añadió un condensador de $10\ \mu\text{F}$, buscando reducir perturbaciones o ruido que pueda existir en dicha entrada. En la siguiente figura se puede observar la tensión de salida obtenida:

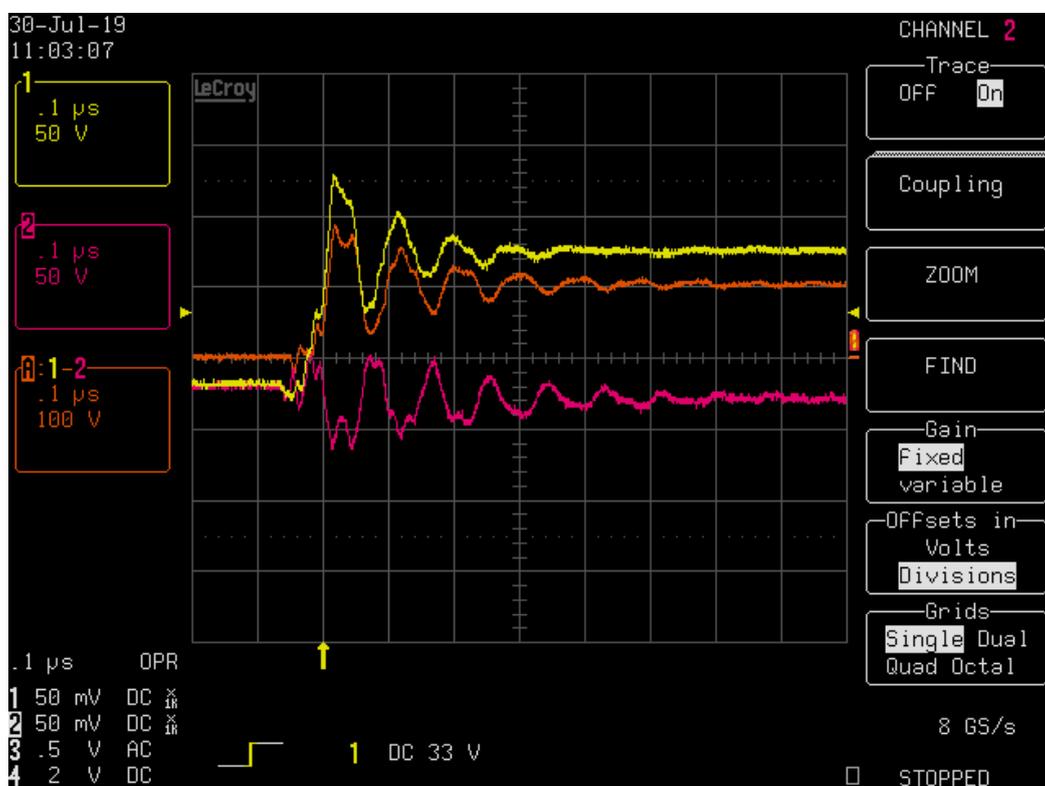


Fig. 5.13. Ensayo 3 con reducción de perturbaciones en el lado de control

A continuación, se pondrán las gráficas del segundo ensayo y del tercer ensayo juntas para poder compararlas a simple vista:

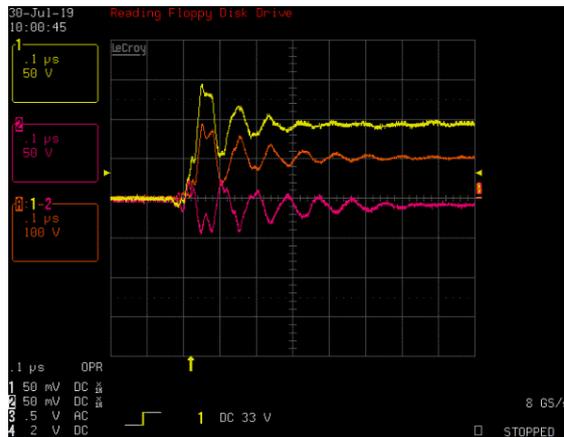


Fig. 5.14. Segundo ensayo sin modificaciones en control

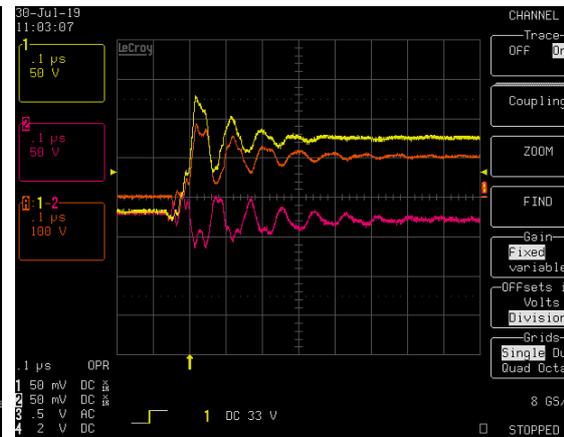


Fig. 5.15. Tercer ensayo con modificaciones en control

No se aprecian cambios significativos. La sobreoscilación 2 presente en el primer pico de tensión y que se buscaba eliminar con este ensayo persiste. Parece evidente, por tanto, que esta no es la causa de la sobretensión. No se introduce ninguna mejora en los resultados y, por tanto, no se aplicará este montaje en los siguientes ensayos.

5.5. Cuarto ensayo

En este ensayo y en los posteriores se probarán diferentes circuitos RC para intentar eliminar las sobreoscilaciones que hay presentes. Para el caso en concreto (con la carga del par trenzado), se han utilizado dos resistencias de 33Ω en paralelo, obteniendo así una resistencia de $16,5 \Omega$, y un condensador de $4,7 \text{ nF}$, asemejándose al montaje de 22Ω de resistencia y $4,7 \text{ nF}$ de capacidad de condensador, obtenidos en el apartado 5.3. para la sobreoscilación 1.

Para asegurar que el circuito RC podrá aguantar una tensión de 1000 V , la cual se prevé que sea la tensión de futuros ensayos, se ha realizado una simulación para comprobar la energía que se genera en el circuito. Debido a que es una tensión pulsada, el circuito RC solo conducirá en el transitorio, pues el resto del ciclo es una corriente continua y el condensador se comportará como un circuito abierto; esto significa que la mayor parte del ciclo no tendrá que disipar potencia. Se ha realizado a una simulación a través de PSIM, donde se ha hecho una multiplicación de los datos de voltaje e intensidad (ecuación 5.2.) para obtener la gráfica de potencia (figura 5.17.).

$$P = V \cdot I \text{ (5.2.)}$$

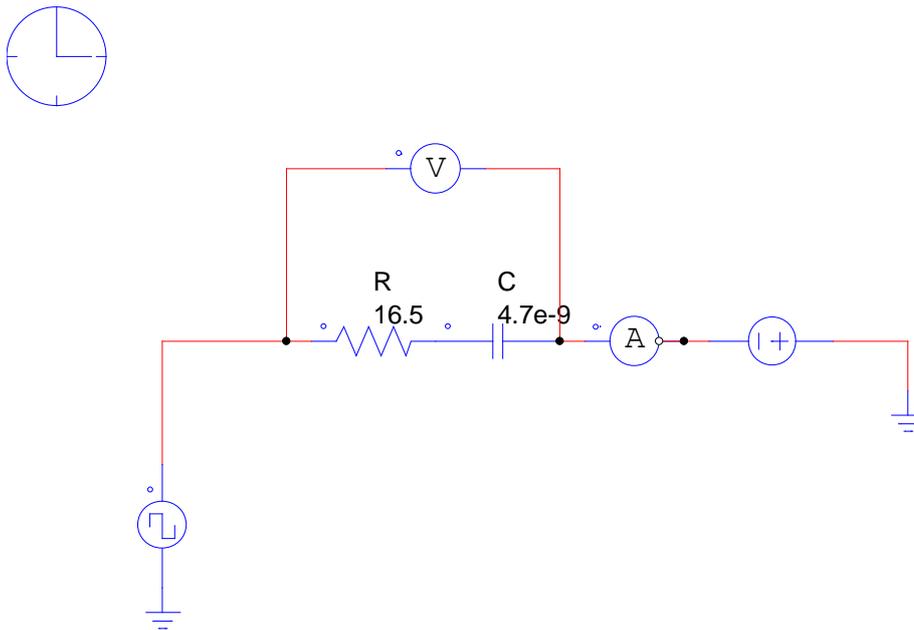


Fig. 5.16. Circuito simulado

Debido a que el circuito RC se encuentra conectado al terminal de pruebas y al terminal negro (ver montaje del circuito RC en capítulo 4), correspondiente al negativo de continua; en la simulación se ha insertado una fuente de continua en la parte derecha del circuito (ver figura 5.16.), que simulará una tensión continua de -1000 V en ese lado. Seguidamente, dado que es una tensión pulsada, y a la vista de la gráfica obtenida en la figura 5.17. se concluye que el pulso de intensidad se produce en lapsos de tiempos muy cortos en comparación con la totalidad del ciclo. Esta situación hace que, aunque los picos de potencia sean elevados en el transitorio, la energía generada es reducida por la brevedad de estos, por tanto, la resistencia no se calentará. Como añadido, en el proceso experimental se ha comprobado que, efectivamente, la resistencia se mantiene a temperatura ambiente, por lo que no existe una generación de calor crítica o importante que se deba tener en cuenta.

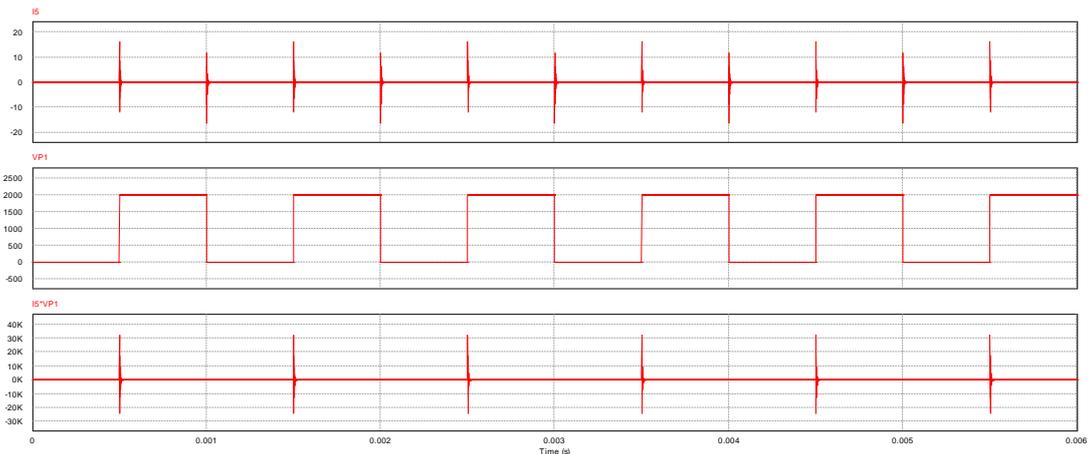


Fig. 5.17. Simulación potencia circuito RC

En la figura 5.17. se observa lo expuesto, los picos de potencia en el transitorio son elevados y muy breves, lo que deja una gran parte del ciclo para que se disipe la potencia generada y no ocasione problemas de temperatura.

Siguiendo con el ensayo, en la figura siguiente se puede apreciar cómo se ha eliminado la sobretensión principal, lo que se justifica por el hecho de que para esa frecuencia de oscilación (11,4 MHz), el circuito RC serie presenta una impedancia muy baja ($|Z|=16,8 \Omega$), que, a su vez, está en paralelo con la carga (de alta impedancia). El resultado es que el coeficiente de reflexión reduce su valor.

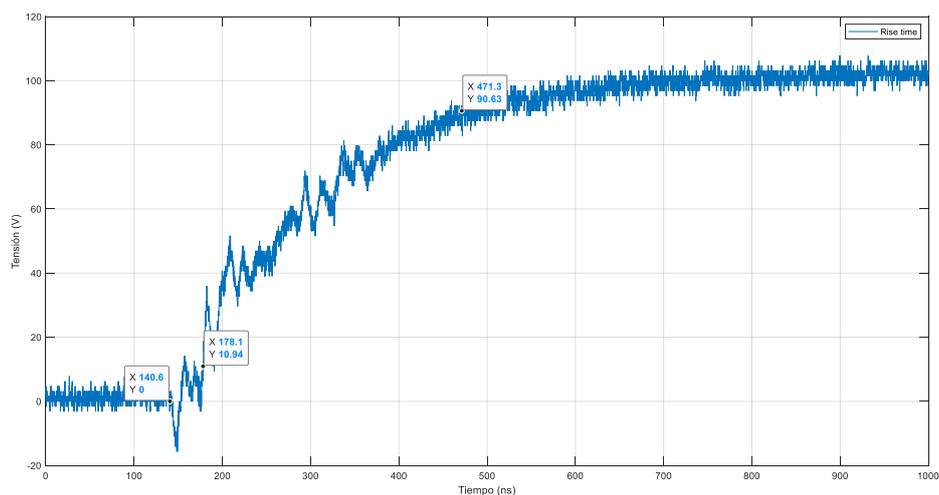


Fig. 5.18. Ensayo 4

Para estimar el tiempo de subida se han escogido los puntos que, aproximadamente, representen el 10 % y el 90% del valor estacionario de la onda (100 V). Por tanto, según los datos de la figura 5.18., el tiempo de subida es de 293,2 ns. Como se puede observar,

otro efecto colateral de instalar este filtro RC, es que el tiempo de conmutación crece notablemente.

Con este montaje se ha eliminado la sobreoscilación 1, incrementando el tiempo de subida. La sobreoscilación 2 parece persistir en el frente de subida. Para asegurar que las perturbaciones del frente de subida son pertenecientes a la sobreoscilación 2, se obtendrá el periodo nuevamente. Se han escogido los dos puntos que mejor se diferencian de la tendencia de subida de la onda en la siguiente figura:

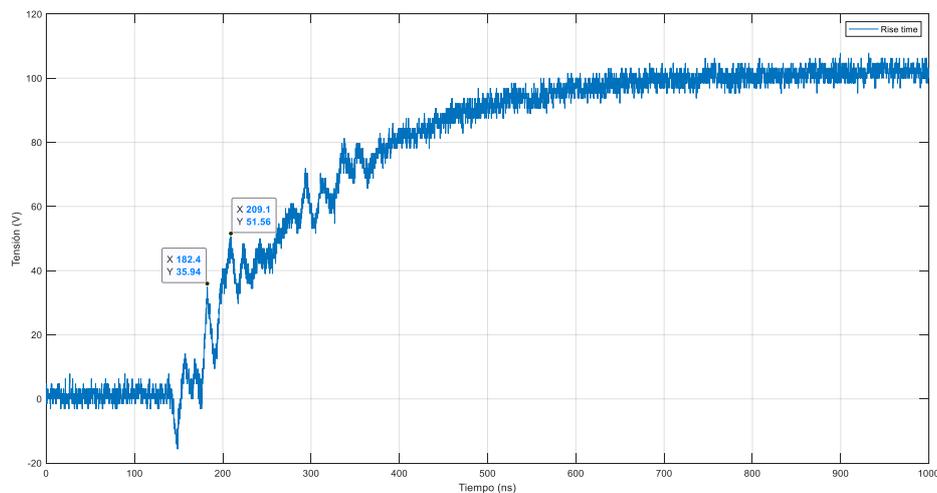


Fig. 5.19. Sobreoscilación 2 en ensayo 4

El tiempo entre estas dos crestas es de 26,7ns. Un tiempo bastante próximo al documentado en los anteriores ensayos por lo que se estima que pertenece a la sobreoscilación 2.

