



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA
ESPECIALIDAD ELECTRÓNICA

**DESARROLLO DE UN DRIVER PARA
TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDOS DE ALTA
FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MEDIDA
BIOMÉTRICA**

Autor: Felipe Gil Borrallo

Director: Romano Giannetti

Madrid
Julio 2016

AUTORIZACIÓN PARA LA DIGITALIZACIÓN, DEPÓSITO Y DIVULGACIÓN EN RED DE PROYECTOS FIN DE GRADO, FIN DE MÁSTER, TESIS O MEMORIAS DE BACHILLERATO

1º. Declaración de la autoría y acreditación de la misma.

El autor D. Felipe Gil Borralló DECLARA ser el titular de los derechos de propiedad intelectual de la obra: **DESARROLLO DE UN DRIVER PARA TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDOS DE ALTA FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MEDIDA BIOMÉTRICA**, que ésta es una obra original, y que ostenta la condición de autor en el sentido que otorga la Ley de Propiedad Intelectual.

2º. Objeto y fines de la cesión.

Con el fin de dar la máxima difusión a la obra citada a través del Repositorio institucional de la Universidad, el autor **CEDE** a la Universidad Pontificia Comillas, de forma gratuita y no exclusiva, por el máximo plazo legal y con ámbito universal, los derechos de digitalización, de archivo, de reproducción, de distribución y de comunicación pública, incluido el derecho de puesta a disposición electrónica, tal y como se describen en la Ley de Propiedad Intelectual. El derecho de transformación se cede a los únicos efectos de lo dispuesto en la letra a) del apartado siguiente.

3º. Condiciones de la cesión y acceso

Sin perjuicio de la titularidad de la obra, que sigue correspondiendo a su autor, la cesión de derechos contemplada en esta licencia habilita para:

- a) Transformarla con el fin de adaptarla a cualquier tecnología que permita incorporarla a internet y hacerla accesible; incorporar metadatos para realizar el registro de la obra e incorporar “marcas de agua” o cualquier otro sistema de seguridad o de protección.
- b) Reproducir la en un soporte digital para su incorporación a una base de datos electrónica, incluyendo el derecho de reproducir y almacenar la obra en servidores, a los efectos de garantizar su seguridad, conservación y preservar el formato.
- c) Comunicarla, por defecto, a través de un archivo institucional abierto, accesible de modo libre y gratuito a través de internet.
- d) Cualquier otra forma de acceso (restringido, embargado, cerrado) deberá solicitarse expresamente y obedecer a causas justificadas.
- e) Asignar por defecto a estos trabajos una licencia Creative Commons.
- f) Asignar por defecto a estos trabajos un HANDLE (URL *persistente*).

4º. Derechos del autor.

El autor, en tanto que titular de una obra tiene derecho a:

- a) Que la Universidad identifique claramente su nombre como autor de la misma
- b) Comunicar y dar publicidad a la obra en la versión que ceda y en otras posteriores a través de cualquier medio.
- c) Solicitar la retirada de la obra del repositorio por causa justificada.
- d) Recibir notificación fehaciente de cualquier reclamación que puedan formular terceras personas en relación con la obra y, en particular, de reclamaciones relativas a los derechos de propiedad intelectual sobre ella.

5º. Deberes del autor.

El autor se compromete a:

- a) Garantizar que el compromiso que adquiere mediante el presente escrito no infringe ningún derecho de terceros, ya sean de propiedad industrial, intelectual o cualquier otro.
- b) Garantizar que el contenido de las obras no atenta contra los derechos al honor, a la intimidad y a la imagen de terceros.

- c) Asumir toda reclamación o responsabilidad, incluyendo las indemnizaciones por daños, que pudieran ejercitarse contra la Universidad por terceros que vieran infringidos sus derechos e intereses a causa de la cesión.
- d) Asumir la responsabilidad en el caso de que las instituciones fueran condenadas por infracción de derechos derivada de las obras objeto de la cesión.

6º. Fines y funcionamiento del Repositorio Institucional.

La obra se pondrá a disposición de los usuarios para que hagan de ella un uso justo y respetuoso con los derechos del autor, según lo permitido por la legislación aplicable, y con fines de estudio, investigación, o cualquier otro fin lícito. Con dicha finalidad, la Universidad asume los siguientes deberes y se reserva las siguientes facultades:

- La Universidad informará a los usuarios del archivo sobre los usos permitidos, y no garantiza ni asume responsabilidad alguna por otras formas en que los usuarios hagan un uso posterior de las obras no conforme con la legislación vigente. El uso posterior, más allá de la copia privada, requerirá que se cite la fuente y se reconozca la autoría, que no se obtenga beneficio comercial, y que no se realicen obras derivadas.
- La Universidad no revisará el contenido de las obras, que en todo caso permanecerá bajo la responsabilidad exclusiva del autor y no estará obligada a ejercitar acciones legales en nombre del autor en el supuesto de infracciones a derechos de propiedad intelectual derivados del depósito y archivo de las obras. El autor renuncia a cualquier reclamación frente a la Universidad por las formas no ajustadas a la legislación vigente en que los usuarios hagan uso de las obras.
- La Universidad adoptará las medidas necesarias para la preservación de la obra en un futuro.
- La Universidad se reserva la facultad de retirar la obra, previa notificación al autor, en supuestos suficientemente justificados, o en caso de reclamaciones de terceros.

Madrid, a 18 de julio de 2016

ACEPTA



Fdo. Felipe Gil Borralló

Declaro, bajo mi responsabilidad, que el Proyecto presentado con el título
DESARROLLO DE UN DRIVER PARA TRANSDUCTORES
DE ULTRASONIDOS DE ALTA FRECUENCIA PARA SISTEMAS
DE MEDIDA BIOMÉTRICA

en la ETS de Ingeniería - ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el
curso académico 2015/2016 es de mi autoría, original e inédito y
no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es
plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada
de otros documentos está debidamente referenciada.

Fdo.: Felipe Gil Borrallo

Fecha: 18/07/2016

Autorizada la entrega del proyecto

EL DIRECTOR DEL PROYECTO

Fdo.: Romano Giannetti

Fecha: 18/ 07/ 2016

Vº Bº del Coordinador de Proyectos

Fdo.: Álvaro Sánchez Miralles

Fecha:



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA
ESPECIALIDAD ELECTRÓNICA

**DESARROLLO DE UN DRIVER PARA
TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDOS DE ALTA
FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MEDIDA
BIOMÉTRICA**

Autor: Felipe Gil Borrallo

Director: Romano Giannetti

Madrid
Julio 2016

DESARROLLO DE UN DRIVER PARA TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDOS DE ALTA FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MEDIDA BIOMÉTRICA

Autor: Gil Borrallo, Felipe

Director: Giannetti, Romano

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

RESUMEN DEL PROYECTO

INTRODUCCIÓN

El campo de la biomecánica ha experimentado un considerable crecimiento en las últimas décadas, en las que se han desarrollado numerosas aplicaciones médicas y terapéuticas que se basan en ella.

Este proyecto aborda el objetivo de diseñar un sistema que permita monitorizar *In Vivo* el movimiento de los huesos dentro del organismo. La tecnología utilizada para conseguir este fin es ultrasonidos de alta frecuencia.

Para ser más precisos, este proyecto consiste en el desarrollo de un prototipo portátil del driver de un transductor de ultrasonidos.

El sistema funciona de la siguiente manera: se coloca un transductor “monopunto” sobre el área de la piel que está sobre el hueso que se desea escanear. El circuito que se ha diseñado envía un pulso eléctrico al transductor, lo cual hace que éste genere una onda ultrasónica. El sonido viaja a través del organismo, produciendo ecos cuando encuentra discontinuidades, como al pasar de un tejido a otro. El transductor que se usa en este proyecto se ha elegido porque se espera que su frecuencia nominal sea óptima para identificar el eco que produce el choque de la onda con el hueso. Por tanto, al registrar el eco, se puede calcular la distancia desde la piel al hueso a partir del “tiempo de vuelo” (ida y vuelta) de la onda, conociendo la velocidad del sonido en el tejido humano. Se muestra un ejemplo de este sistema en la *Figura 1*. Las líneas negras entre el transductor y el hueso representan simbólicamente el pulso de sonido y su eco.

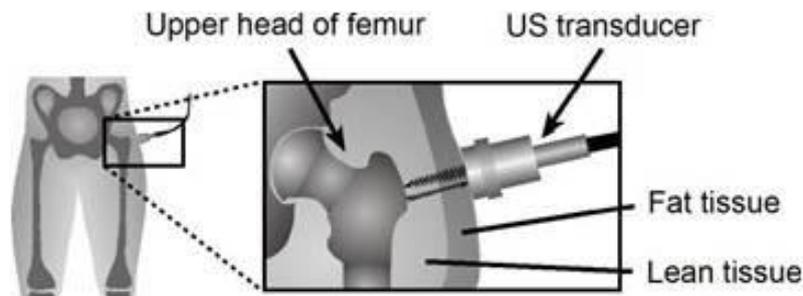


Figura 1. Esquema del principio de funcionamiento del sistema (fuente: <http://acoustics.org>)

MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

Los ultrasonidos como solución tecnológica tienen importantes ventajas respecto a otras alternativas. La principal de ellas es que no tienen efectos negativos en el organismo. Este proyecto representa una solución sencilla, versátil y asequible económicamente para conseguir medidas de precisión del movimiento óseo *In Vivo*. La idea es que se podría combinar en un futuro próximo con otras tecnologías existentes, tales como sistemas de captura de movimiento, para formar un sistema que permita obtener precisos datos sobre el funcionamiento del sistema locomotor. Si estos datos pudieran ser obtenidos satisfactoriamente y usados, podrían llevar a enormes avances en el campo de la traumatología y ortopedia, mejor conocimiento de lesiones como esguinces, fracturas o tendinitis, entre otras, mayor eficacia de las terapias, o desarrollo de nuevas prótesis y órtesis. Podrían incluso llevar a nuevos y avanzados sistemas para el desarrollo del potencial físico humano.

ESTADO DEL ARTE

Hoy en día se utilizan diversas tecnologías para el monitoreo con fines biomecánicos:

- **Basadas en rayos X:** por ejemplo, TAC y video-fluoroscopia. Tienen el inconveniente de usar radiación ionizante, que es perjudicial en altas dosis.
- **Sistemas de captura de movimiento:** se pueden clasificar en ópticos (que obtienen los datos por toma de imágenes) y no ópticos (típicamente exoesqueletos). En este proyecto surge como un complemento a los sistemas ópticos con marcadores, que sólo permiten el seguimiento externo de la piel. Al acoplar un transductor ultrasónico en las posiciones donde está el marcador se obtiene la posición real del hueso con una precisión milimétrica.
- **Sistemas basados en ultrasonidos:** no se utilizan habitualmente para monitorizar el movimiento óseo, sino más bien para tejidos blandos, por ejemplo en cardiología. En este proyecto, la idea es utilizar ultrasonidos de alta frecuencia en un sistema que permita el posicionamiento absoluto de los huesos.



Figura 2. Tomografía axial computarizada (TAC)
(fuente: <http://www.fda.gov/>)

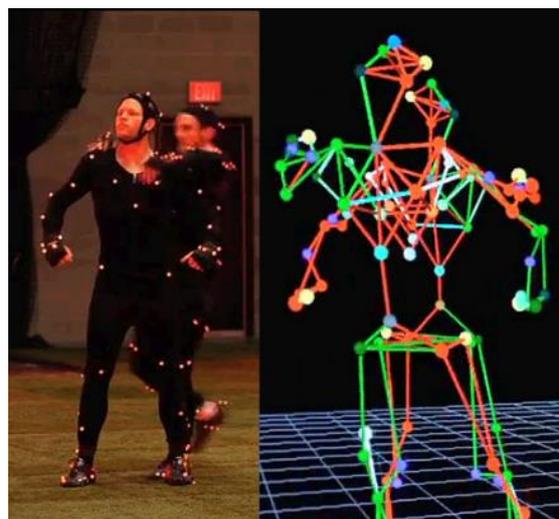


Figura 3. Captura de movimiento de tipo óptico
(fuente: <http://theoriginalwinger.com>)

Este proyecto se basa en un estudio de factibilidad llevado a cabo por el profesor Romano Giannetti, de la Universidad Pontificia Comillas, Madrid, España y los profesores Anthony Petrella, Joel Bach y Anne Silverman, de Colorado School of Mines, Golden, CO [1]. En este estudio, se valoró la precisión alcanzable con el método de medida antes descrito. Se utilizó un transductor de un solo punto Olympus V609 (de frecuencia nominal 5 MHz, diseñado para detectar fallas mecánicas en metales), y fue controlado mediante un pulsador-receptor de ultrasonidos Olympus 5072PR.

El pulso y su eco fueron registrados mediante un osciloscopio digital, y procesados informáticamente. Los experimentos consistieron en la estimación de una distancia mediante la medición del tiempo de vuelo de la onda sonora en diferentes situaciones. Entre otras: primero se utilizó una almohadilla de hidro-gel para simular la carne sobre un fémur humano bien conservado; posteriormente, se comparó la precisión de la medida mediante ultrasonidos con la distancia proporcionada por una cámara de captura de movimiento de alta precisión. Finalmente, se pudo estimar la profundidad del hueso en una pata de cerdo, después de la calibración, con un error inferior a 2 mm. En la *Figura 4* se muestran los datos de dicho experimento, pudiéndose apreciar diferentes distancias al hueso, en función de la presión aplicada sobre el transductor, que produce una mayor o menor compresión del tejido.

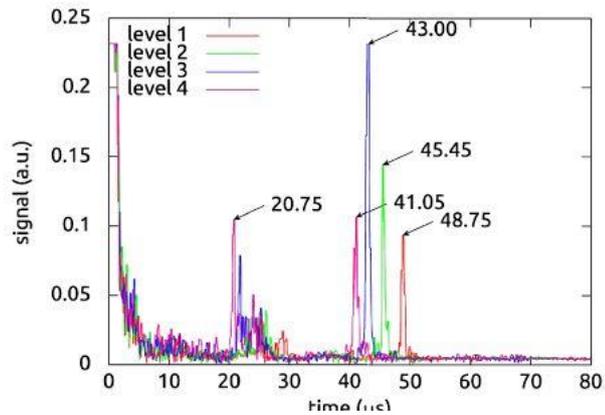


Figura 4. Ecos obtenidos en uno de los experimentos descritos en el estudio de factibilidad realizado por Giannetti et al (fuente: [1])

OBJETIVOS

Dado que los resultados del estudio fueron suficientemente satisfactorios, este proyecto da el siguiente paso, que es el diseño de un circuito portátil para controlar el transductor y llevar a cabo las medidas. Este circuito debe producir pulsos muy rápidos y de alta tensión, similares a los producidos por el generador de pulsos Olympus [2] que se usó en el estudio de factibilidad, pero integrado en un circuito ligero y pequeño; además, debe permitir la recepción de los ecos y su procesamiento digital.

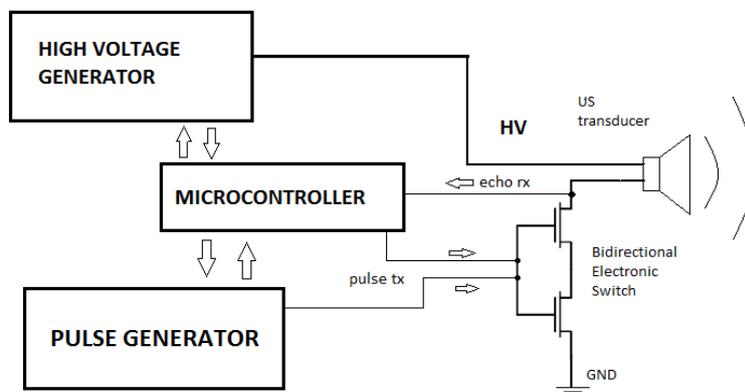


Figura 5. Diagrama de bloques del sistema diseñado

METODOLOGÍA

El circuito que se ha diseñado está formado por dos subsistemas: una fuente de alta tensión y un generador de pulsos. El transductor se conecta y desconecta de 100 V producidos por la fuente de alta tensión mediante un interruptor electrónico bidireccional mediante transistores MOSFET, controlado por el generador de pulsos. Estos breves pulsos de alta tensión permiten que la onda tenga energía suficiente como para que el eco sea correctamente recibido tras viajar por el organismo. Se muestra un diagrama de bloques del circuito en la *Figura 5*. Como puede verse, los pulsos se pueden enviar desde el generador externo o directamente desde el microcontrolador. Los sistemas se han simulado y probado en breadboard por separado.

El generador externo de pulsos consiste en un timer 555, un filtro paso-alto y un Schmitt-Buffer, como se muestra en el esquema de la *Figura 6*. La fuente de alta tensión consiste en un multiplicador de tensión –un circuito que recibe una tensión alterna de entrada (onda cuadrada) y produce a la salida una tensión continua cuyo valor es un múltiplo de la amplitud de la señal de entrada. Se muestra un esquema en *Figura 7*.

Un primer problema que surgió fue que el generador de pulsos no conseguía una correcta conmutación de los MOSFETs. Esto se resolvió utilizando unos MOSFETs de alto rendimiento (STP45N40, alta corriente máxima y flancos de conmutación de nanosegundos), y un controlador de puerta de MOSFET TC4452. Otro aspecto clave fue utilizar condensadores de bypass en las conexiones de los componentes a alimentación, para estabilizar el suministro de tensión frente a los picos que aparecen. Se programó también un programa sencillo en el microcontrolador para comprobar que el envío de los pulsos desde el mismo funcionaba correctamente. Una vez comprobado el correcto funcionamiento del circuito, se montó un prototipo en placa de puntos, en una placa con el controlador dsPIC33FJ32MC202.

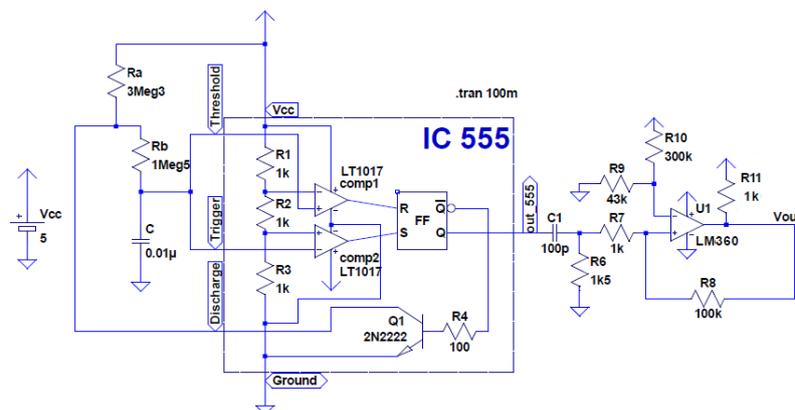


Figura 6. Esquemático de simulación del generador de pulsos

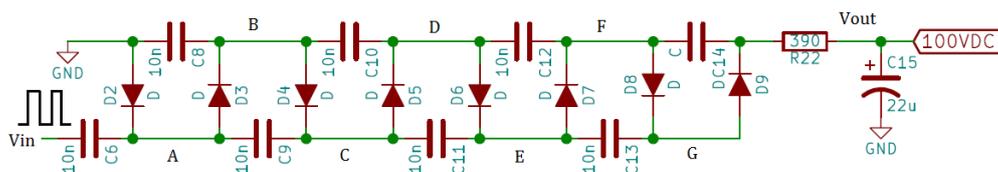


Figura 7. Esquemático del multiplicador de tensión

RESULTADOS

Se ha diseñado, montado y probado con éxito un prototipo del controlador (*Figura 8*). Envía pulsos al transductor con ancho de pulso ~ 500 ns y amplitud ~ 100 V, con una frecuencia de aproximadamente 30 pulsos/muestras por segundo. Para registrar el eco se requiere un amplificador; dado que no éste no ha sido desarrollado, se utiliza provisionalmente el Olympus 5072PR en modo dual como receptor y amplificador. De esta manera, se ha conseguido registrar el pulso/eco con un osciloscopio.

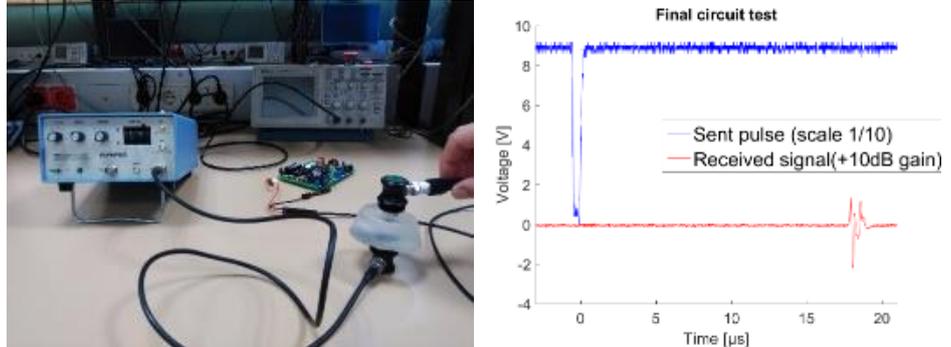


Figura 8. Disposición de la prueba final del sistema y resultado

CONCLUSIONES Y FUTUROS DESARROLLOS

Para que el sistema esté completo y listo para su uso portátil, se requieren dos desarrollos extra: un *Low-Noise Amplifier* para adaptar el eco y un programa que mida el tiempo de eco, así como monitorice el correcto funcionamiento del circuito conjunto. Después, los datos de las pruebas *In Vivo* podrían ser almacenadas en una memoria Flash o similar, o enviadas a un dispositivo remoto por un sistema de comunicación inalámbrica que se implementaría en la placa.

Sería interesante asimismo comprobar si el generador externo de pulsos es realmente una ventaja para el sistema, o si dicha tarea puede ser llevada a cabo por el microcontrolador sin que haya interferencias en su funcionamiento.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Romano Giannetti, Anthony Petrella, Joel Bach, and Anne Silverman (2015). "Feasibility Study of *In Vivo* Bone Depth Measurement using High Frequency Ultrasound". *IEEE*.
- [2] Olympus-5072PR. From <http://telab.vuse.vanderbilt.edu/docs/specs/Olympus-5072PR.pdf>
- [3] Tung-Wu Lu, J. J. O'Connor (1998). "Bone position estimation from skin marker co-ordinates using global optimization with joint constraints." *Journal of Biomechanics*
- [4] John Enderle, Susan Blanchard, Joseph Bronzino. *Introduction to Biomedical Engineering*. Academic Press
- [5] Brown, J. A., & Lockwood, G. R. (2002). "A low-cost, high-performance pulse generator for ultrasound imaging". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 49(6), 848-851.
- [6] Tang, S. C., Clement, G. T., & Hynynen, K. (2007). "A computer-controlled ultrasound pulser-receiver system for transkull fluid detection using a shear wave transmission technique". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 54(9), 1772.
- [7] Multiplier Design Guideline [pdf], (n.d.). Retrieved from <http://www.voltagemultipliers.com>
- [8] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits* (Vol. 1). 2nd Edition. New York: Oxford University Press

DEVELOPMENT OF A HIGH-FREQUENCY ULTRASOUND TRANSDUCER DRIVER FOR BIOMETRICS MEASUREMENT SYSTEMS

Author: Gil Borrallo, Felipe

Director: Giannetti, Romano

Collaborating Entity: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

ABSTRACT

INTRODUCTION

The field of biomechanics has experienced an incredible growth in the last decades. Many therapeutic and medical applications of biomechanics have been developed as well.

This project approaches the goal of designing a system which allow for *In-Vivo* bone movement monitoring inside the human body. The technology used is high-frequency ultrasound.

To be more precise, this project consists of the development of a portable prototype of an ultrasound driver system.

A single-point ultrasound transducer is placed on the skin area near to the bone whose movement one wants to measure. A circuit has been designed that sends an electric pulse to the transducer, which produces as a result a sound wave. This sound wave travels inside the body, and when it reaches discontinuities, such as changes in tissue composition, it produces an echo. The transducer which is used in this project has been selected because its frequency is expected to be optimal for identifying the echo produced by the bone. Thus, if this echo is registered, the distance from the skin to the bone just beneath it can be measured by registering the time of flight of the sound wave, given that the speed of sound in human tissue is a well-known. An example of this system is shown in *Figure 1*, for clarification purposes. The black lines between the transducer and the bone are a symbolic representation of the ultrasound wave and the echo produced by its reflection on the femur.

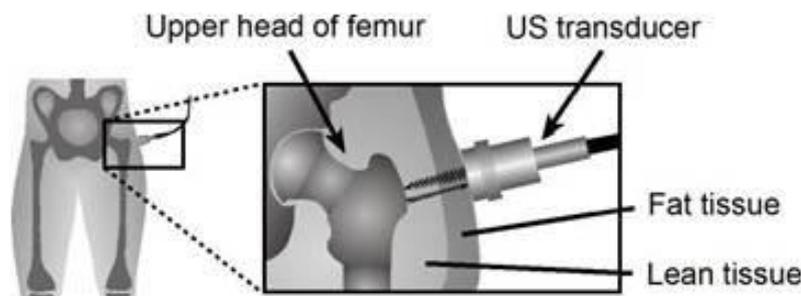


Figure 1. Scheme of the basic working principle of the system (source: <http://acoustics.org/>)

INCENTIVE OF THE PROJECT

Ultrasound as a technological solution has important advantages in respect to other alternatives. The main of them is having no negative effect on the organism. This project represents a simple, versatile and affordable solution to approach precision measurement of *In Vivo* bone motion. The idea is that it could be combined in the near future with other existing technologies, such as motion capture systems to build a system able to obtain precise data of the locomotor system working. Additionally, it will enhance the knowledge about how some injuries are produced and on the effectiveness of prosthetic devices. If this measurements could be satisfactory obtained and used, they could lead to huge advances in the field of traumatology and orthopaedics, better knowledge of lesions such as sprains, fractures or tendonitis, among others, or improvements in therapy and development of prosthesis and orthosis. The data could also lead to new and advanced systems for human enhancement.

STATE OF THE ART

Several technologies are currently used for research in biomechanics:

- **X-ray based:** CT scan and Video fluoroscopy have been used for biomechanics. They have the issue of the risk which ionizing radiation represents for the body.
- **Motion capture systems:** they can be classified into optical (obtaining data from an image) and non-optical systems (typically exoskeletons). This project emerges as a complement to this systems, because they allow only for tracking the position of external markers bound to the skin, muscle or fat tissue, while their coupling with the ultrasound technology is expected to provide the bone position within a couple millimetre precision.
- **Ultrasound based:** they are not usually used for bone motion, but for soft tissues; for instance, heart motion imaging, or blood flow measurements. In this project, high-frequency ultrasound will be used to get the desired bone position.



Figure 2. CT scan (source: <http://www.fda.gov/>)

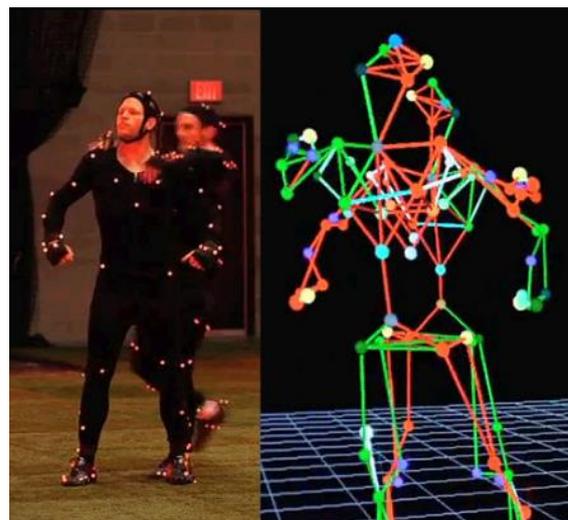


Figure 3. Optical motion capture (source: <http://theoriginalwinger.com>)

This project is based on a feasibility study carried out by Professor Romano Giannetti, Pontifical Comillas University, Madrid, Spain and Professors Anthony Petrella, Joel Bach and Anne Silverman, Colorado School of Mines, Golden, CO [1]. In this study, the achievable precision of the ultrasound system described in the introduction was assessed. An Olympus V609 single-point ultrasound transducer was used (nominal frequency 5 MHz, it is designed to detect mechanical flaws in metal pieces), and it was driven by a commercial non-medical ultrasound pulser-receiver (Olympus 5072PR).

The pulse and its echo were registered with a digital oscilloscope, and computer processed. The experiments consisted of estimating a distance from ultrasound pulse time-of-flight measurements in several situations. Among others: a hydrogel pad was used to simulate the flesh over a dried human femur; then, in the following tests, the precision of the measurement was compared with the distance provided from a high precision motion capture camera. The depth of a bone inside a porcine leg could be estimated, after calibration, with an error below 2 mm. In *Figure 4*, data from this experiment is displayed, for different measured distances to the bone (depending on the pressured applied on the transducer and flesh compression).

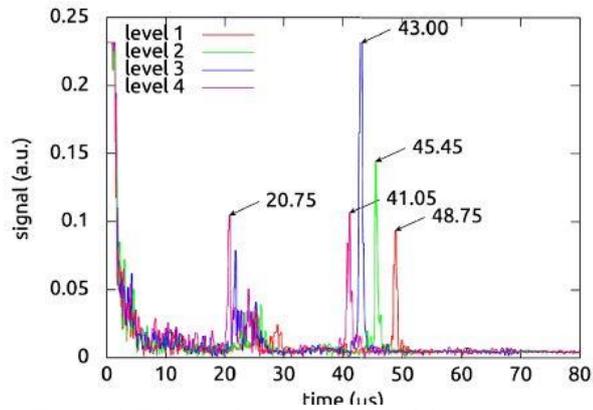


Figure 4. Echoes obtained in one of the experiments described in the feasibility study by Giannetti et. al

OBJECTIVES

Since the results of this study were satisfactory enough, this project takes the next step, which is the design of a portable circuit to manage the transducer and carry out the measurements.

This circuit has to be able to produce high voltage, high frequency pulses, similar to those produced by the pulser-receiver [2] used for the feasibility study, but in a small, light and “wearable” circuit; besides, it has to allow for receiving the echoes and digitally processing them, so as to obtain the time of flight.

