

**GENERADOR ELECTRÓNICO DE PULSOS DE VOLTAJE PARA SU
APLICACIÓN EN PRUEBAS DINÁMICAS SOBRE MEDIOS POROSOS**

Jorge Leonardo Galvis Castellón

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

**GENERADOR ELECTRÓNICO DE PULSOS DE VOLTAJE PARA SU
APLICACIÓN EN PRUEBAS DINÁMICAS SOBRE MEDIOS POROSOS**

Jorge Leonardo Galvis Castrellón

Trabajo de grado para optar por el título de Ing. Electrónico

DIRECTORES

Ing. Alfredo Rafael Acevedo Picón. UIS

Ing. Jenny Mabel Carvajal Jiménez. ECOPETROL - ICP

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

TITULO*: GENERADOR ELECTRÓNICO DE PULSOS DE VOLTAJE PARA SU APLICACIÓN EN PRUEBAS DINÁMICAS SOBRE MEDIOS POROSOS

Autor: Jorge Leonardo Galvis Castrellón **

Palabras claves

Pulso de voltaje, Conversor *Flyback*, Efecto piezoeléctrico, Velocidades acústicas, Elementos magnéticos, Microcontrolador, Señal *PWM*.

Descripción

Este proyecto busca el desarrollo de un equipo capaz de emitir pulsos de tensión para la realización de pruebas acústicas en rocas. La propuesta del diseño y construcción de este generador nace de las limitaciones de operación observadas en los instrumentos con lo que se contaba en el Instituto Colombiano del Petróleo (ICP) para la ejecución de estas pruebas. Por tal motivo se sugirió la implementación de un equipo en el cual los parámetros de interés fueran ajustados por el usuario de acuerdo a las necesidades de la aplicación. El sistema propuesto es capaz de aplicar pulsos de tensión con controles independientes de amplitud y ancho de pulso en un rango de 100 a 350 V con una duración variable entre 1 y 5 μ s. Los niveles de tensión requeridos se obtienen gracias a la operación de un conversor DC-DC tipo *Flyback*, en el cual, la tensión de salida es función del ciclo útil de la señal *PWM* que controla su operación. En la implementación de esta fuente, se hace énfasis en el cálculo, diseño y construcción del transformador requerido. Posteriormente, se emplea un *Mosfet* de potencia, igualmente controlado por una señal *PWM*, como elemento conmutador de tal forma que la tensión generada por el *Flyback* sea aplicada de manera pulsante a la carga. A continuación, se presenta una unidad de control implementada a través de un microcontrolador; esta unidad genera las señales requeridas para la correcta operación de las demás etapas del sistema. Finalmente, se comparó la operación de los equipos generadores; logrando identificar una mejoría en las amplitudes de las ondas registradas de las pruebas acústicas al emplear el sistema desarrollado en este trabajo, lo cual repercute en una mayor confiabilidad en los cálculos que se desprenden de este tipo de pruebas.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones. Alfredo Rafael Acevedo Picón. Jenny Mabel Carvajal

TITLE*: ELECTRONIC VOLTAGE PULSE GENERATOR FOR ITS APPLICATION IN DYNAMIC TESTS ON POROUS MEDIA

Author: Jorge Leonardo Galvis Castellón **

Key words

Voltage pulse, Flyback converter, Piezoelectric Effect, Acoustic waves, Magnetic elements, Microcontroller, PWM signal.

Description

This project looks for the development of equipment able to emit pulses of voltage for the realization of acoustic tests on rocks. The proposal of the design and construction of this generator is born of the observed operation limitations in the instruments used in the *Instituto Colombiano del Petróleo* (ICP) for the execution of these tests. For such a reason, the implementation of an equipment was suggested in which the parameters of interest were adjusted by the user according to the necessities of the application. The proposed system is able to apply voltage pulses with independent controls of width and amplitude in a range of 100 to 350 V with a variable duration between 1 and 5 μ s. The required levels of voltage are obtained thanks to the operation of a DC-DC Flyback converter, in which, the output voltage is function of the duty cycle of the PWM signal that controls its operation. In the implementation of this source, emphasis is made in the calculation, design and construction of the required transformer. Later on, a power Mosfet is used, equally controlled for a PWM signal, as element switch in such a way that the tension generated by the Flyback is applied as a pulse to the load. Next, a microcontrolled control unit is presented; this unit generates the required signals for the correct operation of the other stages of the system. Finally, the operation of the generating devices was compared; being able to identify an improvement in the widths of the registered waves from the acoustic tests when using the system developed in this work, that which rebounds in a bigger reliability in the calculations that come off of this type of tests.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico – Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones. Alfredo Rafael Acevedo Picón. Jenny Mabel Carvajal

A mi padre, quien estuvo a mi lado apoyándome en todo momento; y a pesar de las dificultades hizo posible la realización de esta meta.

A mi madre, quien desde el cielo me dio fortaleza para seguir adelante y llegar a ser una mejor persona.

A mis hermanos, por su compañía y confianza, haciéndome creer que todo es posible.

A mi novia, por su amor, comprensión y paciencia. Gracias por brindarme esperanza cuando más la necesité.

Jorge Leonardo

AGRADECIMIENTOS

El autor expresa sus agradecimientos a:

Alfredo Rafael Acevedo Picón. Ingeniero Electrónico y Docente de la Universidad Industrial de Santander. Por su valiosa asesoría y buenos consejos que permitieron alcanzar los objetivos planteados.

Jenny Mabel Carvajal Jiménez. Ingeniera de Petróleos del Instituto Colombiano del Petróleo (ICP). Por su colaboración y apoyo durante el desarrollo de este proyecto.

Néstor Fernando Saavedra Trujillo. Ingeniero de Petróleos y jefe de la unidad de investigación del Instituto Colombiano del Petróleo. Por su apoyo y confianza, que hizo posible la culminación de este proyecto.

Luz Carime Valera Lara. Ingeniera de Petróleos. Por su constante apoyo, colaboración y paciencia.

Grupo de Investigación “Electrónica Recreativa Avanzada” (ERA). Por su invaluable colaboración que conllevó a la finalización exitosa de este proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	1
2. MARCO TEÓRICO	4
2.1. DEFINICIÓN DE MEDICIONES DINÁMICAS	4
2.1.1. Ondas P y S.....	4
2.1.2. Sistema de medición acústica.....	5
2.1.3. Generador de Pulsos de tensión (Pulsador).....	8
2.2. CONVERTIDOR FLYBACK	9
2.2.1. Modos de operación	10
2.2.2. Función de transferencia.....	10
2.2.3. Principios de Operación.....	11
2.2.4. Fase de almacenamiento de energía.....	11
2.2.5. Fase <i>flyback</i>	13
2.2.6. Factores que definen los modos de operación	15
2.3. FUNCIONAMIENTO DE LOS CRISTALES PIEZOELÉCTRICOS.....	17
2.3.1. Piezoeléctricos como receptores y transmisores de ondas ultrasónicas.	21
2.3.2. El transductor piezoeléctrico excitado con pulsos.....	27
2.3.3. Materiales Piezoeléctricos	36
3. IMPLEMENTACIÓN DEL GENERADOR DE PULSOS DE TENSIÓN	41
3.1 CONVERTOR FLYBACK.....	41
3.1.1. Diseño de un transformador para conversor flyback (primera aproximación) 41	
3.1.2. Diseño de un transformador para conversor flyback (segunda aproximación)55	
3.1.3. Selección de los componentes del conversor flyback.....	66
3.1.4. Operación del conversor <i>flyback</i> . (transformador de la sección 3.1.1)	69
3.1.5. Operación del conversor <i>flyback</i> . (transformador de la sección 3.1.2)	72
3.2. RED DE DESCARGA	73
3.2.1 Periodo de la señal	76
3.2.2 Resistencia de descarga.....	77
3.3. UNIDAD DE CONTROL, MICROCONTROLADOR	80

3.3.1. Programación del teclado	83
3.3.2. Programación LCD	85
3.3.4. Operación del sistema	93
4. COMPARACIÓN. OPERACIÓN DE EQUIPOS GENERADORES DE PULSOS DE TENSIÓN	96
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	101
6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	103
7. BIBLIOGRAFÍA	105
8. ANEXOS	109
Anexo 1.a (Programación del teclado).....	109
Anexo 1.b (Programación de la LCD)	113
Anexo 1.c (Programa Principal)	117

LISTA DE TABLAS Y FIGURAS

Tabla 1. Constantes piezoeléctricas de algunos materiales	39
Tabla 2. Limites recomendados	46
Tabla 3. Estilo de Núcleos y sus Méritos	47
Tabla 4. Características del núcleo tipo E.....	48
Tabla 5. Valor del pre-escalador P.....	89
Tabla 6. Valor del escalador de potencia E del VCO	89
Tabla 7. Niveles de tensión generados Vs. Tecla pulsada	94
Tabla 8. Duración del pulso Vs. Tecla pulsada	95
Tabla 9. Resultados para una Arenisca Berea	98
Tabla 10. Resultados para una muestra de Tambor (Cúbica)	98
Tabla 11. Resultados para una muestra de roca sintética	99
Tabla 12. Resultados para una muestra de Tambor.....	99
Figura 1. Propagación de las ondas P y S.....	5
Figura 2. Esquema general de aplicación de las pruebas dinámicas sobre medios porosos (rocas)	7
Figura 3. Onda P obtenida a partir de la prueba realizada con el equipo con el que cuenta el ICP	8
Figura 4. Esquema general del generador de pulsos de tensión.....	9
Figura 5. Sencillo Conversor Flyback	10
Figura 6. Ejemplo de conversor Flyback con salida sencilla.....	11
Figura 7. Circuito equivalente durante la fase de almacenamiento de energía	12
Figura 8. Corriente en el primario y magnetización durante el período <i>on</i>	13
Figura 9. Circuito equivalente durante la fase de transferencia de energía	14
Figura 10. Corriente en el secundario y magnetización durante el período <i>Flyback</i>	14
Figura 11. Corrientes en el primario y secundario para el modo de operación discontinuo (Transferencia Completa de Energía).....	15

Figura 12. Corrientes en el primario y secundario para el modo de operación continuo (Transferencia Incompleta de Energía)	15
Figura 13. Ejes en un cristal de cuarzo.....	18
Figura 14. Corte de cuarzo en la dirección X (plano YZ)	18
Figura 15. Deformaciones del cristal en dirección X al aplicar una tensión. a) Sólo variación en el grosor. b) cambio en la dirección Y. c) Cambio en corte. Escala de 1'000.000 : 1	19
Figura 16. Deformaciones en un cristal cortado en dirección Y.....	20
Figura 17. Ondas generadas por el cristal en dirección Y	21
Figura 18. Oscilación fundamental de un cristal. Desplazamiento de partículas ..	23
Figura 19. Oscilaciones para un cristal a diferentes valores de damping	24
Figura 20. Curvas de resonancia para oscilaciones forzadas de un piezoeléctrico	25
Figura 21. Transmisor entre dos materiales	26
Figura 22. Excitación de un piezoeléctrico por una tensión alterna	29
Figura 23. Excitación del piezoeléctrico con un pulso más corto.....	30
Figura 24. Ondas acústicas de presión generadas por la tensión aplicada	30
Figura 25. Ondas acústicas generadas en medios sin reflexión.....	32
Figura 26. Ondas acústicas generadas. Extremo izquierdo libre y no reflexión en el derecho	33
Figura 27. Ondas acústicas generadas. Extremo izquierdo libre y acople sónico suave a la derecha.....	33
Figura 28. Primeros 8 pulsos de la figura anterior	34
Figura 29. Recepción de ondas cuadradas por un piezoeléctrico acoplado en ambos lados.....	34
Figura 30. Recepción de ondas cuadradas por un piezoeléctrico con terminaciones acústicas suaves en ambos lados	36
Figura 31. Circuito equivalente de un piezoeléctrico en resonancia	37
Figura 32. Modelo de equivalente del trasmisor	40
Figura 33. Modelo de equivalente del receptor	40

Figura 34. Curva de pérdidas en el núcleo Vs. frecuencia Vs. B_{MAX}	43
Figura 35. Curva B-H para ferrita.....	44
Figura 36. Núcleo tipo E	48
Figura 37. Lazos de magnetización para ferritas con y sin <i>air gap</i>	56
Figura 38. Cuadrante de magnetización para una ferrita típica	57
Figura 39. Corrientes en el primario para convertidores <i>Flyback</i>	63
Figura 40. Esquema conversor flyback.....	67
Figura 41. Sencillo generador de señales <i>PWM</i>	67
Figura 42. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 10 V$	70
Figura 43. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 15 V$	71
Figura 44. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 12 V$	71
Figura 45. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 15 V$	73
Figura 46. Esquema de descarga	74
Figura 47. Operación de la red de descarga. a) Tren de pulsos aplicados al cristal. b) Forma de onda de los pulsos generados.....	75
Figura 48. Forma de onda de la señal recibida.....	77
Figura 49. Señal de control para el conversor DC-DC. Variación del ciclo útil (50 - 70%, verde – rojo).....	81
Figura 50. Esquema de implementación de la unidad de control	82
Figura 51. Funcionamiento de un teclado matricial.....	84
Figura 52. Registro de estado y control	91
Figura 53. Registro de estatus y control del canal cero	91
Figura 54. Forma de onda de la señal generada a través de la configuración descrita	92
Figura 55. Ondas P generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.....	97
Figura 56. Ondas S1 generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.....	97
Figura 57. Ondas S2 generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.....	100

1. INTRODUCCIÓN

Para la industria petrolera en la mayoría de los casos los diseños de los programas de perforación o de fracturamiento hidráulico requieren del estudio del comportamiento mecánico de las rocas. Para los ingenieros que trabajan en geomecánica es fundamental realizar modelos a partir del estudio del comportamiento mecánico de las formaciones y para ello es indispensable conocer las propiedades mecánicas de las rocas.

Existen dos maneras para obtener estas propiedades: una es a partir de mediciones estáticas y la segunda a partir de mediciones dinámicas.

- Las mediciones estáticas consisten básicamente en reproducir en el laboratorio las condiciones de esfuerzo *in situ* a las cuales está sometida una roca en profundidad, para ello existen pruebas diseñadas para este fin y de las cuales se obtienen datos de deformación y esfuerzo. A partir de estos datos son determinadas las propiedades mecánicas. Sin embargo estas pruebas presentan la gran desventaja que las muestras de estudio son destruidas, lo cual tiene gran impacto en cuanto a costo, ya que la obtención de estos especímenes de prueba implica una elevada inversión.
- Las mediciones dinámicas se basan en conocer las propiedades mecánicas elásticas a partir de la medición de velocidades acústicas a través de muestras de roca. Este tipo de pruebas es no destructiva por tanto constituyen una alternativa atractiva a los diversos campos de aplicación debido a la reducción de costos, ya que la muestra de estudio empleada puede ser reutilizada en otros tipos de pruebas, evitando la necesidad de la extracción de más probetas.

Las mediciones dinámicas resultan de estudios recientes que demuestran que cuando a una roca se le aplica una perturbación, ésta se propaga a través del medio de forma similar una onda acústica, dicho comportamiento es el que ha motivado a muchos investigadores a estudiar la acústica de las rocas como el camino que les permite establecer una relación entre las velocidades de onda y la determinación de las propiedades mecánicas desde un punto de vista dinámico. Basados en este comportamiento acústico, se han podido realizar investigaciones en la rama de la geomecánica, que han permitido establecer relaciones entre el comportamiento elástico de las rocas y las velocidades sónicas.

Apoyándose en lo que se expone anteriormente, se realizó una valoración del estado de los instrumentos con los cuales se realizan las mediciones acústicas en el Laboratorio de Mecánica de Rocas del Instituto Colombiano del Petróleo (ICP), enfocándose principalmente sobre el equipo generador de pulsos de tensión existente en el laboratorio. Como resultado, se determinó que este equipo no es el más adecuado para una correcta aplicación de las pruebas debido a sus limitaciones en operación y obsolescencia; es decir, las ondas que genera dicho instrumento no se ajustan a los requerimientos que demanda el tipo de pruebas a realizar, además, los controles del dispositivo no afectan favorablemente la forma de onda que entrega el generador.

Por otra parte, durante la misma valoración, se estudió la respuesta en frecuencia de los cristales resonantes empleados para llevar a cabo las pruebas. Como resultado se encontró que el ancho de banda de operación para dichos elementos, cuando se trabajan en pequeña señal, se halla entre los 350 a 500 Khz. Dado que el generador de pulsos con el que actualmente cuenta el laboratorio del ICP hace parte de otro equipo de medición acústica, bastante antiguo y con poca flexibilidad, no es posible la variación de sus parámetros operacionales (ancho y amplitud de pulso) de manera que se pueda ajustar a las condiciones óptimas. Al no existir control de la amplitud, las características del cristal pueden alterarse y al

no poder controlar el ancho del pulso; de acuerdo a la frecuencia de resonancia del cristal, no existe control de la respuesta en frecuencia del pulsador, dificultando una operación eficiente.

Debido a los resultados anteriores se sugirió el diseño y construcción de un nuevo sistema acondicionado a las necesidades reales del laboratorio. El equipo requerido es un sistema capaz de entregar pulsos de amplitud y ancho variable de acuerdo a las necesidades del usuario.

Las razones expuestas anteriormente hacen que esta propuesta sea de gran interés para el ICP, y más específicamente para el Laboratorio de Mecánica de Rocas. El generador de pulsos de voltaje, que en adelante podrá ser llamado simplemente como “pulsador”, que se propone en este trabajo constituye una valiosa herramienta para aquellas personas que laboran en el área de la geomecánica y otros sectores donde las propiedades mecánicas elásticas dinámicas y estudios de anisotropía son fundamentales para diversos análisis.

2. MARCO TEÓRICO

2.1. DEFINICIÓN DE MEDICIONES DINÁMICAS

Estudios recientes demuestran que cuando a una roca se le aplica un esfuerzo (perturbación), éste se propaga a través del medio de forma similar a como se propaga una onda acústica. Dicho comportamiento es el que ha motivado a muchos investigadores a estudiar la acústica de las rocas, como el medio que les permite establecer una relación entre las velocidades de las ondas que atraviesan el medio poroso y la determinación de sus propiedades mecánicas, este método es conocido como mediciones dinámicas.

2.1.1. Ondas P y S.

El método a utilizar aplica pulsos de tensión ultrasónicos a las muestras de roca con el objetivo de determinar las velocidades de las ondas longitudinales (P, por *Primary* en inglés; es decir, la primera onda en atravesar la roca) y de corte (S, por *Secondary* en inglés. segunda onda en atravesar la roca) a través de ella.

Dado que el comportamiento de estas ondas corresponde al de una onda mecánica¹, sus ecuaciones de onda se pueden expresar como indica en la ecuación:

$$\sigma = A_0 e^{-\alpha x} \cos 2\pi \left[\left(ft - \frac{x}{\lambda} \right) \right] \quad (1)^2$$

¹ T. Bourbiè; O. Coussy; B. Zinszner. "Acoustics of Porous Media". Institut Français du Petrole Publications. Ediciones Technip.

² Referenciado en "Theory, measurement and interpretation of well logs: Acoustic properties of rocks"

Donde A_0 es la amplitud de onda, λ , es la longitud de onda, f , es la frecuencia, t , es el tiempo, x , es la distancia recorrida por la onda, α , es la constante de atenuación del medio.

Un esquema de la forma como se propagan este tipo de ondas a través del medio se muestra en la figura 1. Allí, se muestra que la onda P es paralela a la dirección de propagación de la perturbación y la onda S es perpendicular a ésta.



Figura 1. Propagación de las ondas P y S³

2.1.2. Sistema de medición acústica

La ventaja que presenta el método de medición acústica radica en que su aplicación es simple y los resultados obtenidos son una muy buena aproximación a los generados a partir de pruebas más rigurosas. Esto lo hace muy útil para realizar predicciones preliminares de las propiedades mecánicas de los materiales.

³ Referenciado en Galvis, Jorge Leonardo: Plan de Proyecto de Grado. “Generador Electrónico De Pulsos De Voltaje Para Su Aplicación En Pruebas Dinámicas Sobre Medios Porosos”. Bucaramanga, Abril de 2005.

El equipo empleado para esta medición es bastante simple, por lo que debe presentar muy buenas características de respuesta que lo conviertan en una buena opción para esta aplicación. De manera general, el sistema de medición se compone de:

- Generador electrónico de pulsos de tensión. (Pulsador).
- Transductores. (Cristales piezoeléctricos resonantes).
- Osciloscopio. (Sistema de visualización de ondas).
- Especímenes de prueba. (Muestras de rocas cilíndricas y/o cúbicas).

Siendo el generador de pulsos el componente fundamental para el desarrollo de estas mediciones.