5.6. Quinto ensayo

Este ensayo se realiza en las mismas condiciones que el ensayo anterior, se ha cambiado la resistencia de 16,5 Ω por una de 8,25 Ω . Se ha conseguido esto poniendo 4 resistencias de 33 Ω en paralelo. Se utiliza el mismo condensador de 4,7 nF. Se obtiene así un montaje próximo al circuito RC de 5,83 Ω con un condensador de 4,7 nF comentado en el apartado 2 de este capítulo. Este circuito RC tiene como objetivo eliminar la sobreoscilación 2.

Al igual que en el anterior ensayo, previamente se realizará una simulación para comprobar cuánta energía deberá soportar el circuito.

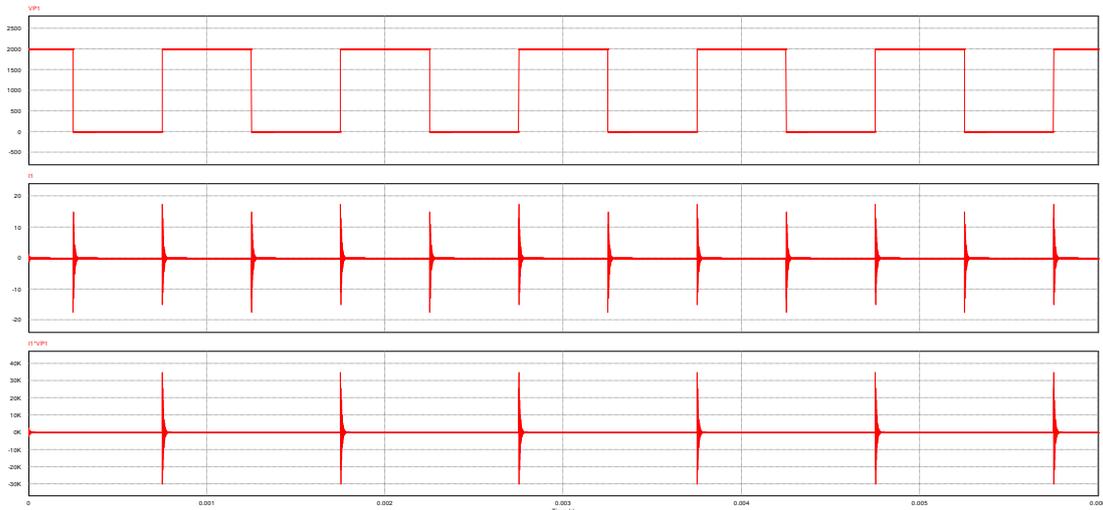


Fig. 5.20. Simulación potencia, quinto ensayo

La simulación arroja unos resultados muy parecidos a los de la simulación de la figura 5.17. y, por tanto, las conclusiones de dicha simulación son válidas para esta. Solo cabe destacar que, efectivamente, el tiempo que dura la sobreoscilación en la figura 5.20. es visualmente mayor a la de la figura 5.17., aun así, el aumento del tiempo no es significativo para la disipación de potencia. Durante el ensayo se comprobó que las resistencias no incrementaban su temperatura.

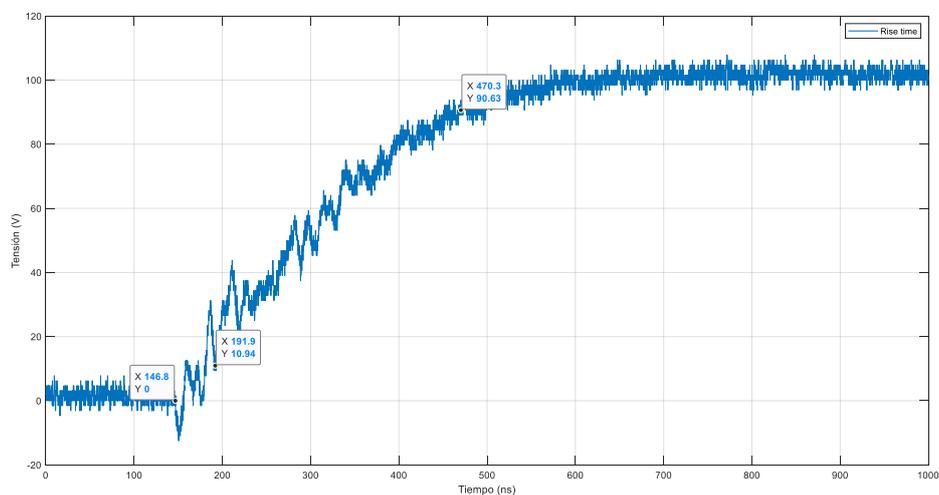


Fig. 5.21. Tiempo de subida, quinto ensayo

Del mismo modo que en anteriores ensayos, se obtiene un tiempo de subida de 278,4 ns. Se ha conseguido eliminar nuevamente la sobreoscilación 1, aunque la sobreoscilación 2 parece persistir en la onda. Del mismo modo que en el anterior caso, la impedancia del circuito RC (baja impedancia), al estar en paralelo con la carga (alta impedancia), reduce

su impedancia total, eliminando la sobreoscilación 1, con un tiempo de subida ligeramente menor. Para determinar mejor si las perturbaciones en el frente de subida pertenecen a la sobreoscilación 2, se han hallado dos puntos entre las dos crestas que mejor se diferencian del resto de perturbaciones en la subida de la onda.

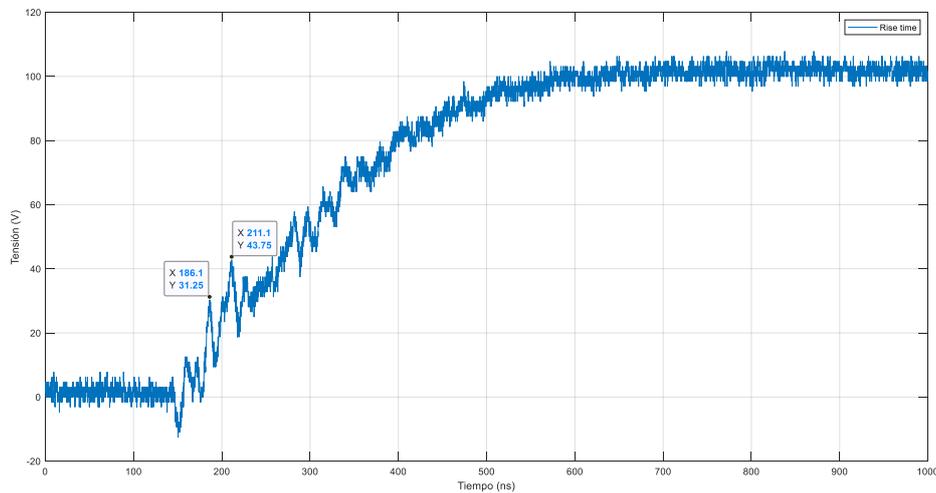


Fig. 5.22. Sobreoscilación 2, quinto ensayo

El tiempo entre las dos crestas, del mismo modo que se realizó en el ensayo 4, es de 25 ns. Con este ensayo se consigue una mejora en el tiempo de subida, persiste la perturbación en el tiempo de subida denominada sobreoscilación 2.

5.7.Sexto ensayo

En este ensayo se analizará el comportamiento del sistema ante un condensador de mayor tamaño, en concreto de 100 nF y una resistencia de 1 Ω , asemejándose al circuito RC de 0,88 Ω y 100 nF comentado en el apartado 5.2., el cual se calculó para amortiguar la sobreoscilación 1.

Siguiendo la línea de los anteriores ensayos, se ha simulado el circuito en PSIM, obteniendo una gráfica de la potencia (ver figura 5.23.).

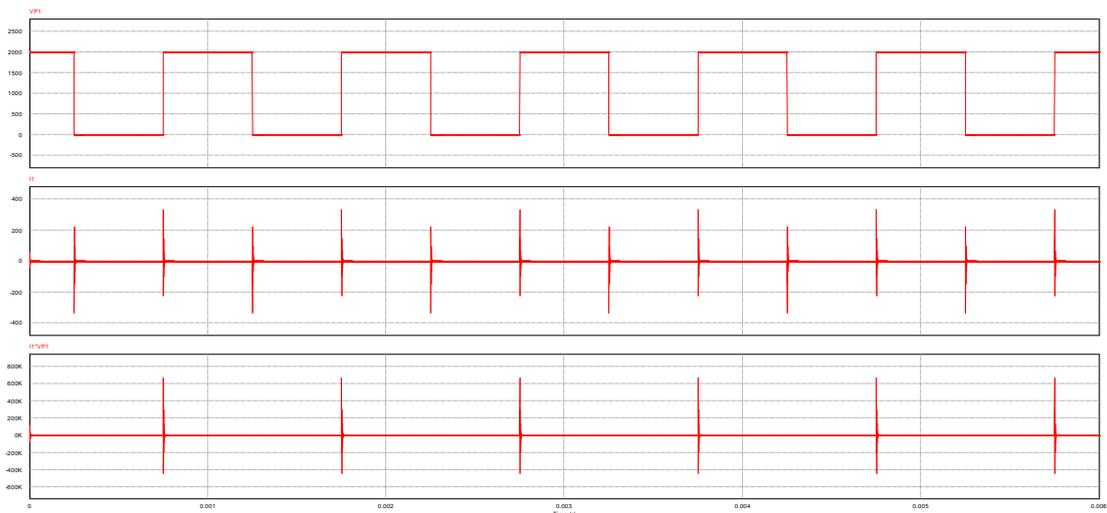


Fig. 5.23. Simulación potencia, sexto ensayo

Al igual que en los anteriores ensayos, el tiempo en el que el condensador está conduciendo es muy breve, haciendo que, en prácticamente la totalidad del ciclo, no se produzca energía, dando tiempo a la disipación de los pulsos mostrados.

Se espera que el frente de onda de este ensayo sea mucho más lento que en los anteriores porque, aunque la resistencia sea menor, el condensador tiene una capacidad varios órdenes de magnitud mayor al de los probados en el cuarto y quinto ensayo, lo que hará que su tiempo característico y de carga del condensador sea notablemente mayor y, por tanto, el tiempo de subida.

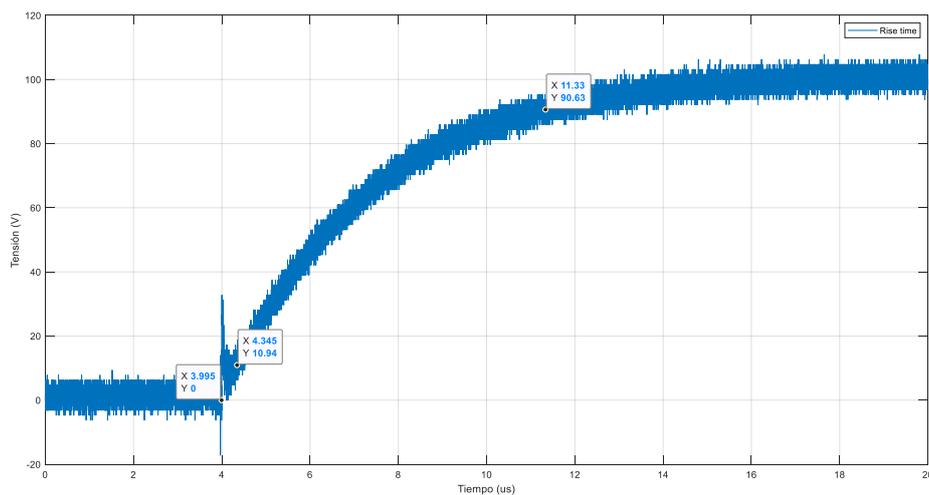


Fig. 5.24. Tiempo de subida, sexto ensayo

El tiempo de subida se ha incrementado considerablemente, llegando a un tiempo de subida de 6,985 μ . Nótese que la escala de tiempos del osciloscopio se encuentra en

microsegundos. Este circuito RC elimina la sobreoscilación 1 pero no asegura la eliminación de la sobreoscilación 2 ya que se debería tener una resolución más alta de los datos, además, el tiempo de subida es demasiado elevado para el objetivo buscado.

5.8. Resumen de los datos y conclusión

A continuación, se expondrán los resultados más relevantes y unas breves conclusiones en base a ellos.

5.8.1. Ensayo 1 y Ensayo 2

La única diferencia entre estos ensayos es la incorporación de un objeto de ensayo real, un cable aislado trenzado, correspondiente al ensayo dos. La principal mejora que se ve es una reducción significativa de la sobretensión. Cuantitativamente se puede observar en la siguiente tabla:

Tabla 5.6. Comparación ensayo 1 y 2

Sobretensión en Ensayo 1 (V)	260,9
Sobretensión en Ensayo 2 (V)	192,2

La sobretensión del ensayo 2 puede ser aceptable para simular tensiones aplicadas a bobinados de motores accionador por inversor, tal y como se ha explicado en el capítulo 2. Esta onda sería un esfuerzo eléctrico realista sobre el aislamiento espira-espira del devanado. El tiempo de subida es similar en ambos casos, así como el amortiguamiento de la sobretensión.

5.8.2. Diferencia sin y con Circuitos RC

Con los circuitos RC la sobretensión se mitiga por completo, cabe destacar que las perturbaciones denominadas como sobreoscilación 2, se mantienen en todos los ensayos, exceptuando el sexto ensayo, el cual no se puede confirmar ya que habría que ampliar la onda lo suficiente para poder comprobarlo, debido a la resolución temporal, necesaria para comprobar el tiempo de subida, no es posible hacerlo.

Se mostrará un resumen de los tiempos de subida y de establecimiento de los ensayos 2, 4, 5 y 6. Se descarta de este análisis el ensayo 3 debido a que el origen de las sobreoscilaciones consideradas en ese apartado difieren de las aquí analizadas.

Tabla 5.7. Comparación del tiempo de subida en diferentes ensayos

<i>Ensayo</i>	<i>Tiempo de subida (ns)</i>
2	55,4
4	293,2
5	278,4
6	6985

El tiempo de subida aumenta considerablemente con la introducción de los circuitos RC. Además, en estos ensayos las perturbaciones en el frente de subida son más pronunciadas que en el ensayo 2. Por tanto, bajo las consideraciones que se han explicado en el apartado 5.8.1. y persiguiendo un tiempo de subida de menos de 100 ns, con un frente de onda lo más limpio posible, el ensayo 2 es el que más se aproxima a una reproducción de una onda típica para la simulación de esfuerzos en sistemas de aislamiento, sin embargo, hay dificultades para conseguir una onda cuadrada con un frente de menos de 100 ns, limpia y sin sobreoscilación.

5.8.3. Ruido y perturbaciones secundarias

Se ha comprobado que el ruido y las perturbaciones no son fruto del lado de control. Al mismo tiempo, la denominada sobreoscilación 2, permanece invariable frente a los circuitos RC. Por este motivo, se concluye que esta perturbación es intrínseca al interruptor.

6. PRESUPUESTO

A continuación, se detallará un presupuesto aproximado en función de los materiales comprados, no se contarán los que ya tenía la universidad, así como de las horas trabajadas por los diferentes técnicos que han participado en la elaboración directa del prototipo. En las horas de diseño del prototipo realizadas por un ingeniero junior, vienen recogidas las horas aplicadas al proceso experimental, así como los informes internos para el desarrollo del prototipo, no contabilizando las horas de documentación y redacción de memoria del presente proyecto.