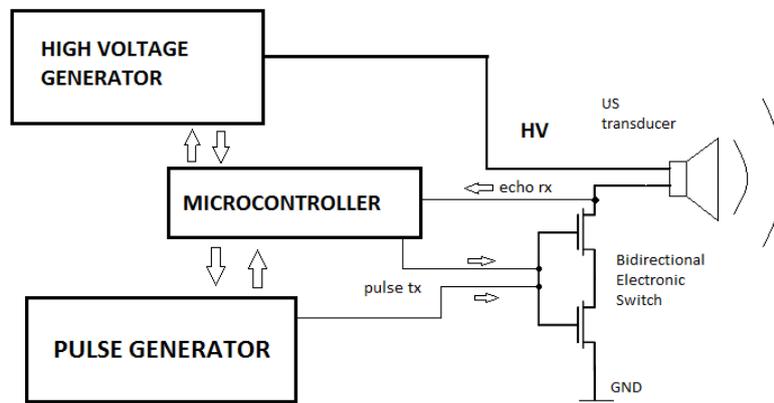


Figure 5. Block diagram of the designed system

METHODOLOGY

The circuit which has been designed is formed up by two different subsystems: a high-voltage source and a pulse train generator. The transducer is connected and disconnected to 100 V from the high voltage source with an electronically controlled MOSFET switch, which is driven by the pulse train generator. This extremely narrow pulses allow for the ultrasound waves to have power enough for the echo to be correctly received after they travel through the organism. A block diagram of the system is presented above (*Figure 5*). As it can be seen, the pulses can be sent either from an external pulse generator or directly from the microcontroller. The subsystems were separately simulated, and tested on a breadboard.

The external pulse generator consists of a 555 timer, a High-Pass Filter (HPF) and a Schmitt-Buffer, as shown in the simulation schematic (*Figure 6*). The high voltage source consists of a voltage multiplier –that is, a circuit that turns an AC input voltage (square wave or similar) into a DC output voltage whose value is n times the amplitude of the input signal. A schematic of this circuit is shown in *Figure 7*.

A first issue was that the pulse generator didn't correctly switch the MOSFETs so as to produce the high voltage pulses. That was solved by using high performance (high current capabilities and nanosecond switching) MOSFETs (STP45N40) and a MOSFET Gate Driver (TC4452). Another key aspect was using large bypass capacitors in the voltage supply connections near to the components, which provide a stable supply in spite of the unavoidable voltage spikes. A simple program was loaded in the microcontroller to check the proper working of the software generated pulses (output port connected to TC4452 input). After the correct performance of the circuit was assessed on breadboard, an IC prototype was mounted, together with the dsPIC33FJ32MC202 microcontroller board.

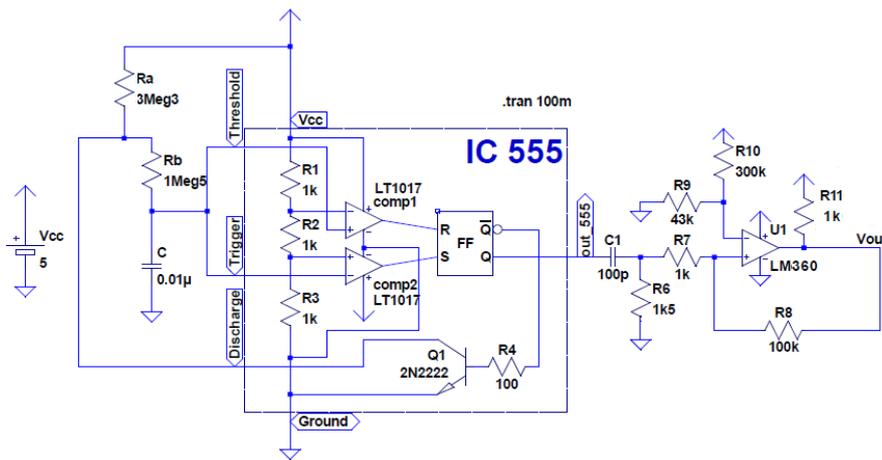


Figure 6. Pulse generator simulation

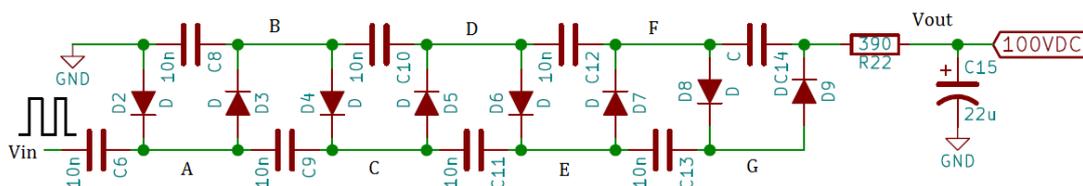


Figure 7. Voltage multiplier schematic

RESULTS

A prototype of the driver has been successfully designed, mounted and tested (*Figure 8*). It sends pulses to the transducer whose characteristics are ~ 500 ns width and ~ 100 V amplitude, with a frequency of approximately 30 Hz (~ 1 sample each 35 ms). Registering the echo would require an amplifier, which has not been developed, so the Olympus 5072PR is used in dual mode to receive and amplify it provisionally. The pulse was successfully registered with an oscilloscope.

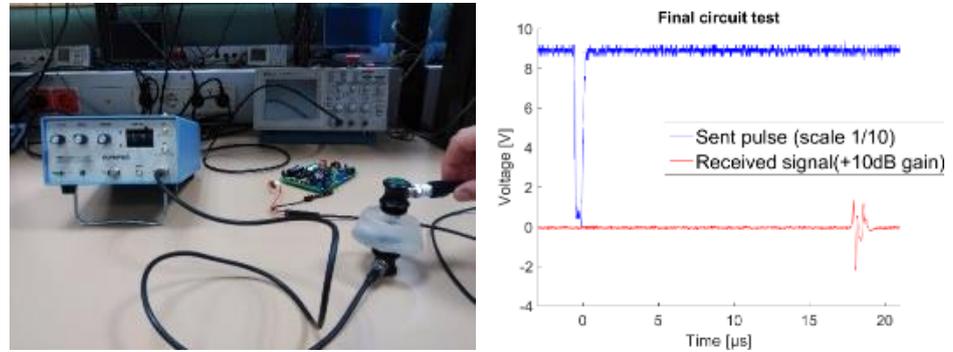


Figure 8. Final test arrangement and result.

CONCLUSIONS AND FUTURE DEVELOPMENTS

For the system to be fully completed and allow for portable operation, two more developments are required: a Low Noise Amplifier for echo registering, and a program for time of flight measuring and circuit performance monitoring. Then, data from *In Vivo* tests could be stored in a flash memory or similar, or remotely registered (via wireless communication system which would be necessary to implement on the board).

It would be as well interesting to assess if the external pulse generator system is really an advantage for the system, or if its task could be correctly performed by the microcontroller.

BIBLIOGRAPHY

- [1] Romano Giannetti, Anthony Petrella, Joel Bach, and Anne Silverman (2015). "Feasibility Study of *In Vivo* Bone Depth Measurement using High Frequency Ultrasound". *IEEE*.
- [2] Olympus-5072PR. From <http://telab.vuse.vanderbilt.edu/docs/specs/Olympus-5072PR.pdf>
- [3] Tung-Wu Lu, J. J. O'Connor (1998). "Bone position estimation from skin marker co-ordinates using global optimization with joint constraints." *Journal of Biomechanics*
- [4] John Enderle, Susan Blanchard, Joseph Bronzino. *Introduction to Biomedical Engineering*. Academic Press
- [5] Brown, J. A., & Lockwood, G. R. (2002). "A low-cost, high-performance pulse generator for ultrasound imaging". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 49(6), 848-851.
- [6] Tang, S. C., Clement, G. T., & Hynynen, K. (2007). "A computer-controlled ultrasound pulser-receiver system for transkull fluid detection using a shear wave transmission technique". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 54(9), 1772.
- [7] Multiplier Design Guideline [pdf], (n.d.). Retrieved from <http://www.voltagemultipliers.com>
- [8] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits* (Vol. 1). 2nd Edition. New York: Oxford University Press

DOCUMENTO N°1

MEMORIA

*Desarrollo de un driver para transductores
de ultrasonidos de alta frecuencia para
sistemas de medida biométrica*

Autor: Felipe Gil Borrallo

Director: Romano Giannetti

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas



Índice de la memoria

Parte I	Memoria.....	7
Capítulo 1	Introducción	9
1.1	Motivación del proyecto.....	10
1.2	Estudio de las tecnologías existentes	11
1.2.1	Tomografía axial computarizada (TAC)	11
1.2.2	Videofluoroscopia	13
1.2.3	Sistemas de captura de movimiento	14
1.2.3.1	Sistemas ópticos	14
1.2.3.2	Sistemas no ópticos	16
1.2.4	Ultrasonidos: aplicaciones similares	17
1.2.4.1	Principios básicos [8]	17
1.2.4.2	Patente: April 21, 1942- F. A. FIRESTONE 2,280,226	20
1.2.5	Estudio de viabilidad previo.....	21
1.2.6	Ultrasonidos: circuitos similares ya existentes.....	27
1.3	Objetivos.....	29
1.4	Metodología / Solución desarrollada	30
1.5	Recursos / herramientas empleadas.....	31
1.5.1	Hardware	31
1.5.2	Software	34
1.5.3	Otros.....	34
Capítulo 2	Caracterización de los sensores	35
2.1	Estudio del pulso del Olympus pulser-receiver	35
2.2	Análisis de la impedancia del transductor	37



Capítulo 3	<i>Diseño del circuito</i>	41
3.1	Estructura básica	41
3.1.1	Sistema de alta tensión	41
3.1.2	Circuito generador de pulsos.....	47
3.1.3	Configuración del <i>electronic switch</i>	49
3.1.4	Sistema de alimentación de la placa.....	51
3.2	Diseño de los subsistemas	52
3.2.1	Multiplicador de tensión	52
3.2.1.1	Diseño del oscilador	53
3.2.2	Circuito generador de pulsos.....	57
3.2.2.1	Diseño del astable mediante circuito integrado NE555.....	59
3.2.2.2	Diseño del filtro paso-alto	62
3.2.2.3	Diseño del Schmitt-trigger (comparador con histéresis)	64
3.2.3	Electronic switch.....	68
3.2.4	Sistema de alimentación de la placa.....	69
3.3	Pruebas de integración	71
Capítulo 4	<i>Análisis de resultados</i>	75
Capítulo 5	<i>Conclusiones</i>	79
5.1	Futuros desarrollos	80
Capítulo 6	<i>Referencias bibliográficas</i>	81
Parte II	<i>Estudio económico</i>	83
Parte III	<i>Anexos</i>	87
Anexo 1.	<i>Simulaciones</i>	89
Anexo 2.	<i>Gráficas de funcionamiento</i>	91
Anexo 3.	<i>Código fuente</i>	95
Anexo 4.	<i>Datasheets</i>	97



Índice de figuras

Figura 1. Ejemplo de medición de profundidad de hueso por ultrasonidos (fuente: http://acoustics.org/)	9
Figura 2. Evaluación radiográfica de la muñeca (fuente:[3]).....	12
Figura 3. Disposición del paciente en un escáner mediante TAC (fuente: http://www.fda.gov/)	13
Figura 4. Ejemplo de marcadores pasivos para captura de movimiento (fuente: Robertson, D. Gordon, E. Kistler plates. 2009)	14
Figura 5. Kinect de Microsoft (fuente: http://wikipedia.org/).....	15
Figura 6. Ejemplo de exoesqueleto para la captura de movimiento de las manos (fuente: http://dextarobotics.com/)	16
Figura 7. Reflexión y refracción de una onda sonora.....	18
Figura 8. Visión general del transductor Olympus V609RB	22
Figura 9. Pulsador receptor controlado manualmente Olympus 5072PR	22
Figura 10. Configuración del experimento 1 (fuente: [1])	23
Figura 11. Qualisys OQUS motion capture camera (Fuente: http://www.qualisys.com)	23
Figura 12. Resultados del primer experimento (fuente: [1]).....	24
Figura 13. Configuración del tercer experimento (fuente: [1]).....	25
Figura 14. Generador de pulsos para imagen por ultrasonidos de bajo coste (fuente: [11]).....	28
Figura 15. Diagrama de bloques de un posible pulser-receiver (fuente: [12]).....	28
Figura 16. Diagrama de bloques general del proyecto	30
Figura 17. Osciloscopio Tektronix TDS 210	31
Figura 18. Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A.....	32



Figura 19. HP 4194A Impedance/Gain-phase analyzer	32
Figura 20. Impedance probe kit HP 4194A (fuente: http://www.cal-center.com)	33
Figura 21. Generador de funciones GF-232	33
Figura 22. Circuito para analizar el pulso del generador Olympus	35
Figura 23. Ejemplo de pulso producido por el Olympus 5072PR con carga resistiva	36
Figura 24. Conexión de la sonda y patrones de calibración (fuente: http://www.geocities.jp)	37
Figura 25. Resultado del análisis de la impedancia del transductor con HP 4194A	38
Figura 26. Esquema del regulador de alta tensión diseñado por Tang S. C. et. al	42
Figura 27. Esquema básico de multiplicador de tensión (fuente: http://www.reuk.co.uk)	43
Figura 28. Primera etapa de un multiplicador de tensión	44
Figura 29. Segunda etapa de un multiplicador de tensión	44
Figura 30. Input y output de un multiplicador de tensión	45
Figura 31. Esquema del circuito generador de pulsos [12]	47
Figura 32. Posible configuración del interruptor (fuente: http://www.analog.com)	49
Figura 33. MOSFET de potencia	50
Figura 34. Configuración utilizada del bidireccional switch	50
Figura 35. Multivibrador astable mediante opamp	53
Figura 36. Característica de transferencia genérica de un comparador con histéresis en configuración inversora (fuente: http://www.electronics-tutorial.net)	53
Figura 37. Simulación del multiplicador de tensión	55
Figura 38. Primera prueba en protoboard del multiplicador de tensión	56
Figura 39. Captura con el osciloscopio del arranque del multiplicador en protoboard	56



Figura 40. Timer 555 y buffer inversor construido con un MOSFET tipo N	57
Figura 41. Diseño y simulación de un amplificador push-pull para pulsos de 500 ns	58
Figura 42. Señales de un multivibrador astable mediante un NE555	60
Figura 43. Diseño del generador de onda cuadrada	62
Figura 44. Filtro paso alto RC	62
Figura 45. Diagrama de Bode del filtro paso-alto	63
Figura 46. Pulso de salida del filtro paso-alto	63
Figura 47. Esquema de un comparador con histéresis o Schmitt-trigger	64
Figura 48. Característica de transferencia genérica de un comparador con histéresis en configuración no inversora (fuente: http://www.electronics-tutorial.net)	65
Figura 49. Esquemático del circuito generador de pulsos	67
Figura 50. Detalle de la simulación del generador de pulsos	67
Figura 51. Circuito del interruptor MOSFET bidireccional junto con su correspondiente driver	69
Figura 52. Ejemplo de ensayo de medida de corriente en vacío	70
Figura 53. Ejemplo de ensayo fallido de integración:	72
Figura 54. Circuito para la primera prueba del controlador TC4452 y los MOSFETs STP45N40	72
Figura 55. Resultado de la prueba mostrada en la Figura 54	73
Figura 56. Funcionamiento correcto del sistema en protoboard	73
Figura 57. Pulso enviado por el prototipo montado en placa de puntos al transductor	74
Figura 58. Prototipo final montado.	75
Figura 59. Tapas protectoras plásticas y de epoxi para el transductor Olympus V609RB	76



Índice de tablas

Tabla 1. Resultados del experimento 2 (fuente: [1])	25
Tabla 2. Resultados del experimento 3 (fuente: [1])	26
Tabla 3. Características del pulso de Olympus 5072PR (fuente: http://www.olympus-ims.com)	29
Tabla 4. Tabla de verdad de un Latch R-S	60



Parte I MEMORIA



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Introducción

Capítulo 1 INTRODUCCIÓN

Actualmente existen diversas tecnologías en el área de la biomecánica que permiten estudiar con distintos grados de precisión la cinemática y dinámica de diversas estructuras anatómicas.

El objetivo general de este proyecto es hacer un diseño preliminar de un sistema electrónico que sea capaz de medir la posición de un hueso en cada momento en relación a la piel. El objetivo a largo plazo sería utilizar transductores de ultrasonidos acoplados bajo marcadores de captura de movimiento situados en los lugares del cuerpo cuya cinemática se desee estudiar. De esta manera, los marcadores dan una referencia absoluta del movimiento de la piel, y con la distancia medida por el transductor, se puede registrar el movimiento real de los huesos, lo cual no es posible sólo mediante un sistema de captura de movimiento. Gracias a los transductores de alta frecuencia, la idea sería poder medir distancias pequeñas con un nivel aceptable de precisión. En la *Figura 9* se muestra de manera sencilla el funcionamiento del sensor y cómo interactúa con el organismo. Las líneas negras que van del sensor al hueso son una representación simbólica de la onda ultrasónica producida y su eco en el hueso.

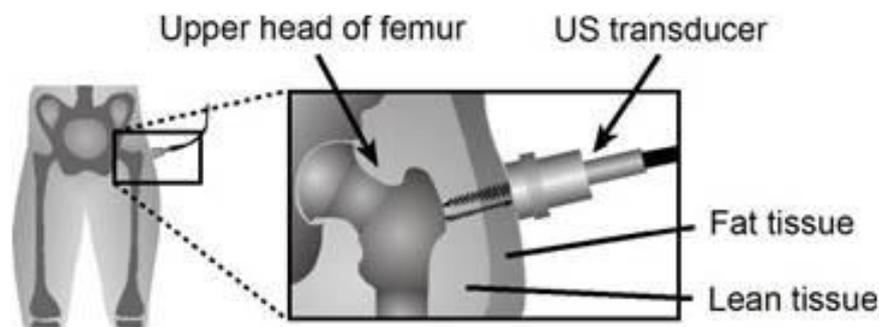


Figura 9. Ejemplo de medición de profundidad de hueso por ultrasonidos (fuente: <http://acoustics.org/>)



En este capítulo se aporta una visión general de las consideraciones previas al proyecto, y de qué lugar ocupa este proyecto en el campo de la biomecánica. Se presentarán tecnologías similares, se justificará la solución elegida, y se expondrá brevemente la metodología empleada para conseguir alcanzarla. Asimismo, se enumerarán los recursos que se utilizan para la correcta consecución de los objetivos.

1.1 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

Los ultrasonidos como solución tecnológica en el caso de la biomecánica presentan importantes beneficios, entre los que se pueden destacar el hecho de ser un sistema no invasivo, y que produce un efecto en el organismo prácticamente nulo (al menos a las frecuencias e intensidades sonoras que son eficaces para las aplicaciones médicas de interés de este proyecto).

Este proyecto en concreto representa una alternativa versátil, sencilla y asequible económicamente para realizar medidas biomecánicas en el cuerpo humano, como alternativa ventajosa frente algunas soluciones, y como un adecuado complemento a otras tecnologías para conseguir el mismo fin.

Si este sistema se consiguiera utilizar de manera satisfactoria para registrar medidas precisas del movimiento óseo, los datos obtenidos podrían utilizarse en el futuro para diversas aplicaciones de traumatología y ortopedia; por ejemplo, conseguir un conocimiento más preciso sobre las causas y el desarrollo de las lesiones tales como fracturas, esguinces, tendinitis, y así mejorar la rehabilitación y prevención de éstas, así como para el desarrollo de órtesis y prótesis. Los datos incluso podrían emplearse para el desarrollo de avanzados sistemas del desarrollo del potencial físico humano.[1]



1.2 ESTUDIO DE LAS TECNOLOGÍAS EXISTENTES

La biomecánica o ciencia que estudia la cinemática y dinámica de los seres vivos consta de diversas herramientas que permiten monitorizar el movimiento del organismo. El estudio del movimiento anatómico preciso se viene llevando a cabo de diferentes maneras. Tradicionalmente se ha estudiado el funcionamiento del sistema locomotor mediante la disección de cadáveres y otras técnicas invasivas, pero estas técnicas no permiten registrar el movimiento natural de las diferentes estructuras (huesos, tendones, ligamentos, articulaciones...).

Con el avance de la ciencia desde comienzos de la era contemporánea, se han desarrollado otras técnicas no invasivas que permiten una mejor comprensión del desplazamiento de estos elementos.

1.2.1 TOMOGRAFÍA AXIAL COMPUTARIZADA (TAC)

Esta técnica genera imágenes bidimensionales o tridimensionales de una región determinada del organismo mediante un escáner de rayos X. Se trata de un anillo circular con emisores y receptores en su cara interna, dentro del cual se introduce la parte del cuerpo a examinar. Como su nombre indica, permite obtener una imagen del “corte” del sólido examinado, permitiendo distinguir los diferentes tejidos. De tal manera que, mediante la toma de imágenes sucesivas, se puede llevar a cabo un estudio cinemático, bajo ciertas condiciones.

Este método ha sido utilizado por ejemplo para el estudio cinemático de los huesos del carpo, mediante la toma de imágenes estáticas de la disposición ósea de la muñeca en distintas posiciones. [2] Este es un ejemplo de un estudio cinemático interesante, dada la gran complejidad funcional del carpo, como se puede apreciar en la *Figura 10*.



Figura 10. Evaluación radiográfica de la muñeca (fuente:[3])

Esta técnica presenta las innegables ventajas de que las imágenes obtenidas son de una alta calidad y fiabilidad, lo que permite un posicionamiento de los huesos de gran precisión.

Sin embargo, cuenta también con numerosos inconvenientes:

- Tiene poca versatilidad, dado el sistema complejo necesario para la toma de las imágenes, que debe rodear por completo la zona del cuerpo a escanear (ver *Figura 11*).
- La captación de las imágenes es un proceso lento.
- El uso debe ser reducido, ya que un exceso de radiación es perjudicial para el organismo.
- No se puede hacer una medida en movimiento; el método de reconstrucción de la imagen requiere que el paciente esté inmóvil durante la medida.



Figura 11. Disposición del paciente en un escáner mediante TAC (fuente: <http://www.fda.gov/>)

1.2.2 VIDEOFLUOROSCOPIA

De manera similar, se puede utilizar esta técnica, que consiste en la captura sucesiva de imágenes del interior del organismo del paciente, situado éste entre una fuente de rayos X y una pantalla, que registra la radiación recibida.

Este sistema tiene también una buena precisión, pero sigue presentando los inconvenientes de la complejidad del sistema de generación de rayos X, y su poca versatilidad a la hora de registrar el movimiento óseo en caso de actividades físicas muy dinámicas. Y en cualquier caso, también presenta el problema de utilizar radiación ionizante de alta energía, perjudicial para el organismo en altas dosis.



1.2.3 SISTEMAS DE CAPTURA DE MOVIMIENTO

Estos sistemas permiten registrar los movimientos del sujeto mediante diversas técnicas informáticas, a partir de los datos proporcionados por cámaras o sensores [3]. Estos sistemas son ampliamente utilizados por la industria cinematográfica y de videojuegos, para conseguir movimientos realistas de los personajes cuando se utilizan imágenes generadas por ordenador (CGI). Con estos sistemas también se puede calcular el desplazamiento de los huesos, aunque en general se obtienen valores de desplazamiento más globales, con menos precisión a pequeña escala.

A su vez, se puede establecer una clasificación de estos sistemas en varias categorías:

1.2.3.1 Sistemas ópticos

Se utilizan cámaras o sensores de distancia externos al sujeto para triangular su posición, y/o los desplazamientos relativos de las extremidades, la cabeza, etc. Estos sistemas generalmente se ayudan de marcadores activos o pasivos.

Los marcadores pasivos están recubiertos de un material reflectante, de tal manera que, subiendo la intensidad umbral de luz de los sensores de captación de imagen, se consigue que las cámaras ignoren el fondo, y sólo registren los sensores. Un método similar es utilizar marcadores reflectantes en infrarrojos, e iluminando con luz infrarroja, se consigue más contraste.

De esta manera, una vez triangulada la posición de los marcadores con varias cámaras, el algoritmo de regeneración del movimiento es más sencillo.



Figura 12. Ejemplo de marcadores pasivos para captura de movimiento (fuente: Robertson, D. Gordon, E. Kistler plates. 2009)



En la *Figura 12* se puede observar un ejemplo de uso de marcadores para captura de movimiento.

Los marcadores activos funcionan de manera similar, con la diferencia de que, mientras aquellos reflejan la luz que emiten las cámaras, estos emiten su propia luz, lo que facilita en general la reconstrucción del volumen; además, se consiguen resultados con mayor SNR (signal-to-noise ratio).

Con estos sistemas, tras obtener las trayectorias de los marcadores, compensando el error, se estima el movimiento anatómico real. Presenta el inconveniente de que, ante movimientos bruscos, los marcadores pueden tener un movimiento relativo respecto a la piel. [4] Este error se puede compensar para obtener trayectorias anatómicas precisas, utilizando técnicas de optimización global, y aplicando restricciones matemáticas que modelen las articulaciones. [5]

Otros dispositivos son capaces de capturar el movimiento del sujeto u objeto sin necesidad de marcadores, por medio de sensores periféricos (por ejemplo sensores infrarrojos). Un ejemplo destacado de esta técnica es Kinect de Microsoft (*Figura 13*).



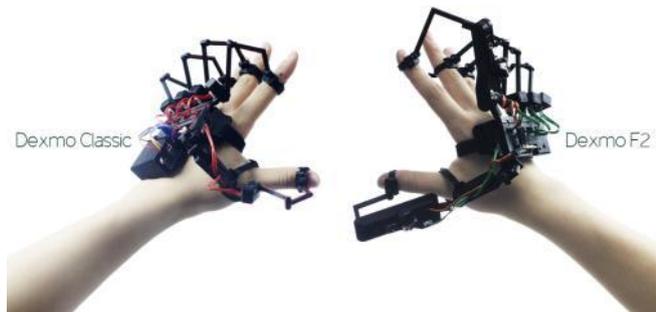
Figura 13. Kinect de Microsoft (fuente: <http://wikipedia.org/>)

Este tipo de dispositivos, mediante una malla de infrarrojos, y un sensor CMOS, calculan la matriz de profundidad de los objetos que hay en su área de visión, y un software se encarga del reconocimiento de los gestos y movimientos del usuario. Aunque el dispositivo Kinect en concreto está

diseñado para su uso en videojuegos (Xbox 360, Xbox One y Windows PC), que por lo general requerirá de menos precisión en los movimientos, es posible su uso para estudios biomecánicos. [6]

1.2.3.2 Sistemas no ópticos

Otros métodos de captura de movimiento, en lugar de obtener la información de sensores externos al sujeto, la obtienen de sensores implantados en éste, o de exoesqueletos, como el que se ve en la *Figura 14*. Para ello, se pueden utilizar sensores inerciales, acelerómetros, sensores magnéticos, sistemas mecánicos, etc. Estos sistemas se pueden usar en combinación con un sistema óptico de captura de movimiento, si se quiere conseguir un posicionamiento absoluto, y no sólo relativo, entre los sensores.



En conclusión, estos sistemas de captura de movimiento proporcionan información del movimiento anatómico en su conjunto, pero no dan información

directa del movimiento relativo de huesos, músculos, tendones, etc.

Figura 14. Ejemplo de exoesqueleto para la captura de movimiento de las manos (fuente: <http://dextarobotics.com/>)

En realidad, esto es debido a que estas técnicas de registro de movimiento suponen un correcto funcionamiento del aparato locomotor. De tal manera que no contemplan la posibilidad de efectos “extraños” o “inesperados”, como por ejemplo una dislocación. Tampoco son muy efectivos en la determinación de la posición de los huesos en caso de sujetos con deformaciones importantes de la estructura muscular o de la distribución de tejido adiposo. Es por ello que, aunque proporcionan una perspectiva útil para ciertos estudios biomecánicos, se puede considerar que no son los más adecuados para el estudio de fenómenos anatómicos internos, lo cual constituye una traba a la hora de estudiar el desplazamiento de los huesos de forma independiente, y con ello, la forma en que se producen lesiones.



Hoy en día es un proceso relativamente sencillo reconstruir los movimientos de un sujeto con técnicas de captura de movimiento, e incluso hay disponible software de código abierto para procesar este tipo de datos, por ejemplo Mokka [7].

1.2.4 ULTRASONIDOS: APLICACIONES SIMILARES

Mediante una onda sonora, se puede monitorizar el interior del organismo. Este método se fundamenta en el fenómeno de formación de eco cuando la onda sonora que viaja por el tejido encuentra una discontinuidad (pasa de un tejido a otro).

Así pues, este sistema emite ondas sonoras en el rango de los ultrasonidos – por encima del umbral de frecuencia audible por el ser humano (>20 kHz) – mediante un dispositivo denominado transductor, y que está en contacto con la piel; paralelamente, el transductor recibe los ecos producidos, que son analizados por un software para obtener la información y (generalmente) reconstruir una imagen bidimensional o tridimensional de la zona de acción de la onda sonora.

1.2.4.1 Principios básicos [8]

Una onda periódica sinusoidal viajando por un medio presenta un período T (frecuencia f) y una longitud de onda λ relacionadas según la ecuación:

$$\lambda = c \cdot T = \frac{c}{f}$$

siendo c la velocidad de propagación de la onda en el medio.

Esta velocidad es un parámetro clave, y es necesario conocerla, o, al menos, estimarla, para poder calcular la distancia del objeto que está produciendo el eco, conociendo el tiempo de vuelo de la onda.

En general, dicha velocidad para un medio determinado se calcularía como:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\rho G}}$$

donde ρ es la densidad del material en kg/m³ y G la compresibilidad en m²/N.



La onda sonora produce oscilaciones de presión y desplazamiento en las partículas del material, que se desplazan por un medio uniforme en forma de sinusoidales amortiguadas exponencialmente debido a la absorción de energía del medio.

Cuando la onda pasa de un medio a otro distinto, parte de la onda de presión es reflejada por la transición (eco) y parte se refracta (cambia su dirección de propagación) en el nuevo medio.