Este pulsador, es un dispositivo capaz de entregar un tren de pulsos de tensión a una carga constituida por cristales piezoeléctricos resonantes (emisores) adheridos a la superficie de la roca, de manera que éstos conviertan dicha excitación en pulsos mecánicos (vibración) y se transmitan a través del medio de prueba (rocas). En realidad, existen dos tipos de cristales resonantes involucrados en este proceso, cada uno de éstos genera una de las señales de interés P ó S, éste se debe a las características físicas del piezoeléctrico. Posteriormente estas ondas mecánicas serán convertidas nuevamente a tensión por otros transductores (receptores) posicionados en el extremo contrario de la superficie y en contraposición a los emisores. Estas señales son registradas por sistemas de visualización tales como el osciloscopio. El esquema descrito anteriormente se muestra en la figura 2:

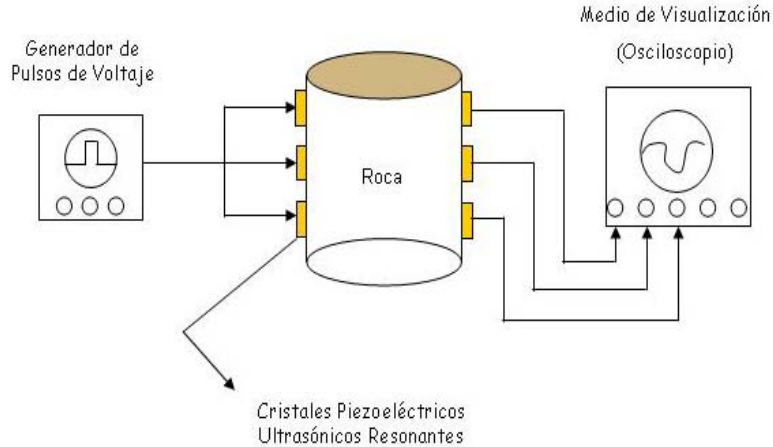


Figura 2. Esquema general de aplicación de las pruebas dinámicas sobre medios porosos (rocas)³

Las señales que registra el osciloscopio presentan un nivel de voltaje en el orden de los *mV* debido a que las rocas no son conductoras de electricidad. De aquí la necesidad de niveles altos de tensión en la aplicación de los pulsos; de manera que, la atenuación presente en el medio permita recibir las señales deseadas (ondas P y S). Dichas señales que se reciben por el osciloscopio presentan una zona muerta inicialmente, la cual coincide con el tiempo de tránsito de la misma a través del medio poroso (roca) justo después de haber sido aplicado el pulso de voltaje, posteriormente, se presenta una elevación brusca en la pendiente de la señal lo cual indica que ésta ha atravesado la roca, ver figura 3. Dado que la variable de interés en este tipo de pruebas es la velocidad de las ondas a través del medio, el osciloscopio es adecuado para registrar el tiempo de tránsito a través del medio, lo cual puede ser fácilmente cuantificado usando los cursores de tiempo en él. De esta manera, y conociendo la distancia de propagación el cálculo de la velocidad es relativamente simple.

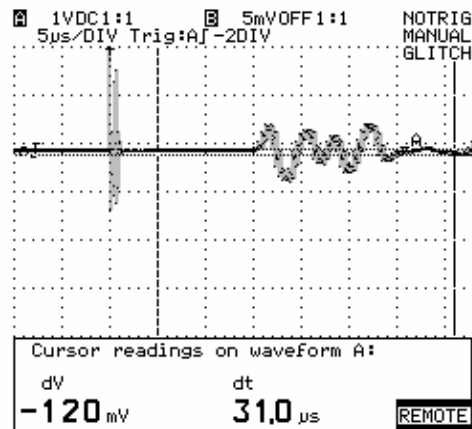


Figura 3. Onda P obtenida a partir de la prueba realizada con el equipo con el que cuenta el ICP⁴

2.1.3. Generador de Pulsos de tensión (Pulsador).

Internamente, el pulsador se compone básicamente por varias etapas funcionales, la figura 4 muestra un esquema de esto:

- Tensión de entrada al conversor *flyback*. Fuente de tensión DC (1).
- Convertidor *Flyback* (2).
- Etapa de conmutación. Operación del cristal piezoeléctrico (3).
- Sistema de control (4).
- Fuente de alimentación de 5 – 12 V (5).

⁴ Referenciado en Galvis, Jorge Leonardo: Informe de avance N°6 “Resultados De Velocidades Acústicas Sobre Una Arenisca Berea, Aplicando Pruebas Dinámicas” Bucaramanga, Mayo de 2004

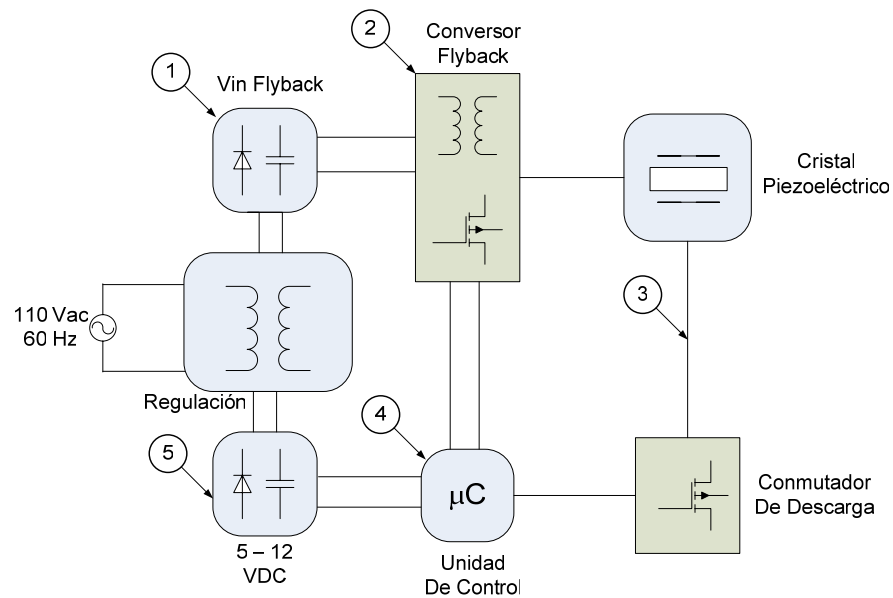


Figura 4. Esquema general del generador de pulsos de tensión

2.2. CONVERTIDOR FLYBACK⁵

La figura 5 muestra el circuito básico de una fuente de potencia *flyback*. Un *flyback* combina las acciones de un transformador de aislamiento, un inductor de salida y un diodo de paso en un transformador sencillo. Como resultado de ésta integración magnética, el circuito provee voltajes DC de salida muy estables y con una relación de costo-eficiencia muy buena.

La técnica es muy útil para aplicaciones con múltiples salidas, donde se requieren varias salidas semiestabilizadas de una misma fuente. La mayor desventaja es que se presenta una gran rizado de corriente en el transformador y los componentes de salida, lo cual reduce su eficiencia. Como resultado de esto, el convertidor *flyback* es usado por debajo de niveles de potencia de 150 W.

⁵ Billings, Keith H. C.Eng., M.I.E.E. SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK. ISBN 0-07-005330-8. McGraw-Hill, Inc. 1989

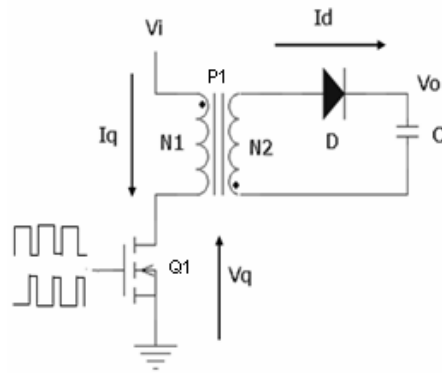


Figura 5. Sencillo Conversor Flyback⁶

2.2.1. Modos de operación

En un conversor *flyback* se reconocen dos tipos de operación:

1. Transferencia completa de energía (modo discontinuo). Este tipo de operación se caracteriza porque durante el período *flyback* (período *off* del conmutador) toda la energía almacenada en el transformador durante el período *on*, es transferida a la salida.
2. Transferencia incompleta de energía. En este tipo de operación una parte de la energía almacenada en el transformador al final de un período *on* permanece en el transformador al comienzo del próximo período *on*.

2.2.2. Función de transferencia

Las funciones de transferencia a pequeña señal para estos modos de operación son muy distintas. En la práctica, cuando se requieren amplios rangos de tensión de entrada, tensión de salida y corrientes de carga, el conversor *flyback* operará

⁶ National Semiconductor, Introduction to Power Supplies. Application Note 556. September 2002

en ambos modos de transferencia de energía, ya que estos coincidirán en algún momento de la operación.

Como resultado de este cambio de función de transferencia en el punto donde se cambia del modo de operación, el convertor *flyback* está entre los más difíciles de diseñar.

2.2.3. Principios de Operación

De acuerdo a la figura 5, la línea de tensión DC rectificada V_i es conmutada a través del primario del transformador P1, usando un dispositivo de conmutación Q1. El circuito de control tiene una frecuencia fija, y el ciclo útil de Q1 se ajusta para mantener la tensión de salida constante. Se podrá ver que el sistema puede operar en el modo transferencia de energía completo o incompleto, dependiendo de la carga y el ciclo útil.

2.2.4. Fase de almacenamiento de energía

Esta fase puede ser explicada mejor considerando la acción del circuito de la figura 6, el cual es un convertor *flyback* con salida sencilla.

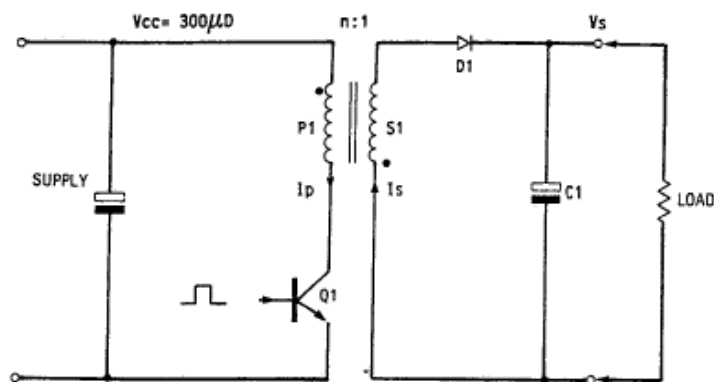


Figura 6. Ejemplo de convertor Flyback con salida sencilla⁵

Cuando se enciende el transistor Q1, el flujo de corriente en todos los arrollamientos del transformador será positivo. El diodo rectificador D1 estará polarizado inversamente y no conducirá; por consiguiente no habrá flujo de corriente en el secundario mientras Q1 conduce.

En esta fase sólo el arrollamiento primario está activo, por lo cual el transformador puede ser considerado como un simple inductor en serie; así, el circuito se simplifica al circuito de la figura 7.

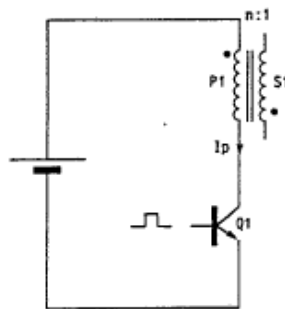


Figura 7. Circuito equivalente durante la fase de almacenamiento de energía⁵

De esta última figura se puede observar que cuando Q1 conduce, la corriente del primario varía de la siguiente forma:

$$\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_{in}}{L_p} \quad (2)$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada y L_p es la inductancia del primario. Esta ecuación muestra que hay un incremento lineal de la corriente del primario cuando Q1 conduce (t_{01}). Durante este período la densidad de flujo en el núcleo se incrementará del valor residual B_r hasta el valor pico de trabajo B_w . Las formas de onda correspondientes y los cambios en la densidad de flujo se muestran en la figura 8.

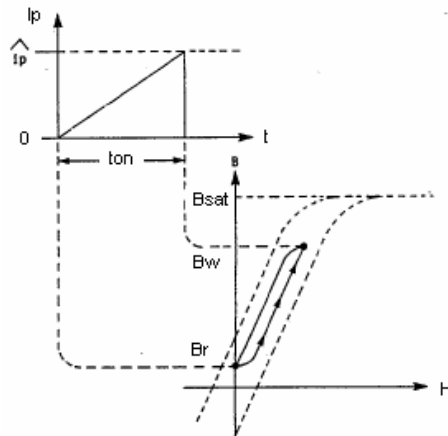


Figura 8. Corriente en el primario y magnetización durante el período on^5

2.2.5. Fase *flyback*

Cuando Q1 bascula a no conducción, la corriente en el primario debe caer a cero. La relación ampere-vuelta del transformador no puede cambiar sin el correspondiente cambio en la densidad de flujo $-\Delta B$. Como el cambio en la densidad de flujo ahora es negativo, las tensiones en todos los arrollamientos se invierten (acción *flyback*). El diodo D1 conduce, y la corriente magnetizante se transfiere al secundario. De esta manera, la corriente del secundario fluye en la misma dirección en el arrollamiento como la corriente del primario, pero tiene una magnitud definida por la relación de vueltas (el producto ampere-vueltas permanece constante).

Bajo condiciones estables, la *fem* (fuerza electromotriz) inducida en el secundario debe tener un valor mayor al voltaje en C1 (voltaje de salida) antes que el diodo D1 pueda conducir. En ese punto la corriente *flyback* fluirá en el arrollamiento secundario comenzando con un valor máximo I_s el cual es $I_s = N \cdot I_p$ (N es la relación de vueltas del transformador e I_p es la corriente del primario en el momento que Q1 se apaga). La corriente *flyback* caerá a cero durante este período. Como Q1 está apagado y el primario no conduce, el arrollamiento primario se puede

despreciar y el circuito se simplifica al que se muestra en la figura 9. Las formas de onda de la corriente en el secundario se muestran en la figura 10.

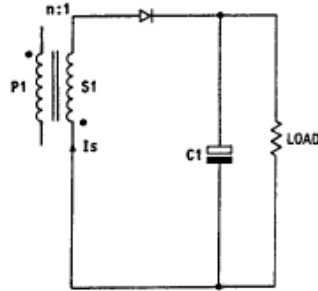


Figura 9. Circuito equivalente durante la fase de transferencia de energía⁵

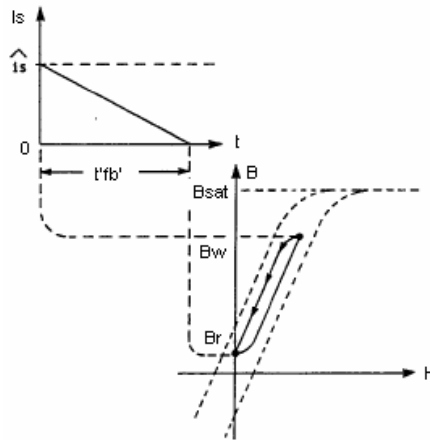


Figura 10. Corriente en el secundario y magnetización durante el período *Flyback*⁵

Para condiciones de transferencia de energía completa el período *flyback* es siempre menor al período *off* y la densidad de flujo del núcleo caerá desde su pico B_w a su valor residual B_r . La corriente del secundario también caerá de la siguiente forma:

$$\frac{dI_s}{dt} = \frac{V_s}{L_s} \quad (3)$$

Donde V_s es el voltaje del secundario y L_s es la inductancia del transformador referida al secundario.

2.2.6. Factores que definen los modos de operación

Transferencia completa de energía

Si la corriente *flyback* alcanza un valor de cero antes del próximo período *on* de Q1 como muestra la figura 11, el sistema está operando en modo de transferencia de energía completo. Esto quiere decir que toda la energía almacenada en la inductancia del primario durante el período *on* fue transferida a la salida en el período *flyback*, antes que comience el siguiente período de almacenamiento. Si la corriente *flyback* no alcanza a ser cero, entonces el sistema opera en el modo transferencia de energía incompleto, como se muestra en la figura 12.

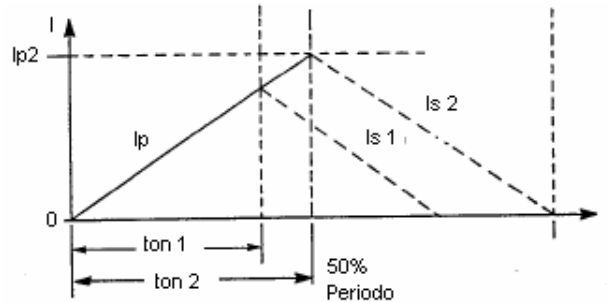


Figura 11. Corrientes en el primario y secundario para el modo de operación discontinuo (Transferencia Completa de Energía)⁵

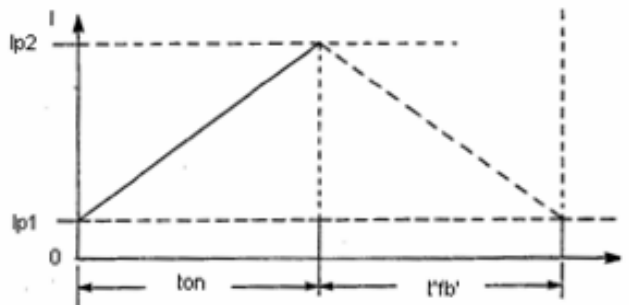


Figura 12. Corrientes en el primario y secundario para el modo de operación continuo (Transferencia Incompleta de Energía)⁵

Transferencia incompleta de energía

Si en el circuito de la figura 6 se incrementa el período *on* y consecuentemente se disminuye el período *off*, más energía se almacena en el transformador. Para operación estable, esta energía extra debe ser extraída durante el período *off*. Si las tensiones de entrada y salida se deben mantener constantes, se puede ver que la corriente de carga se debe incrementar para remover dicha energía extra.

Las pendientes de las corrientes de entrada y salida no pueden cambiar, porque las tensiones del primario y secundario, así como las inductancias son constantes. Además, la igualdad en la relación volt-segundo *forward* e inversa aplicada al transformador se debe mantener. Por lo cual, el período *on* incrementado lleva a una nueva condición de trabajo la cual se muestra en la figura 12.

Para esta condición, la corriente no será cero en los comienzos de los períodos *on*, y un valor igual estará al final de los períodos *off*. Esto se conoce como modo de operación continuo o transferencia de energía incompleta, ya que una porción de la energía permanece en el campo magnético al final del período *flyback*. Como el área bajo la forma de onda de la corriente secundaria debido a la componente DC es mayor, la corriente de carga debe ser mayor para mantener las condiciones estables.

En este ejemplo, el incremento del período *on* llevó a la transición de transferencia de energía completa a incompleta, pero la siguiente ecuación muestra que el modo de operación es controlado por cuatro factores: voltaje de entrada y salida, el ciclo útil y la relación de vueltas del transformador.

Como se mencionó anteriormente, bajo condiciones estables, el cambio en la densidad de flujo durante el período *on* debe ser igual al cambio en la densidad de flujo durante el período *flyback*. Así:

$$\Delta\phi = \frac{V_{in}t_{on}}{N_p} = \frac{V_s t_{off}}{N_s} \quad (4)$$

De ésta ecuación se puede ver que la relación volt-segundo por vuelta en el primario debe ser igual a la relación volt-segundo por vuelta en el secundario si se quiere tener un punto de operación estable para la densidad de flujo.

2.3. FUNCIONAMIENTO DE LOS CRISTALES PIEZOELÉCTRICOS⁷

El funcionamiento de este tipo de material se fundamenta en el efecto piezoeléctrico, el cual consiste en la producción de cargas eléctricas en la superficie de un material piezoeléctrico cuando este es deformado por una presión mecánica externa. El fenómeno inverso, ocurre cuando a un material similar se le aplica un potencial eléctrico produciendo una deformación en él. El primer efecto se conoce como piezoeléctrico directo y el segundo como piezoeléctrico inverso. El primero se usa para medición y el segundo para reducción de deformaciones, oscilaciones y presiones.

El efecto piezoeléctrico es una propiedad de la estructura cristalina de los materiales y se asocia a una asimetría caracterizada por la aparición de varios ejes polares*. Un ejemplo de este tipo de ejes se observa en el cuarzo, que se presenta en forma de prisma hexagonal, ver figura 13, en esta figura se observan tres ejes polares X_1 , X_2 y X_3 , cada uno de estos ejes pasa a través de dos esquinas opuestas. El eje Z es paralelo al eje del prisma y el eje Y es perpendicular tanto al eje Z como a los ejes X.

⁷ Krautkrämer, Josef y Krautkrämer, Herbert: "Ultrasonic testing of materials". Third edition. Cologne, 1983.

* Son aquellos en los que una dirección difiere de la opuesta, de tal manera que, cualquier rotación del cristal en la que se intercambian los extremos del eje nunca da la misma posición del cristal.

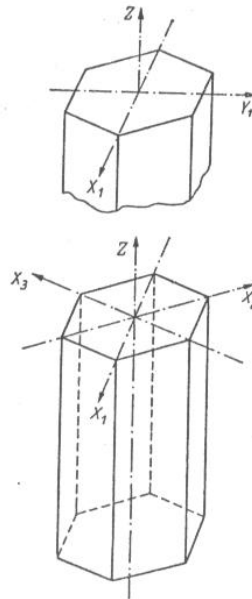


Figura 13. Ejes en un cristal de cuarzo⁷

El efecto piezoeléctrico se explica mejor analizando un corte del cristal o del material paralelo al plano YZ, ver figura 14.