Tabla 6.1. Presupuesto personal empleado

<i>Personal</i>	<i>€/h</i>	<i>Horas (h)</i>	<i>Importe Total (€)</i>
Técnico Oficina Técnica	60	5	300
Ingeniero Junior	15	180	2700

En la siguiente tabla se describirán los costos de los elementos adquiridos, utilizados en diferentes ensayos.

Tabla 6.2. Material empleado en montaje de prototipo y ensayos

<i>Concepto</i>	<i>Unidades (u)</i>	<i>€/u</i>	<i>Importe Total (€)</i>
Voltímetro Murata DMS-20PC-0/1/2/8- DCM	1	54,31	54,31
Caja Eléctrica TEMPO TA 342912	1	42,34	42,34
Resistencia MULTICOM MF50 1m	1	0,0534	0,0534
Resistencia Vishay RNX03810M0FKEL	1	5,58	5,58

Resistencia OHMITE 40F1R0E	10	0,532	5,32
Concensador VISHAY F332K69Y5RN63K7R	10	0,747	7,47

Tabla 6.3. Presupuesto Total

<i>Concepto</i>	<i>Importe Total (€)</i>
<i>Coste total de Personal</i>	<i>3000</i>
<i>Coste total materia</i>	<i>115,07</i>
<i>Coste total</i>	<i>3115,07</i>

7. CONCLUSIONES

7.1. Resumen de los resultados obtenidos

La finalidad del proyecto era crear un prototipo que fuera capaz de generar una tensión pulsada con un frente de onda no superior a 100 ns y analizar las opciones que puede haber para reducir posibles sobretensiones que pudieran aparecer. El generador de ondas cuadradas estaba diseñado para aplicar tensiones sobre sistemas de aislamiento (cargas capacitivas) mediante un montaje robusto y seguro.

Una forma de onda tan concreta es necesaria para poder realizar futuras investigaciones que pretenden detectar descargas parciales en sistemas de aislamiento espira-espira al introducir esta tensión pulsada. Este equipo debe permitir obtener información diagnóstica de estos sistemas de aislamiento, sin necesidad de aplicar ensayos potencialmente destructivos, como los de la norma IEEE 522. Esta necesidad viene justificada por los desarrollos de investigación recientes que, además, vienen reflejados ya en normas IEC. También el equipo permitirá realizar investigaciones específicas sobre la tensión de ignición de descargas parciales.

La parte constructiva del prototipo ha sido realizada con éxito, ya que el montaje final satisface las condiciones técnicas del aparato, siendo un montaje sólido, seguro y ampliable para futuros experimentos o diferentes usos.

En cuanto a la forma de onda conseguida, ésta presenta una sobretensión que puede ser eliminada mediante el uso de circuitos RC serie, aunque con la contrapartida de incrementar el tiempo de conmutación y en algunos casos, presentar alguna oscilación superpuesta al frente de onda (ver figura 6.1.). No obstante, como los motores de inducción controlados por inversor tienen aplicadas en la realidad tensiones con sobretensión (ver capítulo 2), la salida que da este generador de ondas cuadradas permite estresar los aislamientos espira-espira con esfuerzos bastantes realistas. En el capítulo 5 se ensayaron todos los circuitos posibles para conseguir una onda con las características deseadas. El frente de onda más limpio se consiguió en el segundo ensayo (5.3.), el cual tenía una sobretensión aproximada del doble del valor estacionario. En posteriores ensayos se trató de minimizar esa sobretensión con circuitos RC conectados en paralelo al terminal de pruebas. En todos ellos se logró reducir la sobretensión, por el contrario se

encontró que el tiempo de subida (rise time) era más elevado al buscado (máximo 100 ns) y surgieron imperfecciones en el frente de onda (ver figura 6.1.), asociadas al comportamiento intrínseco del interruptor.

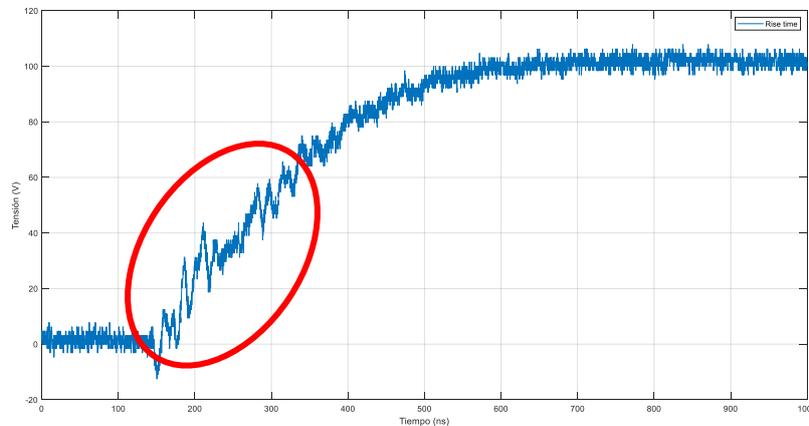


Fig. 7.1. Ensayo 5, anomalías en el frente de subida

Debido a que no se tiene control sobre los conexionados internos del interruptor, solo se pudo descartar todas las variables externas que pudieran provocar ese comportamiento en el frente de subida. Se descartaron todos los elementos ajenos al equipo, pero necesarios para su funcionamiento (como fuentes de tensión y generadores de ondas); concluyendo que estas anomalías en el frente de subida pertenecen al interruptor.

En definitiva, el generador de ondas cuadradas consigue un tiempo de conmutación de 55,4 ns (ver figura 6.2.), siendo este menor al tiempo de subida máximo buscado (100 ns). Además, al constatar que la forma de onda se asemeja mucho a las condiciones reales de un motor con accionamiento PWM remoto, se estima que este ensayo puede ser válido para futuras investigaciones. Como se explicó en el capítulo 2, la longitud de los conductores junto a la tensión pulsada procedente del inversor PWM, puede generar fenómenos de reflexión que lleven el voltaje a valores de 2 p.u. en los flancos de subida de los pulsos, factor que coincide con el ensayo citado.

Durante el transcurso del proyecto, se han revisado conceptos sobre ingeniería de alta tensión, aislamiento eléctrico y de electrónica de potencia, además de seleccionar y elegir material para los ensayos. En el proceso experimental, se ha trabajado con instrumentación específica y con electrónica de potencia, adquiriendo experiencia en este ámbito. Por último, los datos han sido tratados con Matlab para conseguir mediciones más precisas.

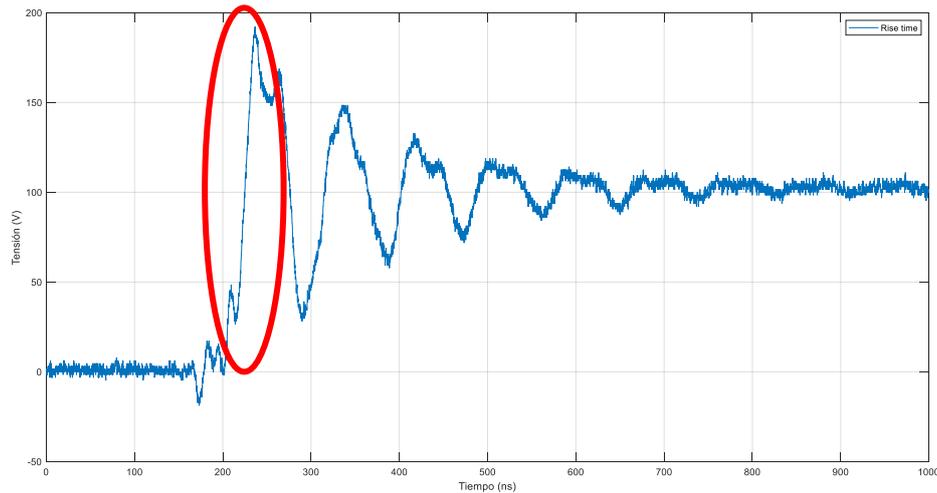


Fig. 7.2. Frente de subida en ensayo 2

Todos los ensayos fueron realizados al menos una segunda vez, dando solidez a los datos recopilados en el presente proyecto.

7.2.Trabajo futuro

Futuras líneas de investigación y desarrollo del presente proyecto pueden pasar por:

- Investigación en la aparición de descargas parciales en el frente de subida de la onda.
- Determinación diagnóstica de las máquinas con devanado aleatorio a través de ensayos con tensiones pulsadas y detección de descargas parciales.
- Conseguir una onda similar a la detallada en el presente proyecto, eliminando las sobretensiones que aparecen y que pueda alimentar cargas inductivas (bobinas aleatorias)
- Desarrollo comercial del prototipo aquí creado.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Bravo de Medina N., “Los variadores de velocidad. Instrumentación adecuada para localizar averías”, Fluke Ibérica, 1998.
- [2] Hanigovszki N., Poulsen J., Blaabjerg F., “A Novel Output Filter Topology to Reduce Motor Overvoltage”, IEEE Transactions on Industry Applications, 2004.
- [3] Fenger M., Campbell S.R., Pedersen J., “Motor Winding Problems Caused by Inverter Drives”, IEEE Industry Applications Magazine, 2003.
- [4] “Guide for Testing Turn-to-Turn Insulation on Form-Wound Stator Coils for Alternating Current Rotating Electric Machines”; IEEE Std. 522. IEEE Power Engineering Society; 1992.
- [5] L. Lusuardi, Cavallini, M. Gómez de la Calle, J. M. Martínez-Tarifa, and G. Robles, “Insulation Design of Low Voltage Electrical Motors Fed by PWM Inverters” University of Bologna, Bologna, Italy, Universidad Carlos III de Madrid, Spain.
- [6] Stone, G. “Electrical insulation for rotating. Piscataway”: IEEE Press Editorial, 2003
- [7] Kuffel. “High voltage engineering: fundamentols”. Oxford: ButterworthHeinemann. 2000
- [8] J.M. Tarifa, “Materiales aislantes empleados en ingeniería de alta tensión”, apuntes académicos, Universidad Carlos III, Madrid.
- [9] Fraile Mora “Máquinas eléctricas”; Mc Graw-Hill; 2005.
- [10] Jianru W., Hongchi L., Huanjun Y., “Voltage Distribution in Stator Windings of the Motor Driven by PWM Inverter”, Proceedings of Power System Technology Conference, 2002.
- [11] M.E. Montilla, “Convertidores para regulación de máquinas de corriente alterna”, apuntes académicos, Universidad Carlos III, Madrid.
- [12] J. M. Martínez, "Transient voltage distribution along LV motor windings fed with PWM converters. Insulation ageing analysis"; Tesis, E-archivo, OpenAccess,URI <http://hdl.handle.net/10016/666>; 2005.

- [13] J.A. Martinez Velasco. Coordinacion de Aislamiento en Redes Electricas de Alta Tension. McGraw Hill . 2008
- [14] [Rodriguez] “Medidas entre el motor y el variador de velocidad” nota de aplicación de Fluke Ibérica.
- [15] R. Ghosh, P. Seri, R. Hebner, Fellow, G.C. Montanari, “Noise Rejection and Detection of Partial Discharges under Repetitive Impulse Supply Voltage” IEEE and G.C. Montanari, , Fellow, IEEE, 2019.
- [16] M. J. Melfi, “Low-voltage PWM inverter-fed motor insulation issues,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, DOI 10.1109/TIA.2005.861308, no. 1, pp. 128–133, Feb. 2006.
- [17] J. C. G. Wheeler, “Effects of converter pulses on the electrical insulation in low and medium voltage motors,” IEEE Elect. Insul. Mag., vol. 21, DOI 10.1109/MEI.2005.1412216 no. 2, pp. 22–29, Apr. 2005.
- [18] N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec, and P. Maussion, “Electrical aging of the insulation low-voltage machines: Model definition and test with the design of experiments,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, DOI 10.1109/TIE.2013.2245615, no. 3, pp. 1179– 1190, Sep. 2013.
- [19] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, DOI 10.1109/41.836355, no. 2, pp. 396-402, Apr. 2000.
- [20] M. Kaufhold, H. Auinger, M. Berth, J. Speck and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, DOI 10.1109/41.836355, no. 2, pp. 396-402, Apr. 2000.
- [21] G. Stone, S. Campbell, and S. Tetreault, “Inverter-fed drives: Which motor stators are at risk?” IEEE Indust. Appl. Mag., vol. 6, DOI 10.1109/2943.863631, no. 5, pp. 17–22, Sep./ Oct. 2000.

- [22] M.K.W. Stranges, G. Stone and D.L. Bogh, “Voltage Endurance Testing” IEEE Indust. Appl. Mag., vol. 15, DOI 10.1109/MIAS.2009.934439, no. 6, pp. 12–18, Nov./Dec. 2009.
- [23] Rotating Electrical Machines—Part 18-41: Partial Discharge Free Electrical Insulation Systems (Type I) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters—Qualification and Quality Control Tests,” IEC 60034-18-41 Standard, 2014.
- [24] Rotating Electrical Machines—Part 18-42: Qualification and Acceptance Tests for Partial Discharge Resistant Electrical Insulation Systems (Type II) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters,” IEC 60034-18-42 Standard, CV, 2016.
- [25] Rotating Electrical Machines—Part 18-41: Partial Discharge Free Electrical Insulation Systems (Type I) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters—Qualification and Quality Control Tests,” IEC 60034-18-41 Standard, 2014.
- [26] Rotating Electrical Machines—Part 18-42: Qualification and Acceptance Tests for Partial Discharge Resistant Electrical Insulation Systems (Type II) Used in Rotating Electrical Machines Fed from Voltage Converters,” IEC 60034-18-42 Standard, CV, 2016.
- [27] IEC 61934 – TS Ed. 1.0 Electrical insulating materials and systems - Electrical measurement of partial discharges (PD) under short rise time and repetitive voltage impulses, 2006.