Los sistemas de ultrasonidos se basan en la propiedad de reflexión de las ondas ante una discontinuidad en el medio. Un medio material se caracteriza por su impedancia acústica, Z , calculada como el producto de la densidad (ρ) multiplicada por la velocidad del sonido (c) en dicho medio:

$$Z = \rho c$$

En la reflexión, el ángulo de la dirección de propagación de la onda incidente y el de la onda reflejada respecto a una perpendicular a la superficie por el punto de incidencia son iguales. Y el ángulo de refracción (transmisión) respecto a dicha perpendicular dependerá de la velocidad del sonido en ambos medios:

$$\theta_i = \theta_r$$
$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{c_1}{c_2}$$

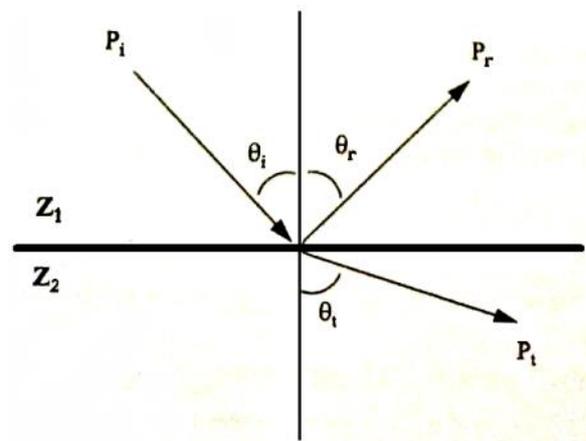


Figura 15. Reflexión y refracción de una onda sonora.



A su vez, la potencia reflejada viene dada por:

$$Y = \frac{p_r}{p_i} = \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t}$$

(Los subíndices utilizados en todas las ecuaciones anteriores hacen referencia al esquema presentado en la *Figura 15*)

Hay que tener además en cuenta que, en el caso de la monitorización del interior del organismo, este efecto puede presentar complicaciones debido a las abundantes discontinuidades que encuentra la onda sonora a su paso debido a los cambios de tejido.

Existen diferentes modos de aplicación de los ultrasonidos para la monitorización médica del organismo. [9] Existen, entre otros:

1. **Modo A:** se escanea una única línea en el interior del organismo (un solo transductor), y se observan ecos a diferentes profundidades, que aportan información en función de su amplitud y la separación temporal entre ellos.
2. **Modo B:** utilizando un vector de transductores individuales, se puede escanear un plano hacia el interior del cuerpo, y generar una imagen bidimensional en una pantalla.
3. **Modo C:** en este modo se registra únicamente información sobre elementos que estén a una determinada profundidad, de manera que moviendo un transductor de modo A por la superficie hasta barrer un determinado área, se puede generar una imagen de un plano perpendicular al generado en el modo B.
4. **Modo M:** consiste en la toma sucesiva de imágenes en modo A o modo B, de manera que se registra el movimiento, y se puede obtener la velocidad de desplazamiento de órganos y estructuras internas. Éste es el sistema que se usaría



para análisis biomecánicos mediante ultrasonidos.

En este proyecto, se construirá un circuito que envíe pulsos al transductor en modo A, de manera que la captura de ecos sucesivos permita obtener el movimiento del hueso situado bajo la zona de piel que escanea el transductor.

5. Modo Doppler: permite monitorizar el movimiento de material, por ejemplo, la circulación sanguínea. Su principio de funcionamiento es el mismo que por ejemplo el de los radares de velocidad utilizados en las carreteras. No se dará más énfasis a este modo por no aplicar a este proyecto.

1.2.4.2 Patente: April 21, 1942- F. A. FIRESTONE 2,280,226

Este proyecto está inspirado por el sistema utilizado para detectar y localizar imperfecciones en piezas metálicas o soldaduras, que podemos encontrar desarrollado en la patente de Floyd A. Firestone:

“The general principle of my device consists in the sending of high frequency vibrations into the part to be inspected, and the determination of the time intervals of arrival of the direct and reflected vibrations at one or more stations on the surface of the part.- If metal parts a few inches long are to be inspected, these reflections will arrive a few millionths of a second after the direct vibration is sent out, and the technique provided by my invention enables these small time intervals to be measured by means suitable for use in production inspection.

The purpose of my invention is to provide a means and method for indicating the presence of inhomogeneities of density or elasticity in materials, especially in those cases where these inhomogeneities are entirely surrounded by a mass of material so that they are not directly





accessible; such a means enables parts which are supposed to be homogeneous and free from cracks or holes to be inspected to see if this condition is met.”[10]

Mientras que en el sistema descrito en la patente anterior, el eco que producen las imperfecciones que se desean detectar se produce debido a que éstas contienen aire, en el caso de este proyecto, el eco que permitirá la medida se basa en la idea contraria: el hueso es mucho más duro que todo el tejido circundante, lo que debería permitir distinguirlo claramente de cualquier otro eco residual. Esto lleva a pensar que el modo ultrasónico A es una buena solución al problema planteado.

1.2.5 ESTUDIO DE VIABILIDAD PREVIO

La viabilidad técnica de este proyecto está fundamentada en el estudio realizado por el profesor de ICAI Romano Giannetti en colaboración con los profesores del *Colorado School of Mines*, Anthony Petrella, Joel Bach, y Anne Silverman. [1]

Este trabajo representa el punto de partida del proyecto, a partir del cual surge la idea y el planteamiento del problema. En este estudio, se analizó la precisión y la repetibilidad de la medida de profundidad del hueso respecto a la piel, a través de la medida del tiempo de vuelo de la onda ultrasónica en el tejido, utilizando un transductor de uso industrial, mucho más sencillo y barato que otros transductores de uso médico. Para ello, se diseñó un conjunto de experimentos que permitieran aseverar la factibilidad de las medidas deseadas, con los recursos designados.

El transductor ultrasónico utilizado fue un Olympus V609-RB (ver *Figura 16*), que fue seleccionado ya que al ser su frecuencia nominal 5MHz, permite conseguir la alta resolución deseada, como se ha indicado antes (del orden de 1 mm). Este transductor es de carácter industrial, para la localización de imperfecciones en materiales, pero para la aplicación biomédica deseada presenta la ventaja de ser altamente direccional, lo que reduce la posibilidad de recibir falsos ecos que perjudiquen la fiabilidad de la medida, si se apunta directamente a un hueso. Este mismo transductor ha sido utilizado como base para el diseño del presente proyecto.

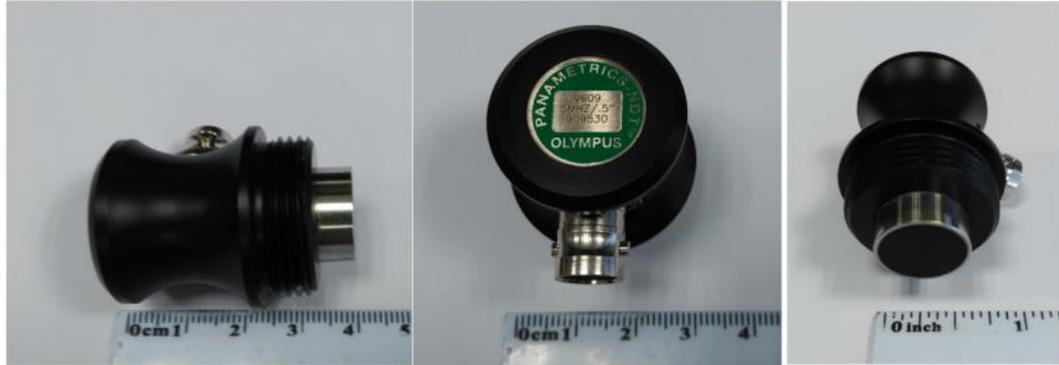


Figura 16. Visión general del transductor Olympus V609RB

Para generar los pulsos de excitación se utilizó un *pulser-receiver* Olympus 5072PR (ver Figura 17), también de aplicación industrial, que lleva incorporado un amplificador de recepción del eco. A su vez, las señales fueron registradas con un osciloscopio digital Agilent S4622D, y procesadas por ordenador para obtener los datos necesarios para efectuar la valoración de factibilidad.



Figura 17. Pulsador receptor controlado manualmente Olympus 5072PR

Las pruebas consistieron básicamente en la verificación de la medida de distancias mediante tiempo de vuelo del pulso ultrasónico, comparando la información proporcionada por el intervalo temporal pulso-eco con la trayectoria registrada por un sistema de captura de movimiento de 7 cámaras Qualisys OQUS 300+ (ver *Figura 19*), que permite una precisión de posicionamiento 3D inferior al milímetro. El primer experimento consistió simplemente en medir el comportamiento y fiabilidad del transductor. Para ello, se midió el tiempo de vuelo de un pulso ultrasónico a través de una almohadilla de un hidro-gel diseñado para tener unas características de transmisión del sonido similares a la carne humana, de 1 pulgada de espesor, reflejando el pulso en un fémur humano. Para acoplar acústicamente el transductor a la almohadilla, se utilizó un gel estándar de ecografía. Se midió el tiempo de vuelo para varios ángulos de inclinación del transductor, y para dos posiciones del fémur, para comprobar la repetibilidad de la medida (ver *Figura 18*).

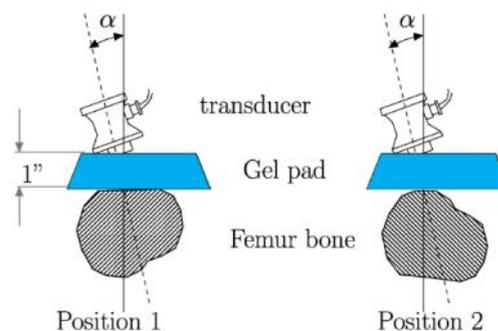


Figura 18. Configuración del experimento 1 (fuente: [1])



Figura 19. Qualisys OQUS motion capture camera (Fuente: <http://www.qualisys.com>)



Se midió la velocidad de sonido en el gel, obteniendo un valor de 1480 m/s con precisión de 5 m/s. Los resultados obtenidos (ver *Figura 20*) mostraron muy poca variación de distancia a pesar de las diferentes configuraciones: 26.22 ± 0.25 mm, con una incertidumbre de 0.41 mm, lo que indica una buena fiabilidad de medida a la frecuencia de trabajo del transductor.

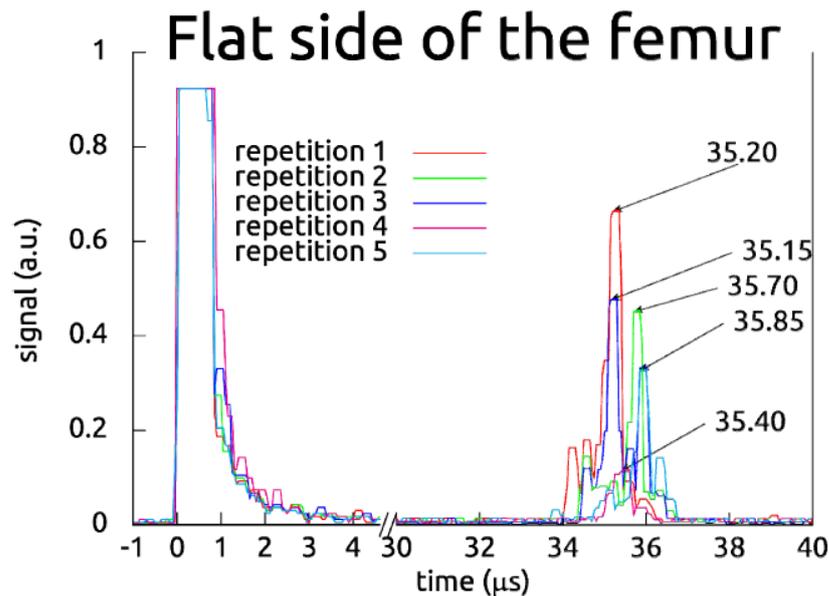


Figura 20. Resultados del primer experimento (fuente: [1])

El segundo experimento sirvió para comprobar la precisión de la medida comparando el transductor con el sistema de captura de movimiento. Para ello, se situó una almohadilla de hidro-gel similar a la anterior sobre una mesa, sobre ella el transductor, que se mantuvo estable sobre ella gracias a una placa rígida. Sobre el transductor se situó un marcador pasivo para ser detectado por el sistema de captura de movimiento. Se obtuvo la distancia a la mesa observada por el transductor para tres niveles de compresión de la almohadilla de gel, de tal manera que restando la altura del marcador pasivo menos la distancia calculada a partir del tiempo de vuelo, se debería obtener siempre la altura de la mesa.

Se pudo obtener con un error de repetibilidad de 0.245 mm (en la *Tabla 1* se presentan las diversas medidas de las magnitudes arriba indicadas).



Test #	Depth (mm)	Compression (mm)	Marker Height (mm)	Tabletop Position (mm)
3	24.4	0.00	991.4	967.0
2	22.1	-2.37	989.3	967.2
1	19.7	-2.33	986.5	966.7

Tabla 1. Resultados del experimento 2 (fuente: [1])

Por último, el tercer experimento tenía como finalidad comprobar el funcionamiento del sistema en unas condiciones similares a las medidas *in vivo*. Para ello, se utilizó una pata de cerdo fresca seccionada, al que se acoplaron varios marcadores pasivos, uno sobre el hueso central, y varios en la placa sobre la que se fijó el transductor, que se apoyó en la parte externa de la pata (sin piel, ya que es muy distinta de la piel humana). Para obtener la velocidad del sonido en el material en cuestión, se introdujo un trozo de carne en una caja rígida de dimensiones conocidas, y se midió el tiempo de vuelo; se obtuvo un valor de $1600 \text{ m/s} \pm 30 \text{ m/s}$.

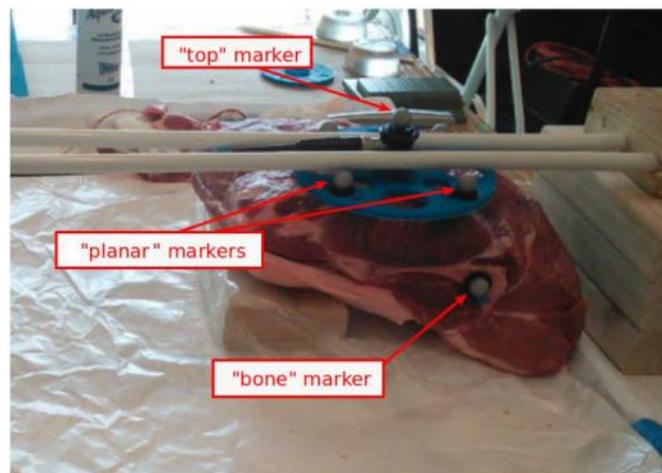


Figura 21. Configuración del tercer experimento (fuente: [1])

En la *Tabla 2* se ve las medidas obtenidas en la prueba. Como se deduce de la última columna, la conclusión fue que se pudo medir la profundidad del hueso con una desviación típica de 1.13 mm.



Test #	Bone depth (mm)	Top marker height (mm)	Bone marker height (mm)	Top Bone Marker height (mm)	Difference(*)
1	39.0	1066.9	982.7	84.18	45.18
2	36.3	1063.0	982.4	80.53	44.17
3	34.4	1058.5	980.9	77.56	43.16
4	32.8	1055.3	979.9	75.47	42.63

Tabla 2. Resultados del experimento 3 (fuente: [1]).

La tercera columna es la diferencia de la distancia medida por el sistema ultrasónico y por el sistema de captura de movimiento, es decir, debería ser constante (concretamente la altura del transductor, al estar situado el marcador pasivo encima del mismo)

En conclusión, teniendo en cuenta el resultado obtenido, y dado que la precisión obtenida probablemente se podría mejorar mediante el uso de sensores redundantes, se llegó a la conclusión de que el sistema ultrasónico con los recursos elegidos era válido para realizar medidas con precisión milimétrica, lo que dota de sentido a la realización de un circuito portátil que permita iniciar en la práctica estudios biomecánicos.



1.2.6 ULTRASONIDOS: CIRCUITOS SIMILARES YA EXISTENTES

Para hacer funcionar un transductor de ultrasonidos, la técnica básica consiste en alimentarlo con una tensión sinusoidal a su frecuencia natural de resonancia, lo cual consigue la máxima intensidad sonora para mínima amplitud de la señal de entrada. Sin embargo, dado que conseguir que la señal oscile a la frecuencia exacta de resonancia del transductor no es un proceso sencillo, existe una estrategia alternativa, más práctica, consistente en alimentar al transductor con pulsos muy cortos de alta tensión, los cuales actúan como un “golpe” que hace que el transductor oscile por sí mismo a su frecuencia de resonancia. Por sencillez del diseño, esta es la estrategia que se utiliza en el sistema diseñado en este proyecto.

Existen otros circuitos similares al que se pretende diseñar para conseguir el pulso de entrada al transductor. Sin embargo, no son exactamente válidos, ya que difieren en las especificaciones de tamaño, tensión o frecuencia de trabajo (ver la *Tabla 3*, en el apartado de Objetivos).

Por ejemplo, el circuito mostrado en la *Figura 22* es un ejemplo de generador de pulsos de alta tensión y frecuencia similar al que se quiere conseguir, aunque está diseñado para amplitud y frecuencia mucho mayor que para los que funciona el transductor que se utilizará en el proyecto, de manera que sirve únicamente como ejemplo ilustrativo. Es además buen ejemplo de cómo, además de sencillo, el diseño de un circuito de este tipo resulta barato. [11]

Por otra parte, el circuito cuyo diagrama de bloques se muestra en la *Figura 23* es un ejemplo interesante, porque da una idea bastante aproximada de cómo debería ser el diagrama de bloques del circuito, aunque no sirve para este caso ya que recurre a fuentes externas de alimentación para conseguir alta tensión, y por tanto no es portátil [12].

El proyecto seguirá una línea similar de diseño, pero añadiendo la importante característica de que el circuito sea compacto y portátil.

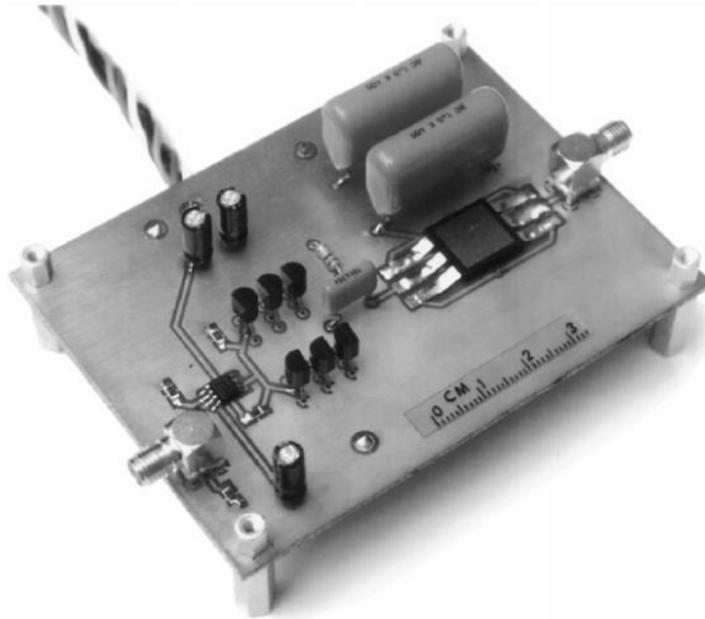


Figura 22. Generador de pulsos para imagen por ultrasonidos de bajo coste (fuente: [11])

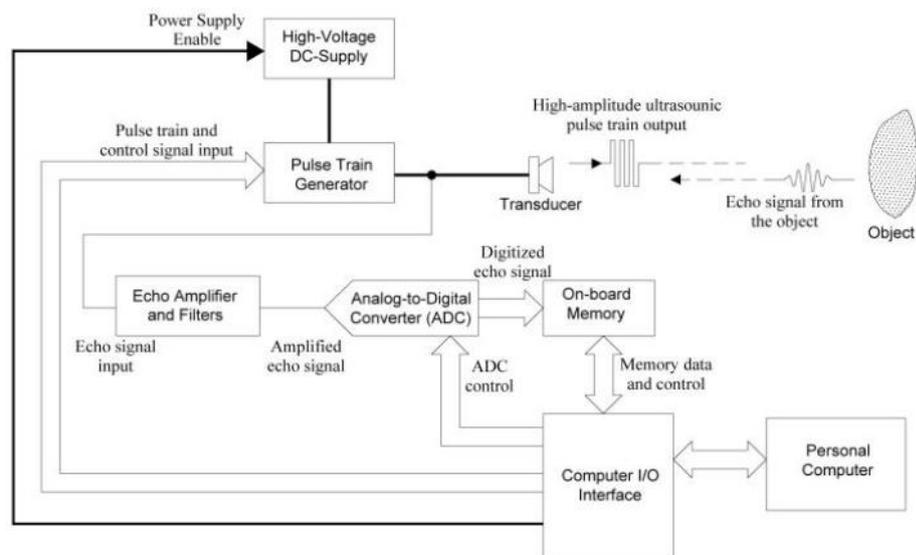


Figura 23. Diagrama de bloques de un posible pulser-receiver (fuente: [12])



1.3 OBJETIVOS

El principal objetivo del proyecto es diseñar y construir un circuito integrado portátil que permita excitar un transductor de ultrasonidos de alta frecuencia mediante un pulso de alta tensión, con la posibilidad de registrar el pulso y su eco para su posterior análisis.

El circuito debe estar diseñado para medidas de biomecánica, por lo que debería tratarse de un chip ligero y de pequeño tamaño, para ser llevado encima por la persona sobre la que se realiza el estudio biomecánico, que probablemente estará realizando algún tipo de actividad física.

La factibilidad de la medida se garantizó en el estudio preliminar; consecuentemente, las características del pulso producido por el circuito deberían ser similares o mejores a las que tiene el *pulser-receiver* Olympus utilizado en el estudio de factibilidad, y este será precisamente el enfoque en el diseño del circuito [1]. Estas características vienen reflejadas en la *Tabla 3*.

	5072PR
PULSER	
Pulse type (main bang)	Negative
Rise time (10 % to 90 %)	Typically 5 ns, 10 ns max.
Available pulse voltage (no load)	-360 V
Available pulse energy	13 μ J, 26 μ J, 52 μ J, or 104 μ J
Damping	Select 15 Ω , 17 Ω , 20 Ω , 25 Ω , 36 Ω , 50 Ω , 100 Ω , or 500 Ω
Pulse width	N/A
Mode	
Isolation (53 dB min.)	Typically 62 dB at 10 MHz
Pulse repetition rate (internal)	0.1 kHz, 0.2 kHz, 0.5 kHz, 1 kHz, 2 kHz, or 5 kHz
Pulse repetition rate (external)	0 kHz to 6 kHz
Synch output pulse	
External trigger input (in series with 10 k Ω)	2.4 V into 1000 PF 200-ns minimum pulse width

Tabla 3. Características del pulso de Olympus 5072PR
(fuente: <http://www.olympus-ims.com>)

1.4 METODOLOGÍA / SOLUCIÓN DESARROLLADA

En primer lugar, se busca toda la bibliografía necesaria para ser el punto de partida del proyecto, incluyendo trabajos similares, información técnica de los recursos disponibles, etc.

En segundo lugar, se caracteriza el transductor de ultrasonidos mediante un analizador de impedancias, para tener un modelo sobre el que diseñar. Posteriormente, se captura con el osciloscopio y se analiza el pulso eléctrico que envía el *pulser-receiver* que se utilizó en el estudio de factibilidad, para hacerse una idea de cómo debe ser la salida del circuito que se va a diseñar.

Partiendo del diagrama de bloques mostrado en la *Figura 23*, y tras valorar varios posibles circuitos, se llega a la conclusión de que el más sencillo de implantar viene definido por el siguiente diagrama de bloques (*Figura 24*):

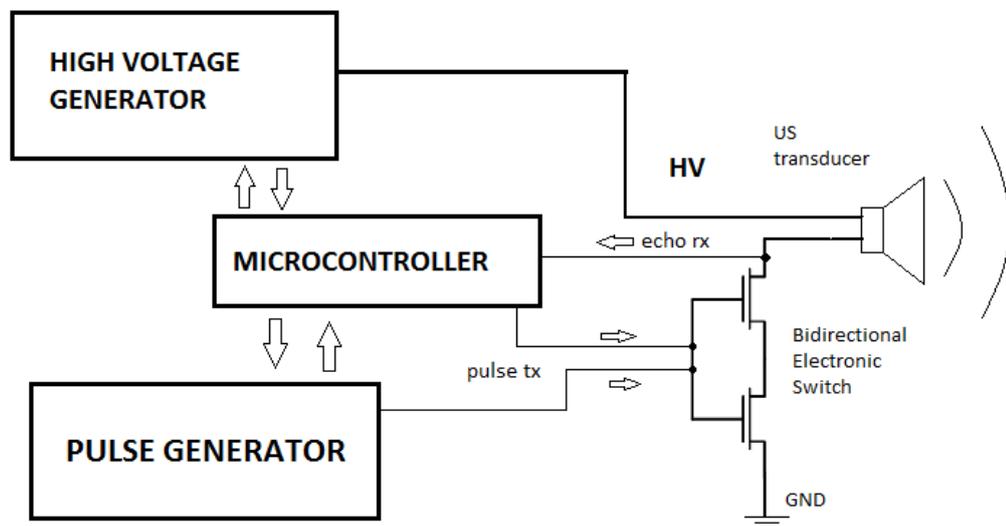


Figura 24. Diagrama de bloques general del proyecto

Se desarrolla cada uno de los subsistemas por separado. En primer lugar se comprueban mediante simulación; posteriormente comprueba el funcionamiento por separado, y finalmente se realizan las pruebas de integración del conjunto.

Para el generador de alta tensión, se utiliza un multiplicador de tensión.



Como interruptor controlado electrónicamente, se utilizan dos MOSFETs de potencia y de alta velocidad, y para poder conmutar el *switch* lo suficientemente rápido, se utiliza un *MOSFET gate driver*. Los pulsos de entrada del driver se pueden mandar desde el microcontrolador o desde un generador externo de pulsos por *hardware*, formado básicamente por un temporizador 555, un filtro paso alto, y un comparador con histéresis.

Una vez se ha comprobado el funcionamiento de todos los subsistemas por separado, se montan de manera conjunta en *proto-board*, y se comprueba el funcionamiento conjunto. Tras la verificación, se monta un prototipo en placa de puntos. Se realizan las pruebas finales de funcionamiento y se le da el visto bueno.

1.5 RECURSOS / HERRAMIENTAS EMPLEADAS

Los principales recursos utilizados en el proyecto se pueden clasificar en tres categorías.

1.5.1 HARDWARE

- Osciloscopio Tektronix TDS 210, dos canales, 60 MHz (*Figura 25*).

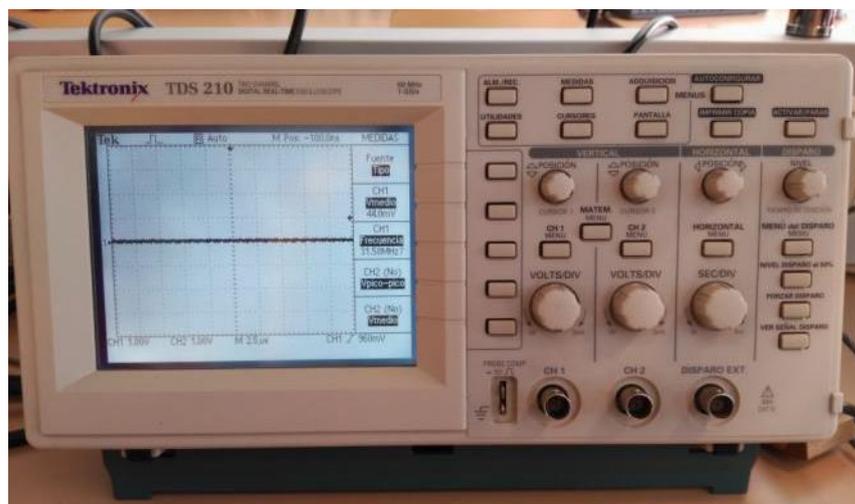


Figura 25. Osciloscopio Tektronix TDS 210

- Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A, 30VDC.



Figura 26. Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A

- Analizador de impedancias/ganancia-fase Hewlett-Packard 4194A



Figura 27. HP 4194A Impedance/Gain-phase analyzer

- Kit de sonda para impedancias para HP 4194A



Figura 28. Impedance probe kit HP 4194A (fuente: <http://www.cal-center.com>)

- Generador de funciones Promax GF-232 2MHz



Figura 29. Generador de funciones GF-232

- Pulsador/receptor Olympus 5072PR (ver Figura 17).
- Transductor ultrasónico Olympus V609RB 5MHz (ver Figura 16).
- Ordenador personal
- Multímetro digital



1.5.2 SOFTWARE

- Simulador *LTSpice*
- *Matlab R2015b*
- *Tektronix OpenChoice Desktop*
- *MPLAB X IDE v3.15*
- *CircuitLab Demo Version Online*
- *KiCad 4.0.0*

1.5.3 OTROS

- Almohadillas de hidrogel
- Gel de ecografía para acoplamiento sonoro



Capítulo 2 CARACTERIZACIÓN DE LOS SENSORES

En este capítulo se presentan las diversas medidas y estimaciones realizadas para completar y/o corroborar los datos de partida para el diseño del circuito. Concretamente, se analiza el pulso que produce el pulser-receiver, y se modela la impedancia del transductor ultrasónico.

2.1 ESTUDIO DEL PULSO DEL OLYMPUS PULSER-RECEIVER

Para estudiar las características del pulso, se montó el sencillo circuito mostrado en la *Figura 30*:

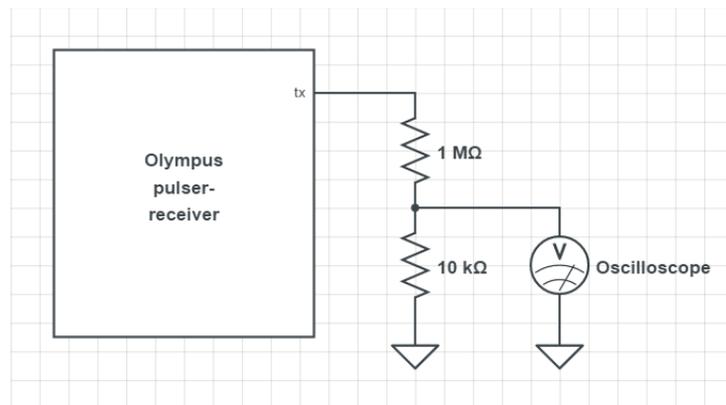


Figura 30. Circuito para analizar el pulso del generador Olympus

Se tomaron capturas para varios valores de energía y amortiguamiento del pulso. Por ejemplo, para una energía de $13 \mu\text{J}$, y un amortiguamiento de 20Ω , el resultado obtenido fue el que se muestra en la *Figura 31*.