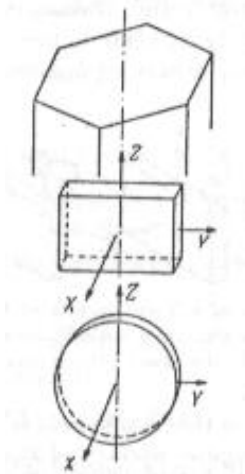


Figura 14. Corte de cuarzo en la dirección X (plano YZ)⁷

Una presión aplicada al cristal cortado produce una variación en su grosor y debido a que éste es elástico hace que se varíe la carga eléctrica en los

elementos de la red cristalina, resultando en la polarización del material; es decir, aparecen cargas positivas y negativas en cada una de las superficies, respectivamente. Si se utilizan capas de plata en la superficie del material y si se usa un correcto cableado se obtiene un capacitor con el cristal como dieléctrico.

El voltaje producido en la polarización como consecuencia de la presión aplicada al cristal puede ser medido mediante un multímetro. De la misma manera, si la variación en el grosor del corte del cristal se produce por dilatación, el voltaje a medir cambia de signo.

En el párrafo anterior, se observa la aplicación del efecto piezoeléctrico directo, como receptor de ondas ultrasónicas alternantes; las cuales, producen variación en el grosor del cristal. Por otro lado, el efecto piezoeléctrico inverso se puede usar para generar ultrasonido; es decir, si se aplica voltaje alternante a las caras del cristal, se produce en él presiones alternantes y se emiten ondas longitudinales, observar figura 15a.

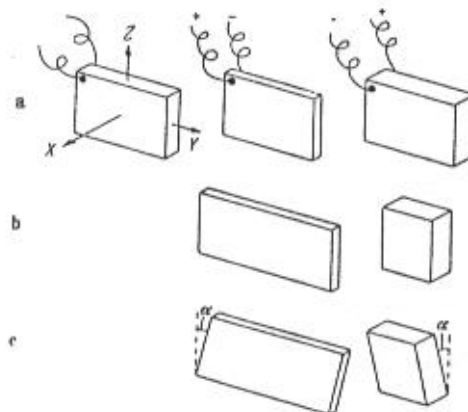


Figura 15. Deformaciones del cristal en dirección X al aplicar una tensión. a) Sólo variación en el grosor. b) cambio en la dirección Y. c) Cambio en corte. Escala de $1'000.000 : 1^7$

Lo que se describió anteriormente solo supone variación en el grosor del material; pero, dicha variación también produce cambios en las direcciones transversales; es decir, teniendo en cuenta las dimensiones del material, en la dirección del eje Y éste sufre alargamiento o encogimiento así como distorsión de corte, esto se puede ver en las figuras 15b y 15c.

Como resultado de las elongaciones en Y, los cristales generan ondas transversales junto con las longitudinales, siempre y cuando el material cortado esté bien adherido a un sólido. En cambio, la distorsión de corte no tiene efecto significativo.

En el caso de cristales cortados paralelos al plano YZ, las ondas transversales no se propagan en medios líquidos o en sólidos acoplados con capas líquidas, solo se transmiten ondas longitudinales.

En la práctica los cristales cortados en dirección del eje X son usados para generar y recibir ondas longitudinales a diferencia de los cristales cortados en dirección Y que pueden ser usados para generar tanto ondas longitudinales como de superficie en sólidos. La figura 16 muestra la posición del cristal y sus deformaciones. Al comparar este caso con el de los cristales cortados en dirección X (figura 15), las deformaciones son mayores.

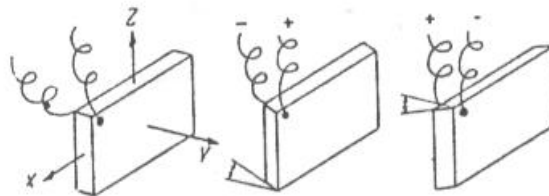


Figura 16. Deformaciones en un cristal cortado en dirección Y.

Escala de 200.000 : 1 ⁷

Con los cristales cortados paralelos al plano XZ es posible generar ondas transversales en un sólido si se usan adhesivos sólidos o suficientemente viscosos. Si se usan acoples líquidos, éste tipo de cristal sólo genera fuertes ondas de superficie en ambas direcciones del eje X, esto se muestra en la figura 17.

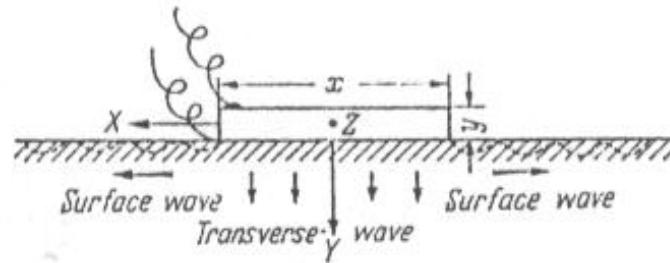


Figura 17. Ondas generadas por el cristal en dirección Y⁷

2.3.1. Piezoeléctricos como receptores y transmisores de ondas ultrasónicas.

Considerando un caso ideal de un cristal cortado en dirección X (sólo hay deformación en el grosor), es posible definir los efectos piezoeléctricos de la siguiente manera:

Para transmisión se tiene que:

$$\Delta X_S = d_{33} \cdot V_S \quad (5)$$

Donde ΔX_S es el cambio en el grosor del material, d_{33} es el módulo piezoeléctrico del cristal y V_S es la tensión aplicada.

Durante la recepción se produce una variación en el grosor del material debido a la presión de las ondas, lo cual se ve reflejado en una tensión en las caras del cristal, esto se describe de la siguiente manera:

$$V_e = h_{33} \cdot \Delta X_e \quad (6)$$

Donde ΔX_e es el cambio en el grosor del material receptor, h_{33} es la constante de deformación piezoeléctrica del cristal y V_e es la tensión recibida a circuito abierto.

Si se asume que toda la variación en el grosor en el cristal transmisor se transfiere al receptor; es decir que $\Delta X_S = \Delta X_e$, y de acuerdo a las ecuaciones (5) y (6), se tiene que:

$$\frac{V_e}{V_S} = d_{33} \cdot h_{33} = k_{33}^2 \quad (7)$$

K_{33} equivale al factor de acoplamiento electromecánico y se refiere a la eficiencia de la conversión de tensión eléctrica a desplazamiento mecánico y viceversa.

En adición al comportamiento piezoeléctrico del cristal, el material oscila mecánicamente como un sistema formado por una masa suspendida por un resorte. Sin embargo, en contraste a dicho sistema, el cristal produce ondas armónicas además de la fundamental.

La figura 18 muestra la característica fundamental de oscilación de un corte de cristal. En dicha figura se observa el movimiento de las partículas de la superficie en ocho momentos diferentes; en un momento dicho movimiento es hacia fuera y luego hacia adentro mientras que la placa central permanece en reposo. El resultado es un conjunto de ondas senoidales con amplitudes distintas, este

fenómeno se conoce como ondas estacionarias, las cuales se componen de dos ondas viajando en direcciones contrarias.

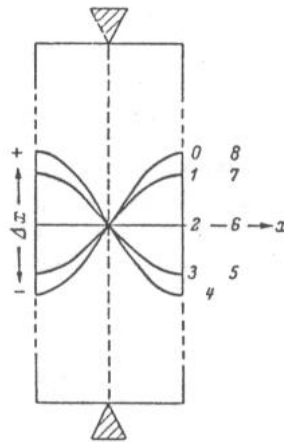


Figura 18. Oscilación fundamental de un cristal. Desplazamiento de partículas⁷

De lo anterior, la oscilación en el grosor del cristal se puede explicar como una onda plana que viaja a través del medio, se refleja en una de las superficies, retorna en la dirección contraria y luego sufre una reflexión sobre la otra superficie encontrándose en fase, ya que el cambio de ésta última equivale a una longitud de onda. Dicho de otra manera, dos ondas opuestas viajan constantemente a través del corte del cristal.

Si un cristal se excita y se deja oscilar libremente, su oscilación senoidal no permanece constante ya que se presentan pérdidas debidas a dos motivos: fricción interna y emisión de ondas hacia medios contiguos y el ambiente (convección de energía). La primera se considera insignificante comparada con la emisión de energía. Debido a estas pérdidas, las oscilaciones son amortiguadas y por consiguiente la amplitud de una oscilación cae en un factor δ en comparación a la anterior; este factor se conoce como el coeficiente *damping*, ver figura 19. Más adelante se explica cómo éste valor depende esencialmente del material acoplado.

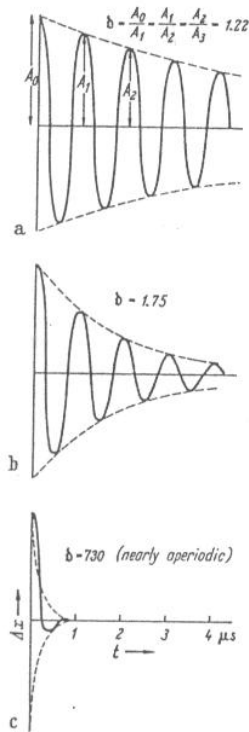


Figura 19. Oscilaciones para un cristal a diferentes valores de damping⁷

El cristal puede ser excitado con tensiones ac con frecuencias distintas, resultando en oscilaciones a la misma frecuencia. Es la amplitud de la oscilación la que varía de acuerdo a dicha frecuencia; para frecuencias bajas, la amplitud de la oscilación prácticamente no varía, para valores de frecuencia cercanos a la de resonancia, la amplitud alcanza un máximo, y para valores más allá de la frecuencia de resonancia, la amplitud de las oscilaciones cae nuevamente. Ver figura 20.

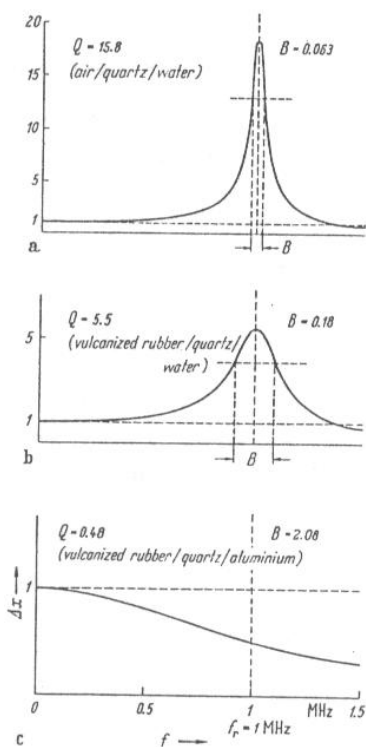


Figura 20. Curvas de resonancia para oscilaciones forzadas de un piezoeléctrico⁷

El incremento que se presenta en resonancia se conoce como calidad o factor de calidad Q . Este factor se define como la razón entre la amplitud a la frecuencia de resonancia y el cambio de grosor estático del material:

$$Q = \frac{\Delta X_{fr}}{\Delta X_{est}} \quad (8)$$

Q puede ser relacionado al factor *damping* y al ancho de banda* (B) de la curva de resonancia de la siguiente manera:

* Rango de frecuencias en el cual la amplitud de resonancia no ha caído por debajo del 70% del valor máximo.

$$Q = \frac{\pi}{\ln \delta} \quad (9)$$

$$Q = \frac{fr}{B} \quad (10)$$

Como se mencionó antes, el factor de *damping* depende de los materiales contiguos al piezoeléctrico que se usa como generador ultrasónico. De esta manera, si se usa un piezoeléctrico entre dos materiales con impedancias acústicas Z_1 y Z_2 , como se muestra en la figura 21, y ambas impedancias son mayores o menores que la impedancia del cristal, se tiene que el factor *damping* es:

$$\delta = \frac{(Z_0 + Z_1)(Z_0 + Z_2)}{(Z_0 - Z_1)(Z_0 - Z_2)} \quad (11)$$

Donde las impedancias acústicas se definen como:

$$Z = \rho \cdot c \quad (12)$$

En el que ρ es la densidad del material y c es la velocidad del sonido en el material.

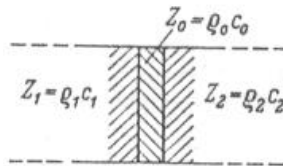


Figura 21. Transmisor entre dos materiales⁷

Ahora, cuando las impedancias contiguas a la del cristal no son ambas mayores o menores, sino que uno de los materiales es más suave y el otro más duro

acústicamente que el cristal, se tiene una nueva definición para el coeficiente de *damping*:

$$\delta = \frac{(Z_0 + Z_1)^2 (Z_0 + Z_2)^2}{(Z_0 - Z_1)^2 (Z_0 - Z_2)^2} \quad (13)$$

En cuanto a los armónicos generados en la excitación de un cristal piezoeléctrico, se puede decir que solamente los armónicos impares juegan un papel importante. Es decir, la curva de resonancia de la figura 20, debe ser extendida a mayores frecuencias y nuevos picos resonantes en frecuencia de $3f_r$, $5f_r$, $7f_r$, etc. También se debe notar que el factor de *damping* aumenta con el orden del armónico, por lo cual, la amplitud de la onda radiada decae a la misma tasa.

2.3.2. El transductor piezoeléctrico excitado con pulsos

Un bajo factor de *damping* en el piezoeléctrico no es siempre la elección más adecuada a pesar que en pruebas no destructivas se busca generar ondas sónicas continuas con la mayor amplitud posible a una frecuencia fija*. En la práctica, ocasionalmente es necesario variar la frecuencia para evitar la generación de ondas estacionarias en el material de prueba. Dicha variación en la frecuencia se debería hacer manteniendo constante la amplitud de la onda transmitida, lo cual no es posible con una curva de resonancia muy estrecha. Idealmente se requiere una curva de frecuencias con una región plana más ancha, esto se consigue con la introducción de una mayor cantidad de *damping* de manera ajustable. Sin embargo, se debe reconocer que el ensanchamiento del ancho de banda produce una reducción en la amplitud de las ondas generadas.

* Esto se logra con el factor *damping* al mínimo.

Para la transmisión de pulsos cortos es muy importante el uso de un ancho de banda adecuado ya que a altas frecuencias el *damping* aumenta con ella. Por tal motivo, es necesario generar y transmitir pulsos a frecuencias no excesivamente altas y con un número mínimo de oscilaciones.

Como ya es sabido, todos los pulsos se pueden presentar a través de una serie de *Fourier* como la suma de oscilaciones ilimitadas contenidas en un ancho de banda dado; y además, antes y después del pulso, dichas oscilaciones se cancelan. Se puede ver que mientras mas angosto sea el pulso, mayor es el ancho de banda; es decir, para transmitir un pulso de duración T sin distorsión apreciable, el ancho de banda requerido es:

$$B = \frac{1}{T} \quad (14)$$

A continuación se considera el comportamiento de los piezoeléctricos bajo la excitación de pulsos eléctricos. La figura 22a muestra una tensión alterna de 10 oscilaciones aplicada a la frecuencia característica del cristal. Sin embargo, el material se resiste a los cambios súbitos gracias a su inercia y las fuerzas elásticas, por consiguiente, el pulso es suavizado al comienzo y al final. De esta manera, la oscilación real del cristal es la suma del movimiento inercial del mismo (figura 22b) y el pulso aplicado, resultando en la oscilación de la figura 22c. Se debe notar que la figura 22b equivale a la oscilación característica del cristal y corresponde, en el caso mostrado, a la figura 19b con un factor de *damping* de 1.75.

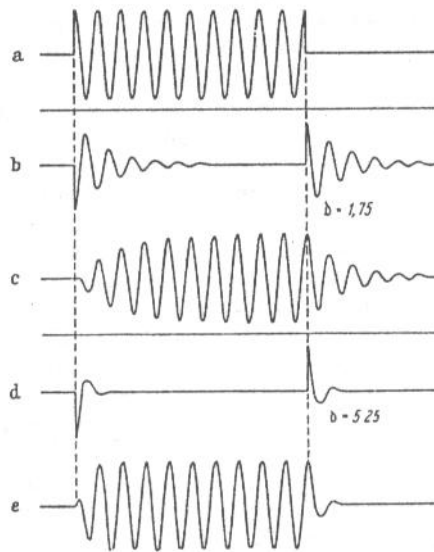


Figura 22. Excitación de un piezoelectrico por una tensión alterna⁷

Para mayores valores de *damping*, el efecto del transitorio del cristal es menos importante y la oscilación se aproxima más a la tensión aplicada. Sin embargo, se debe recordar que mientras mayor sea el factor de *damping*, menor es la amplitud de la oscilación. Esto no se consideró en las figuras 22d y 22e.

En la figura 23, se muestra el efecto que ejerce la reducción del tiempo de excitación sobre la oscilación generada por el cristal. En dicha figura, se ve claramente que para el caso con menos *damping* la oscilación no alcanza su máximo debido a que se presenta superposición de los efectos transitorios del material. De la misma forma, se observa que para el caso con mayor *damping*, la onda se asemeja más a la tensión aplicada pero con menor amplitud. Este último inconveniente se hace más llevadero teniendo en cuenta que la oscilación alcanza su máximo antes que en el caso anterior.

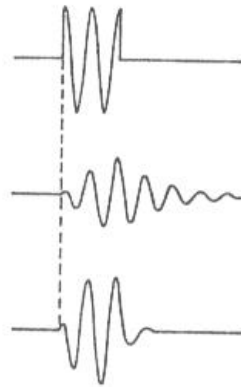


Figura 23. Excitación del piezoelectrico con un pulso más corto⁷

A continuación se presenta un tratamiento más riguroso del comportamiento del material piezoelectrico. Para hacer dicho tratamiento, se debe tener en cuenta la siguiente figura 24 como regla básica de operación para los piezoelectricos funcionando como transmisores.

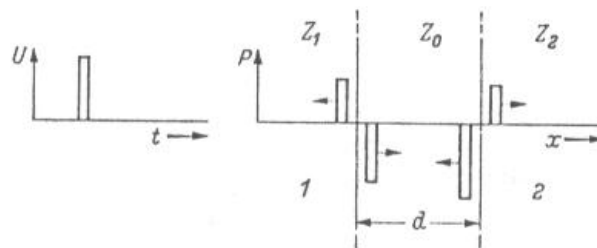
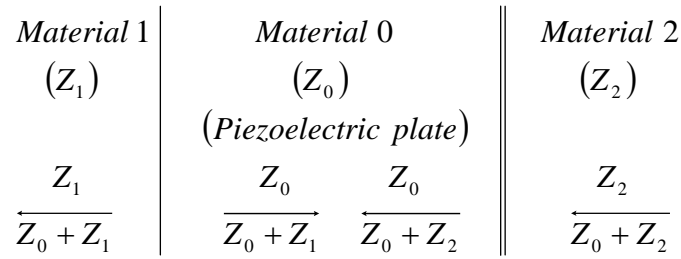


Figura 24. Ondas acústicas de presión generadas por la tensión aplicada⁷

Cuando se aplica una tensión a un piezoelectrico, ondas de presión sónicas comienzan a viajar desde ambas superficies hacia el interior del material así como en los materiales acoplados al cristal. Sin embargo, las ondas en el interior del material tienen fase contraria a las ondas externas. Además, sus amplitudes están dadas por las impedancias de los materiales de la siguiente manera:



Cuando las ondas en el interior del piezoeléctrico alcanzan los bordes se presenta reflexión y transmisión de las mismas junto con una inversión de fase en la reflexión en materiales sónicamente suaves. Las razones entre las presiones de ondas incidente y las reflectadas y transmitidas están dadas por:

$$\frac{P_r}{P_e} = R \quad (15)$$

$$\frac{P_d}{P_e} = D \quad (16)$$

Donde P_r es la presión de onda reflectada, P_e es la presión de onda incidente y P_d es la presión de onda transmitida, R es el coeficiente de reflexión y D el coeficiente de transmisión; éstos últimos se definen como:

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (17)$$

$$D = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (18)$$

Considerando nuevamente la figura 24, asumiendo que el retardo dentro del piezoeléctrico es mayor a la duración del pulso aplicado y además se toma el caso simple de un borde sin reflexión; es decir, las impedancias de los tres medios es igual. Las ondas generadas en el interior del material piezoeléctrico pueden pasar libremente a las superficies contrarias y abandonar el material completamente.

Afuera del cristal aparecen dos pulsos opuestos que se siguen con un distanciamiento igual al retardo interno del piezoeléctrico como se muestra en la figura 25.

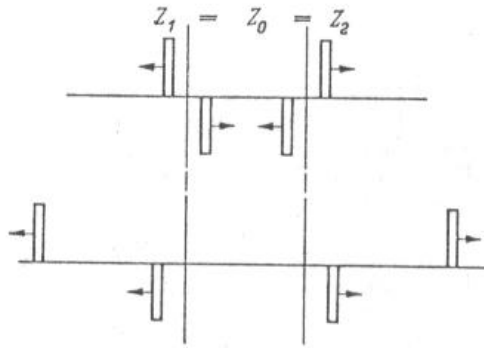


Figura 25. Ondas acústicas generadas en medios sin reflexión⁷

La figura 26 considera el caso donde el corte de cristal se deja en un extremo en contacto con aire y el otro extremo en contacto con un material sin reflexión. En este caso, la onda de la derecha se refleja completamente y se invierte en fase. La figura 27, representa el mismo caso que la figura 26 pero ahora se considera reflexión en el extremo derecho. Como resultado, se tiene una secuencia de pulsos que se siguen con un espaciamento igual al retardo interno del cristal. Si como ejemplo se considera una relación $Z_2/Z_0=0.25$ como es el caso del cuarzo/perspex, el segundo pulso es mayor que el primero y los siguientes decrecen a una razón constante, véase la figura 28.