ANEXO I: CARACTERÍSTICAS INTERRUPTOR

Specification	Symbol	Condition / Comment	11-07-HB-C	31-03-HB-C	41-02-HB-C	61-01-HB-C	91-01-HB-C	Unit
Maximum Operating Voltage	$V_{O(max)}$	$I_{off} < 50 \mu ADC$, $T_{case} = 70^\circ C$	± 1	± 3	± 4	± 6	± 9	kVDC
Maximum Isolation Voltage	V_I	Between HV switch and control / GND, continuously			± 40			kVDC
Max. Housing Insulation Voltage	V_{INS}	Between switch and housing surface, 3 minutes			± 40			kVDC
Maximum Turn-On Peak Current	$I_{P(max)}$	$T_{case} = 25^\circ C$ $t_p < 200 \mu s$, duty cycle $< 1\%$	70	30	25	15	12	ADC
Maximum Continuous Load Current	I_L	$T_{case} = 25^\circ C$ $T_{fin} = 25^\circ C$ $T_{flange} = 25^\circ C$ $T_{inlet} = 25^\circ C$ Standard devices, forced air 4 m/s Devices with option CF-LC, air 4 m/s Devices with option GCF, on heat sink. Devices with option ILC, water 0.1 l/min. Devices with option DLC-0.6	1.25 3.2 3.92 3.92 4.5	1.12 2.88 3.54 3.54 4.0	0.75 1.92 2.36 2.36 2.7	0.38 0.97 1.19 1.19 1.4	0.36 0.94 1.15 1.15 1.3	ADC
Max. Continuous Power Dissipation	$P_{d(max)}$	$T_{case} = 25^\circ C$ $T_{fin} = 25^\circ C$ $T_{flange} = 25^\circ C$ $T_{inlet} = 25^\circ C$ Standard devices, forced air 4 m/s Devices with option CF-LC, air 4 m/s Devices with option GCF on heat sink. Devices with option ILC, water > 0.1 l/min Devices with option DLC-0.6			10 60 100 100 300			Watt
Linear Derating		Above $25^\circ C$			0.22 1.33 2.22 2.22 8.50			W/K
Operating Temperature Range	T_O	Standard devices & options CF-LC, GCF, ILC (Opt. DLC)			-40...70 (60)			$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_S	Switches with option ILC may require frost protection!			-50...100			$^\circ C$
Max. Permissible Magnetic Field	B	Homogeneous steady-field, surrounding the whole switch			25			mT
Max. Auxiliary Voltage	V_{aux}	Built-in overvoltage limiter (replaceable)			5.5			VDC
Permissible Operating Voltage Range	V_O	Unipolar operation (one switch pole grounded or floated) Bipolar operation (positive & negative voltage applied)	0... ± 1 0... ± 0.5	0... ± 3 0... ± 1.5	0... ± 4 0... ± 2	0... ± 6 0... ± 3	0... ± 9 0... ± 4.5	kVDC
Typical Breakdown Voltage	V_{br}	NOTE: V_{br} is a test parameter for quality control purposes only. Not applicable in normal operation! $I_{off} > 0.5$ mA	1.2	3.0	4.8	6.0	9.0	kVDC
Typical Off-State Current	I_{off}	$25^\circ C$, @ $0.8 \times V_O$. Lower leakage current optionally available.			< 10			μADC
Typical Turn-On Resistance	R_{stat}	$T_{case} = 25^\circ C$, $T_{flange} = 25^\circ C$, $T_{fin} = 25^\circ C$, $T_{inlet} = 25^\circ C$.	1.2 2.9	5.0 7.8	7.0 17.3	22 55	42 104	Ohm
Typical Propagation Delay Time	$t_{d(on)}$	Resistive load, $0.1 \times I_{P(max)}$, $0.8 \times V_{O(max)}$, 50-50%			120			ns
Typical Output Pulse Jitter	t_j	Impedance matched input, $V_{aux} / V_{ctrl} = 5.00$ VDC			< 500			ps
Typical Output Transition Time (Rise Time & Fall Time)	t_r, t_f	Resistive load, 10-90% $R_L = 5k\Omega$, $0.2 \times V_{O(max)}$, $C_L = 10pF$ $R_L = 5k\Omega$, $0.8 \times V_{O(max)}$, $C_L = 10pF$ $R_L = 5k\Omega$, $0.8 \times V_{O(max)}$, $C_L = 100pF$ $V_O = 0.5 \times V_{O(max)}$, $I_L = 0.5 \times I_{P(max)}$	3.0 6.0 20 < 7	5.3 7.9 18 < 7	5.5 8.1 22 < 8	12 21 75 < 12	15 25 92 < 5	ns
Maximum Turn-On Time	$t_{on(max)}$	No limitation, true on-off switch with relay character			∞			ns
Minimum Turn-On Time	$t_{on(min)}$	10-90%, resistive load @ $1.0 \times I_{P(max)}$			75			ns
Max. Continuous Switching Frequency	$f_{(max)}$	@ $V_{aux} = 5.00$ V Sw. shutdown if $f_{(max)}$ is exceeded	22 50 750	20 50 750	28 50 750	22 50 750	30 50 750	kHz
Maximum Burst Frequency	$f_b(max)$				5			MHz
Maximum Number of Pulses / Burst	$N_{(max)}$	$f_b = 1$ MHz (1 μs spacing). Switch shutdown if $N_{(max)}$ is exceeded.			150		Use option HFB for > 150 pulses	Pulses
Coupling Capacitance	C_C	Switch against control side			14 50 ... 100			pF
Natural Capacitance	C_N	Between switch poles, @ $0.5 \times V_{O(max)}$	52	13	20	6	5	pF
Control Voltage Range	V_{ctrl}	The V_{ctrl} has no impact on the output pulse shape.			2 ... 6			VDC
Auxiliary Supply Voltage Range	V_{aux}	The +5 V supply is not required in the HFS mode.			4.5 ... 5.5			VDC
Typical Auxiliary Supply Current	I_{aux}	$V_{aux} = 5.00$ VDC, $T_{case} = 25^\circ C$. Active current limitation above 700 mA.			120 500			mADC
Opt. HFS, Ext. Supply Voltage V1	$V_{HFS(V1)}$	Stability $\pm 3\%$, current consumption < 0.4 mA/kHz @ $25^\circ C$			15			VDC
Opt. HFS, Ext. Supply Voltage V2	$V_{HFS(V2)}$	Stability $\pm 3\%$, current consumption < 0.9 mA/kHz @ $25^\circ C$			110			VDC
Intrinsic Diode Forward Voltage	V_F	$T_{case} = 25^\circ C$, $I_F = 0.3 \times I_{P(max)}$			< 10			VDC
Diode Reverse Recovery Time	t_{rrc}	$T_{case} = 25^\circ C$, $I_F = 0.3 \times I_{P(max)}$, $di/dt = 100$ A/ μs			< 700			ns
Dimensions		Standard housing Devices with option CF-LC Devices with option GCF / FH Devices with option ILC & DLC-0.6			79 x 38 x 17 79 x 38 x 49 100 x 40 x 28 100 x 50 x 38			mm ³
Weight		Standard housing Devices with option CF-LC Devices with option GCF Devices with option ILC & DLC-0.6			110 120 150 200			g
Control Signal Input	Pin 1 / Yellow.	TTL compatible with Schmitt-Trigger characteristics. Control voltage 2-10 V (3-5 V recommended for low jitter).						
Logic GND / 5V Return	Pin 2 / Black.	The ground pin is internally connected with the safety earthing terminal (threaded insert) on bottom side.						
5V Auxiliary Supply	Pin 3 / Red.	The 5 V input is used for rep rates up to the specified max. frequency $f_{(max)}$. Higher rep rates require option HFS.						
Fault Signal Output	Pin 4 / Orange.	TTL output, short circuit proof. Indicating switch & driver over-heat, over-frequency, low auxiliary voltage. L = Fault.						
Inhibit Signal Input	Pin 5 / Green.	TTL compatible, Schmitt-Trigger characteristics for the connection of external safety circuits. L = Switch Inhibited.						
LED Indicators	GREEN:	"Auxiliary power good, switch OFF". YELLOW: "Control signal received, switch ON". RED: "Fault condition, switch OFF"						
Temperature Protection	A) Standard switches and switches with option CF, GCF:	Thermo trigger $75^\circ C$, response time < 60 s @ $3 \times P_{d(max)}$, $\Delta T = 25K$ (50 to $75^\circ C$). Separate driver protection. B) Switches with option DLC: $65^\circ C$, response time < 3 s @ $3 \times P_{d(max)}$, $\Delta T = 25K$ (40 to $65^\circ C$), coolant flow > 3 l / min. Separate driver protection.						
ORDERING	HTS 11-07-HB-C	Fast HV Transistor Switch, 1.2 kV, 70 A	Option LP	Low Pass. Input filter for increased noise immunity.	Option	Ceramic Cooling Surface. $P_{d(max)}$ can be increased by the factor 2 to 3.		
	HTS 31-03-HB-C	Fast HV Transistor Switch, 3.0 kV, 30 A	Option S-TT	Soft Transition Time. Slower switching speed for simplified EMC.	Option	Copper Cooling Fins. $P_{d(max)}$ can be increased by the factor 3 to 10.		
	HTS 41-02-HB-C	Fast HV Transistor Switch, 4.8 kV, 25 A	Option HFS	High Frequency Switching (two auxiliary supply inputs V1 & V2)	Option	Grounded Cooling Flange (copper). $P_{d(max)}$ can be increased by the factor 3 to 15.		
	HTS 61-01-HB-C	Fast HV Transistor Switch, 6.0 kV, 15 A	Option UFTR	Ultra Fast Thermotriiger. Response time for shut down < 5 s.	Option	Indirect Liquid Cooling (for water). $P_{d(max)}$ can be increased by the factor 3 to 15.		
	HTS 91-01-HB-C	Fast HV Transistor Switch, 9.0 kV, 12 A	Option UFTS	Ultra Fast Thermosensor. Response time < 5 s. NTC 10k / $\pm 1\%$	Option	Direct Liquid Cooling (for FPE/PFC). $P_{d(max)}$ can be increased by the factor 10 to 100. 15.		

FOR FURTHER PRODUCT OPTIONS PLEASE REFER TO THE OPTIONS PAGE.

ANEXO II: INFORMACIÓN TÉCNICA PARA MONTAJES

FAST HIGH VOLTAGE TRANSISTOR SWITCHES

Model Series HTS

1. General

HTS transistor switches are made up of a large number of MOSFETs, lying parallel and in series, which are combined in a compact, low-inductance bank. Unlike the so-called avalanche transistor switches the MOSFETs of the HTS switches are not operated in breakdown but instead are controlled via their gates, giving rise to a high degree of reliability and a switching performance which is excellent. By means of a special driving circuit the individual MOSFETs are controlled absolutely synchronously and with a low impedance. In conjunction with a connection technique particularly low in inductance it is possible in this way to obtain nanosecond transition times. Galvanic isolation between the control circuit and the load circuit allows the devices to be used as high-side switches. A TTL-compatible control signal and a 5-volt auxiliary voltage are all that are required on the input side. The internal driving circuit takes care of signal conditioning, auxiliary voltage monitoring, frequency limitation and temperature protection¹⁾. HTS switches are available either with fixed or variable turn-on durations. Numerous models cover a wide range of voltages and currents.

2. Connection

2.1 Control Circuit

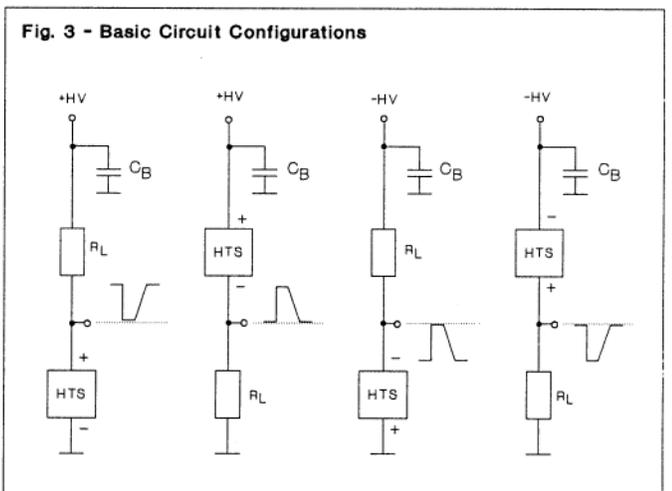
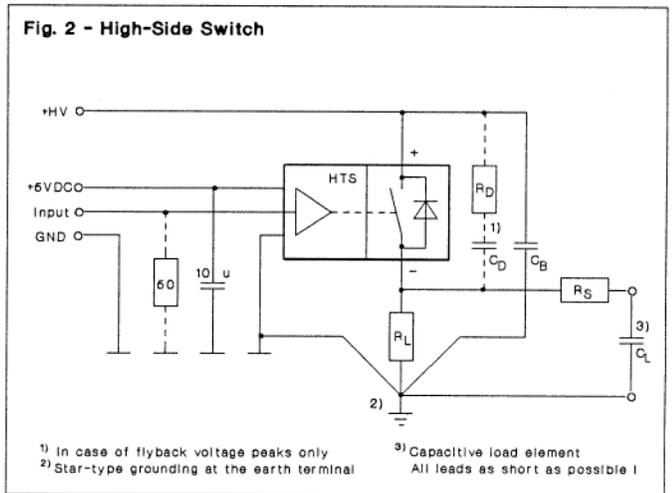
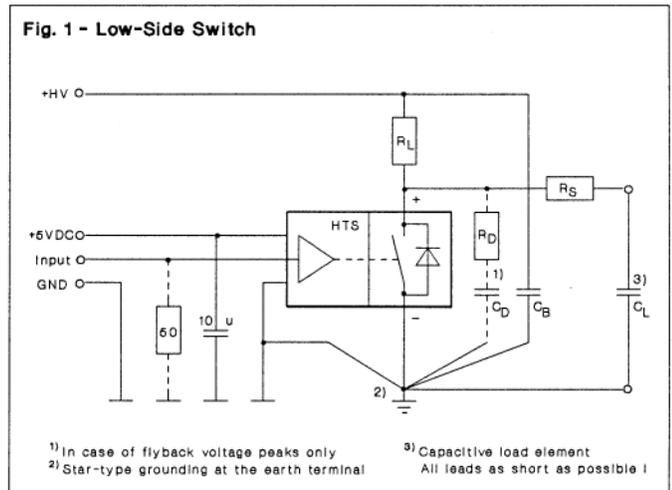
The principal connection is shown in Figs. 1 and 2. On the control side a well-stabilized power supply of 5.0 volts ($\pm 5\%$) is necessary which ought to be buffered directly at the switch with approximately $10 \mu\text{F}$. An integrated suppressor diode gives protection from overvoltage and wrong polarities, provided the current of the 5-VDC supply is limited to approximately 1 ampere. Voltages below 4.7 volts will always lead to the high-voltage switch switching off whereas voltages above 5.3 volts activate the suppressor diode. The lowest turn-on jitter is obtained at a voltage of between 4.9 and 5.1 volts.

The control input with Schmitt trigger characteristic has a switching threshold of approximately 2 volts and is protected up to 20 volts. For a good signal-to-noise ratio a signal amplitude of 3-10 volts is recommended. If a long signal line is used, a terminating resistor corresponding to the line impedance (e.g. 50 ohms) should be provided in order to avoid reflections.

Due to unavoidable coupling capacitances between the high voltage part and the control part, short positive and negative spikes on the control signal may occur in fast circuits especially when the impedance of the generator is relatively high. However, HTS transistor switches are designed in such a way that temporary disturbances caused by fast high-voltage edges are ignored by the control electronics.

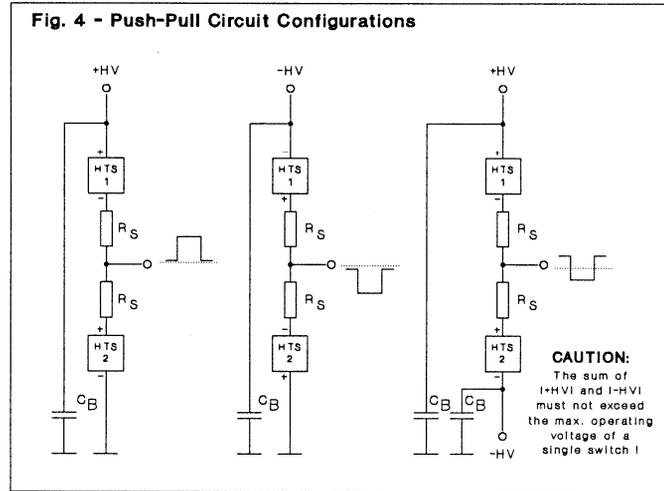
2.2 High-Voltage Circuit

The galvanic isolation allows circuits as high-side switch, low-side switch or push-pull switch for both positive and negative voltages. These basic circuits are represented in



Figs. 1 to 4. The line paths should always be kept as short as possible and the high-voltage supply should be buffered as near to the switch as possible by means of a sufficiently large capacitor C_B . Otherwise dangerous flyback voltages might be induced on unbuffered lines (cf. 7.3) or load capacitances might not be charged or discharged fast enough. In the case of push-pull circuits it is vital that series-protection resistors are used, which limit the load

current to less than 20% of the maximum peak current $I_{P(max)}$. Since this increases the rise time considerably, it is advisable to use the switches of the GHTS series if the shortest possible transition times are required. For those push-pull circuits which are not earthed on one side and which should be supplied bipolarly instead, the amount of negative and positive voltage must not exceed the voltage proofness of the individual HTS switch.