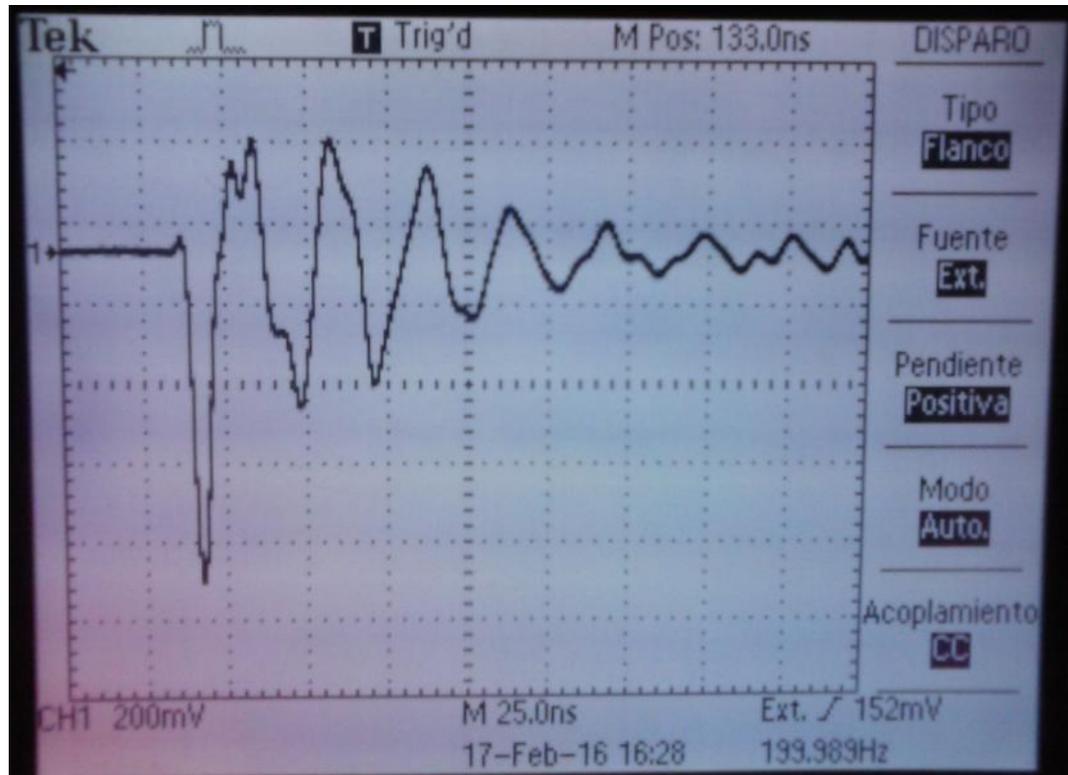


Figura 31. Ejemplo de pulso producido por el Olympus 5072PR con carga resistiva

De la observación del pulso se observa que hay un primer pico inicial de algo menos de 100V de amplitud (al aumentar la energía del pulso, esta amplitud aumenta hasta un máximo de aproximadamente 120V), seguido de una oscilación de aproximadamente 40MHz de frecuencia natural.

Para el proyecto se decide utilizar un enfoque algo distinto. En lugar de generar pulsos oscilantes, se producirán pulsos aislados, y de menor frecuencia, dado que no es necesaria una frecuencia tan alta, dado que el transductor que se utiliza es de 5 MHz. Así pues, el objetivo es conseguir pulsos de amplitud aproximadamente 100V, y un ancho lo más parecido a 200 ns como sea posible, para excitar el transductor cerca de su frecuencia natural, y optimizar al máximo el efecto del pulso.



2.2 ANÁLISIS DE LA IMPEDANCIA DEL TRANSDUCTOR

Resulta recomendable conocer la impedancia del transductor, o al menos su impedancia a la frecuencia de resonancia, para entre otros usos conocer las corrientes que va a soportar el circuito de excitación que se diseñará. Un transductor de ultrasonidos es básicamente un piezoeléctrico apoyado sobre unas capas de soporte que ayudan a controlar la oscilación y a transmitir el sonido al exterior con la impedancia acústica deseada. El piezoeléctrico, por tanto, como tal, puede ser modelado como un circuito resonante RLC. [14] La frecuencia de resonancia es aquella para la cual la reactancia de la bobina equivalente y del condensador equivalente del modelo se igualan y se cancelan entre sí. De tal manera que, a la frecuencia de resonancia, la impedancia del transductor es mínima, y puramente resistiva: la corriente y la tensión van en fase. El objetivo de esta medida es simplemente conseguir una estimación del comportamiento en resonancia del transductor en concreto que se utilizará. Para estudiar la impedancia del transductor, se utiliza el analizador de impedancias Hewlett-Packard 4194A, con el kit de sonda para medida de impedancias, que además viene con patrones de calibración (ver *Figura 32*. Conexión de la sonda y patrones de calibración (fuente: <http://www.geocities.jp>)).



Figura 32. Conexión de la sonda y patrones de calibración (fuente: <http://www.geocities.jp>)



En primer lugar, se llevó a cabo la calibración del aparato, mediante los patrones de 0S, 0 Ω y 50 Ω . El transductor se conectó a la sonda mediante un cable coaxial RG58 AU. Se utilizó el modo *Impedance measurement function (IMP with Z PROBE)*, seleccionando el parámetro $|Z|-\theta$, se efectuó un barrido centrado en 50 MHz, y abarcando 100MHz. A continuación, se mueve el cursor con la rueda hasta la posición en la que la impedancia es mínima, es decir, la frecuencia de resonancia. El resultado de la medida se muestra gráficamente en la *Figura 33*.

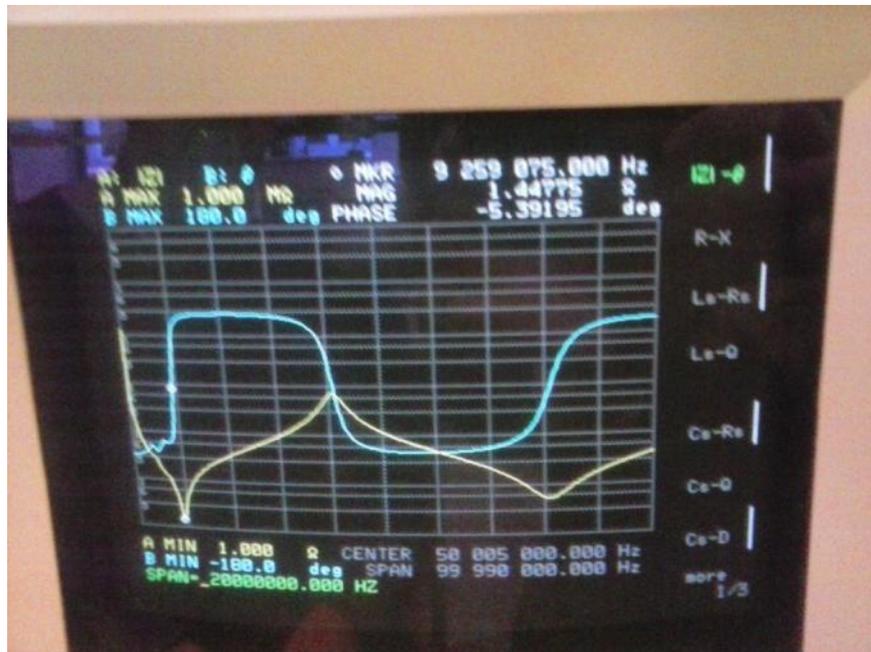


Figura 33. Resultado del análisis de la impedancia del transductor con HP 4194A

En la esquina superior derecha de la pantalla está la información que es de interés en este ensayo.

Se observa que la frecuencia a la que la impedancia es mínima está alrededor de 9.3 MHz, y no es 5 MHz, como debería ser dadas las características del transductor. Además, se observa otro pico de resonancia a una frecuencia de aproximadamente 80 MHz. La explicación más plausible de esto es, además del comportamiento no lineal del transductor (el analizador utiliza unos niveles de tensión distintos a los nominales del transductor), el efecto de la capacidad del cable coaxial en la medida.



Sin embargo, a pesar de estos efectos, resulta interesante la medida de la impedancia considerando el cable, ya que en el prototipo que se montará, el transductor se conectará al circuito mediante este mismo cable.

En cualquier caso, se observa que en el mínimo relativo de impedancia que interesa en esta medida, el ángulo de la impedancia es cercano a 0° , lo cual coincide con lo expuesto en el comienzo de este epígrafe. Por tanto, a efectos prácticos, podemos tomar como válido un valor de resistencia serie equivalente del transductor del orden de 1.5Ω , como se muestra en la parte superior derecha de la captura.

$$R_{transductor} \sim 1.5\Omega$$

Esto implica que, si se aplica al transductor picos de 100V, la corriente del transductor podría llegar a tomar de manera puntual valores cercanos a 70 A, lo cual representa una restricción a la hora de seleccionar los componentes que deberán soportar dicha corriente. Sin embargo, por lo general dicha corriente será menor, dado que no se estará aplicando una entrada a la frecuencia de resonancia, por lo que la corriente será limitada por los efectos capacitivos e inductivos del piezoeléctrico. En cualquier caso, a efectos de potencia, los picos de corriente serán extremadamente estrechos temporalmente, de tal manera que no producirán un consumo de potencia activa apreciable, ni tampoco afectarán apenas a la distorsión armónica.



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Caracterización de los sensores



Capítulo 3 DISEÑO DEL CIRCUITO

El diagrama de bloques que sirve de inspiración para el diseño es el representado en la *Figura 23*. Sin embargo, son necesarias bastantes modificaciones y simplificaciones para conseguir adaptarlo a un circuito portátil. En este capítulo se presentan los diseños ideados para tal fin, separados por bloques de funcionamiento y por etapas de desarrollo.

3.1 ESTRUCTURA BÁSICA

En este apartado se presentan las especificaciones generales que deben satisfacer los bloques del circuito, y se realiza una valoración de posibles alternativas para cada bloque.

3.1.1 SISTEMA DE ALTA TENSIÓN

Las especificaciones que debe cumplir son:

- ✓ Pequeño tamaño y peso reducido
- ✓ Funcionar alimentado con una pila o batería, por tanto debe tener:
 - Tensión de entrada relativamente pequeña
 - Bajo consumo, para no comprometer la autonomía
- ✓ Tensión de salida alrededor de 100V

Se han valorado distintas alternativas:

a) Convertidor CC-CC

En el sistema ideado por Sai Chun Tang, Gregory T. Clement y Kullervo Hynynen, 2007 [12], el sistema que produce la alta tensión para los pulsos elegido es un convertidor CC-CC, concretamente un convertidor *Flyback* bipolar (ver *Figura 34*).

Se trata de un sistema muy ingenioso porque permite obtener a la salida un doble voltaje de alta tensión, positivo y negativo, controlando la conmutación de un único MOSFET mediante un sencillo controlador de fuente conmutada. Esto permite obtener pulsos de alta tensión bipolares, que son muy eficaces para producir pulsos ultrasónicos con un eco fácilmente detectable.

Incluye además una funcionalidad clave, que no se ha incorporado pero podría ser interesante para futuros desarrollos del proyecto, que es la posibilidad de desactivar temporalmente la fuente conmutada para que el ruido electromagnético no afecte a la amplificación del eco. Para que no se pierda la continuidad de la alimentación, los condensadores C1 y C2 almacenan temporalmente energía mientras el controlador está apagado.

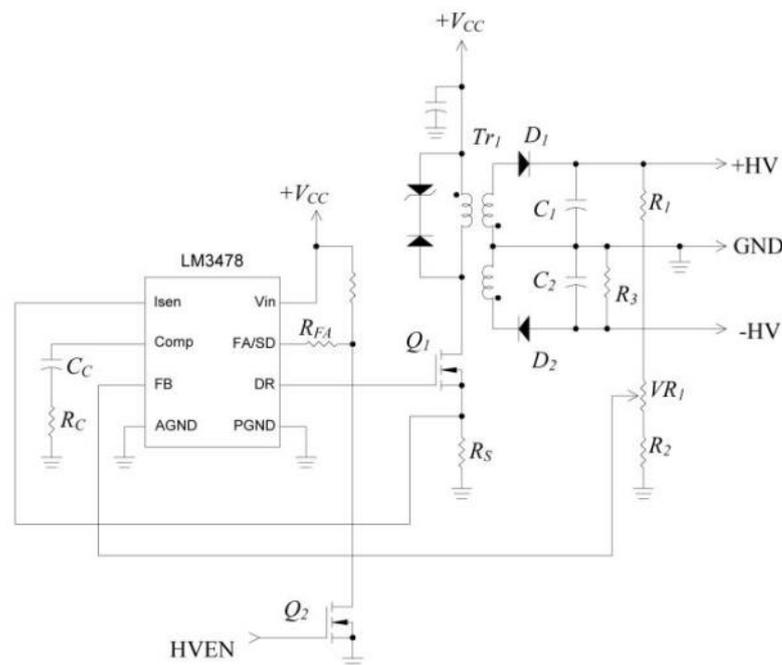


Figura 34. Esquema del regulador de alta tensión diseñado por Tang S. C. et. al
(fuente: [12])

Sin embargo, este sistema presenta algunos inconvenientes para la aplicación deseada: es un sistema algo complejo, porque requiere la interacción de numerosos componentes muy distintos entre sí (transformador, controlador, MOSFETs, transistores), lo cual hace que el diseño sea bastante complejo. Además, el transformador hace por lo general que el circuito sea más voluminoso, y posiblemente no tan barato como con otros diseños alternativos.

b) Multiplicador de tensión

Se trata de un sencillo circuito, consistente únicamente en diodos y condensadores, que convierte una tensión alterna de entrada de amplitud A en una tensión de salida continua de valor $2A$, $3A$, $4A$... dependiendo del número de etapas de multiplicación que se utilicen. El esquema básico de un multiplicador de tensión de media onda se presenta en la *Figura 35*, y se explica justo debajo.

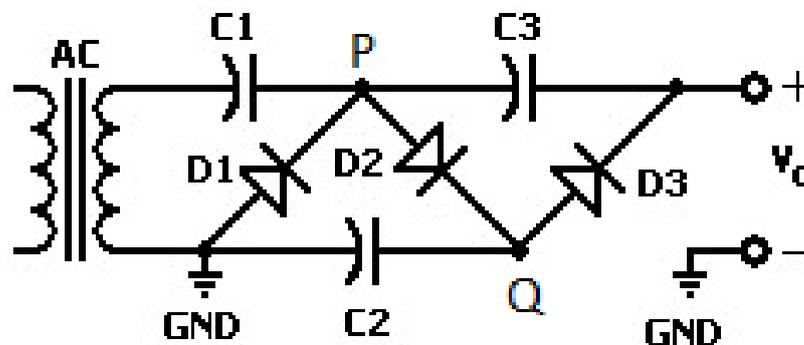


Figura 35. Esquema básico de multiplicador de tensión (fuente: <http://www.reuk.co.uk>)

Llámesse M a la amplitud de la tensión de entrada AC . En el estado inicial, todos los condensadores están descargados, por lo que la tensión V_o es $0V$. En la primera semionda negativa de la tensión AC , el diodo $D1$ pasa a conducción, de manera que el condensador $C1$ queda polarizado a tensión M (entre el nodo P y la tensión alterna hay M voltios).

A continuación, en la parte positiva de la onda, el diodo D1 entra en corte, y pasa a conducir el diodo D2. Debido a que el diodo D1 bloquea la corriente, el condensador C1 no puede descargarse, de manera que si la fuente ahora está a tensión +M, esta se suma al condensador C1, habiendo ahora en el nodo P una tensión de 2M voltios. En la siguiente imagen se muestra un ejemplo real obtenido en el laboratorio de la forma de onda que aparece en el nodo P.

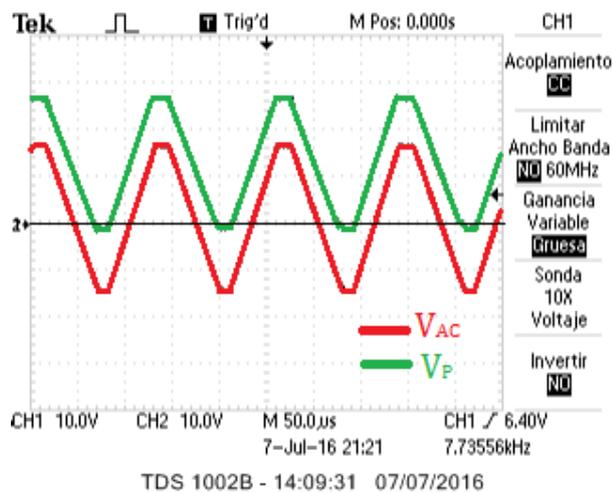


Figura 36. Primera etapa de un multiplicador de tensión

El diodo D2 está conduciendo, por lo que el condensador C2 queda cargado a tensión 2M. Hasta este punto, el circuito actúa como un “duplicador” de tensión, porque en el nodo Q hay una tensión continua de 2M (en el nodo P, la tensión oscila entre 0 y 2M voltios). Ver el resultado en la Figura 37.

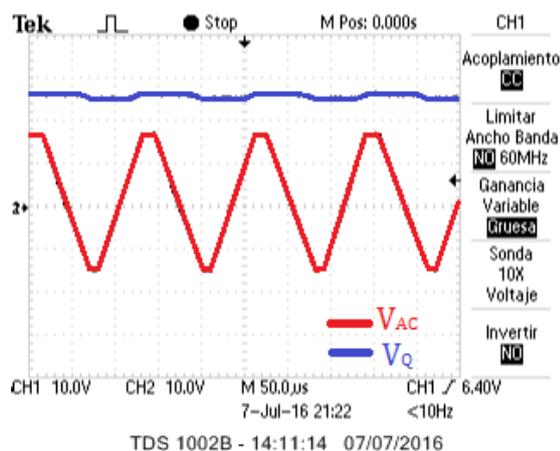


Figura 37. Segunda etapa de un multiplicador de tensión



Por este mismo proceso, el condensador C3 y el diodo D3 hacen que en V_o haya una tensión oscilante de valor medio 3M voltios, añadiendo otra etapa se obtendrían 4M... y así sucesivamente. Por ejemplo, para un multiplicador de 6 etapas, el funcionamiento se muestra en la *Figura 38*.

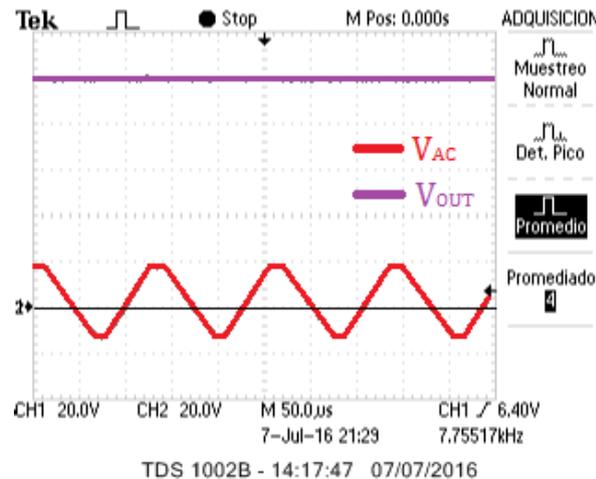


Figura 38. Input y output de un multiplicador de tensión

En realidad, el funcionamiento real del circuito no es exactamente este, aunque sí bastante similar. En el circuito real, el condensador de cada etapa no llega a cargarse completamente en medio período de oscilación de la tensión alterna de entrada, de manera que el multiplicador de tensión tiene un transitorio de arranque algo más largo de lo esperable teóricamente hasta que la salida alcanza la tensión multiplicada.

Por otra parte, debido a las pérdidas inevitables en condensadores y diodos, ocurren dos efectos: en primer lugar, al ir añadiendo etapas de multiplicación, el circuito va perdiendo eficacia, y habitualmente, a partir de la séptima u octava etapa empieza a hacerse apreciable una caída de tensión de salida (incluso en vacío) que hace que en la etapa n haya algo menos de $n \cdot M$ voltios; en segundo lugar, dado que los condensadores, se descargan ligeramente y se vuelven a cargar en cada período (no realizan un filtrado perfecto), aparece un pequeño rizado en la tensión continua de salida.



Esta alternativa de diseño tiene algunos inconvenientes, como por ejemplo que la tensión de salida es mucho menos estable que para un chopper (convertidor CC-CC), y al aparecer una pequeña corriente de salida, puede ocurrir una regulación bastante apreciable. Concretamente, la caída de tensión se puede estimar por la fórmula:

$$V_{reg} = \frac{I \cdot \left(N^3 + \frac{9N^2}{4} + \frac{N}{2}\right)}{12 \cdot f \cdot C}$$

Donde N es el número de etapas (1 condensador y 1 diodo = 1 etapa), f es la frecuencia de la tensión alterna de entrada en Hz, C es la capacidad de los condensadores en Faradios, e I es la corriente de salida en Amperios. [15] Por tanto, el multiplicador es más eficaz (da más corriente de salida) trabajando a mayores frecuencias, o aumentando la capacidad de los condensadores.

Pero por otra parte, tiene considerables ventajas, destacando la sencillez conceptual del circuito y la posibilidad de comprimirlo en un volumen muy reducido. Finalmente se decidió utilizar el multiplicador de tensión para obtener los 100V, porque aunque sus cualidades no son tan buenas como en el caso del chopper, la corriente de salida será muy reducida, debido a que la carga se conecta únicamente en intervalos temporales muy estrechos (pulsos del orden de los nanosegundos, como se ha indicado anteriormente); y además es un sistema más sencillo, barato, y de menor volumen.

Este documento no profundizará mucho más en el funcionamiento y distintos tipos de multiplicadores de tensión, al no ser necesario realmente para la consecución de los objetivos del proyecto, pero en caso de querer profundizar más, se puede consultar Dickson J.F. (1976). [16]

3.1.2 CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS

Las especificaciones que debe cumplir son:

- ✓ Al igual que el caso anterior, pequeño tamaño y peso reducido
- ✓ Funcionar alimentado con una pila o batería, por tanto bajo consumo
- ✓ Poder generar pulsos muy estrechos, del orden de los cientos de ns
- ✓ Poder soportar los picos de corriente que se producirán al conectar la tensión de 100V al transductor, cuya impedancia, como antes se dijo, puede llegar a ser de $\sim 1.5\Omega$

Para este diseño se parte del esquema de Tang S. C. et. al [12]:

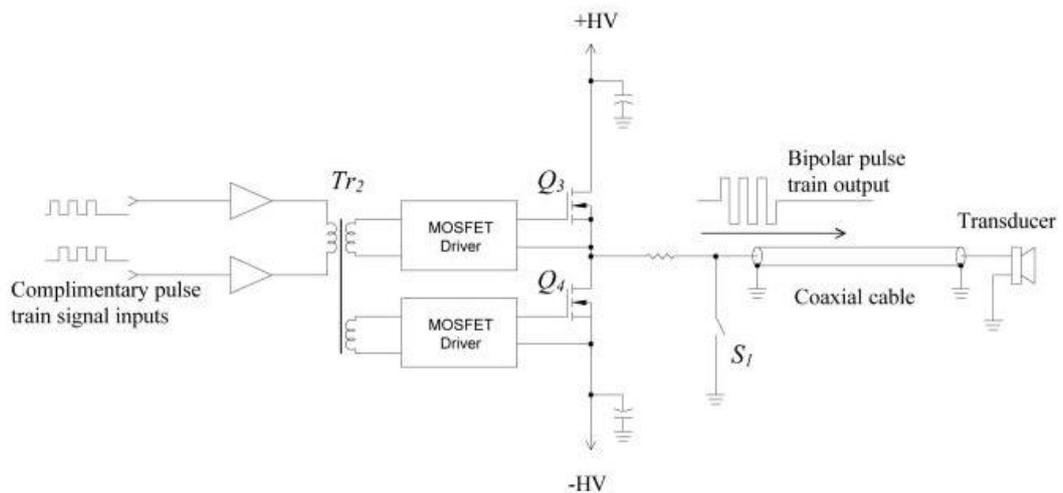


Figura 39. Esquema del circuito generador de pulsos [12]

Como se puede ver en la Figura 39, si uno no es ciego, se utiliza para generar los pulsos un *switch* de estado sólido compuesto por dos *Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors* (“transistores de efecto de campo con aislamiento de puerta de óxido metálico”, abreviado MOSFET) tipo N, que son disparados mediante sendos MOSFET Drivers, ya que al ser MOSFETs de potencia que soporten las altas tensiones y corrientes, tienen una capacidad de entrada elevada, que requiere de pulsos de disparo con una potencia elevada en la puerta, sobre todo dada la velocidad de conmutación que se requiere para generar el pulso (mayor que en las aplicaciones corrientes con MOSFETs de potencia).



En el caso del circuito desarrollado en [12], para generar los pulsos bipolares, se dispara a los transistores con un pequeño retardo uno respecto al otro, pero dado que en el circuito que se va a diseñar en este proyecto, los pulsos no serán bipolares este aspecto no será necesario considerarlo.

Además, se utiliza un transformador para proveer de aislamiento galvánico entre la parte lógica que envía los pulsos, y el circuito de potencia que está conectado a la fuente de alta tensión. Esto probablemente sería bastante recomendable incorporarlo al circuito, pero en este proyecto no será el caso, aunque por varias razones, que a continuación se explican.

En primer lugar, hace que aumente el precio, pero también, el tamaño y el peso del circuito, aunque sea en una pequeña cantidad. En segundo lugar, el generador de alta tensión que se va a utilizar (multiplicador de tensión) no puede suministrar grandes potencias, por lo que basta con sobredimensionar ligeramente los MOSFET del *switch* de disparo para hacer casi nulo el riesgo de dañar la parte lógica del circuito. Se valorará más adelante si es necesario un *MOSFET Driver* para lograr la conmutación y efectuar pulsos del orden de una fracción de μs de ancho.

En este proyecto, además, se generarán los pulsos desde dos fuentes, pudiendo seleccionar cuál de ellas es la que actúa:

- Se podrán enviar directamente desde el microcontrolador. Esto a su vez se puede efectuar de dos maneras:
 - Por software, mediante interrupciones, lo cual tiene el inconveniente de que al ser relevante la corta duración del pulso, si el programa es muy complejo, podría existir una incertidumbre en la ejecución de las interrupciones que suponga un riesgo para la correcta generación de los pulsos.
 - Por hardware, mediante un módulo PWM que incorporan algunos micros. En este caso, el límite de resolución del PWM podría hacer complicado generar los pulsos.
 -
- Por tanto, por los posibles inconvenientes que podrían surgir en la opción anterior, los pulsos se generarán también de manera externa al micro, mediante un sencillo circuito, que se desarrolla más adelante, en el apartado 3.2.2.

3.1.3 CONFIGURACIÓN DEL *ELECTRONIC SWITCH*

Para enviar los pulsos de alta tensión al transductor, se utilizará, de manera similar al circuito antes expuesto, un interruptor MOSFET (interruptor de estado sólido), que se encarga de conectar y desconectar el transductor a la fuente de alta tensión en intervalos temporales extremadamente cortos. Aunque el pulso que se envía al transductor es solamente positivo, es recomendable tener un interruptor bidireccional, es decir, que permita la circulación de corriente en ambos sentidos, para que circuito resonante del transductor pueda oscilar libremente, y para sobre todo para la recepción del eco, que será de mucha menor amplitud.

Para ello, se utilizarán dos MOSFETs; a su vez, un *switch* elaborado con dos MOSFETs se puede realizar mediante diversas configuraciones.

Una posible configuración utiliza un PMOS y un NMOS conectados en anti-paralelo, siendo la señal de disparo del PMOS la invertida de la del NMOS, como se muestra en la *Figura 40*.

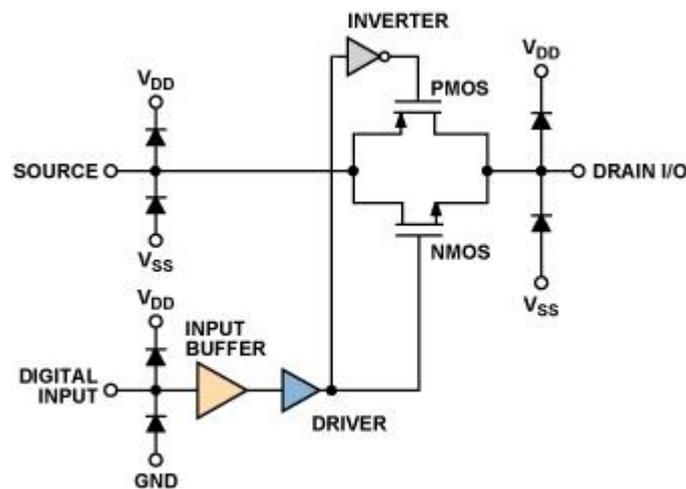


Figura 40. Posible configuración del interruptor (fuente: <http://www.analog.com>)

Pero en el circuito que se va a diseñar, dado que se va a trabajar con tensiones drenador-fuente de 100V, habrá que utilizar MOSFETs de potencia, que incorporan implícitamente un diodo en anti-paralelo, conocido como *body diode* (ver *Figura 41*). Esto hace que la configuración mostrada en la *Figura 40* no se pueda utilizar, porque debido al diodo, el *switch* estaría siempre conduciendo.

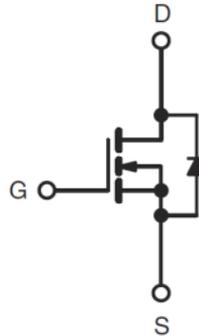


Figura 41. MOSFET de potencia

Por tanto, hay que recurrir a otra configuración, consistente en utilizar dos NMOS, y en serie, conectando entre sí las fuentes (S), por lo que los terminales del interruptor son los drenadores (D). El mismo disparo se puede utilizar para las puertas (G) de ambos NMOS (véase Figura 42).