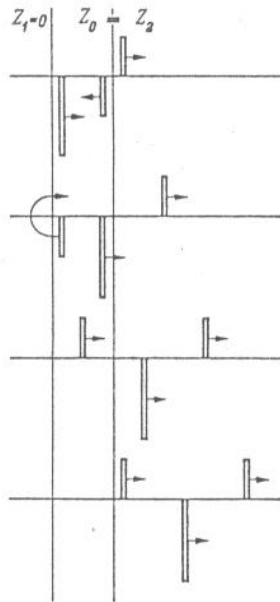


Figura 26. Ondas acústicas generadas. Extremo izquierdo libre y no reflexión en el derecho⁷

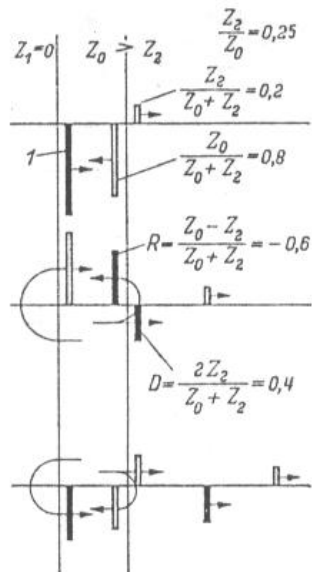


Figura 27. Ondas acústicas generadas. Extremo izquierdo libre y acople sónico suave a la derecha⁷

Si se tiene excitación por pulsos de tensión consecutivos, basta con obtener el resultado para un solo pulso y añadir resultados similares espaciados de acuerdo al retardo entre los pulsos.

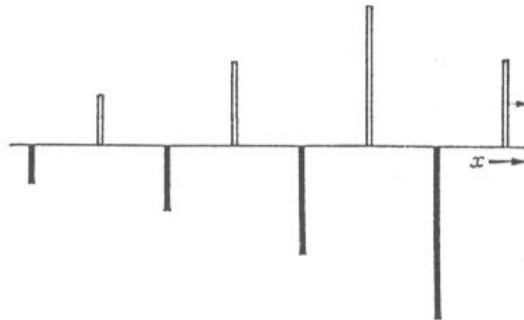


Figura 28. Primeros 8 pulsos de la figura anterior⁷

Considerando ahora al piezoeléctrico como receptor, la figura 29 muestra la regla que se aplica a esta condición.

Cuando una onda de presión sónica entra en un piezoeléctrico se produce una tensión en sus electrodos, la cual es proporcional al área de la onda que ya ha ingresado al cristal.

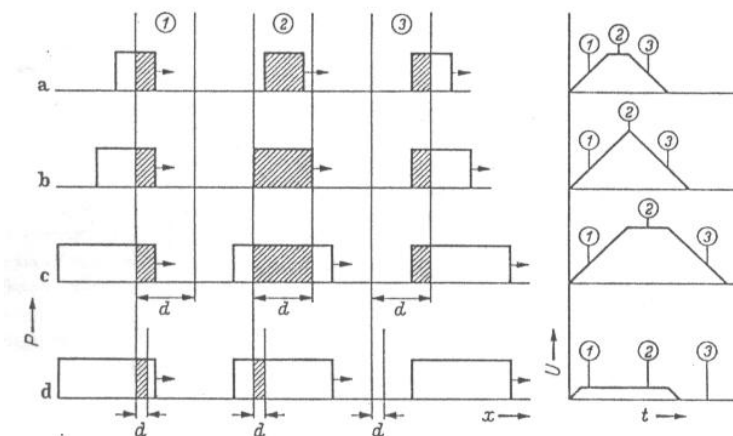


Figura 29. Recepción de ondas cuadradas por un piezoeléctrico acoplado en ambos lados⁷

Si se observa la figura 29a, se puede ver una onda cuadrada que ingresa a un piezoeléctrico grueso*. El área dentro del material (sombreada) aumenta linealmente y de la misma manera lo hace la tensión en sus electrodos, se mantiene constante cuando la onda viaja a través del cristal y cae a cero cuando la onda sale del mismo, si se asume sin reflexión. En las figuras 29b y 29c se muestra lo mismo que en el caso anterior pero ahora la duración de la onda es mayor que el tiempo de tránsito dentro del piezoeléctrico. La tensión generada crece hasta un máximo y se mantiene allí durante el tiempo que la onda llene el cristal.

Finalmente, en el caso de la figura 29d, la duración de la onda es mucho mayor que el tiempo de tránsito ya que el material es muy delgado; por lo cual la tensión generada decrece debido a que ésta depende del grosor del cristal y su área* se reduce.

Todo lo que se explicó en párrafos anteriores se ha hecho bajo la suposición de bordes libres de reflexión, lo cual no es fácil de tener en la práctica. De allí que si se acoplan medios sónicamente suaves se producen reflexiones con inversión de fase. Como consecuencia, la aplicación de un pulso corto produce una tensión alterna con amplitud decreciente como se muestra en la figura 30.

* Quiere decir que el tiempo de tránsito dentro del cristal es mayor a la duración de la onda.

* Cuando se habla de área, en realidad se refiere al volumen del cristal.

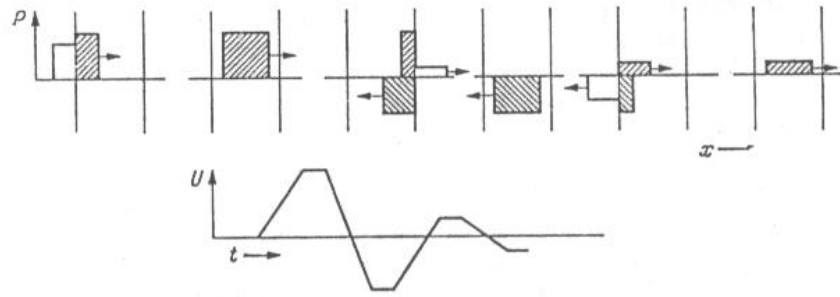


Figura 30. Recepción de ondas cuadradas por un piezoeléctrico con terminaciones acústicas suaves en ambos lados⁷

2.3.3. Materiales Piezoeléctricos

Entre los materiales más usados en pruebas no destructivas de prueba de materiales se encuentran: Zirconato-titanato de plomo (*PZT*), titanato de bario (BaTiO_3), metaniobato de plomo (PbNb_2O_6), sulfato de litio (LiSO_4), cuarzo (SiO_2) y el niobato de litio (LiNbO_3). Sus constantes están dadas en la tabla 1.

El cuarzo es el piezoeléctrico más antiguo, bastante duro y es atacado químicamente por muy pocas sustancias. Sus cortes se pueden obtener de cristales naturales o bien artificiales. Los electrodos se depositan por vaporización al vacío, pero es mejor si se crean por quemado en líquidos de plata. Los cables pueden ser adheridos directamente con soldaduras compatibles con la plata.

El titanato de bario, el metaniobato de plomo y un número de materiales basados en (*PZT*) parecidos al primero de los mencionados, son cerámicos fabricados a través de la mezcla de la materia prima (tierra) con agentes que la mantienen unida, luego se moldean a presión en la forma deseada y se calientan por encima a los 1000 °C. Posteriormente, para darle aspectos precisos se lijan. Estos materiales son más frágiles que el cuarzo y sus colores van desde el blanco hasta una tonalidad amarillenta. A diferencia de los cristales naturales, las propiedades piezoeléctricas para éstos materiales se logran a través de polarización. Es decir,

las características piezoeléctricas se le agregan a estos materiales a través de aplicación de unos cuantos miles de voltios por centímetro de grosor mientras es calentado hasta la temperatura *Curie**. Luego, se les permite enfriarse con el voltaje aún aplicado. Este proceso hace que uno de los ejes de los cristales orientados aleatoriamente se alinee, el cual luego es refrigerado. Las características piezoeléctricas se mantienen en el material siempre y cuando no se caliente cerca de la temperatura *Curie*; sin embargo, el envejecimiento hace que las constantes de la tabla 1 disminuyan. El material puede ser repolarizado las veces que se requieran. De los cristales descritos en este párrafo, la cerámica *PZT* es la que presenta mejor acoplamiento electromecánico (hasta un 70%) y mayor temperatura *Curie*.

El acople del cristal piezoeléctrico al transmisor eléctrico se considera de manera sencilla con un corte del cristal de grosor $d = \lambda/2$ excitado en oscilación fundamental, dicho elemento puede ser reemplazado por su capacitancia estática C_0 en paralelo con una resistencia R_s siempre y cuando no sea perturbado por materiales contiguos, ver figura 31. La resistencia consume la misma cantidad de energía como si fuera radiada a un material vecino. Si se balancea C_0 a través de una inductancia L_0 ajustada para resonar, se debe tener en cuenta que también se balancean las capacitancias del cableado y los instrumentos.

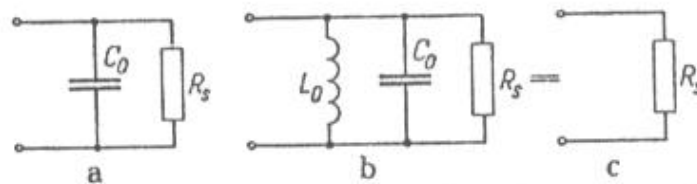


Figura 31. Circuito equivalente de un piezoeléctrico en resonancia⁷

* Temperatura propia para cada material. Los valores se muestran en la tabla 1.

El modelo de equivalente del transmisor consiste en una fuente de tensión V_S conectada en serie con su resistencia interna R_I aplicado al arreglo en paralelo de C_0 y R_S , o bien sólo a R_S si la capacitancia estática ha sido balaceada por una inductancia, ver figura 32. El modelo de un piezoeléctrico dispuesto como receptor se muestra en la figura 33, se compone básicamente de una fuente de tensión V_e en serie con la resistencia de radiación R_S aplicada a la resistencia de entrada R_e del dispositivo de medida, que normalmente es muy alta.

Tabla 1. Constantes piezoeléctricas de algunos materiales⁷

		PZT	BaTiO ₃	PbNb ₂ O ₆	LiSO ₄	Cuarzo	LiNbO ₃
Densidad	g/cm ³	7,5	5,4	6,2	2,06	2,65	4,64
Velocidad acústica <i>c</i>	m/s	4000	5100	3300	5460	5740	7320
Impedancia acústica <i>Z</i>	10e6 Ns/m ³	30	27	20,5	11,2	15,2	34
Frecuencia de resonancia para un cristal de 1mm de grosor	MHz	2	2,55	1,65	2,73	2,87	3,66
Temperatura <i>Curie</i>	°C	190 - 350	120	>400	130	576	1210
Constante dielectrica ϵ_r		40 - 4000	1000	300	10,3	4,5	30
Coeficiente de <i>camping</i>		1,008 - 1,2	1	1,3		1,00003	
Coeficiente eletromecánico <i>k</i> ₃₃		0,6 - 0,7	0,45	0,4	0,38	0,1	0,2
Coeficiente de acoplamiento radial <i>k</i> _p	10e-12	0,5 - 0,6	0,3	0,07	0	0,1	
Módulo piezoeléctrico <i>d</i> ₃₃	m/V	150 - 593	125 - 190	85	15	2,3	6
Constante de presión piezoeléctrica <i>g</i> ₃₃	10e-3 Vm/N	20 - 40	14 - 21	32	156	57	23
Constante de deformación piezoeléctrica <i>h</i> ₃₃	10e9 V/m	1,8 - 4,6	1,1 - 1,6	1,9	8,2	4,9	6,7

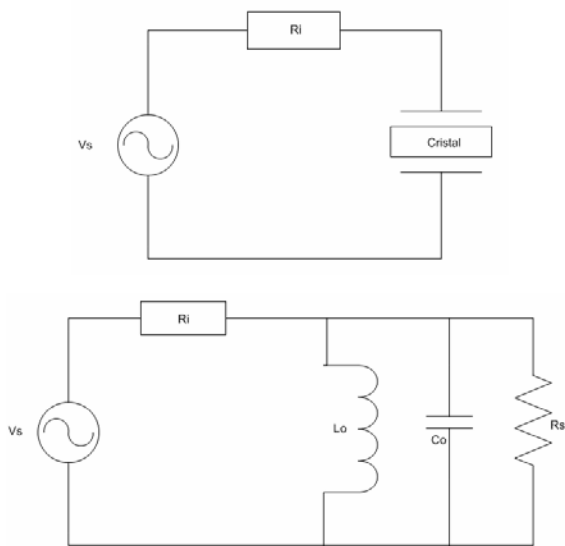


Figura 32. Modelo de equivalente del transmisor

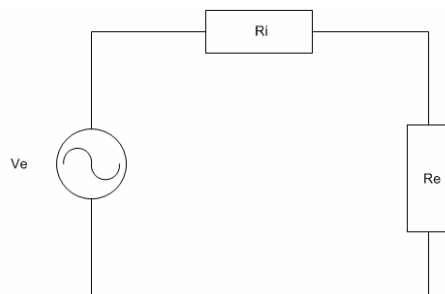


Figura 33. Modelo de equivalente del receptor

3. IMPLEMENTACIÓN DEL GENERADOR DE PULSOS DE TENSIÓN

3.1 CONVERTOR FLYBACK

A partir de todo el conocimiento teórico expuesto en el capítulo anterior, se reconoce que la etapa fundamental dentro del desarrollo de este proyecto es el diseño de la fuente de tensión variable (convertor *flyback*). Esta fuente ofrece un rango de tensiones de salida bastante amplio, cubriendo adecuadamente la variación propuesta dentro de los objetivos definidos para esta aplicación.

Sin embargo, se debe reconocer que el punto crítico dentro del diseño e implementación del convertor DC-DC tipo *flyback* lo constituye el transformador empleado para la generación del rango de tensiones deseado. Es por esto que la atención en esta sección se centra en dicho elemento. A continuación se presentan dos diseños del elemento magnético que fueron realizados siguiendo distintos flujos de diseño.

3.1.1. Diseño de un transformador para convertor *flyback* (primera aproximación)⁸

El diseño de elementos magnéticos está cargado de inexactitudes que llevan a la consideración del resultado como un estimado calculado. Esto se debe a que existen muchos factores en consideración que pueden arrastrar el diseño hacia una dirección u otra, tales factores pueden ser tamaño o estilo del núcleo, entrada de potencia, y muchas más. Por tal motivo, el modelo de diseño generalizado para manejar dichas consideraciones es como se presenta a continuación:

- 1) Seleccionar el material del núcleo apropiado para la aplicación y para la frecuencia de operación.

⁸ BROWN, Marty, Power Supply Cookbook. Newnes. Segunda Edición. 2001

- 2) Seleccionar el estilo del núcleo que satisface las necesidades de la aplicación y las regulaciones dictadas para fuentes de potencia.
- 3) Determinar el tamaño del núcleo requerido para entregar la potencia de salida de la fuente.
- 4) Determinar si se necesita de un *air gap* y calcular el número de vueltas por arrollamiento que se requieren.

Selección del material del núcleo

Dentro de las aplicaciones de fuentes conmutadas, la selección del tipo de material es un punto clave para un resultado satisfactorio del diseño. Aunque casi todos los materiales y estilos funcionan para cualquier aplicación, es ésta última la que dicta cual es mejor.

Los principales factores a considerar para esta selección son las pérdidas a la frecuencia de operación y la densidad de flujo de la aplicación. La ferrita se convierte entonces en el material de preferencia debido a que sus características a la frecuencia de operación son muy buenas; además, presenta niveles de pérdidas aceptables para los niveles de tensión que se usarán por la aplicación.

Para revisar cualquier tipo de material, los puntos a tener en cuenta son las pérdidas en el núcleo y la degradación B-H con la temperatura. El primer punto a revisar consta de la combinación de pérdidas por histéresis y corrientes parásitas.

Una manera de realizar la comparación de materiales fácilmente es a través de las curvas que entrega el fabricante del núcleo donde se relacionan pérdidas con la frecuencia y la densidad de flujo máxima. Ver la figura 34.

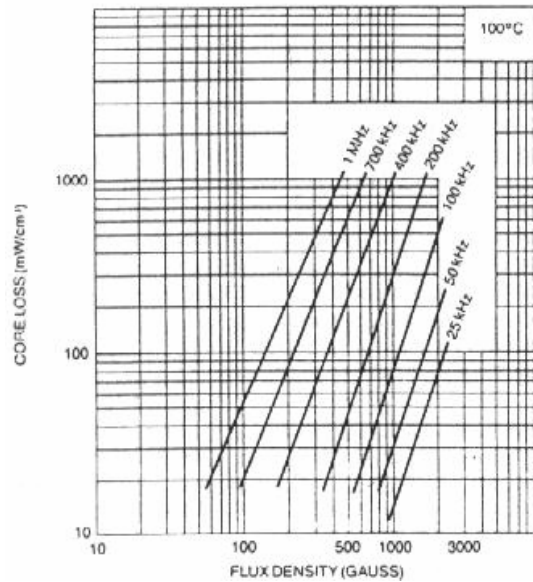


Figura 34. Curva de pérdidas en el núcleo Vs. frecuencia Vs. B_{MAX} ⁸

Las pérdidas descritas en el párrafo anterior se dan por:

$$P_H = k_h \cdot v \cdot f \cdot B_{MAX}^2 \quad (19)$$

$$P_e = k_e \cdot v \cdot f^2 \cdot B_{MAX}^2 \quad (20)$$

Donde k son las constantes de pérdida para el material, v es el volumen del núcleo, f es la frecuencia de operación y B_{MAX} es la máxima densidad de flujo.

El segundo factor a considerar en el estudio de un material magnético se trata en la teoría básica para estos elementos. Cuando un alambre es arrollado alrededor de un material magnético como un toroide de ferrita, el campo magnético viaja casi exclusivamente dentro del material del núcleo; esto se debe a que la reluctancia (o resistencia magnética) es menor que la del aire y forma un lazo magnético. Cuando se aplica un segundo arrollamiento al toroide se puede trazar una curva

característica. Esta curva se conoce como curva B-H y es como la huella digital de los materiales magnéticos, véase la figura 35.

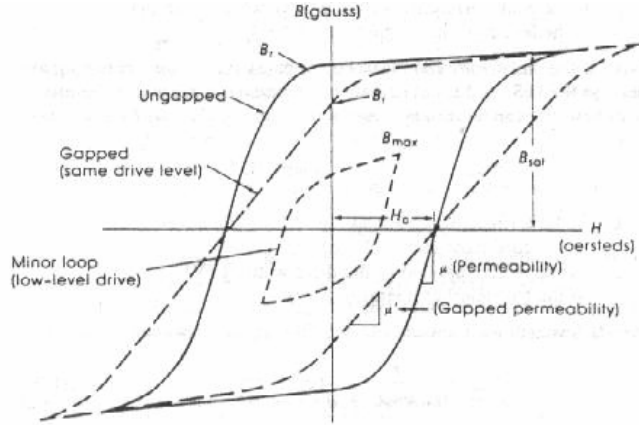


Figura 35. Curva B-H para ferrita⁸

Si el voltaje AC de excitación es lo suficientemente alto, la curva se aplana en el tope y el fondo. Esta condición se llama saturación y ocurre cuando el material magnético (moléculas) se alinea con el campo magnético que se aplica.

En el eje X se encuentra la intensidad del campo magnético (H), ésta provee la capacidad para desarrollar un campo magnético y su equivalente eléctrico más cercano es el voltaje.

$$H = \frac{4\pi \cdot N \cdot I}{l_m} \quad (21)$$

Donde N es el número de vueltas del arrollamiento primario, I es la corriente pico del arrollamiento y l_m es la distancia del camino magnético.

En el eje Y se encuentra la densidad de flujo (B), su comportamiento se puede observar a partir de la ley de Faraday:

$$B_{MAX} = \frac{V_{IN}}{k \cdot N \cdot A_C \cdot f} \quad (22)$$

Donde V_{IN} es el voltaje aplicado, k es 4 para ondas rectangulares, A_C es el área transversal del núcleo y f es la frecuencia de operación [8].

Esta última ecuación es importante para reconocer cuan cercano a saturación está el inductor o transformador en el momento de operación. De esta manera se pueden evitar operaciones indebidas del elemento.

La pendiente de la curva se conoce como permeabilidad del material, la cual se entiende como la facilidad para reorientar el material magnético. Es fácil ver que mientras más alta la pendiente, se requiere menos H para crear una densidad de flujo dada. Este valor tiene gran impacto sobre la cantidad de inductancia que se obtiene por vuelta en el arrollamiento, es así que a mayor permeabilidad, mayor inductancia.

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (23)$$

Se debe notar que cuando se usa un transformador o inductor dentro de una fuente de potencia conmutada, el núcleo nunca se opera cerca del punto de saturación, en lugar de ello, se emplea en una curva B-H menor contenida dentro de los límites de la curva B-H total como la mostrada en la figura 35.