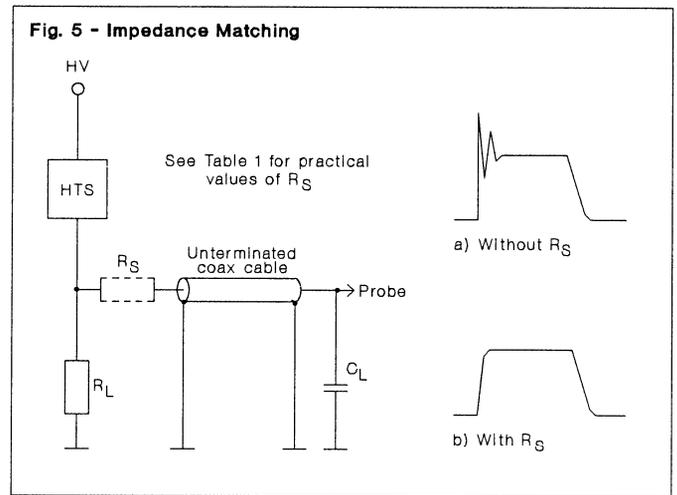


Since HTS transistor switches are fitted with protection circuits which work independently, parallel or series operation should be done only in exceptional cases and then only with the greatest care.

In parallel circuits the partial current of a individual switch must be limited to its maximum permitted peak current $I_{P(max)}$ by means of a series resistor. This is particularly true when using switches with a turn-on duration of more than 150 ns.

In series circuits the load current should be limited to less than 20% of the maximum peak current $I_{P(max)}$. Possible production-related tolerances of the turn-on delay of approximately 10% should be compensated by means of adjustable RC elements at the control input at an initially low HV. Only when the switching edges are steep and straight are the individual switches sufficiently synchronized. The sum of the switch voltages should on no account exceed the specified isolation voltage of the individual switch. The same applies to floating switches in that the sum of the floating voltage and switching voltage should not exceed the isolation voltage of the switch.

When high-voltage pulses are being transmitted, it is advisable to match the impedance between switch, line and load. This is done by means of a low-inductance series resistor R_S , the value of which can best be determined empirically at lower operating voltages. Practical values vary between 10 and 200 ohms according to the set-up, switch and line type. An optimum match is achieved when the over-shooting is not more than 5 to 10% of the wanted signal. If, for loading reasons, a suitable termination of the line is not possible, a coaxial cable as short and as low-capacitance as possible (e.g. the cable RG 59/BU with 75-ohm impedance and a capacitance of 68 pF/m) should be used in the interest of shortest rise times. The voltage



strength of standard coaxial cable is usually specified for high frequency. Here the DC-voltage strength which is of more interest lies generally about Factor 4-8 higher. If there is any doubt, the cable should be tested for its voltage before being used or else the cable manufacturer should be consulted.

Insofar as HTS switches are to be used for charging or discharging capacitors with more than 1 nF capacitance, the current should be limited to the maximum peak current $I_{P(max)}$ by means of a low-inductance series resistor R_S . Sometimes even fairly small load capacitances require a series resistor R_S in order to damp oscillations caused by parasitic inductance.

3. Noise Immunity

Since HTS switches require only a very low control power, resulting in great changes in current and voltage within a few nanoseconds, the greatest care should be taken with regard to the noise immunity of the circuitry. It is recommended that the general RF-circuit design rules be applied:

- Use low-inductance components such as ceramic capacitors, extended foil capacitors and mass resistors. Never use wire-wound resistors.
- Make line connections short and low in inductance. In printed circuits use stripline technique if possible.
- Keep induction loop areas of dynamically current-carrying lines as small as possible. Use shielded lines.
- Avoid ground loops; create good ground conditions using star-type grounding.
- Damp unavoidable parasitic resonant circuits by means of series resistors.
- Buffer power supplies by suitable capacitors.

In the interest of good noise immunity the ground of the control side should be connected with the ground of the high-voltage side. This should be done with a very short wire. For this reason HTS switches (except for the PCB mounting types) have on the high-voltage side an earth connection which lies internally at the control side's

ground. It is advisable to use this pin as a star-type earth point for all high voltage connections. In the case of a difference of potential between the ground points of the control and high-voltage sides the linkage can be effected via a ceramic capacitor of approximately 10 nF. Lines on the control side should be kept away from high-voltage lines and components. Improperly laid or unshielded control lines can lead to the device turning off prematurely. This applies particularly to those HTS switches with a variable turn-on duration.

4. Switching Performance

4.1 Turn-On Rise Time

According to type, HTS switches have turn-on rise times in the region of between 1 and 20 nanoseconds. For these rise times to be used in practice, a circuit design is necessary which is very low both in capacitance and in inductance. If possible, the switches should be placed up next to the load in order to avoid the parasitic inductance and capacitance of a long line, especially in case of mismatched impedances.

4.2 Turn-Off Rise Time

The turn-off rise time depends on the type of switch. With those switches which have a turn-on duration of up to 200 ns and those with variable turn-on duration the intrinsic turn-off rise time is between approximately 5 and 20 ns. On the other hand, switches with an on-time extension option (only for models HTS 20 to 150) have a turn-off rise time of roughly the same duration as their turn-on duration.

In the process of turning off, all circuit capacitances including the switch's own capacitance (30-300 pF depending on type and voltage) must be charged via the working resistor R_L . Therefore the time for the trailing edge is usually considerably longer than for the leading edge. By reducing the time constant working resistance R_L x load capacitance C_L the turn-off edge can be shortened.

However, insofar as truly symmetrical square-wave pulses are to be generated and/or the working resistor R_L cannot be further decreased because of power limits, a push-pull circuit (preferably of the fast GHTS series) should be used.

5. Power Dissipation

On account of the HTS switches' fast rise times, dynamic switching losses can be neglected in most cases. Those types with the on-time extension option are the exception (c.f. 4.2). With these types the turn-off losses have to be considered, particularly in the case of higher load currents and higher switching frequencies. The main losses occur as a result of the internal resistance R_{stat} and the load current flowing through the switch - this applies equally to all the switch models. These losses must be kept below the maximum power dissipation $P_{d(max)}$.

In the case of resistive loading and low switching frequencies up to approximately 100 Hz the dissipation can be calculated as

$$(1) \quad P_d = \frac{R_{stat} \cdot I_L^2 \cdot t}{T}$$

with R_{stat} being the static turn-on resistance, I_L being the load current, t being the pulse duration and T being the pulse spacing. Since the static on-resistance varies according to the load current, the value corresponding to the respective current is to be used in accordance with the data sheet.

In the case of capacitive loading and higher switching frequencies the dissipation of a switch with a configuration as in Figs. 1 and 2 can be determined as

$$(2) \quad P_d = \frac{V^2 \cdot f \cdot C_L}{2}$$

whereby V is the switching voltage, f the switching frequency and C_L the load capacitance. The parasitic capacitance of the circuit layout and the switch's natural capacitance belong to the load capacitance also.

The dissipation determined in this way also occurs in the same extent at the charging and discharging resistor (working resistor R_L). Should the transition times be of only secondary interest, the capacitive losses can be transferred to an additional series resistor, in which case the losses are then divided up in the ratio of switch internal resistance to series resistance. If considerable losses occur as in (1) and (2), they can be added together to an approximate total dissipation. In push-pull circuits with HTS standard switches the dissipation occurs primarily at the series resistors which are necessarily high.

6. Operation

Untested circuit set-ups should first of all be tested for their voltage strength (see 7.2). After the HTS switch has been installed, the operating voltage is to be increased only slowly until it reaches its rated value so that the switching performance and the temperature may be verified. Both the leading and the trailing edge of the high-voltage pulse should be tested by means of an oscilloscope with a band width of at least 100 MHz. If powerful oscillations (ringing) occur in the load circuit or if the pulse shape is different from what might be expected, it is vital that the load circuitry is tested again according to 2.2, 3. and 7.3 before the full voltage is applied. Only when flyback voltages and oscillations have been reduced to an extent which can not harm the switches, may the full voltage be applied.

7. Risks of Overloading

7.1 Thermal Overload

Switching frequency, pulse cycle, load capacitance and working resistance are to be chosen in such a way that thermal overload is avoided. HTS switches are fitted with a sensor¹⁾ to protect them from too high temperatures, which comes into operation at 70°C. Since the temperature sensor is relatively sluggish on account of the isolation, a fast uncontrolled increase in temperature can cause damage. Especially in the case of laboratory set-ups there is the danger that too high frequencies are set accidentally at the signal generator or too high voltages at the laboratory HV supply. For this reason it is vital that the current at the HV supply is limited.

7.2 Sparkovers and Short Circuits

An effective active protection from high-voltage sparkovers is unfortunately not possible in the current state of technology. For this reason it is vital to avoid sparkovers and unlimitedly high short-circuit currents. Sparkovers are particularly dangerous when larger buffer capacitors with unlimited current are discharged via switched-through HTS switches, e.g. as the result of the breakdown of non-voltage-proof or thermally overloaded load resistors.

Improperly connected high-voltage plugs can also cause short circuits. Sparkovers can occur in load elements installed in vacuum chambers when the vacuum collapses. Badly isolated lines, humidity and unclean isolator surfaces represent other dangers. Untested circuit set-ups should be tested for their voltage strength initially on their own without the switch. The test voltage applied should be at least 1.5 times the value of the rated voltage.

The risk of non-repetitive sparkovers can be reduced to a minimum by means of a current-limiting and overload proof series resistor. The series resistor is to be placed physically as close as possible to the switch terminal. Its value should be chosen such that the short circuit current is limited to the maximum peak current $I_{P(max)}$.

7.3 Flyback Voltages

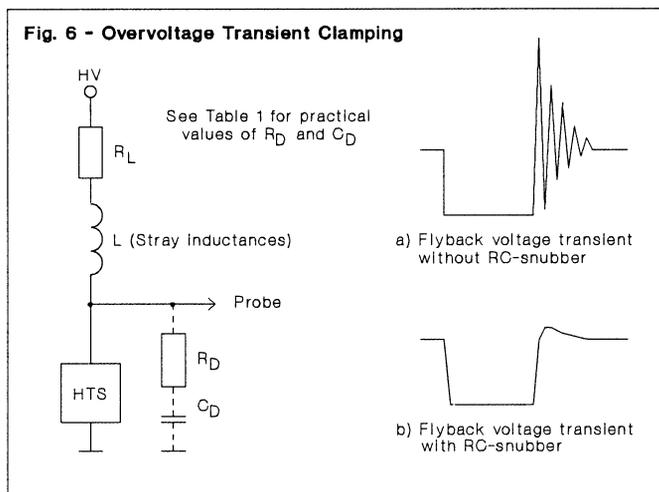
In conjunction with a primarily inductive load circuit dangerous flyback voltages may occur when high currents are being turned off fast (see Fig. 6). Because HTS transistor switches - particularly those with a short turn-off rise time - can switch off high currents within a few nanoseconds, the parasitic line inductances must already be viewed as a source of danger. The height of the flyback voltage induced at the moment of turn-off is calculated as

$$(3) \quad V_i = L \cdot di/dt$$

with L being the inductance and di/dt being the rate of change in the load current. Depending on the cross-section area, the inductance of a simple wire with 0.5 - 1 mm² amounts to approximately 8 - 10 nH/cm.

For instance, given a 10-cm-long line with an inductance of 100 nH at a 100 A turn-off current and a turn-off time of 10 ns, the flyback voltage will be as much as 1000 volts, which would have to be added to the operating voltage.

If the practical possibilities of a low-inductance circuit design have already been used to the full (stripline technique or thick wires), the voltage spikes must be reduced by means of the well-known classic clamping circuits. In high-voltage circuits passive RC elements are particularly suited. It is advisable to place a series connection consisting of a resistor R_D and a capacitor C_D directly over the switch terminals, whereby the optimum RC values should be determined empirically using initially low voltages. Depending on the load and type of switch, practical values are 5-50 ohms for the resistor and 10-5000 pF for the capacitor, which should preferably be a ceramic type with sufficient voltage strength. Because RC-snubbers reduce the switching speed and increase the capacitive losses, the stray inductance should be minimized before RC-snubbers



are used. In particularly difficult cases the load current is to be reduced or switch models with higher voltage strength must be used.

7.4 Current Reversal

A reversal of the direction of the current at the switch poles, caused by powerful oscillations in the load circuit, can result in the parasitic diodes, lying parallel to the individual MOSFETs, being turned on. Since the reverse recovery time of these diodes amounts to between approximately 0.5 and 1 μ s, the switches remain turned on for this time if a current reversal has preceded it. In the case of a correspondingly low load impedance and high repetition rate, the switch may become over-loaded.

8. Burst Option

In applications with high-frequency bursts it is necessary to buffer two internally generated auxiliary voltages (15-22 VDC and 24-400 VDC) with additional capacitors insofar as more than 10 pulses per pulse train are generated in less than 20 μ s. The connections necessary for this are available as options (standard for PBC mounting types).

The capacitance of the external capacitors is determined by the number of pulses per burst. Generally speaking the rule of thumb $C_{ext} = n \times 0.1 \mu$ F applies. In the burst mode the duty cycle should be chosen such that the maximum switching frequency and the admissible operating temperature too are not exceeded. As soon as the internally generated auxiliary voltages sink in the burst operation to an unacceptable level, the switch is turned-off for several milliseconds. Suitable capacitors would be aluminium electrolyte capacitors of sufficient voltage strength.

Caution: The switch may be damaged by a short circuit of the capacitor connections or by a connection between capacitor terminals and other input terminals.

9. Assembly

For safety reasons the switch should be secured by means of the plastic screws which are delivered with it. If power dissipation is considerable, it is necessary to ensure adequate removal of heat. If need be, forced convection should be provided by a fan. In view of possible radio interferences HTS modules and their load circuits should be built into a hermetically sealed metal casing only.

10. Service

For reasons of isolation the HTS switches are completely moulded. Nevertheless, certain repairs are possible, particularly when it is a matter of damage to the control electronics. If this is the case (e.g. too high an auxiliary voltage having been applied by mistake at the 5-volt input), we ask you to return the module to have it tested free of charge to determine whether it can be repaired or not.

11. Guarantee

We guarantee impeccable quality of our devices in line with the current state of technology. The guarantee lasts for 12 months beginning with the date of delivery. Guarantee claims must be lodged within the above time span either with us or with an authorized representative office and be accompanied by the invoice or delivery note. Within the guarantee period we undertake to rectify free of charge any defects which can be proved to result from material or construction faults. Damage resulting from improper use is not covered by the guarantee. In particular we accept no responsibility for devices damaged by overvoltage, thermal overload or short circuits. The guarantee period is neither

extended nor renewed as a result of repairs carried out during this time. A claim for transformation or decrement is not included unless we are unable to rectify the fault. Wider claims for damage are not created by virtue of these conditions of guarantee.

- Do not exceed the maximum operating voltage and the maximum peak current
- Stay within the thermal limits of switch
- Avoid short circuits and sparkovers
- Use high-voltage proof components only
- Avoid self-induced overvoltage spikes
- Do not connect unclamped inductive loads

DANGER - HIGH VOLTAGE

Do not touch the switch under operation !