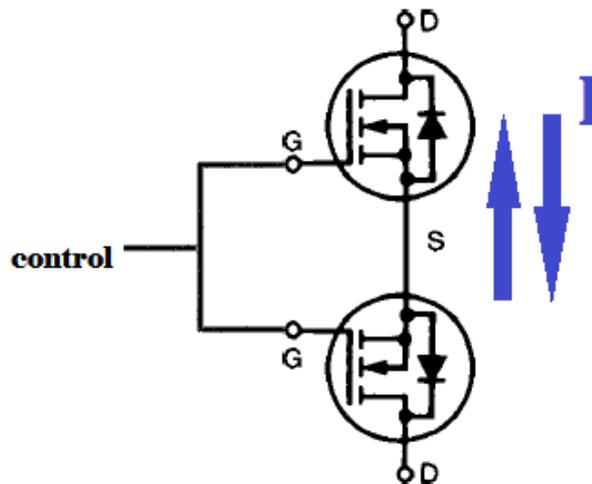


Figura 42. Configuración utilizada del bidirectional switch



3.1.4 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN DE LA PLACA

Para gestionar los distintos niveles de tensión de la placa, y dar alimentación a los distintos bloques del circuito, se dividió el circuito en dos partes bien diferenciadas: el sistema de alta tensión, y el sistema de generación de pulsos, que se conectan entre sí mediante el interruptor MOSFET.

La parte de alta tensión requiere de una tensión de entrada relativamente más alta (como se ha dicho antes, si se parte de una tensión de entrada muy baja, al utilizar demasiadas etapas de multiplicación, el circuito pierde eficacia, y se desperdicia mucho espacio para poco beneficio) y bipolar (para generar la onda bipolar de entrada al multiplicador).

Por su parte, el sistema de generación de pulsos trabaja a tensión más baja. Por tanto, se ha optado por utilizar dos choppers (convertidores CC-CC), ambos con entrada desde 5V (que se pueden obtener desde pilas o baterías). Uno con salida de tensión más alta y bipolar, para el sistema de alta tensión, y el otro con salida también bipolar, pero a $\pm 5V$, debido a que un comparador de alta velocidad utilizado como *Schmitt-trigger* requiere de dichos niveles de alimentación. Todo esto se verá más en detalle en el apartado siguiente.



3.2 DISEÑO DE LOS SUBSISTEMAS

En este apartado se presentan los pasos del proceso iterativo para diseñar cada uno de los subsistemas, así como las ecuaciones detalladas de funcionamiento de los que sean necesarios. Se muestran únicamente algunas capturas de las simulaciones de los circuitos, que se consideran más relevantes. Las simulaciones fueron llevadas a cabo con el programa *LTSpice*, de *Linear Technology*. Se pueden ver en detalle todas las simulaciones en el *Anexo 1 (Simulaciones)*.

3.2.1 MULTIPLICADOR DE TENSIÓN

Como se ha comentado anteriormente, el diseño del multiplicador es bastante sencillo. Para su diseño, se procedió mediante simulación, en la cual se intentó buscar un compromiso entre disminuir el tiempo de arranque y aumentar la capacidad de los condensadores para mejorar la regulación. Posteriormente, se realizó la prueba del circuito en protoboard para anticipar posibles efectos inesperados.

En primer lugar, y tras varias iteraciones se diseñó un multiplicador en 6 etapas, condensadores de 10 nF y entrada onda cuadrada de ± 18 V, ~ 10 kHz. Sin embargo, a la hora de diseñar el sistema de alimentación de la placa, resultó complicado obtener un convertidor CC-CC que proporcionase dicho nivel de tensión, mientras que se podía obtener de manera sencilla y barata un chopper con salida ± 15 V.

Por tanto, se optó por añadir dos etapas más de multiplicación (8 en total), para conseguir obtener: $8 * 15 = 120$ V teóricamente a la salida, para que teniendo en cuenta los efectos de la no idealidad de los componentes, y la corriente de salida, el valor real quedara cercano a 100 V.

3.2.1.1 Diseño del oscilador

Para generar la onda bipolar a la entrada del multiplicador se diseñó un multivibrador astable mediante un amplificador operacional. En la *Figura 43* se muestra el esquema básico del circuito de un multivibrador astable.

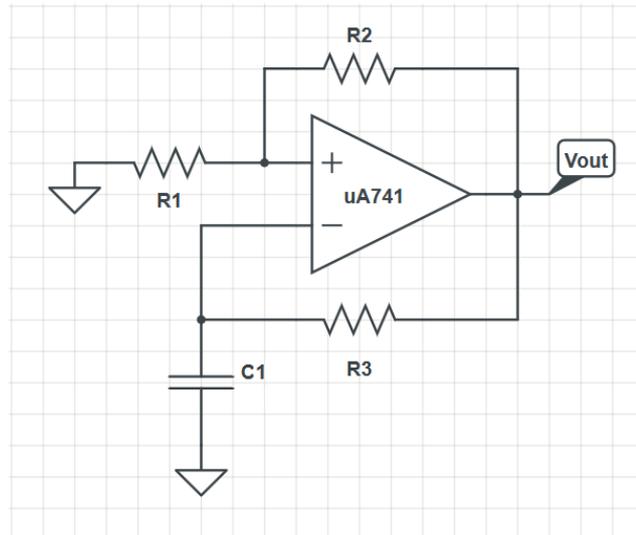


Figura 43. Multivibrador astable mediante opamp

Funciona de la siguiente manera [17]: el amplificador está realimentado positivamente, de manera que es inestable -actúa como un comparador con histéresis, cuya característica de transferencia está representada en la *Figura 44*, y en cuya entrada negativa está realimentada la salida a través de un filtro RC-, y la salida está siempre en uno de los dos niveles de saturación, llamémoslos L^+ y L^- .

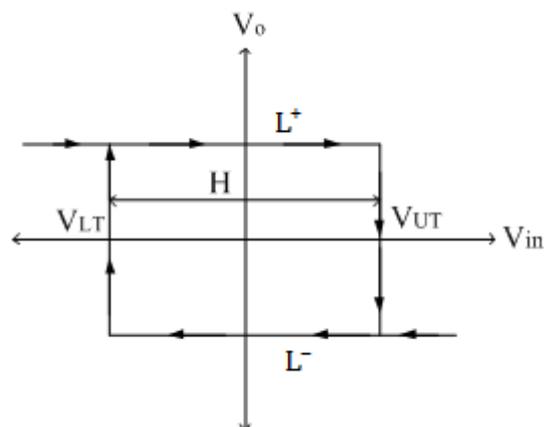


Figura 44. Característica de transferencia genérica de un comparador con histéresis en configuración inversora (fuente: <http://www.electronics-tutorial.net>)



Los niveles umbral vienen dados por el divisor resistivo de R_1 y R_2 ⁱ:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{UT} = \beta \cdot L^+ ; V_{LT} = \beta \cdot L^-$$

Supongamos que inicialmente C_1 está descargado, y V_{out} es L^+ . El condensador empieza a cargarse a través de la resistencia R_3 , con una constante de tiempo:

$$\tau = R_3 \cdot C_1$$

Cuando la tensión del condensador alcanza el umbral V_{UT} , la salida cambia a L^- , y consecuentemente el condensador comienza a descargarse a través de R_3 con la misma constante de tiempo anterior. Cuando la tensión del condensador alcanza V_{LT} , la salida cambia a L^+ , y se reinicia el ciclo.

Calculando la duración de los transitorios mediante las exponenciales, mediante un cálculo bastante trivial que no se expondrá aquí, se llega a la fórmula que da el período de oscilación (para ver el proceso completo, se puede consultar el epígrafe 13.5.1 de Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998) *Microelectronic Circuits* [17]):

$$\text{Período de la onda cuadrada: } T = 2 \cdot \tau \cdot \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$$

Los valores elegidos finalmente fueron:

$$R_1 = 820 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 150 \text{ k}\Omega \quad R_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad C_1 = 1 \text{ nF}$$

Lo cual daría teóricamente:

$$\beta = \frac{820}{820 + 150} = 0,845$$

$$T = 2 \cdot 10 \cdot 0,001 \cdot \ln\left(\frac{1,845}{0,155}\right) \approx 50 \text{ }\mu\text{s} \rightarrow f \approx 20 \text{ kHz}$$

ⁱ Para ver más en detalle el diseño de un comparador con histéresis, consultar el apartado 3.2.2.3

Una vez simulado el oscilador, se simula de manera conjunta con el multiplicador de tensión. El resultado se presenta en la *Figura 45*.

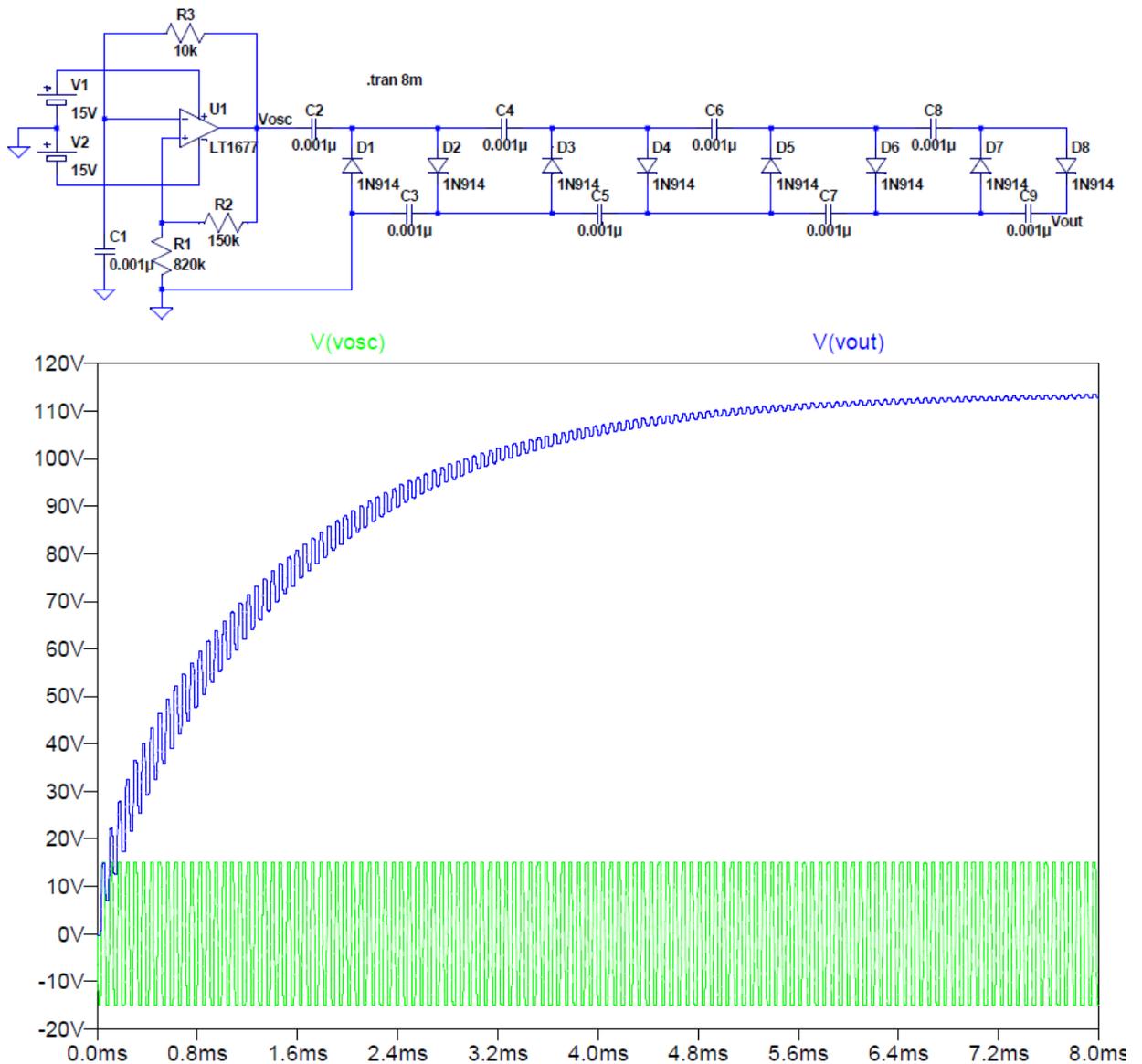


Figura 45. Simulación del multiplicador de tensión

Posteriormente, se procedió a la prueba del circuito en protoboard, para verificar su funcionamiento. El amplificador operacional elegido fue un uA741. Se utilizaron diodos muy sobredimensionados, concretamente el modelo 1N4007, que soportan 1000 V, y condensadores de papel de 10 nF. El aspecto del circuito en protoboard, no demasiado estético, se muestra en la *Figura 46*.

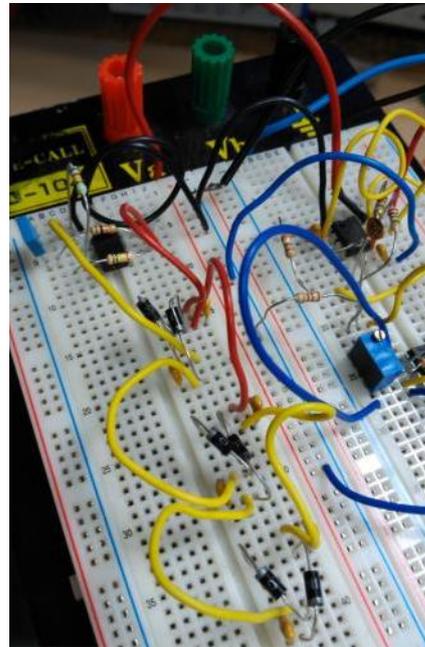


Figura 46. Primera prueba en protoboard del multiplicador de tensión

Una vez comprobado que efectivamente suministraba 100VDC a la salida, se capturó su arranque con el osciloscopio:

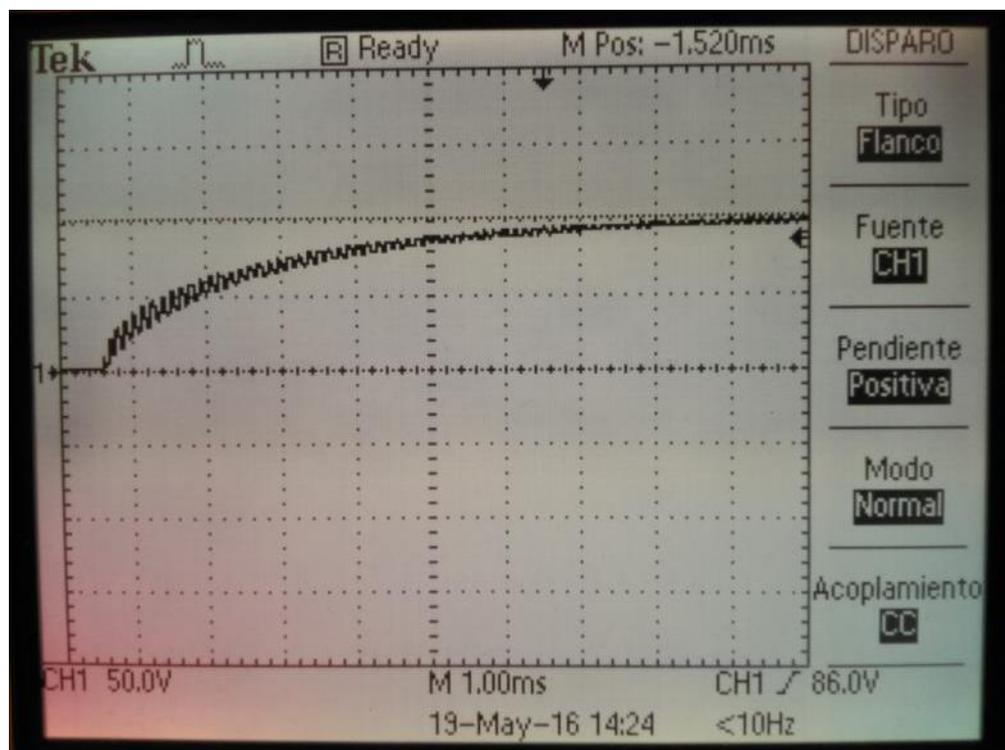


Figura 47. Captura con el osciloscopio del arranque del multiplicador en protoboard

3.2.2 CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS

El generador de pulsos tiene la misión de producir pulsos muy estrechos (del orden de fracciones de μs) cada cierto período de tiempo, o dicho de otra manera, un PWM con un factor de servicio (D , *duty cycle*) extremadamente bajo.

Para generar un PWM, la primera idea fue simplemente un timer 555 en configuración astable, aunque, dado que este circuito sólo permite factores de servicio mayores al 50%, haría falta un buffer inversor a la salida (se muestra un ejemplo en la *Figura 48*).

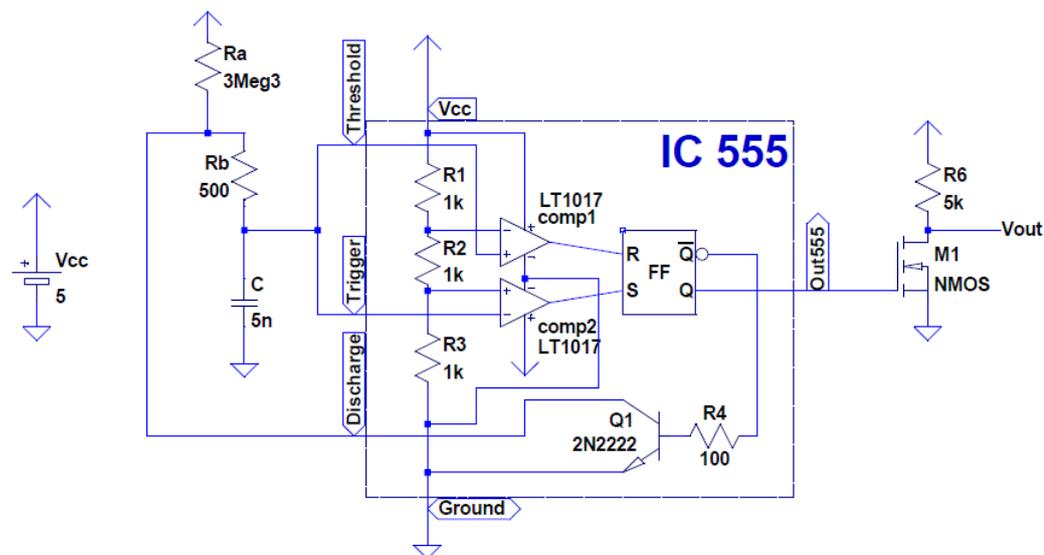


Figura 48. Timer 555 y buffer inversor construido con un MOSFET tipo N

Sin embargo, mirando la hoja de características del NE555 se observa que los tiempos de flanco del componente están en el orden de 100 ns o superior. Entonces, se decide comprobar mediante un montaje del circuito en protoboard, y se observa que, efectivamente, no se pueden obtener pulsos de menos de alrededor de 1-3 μs de ancho. Y al añadir carga a la salida, el resultado podría ser peor.

Por tanto, se recurre a otra estrategia: se conserva la idea del circuito 555, que permite obtener una señal periódica del período deseado a la entrada del circuito. Y se utiliza un filtro paso-alto (HPF, *High-Pass Filter*) de frecuencia de corte muy elevada para obtener únicamente los flancos de la señal. Sin embargo, para obtener pulsos lo suficientemente estrechos, la frecuencia de corte debe ser tan elevada que la amplitud de los pulsos se ve atenuada.

Para amplificar la potencia de los pulsos, se barajó como primera posibilidad un amplificador *push-pull*, como el que se muestra en la *Figura 49*.

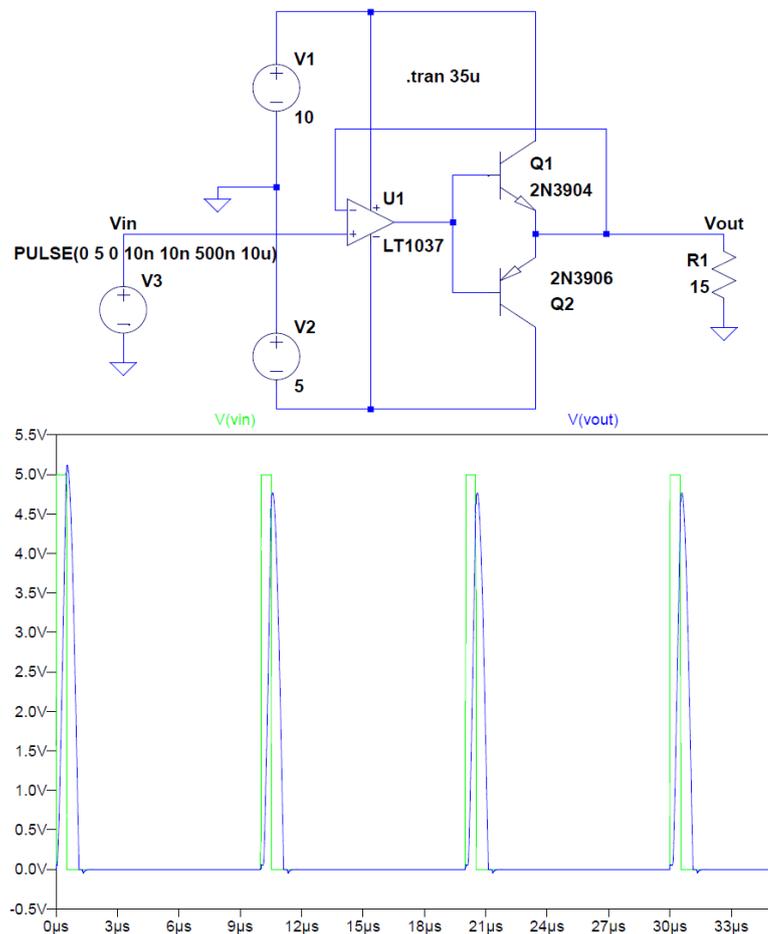


Figura 49. Diseño y simulación de un amplificador push-pull para pulsos de 500 ns

Sin embargo, finalmente se optó por otra solución más eficaz, que permite elevar la tensión de los pulsos y que presenta la ventaja de integrar el circuito en un solo encapsulado, sin necesidad de dos transistores externos: un disparador de Schmitt.



Debido al ínfimo ancho de pulso deseado, el disparador de Schmitt (*Schmitt-trigger*) debe ser diseñado mediante un comparador de alta velocidad. Además de aumentar la tensión, este circuito se encarga de dar potencia a los pulsos para que sean recibidos correctamente por el siguiente elemento del circuito. Un *Schmitt-trigger* es esencialmente lo mismo que un comparador con histéresis, lo que ocurre es que en este caso se nombra de esta manera para dar énfasis a que debe proporcionar flancos de subida y bajada ultra-rápidos, que permitan generar pulsos estrechos pero bien definidos que disparen el MOSFET *switch*.

A continuación, se explica brevemente el diseño de cada uno de los distintos bloques que componen el generador de pulsos.

3.2.2.1 Diseño del astable mediante circuito integrado NE555

En la *Figura 48* se puede observar, de manera muy oportuna, el diagrama de bloques interno del timer 555 (se ha modelado, ya que el simulador no incorpora un modelo de este componente). Consta de dos comparadores, el primero en configuración inversora, y el segundo en no inversora, cuyas salidas están respectivamente conectadas al Reset y al Set de un Flip-Flop/Latch R-S. Dichos comparadores tienen como referencia, $2/3V_{CC}$ (tensión de alimentación) el no-inversor, y $1/3V_{CC}$ el inversor.

En la configuración *astable* del timer, estas referencias son los niveles de tensión entre los que oscila la tensión del condensador C. El valor de este condensador marca la “escala de tiempos” del oscilador, es decir, si se duplica el valor del condensador, todas las constantes de tiempo se duplican, y la señal de salida pasa a ir a la mitad de velocidad. La relación entre las resistencias R_a y R_b permite seleccionar el factor de servicio de la señal cuadrada.

El funcionamiento es el siguiente (ver *Figura 50*): inicialmente, cuando el condensador está descargado, el comparador no inversor satura en el nivel bajo, y el inversor, en el nivel alto. Por tanto, el Flip-Flop recibe un 1 en el Set y un 0 en Reset: la salida pasa a 1 (ver la tabla de verdad de un Latch R-S en la *Tabla 4*).

R	S	Q_{t+1}
0	0	Q_t (la salida no cambia)
0	1	1
1	0	0
1	1	¡Error!

Tabla 4. Tabla de verdad de un Latch R-S

Al estar el condensador descargado, comienza a cargarse desde la alimentación, a través de las resistencias R_a y R_b . Y cuando alcanza una tensión de $2/3V_{CC}$, el Set está a 0 y el Reset pasa a 1, por lo que la salida pasa a 0. A continuación, Q' hace que el transistor de descarga (marcado como Q_1 en la *Figura 48*) pase a activo, de manera que el condensador se empieza a descargar a través de R_b . Cuando su tensión baja de $1/3V_{CC}$, la salida vuelve a pasar a 1, y el circuito está en la situación inicial.

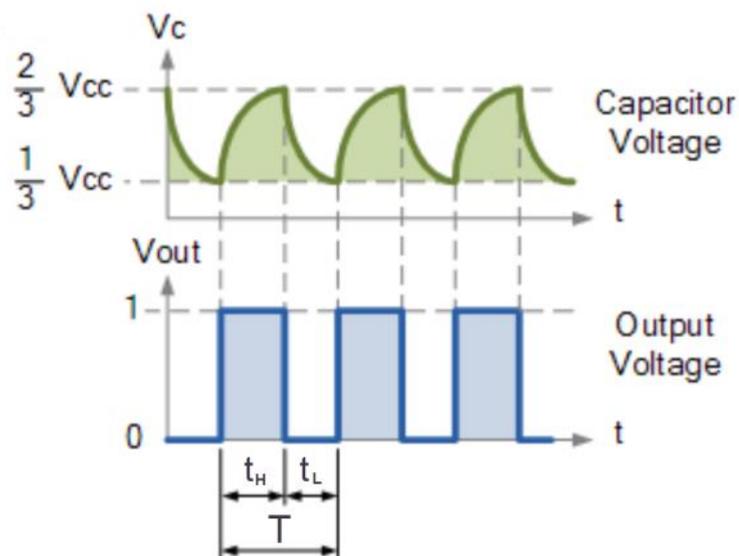


Figura 50. Señales de un multivibrador astable mediante un NE555
 (fuente: <http://www.electronics-tutorials.ws>)



Para entender con más detalle el funcionamiento de este circuito, se puede consultar, por ejemplo, Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits* [17].

Por tanto, las ecuaciones que rigen los tiempos de la señal de salida del timer 555 en configuración *astable* son, respecto a la nomenclatura utilizada en la *Figura 50* [17]:

$$t_H = \ln 2 \cdot (R_a + R_b) \cdot C$$

$$t_L = \ln 2 \cdot R_b \cdot C$$

$$T = t_H + t_L = \ln 2 \cdot (R_a + 2R_b) \cdot C$$

Ahora bien, para la obtención de la distancia al hueso en tiempo real, es necesario producir un tren de pulsos con una cierta frecuencia, no demasiado alta, porque se solaparía cada pulso con el eco del anterior, pero tampoco demasiado baja, porque entonces la información obtenida sería muy dispersa y escasa.

En primer lugar, se probó mediante simulación el correcto funcionamiento del *astable*. Posteriormente, se procedió a probar el circuito en protoboard, con resultados satisfactorios. En el diseño final, el factor de servicio de la onda es irrelevante, ya que las etapas siguientes del circuito únicamente transmiten los flancos de subida de la onda cuadrada.

La frecuencia final de la onda cuadrada se decidió mediante comprobación experimental: existe el problema de que pulsos con demasiada frecuencia generen un valor medio de corriente en el transductor demasiado elevado, que haría que la caída de tensión a la salida del multiplicador de tensión fuera demasiado elevada.

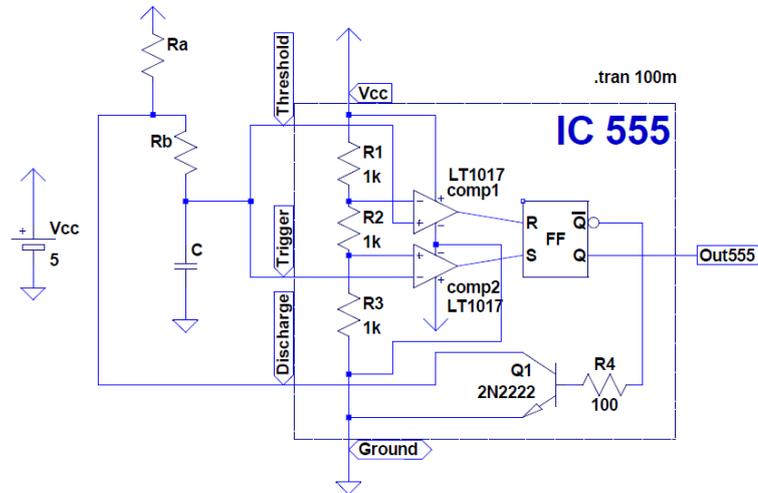


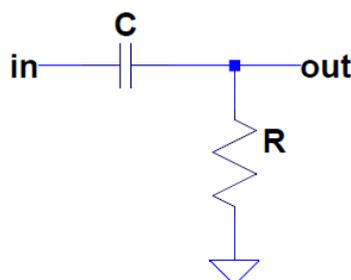
Figura 51. Diseño del generador de onda cuadrada

Una vez integrado el circuito completo en protoboard (esto se verá más adelante), se comprobó que con un período de 35 ms (aproximadamente 30 medidas pulso-eco por segundo) la tensión de salida del multiplicador de tensión mantenía un valor aceptable. Por lo tanto, los valores seleccionados para el circuito fueron (ver *Figura 51*):

$$R_a = 3.3 M\Omega \quad R_b = 1.5 M\Omega \quad C = 10 nF$$

3.2.2.2 Diseño del filtro paso-alto

Para obtener picos de tensión únicamente en los flancos, se utiliza simplemente un filtro RC (paso alto). Como se quiere un ancho de pulso de aproximadamente 200 ns, tras un ligero tanteo, el filtro se elige con constante de tiempo $\tau = 150 ns$, es decir, una frecuencia de corte de $f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = 1.06 MHz$ (ver diagrama de Bode en la *Figura 53*). Por tanto, el esquema del circuito es sencillamente (*Figura 52*):



$$C = 100 pF$$

$$R = 1.5 k\Omega$$

Figura 52. Filtro paso alto RC

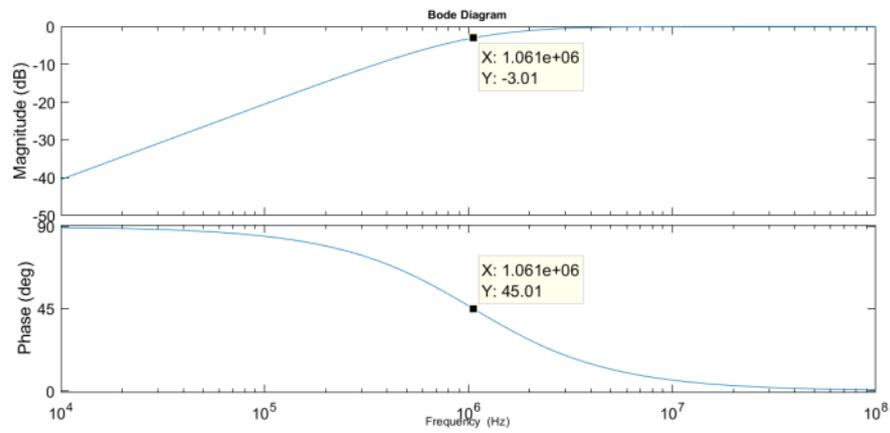


Figura 53. Diagrama de Bode del filtro paso-alto

A continuación, en la *Figura 54*, se muestra el pulso de salida del filtro, que será útil para el diseño del siguiente bloque. La salida del HPF es el canal 2 (el canal 1 es la salida de una posible etapa de amplificación mediante un transistor que fue finalmente descartada).