El estudio de la curva característica del material empleado permite reconocer el factor B_{SAT} , que es la máxima densidad de flujo, o densidad de saturación del material. Como ya se mencionó antes, el núcleo magnético nunca debe ser operado cerca de saturación, por lo cual la densidad de flujo máxima de operación

se fija en un valor por debajo al de saturación. La tabla 2 muestra las densidades de flujo recomendadas de acuerdo a la frecuencia con la que se opera el material.

Tabla 2. Limites recomendados de Densidad de Flujo Vs. Frecuencia⁸

<i>Frecuencia</i>	<i>B_{MAX}</i>
<50 kHz	0.5B _{SAT}
<100 kHz	0.4B _{SAT}
<500 kHz	0.25B _{SAT}
<1 MHz	0.1B _{SAT}

Selección del estilo del núcleo

Después de la selección del material del núcleo, se debe considerar su estilo. Cada uno de los estilos disponibles tiene sus ventajas y desventajas en cuanto a tamaño, costo y protección. Algunas de estas características se citan a continuación.

Los núcleos toroidales son más costosos para construir que los demás pero son superiores en cuanto a la cantidad de flujo radiado que se escapa del transformador (se radia menos flujo).

Las bobinas son más económicas en cuanto a la construcción que los toroidales pero son más costosos en adquisición de partes básicas.

Los núcleos *POT* son costosos pero es muy fácil construir un transformador con ellos, tienen una gran protección magnética de los arrollamientos y del gap. Su principal desventaja es la falta de aire fluyendo a través de los arrollamientos, lo que causa operación a una alta temperatura.

Los núcleos E-E y E-I son menos costosos que los *POT* y tienen mayor área de arrollamiento. Estos méritos y desventajas se muestran en la tabla 3.

Tabla 3. Estilo de Núcleos y sus Méritos⁸

Estilo Básico	Material		Gap	Arrollamiento Protegido	Costo del Núcleo	Costo de Manufactura
	Permalloy	Ferrita				
Toroide	X	X	Si/No	No	Bajo	Alto
E		X	SI	No	Bajo	Bajo
U		X	SI	No	Bajo	Bajo
POT		X	SI	Si	Alto	Medio
EP		X	SI	No	Bajo	Medio

De acuerdo a las ventajas y desventajas que fueron descritas brevemente para cada uno de los estilos del núcleo, se optó por el tipo E. Esta selección fue realizada teniendo en cuenta costos del material, disponibilidad en el mercado y facilidad de construcción de un transformador a partir de él.

Para el diseño del transformador empleado en este trabajo, se seleccionó un núcleo de ferrita tipo E de la compañía fabricante *Amidon*. Este núcleo fue el EA-77-625. Ferrita #77. Ver la figura 36. En la tabla 4 se muestran las características físicas y magnéticas para el núcleo seleccionado.

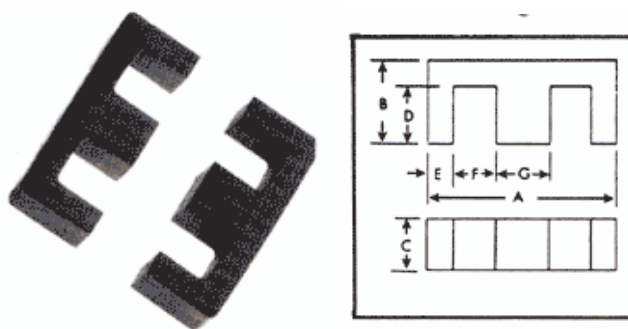


Figura 36. Núcleo tipo E⁹

Tabla 4. Características del núcleo tipo E⁹

Dimensiones Físicas (in)								
Parte	A	B	C	D	E	F	G	Potencia
EA-77-625	1.68	0.825	0.605	0.593	0.234	0.375	0.468	200 W
Dimensiones Magnéticas								
Parte	A_c mm ²	I_e	V_e mm ³	A_s mm ²	A_w mm ²	$A_c \times A_w$ mm ⁴	A_L mh/1000 Vueltas	
EA-77-625	184	98	18000	7550	287	52900	5300	

Determinación del air gap y número de vueltas de los arrollamientos

El diseño de una fuente conmutada debe comenzar con la selección de los ciclos útiles de trabajo de la señal *PWM*, que gobernará la generación de los niveles de tensión a la salida del sistema.

⁹ Amidon Associates, INC. Ferrites for switch mode power supplies: E-cores

Para iniciar el cálculo de los ciclos útiles, se parte de la relación que existe entre las tensiones de entrada y salida de un conversor tipo *Flyback*. Dicha relación surge de reagrupar la ecuación (4).

$$V_o = V_{IN} \cdot \frac{N2}{N1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (24)$$

Donde V_o es la tensión de salida, V_{IN} es la tensión de entrada, $N2$ y $N1$ son las vueltas del secundario y primario respectivamente y D representa el ciclo útil.

El transformador *flyback* se diseñó a partir de un nivel de tensión de entrada obtenido de la rectificación de la tensión ac de línea, es decir equivale al valor pico de la señal senoidal de la red, expresada de la siguiente manera:

$$V_{IN} = 115 \cdot \sqrt{2} \approx 162 \text{ V} \quad (25)$$

Teniendo en cuenta algunas pérdidas necesarias en el rectificador y demás componentes, se tomó como tensión de entrada 160 V.

La relación $N2/N1$ se debe asumir ya que aún no se han hecho cálculos de estos valores para el número de vueltas que conformarán los arrollamientos del transformador; de esta forma, se consideró que un valor de 4 para esta relación sería apropiado, teniendo en cuenta que mientras más alto sea este valor, el voltaje reflejado en el primario se reduce, pero esto hace que el rango de variación del ciclo útil se disminuya considerablemente.

Acorde a la ecuación (24) y la última consideración, se tiene que:

$$V_o = 640 \cdot \frac{D}{1-D} \quad (26)$$

Uno de los objetivos del proyecto es dotar al generador de pulsos con la posibilidad de variar la amplitud de la tensión de salida, lo cual aplicará en un rango de 100 a 350 V. Por tal motivo, y asumiendo algunas pérdidas en el sistema tales como caídas de tensión en el diodo del secundario y otras inherentes al transformador, se tiene que la tensión de salida en el secundario será 110 y 360 V como condiciones límite.

El diseño se enfoca en dos tensiones de salida, por lo que se tendrán a su vez dos valores de ciclo útil que serán los límites de operación para la señal de control. De esta manera, el límite superior para el ciclo útil se calcula a partir de la mayor tensión de salida:

$$360 = 640 \cdot \frac{D}{1-D} \quad (27)$$

Lo que resulta en un D igual a 0.36 ó 36%.

En el límite inferior se tiene:

$$110 = 640 \cdot \frac{D}{1-D} \quad (28)$$

Lo que resulta en un D de 0.146 ó 15% aproximadamente.

Los resultados anteriores indican que si la señal PWM que gobernará el conversor tiene un período de 10 μs (frecuencia de 100 kHz), el pulso en alto tendrá una duración entre 1.5 y 3.6 μs .

Esto último es importante ya que el núcleo magnético sufre saturación no por el valor de la tensión que se le aplique a su entrada sino por el valor de la relación tensión-tiempo en ella, de esta manera el factor λ se define como [8]:

$$\lambda = \int_0^t VIN \cdot dt \quad (29)$$

Teniendo en cuenta la ecuación anterior, para el primer caso, donde D es 0.36, se tiene que:

$$\lambda_1 = \int_0^{3.6\mu s} 160 \cdot dt = 576 \mu V - s \quad (30)$$

Y en el segundo caso, para D igual a 0.15, entonces:

$$\lambda_2 = \int_0^{1.5\mu s} 160 \cdot dt = 240 \mu V - s \quad (31)$$

Estos valores de λ , son relativamente pequeños, por lo que no suponen saturación del transformador.

Se debe recordar de la teoría de transformadores *flyback*, que la operación de éstos consiste en la acción de dos inductores. Es decir, éste tipo de transformadores almacena energía en su núcleo durante el periodo *on* del conmutador de potencia a través de la inductancia del primario. Durante este periodo, sólo el primario conduce y se evita el flujo de corriente en el secundario. Posteriormente, cuando el conmutador bascula a no conducción, se produce una inversión en la densidad de flujo; esto causa el cambio de dirección de la corriente en el secundario, la cual ahora puede fluir a través del segundo inductor.

De acuerdo a la breve explicación que se presentó en el párrafo anterior, es claro que las relaciones clásicas del transformador no aplican, motivo por el cual ahora los factores de mayor interés son: voltaje, tiempo y energía.

El cálculo del número de vueltas se inicia en este punto, donde el tamaño y forma de núcleo ya han sido escogidos. Además, se requiere calcular el valor de corriente pico en el primario antes de comenzar.

La corriente pico del primario se calcula de la siguiente manera:

$$I_{PK} = \frac{k \cdot P_{OUT}}{V_{IN}} \quad (32)$$

Donde k es una constante usada para convertidores DC-DC, en el caso del *flyback* equivale a 5.5. P_{OUT} es la potencia de salida y V_{IN} equivale a la tensión de entrada [8].

Con el nivel de tensión de entrada ya definido, y diseñando para una potencia de salida de 150 W aproximadamente, se tiene:

$$I_{PK} = \frac{5.5 \cdot 150}{160} \approx 5.2A \quad (33)$$

El número de vueltas del primario se puede calcular partiendo desde la densidad de flujo máxima de operación (ecuación 22), junto con la limitación del flujo máximo de operación para la frecuencia de trabajo como se muestra en la tabla 2.

Para las ferritas el valor de la densidad de flujo de saturación es de 0.5 T aproximadamente [8] y, de acuerdo a la tabla 2, a la frecuencia de operación, la

densidad de flujo máxima debe ser 0.4 veces la densidad de flujo de saturación, por lo que se tiene que:

$$B_{MAX} = 0.4 \cdot B_{SAT} = 0.5(0.5) = 0.2T \quad (34)$$

Introduciendo este último resultado en la ecuación (22) junto con el valor del área para el núcleo, obsérvese la tabla 4, se obtiene:

$$0.2 = \frac{160}{4 \cdot N \cdot 184e-6 \cdot 100e3} \quad (35)$$

Resultando en N igual a $10.87 \approx 11$ vueltas para este núcleo en el primario.

Por otra parte, el arrollamiento primario se comporta como un inductor durante el periodo de encendido del conmutador de potencia y obedece la relación:

$$I_{pk} = \frac{V_{IN} \cdot T_{ON}}{L_{pri}} \quad (36)$$

Arreglando la última expresión, es posible determinar el valor de la inductancia requerida en el primario, la cual se debe considerar como máxima (calculada con el menor valor de tiempo de encendido T_{ON}) ya que cualquier valor mayor de dicha inductancia podría hacer caer el sistema fuera de regulación para la entrada de tensión mínima. Así:

$$L_{PRI} = \frac{160V \cdot 1.6\mu s}{5.2A} = 49.23\mu H \quad (37)$$

De esta forma, la energía que se almacena en el núcleo durante el tiempo de conducción del primario es:

$$E_{stored} = \frac{L_{pri} \cdot I_{pk}^2}{2} \approx 0.67 \text{ mJ} \quad (38)$$

Como se mencionó en la teoría del transformador *flyback*, éste requiere de un *air gap* ya que se trata de una aplicación de manejo de flujo unipolar; además, la inclusión de este *gap* permite que el almacenamiento de energía en el núcleo durante el periodo de conducción del conmutador de potencia se haga de manera más eficiente. Dicho *air gap* se puede calcular de la siguiente manera [8]:

$$l_{gap} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot L_{pri} \cdot I_{pk}^2 \cdot 10^8}{A_c \cdot B_{MAX}^2} \quad (39)$$

Donde A_c corresponde al área transversal del núcleo, l_{gap} será la longitud total del *air gap* y L_{pri} es la inductancia del primario.

Aplicando la ecuación (39) a los resultados obtenidos para el núcleo y trabajando los valores con el sistema de unidades americano, se tiene que la longitud del *air gap* necesario es:

$$l_{gapE} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot 49.23 \mu H \cdot (5.2 A)^2 \cdot 10^8}{1.84 \text{ cm}^2 \cdot (2000 \text{ gauss})^2} = 0.23 \text{ mm} \quad (40)$$

Este valor de *air gap* es un aproximado, y el diseñador debe escoger el valor más cercano a aquellos disponible para el núcleo de selección.

Para calcular el número de vueltas en el secundario se deben tener en cuenta los niveles de tensión que se requieren a la salida del transformador, así como las pérdidas propias del rectificador conectado a él. El número de vueltas en el secundario se relaciona al número de vueltas del primario, las tensiones ya

mencionadas y el ciclo útil necesario para la generación del mayor nivel de salida; esta relación está dada por:

$$N_{SEC} = \frac{N_{pri} \cdot (V_{out} + V_d) \cdot (1 - D_{MAX})}{V_{IN(MIN)} \cdot D_{MAX}} \quad (41)$$

Donde D_{max} es ciclo útil máximo de la señal de control del conmutador, V_d es la caída en el diodo rectificador en la salida, N_{pri} corresponde al número de vueltas en el primario y V_{out} es el voltaje de salida requerido.

Para el núcleo E seleccionado, se tiene que el número de vueltas en el secundario es:

$$N_{sec} = \frac{11 \cdot (360 + 0.7) \cdot (1 - 0.36)}{160 \cdot 0.36} = 44.1 \approx 44 \quad (42)$$

En este punto se completa el diseño del transformador para el conversor *flyback*. Dicho diseño incluye el número de vueltas para cada arrollamiento así como el valor de *air gap* que debe ser incluido dentro del material magnético para mejorar el comportamiento del mismo.

Como una observación adicional, se debe notar que la relación de vueltas que se obtuvo al seguir el enfoque de este flujo de diseño corresponde al valor supuesto al inicio del cálculo de las características del transformador. Es decir, 4.

3.1.2. Diseño de un transformador para conversor flyback (segunda aproximación)⁵

Debido a que el transformador *flyback* cumple varias funciones (almacenamiento de energía, aislamiento galvánico, inductancia limitadora de corriente), y además, en algunas ocasiones, requiere del manejo de una componente DC, su diseño se

hace mucho más complicado que otro tipo de convertidores o transformadores *push-pull*.

Las áreas de mayor confusión en el diseño de transformadores *flyback* son la selección del núcleo, número de vueltas del primario así como su inductancia, el *air gap* y la interacción de las componentes AC y DC de la corriente en el núcleo.

El enfoque empleado por esta aproximación le da mayor importancia a los efectos del *air gap* y las componentes AC y DC de la polarización sobre el comportamiento magnético del núcleo de ferrita. Debido a esto, a continuación se hace un breve estudio de dichos factores.

La figura 37 muestra una curva típica B-H para un núcleo de ferrita con y sin *air gap*. De esta figura se debe notar que, en el caso del núcleo con *air gap*, a pesar que la pendiente de la curva B-H (permeabilidad) cambia con la longitud del *gap*, la densidad de flujo de saturación es la misma comparada con el caso sin *air gap*. También se debe notar que la intensidad del campo magnético H es mayor, y que la densidad de flujo residual B_r disminuye. Estos cambios son muy importantes para el transformador *flyback*, que usa solamente el primer cuadrante de la curva B/H.

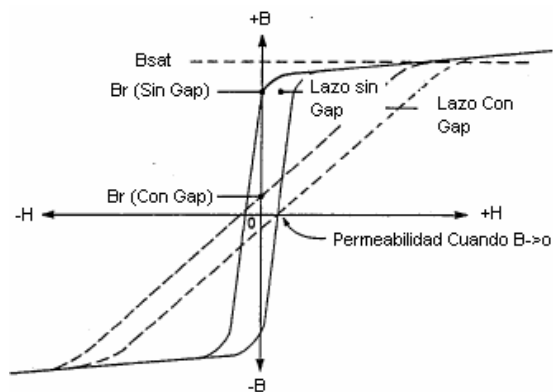


Figura 37. Lazos de magnetización para ferritas con y sin *air gap*⁵

La figura 38 muestra el cuadrante de operación del transformador *flyback*, al igual que la figura anterior, también se muestran los efectos de introducir un *air gap* en el núcleo. Además, con esta figura se demuestran las diferencias entre los efectos de las condiciones AC y DC de polarización.

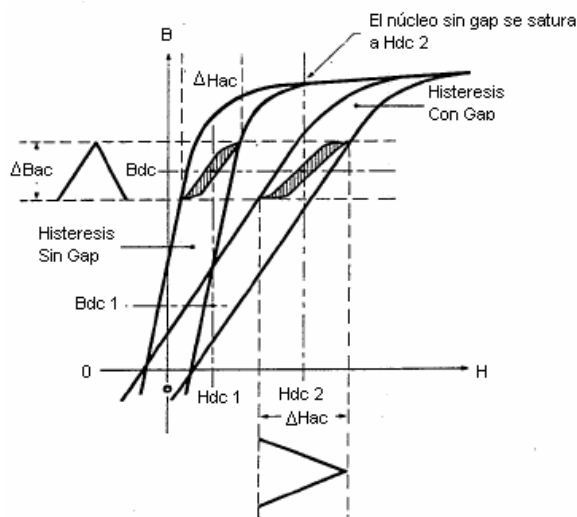


Figura 38. Cuadrante de magnetización para una ferrita típica⁵

Polarización AC

La ley de inducción de Faraday dice:

$$emf = \frac{N \cdot d\phi}{dt} \quad (43)$$

De esta ecuación se ve que la densidad de flujo en el núcleo debe variar a una tasa y amplitud tal que la *fem* inducida en el arrollamiento sea igual al *fem* aplicado.

De esta manera, para manejar los volt-segundo (voltaje AC) aplicados al primario se requiere un cambio en la densidad de flujo ΔB_{ac} . Esto puede verse en el eje

vertical de la figura 38. La amplitud de ΔB_{ac} es proporcional al voltaje aplicado y al periodo *on* del conmutador Q1. De lo anterior se ve que B_{ac} es definida por la condición ac externa y no por el *air gap* del transformador.

Las condiciones ac deben ser consideradas en el eje vertical de la curva B-H (B), lo que da lugar a un cambio en la corriente magnetizante ΔH_{ac} . Por lo cual en estas condiciones H es la variable dependiente.

Efectos de las condiciones AC sobre el Air Gap.

El incremento del *air gap* produce una disminución en la pendiente de curva B-H pero no cambia el ΔB_{ac} requerido, por lo cual, se produce un incremento en la corriente magnetizante ΔH_{ac} . Como consecuencia, un *gap* en el núcleo reduce la permeabilidad del núcleo lo que repercute en la disminución de la inductancia del primario; de esta manera, mejora el desempeño ac del núcleo.

No es cierto que al agregar un *air gap* a un núcleo que se satura ya sea por insuficiencia de vueltas en el primario, voltajes ac aplicados muy grandes o frecuencias de operación muy bajas, el problema sea corregido. En la figura 38 es claro que la densidad de flujo de saturación es igual para ambos casos (con y sin *gap*). Sin embargo, al introducir un *air gap* se reduce la densidad de flujo residual e incrementa el rango de trabajo de ΔB_{ac} , lo cual puede ayudar en el modo discontinuo de operación.

Efectos de las condiciones DC sobre el Air Gap.

Una corriente DC en los arrollamientos origina una fuerza magnetizante H_{DC} en el eje horizontal de la curva B-H. Para una corriente de carga definida en el secundario, el valor de H_{DC} está definido. Por lo cual, a condiciones DC, B es la variable dependiente.

Se debe notar que el núcleo que contiene un *gap* soporta mayor H sin saturarse y que un valor como H_{DC2} sería suficiente para saturar un núcleo sin *gap* aun sin la presencia de componentes ac, véase la figura 38. De esta manera, se observa que un *gap* es efectivo previniendo la saturación provocada por cualquier corriente DC en los arrollamientos. Cuando se usa el transformador en modo continuo siempre habrá una componente de corriente DC, por lo cual se debe usar un *air gap*.

En la misma figura, se muestra el rango de excursión de la densidad de flujo sobre la densidad de flujo media B_{DC} provocada por la componente H_{DC} para ambos casos (con y sin *air gap*). Se ve claramente que para el caso sin *gap*, una pequeña H_{DC1} generará la densidad de flujo B_{DC} , mientras que para el caso con *gap*, se requiere de un valor mucho mayor H_{DC2} para alcanzar el mismo nivel de densidad de flujo. De esto se puede ver que aun con añadir los componentes ac y dc máximos, el núcleo con *gap* no se saturará.

En conclusión, la figura 38 muestra que añadir un *air gap* al núcleo ocasiona que la variación en la densidad de flujo ΔB_{ac} requerida para manejar las condiciones ac aplicadas no cambia, pero sí reduce considerablemente la densidad de flujo media B_{DC} , producto de la corriente DC en los arrollamientos. Esta mejora en la tolerancia a corrientes DC magnetizantes es muy importante sobre todo cuando se opera con transferencia incompleta de energía (modo continuo). En este caso, el núcleo sin *gap* se saturaría.