Table 1 - Practical Components Values

HTS Model	$R_{L(\min)}^{2)}$	$R_{L(\max)}^{3)}$	$R_S^{4)}$	$R_D^{5)}$	$C_D^{5)}$
HTS 20-08	25 Ω	20 - 200 $M\Omega$	1 - 25 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 30	100 Ω	30 - 300 $M\Omega$	8 - 100 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 30-06	50 Ω	30 - 300 $M\Omega$	3 - 50 Ω	5 - 50 Ω	20 -1000 pF
HTS 50	166 Ω	50 - 500 $M\Omega$	12 - 166 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 50-06	83 Ω	50 - 500 $M\Omega$	5 - 83 Ω	5 - 50 Ω	20 -1000 pF
HTS 80	266 Ω	80 - 800 $M\Omega$	20 - 266 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 150	500 Ω	150 -1500 $M\Omega$	35 - 500 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 50-12	42 Ω	20 - 200 $M\Omega$	2 - 42 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 80-07	114 Ω	30 - 300 $M\Omega$	8 - 114 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 50-08-UF	63 Ω	1 $M\Omega$	4 - 63 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 50-12-UF	42 Ω	1 $M\Omega$	3 - 42 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 80-12-UF	66 Ω	2 $M\Omega$	6 - 66 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 21-14	14 Ω	20 - 200 $M\Omega$	1 - 14 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 21-50	4 Ω	6 - 60 $M\Omega$	0.3 - 4 Ω	5 - 50 Ω	100 -5000 pF
HTS 31	100 Ω	30 - 300 $M\Omega$	8 - 100 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 31-06	50 Ω	30 - 300 $M\Omega$	3 - 50 Ω	5 - 50 Ω	20 -1000 pF
HTS 51	166 Ω	50 - 500 $M\Omega$	12 - 166 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 51-06	83 Ω	50 - 500 $M\Omega$	5 - 83 Ω	5 - 50 Ω	20 -1000 pF
HTS 51-20	25 Ω	15 - 150 $M\Omega$	1 - 25 Ω	5 - 50 Ω	50 -2500 pF
HTS 81	266 Ω	80 - 800 $M\Omega$	20 - 266 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 81-09	89 Ω	25 - 250 $M\Omega$	5 - 89 Ω	5 - 50 Ω	30 -1500 pF
HTS 151	500 Ω	150 -1500 $M\Omega$	35 - 500 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF
HTS 301	1000 Ω	300 -3000 $M\Omega$	70 -1000 Ω	10 - 50 Ω	10 - 500 pF

Notes:

2) Lowest permissible value at the maximum operating voltage. Pulse operation only (cf. section 5).

Caution: In case of very low working resistances and high currents dangerous flyback voltages may occur!

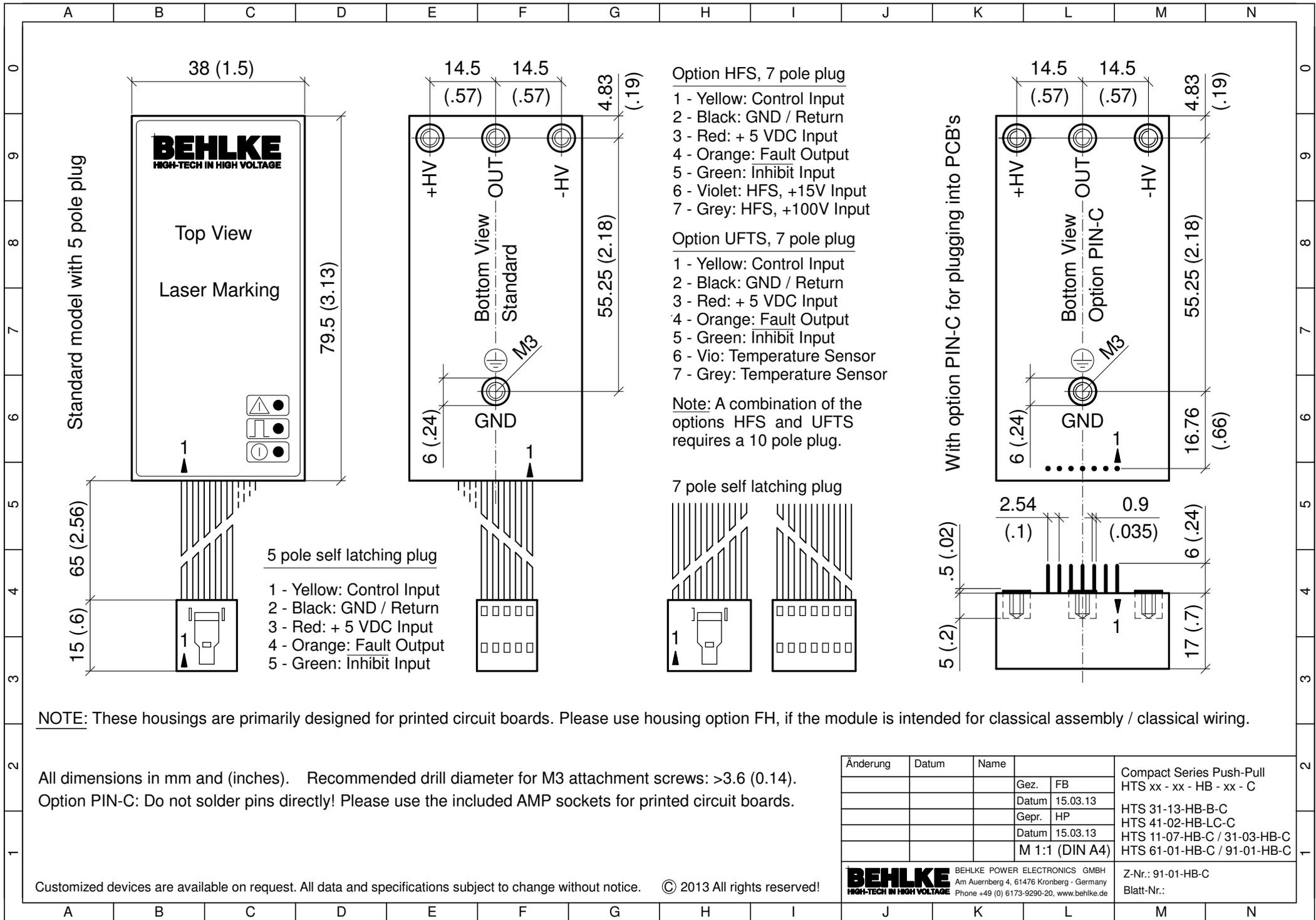
3) Depending on operating voltage, temperature and justifiable voltage drop at R_L .

4) Depending on operating voltage. These values are valid for protection purposes and oscillation damping only.

5) In case of flyback overvoltage peaks (cf. section 7.3)

All data and specifications subject to change without notice. Errors excepted.

ANEXO III: PLANOS FABRICANTE INTERRUPTOR



NOTE: These housings are primarily designed for printed circuit boards. Please use housing option FH, if the module is intended for classical assembly / classical wiring.

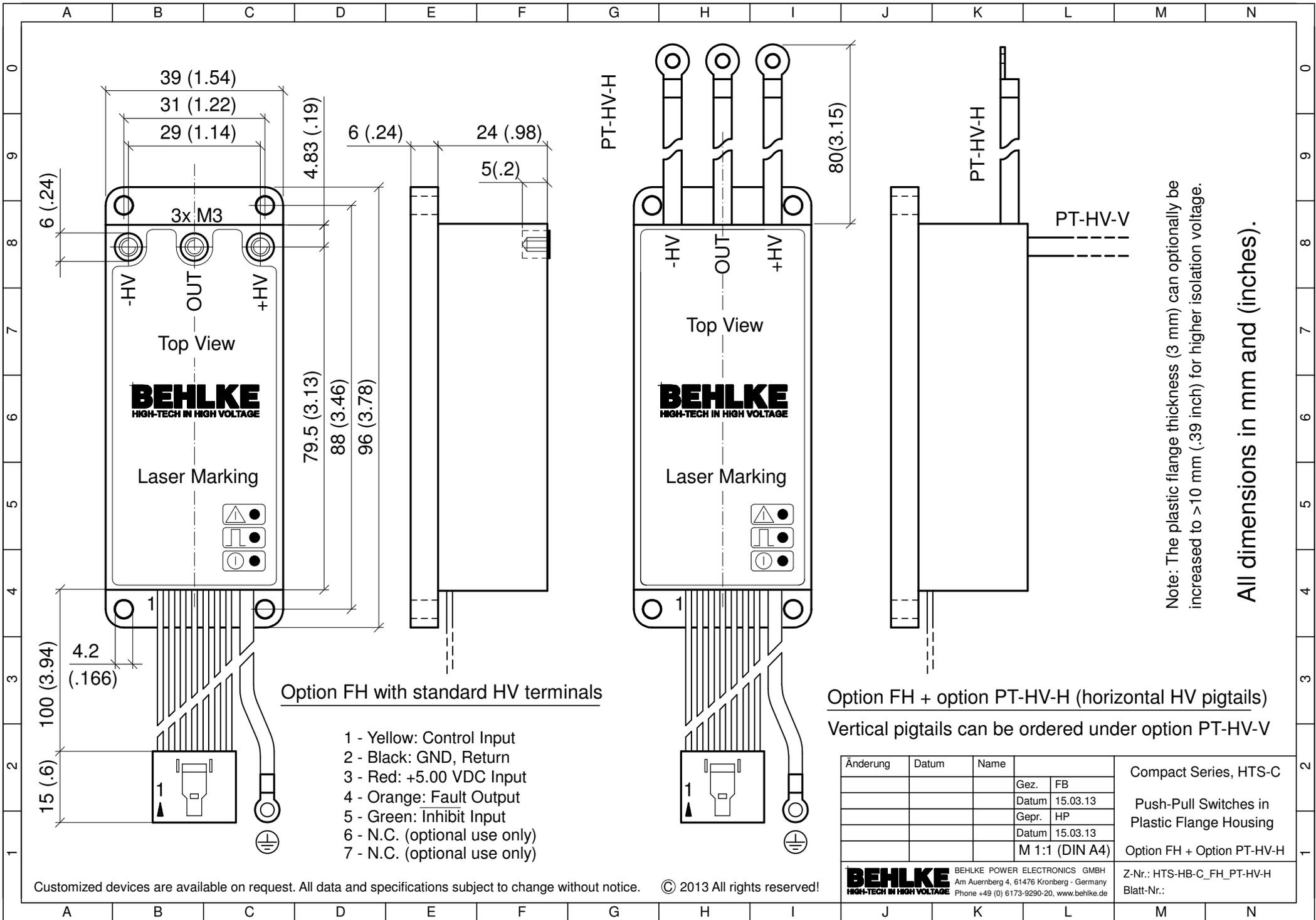
All dimensions in mm and (inches). Recommended drill diameter for M3 attachment screws: >3.6 (0.14).
 Option PIN-C: Do not solder pins directly! Please use the included AMP sockets for printed circuit boards.

Änderung	Datum	Name	Gez.	FB	Compact Series Push-Pull HTS xx - xx - HB - xx - C HTS 31-13-HB-B-C HTS 41-02-HB-LC-C HTS 11-07-HB-C / 31-03-HB-C HTS 61-01-HB-C / 91-01-HB-C
				15.03.13	
				HP	
				15.03.13	
				M 1:1 (DIN A4)	

Customized devices are available on request. All data and specifications subject to change without notice. © 2013 All rights reserved!

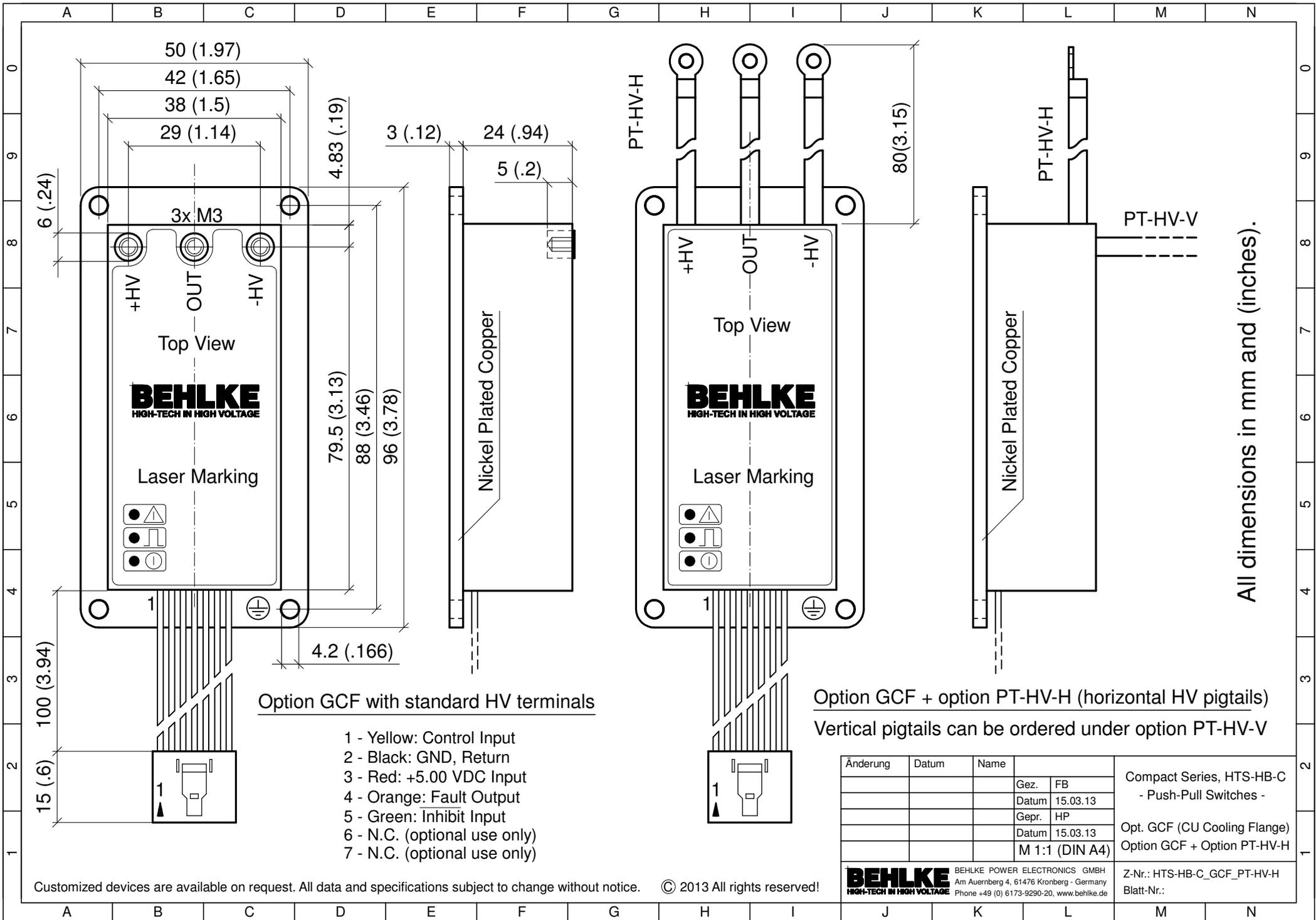
BEHLKE HIGH-TECH IN HIGH VOLTAGE
 BEHLKE POWER ELECTRONICS GMBH
 Am Auernberg 4, 61476 Kronberg - Germany
 Phone +49 (0) 6173-9290-20, www.behlke.de

Z-Nr.: 91-01-HB-C
 Blatt-Nr.:



Customized devices are available on request. All data and specifications subject to change without notice. © 2013 All rights reserved!