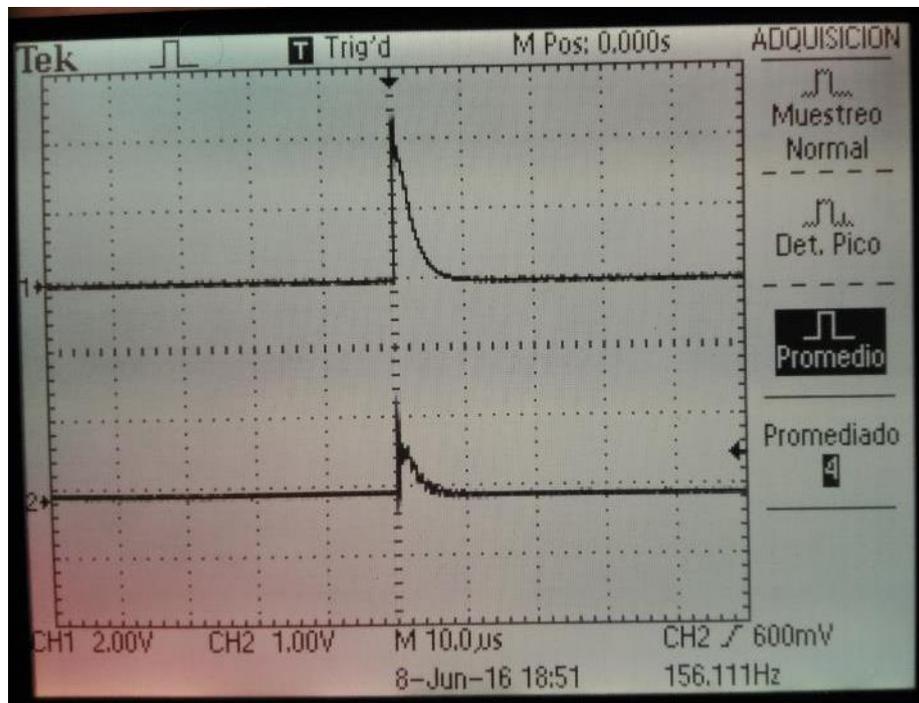


Figura 54. Pulso de salida del filtro paso-alto

3.2.2.3 Diseño del Schmitt-trigger (comparador con histéresis)

El *Schmitt-trigger* debía ser un circuito que detectara los picos de tensión que produce el paso alto (únicamente los picos positivos) y los elevara a una tensión suficiente para poder disparar el *switch* de estado-sólido (MOSFET), es decir, una tensión en principio de aproximadamente 5V.

El esquema del *Schmitt-trigger* es el que aparece en la siguiente figura:

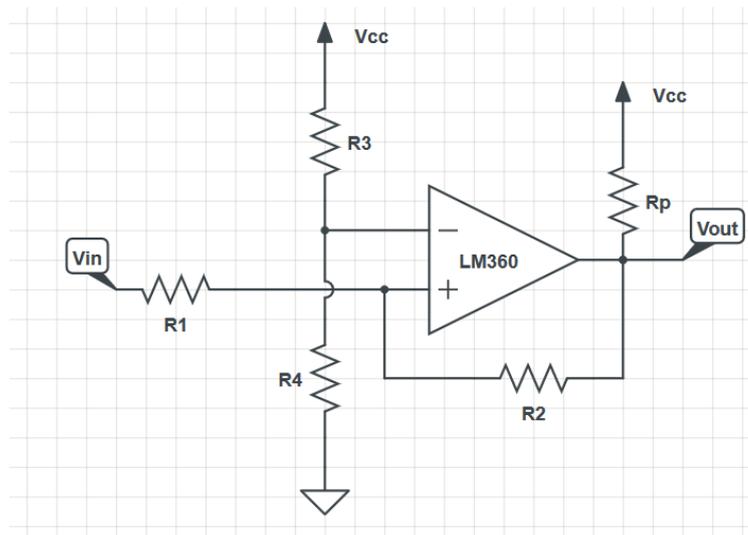


Figura 55. Esquema de un comparador con histéresis o Schmitt-trigger

Como se puede observar, se utilizó el comparador de alta velocidad LM360, necesario para unos tiempos de flanco en la escala de nanosegundos.

El funcionamiento del circuito es el siguiente [17]. En el terminal negativo del operacional se tiene una tensión de referencia, V_{ref} suministrada por un divisor resistivo:

$$V^- = V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Y en el terminal positivo, utilizando superposición, la tensión es:

$$V^+ = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



El circuito está realimentado positivamente, de manera que es inestable (además de que el LM360 es un comparador). Por tanto, la salida está siempre saturando en uno de los dos niveles de saturación, llamémoslos L^+ y L^- .

Si la salida se encuentra en el nivel de saturación L^+ , la condición para que se mantenga en dicho nivel es:

$$V_{out} = L^+ \rightarrow V^+ > V_{ref} \rightarrow V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + L^+ \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} > V_{ref}$$

De lo cual se deduce el umbral de tensión V_{LT} , despejando:

$$V_{in} > \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot L^+ \equiv V_{LT}$$

Análogamente, si la salida se encuentra en el nivel L^- , la condición para que permanezca en dicho nivel es:

$$V_{out} = L^- \rightarrow V^+ < V_{ref} \rightarrow V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + L^- \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} < V_{ref}$$

Por tanto, el segundo valor umbral de tensión es:

$$V_{in} < \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot L^- \equiv V_{UT}$$

De estas ecuaciones se deduce la característica de transferencia de un comparador con histéresis, análoga a la mostrada en la *Figura 44*, sólo que en este caso se trata de un comparador no inversor (ver *Figura 56*).

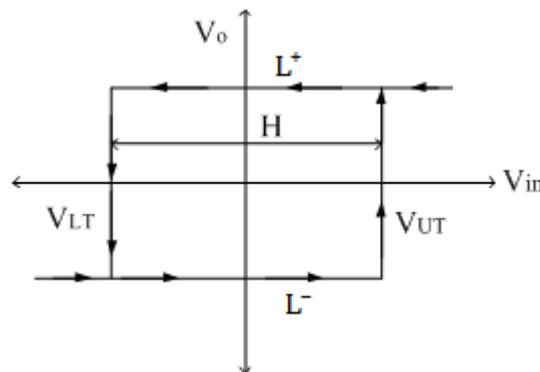


Figura 56. Característica de transferencia genérica de un comparador con histéresis en configuración no inversora (fuente: <http://www.electronics-tutorial.net>)



En este caso, mirando la hoja de características del LM360 (ver *Anexo 4*), los valores de partida son:

$$V_{CC} = 5 \text{ V} \quad ; \quad L^+ \approx 5 \text{ V}^{\text{ii}} \quad ; \quad L^- \approx 0.25 \text{ V} \approx 0$$

Por tanto, dado que $V_{LT} = \frac{R_1+R_2}{R_2} \cdot V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} \cdot L^+$ y $V_{UT} \approx \frac{R_1+R_2}{R_2} \cdot V_{ref}$, el margen de histéresis, H, se puede calcular como:

$$H = \frac{R_1}{R_2} \cdot L^+$$

Se elige como premisa de diseño, para conseguir pulsos lo más estrechos posibles, un valor pequeño de H: $H = 0.05 \text{ V}$

Y dado que la resistencia de entrada al comparador es R_1 , al estar en paralelo con la resistencia del filtro paso alto, los mejores resultados se obtienen para valores similares a ésta.

Por tanto se elige: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ De esto se deduce:

$$\frac{1}{R_2} \cdot 5 = 0.05 \rightarrow R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

Dado que se comprueba experimentalmente que el pulso que produce el filtro paso-alto alcanza un máximo de 1 V, se elige como valor de diseño $V_{UT} \sim 0.6 \text{ V}$.

$$\frac{101}{100} \cdot V_{ref} = 0.6 \rightarrow 5 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \approx 0.59$$

Tras varias iteraciones, se llega a que los valores óptimos son:

$$R_3 = 300 \text{ k}\Omega \quad ; \quad R_4 = 43 \text{ k}\Omega$$

Finalmente se muestra, en la *Figura 57* el circuito completo del generador de pulsos (externo al microcontrolador):

ⁱⁱ Aunque el valor que aparece como típico en la hoja de características es 3 V, en la práctica se observa que se obtienen valores de V_{out} de hasta 5 V, por lo que ésta es la cifra válida.

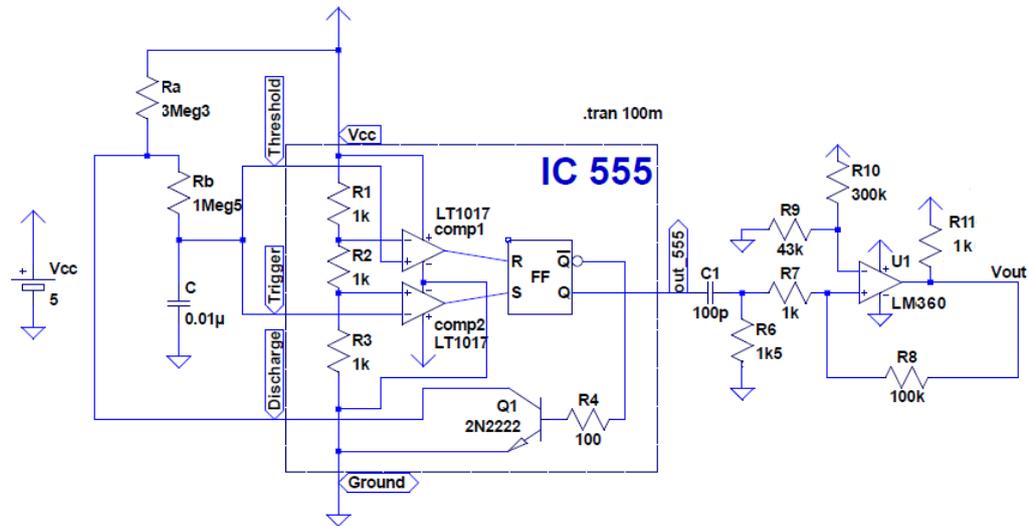


Figura 57. Esquemático del circuito generador de pulsos

A continuación se muestra una captura de la simulación realizada con LTSpice de dicho circuito, en el que se aprecia el pico de ancho de nanosegundos a la salida (*Figura 58*).

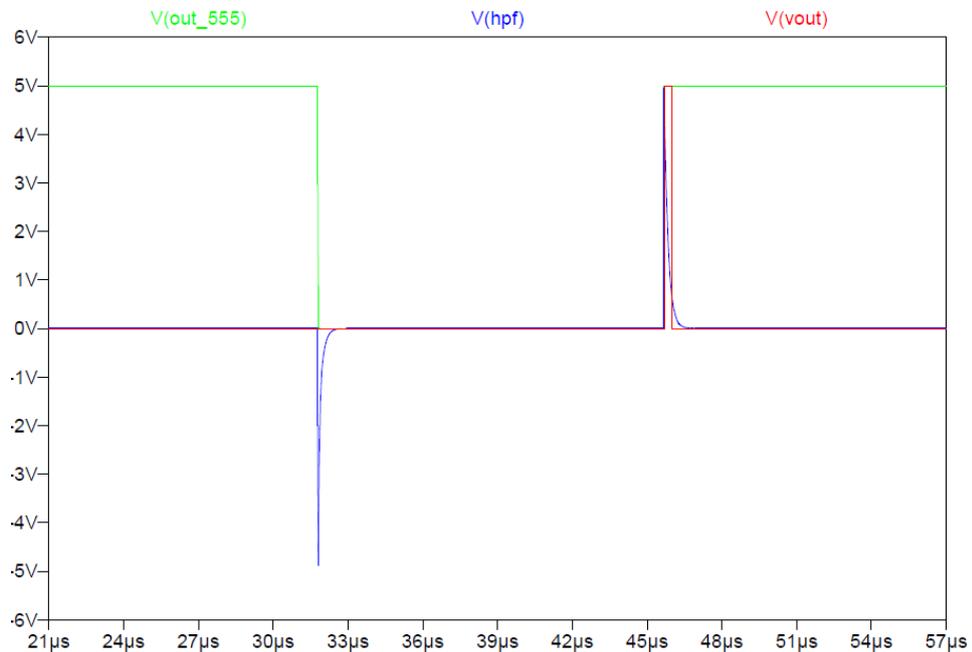


Figura 58. Detalle de la simulación del generador de pulsos



3.2.3 ELECTRONIC SWITCH

Mediante el montaje y prueba del circuito completo en protoboard, se observó que el pulso de salida del comparador LM360 conectado a la puerta (G) de los transistores MOSFET de potencia no conseguía hacer que éstos conmutaran, debido a su alta capacidad de entrada, a pesar de que se probaron numerosos modelos de transistor.

Para resolver este problema, se llevaron a cabo tres medidas:

1. Se aumentó ligeramente el ancho del pulso, del valor inicial de 100-200 ns a 500 ns, valor que sigue siendo razonable para medidas de distancia de alta resolución.
2. Se adquirieron unos MOSFETs de potencia elegidos específicamente por las altas intensidades de pico que soportan y sus rápidos tiempos de conmutación: el NMOS para aplicaciones automovilísticas modelo STP45N40DM2AG (ver datasheet).
3. Se adquirió un *Driver* para poder asegurar la conmutación de dichos MOSFETs de una manera efectiva y controlada, sin necesidad de diseñar circuitos de potencia: concretamente el modelo TC4452.

Para que el pulso de disparo a los MOSFETs fuera más eficaz se aumentó su nivel de tensión, alimentando el controlador de puerta TC4452 a 10 V. Para conseguir estos 10 V, se partió de los 15 V proporcionados por el convertidor CC-CC de alimentación de la fuente de alta tensión (explicado en el apartado siguiente), y se utilizó un diodo Zener ZPD10 para conseguir una tensión estable. Como se recomienda en la hoja de características del controlador de puerta, es importante utilizar condensadores de bypass entre alimentación y 0 V para evitar picos de tensión que pudieran deteriorar el funcionamiento del componente o incluso dañarlo.

El circuito completo utilizado se muestra en la *Figura 59*.

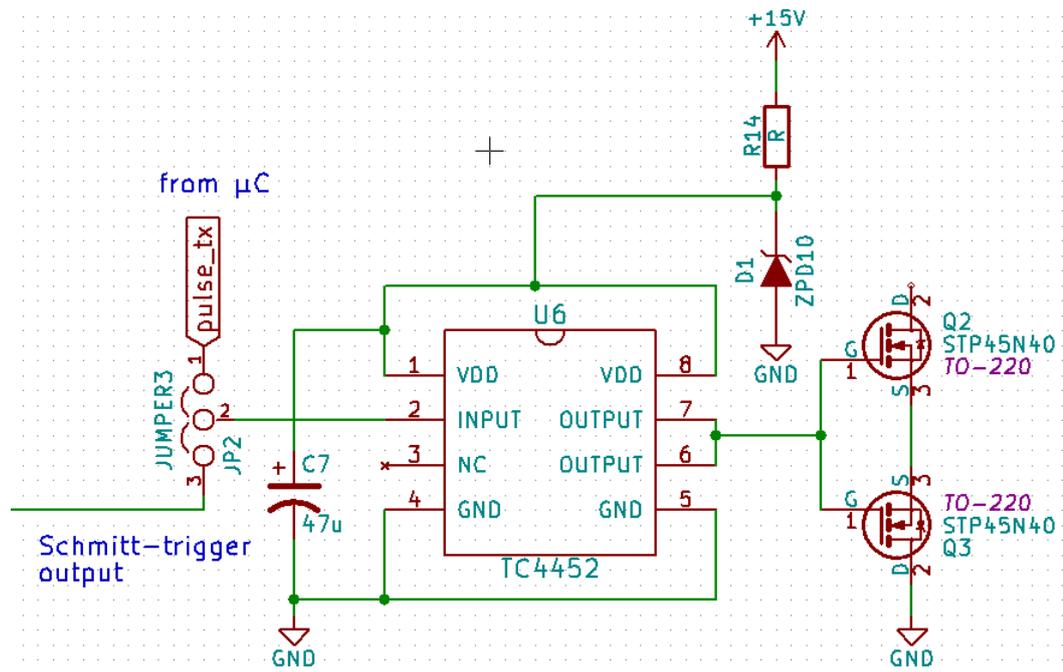


Figura 59. Circuito del interruptor MOSFET bidireccional junto con su correspondiente driver

Como se observa en la figura, la conexión al input del controlador TC4452 tiene dos posibles entradas de señal. Desde el Schmitt-trigger y desde un pin del microcontrolador: mediante un *jumper*, se puede elegir cuál de los dos circuitos envía los pulsos al interruptor electrónico.

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema cuando se envían los pulsos desde el microcontrolador, se programó un sencillo código que se muestra en el *Anexo 2*. El resultado fue satisfactorio: el transductor recibía pulsos análogos a los producidos con el generador externo de pulsos.

3.2.4 SISTEMA DE ALIMENTACIÓN DE LA PLACA

La placa, al ser portátil, obtendrá la energía para su funcionamiento de una pila o batería. El sistema está diseñado concretamente para una tensión de entrada de aproximadamente 5V.

Para producir los distintos niveles de tensión que requieren los subsistemas, la mejor opción es utilizar choppers (convertidores CC-CC).



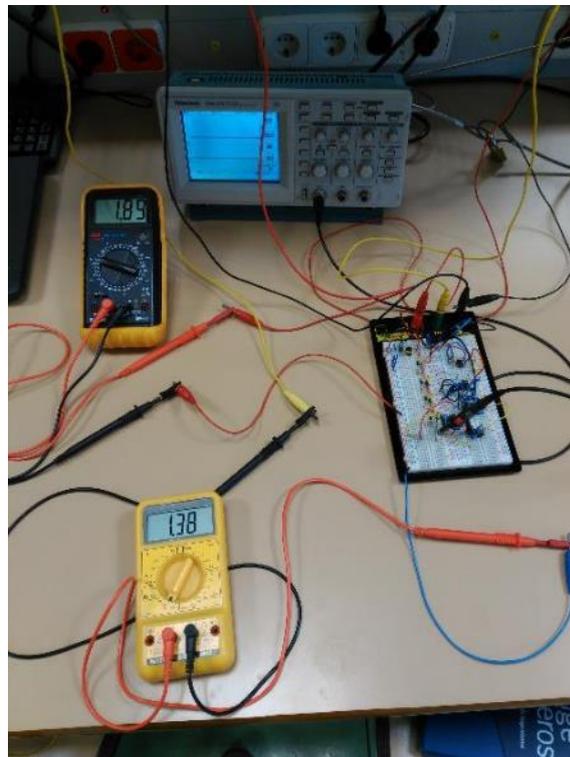
La idea inicial fue diseñar unos choppers específicamente para la placa, lo cual proporciona mayor libertad para el diseño; sin embargo, tras un breve análisis de pros y contras, se llegó a la conclusión de que resulta mucho más sencillo implementar la gestión de potencia mediante choppers comerciales.

Para seleccionar los modelos adecuados, se efectuaron diversos ensayos en los que se midió la corriente que demandaban los diferentes subsistemas de la placa (ver *Figura 60*). Se observó que bajo ningunas condiciones de funcionamiento se superaban los límites de corriente de alimentación de:

- 10 mA para la fuente de alta tensión
- 150 mA para el generador de pulsos

Consecuentemente, se seleccionaron unos convertidores CC-CC adecuados para tal potencia:

- NMA0515SC (1W, output $\pm 15V$) para la fuente de alta tensión
- NMS0505C (2W, output $\pm 5V$) para el generador de pulsos



*Figura 60. Ejemplo de ensayo de medida de corriente en vacío
(sin transductor)*



3.3 PRUEBAS DE INTEGRACIÓN

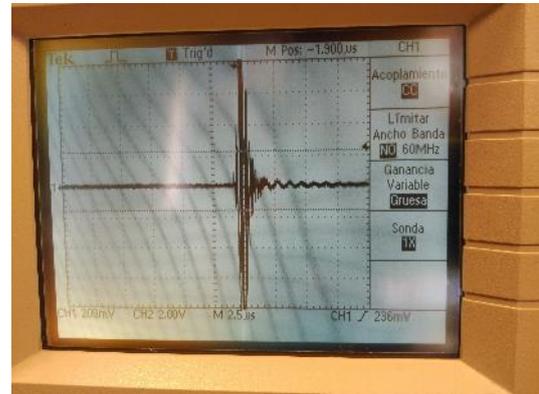
El primer aspecto importante que hubo que tener en cuenta fue conectar condensadores de bypass a los principales pines de alimentación de los componentes, ya que los picos de tensión que se producen durante el funcionamiento perjudicaban las tensiones de alimentación.

Un segundo aspecto fue conectar un condensador de gran capacidad a la salida del sistema de alta tensión (multiplicador de tensión), conectado a través de una resistencia serie. Tras varias pruebas, se llegó a la conclusión de que el valor idóneo es 22 μF . Este condensador tiene la función de almacenar energía, que luego se libera en los pulsos que se transmiten al transductor, de tal manera que la energía no sale directamente del multiplicador de tensión, y consecuentemente la regulación mejora notablemente.

Las pruebas de integración fueron llevadas a cabo en protoboard antes del montaje del prototipo en una placa del controlador dsPIC. Esta fue la parte del proyecto en la que aparecieron más problemas. Por ejemplo, antes de la adquisición de los MOSFET STP45N40 y del controlador TC4452, el generador de pulsos no era capaz de producir la conmutación del interruptor electrónico, que se probó a construir con diversos modelos de MOSFET de potencia, como IXTH21N50, IRF530, IRFP460, etc. En la *Figura 61* se aprecia una incorrecta conmutación del interruptor MOSFET durante estos ensayos.

Figura 61. Ejemplo de ensayo fallido de integración: el MOSFET switch no conmuta correctamente

Sin embargo, una vez se empezó a utilizar el controlador de puerta con los nuevos transistores, los ensayos dieron resultados positivos. La primera prueba realizada con el driver TC4452 y los



MOSFET STP45N40 se realizó a baja tensión (15 V en lugar de 100 V). En la figura siguiente se muestra el circuito utilizado. La impedancia del transductor se modeló provisionalmente mediante una resistencia de 10 Ω .

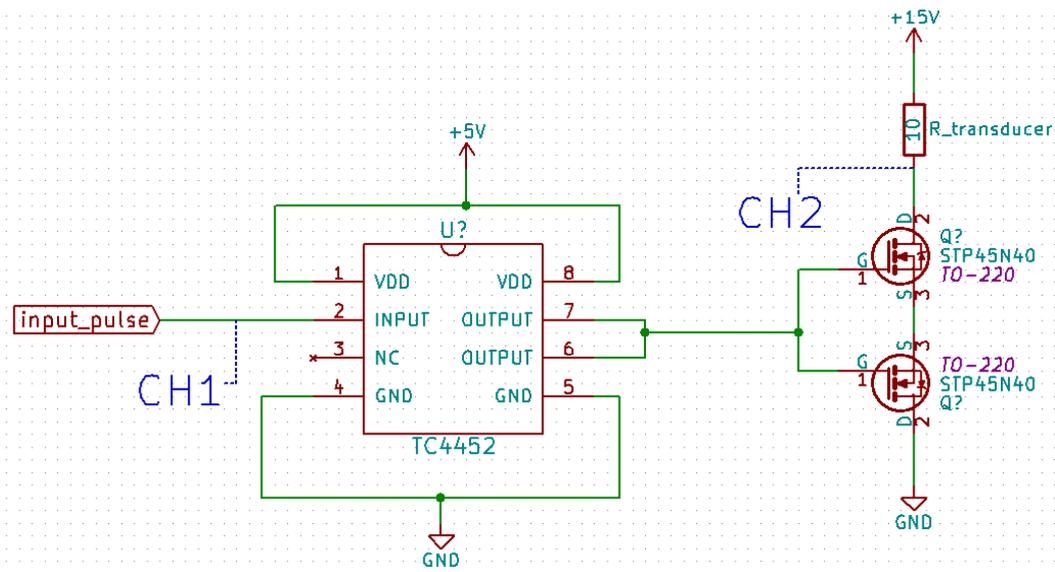


Figura 62. Circuito para la primera prueba del controlador TC4452 y los MOSFETs STP45N40

El resultado obtenido en el osciloscopio se muestra en la siguiente figura. Se observa que la tensión del canal 2 baja correctamente de 15 a 0 V, con lo que el interruptor electrónico está conmutando correctamente.



Figura 63. Resultado de la prueba mostrada en la Figura 62

Posteriormente, se probó el circuito en protoboard, ya con los niveles de tensión definitivos, y conectado al transductor. En la siguiente captura de osciloscopio (Figura 64) se muestra, en el canal 1, la tensión en el borne del transductor que está conectado al interruptor MOSFET, y en el canal 2, la señal que reciben los MOSFET en la puerta.

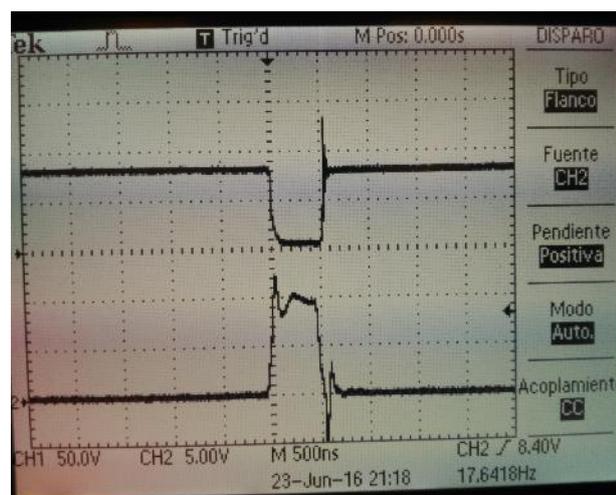


Figura 64. Funcionamiento correcto del sistema en protoboard



Finalmente, tras el montaje del circuito en la placa junto con el microcontrolador, se verificó el correcto funcionamiento de todos los elementos del circuito (ver Anexo 2). En la asignatura se muestra el disparo del electrónico switch con el prototipo montado:

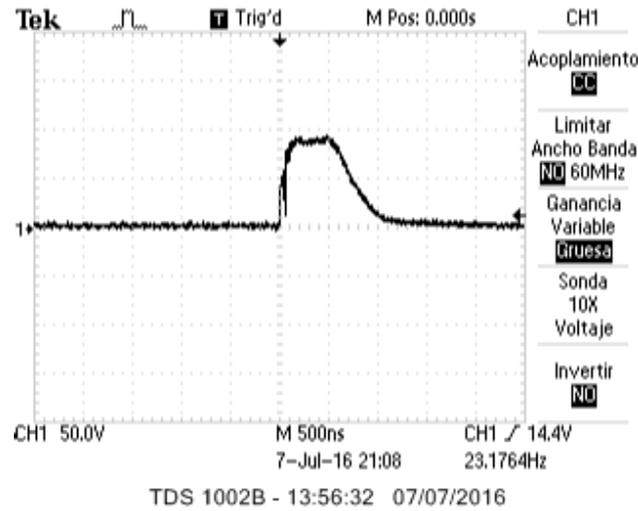


Figura 65. Pulso enviado por el prototipo montado en placa de puntos al transductor

Capítulo 4 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se ha construido un prototipo en una placa pequeña y compacta (ver *Figura 66*), que satisfactoriamente envía pulsos de aproximadamente 100 V y 500 ns de ancho al transductor, con frecuencia ~ 30 Hz. Este sistema es fácilmente ampliable para incluir el sistema de recepción del eco y de estimación del tiempo de vuelo.



Figura 66. Prototipo final montado.

La batería de alimentación se conecta entre los cables rojo (positivo) y azul (negativo), mientras que el transductor se conecta entre los cables amarillo y negro (no tiene polaridad).

Se han observado algunos inconvenientes en el diseño, que se comentan a continuación.

En primer lugar, y aunque no afecta al funcionamiento del conjunto, puede ser relevante que la frecuencia de la onda cuadrada a la entrada del multiplicador de tensión difiere bastante de la calculada, porque el valor de β es cercano a 1, de manera que por el logaritmo neperiano de la fórmula, pequeñas variaciones del valor de las resistencias debido a la tolerancia producen grandes variaciones en el período de oscilación de la onda cuadrada.



En segundo lugar, y más importante, no se han podido llevar a cabo pruebas *In Vivo*, debido a que, inesperadamente, el transductor tiene internamente conectados los bornes de entrada al anillo metálico que rodea la membrana plástica de contacto (ver foto de la derecha en la *Figura 16*). De manera que dicho anillo, durante el funcionamiento, se encuentra polarizado a 100 V, lo cual hace que no pueda ser apoyado directamente sobre la piel, por resultar extremadamente peligroso el contacto de la piel con una fuente de alta tensión.