Finalmente, el cambio en la densidad de flujo ΔB_{ac} es definido por las vueltas, área del núcleo y volts-segundos aplicados. Mientras que el valor de H_{DC} es definido por la corriente DC media, vueltas y el camino magnético. Es decir, se debe proveer al transformador con suficientes vueltas y área de núcleo para soportar las

condiciones ac; y un *air gap* suficiente para prevenir la saturación del núcleo y poder manejar la componente DC de la corriente.

Diseño del transformador para una fuente flyback (procedimiento)

Selección del núcleo.

No hay una ecuación que relacione el tamaño del núcleo con el nivel de potencia que podría manejar; por lo cual se deben considerar varios factores al momento de hacer la selección. Entre los factores de más importancia se encuentran: Material del núcleo, forma del transformador, las propiedades de emisión de la superficie, aumento de temperatura y las condiciones ambientales en las cuales operará el transformador. La permeabilidad no es factor de mayor interés ya que al tratarse de un transformador flyback, siempre se usará un *air gap*.

La selección del núcleo se realiza de la misma manera que en la sección 2.1.1., por lo cual, para esta segunda aproximación de diseño el núcleo a usar será el mismo que en el caso anterior.

Selección del periodo On

En este punto se escoge el máximo período para el cual el transistor de potencia Q1 estará encendido. Se recomienda que dicho período no exceda el 50% del periodo total de operación para evitar posibles cambios en las condiciones de operación del sistema. Sin embargo, este límite puede ser excedido bajo ciertas condiciones.

El período *on* del conmutador de potencia se escoge a partir de la necesidad máxima de tensión a la salida del secundario del transformador. De la ecuación 22 se puede observar que mientras más pequeño sea el ciclo útil en la operación

del conmutador, menor será la tensión generada. Por tal motivo, el valor del período *on* que se escoge en este punto se considera como máximo. El valor seleccionado es $T_{ON(MAX)} = 4.5 \mu\text{s}^*$.

Selección del margen de la densidad de flujo.

Con base en la hoja de datos del fabricante, se debe identificar la densidad de flujo de saturación. La selección de la densidad de flujo de operación debe ser la más alta posible para flyback a frecuencias medias para obtener así las mejores prestaciones del núcleo y minimizar las pérdidas en el cobre.

De la información de la hoja de datos para el material seleccionado, se fija un nivel para la densidad de flujo de operación por debajo a la densidad de flujo de saturación. Debido que se usará un *air gap*, la contribución de la componente DC es pequeña, sin embargo debe considerarse.

Al igual que en el caso anterior, la densidad de flujo de saturación para la ferrita es de 0.5 T aproximadamente. Asumiendo las mismas condiciones que antes, la densidad de flujo operacional aceptada se fija en 200 mT.

Cálculo de las vueltas del primario-

La relación volt-segundos en el periodo *on* permite calcular el número mínimo de vueltas en el primario. Debido a que la tensión de entrada se trata de una onda cuadrada, se aplica la siguiente relación.

$$N_{\min} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{\Delta B_{ac} \cdot A_e} \quad (44)$$

* Se debe recordar que la frecuencia de operación es 100 kHz, por lo cual el período total de la señal es 10 μs .

Donde N_{min} es el número de vueltas en el primario (mínimo), ΔB_{ac} es la densidad de flujo ac máxima y A_e es el área efectiva del núcleo.

La aplicación de los valores definidos al comienzo del diseño y las características físicas del núcleo seleccionado, arroja como resultado lo siguiente.

$$N_{min} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{\Delta B_{ac} \cdot A_e} = \frac{160V \cdot 4.5\mu s}{0.2T \cdot 1.84cm^2} = 19.56 \approx 20 \quad (45)$$

Es decir, el arrollamiento primario está constituido por 20 vueltas.

Cálculo del número de vueltas del secundario:

La energía almacenada en el campo magnético debe ser transferida a la salida durante el periodo *flyback*. El tiempo que toma esta transferencia también está determinado por la relación volt-segundos. En este punto es mejor trabajar en términos de voltaje por vuelta:

$$\frac{V}{vueltas} \text{ primario} = \frac{V_{in}}{N_p} = \frac{160}{20} = 8V/N \quad (46)$$

Así, para la tensión requerida en el secundario en el secundario se tiene que:

$$N_s = \frac{V_s}{V/N} = \frac{360}{8} = 45 \quad (47)$$

Donde V_s es el voltaje en el secundario y N_s son las vueltas del mismo.

Tamaño del Air Gap

La figura 37 muestra la curva B-H para ferritas con y sin *gap*. Como se describió anteriormente, este *gap* hace que el núcleo soporte mayor cantidad de fuerza magnetizante sin saturarse; por lo cual, se podrá manejar un mayor nivel de corriente DC. También se disminuye la densidad de flujo residual; de allí, se tiene un rango para la densidad de flujo operacional mucho mayor. Además se disminuye la permeabilidad, lo que finalmente, varía el valor de la inductancia. De lo último que se describió, se puede decir que la selección del modo de transferencia de energía del sistema se puede hacer a partir del ajuste del valor del *air gap*. La figura 39 muestra tres posibles tipos de operación:

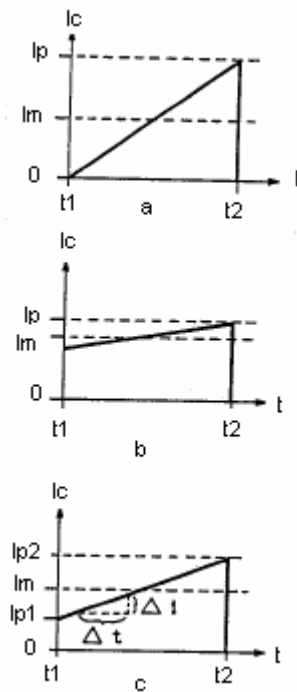


Figura 39. Corrientes en el primario para convertidores *Flyback*⁵

La figura 39a muestra el modo de transferencia de energía completo. De la figura se puede extraer que para un nivel de energía transferida, se requiere una corriente pico mayor a los demás casos, lo que produce mayores pérdidas en el cobre. La figura 39b muestra un modo de transferencia incompleta a través de una alta

inductancia. Se observa que las pérdidas se reducen al mínimo pero las componentes DC pueden saturar el núcleo fácilmente. La figura 39c muestra un balance entre las dos anteriores. Este esquema ha mostrado ser el más adecuado ya que presentan corrientes picos aceptables y componentes DC bastantes menores al segundo caso.

Cálculo del Air Gap.

A partir de la figura 39c se puede extraer que:

$$V_{in} = L_p \cdot \frac{\Delta I_c}{\Delta t} \quad (48),$$

También se observa que $I_{p2} = 3I_{p1}$, esto último se ha hecho por selección. Además $I_{pm} = 2I_{p1}$ (Corriente media en un periodo "on").

Entonces la corriente de entrada promedio es:

$$I_a = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{118}{160} = 0.738A \quad (49)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada. Este valor de potencia de entrada se obtuvo de asumir una potencia de salida igual a 100W y una eficiencia típica en el secundario de 85%.

La corriente media en un periodo "on" es:

$$I_m = \frac{I_a \cdot T}{T_{on}} = \frac{0.738A \cdot 10\mu s}{4.5\mu s} = 1.64A \quad (50)$$

Si el cambio de la corriente Δi en el periodo *on* es $2I_{p1}$ ó I_m , entonces:

Asumiendo que toda la reluctancia está en el *air gap*, éste puede ser calculado de la siguiente manera:

$$\alpha = \frac{\mu_r \cdot N_p^2 \cdot A_e}{L_p} \quad (52)$$

Donde $\mu_r = 4\pi \times 10^{-7}$, N_p son las vueltas del primario. A_e es el área del núcleo y L_p es la inductancia del primario.

Si a la ecuación (52) se le aplican los resultados obtenidos hasta ahora, se tiene un valor de *air gap* igual a:

$$\alpha = \frac{\mu_r \cdot N_p^2 \cdot A_e}{L_p} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 400 \cdot 1.84 \text{cm}^2}{0.44 \text{mH}} = 0.2 \text{mm} \quad (53)^*$$

Chequeo de los niveles de la densidad de flujo

Es necesario chequear la densidad de flujo máxima en el núcleo para asegurar que el margen que se definió es suficiente para prevenir la saturación del material.

Para calcular la componente ac de la densidad de flujo se emplea la relación volt-segundos y el tiempo *on* del sistema. De esta manera:

$$B_{ac} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{N_p \cdot A_e} = \frac{160 \cdot 4.5}{20 \cdot 184} = 0.196 \text{T} \quad (54)$$

* Como el *air gap* va a través del núcleo, se debe usar sólo la mitad del valor obtenido.

Este B_{ac} es cambio en la densidad de flujo requerido para manejar el voltaje aplicado. No incluye componentes DC y por lo tanto es independiente del *air gap*

El cálculo de la contribución por la componente DC se lleva a cabo a partir de la ecuación del solenoide y la corriente I_{DC} que está al comienzo de cada periodo *on*. Además se asume que toda la reluctancia recae en el *air gap*. Por lo tanto:

$$B_{dc} = \mu_0 \cdot H = \frac{\mu_0 \cdot N_p \cdot I_{dc}}{\alpha \cdot 10^{-3}} = 0.103T \quad (55)$$

Finalmente, la densidad de flujo total es la suma de ambos componentes, ac y dc:

$$B_{max} = B_{ac} + B_{dc} = 0.3T \quad (56)$$

A pesar que el valor total de la densidad de flujo es mayor que el valor aceptado al inicio del diseño, éste se acepta debido a que es menor a la densidad de flujo de saturación del material.

3.1.3. Selección de los componentes del conversor flyback

En la figura 40 se muestra el esquema empleado para la implementación del conversor *flyback* que ha sido diseñado.

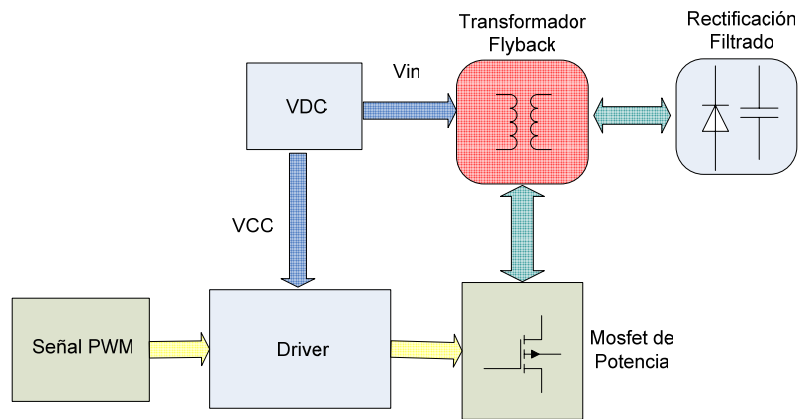


Figura 40. Esquema conversor flyback

Generador señal PWM

Para las primeras pruebas realizadas sobre el conversor *flyback* no se usó un mecanismo de control demasiado complejo. Fue suficiente con la implementación de un circuito comparador como el mostrado en la figura 41.

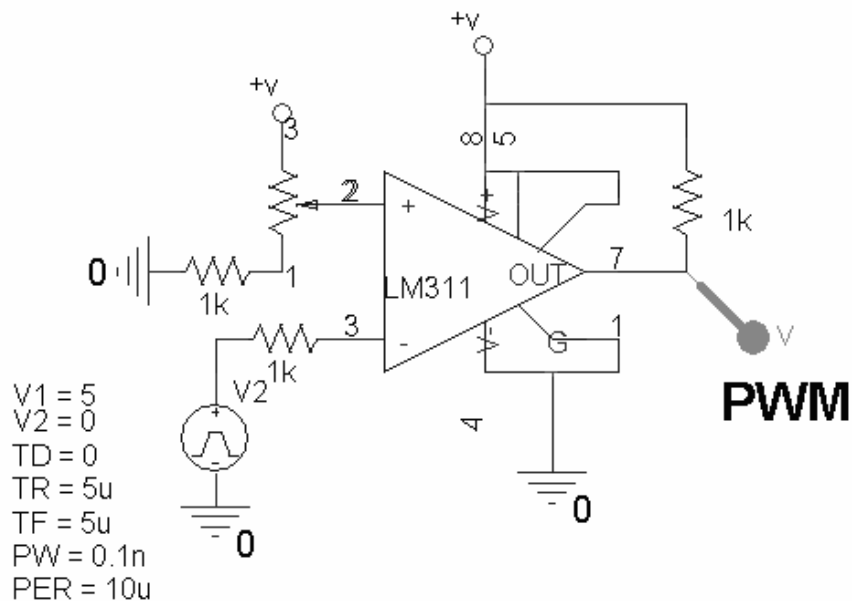


Figura 41. Sencillo generador de señales *PWM*

Este circuito compara dos señales de entrada y arroja un nivel alto a su salida cuando la tensión diferencial a su entrada es positiva. De manera similar, el circuito ofrece un nivel bajo de tensión a la salida (0V) cuando la diferencia de tensiones a su entrada es negativa. Se debe notar que una de las señales de entrada corresponde a una señal triangular con frecuencia 100 kHz mientras que la otra es simplemente un nivel de continua generado por el divisor de tensión aplicado a la entrada no inversora del comparador.

Driver – Interruptor de potencia

La correcta operación del sistema está enlazada a una operación eficiente del conmutador de potencia. Por tal motivo, es necesario usar una interfaz entre el generador de la señales de control *PWM* y el Mosfet que actúa como conmutador.

Dicha interfaz se trata de un *driver* o manejador de puerta. Estos dispositivos reciben una señal de control a su entrada y son capaces de transmitirla de manera más eficiente y segura hacia la carga que se quiere controlar; en este caso, el mosfet de potencia.

Para esta aplicación, se seleccionó como *driver* uno de los controladores de la empresa fabricante IXYS. Dicho elemento es el *IXDF404SI-16*. Los criterios para su elección son básicamente su alta velocidad de respuesta, la cual está en el orden de los nanosegundos, junto con su excelente capacidad de manejo de cargas capacitivas. Además, estos dispositivos soportan hasta 4A en cada una de sus salidas*. Las características reseñadas brevemente hasta ahora hacen a estos elementos bastante atractivos para la aplicación requerida.

En cuanto al mosfet de potencia que se usó, los criterios que se tuvieron en cuenta para su selección abarcaron su capacidad de manejo de corriente así

* En los anexos se encuentra la hoja de datos de estos dispositivos si se desea conocer más acerca de ellos.

como la máxima tensión que soporta el dispositivo sin destruirse. Sin embargo, otro factor de mucha importancia fue su velocidad de respuesta, la cual debe ser lo suficientemente rápida para poder actuar ante los pulsos de control de entrada, los cuales presentan duraciones menores a 10 μ s.

Bajo los criterios que se definieron en el párrafo anterior, el mosfet seleccionado para esta aplicación es el *IRFP450*. Este dispositivo es capaz de manejar hasta 14A a través de él. La tensión que soporta entre fuente y drenador puede superar los 500V y los tiempos de respuesta (en cuanto a tiempos de subida y bajada) son bastante pequeños.

A la salida del secundario del transformador* se empleó un diodo rectificador de la familia BY229. Estos elementos fueron seleccionados gracias al gran desempeño que presentan en cuanto a su capacidad de manejo de corriente así como la posibilidad de manejar altos niveles de tensión inversa sin entrar en conducción. Estas características se complementan con la ventaja que supone el bajo tiempo de recuperación inversa que presenta.

Finalmente, a la salida del sistema se ha dispuesto un capacitor de 10 μ F como filtro de salida. Este elemento constituye un filtro pasa-bajos permitiendo el paso de la componente de continua a la salida del transformador.

3.1.4. Operación del conversor *flyback*. (transformador de la sección 3.1.1)

A continuación se presentan las tensiones de salida obtenidas como resultado de la operación del conversor *flyback*. Obsérvense las figuras 42, 43 y 44. En ellas se muestra el comportamiento de la tensión de salida del sistema respecto a la

* Recuérdese el esquema del conversor *flyback* de la figura 5.

variación en el ciclo útil de la señal de control para tres distintas condiciones de tensión de entrada.

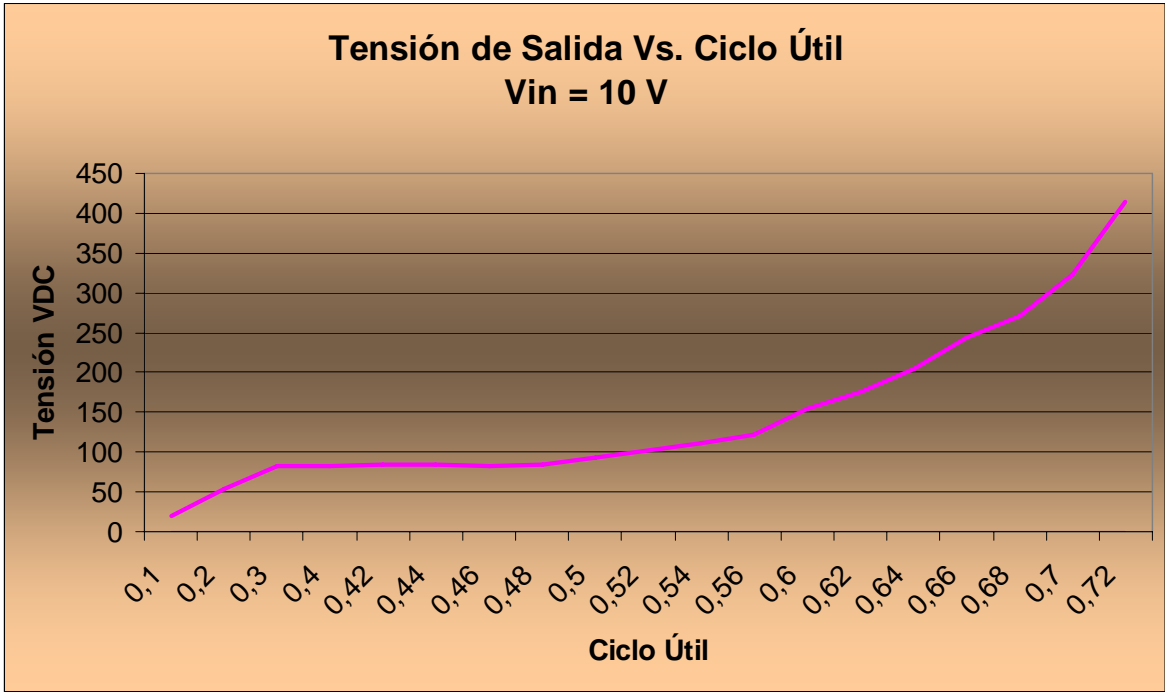


Figura 42. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 10\text{ V}$

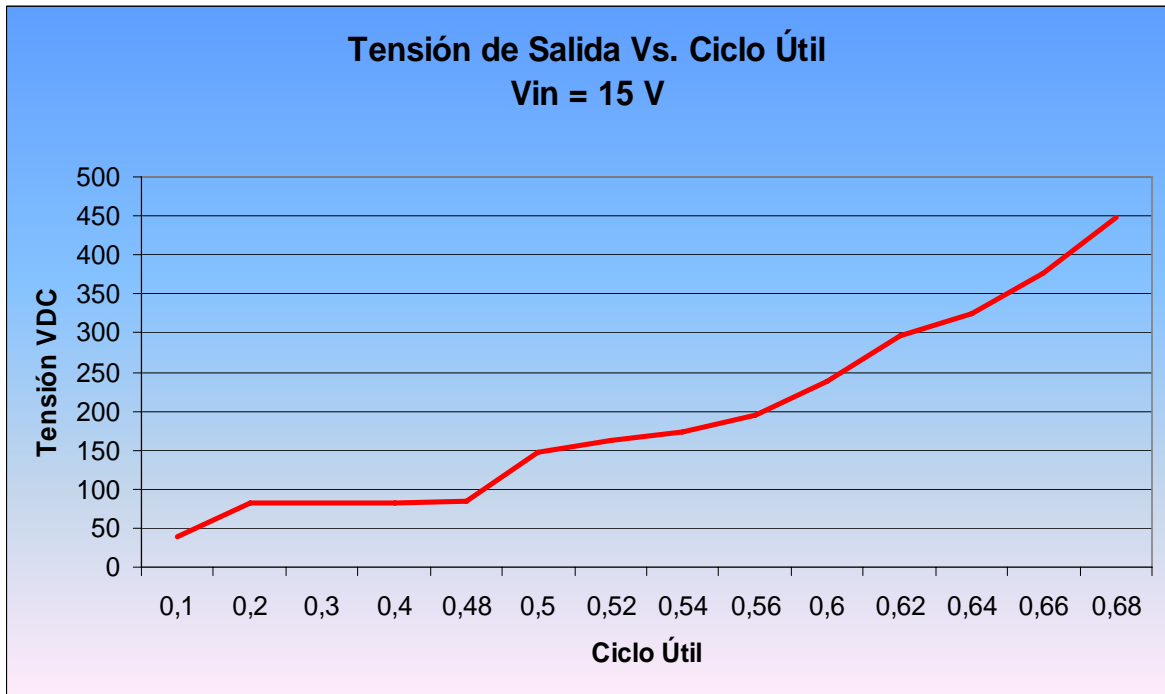


Figura 43. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 15 V$

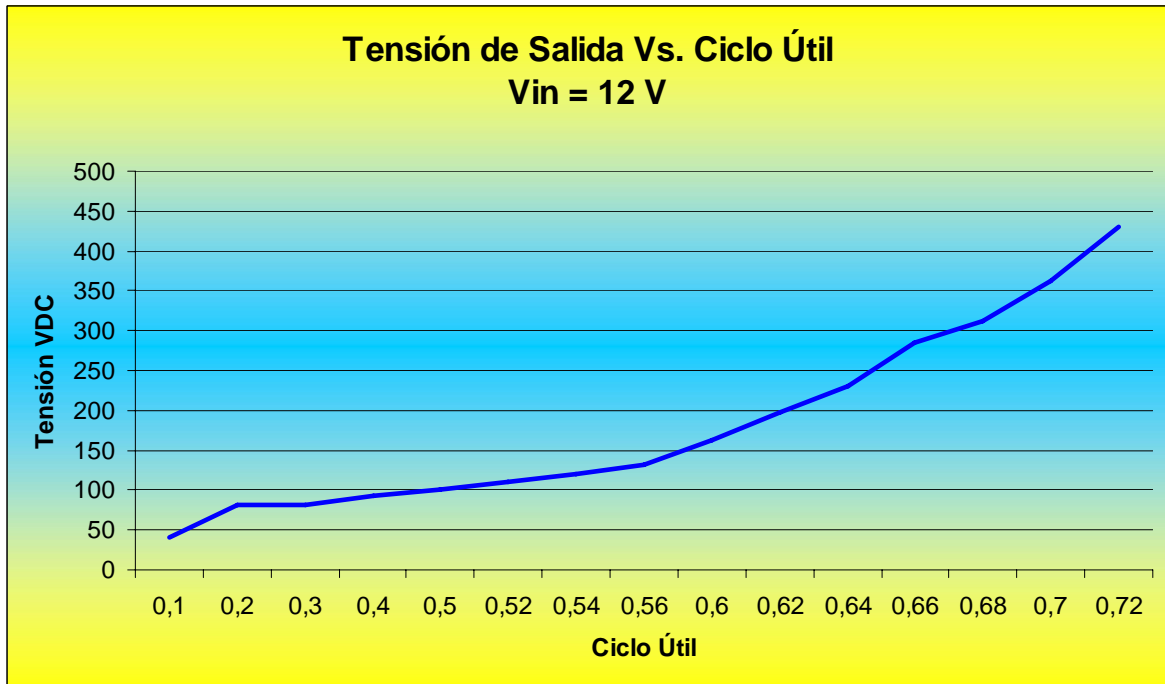


Figura 44. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 12 V$

De las figuras anteriores se puede notar que la tensión de salida generada por el sistema no presenta variación significativa para los ciclos útiles menores al 50% de la señal de control. Sin embargo, cuando este límite es superado, la tensión generada aumenta de manera rápida.