Änderung	Datum	Name			Compact Series, HTS-C Push-Pull Switches in Plastic Flange Housing Option FH + Option PT-HV-H
			Gez.	FB	
			Datum	15.03.13	
			Gepr.	HP	
			Datum	15.03.13	
			M 1:1 (DIN A4)		
BEHLKE HIGH-TECH IN HIGH VOLTAGE			BEHLKE POWER ELECTRONICS GMBH Am Auernberg 4, 61476 Kronberg - Germany Phone +49 (0) 6173-9290-20, www.behlke.de		Z-Nr.: HTS-HB-C_FH_PT-HV-H Blatt-Nr.:



Customized devices are available on request. All data and specifications subject to change without notice. © 2013 All rights reserved!

ANEXO IV: VOLTÍMETRO



FEATURES

- Self-powered, only two connections required
- +4.50-19.99Vdc, +8.0-50.0Vdc, +30.0-199.9Vdc and +30-264Vdc models
- Ideal replacements for analog panel meters
- Ultra-low power consumption (8mA typ.)
- 0.37"/9.4mm high, red or blue, LED displays
- Subminiature 1.38" x 0.88" x 1.0" packages
- Super reliable, epoxy-encapsulated, construction

Functional Specifications

Input

Voltage Range: ①

DMS-20PC-0-DCM	+4.50 to +19.99Vdc
DMS-20PC-1-DCM	+8.0 to +50.0Vdc
DMS-20PC-2-DCM	+30 to +264Vdc
DMS-20PC-8-DCM	+30.0 to +199.9Vdc

Current Consumption:

DMS-20PC-0/1-DCM	13mA (max.)
DMS-20PC-2/8-DCM	7mA (max.)

Performance

Sampling Rate 2.5 readings/second

Resolution:

DMS-20PC-0-DCM	±0.01V
DMS-20PC-1/8-DCM	±0.1V
DMS-20PC-2-DCM	±1V

Accuracy @ +25°C:

DMS-20PC-0-DCM	±0.01V (typ.), ±0.03V (max.)
DMS-20PC-1/8-DCM	±0.1V (typ.), ±0.2V (max.)
DMS-20PC-2-DCM	±1V (typ.), ±2V (max.)

Mechanical

Dimensions	1.38" x 0.88" x 1.00"
Display Type	3 & 3½ digit, LED, 0.37"/9.4mm
Weight	1 ounce (28 grams)
Case Material	Polycarbonate
6-32 screw torque	6-8 in-lb (0.7 – 0.9N-m)

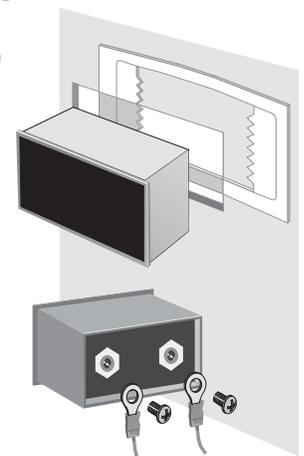
Environmental

Operating Temperature	-25 to +60°C
Storage Temperature	-40 to +75°C
Humidity (Non-condensing)	0 to 95%

① Operation and accuracy at inputs above or below these ranges are not specified.

Murata Power Solutions' DMS-20PC-DCM Series of self-powered, positive-reading, dc voltage monitors are great replacements for older, hard-to-read, analog panel meters. Simply connect a positive dc voltage across the rear terminals and the meters are fully operational — no additional components or power supplies are required! The large, 0.37"/9.4mm, LED displays can be easily read from 15 feet away. Four versions are available: +4.50-19.99Vdc (0.01V resolution), +8.0-50.0Vdc (0.1V resolution), +30.0-199.9Vdc (0.1V resolution) and +30-264Vdc (1V resolution). Built-in reverse polarity protection assures simple, trouble-free installation.

All DMS-20PC-DCM's employ a high-resolution, 3½ digit A/D converter and precision metal-film resistors to achieve outstanding performance over an operating temperature range of -25 to +60°C. A rugged, epoxy-encapsulated, polycarbonate case provides excellent protection against moisture, shock and vibration. The DMS-20PC-DCM's are designed to fit the same panel cutout as Murata Power Solutions' popular DMS-20PC-X-LM ac-line voltage monitors.



Typical panel mount installation and suggested wiring (user supplied).

Ordering Information

DMS-20PC-0-DCM-C	+4.50 to +19.99V dc red LED voltage monitor
DMS-20PC-0-DCM-B-C	+4.50 to +19.99V blue LED dc voltage monitor
DMS-20PC-0-DCM-G-C	+4.50 to +19.99V green LED dc voltage monitor
DMS-20PC-1-DCM-C	+8.0 to +50.0V red LED dc voltage monitor
DMS-20PC-1-DCM-B-C	+8.0 to +50.0V blue LED dc voltage monitor
DMS-20PC-1-DCM-G-C	+8.0 to +50.0V green LED dc voltage monitor
DMS-20PC-2-DCM-C	+30 to +264V dc voltage monitor
DMS-20PC-8-DCM-C	+30.0 to +199.9V dc voltage monitor
DMS-20-CP	Panel cutout punch
DMS-BZL3-C	Panel mount bezel assembly
DMS-BZL4-C	Panel mount bezel with sealing gasket

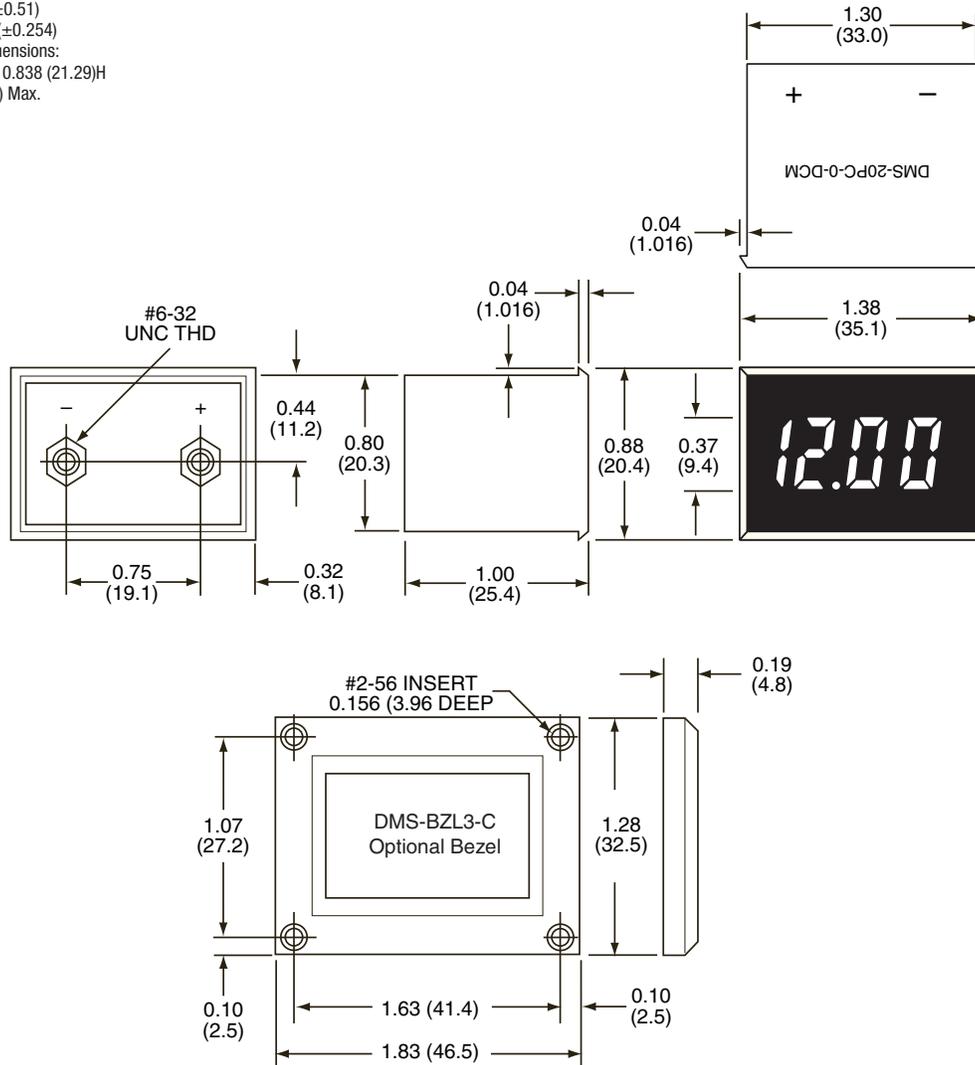
Brass screws (6-32 thread) and a panel-mount retaining clip are supplied with each meter

See www.murata-ps.com/dpm-availability for model-specific availability.



MECHANICAL SPECIFICATIONS

Dimensions in inches (millimeters)
 Tolerances: 2 PL Dec ± 0.02 (± 0.51)
 3 PL Dec ± 0.010 (± 0.254)
 Recommended panel cutout dimensions:
 1.336 (33.93)W \times 0.838 (21.29)H
 Internal corner radii 0.032 (0.81) Max.



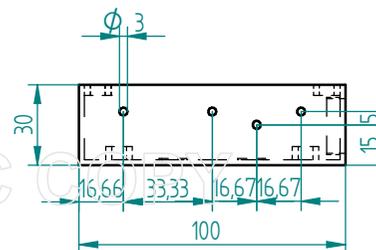
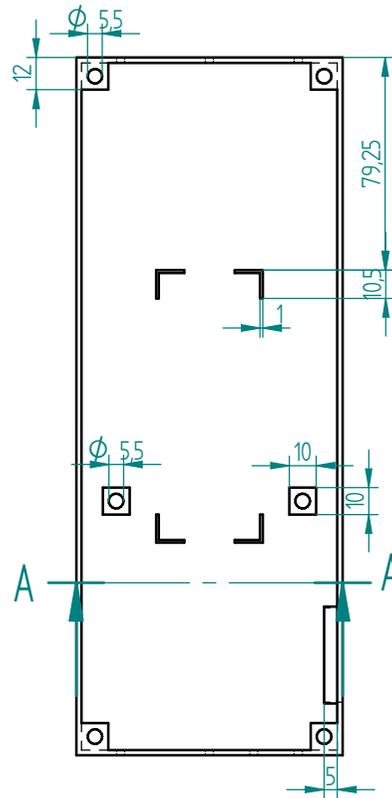
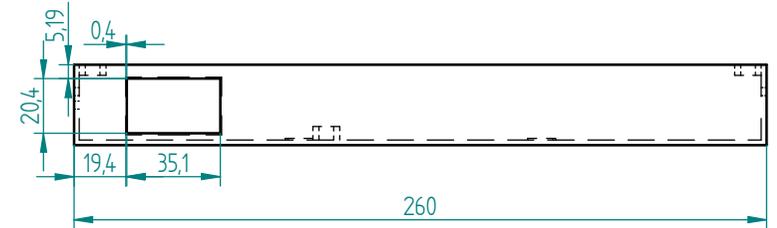
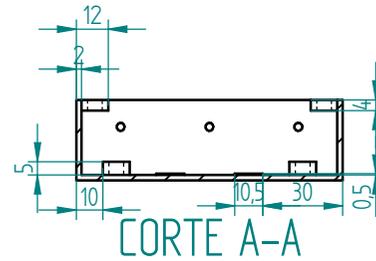
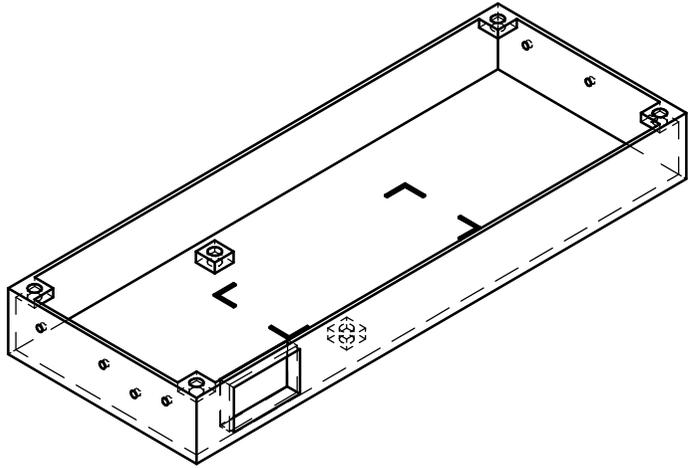
Murata Power Solutions, Inc.
 11 Cabot Boulevard, Mansfield, MA 02048-1151 U.S.A.
 ISO 9001 and 14001 REGISTERED



This product is subject to the following operating requirements and the Life and Safety Critical Application Sales Policy:
 Refer to: <http://www.murata-ps.com/requirements/>

Murata Power Solutions, Inc. makes no representation that the use of its products in the circuits described herein, or the use of other technical information contained herein, will not infringe upon existing or future patent rights. The descriptions contained herein do not imply the granting of licenses to make, use, or sell equipment constructed in accordance therewith. Specifications are subject to change without notice.
 © 2015 Murata Power Solutions, Inc.

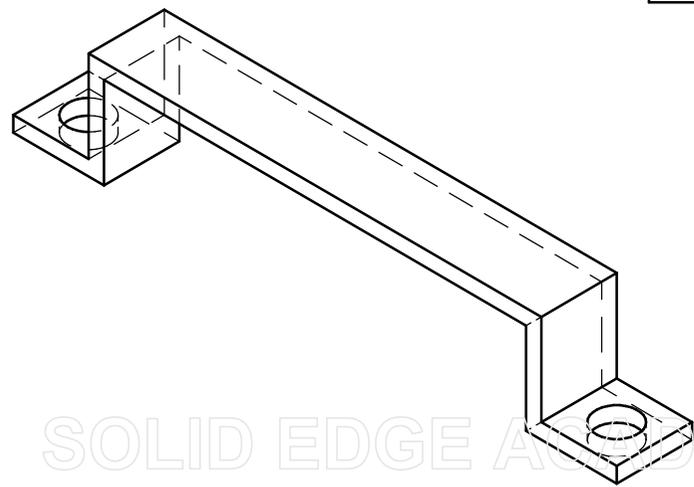
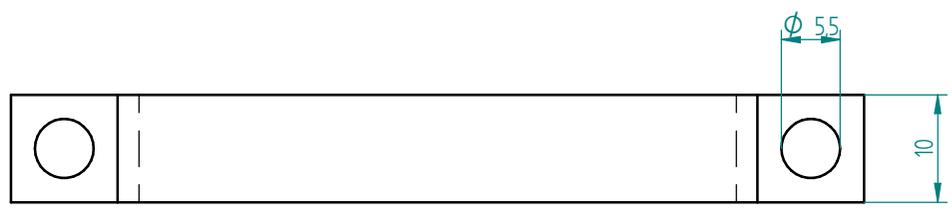
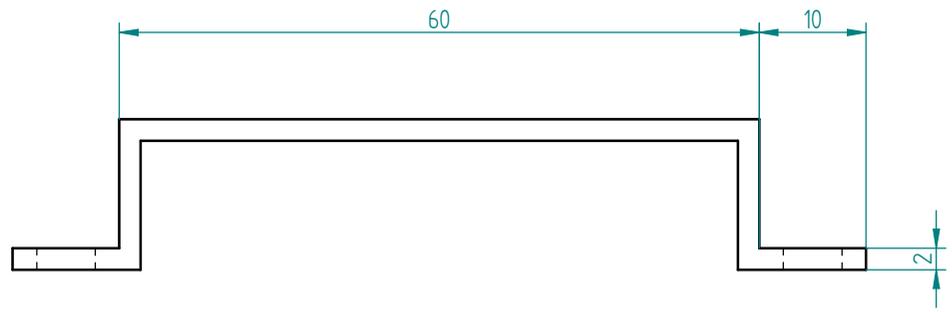
ANEXO V: PLANOS PREVIOS PROTOTIPO