Sin embargo, la solución al problema es sencilla. Existen tapas protectoras aislantes específicas para el transductor Olympus V609RB, que pueden ser encontradas en la página web del producto, las cuales permitirían llevar a cabo las pruebas deseadas *In Vivo* con total seguridad (ver *Figura 67*).



Figura 67. Tapas protectoras plásticas y de epoxi para el transductor Olympus V609RB
(fuente: <http://www.olympus-ims.com/en/ultrasonic-transducers/protected-face/>)

Se ha llevado a cabo un test final del circuito en el que se simula el envío de un pulso y la recepción del eco asociado. Dado que, como antes se ha comentado, en el prototipo final no está incorporado el sistema de recepción, se ha utilizado el pulsador-receptor Olympus 5072PR en modo dual, con ganancia +10dB para actuar como sistema de recepción y amplificación, mientras que el pulso se envía con el prototipo diseñado. La configuración de la prueba se muestra en la *Figura 68*, y los resultados a continuación, en la *Figura 69*.

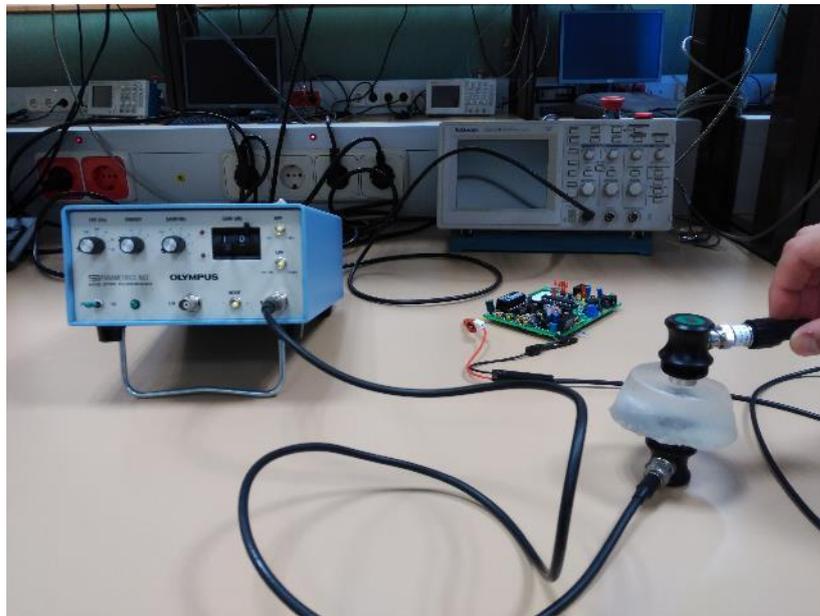


Figura 68. Prueba final del sistema

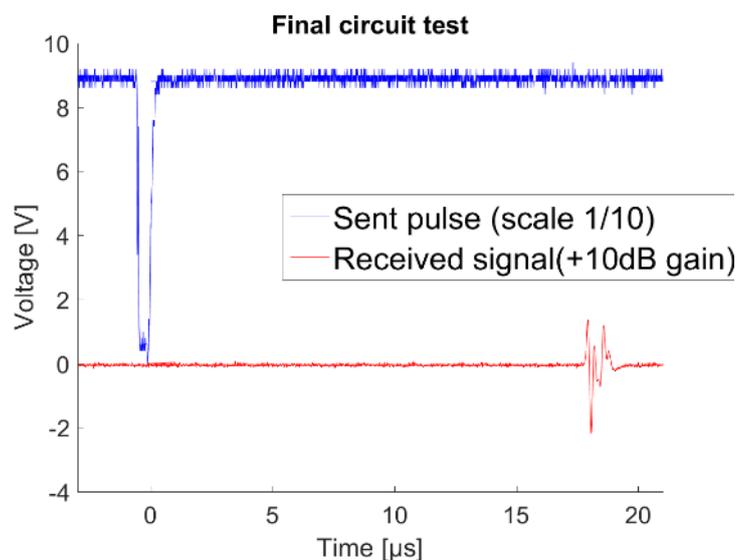


Figura 69. Resultado de la prueba final del sistema



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Análisis de resultados



Capítulo 5 CONCLUSIONES

Se ha diseñado un circuito portátil que emite un pulso para hacer resonar un transductor de ultrasonidos Olympus V609RB, con fines biomecánicos; el pulso tiene un efecto similar al que produciría un pulsador-receptor para sensores de ultrasonidos estándar utilizado para controlar dicho transductor, como el Olympus 5072PR.

Como se puede observar en el plano del sistema, se han incorporado elementos extra al prototipo para facilitar la tarea de continuación del proyecto:

- Un sistema de validación de la tensión de salida del multiplicador de tensión (señal **HV_ready**). Esto es necesario, debido a que la fuente de alta tensión tarda un tiempo en arrancar y alcanzar la tensión requerida para poder disparar los pulsos al transductor. Por tanto, es necesario esperar un período de tiempo de unos segundos desde el encendido del sistema hasta que se empieza a monitorizar mediante ultrasonidos. En caso contrario, el sistema puede no funcionar correctamente.

Para ello, cuando la tensión de salida del multiplicador alcanza el valor requerido, la señal **HV_ready** pasa a '1' para indicar al microcontrolador que puede iniciar el envío de los pulsos. En caso de que se decidan enviar los pulsos desde el generador externo, para poder encenderlos y apagarlos a voluntad desde el microcontrolador, se utiliza la señal **ext_pulse_en**, que conecta con el pin Reset del timer 555, permitiendo habilitarlo o inhabilitarlo.

- Una señal de sincronización con los pulsos externos (señal **ext_pulse_sync**): cuando se selecciona mediante el jumper el envío de los pulsos desde el generador externo, y no desde el microcontrolador, para poder medir el tiempo de vuelo, éste necesita conocer el momento exacto en que se ha enviado el pulso, para iniciar la cuenta. Para ello, se ha diseñado un *buffer* con un solo transistor 2N3904 que da en el pin de entrada al micro un '0' (lógica negada) cuando el generador externo dispara un pulso.



5.1 FUTUROS DESARROLLOS

Para que el circuito pudiera funcionar de manera totalmente autónoma y portátil, sería necesario desarrollar dos aspectos más: un amplificador para recibir y adaptar al eco, de manera que pueda ser registrado por el microcontrolador, y el programa de control de la placa y análisis de datos.

Un aspecto que podría ser importante para cuando se tenga que diseñar la etapa de recepción y amplificación, hay que tener cuidado con el ruido producido por el oscilador del multiplicador de tensión, que podría afectar al LNA.

Una vez estuviera completamente terminado el circuito, sería el momento de empezar a diseñar el sistema conjunto expuesto en la primera página, esto es, combinar la información de los transductores con un sistema de captura de movimiento. Para ello, se elaboraría un software que “sumara” (en vector tridimensional) la distancia medida por el transductor a la posición de los puntos registrados por el sistema de captura de movimiento. Con este sistema, se podría elaborar un modelo cinemático del movimiento de los huesos del cuerpo que se deseara, e incluso, asociado a él, el movimiento de otras estructuras como tendones, ligamentos, etc.



Capítulo 6 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Romano Giannetti, Anthony Petrella, Joel Bach, and Anne Silverman (2015). “Feasibility Study of *In Vivo* Bone Depth Measurement using High Frequency Ultrasound”. *IEEE*.
- [2] Joseph J. Crisco, Robert D. McGovern, and Scott W. Wolfe (1999). “Noninvasive Technique for Measuring *In Vivo* Three-dimensional Carpal Bone Kinematics”. *The Journal of Bone and Joint Surgery, Inc.* 17:96-100. *Orthopaedic Research Society*.
- [3] Loredó, R. A., Sorge, D. G., & Garcia, G. (2005, July). “Radiographic evaluation of the wrist: a vanishing art”. In *Seminars in roentgenology* (Vol. 40, No. 3, pp. 248-289). Elsevier.
- [4] Daniel L. Benoit, Dan K. Ramsey, Mario Lamontagne, Lanyi Xu, Per Wretenberg, Per Renström (2005). “Effect of skin movement artifact on knee kinematics during gait and cutting motions measured in vivo”. *Gait & Posture*. Elsevier
- [5] Tung-Wu Lu, J. J. O’Connor (1998). “Bone position estimation from skin marker co-ordinates using global optimization with joint constraints.” *Journal of Biomechanics*
- [6] Ting Ting An Shen (2014) “Marker-less motion capture for biomechanical analysis using the Kinect sensor”. *Escola Tècnica Superior d’Enginyeria Industrial de Barcelona*.
- [7] <http://biomechanical-toolkit.github.io/mokka/index.html>
- [8] John Enderle, Susan Blanchard, Joseph Bronzino. *Introduction to Biomedical Engineering*. Academic Press
- [9] The Gale Encyclopedia of Medicine, 2nd Edition, Vol. 1 A-B. p. 4
- [10] April 21, 1942- F. A. FIRESTONE 2,280,226 US Patent
- [11] Brown, J. A., & Lockwood, G. R. (2002). “A low-cost, high-performance pulse generator for ultrasound imaging”. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 49(6), 848-851.



- [12] Tang, S. C., Clement, G. T., & Hynynen, K. (2007). "A computer-controlled ultrasound pulser-receiver system for transkull fluid detection using a shear wave transmission technique". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 54(9), 1772.
- [13] Brown, L. F., & Carlson, D. L. (1989). "Ultrasound transducer models for piezoelectric polymer films". *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 36(3), 313-318.
- [14] Series Resonance Circuit [html], 25 de junio, 2013. Retrieved from <http://www.electronics-tutorials.ws/accircuits>
- [15] Multiplier Design Guideline [pdf], (n.d.). Retrieved from <http://www.voltagemultipliers.com>
- [16] Dickson, J. F. (1976). On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 11(3), 374-378.
- [17] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits* (Vol. 1). 2nd Edition. New York: Oxford University Press.
- [18] Xu, X., Yen, J. T., & Shung, K. K. (2007). A low-cost bipolar pulse generator for high-frequency ultrasound applications. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 54(2), 443-447.



Parte II ESTUDIO

ECONÓMICO



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Estudio económico



No resulta fácil cuantificar numéricamente los beneficios potenciales de este proyecto, y menos estando en una fase tan inicial. Los beneficios más inmediatos que ofrece el proyecto son, una vez integrado el sistema de ultrasonidos con el de captura de movimiento, el estudio de diversos casos de defectos articulares para la optimización de la terapia, o desarrollo de mejores prótesis.

En el caso de afecciones bastante comunes, tales como contracturas de hombros y espalda, o ciertos tipos de tendinitis, dolores en la cadera,... podría haber empresas interesadas en invertir en investigación en estas áreas.

Otro agente interesado en el proyecto son las compañías de seguros médicos que tratan con incidentes en el ámbito laboral, ya que la información que proporciona el sistema desarrollado en este proyecto podría ayudar a dilucidar la exactitud de las declaraciones de los afectados.

Otra posible aplicación es el estudio de la ergonomía y adaptación al cuerpo de las sillas de ruedas. Para algunas personas, sobre todo aquellas con mayor proporción de componente adiposo subcutáneo, el hecho de pasar muchas horas sentados sobre una silla de ruedas puede suponer un perjuicio para la estructura de sus huesos de la cadera. Ahora bien, un estudio biomecánico particularizado al caso podría permitir optimizar las sillas de ruedas para que distribuyan el apoyo del peso de la persona, de tal manera que la propia ergonomía de la silla permita el ajuste ortopédico de la cadera.

Cabe destacar que el circuito desarrollado no tiene un coste muy elevado, y aunque el coste final de utilización es mayor debido a que se tendrá que utilizar varios sensores, y un complejo sistema de captura de movimiento, para el nivel de precisión respecto al movimiento óseo que se conseguiría, parece una idea razonable seguir adelante con la realización del proyecto.



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Estudio económico



Parte III ANEXOS



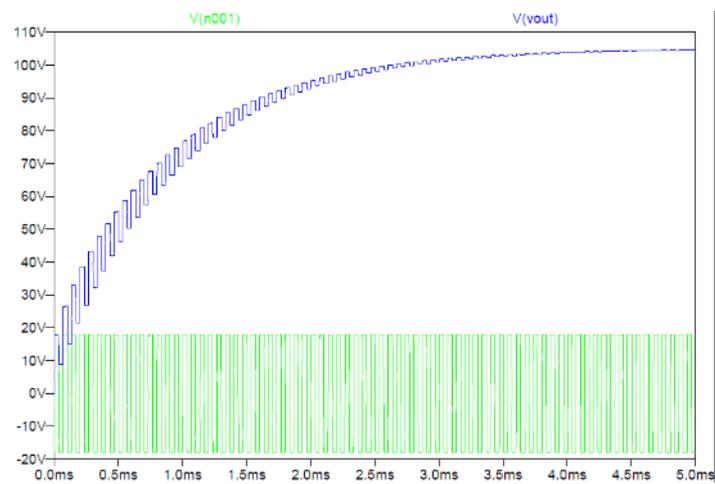
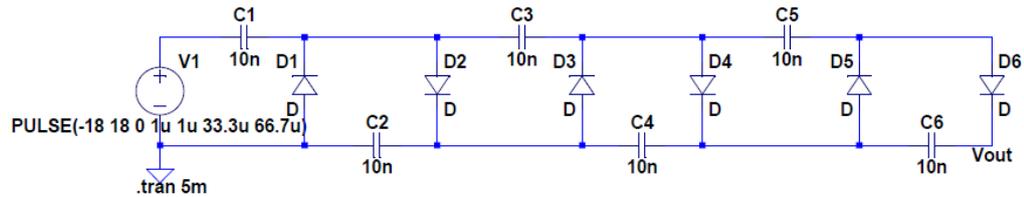
UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Anexos

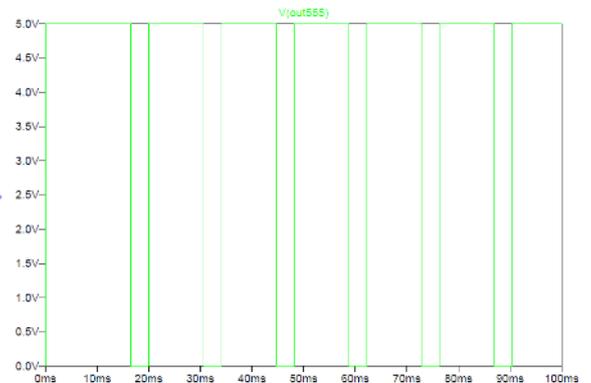
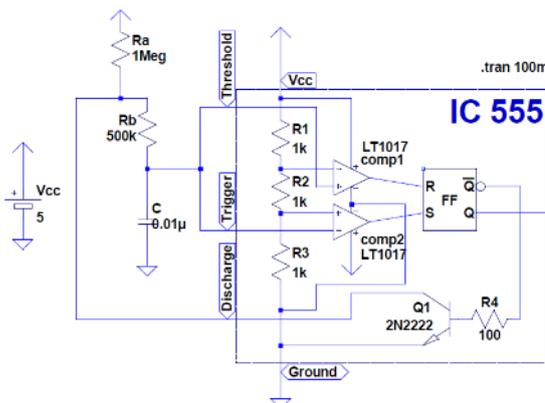
Anexo 1. SIMULACIONES

Se presentan las simulaciones más relevantes que no han aparecido anteriormente.

SIMULACIÓN 1: Primer circuito multiplicador con input $\pm 18\text{ V}$

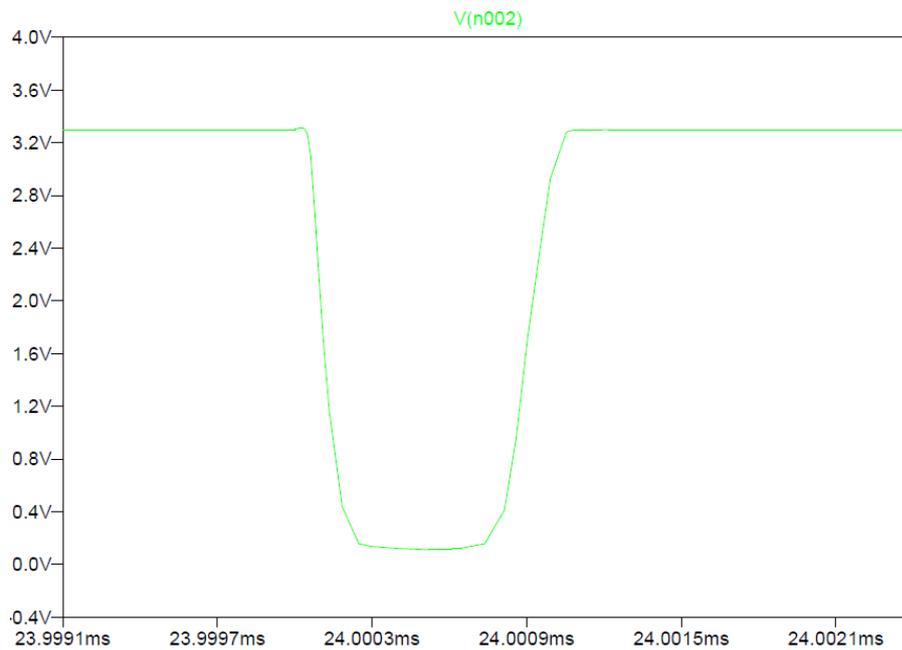
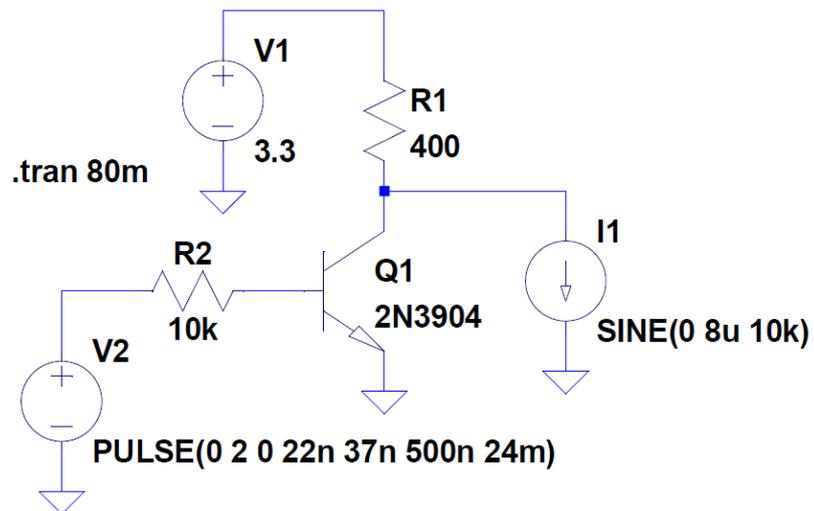


SIMULACIÓN 2: Prueba del timer 555



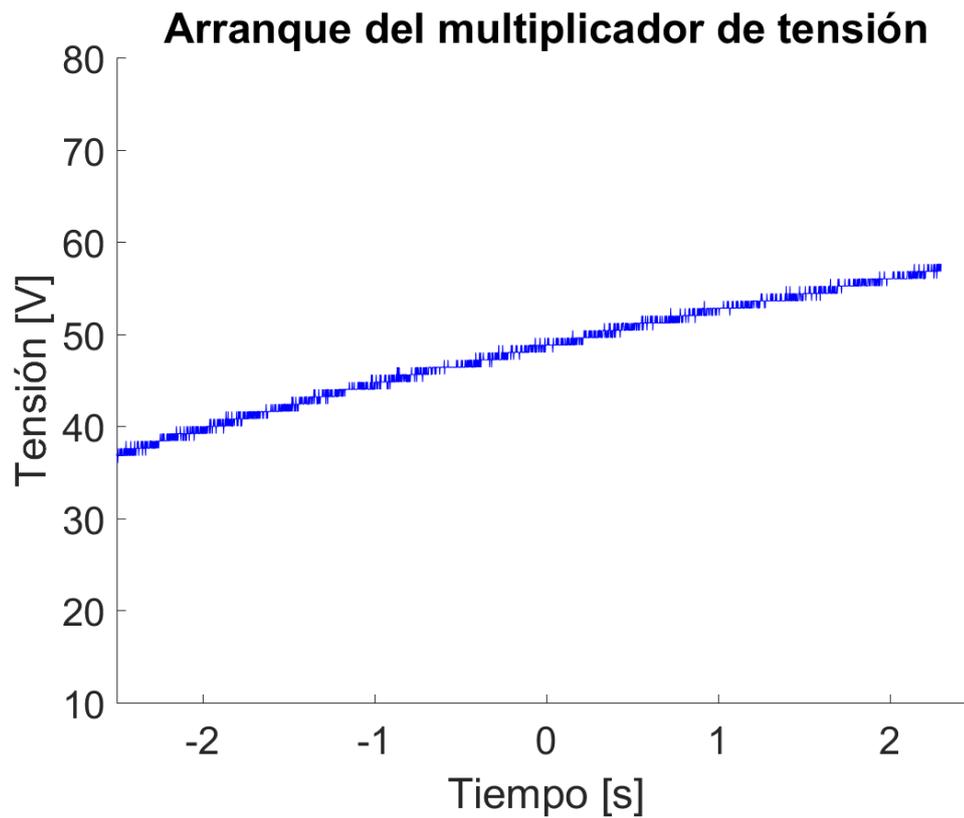


SIMULACIÓN 3: Pulso de sincronización del generador externo de pulsos con el microcontrolador