Como se debe recordar, uno de los objetivos de este proyecto es dotar al sistema con la capacidad de variar la amplitud del pulso de tensión aplicado sobre la carga en un rango comprendido entre 100 y 350 V. De las últimas tres figuras, se puede observar que, a pesar que las tres generan los niveles de tensión deseados, el comportamiento descrito por la figura 44 es el que presenta la variación más suave en el rango de operación descrito anteriormente. De esta manera, las condiciones de operación para esta figura se convierten en las condiciones más apropiadas para el sistema definitivo.

3.1.5. Operación del conversor *flyback*. (transformador de la sección 3.1.2)

La operación obtenida por parte del conversor DC – DC cuando se usó el transformador diseñado en la sección 3.1.2 se muestra en la figura 45.

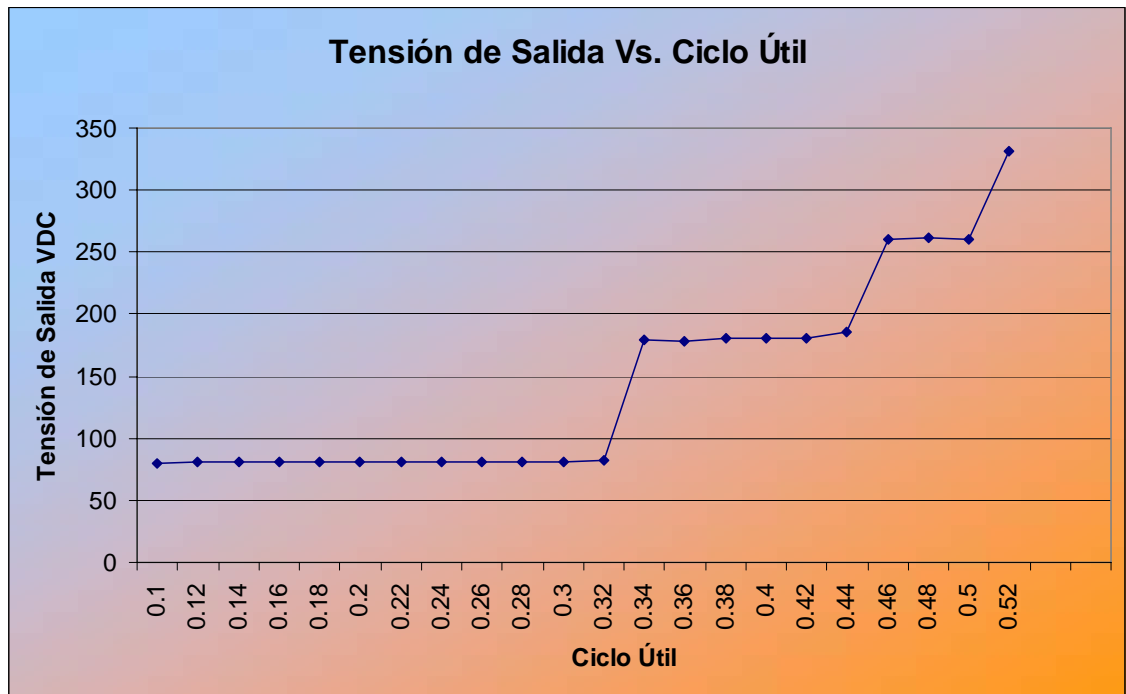


Figura 45. Tensión de salida Vs. Ciclo útil. $V_{in} = 15\text{ V}$

El comportamiento del convertidor empleando el segundo transformador diseñado presentó un comportamiento bastante inaceptable ya que las tensiones generadas como resultado de su operación no presentaron una variación suave como en el caso del transformador de la sección anterior, en lugar de eso, se observa en la figura una variación de tensión caracterizada por saltos bruscos en el valor de su amplitud. Este comportamiento no puede ser admitido y por lo tanto el transformador empleado en esta sección no se tendrá en cuenta. El trabajo continuara bajo la operación del transformador de la sección 3.1.1.

3.2. RED DE DESCARGA

La tensión que se genera por la fuente conmutada tipo *flyback* debe ser aplicada al cristal piezoeléctrico de manera pulsante, y dado que la tensión proveniente de dicho convertidor DC-DC es continua, se requiere de un sistema de conmutación

que permita lograr la forma de onda deseada. El esquema propuesto se muestra en la figura 46.

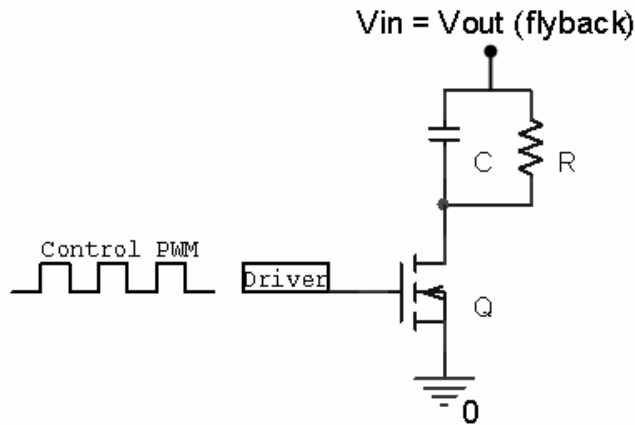


Figura 46. Esquema de descarga

El esquema anterior presenta una etapa de conmutación conformada por un *Mosfet* de potencia funcionando a manera de interruptor y una red RC. El capacitor que se muestra corresponde a un modelo simplificado del cristal piezoeléctrico resonante empleado.

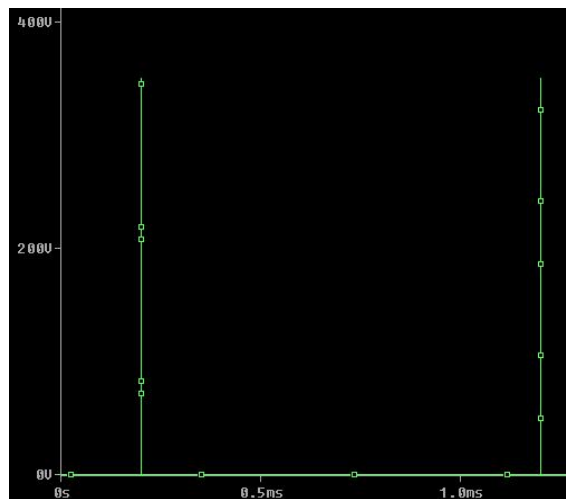
El funcionamiento de esta etapa se puede explicar de la siguiente manera:

Inicialmente, con el interruptor *Q* en no conducción, no existe flujo de corriente a través de la red, por lo cual, la tensión en ambas terminales del cristal es la misma, ésta corresponde a la tensión de entrada, la cual proviene del conversor DC-DC explicado en secciones anteriores. Esto quiere decir que la caída de tensión en el cristal es cero.

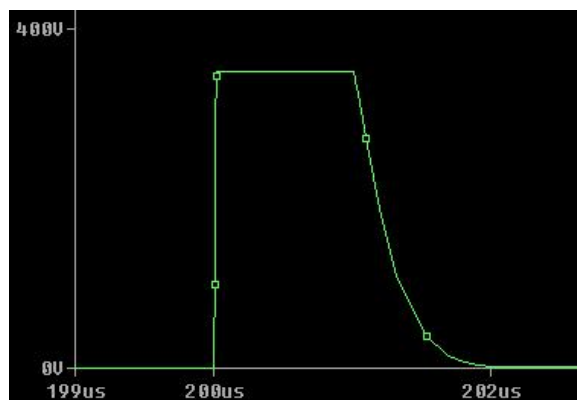
Luego, al presentarse conmutación en el *mosfet* de potencia, éste pasa a estado *on*, cerrando el circuito. En este momento, el arreglo RC (cristal – resistencia) es aplicado en paralelo a la tensión de salida del *flyback* produciendo un cambio en la tensión del cristal (entre sus terminales aparece la tensión de entrada).

Finalmente, al producirse nuevamente basculación a no conducción del interruptor, se detiene el flujo de corriente proveniente de la fuente de tensión de entrada y el cristal (modelado por una capacitancia) queda en paralelo sólo con la resistencia, produciendo así su descarga. Este comportamiento se repite periódicamente con la conmutación del *mosfet* de potencia.

La forma como opera el sistema que acaba de describirse puede ser visto en la figura 47, la cual es una simulación de la operación descrita.



(a)



(b)

Figura 47. Operación de la red de descarga. a) Tren de pulsos aplicados al cristal.
b) Forma de onda de los pulsos generados

La anterior figura muestra dos pulsos de tensión aplicados al cristal. La figura 47.b muestra la forma de onda de dichos pulsos; en ella, se identifica la tensión aplicada durante el periodo *on* del interruptor y al final de éste, se inicia la descarga del capacitor a través de la resistencia (caída exponencial).

La forma de onda del pulso esta fuertemente determinada por el valor de la resistencia conectada en paralelo al cristal. Si el valor de ésta fuera muy elevado, la descarga del cristal sería muy lenta lo cual provocaría distorsión en el pulso de tensión.

3.2.1 Periodo de la señal

El periodo de la señal de control para la red de descarga (equivale a la frecuencia de repetición del pulso aplicado) se define considerando los tiempos observados en la adquisición de las ondas de interés del proyecto (Ondas P y S). Dichas ondas son reconocidas varios μs después de aplicar el pulso de tensión sobre el cristal transmisor y sus oscilaciones se extienden mucho después de recibidas, ver figura 48, en esta figura se reconoce el pulso aplicado (izquierda), una zona muerta en la que no se recibe señal y aproximadamente 55 microsegundos después se recibe el frente de onda. Por tal motivo, el periodo de la señal de control debe ser lo suficiente amplio para observar las ondas sin que se presente superposición con un pulso de tensión consecutivo.

La frecuencia de conmutación elegida para el interruptor de potencia de la red es de 1 kHz. Esta frecuencia ofrece un periodo de 1000 μs , suficientes para la recepción de señales sin sufrir interferencia por parte de ondas producidas por los siguientes pulsos de tensión.

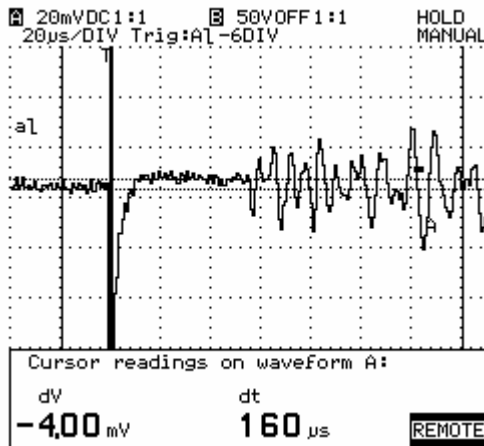


Figura 48. Forma de onda de la señal recibida

3.2.2 Resistencia de descarga

Como ha sido mencionado a lo largo del desarrollo de este proyecto, la forma de onda que se requiere aplicar sobre los cristales piezoeléctricos corresponde a un tren de pulsos cuadrados de tensión. Por tal motivo, es necesario asegurar una rápida descarga de la tensión acumulada por el piezoeléctrico de manera que ésta no estropee el requerimiento inicialmente expuesto.

Dado que no existe libertad de controlar el valor de la capacitancia equivalente del cristal resonante, el ajuste debe realizarse desde el punto de vista del valor de la resistencia que se emplea para descargarlo.

El rango de valores de capacitancia entre los que se encuentra los cristales usados por las pruebas a realizar ronda los 300 y 400 pF. Las duraciones de los anchos de pulso que se desean conseguir está entre 1 y 5 μs ; por tal motivo, el valor de la resistencia de descarga; tal que no distorsione la forma de onda cuadrada, debe ser de unos cuantos cientos de ohms, de manera que la constante de descarga τ , y consecuentemente el tiempo requerido para la descarga aproximado ($\sim 5\tau$), no afecte de manera significativa la forma de la onda cuadrada.

Como consecuencia de lo que se ha descrito anteriormente, los valores de resistencia que serán usados en esta etapa de descarga se calculan a partir de la limitación del tiempo máximo de descarga del cristal. Si este tiempo máximo se fija en $1.5 \mu\text{s}$ y suponiendo el valor de capacitancia del cristal en 400 pF , se tiene que:

$$5\tau \approx 5(R \cdot C) = 1.5 \mu\text{s} \quad (57)$$
$$\Rightarrow R_{\text{max}} \approx \frac{1.5 \mu\text{s}}{5C} \approx 750 \Omega$$

El valor de R_{max} calculado ofrece un caso extremo para el tiempo que se emplea durante la descarga de la tensión almacenada en el cristal. Sin embargo, si se desean conseguir forma de onda de pulso más cuadradas, el valor de resistencia a emplear debe ser menor al calculado en la ecuación (57).

Otro aspecto a considerar, es la cantidad de potencia consumida por la resistencia durante la operación del sistema de descarga descrito. Si se considera la potencia instantánea del resistor, se tiene:

$$P(t) = \frac{V^2(t)}{R} \quad (58)$$

Teniendo en cuenta la operación del circuito, aplicando el máximo nivel de tensión sobre la carga y usando la resistencia máxima calculada, se tiene que la potencia instantánea del resistor es muy elevada.

$$p = \frac{350^2}{750} \approx 163 \text{ W}$$

Sin embargo, la potencia consumida por el resistor debe ser calculada como la potencia promedio durante el intervalo de operación (un periodo). Dicha potencia promedio se calcula como¹⁰:

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \frac{V^2(t)}{R} dt \quad (59)$$

La diferencia $t_2 - t_1$ define el periodo de operación de la señal de tensión sobre el resistor. De acuerdo a esta ecuación, al periodo de conmutación definido para el transistor de potencia del circuito y al tiempo de aplicación de la tensión sobre la resistencia, se tiene que:

$$P = \frac{1}{1ms} \cdot \int_0^{5\mu s} \frac{350^2}{750} dt \approx 0.817W$$

Este cálculo se realizó para la máxima duración del ancho de pulso aplicado sobre el cristal, y para la descarga sobre la resistencia máxima calculada antes. El resultado obtenido muestra que la potencia promedio en el resistor es de un valor aceptable. Si el valor de la resistencia de descarga se reduce con la intención de acortar el tiempo de descarga del piezoeléctrico, la potencia promedio aumenta. Esta variación debe tenerse en cuenta para evitar posibles operaciones en las que se fuerce demasiado la resistencia produciendo posiblemente su destrucción.

Si se calcula nuevamente la potencia promedio en la resistencia para una condición de operación extrema (por ejemplo, 5 μs de ancho de pulso aplicado, máxima tensión de salida y resistencia de descarga de 200 Ω), se tiene:

¹⁰ Oppenheim, Alan. Willsky, Alan. Nawab, S. Hamid. Señales y Sistemas. Segunda Edición. Prentice Hall 1998.

$$P = \frac{1}{1ms} \cdot \int_0^{5\mu s} \frac{350^2}{200} dt \approx 3.06W$$

El cual, es un valor aun aceptable si se utilizan resistencia de 5 W o más.

3.3. UNIDAD DE CONTROL, MICROCONTROLADOR

Hasta el momento se han explicado las unidades funcionales del sistema que conforman el generador de pulsos de tensión. Sin embargo, se debe notar que la operación del mismo está controlada por la conmutación de un par de transistores de potencia. Uno de ellos, ubicado en el conversor DC-DC tipo *flyback*, determina la amplitud de la tensión generada por esta etapa de acuerdo a su ciclo útil de operación. El segundo conmutador se encuentra en la red de descarga, la cual aplica dicha tensión (generada por el *flyback*) sobre el cristal piezoeléctrico. La operación de éste último transistor determina la rata de repetición de los pulsos de tensión aplicados a la carga así como la duración de los mismos.

Para lograr la operación descrita en el párrafo anterior, los transistores de potencia que funcionan como interruptores deben ser manejados correctamente; es decir, deben contar en sus puertas con las señales de control adecuadas que describan la operación que se desea generar con ellos. Dicho control se trata de señales *PWM*. Cada uno de los conmutadores se encuentra gobernado por una de estas señales, las cuales se encuentran definidas dentro de una frecuencia y un rango de ciclos útiles variable.

Se debe recordar que la señal de control para el interruptor de potencia de la etapa del conversor DC-DC tiene una frecuencia de operación de 100 kHz y una variación del ciclo útil entre el 50 y el 70%. En cuanto a la señal de control para la etapa de descarga, se trata de un *PWM* de 1 kHz de frecuencia y ancho de pulso variable entre 1 y 5 μs (ciclo útil entre 0.1 y 0.5%). Como ejemplo de lo anterior,

en la figura 49 se muestran las características de la señal *PWM* para el conmutador del *flyback*.

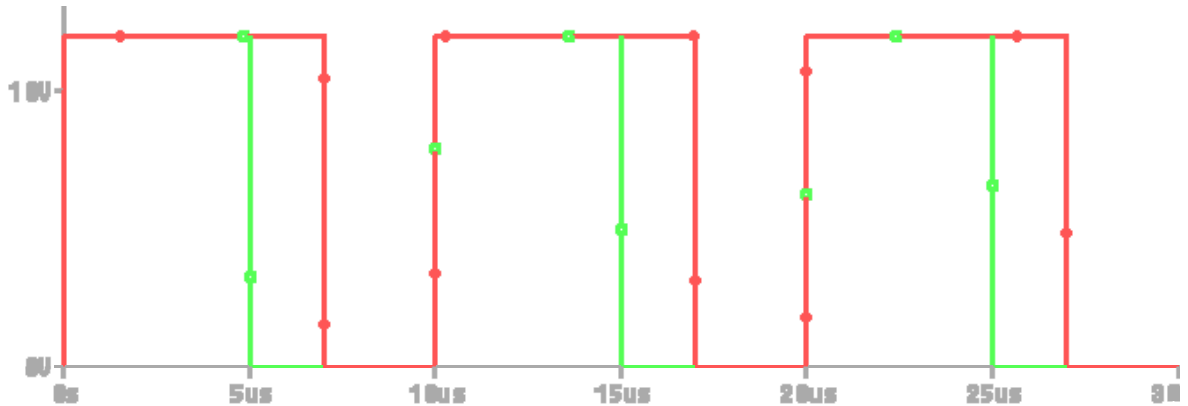


Figura 49. Señal de control para el convertor DC-DC. Variación del ciclo útil (50 - 70%, verde – rojo)

Por otra parte, la configuración de operación del sistema debe ser ajustada de manera sencilla por el usuario final. Esto quiere decir, que además de la generación de las señales de control, el equipo debe poseer una unidad de interacción con el operario de tal forma que éste determine tanto el nivel de tensión deseado para ser aplicado sobre los cristales piezoeléctricos así como la duración del pulso que quiere generar.