Revisiones			
Rev	Descripción	Fecha	Aprobado

Nombre	Fecha	Solid Edge	
Dibujado Yan V	2/06/19	Siemens PLM	
Comprobado		Título	
Aprobado 1			
Aprobado 2			
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias ±0,5 y ±1°		A3	Plano
		Archivo: Plano base caja.dft	
		Escala	Peso
		Hoja 1 de 1	

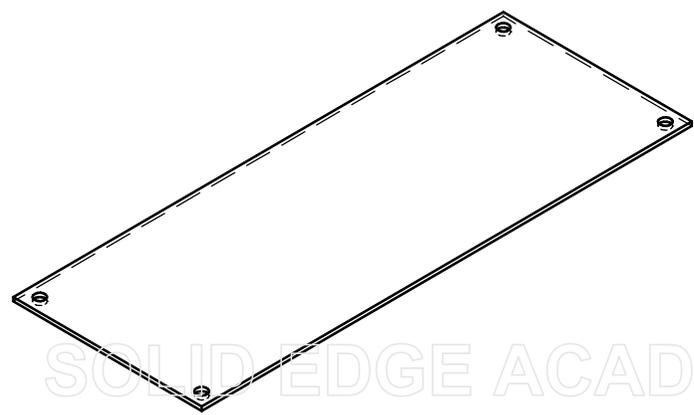
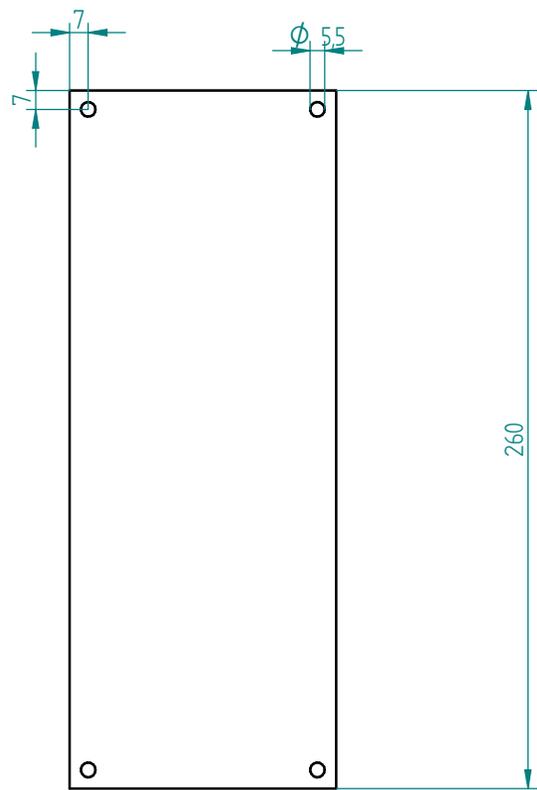
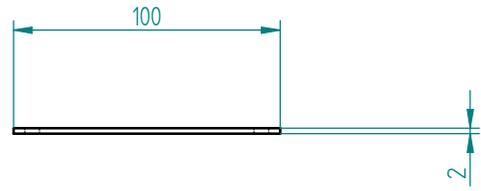
Revisiones			
Rev	Descripción	Fecha	Aprobado



SOLID EDGE ACADEMIC COPY

Nombre	Fecha	Solid Edge Siemens PLM		
Dibujado Yan V	2/06/19			
Comprobado		Título		
Aprobado 1				
Aprobado 2				
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias $\pm 0,5$ y $\pm 1^\circ$		A3	Plano	Rev
		Archivo: Pieza sujección.dft		
		Escala	Peso	Hoja 1 de 1

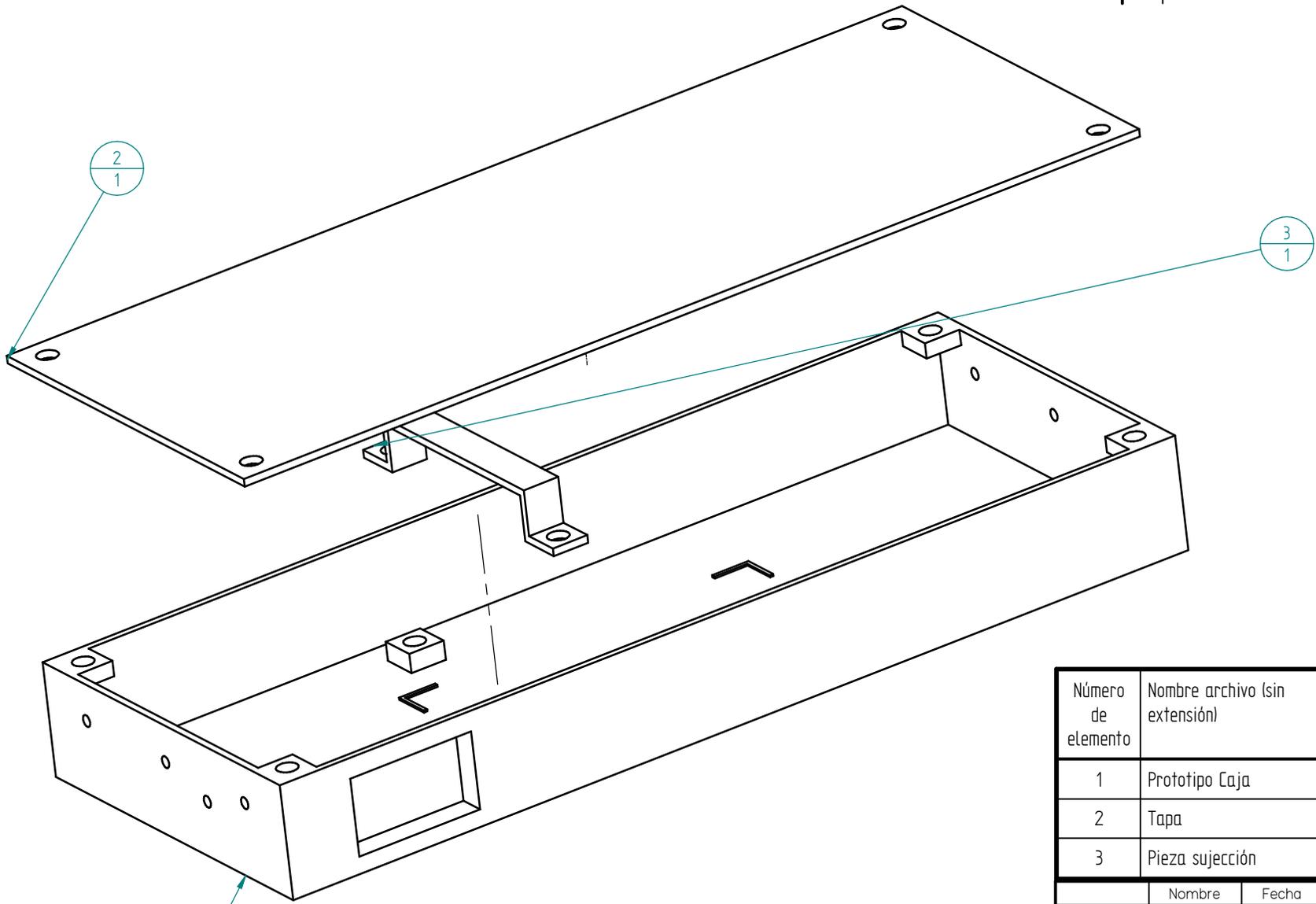
Revisiones			
Rev	Descripción	Fecha	Aprobado



Nombre	Fecha	Solid Edge Siemens PLM		
Dibujado Yan V	2/06/19			
Comprobado		Título		
Aprobado 1				
Aprobado 2				
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias $\pm 0,5$ y $\pm 1^\circ$		A3	Plano	Rev
		Archivo: Plano tapa.dft		
		Escala	Peso	Hoja 1 de 1

SOLID EDGE ACADEMIC COPY

Revisiones			
Rev	Descripción	Fecha	Aprobado



Número de elemento	Nombre archivo (sin extensión)	Autor	Cantidad
1	Prototipo Caja	Yan V	1
2	Tapa	Yan V	1
3	Pieza sujección	Yan V	1

Nombre	Fecha	Solid Edge Siemens PLM		
Dibujado Yan V	2/06/19			
Comprobado		Título		
Aprobado 1				
Aprobado 2				
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias ±0,5 y ±1°		A3	Plano	Rev
		Archivo: Plano Conjunto caja explosionado.dft		
		Escala	Peso	Hoja 1 de 1

SOLID EDGE ACADEMIC COPY

ANEXO VI: SOLUCIÓN COMERCIAL CAJA



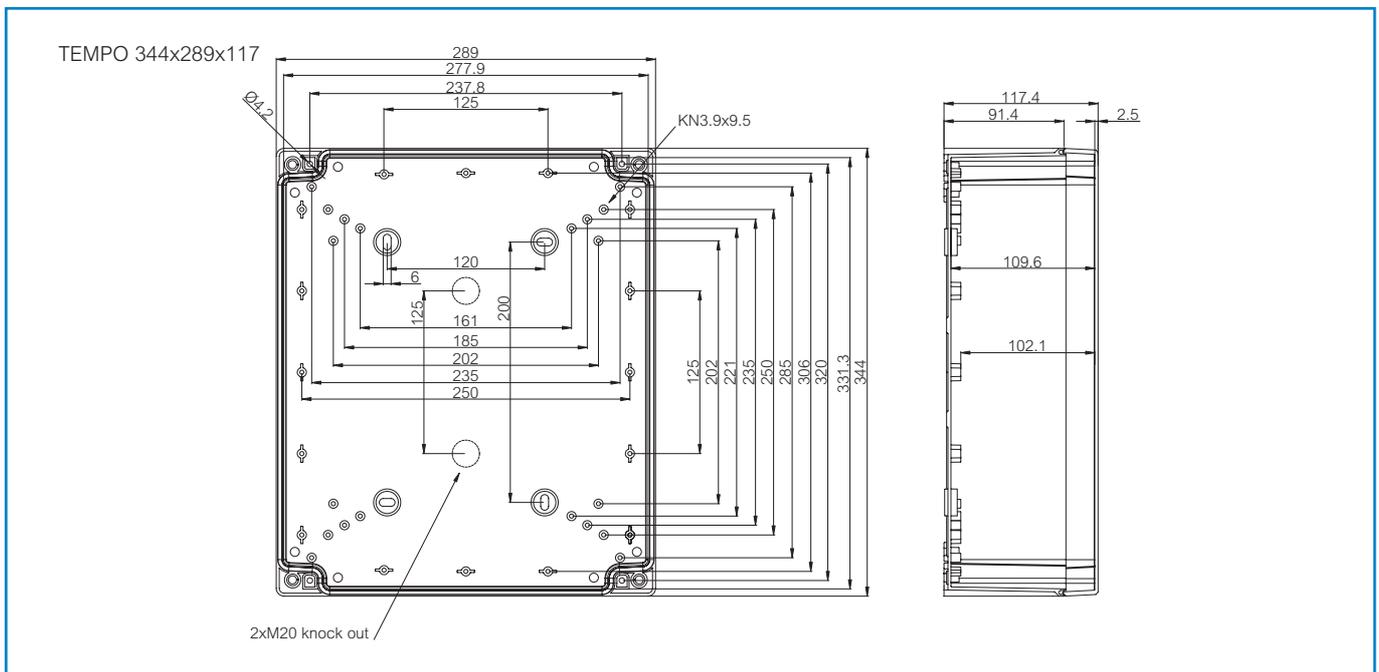
Order symbol: TA342912
Product nbr: 5814004
Description: Enclosure, ABS
Remarks: Grey cover

EAN: 6418074060761
EI. number:
Finland: 3435690
Electric No. Denmark: 8212035085
Electric No. Sweden: 5814004

Including: Base with PUR gasket and screws for mounting plate/DIN-rail, cover with polyamide cover screws and plastic hinges.

Sample photo

Dimensions:				Accessories:	
	Length	Width	Height		
mm:	344	289	117	ARH 2328	DIN-35 Mounting rail
inch:	13.5	11.4	4.6	DR 316	DIN-35 Mounting rail
Materials:				FP 10674	
Material:	ABS			DPS 14553	Grey sealing plug set
Base colour:	RAL 7035 -light grey			Rating:	
Cover screws material:	Polyamide			Ingress Protection (EN 60529): IP65	
Cover colour:	RAL 7035 -light grey			Impact Resistance (EN 62262): IK07	
Cover screws colour:	Grey			Electrical insulation: Totally insulated	
Gasket material:	Polyurethane			Halogen free (DIN/VDE 0472, Part 815): 1	
Temperatures:				Flammability Rating: UL 94 HB	
Temperature °C (short term):	-40 ... 80 °C			Glow Wire Test (IEC 695-2-1) °C: 650	
Temperature °C (continuous):	-40 ... 60 °C			Certificates:	
Temperature °F (short term):	-40 ... 175 °F			SGS Fimko	
Temperature °F (continuous):	-40 ... 140 °F				
Accessories:					
MP 3429	Mounting plate				



ANEXO VII: CÓDIGO DE MATLAB PRIMER ENSAYO PRELIMINAR

```
load rise_time.DAT

for i=1:16008
    if i==1
        rise_time(i,2)=0;
    else
        rise_time(i,2)=rise_time(i-1,2)+1000/16008;
    end
end

figure(1)
plot(rise_time(:,2),rise_time(:,1))
xlabel('Tiempo (ns)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```

ANEXO VIII: CÓDIGO DE MATLAB PRIMER ENSAYO

```
load STA003.DAT

for i=1:8000
    if i==1
        STA003(i,2)=0;
    else
        STA003(i,2)=STA003(i-1,2)+1000/8000;
    end
end

figure(1)
plot(STA003(:,2),STA003(:,1))
xlabel('Tiempo (ns)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```

ANEXO IX: CÓDIGO DE MATLAB SEGUNDO ENSAYO

```
load STA000.DAT

for i=1:8000
    if i==1
        STA000(i,2)=0;
    else
        STA000(i,2)=STA000(i-1,2)+1/8;
    end
end

figure(1)
plot(STA000(:,2),STA000(:,1))
xlabel('Tiempo (ns)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```

ANEXO X: CÓDIGO DE MATLAB CUARTO ENSAYO

```
load STA000.DAT

for i=1:8000
    if i==1
        STA000(i,2)=0;
    else
        STA000(i,2)=STA000(i-1,2)+1/8;
    end
end

figure(1)
plot(STA000(:,2),STA000(:,1))
xlabel('Tiempo (ns)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```

ANEXO XI: CÓDIGO DE MATLAB QUINTO ENSAYO

```
load STA000.DAT

for i=1:8000
    if i==1
        STA000(i,2)=0;
    else
        STA000(i,2)=STA000(i-1,2)+1/8;
    end
end

figure(1)
plot(STA000(:,2),STA000(:,1))
xlabel('Tiempo (ns)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```

ANEXO XII: CÓDIGO DE MATLAB SEXTO ENSAYO

```
load STA000.DAT

for i=1:80000
    if i==1
        STA000(i,2)=0;
    else
        STA000(i,2)=STA000(i-1,2)+2/8000;
    end
end

figure(1)
plot(STA000(:,2),STA000(:,1))
xlabel('Tiempo (us)');
ylabel('Tensión (V)');
legend('Rise time')
grid on
```