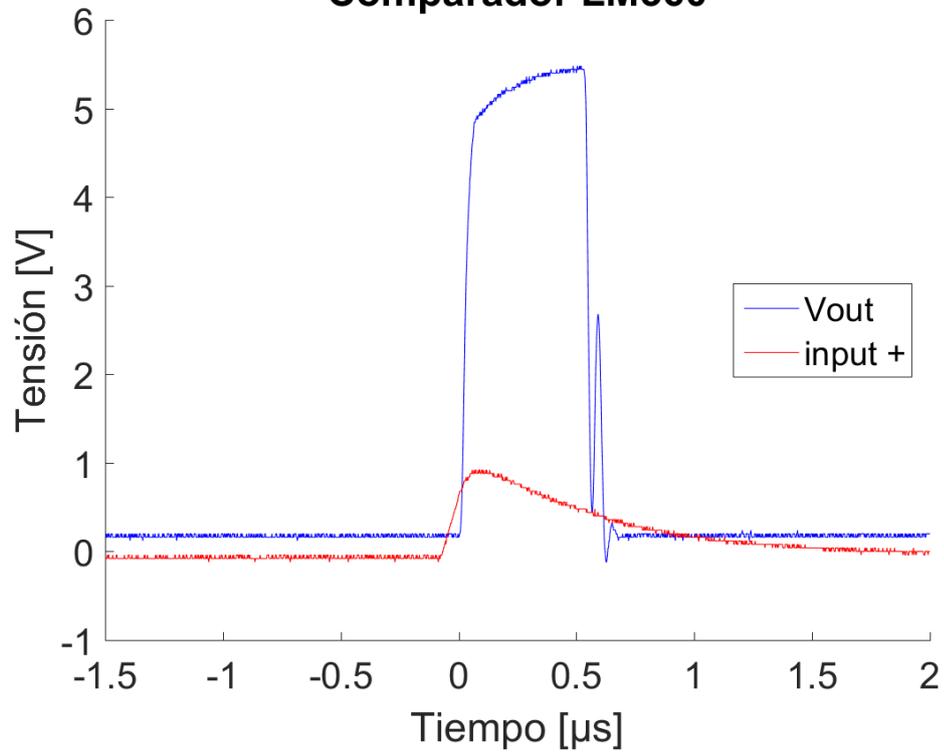


Anexo 2. GRÁFICAS DE FUNCIONAMIENTO

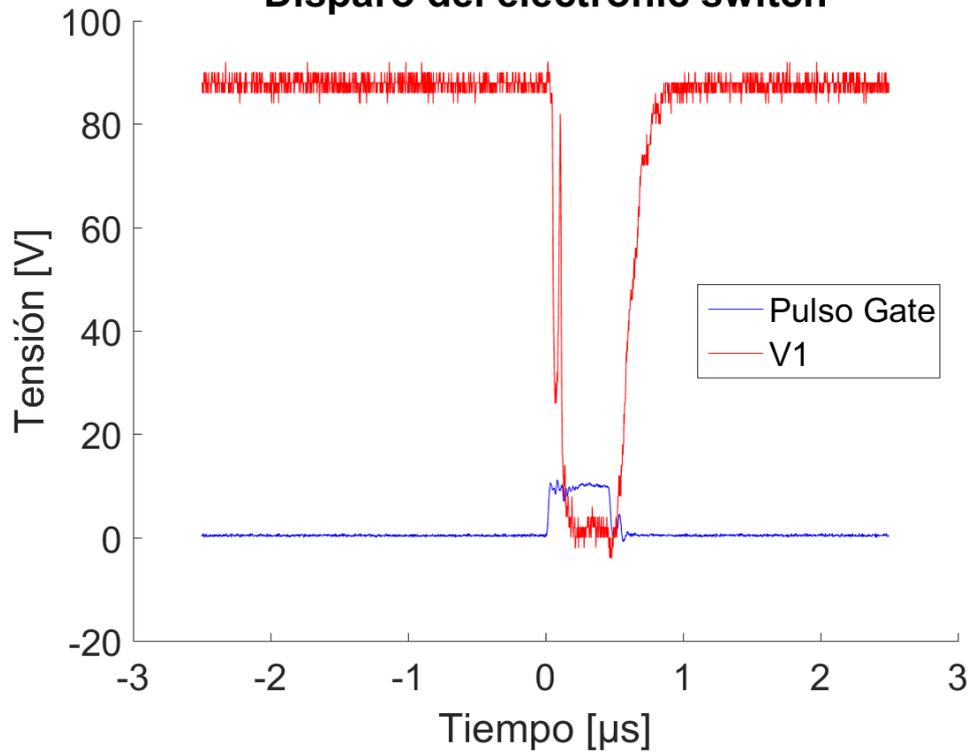




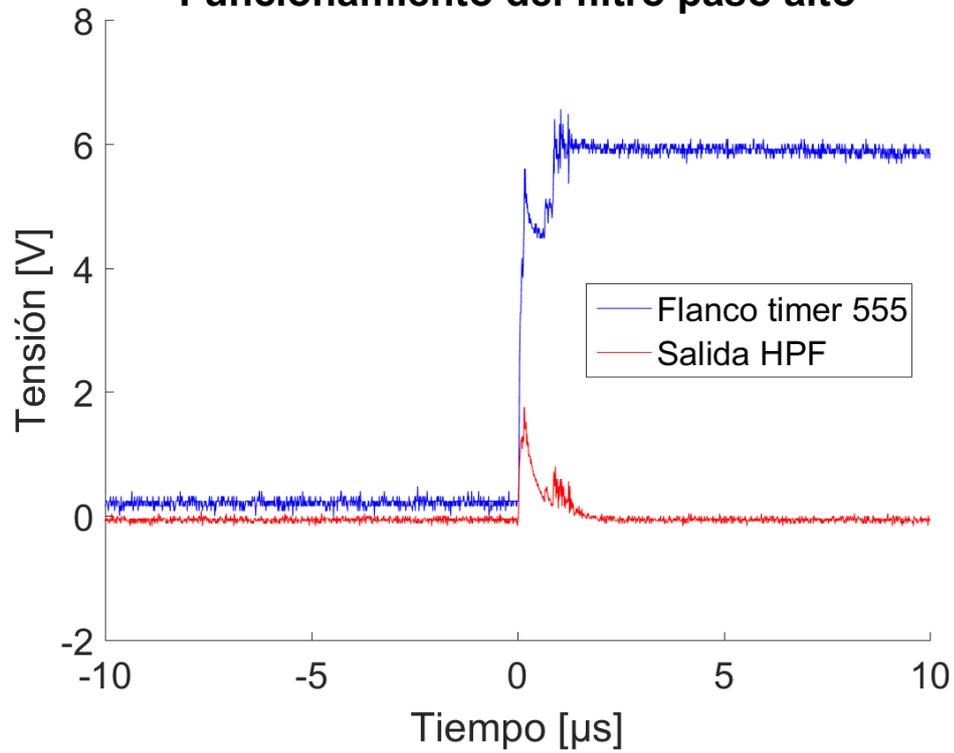
Comparador LM360



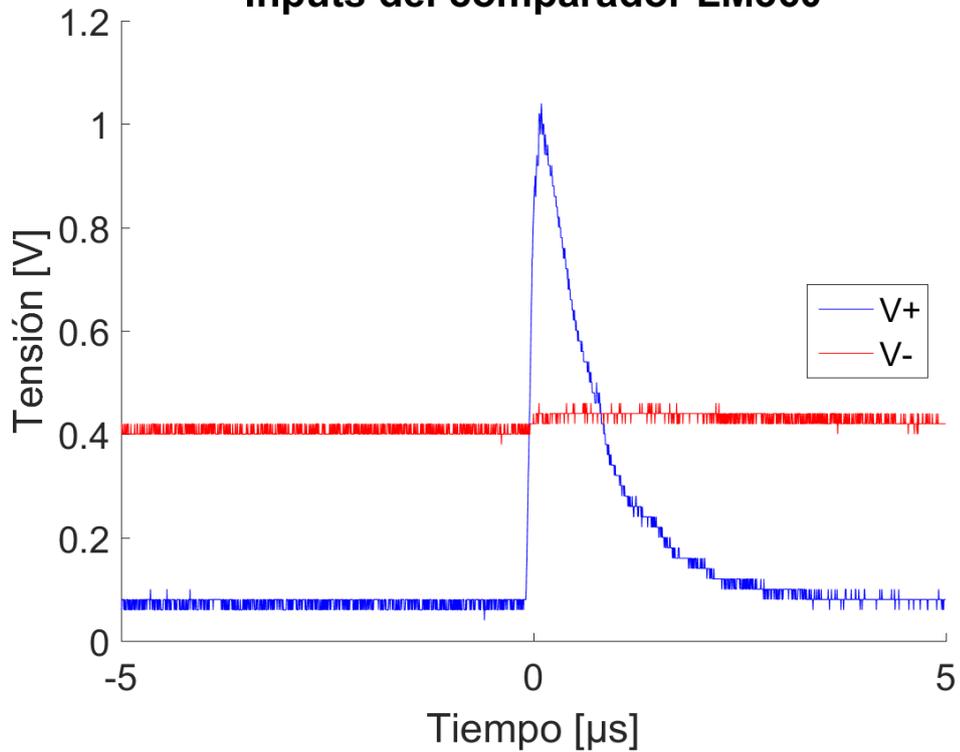
Disparo del electronic switch



Funcionamiento del filtro paso alto

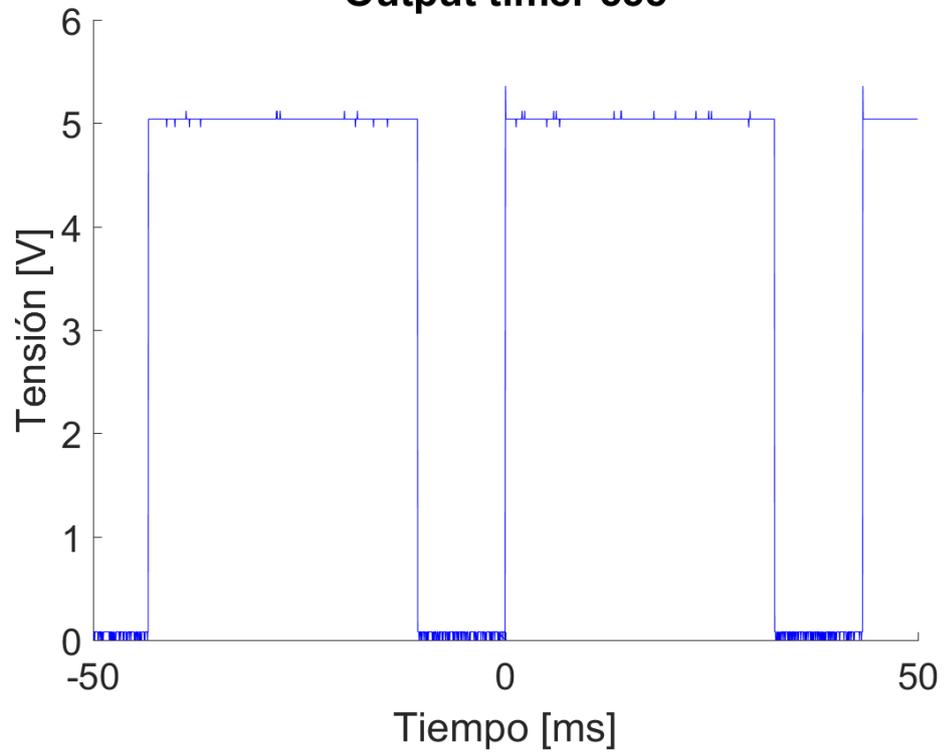


Inputs del comparador LM360

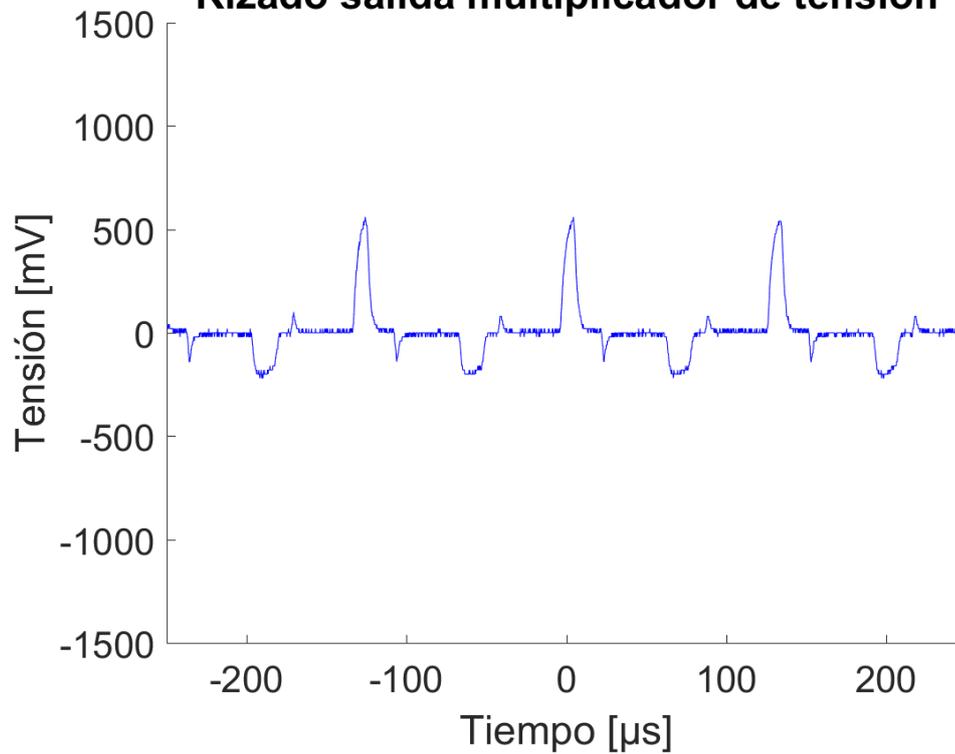




Output timer 555



Rizado salida multiplicador de tensión





Anexo 3. CÓDIGO FUENTE

```
42
43 int main(void) {
44     InicializarReloj();
45     RemapeaPerifericos();
46     AD1PCFGL = 0xFFFF;
47     TRISA = 0;
48     TRISB = 0xFFFF;
49     ini_timer();
50     while(1);
51 }
```

```
1 #include "config.h"
2
3 //Driver para generar pulsos de ancho 500 ns cada con periodo 25 ms
4
5
6 void ini_timer(void) {
7     //timer 1 --> bit 3 of interrupt registers IFS0 and IEC0
8     TMR1 = 0;
9     PR1 = 15; //count 20 prescale 0 --> 500 ns
10    IFS0&= ~8;
11    IEC0 = 8;
12    T1CON = 0x8000;
13    return;
14 }
15
16
17 void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _T1Interrupt(void)
18 {
19     static unsigned int count=0;
20     IFS0&= ~8;
21     if(count>=50000) {
22         PORTA|= 1;
23         count=0;
24     }
25     else{
26         PORTA&= ~1;
27         count++;
28     }
29     return;
30 }
```



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

Anexos



Anexo 4. DATASHEETS

SIGNAL WAVEFORM
(0.2 USEC / DIVISION)

FREQUENCY SPECTRUM

OLYMPUS

Tel: 781-419-3900
www.olympusndt.com

TRANSDUCER DESCRIPTION
 FREQUENCY: 5.00 MHz
 ELEMENT SIZE: .5 in. DIA.

TEST INSTRUMENTATION
 PART NO.: V609
 SERIAL NO: 909530
 DESIGNATION: CONTACT

TEST INSTRUMENTATION
 PULSER/RECEIVER: PANAMETRICS 5052UA 3EP023
 DIGITAL OSCILLOSCOPE: LeCroy LT342 / SN: LT34201891
 TEST PROGRAM: TP103-3
 CABLE: RG-58 A/U LENGTH: 4FT

TEST CONDITIONS
 PULSER SETTING: ENERGY: 1; DAMPING: 50 ohms
 RECEIVER SETTING: ATTN: 42dB; GAIN: 40dB
 TARGET: .5 in. POLYSTYRENE
 JOB CODE: TP200

MEASUREMENTS PER ASTM E1065

WAVEFORM DURATION:
 -14DB LEVEL -- 0.372 US
 -20DB LEVEL -- 0.464 US
 -40DB LEVEL -- 0.552 US

SPECTRUM MEASUREMENTS:
 CENTER FREQ. --- 4.55 MHz
 PEAK FREQ. --- 4.48 MHz
 -6DB BANDWIDTH -- 75.10 %

COMMENTS:

TECHNICIAN (3) *David Sanchez* **DATE: 12-13-2013**

** ACCEPTED

This Certificate may not be reproduced except in full without written approval of Olympus NDT



TC4451/TC4452

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings †

Supply Voltage	+20V
Input Voltage	(V _{DD} + 0.3V) to (GND – 5V)
Input Current (V _{IN} > V _{DD}).....	50 mA

† Notice: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, T _A = +25°C with 4.5V ≤ V _{DD} ≤ 18V.						
Parameters	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Input						
Logic '1', High Input Voltage	V _{IH}	2.4	1.5	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V _{IL}	—	1.3	0.8	V	
Input Current	I _{IN}	-10	—	+10	μA	0V ≤ V _{IN} ≤ V _{DD}
Input Voltage	V _{IN}	-5	—	V _{DD} + 0.3	V	
Output						
High Output Voltage	V _{OH}	V _{DD} – 0.025	—	—	V	DC Test
Low Output Voltage	V _{OL}	—	—	0.025	V	DC Test
Output Resistance, High	R _{OH}	—	1.0	1.5	Ω	I _{OUT} = 10 mA, V _{DD} = 18V
Output Resistance, Low	R _{OL}	—	0.9	1.5	Ω	I _{OUT} = 10 mA, V _{DD} = 18V
Peak Output Current	I _{PK}	—	13	—	A	V _{DD} = 18V
Continuous Output Current	I _{DC}	2.6	—	—	A	10V ≤ V _{DD} ≤ 18V (Note 2, Note 3)
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I _{REV}	—	>1.5	—	A	Duty cycle ≤ 2%, t ≤ 300 μs
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t _R	—	30	40	ns	Figure 4-1, C _L = 15,000 pF
Fall Time	t _F	—	32	40	ns	Figure 4-1, C _L = 15,000 pF
Propagation Delay Time	t _{D1}	—	44	52	ns	Figure 4-1, C _L = 15,000 pF
Propagation Delay Time	t _{D2}	—	44	52	ns	Figure 4-1, C _L = 15,000 pF
Power Supply						
Power Supply Current	I _S	—	140	200	μA	V _{IN} = 3V
		—	40	100	μA	V _{IN} = 0V
Operating Input Voltage	V _{DD}	4.5	—	18.0	V	
V _{DD} Ramp Rate	SV _{DD}	0.2	—	—	V/ms	

- Note 1:** Switching times ensured by design.
Note 2: Tested during characterization, not production tested.
Note 3: Valid for AT and MF packages only. T_A = +25°C.



Electrical characteristics

STP45N40DM2AG

2 Electrical characteristics

($T_{case} = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

Table 5: Static

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 1\text{ mA}$	400			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 400\text{ V}$			10	μA
		$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 400\text{ V}, T_{case} = 125\text{ °C}$			100	
I_{GSS}	Gate-body leakage current	$V_{DS} = 0\text{ V}, V_{GS} = \pm 25\text{ V}$			± 5	μA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	3	4	5	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on-resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 19\text{ A}$		0.063	0.072	Ω

Table 6: Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C_{iss}	Input capacitance	$V_{DS} = 100\text{ V}, f = 1\text{ MHz}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2600	-	μF
C_{oss}	Output capacitance		-	180	-	
C_{rss}	Reverse transfer capacitance		-	3.5	-	
$C_{oss\ eq.}^{(1)}$	Equivalent output capacitance	$V_{DS} = 0\text{ to }320\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	-	300	-	μF
R_G	Intrinsic gate resistance	$f = 1\text{ MHz}, I_D = 0\text{ A}$	-	4	-	Ω
Q_g	Total gate charge	$V_{DD} = 320\text{ V}, I_D = 38\text{ A}, V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 15: "Test circuit for gate charge behavior")	-	56	-	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	13	-	
Q_{gd}	Gate-drain charge		-	28	-	

Notes:

⁽¹⁾ $C_{oss\ eq.}$ is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as C_{oss} when V_{DS} increases from 0 to 80% V_{DSS} .

Table 7: Switching times

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 200\text{ V}, I_D = 19\text{ A } R_G = 4.7\text{ }\Omega, V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 14: "Test circuit for resistive load switching times")	-	20	-	ns
t_r	Rise time		-	6.7	-	
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	68	-	
t_f	Fall time		-	9.8	-	



STP45N40DM2AG

Electrical characteristics

Table 8: Source-drain diode

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain current		-		38	A
$I_{SDM}^{(1)}$	Source-drain current (pulsed)		-		152	A
$V_{SD}^{(2)}$	Forward on voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_{SD} = 38\text{ A}$	-		1.6	V
t_{rr}	Reverse recovery time		-	95		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	$I_{SD} = 39\text{ A}$, $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} = 60\text{ V}$ (see Figure 16: "Test circuit for inductive load switching and diode recovery times")	-	0.4		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current		-	8.5		A
t_{rr}	Reverse recovery time		-	185		ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge	$I_{SD} = 39\text{ A}$, $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} = 60\text{ V}$, $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see Figure 16: "Test circuit for inductive load switching and diode recovery times")	-	1.62		μC
I_{RRM}	Reverse recovery current		-	17.5		A

Notes:

⁽¹⁾ Pulse width is limited by safe operating area.

⁽²⁾ Pulse test: pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5%.



LM160, LM360

www.ti.com

SNOSBJ4C – MAY 1999 – REVISED MARCH 2013

Electrical Characteristics

($T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Conditions					
Supply Voltage V_{CC}^+		4.5	5	6.5	V
Supply Voltage V_{CC}^-		-4.5	-5	-6.5	V
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$		2	5	mV
Input Offset Current			0.5	3	μ A
Input Bias Current			5	20	μ A
Output Resistance (Either Output)	$V_{OUT} = V_{OH}$		100		Ω
Response Time					
	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 5\text{V}$ (1) (2)		13	25	ns
	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 5\text{V}$ (3) (2)		12	20	ns
	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 5\text{V}$ (4) (2)		14		ns
Response Time Difference between Outputs					
$(t_{pd} \text{ of } +V_{IN1}) - (t_{pd} \text{ of } -V_{IN2})$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (1) (2)		2		ns
$(t_{pd} \text{ of } +V_{IN2}) - (t_{pd} \text{ of } -V_{IN1})$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (1) (2)		2		ns
$(t_{pd} \text{ of } +V_{IN1}) - (t_{pd} \text{ of } +V_{IN2})$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (1) (2)		2		ns
$(t_{pd} \text{ of } -V_{IN1}) - (t_{pd} \text{ of } -V_{IN2})$	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (1) (2)		2		ns
Input Resistance	$f = 1 \text{ MHz}$		17		k Ω
Input Capacitance	$f = 1 \text{ MHz}$		3		pF
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$		8		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			7		nA/ $^\circ\text{C}$
Common Mode Input Voltage Range	$V_S = \pm 6.5\text{V}$	± 4	± 4.5		V
Differential Input Voltage Range		± 5			V
Output High Voltage (Either Output)	$I_{OUT} = -320 \mu\text{A}, V_S = \pm 4.5\text{V}$	2.4	3		V
Output Low Voltage (Either Output)	$I_{SINK} = 6.4 \text{ mA}$		0.25	0.4	V
Positive Supply Current	$V_S = \pm 6.5\text{V}$		18	32	mA
Negative Supply Current	$V_S = \pm 6.5\text{V}$		-9	-16	mA

(1) Response time measured from the 50% point of a 30 mVp-p 10 MHz sinusoidal input to the 50% point of the output.

(2) Measurements are made in AC Test Circuit, Fanout = 1

(3) Response time measured from the 50% point of a 2 Vp-p 10 MHz sinusoidal input to the 50% point of the output.

(4) Response time measured from the start of a 100 mV input step with 5 mV overdrive to the time when the output crosses the logic threshold.

DOCUMENTO N°2

PLANOS

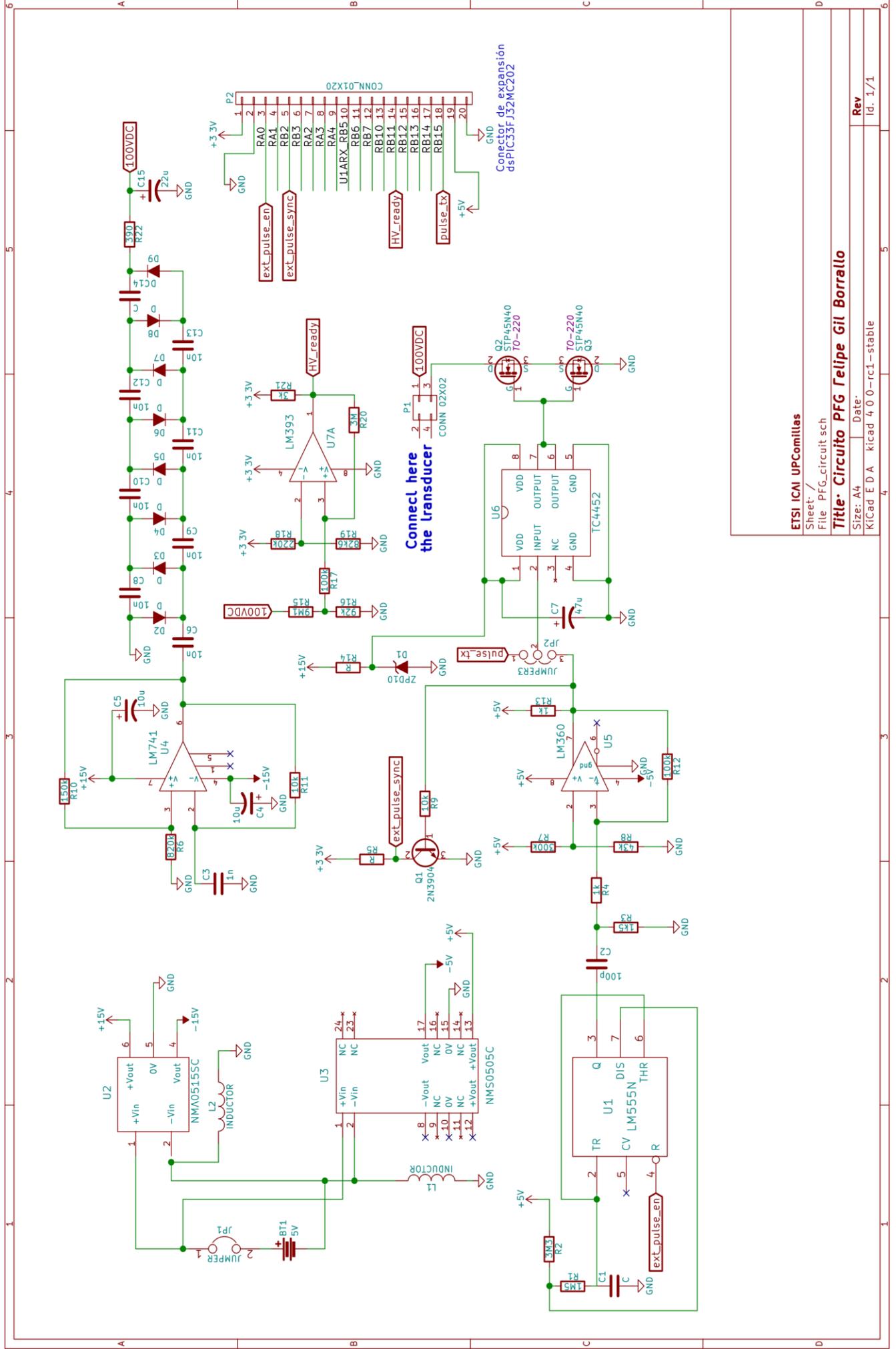
Desarrollo de un driver para transductores de ultrasonidos de alta frecuencia para sistemas de medida biométrica

Autor: Felipe Gil Borrallo

Director: Romano Giannetti

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas

PLANO N°1
ESQUEMA DEL CIRCUITO DESARROLLADO



ETSI ICAI UPComillas

Sheet: /
File: PFG_circuit.sch

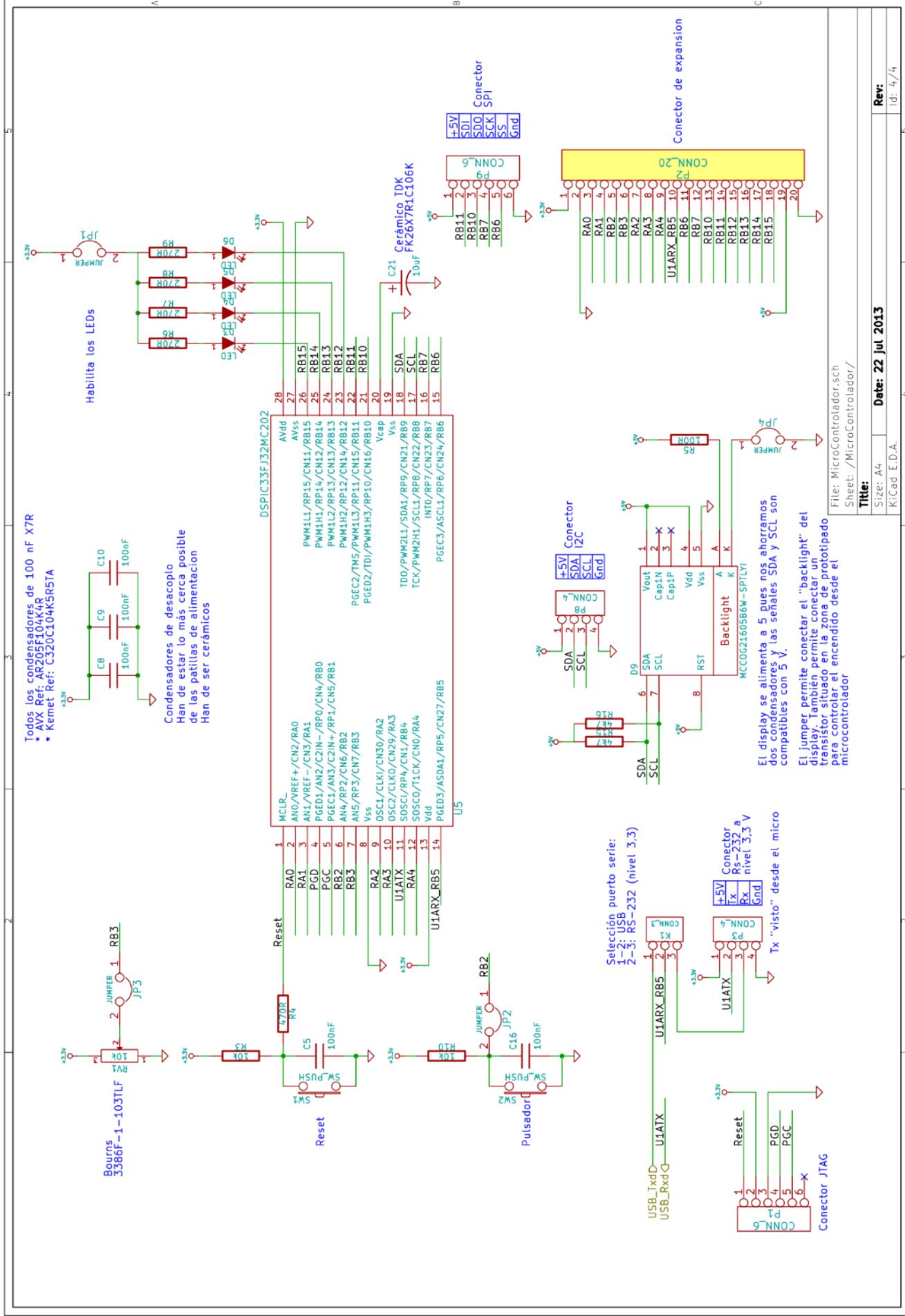
Title: Circuito PFG Felipe Gil Borrallo

Size: A4 Date:

KiCad E.D.A. kicad_4.0.0-rc1-stable

Rev
Id: 1/1

PLANO N°2
MAPA DE DESARROLLO DEL
MICROCONTROLADOR
dsPIC33FJ32MC202



DOCUMENTO N°3

PRESUPUESTO

*Desarrollo de un driver para transductores
de ultrasonidos de alta frecuencia para
sistemas de medida biométrica*

Autor: Felipe Gil Borrallo

Director: Romano Giannetti

Entidad Colaboradora: ICAI – Universidad Pontificia Comillas



Índice del presupuesto

<i>Capítulo 1</i>	<i>MEDICIONES</i>	<i>3</i>
<i>Capítulo 2</i>	<i>PRECIOS UNITARIOS</i>	<i>5</i>
<i>Capítulo 3</i>	<i>SUMAS PARCIALES</i>	<i>7</i>
<i>Capítulo 4</i>	<i>PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL</i>	<i>9</i>



UNIVERSIDAD PONTIFICIA COMILLAS
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA (ICAI)
INGENIERO INDUSTRIAL

ÍNDICE





Capítulo 1 MEDICIONES

En este capítulo se enumeran los elementos del proyecto que suponen un coste económico.

MATERIAL

Elemento	unidades
Resistencias through-hole	36
Condensadores cerámicos	25
Condensadores electrolíticos	8
Diodos LED	8
Ferritas	3
Conector USB tipo B molex	1
Regulador 3.3V	1
Microcontrolador dsPIC33FJ32MC202	1
Gate driver TC4452	1
MOSFET STP45N40	2
LM360	1
LM393	1
NE555P	1
ua741	1
2N3904BU	1
Zener ZPD10	1
Cable coaxial	2
NMA0515SC	1
NMS0505C	1
Jumpers	5
Pin strip	2
Transductor Olympus V609RB	1
Cable coaxial RG-58AU	2



INSTRUMENTACIÓN

Aparato	Horas de uso
Ordenador personal	280
Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A	140
Generador de señales PROMAX GF-232	5
Multímetro digital PROMAX	100
Analizador de impedancias HP4194A + kit sonda	5
Osciloscopio Tektronix TDS210	140
Olympus 5072PR	40
Cables, sondas	150

INGENIERÍA

Tarea	Tiempo (horas)
Búsqueda de bibliografía	100
Pruebas previas al diseño	20
Simulación de circuitos	80
Pruebas en protoboard	100
Integración del sistema	40
Redacción documentación	60
Total	400



Capítulo 2 PRECIOS UNITARIOS

En este capítulo se presentan los costes unitarios de cada elemento del proyecto.

MATERIAL

Elemento	precio unitario (€)
Resistencias through-hole	0,0825 ⁱⁱⁱ
Condensadores cerámicos	0,1533 ⁱⁱⁱ
Condensadores electrolíticos	0,2455
Diodos LED	0,12
Ferritas	0,235
Conector USB tipo B molex	1,098
Regulador 3.3V	0,86
Microcontrolador dsPIC33FJ32MC202	3,18
Gate driver TC4452	1,97
MOSFET STP45N40	4,79
LM360	4,8
LM393	0,34
NE555P	0,26
ua741	0,39
2N3904BU	0,15
Zener ZPD10	0,02
Cable coaxial	5,5
NMA0515SC	9,58
NMS0505C	23,26
Jumpers	0,3585
Pin strip	0,261
Transductor Olympus V609RB	150
Cable coaxial RG-58AU	2,5

ⁱⁱⁱ Precio medio ponderado de los componentes utilizados



INSTRUMENTACIÓN

Aparato	precio
Ordenador personal	400
Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A	200
Generador de señales PROMAX GF-232	600
Multímetro digital PROMAX	100
Analizador de impedancias HP4194A + kit sonda	9000
Osciloscopio Tektronix TDS210	200
Olympus 5072PR	300
Cables, sondas	20

	Coste (€/hora)
Ingeniería	15



Capítulo 3 SUMAS PARCIALES

En este capítulo se calcula el coste de cada uno de los sub-apartados de coste definidos anteriormente.

MATERIAL

Elemento	precio unitario (€)	unidades	subtotal (€)
Resistencias through-hole	0,0825	36	2,97
Condensadores cerámicos	0,1533	25	3,83
Condensadores electrolíticos	0,2455	8	1,96
Diodos LED	0,12	8	0,96
Ferritas	0,235	3	0,71
Conector USB tipo B mox	1,098	1	1,1
Regulador 3.3V	0,86	1	0,86
Microcontrolador dsPIC33FJ32MC202	3,18	1	3,18
Gate driver TC4452	1,97	1	1,97
MOSFET STP45N40	4,79	2	9,58
LM360	4,8	1	4,8
LM393	0,34	1	0,34
NE555P	0,26	1	0,26
ua741	0,39	1	0,39
2N3904BU	0,15	1	0,15
Zener ZPD10	0,02	1	0,02
Cable coaxial	5,5	2	11
NMA0515SC	9,58	1	9,58
NMS0505C	23,26	1	23,26
Jumpers	0,3585	5	1,79
Pin strip	0,261	2	0,52
Transductor Olympus V609RB	150	1	150
Cable coaxial RG-58AU	2,5	2	5

Total
MATERIAL 234,23



INSTRUMENTACIÓN

Aparato	Precio	Horas de uso	Uso anual típico	Amortización anual	Coste (€)
Ordenador personal	400	300	1500	20%	16
Fuente de alimentación KAISE DF1731SB5A	200	140	1000	20%	5,6
Generador de señales PROMAX GF-232	600	5	800	20%	0,75
Multímetro digital PROMAX	100	100	800	20%	2,5
Analizador de impedancias HP4194A + kit sonda	9000	5	200	10%	22,5
Osciloscopio Tektronix TDS210	200	140	1000	20%	5,6
Olympus 5072PR	300	40	1000	20%	2,4
Cables, sondas	20	-	-	-	20

Total INSTRUMENTACIÓN 75,35

INGENIERÍA

Tarea	Tiempo (horas)	Coste (€/hora)	Subtotal (€)
Búsqueda de bibliografía	100	15	1500
Pruebas previas al diseño	20	15	300
Simulación de circuitos	80	15	1200
Pruebas en protoboard	100	15	1500
Integración del sistema	40	15	600
Redacción documentación	60	15	900

Total INGENIERÍA 6000



Capítulo 4 PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL

PRESUPUESTO GENERAL DEL PROYECTO	
ELEMENTO	Subtotal (€)
Material	234,23
Instrumentación	75,35
Ingeniería	6000
Total	6309,58

Asciende el Presupuesto de Ejecución Material del proyecto DESARROLLO DE UN DRIVER PARA TRANSDUCTORES DE ULTRASONIDOS DE ALTA FRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MEDIDA BIOMÉTRICA a la cifra de **seis mil trescientos nueve euros con cincuenta y ocho céntimos**.

En Madrid, a 18 de julio de 2016.

Fdo. Felipe Gil Borralló



**DESARROLLO DE UN DRIVER PARA TRANSDUCTORES DE
ULTRASONIDOS DE ALTA FRECUENCIA PARA
SISTEMAS DE MEDIDA BIOMÉTRICA**

Felipe
Gil
Borrallo