De acuerdo a lo anterior, se decide implementar una unidad de control a través de un microcontrolador. Ésta elección se hace teniendo en cuenta las características que ofrece éste tipo de controladores, las cuales incluyen: memoria, puertos de entrada/salida y microprocesador.

Con las prestaciones mencionadas de los microcontroladores, es posible diseñar un sistema de control que permita la generación de las señales deseadas así como interactuar con el operario. Esta idea se muestra en la figura 50.

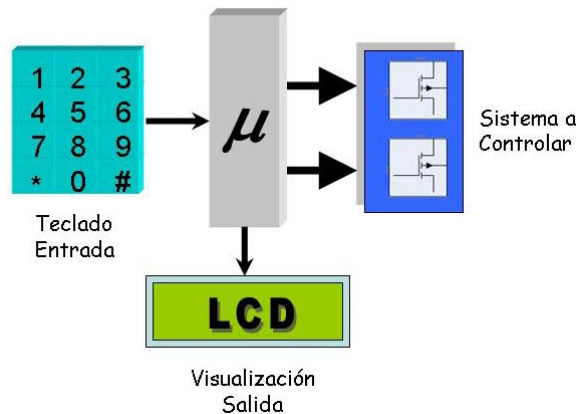


Figura 50. Esquema de implementación de la unidad de control

A continuación se procede a realizar la selección del microcontrolador apropiado para esta aplicación. Como punto de partida se consideran las características que debe poseer el microcontrolador para satisfacer las necesidades de la tarea a realizar.

Dichas características son:

- Suficientes puertos de entrada/salida.
- Frecuencia de operación.
- Puertos especiales (*Timer*)

De las tres principales características listadas, es la necesidad de dos puertos especiales (*timer*) la que determina el microcontrolador a usar. Dichos *timers* son contadores internos que permiten generar señales *PWM* temporizadas de una manera muy sencilla y eficiente. Se requieren dos de estos puertos dada la necesidad de generar dos señales de control.

De acuerdo a lo anterior, el microcontrolador seleccionado para desarrollar la aplicación es el **MC68HC908GP32** de la compañía fabricante *Motorola*.

A continuación se presenta la programación realizada para el microcontrolador en cuanto al manejo de periféricos (teclado, pantalla *LCD*^{*}) y generación de señales *PWM*.

3.3.1. Programación del teclado

El accesorio empleado es un teclado matricial de doce teclas. Es una opción sencilla y barata para introducir datos, instrucciones y demás información en sistemas gobernados por microcontrolador.

El funcionamiento de un teclado se puede explicar de la siguiente manera: Detrás de cada fila y columna del teclado pasa un “cable” y las teclas están ubicadas sobre las intersecciones entre filas y columnas; es decir, la columna C1 es un cable que pasa por debajo del 1, 4, 7 y *; la fila F1 pasa por debajo de 1, 2, y 3. Es importante saber que las filas y columnas no están conectadas entre sí. Ver figura 51.

Si se pulsa una tecla, la fila y la columna que pasan por debajo de dicha tecla se conectan generando un evento que es reconocido por el microcontrolador. Este evento puede ser visto como una interrupción provocada al cortocircuitar dos niveles de tensión; es decir, durante la operación del teclado, se le envía un uno lógico a los cables de las filas y se hace rotar un cero en los cables de las columnas. Al momento de presionar una tecla, la fila y la columna se conectan, haciendo que el uno lógico de la columna se conecte al cero en rotación.

Esta forma de colocar las teclas y conexiones, permite manejar 12 botones empleando sólo 7 cables.

^{*} *LCD: Liquid Crystal Display.* Pantalla de cristal liquido.

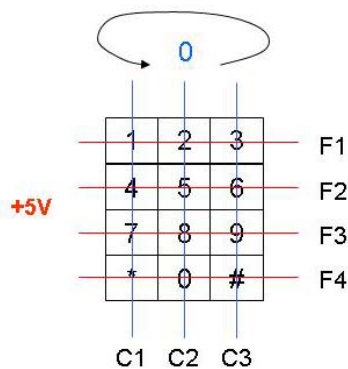


Figura 51. Funcionamiento de un teclado matricial

En la programación del teclado* se define una variable global al proyecto llamada “clave”, la cual almacenará el valor de la tecla pulsada en el teclado.

Luego, se ejecuta la forma de operación descrita en párrafos anteriores, se le asigna un valor de cero a cada una de las columnas del teclado inicialmente y las filas han sido configuradas internamente con resistencias de *PULL-UP*; es decir, mientras no reciban señal tendrán un uno lógico. A continuación al presentarse un evento (tecla pulsada), el programa ejecuta la rotación del valor de cero por cada una de las columnas y compara los valores de las filas, donde se encuentre un cero, producto de la conexión de la fila con la columna, se decodifica la tecla y su valor se almacena en la variable “clave”.

El programa también posee un par de cerrojos, el primero se trata del estado normal del programa, en esta posición permanece el programa a la espera de un evento. Además este cerrojo ofrece seguridad antirruído y evita que el programa registre dos ingresos de una tecla.

El programa que acaba de ser descrito hace parte de una rutina llamada *lectura*, la cual será usada en el programa principal.

* El programa del teclado puede ser visto en el anexo 1.a.

3.3.2. Programación LCD

Una pantalla *LCD* se trata de un sistema eléctrico de presentación de datos formado por 2 capas conductoras transparentes y en medio un material especial cristalino (cristal líquido) que tienen la capacidad de orientar la luz a su paso.

Cuando la corriente circula entre los electrodos transparentes con la forma a representar (por ejemplo, un segmento de un número) el material cristalino se reorienta alterando su transparencia¹¹.

La *LCD* empleada en esta aplicación corresponde a una de texto, las cuales son las más baratas y simples de usar. Permite visualizar mensajes de texto cortos y posee dos líneas de 16 columnas cada una. Internamente posee un controlador estándar en la industria el **Hitachi HD44780**. Este controlador posee una serie de terminales que corresponden a un bus de datos y a señales de control de la operación de la pantalla misma.

La programación de dicho elemento consiste de una serie de subrutinas necesarias para la correcta presentación de los caracteres que se desean visualizar en la pantalla.*

En dicho código se reconoce inicialmente una rutina de inicialización de la pantalla (llamada *inicio_lcd*); este es un código establecido por el fabricante y debe ser incluido en todo programa que emplee este tipo de elementos. Esta rutina debe ser ejecutada una vez cuando el sistema se enciende y su función es solamente la de inicializar la pantalla. En esta inicialización también se declara la transferencia de datos a través de *nibbles* (4 bits); es decir, los *bytes* de datos serán enviados en dos paquetes.

¹¹ <http://es.wikipedia.org/wiki/LCD>

* El programa de la *LCD* puede ser visto en el anexo 1.b.

Sin embargo, es interesante explicar las tres subrutinas empleadas en la inicialización de la *LCD*.

Subrutinas unmsseg y retardo:

La subrutina *unmsseg* genera un contador básico de un milisegundo de duración, el cual hace que el microcontrolador espere dicho lapso antes de continuar ejecutando los comandos. Esta subrutina puede ser extendida hasta la duración que se desee a través de la subrutina *retardo* la cual recibe como dato de entrada la duración que se desea retardar la operación del controlador.

Subrutina comando

La inicialización de la pantalla *LCD* requiere de la recepción de una serie de datos provenientes desde el microcontrolador. Por tal motivo, la función de la subrutina *comando* es enviar estos datos a la *LCD* junto con las señales de control que permitan su identificación y lectura.

Subrutina comando2

Esta subrutina cumple exactamente la misma función que la anterior; sin embargo, esta rutina añade un retardo de 4 ms necesarios para la correcta lectura del segundo *nibble* del dato enviado.

A continuación se presentan las funciones empleadas en el arreglo de datos para ser enviados a la pantalla.

Función datos

Esta función separa los datos (en forma de *bytes*) en un par de *nibbles* (alto y bajo) y los almacena en variables locales llamadas “*nible_H* y *nible_L*”. Luego los envía hacia la memoria de la *LCD* a través de la función *enviar_dato*.

Función enviar_dato

Esta es una rutina similar a *comando2*, a través de ella se envía datos a la memoria de la *LCD* en forma de *nibbles*. Posterior al envío, se genera un retardo necesario para la correcta transmisión de los siguientes datos.

Función cadena

Esta rutina encadena en una frase cada uno de los caracteres que han sido enviados hacia la *LCD*. La cadena de caracteres es almacenada en memoria y es mostrada en la pantalla.

Función fila_columna

Esta función permite sencillamente seleccionar la ubicación en la que se desea que aparezca la cadena de caracteres almacenada. Como se mencionó al comienzo de esta sección, el mensaje puede aparecer en cualquiera de las dos filas disponibles y también en cualquiera de las 16 columnas de la *LCD*.

Esta última función se definió de manera que las cadenas aparezcan siempre desde la primera columna de cada fila.

3.3.3. Programa principal (PWM)

Inicialmente, el código del programa principal fija las características de operación del PLL^* . Un PLL es un sistema a lazo cerrado de control de frecuencia basado en la detección de diferencias de fase entre las señales de salida y entrada de un oscilador controlado¹². El objetivo de este PLL , es que en estado estacionario, las fases de las señales de entrada y salida estén enganchadas y sus frecuencias sean iguales.

Las características a fijar dentro del código de operación son: R , divisor de la frecuencia de referencia; N , multiplicador de rango; P , multiplicador; E , multiplicador de rango del VCO y L , multiplicador de rango lineal del VCO .

Las características de operación para un PLL se fijan a partir de la frecuencia de bus interno deseada y la frecuencia de referencia del cristal externo.

Si la frecuencia de bus deseada es de 8 MHz y el cristal oscila a 32.768 kHz, entonces el divisor del reloj de referencia $R = 1$, esto se asume como valor típico para las condiciones descritas al principio del párrafo.¹³

El multiplicador de rango N se calcula a partir de:

$$N = \text{redondeo} \left(\frac{R \cdot f_{vckdes}}{f_{rclk}} \right) \quad (60)$$

* *Phase-Locked Loop*. El programa principal puede ser visto en el anexo 1.c

¹² Van Roon, Tony. Phase-Locked loop Tutorial, PLL. <http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html>

¹³ MC68HC908GP32, Microcontroller Unit. Technical Data. Motorola. 2000

Donde $f_{vclkdes}$ es la frecuencia del VCO (igual a 4 veces la frecuencia del bus interno), y f_{rclk} es la frecuencia del cristal externo. A partir de la ecuación (60), se tiene que el valor de N es 977.

El valor máximo del multiplicador de rango es 4095 para este tipo de microcontrolador. Debido a que el N calculado es menor que el máximo, el valor del pre-escalador P es cero, ver tabla 5.

Tabla 5. Valor del pre-escalador P^{13}

Valor N	P
$0 < N < N_{max}$	0
$N_{max} < N < 2N_{max}$	1
$2N_{max} < N < 4N_{max}$	2
$4N_{max} < N < 8N_{max}$	3

El valor del escalador de potencia E del VCO se determina teniendo en cuenta su frecuencia. Dado que ésta es 32 MHz, el valor del escalador es 2. Ver tabla 6.

Tabla 6. Valor del escalador de potencia E del VCO¹³

Rango de frecuencia (Hz)	E
$0 < f_{vclk} < 9.830.400$	0
$9.830.400 < f_{vclk} < 19.660.800$	1
$19.660.800 < f_{vclk} < 39.321.600$	2

Finalmente, el valor del multiplicador del rango lineal L del VCO se calcula de la siguiente manera:

$$L = \text{redondeo} \left(\frac{f_{vclk}}{2^E \cdot f_{nom}} \right) \quad (61)$$

Donde f_{nom} es 38.4 kHz.

Con los valores obtenidos hasta este punto, se tiene que L es 208.

Con todos los valores necesarios ya calculados, se introducen en el código. Se debe tener en cuenta que el código binario para el valor de N toma más de ocho bits, por lo cual se debe enviar un *byte* alto y otro bajo, los cuales al juntarse forman el valor deseado.

A continuación, dentro del programa principal se ejecuta la subrutina de inicialización de la *LCD* descrita anteriormente. Se debe notar que esta subrutina queda fuera del lazo de operación normal del programa; esto se debe a que, como se mencionó antes, la *LCD* sólo necesita ser inicializada una vez.

La generación de las señales *PWM* en los puertos *Timer* del microcontrolador se realiza a través de un procedimiento de inicialización que consiste en la manipulación de una serie de registros relacionados al módulo *Timer*. Los procedimientos de preparación de los registros dentro del código del programa han sido llamados *pwm* y *pwm2*, los cuales son funciones del ciclo útil deseado.

Registro de estado y control (TSC)

En este registro se debe detener y resetear el contador del *Timer* poniendo en uno los bits *TSTOP* y *TRST*. Además, los bits de escalamiento (*PS2*, *PS1* y *PS0*) deben ser definidos a nivel bajo ya que no se desea división de la frecuencia de operación. Ver figura 52.

Address: T1SC, \$0020 and T2SC, \$002B

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	TOF	TOIE	TSTOP	0	0	PS2	PS1	PS0
Write:	0			TRST				
Reset:	0	0	1	0	0	0	0	0

Figura 52. Registro de estado y control¹³

Registros de módulo (TMODH, TMODL)

Se trata de un par de registros en los cuales se debe almacenar el valor del período de la señal *PWM* deseada.

Registros de canal (TCHxH, TCHxL)

Estos dos registros deben almacenar la duración del ancho de pulso requerido, es decir, almacenan el valor del ciclo útil que se desea alcanzar.

Registros de control y estado de canal (TSCx)

En estos registros se define el modo de operación del puerto *Timer*. La configuración de una señal *PWM* utiliza los primeros 5 bits del registro, los demás se dejarán siempre a nivel bajo. Ver figura 53.

Address: T1SC0, \$0025 and T2SC0, \$0030

	Bit 7	6	5	4	3	2	1	Bit 0
Read:	CH0F	CH0IE	MS0B	MS0A	ELS0B	ELS0A	TOV0	CH0MAX
Write:	0							
Reset:	1	1	1	1	1	1	1	1

Figura 53. Registro de estatus y control del canal cero¹³

Definiendo el *bit MS0A* con un uno lógico, se establece el modo de operación por salida comparada, es decir, se establece el modo de operación *PWM*.

Los *bits ELS0B* y *ELS0A* establecen la forma de onda inicial de la señal *PWM*; cuando ambos *bits* se fijan a uno, el nivel inicial de la onda será bajo. Si se fijan estos bits como 10, la salida inicial tendrá un nivel alto. Los niveles de las ondas conmutan cuando se ha alcanzado el nivel definido como ciclo útil.

Habilitando el *bit TOV0* se consigue que la forma de onda cambie de nivel cuando el contador del *Timer* presenta *overflow*, es decir, cuando se ha alcanzado la duración definida como periodo de la onda *PWM*.

La función del *bit CHOMAX* es simplemente forzar la duración del ciclo útil al 100%, por lo cual siempre estará definido como 0 lógico.

La forma de onda que se consigue al configurar los registros anteriores de la manera como han sido descritos se puede observar en la figura 54.

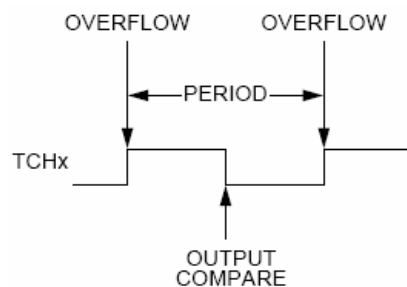


Figura 54. Forma de onda de la señal generada a través de la configuración descrita¹³

Nota: Los valores de periodo y duración del ancho de pulso requerido por la señal *PWM* deben ser calculados de acuerdo a la frecuencia del bus interno. El módulo

Timer del microcontrolador funciona a través del conteo de pulsos internos, por tal motivo, el valor de periodo y ancho de pulso para la señal deseada deben ser ajustados en términos de los pulsos internos necesarios para alcanzar dichas duraciones.

3.3.4. Operación del sistema

La programación del microcontrolador finaliza con la explicación de la operación del sistema de control ante la manipulación ejercida por el usuario.

El sistema se hallará siempre atento a reconocer cuando una tecla ha sido pulsada; este es el estado normal de operación del microcontrolador, el cual está definido por la ejecución continua de la rutina *lectura* explicada en la programación del teclado.

En esta posición, el microcontrolador espera a que se pulse la tecla (*) o bien la tecla (#). Cuando se presiona la primera, el sistema entra a la rutina de generación de la señal *PWM* que controlará el *Mosfet* de potencia de la fuente de tensión tipo *flyback*. Si se ha presionado la tecla (#), el programa entrará inmediatamente a la rutina de generación de la señal de control para la red de descarga.

Dentro de la rutina de generación de la señal de control para el *flyback*, se ejecuta nuevamente la subrutina de lectura para reconocer cual de las 10 teclas numeradas ha sido pulsada. Estas teclas se usan para definir niveles de ancho de pulso, lo que a su vez repercute en la variación del nivel de tensión a la salida del conversor DC-DC.

El rango de variación del ancho de pulso para la señal de control de la fuente de tensión ha sido definido en secciones anteriores entre un 50 y 70%. Como

consecuencia, los diez niveles disponibles en el teclado han sido definidos dentro de un mínimo, dado por la tecla 1, que corresponde a un ciclo útil del 50%, hasta el máximo, tecla 0, que ofrece un 70% de ciclo útil.

Al presionar cualquiera de las teclas numeradas, el microcontrolador genera una onda *PWM* de 100 kHz de frecuencia y un ancho definido por la rutina *pwm* (se explicó anteriormente) y muestra en la pantalla *LCD* un mensaje donde informa el nivel de tensión aplicado.

En la tabla 7, se presenta la equivalencia entre la tecla que se presiona y el nivel de tensión que se genera en la fuente *flyback*.

Tabla 7. Niveles de tensión generados Vs. Tecla pulsada

Tecla	Tensión Generada
1	100 V
2	115 V
3	140 V
4	165 V
5	200 V
6	250 V
7	285 V
8	310 V
9	335 V
0	350 V

De la misma manera, la rutina de generación para la señal de control de la red de descarga ejecuta la subrutina de lectura para identificar la tecla pulsada que define la duración del ancho de pulso de la onda *PWM*, que a su vez, define la duración

del ancho de pulso aplicado a la carga. Dicha duración ha sido establecida anteriormente dentro de un rango de 1 a 5 μs .

En este caso, sólo se usaran 5 teclas para generar el ancho de pulso deseado. Las teclas a usar y su correspondiente ancho de pulso se muestran en la tabla 8. Al igual que en el caso anterior, la *LCD* muestra un mensaje que informa la duración del pulso aplicado al espécimen de prueba. La onda generada es una señal *PWM* de 1 kHz de frecuencia y ciclo útil variable de acuerdo a la subrutina *pwm2* que se encuentra en el código del programa principal.

Tabla 8. Duración del pulso Vs. Tecla pulsada

Tecla	Ancho de pulso
1	1 μs
2	2 μs
3	3 μs
4	4 μs
5	5 μs

4. COMPARACIÓN. OPERACIÓN DE EQUIPOS GENERADORES DE PULSOS DE TENSIÓN

Como parte final de éste proyecto, se ha llevado a cabo una comparación entre las operaciones de los generadores de pulsos con los que se cuenta actualmente en el laboratorio de mecánica de rocas del ICP. Estos generadores son: el desarrollado como producto de esta investigación y el equipo que ya existía en el laboratorio y que ha sido descrito anteriormente.

La comparación se realizó aplicando pulsos generados por ambos equipos sobre un conjunto de muestras de rocas. Los resultados esperados se centran sobre las amplitudes de las ondas *P*, *S* (*S1* y *S2*) registradas por el osciloscopio a la salida de las rocas; esto se debe a que los tiempos de tránsito de las ondas a través del medio, así como la velocidad de las mismas dependen exclusivamente de las propiedades físicas de las rocas y no del pulso aplicado

En las tablas 9 hasta la 12, se muestran los resultados de los ensayos realizados. En ellas se muestran los tiempos de tránsito de las ondas a través del medio poroso; y dado que el diámetro o longitud de las muestras es un dato conocido con anterioridad, se puede obtener fácilmente la velocidad de la onda. De la misma manera se presenta la amplitud pico a pico máxima de las señales recibidas por el osciloscopio para cada una de las señales de interés.

Como se puede observar en las tablas anteriores, la velocidad de las ondas no presenta mayores variaciones cuando éstas son generadas por cualquiera de los dos equipos. Esto corresponde a los resultados esperados ya que como se dijo anteriormente, la velocidad depende del medio y no de la excitación que produce la vibración en él.

Sin embargo, las ondas registradas en el cristal piezoeléctrico receptor muestran una importante variación en el valor máximo de la tensión pico a pico de las señales. Cómo se puede notar, las ondas generadas por el equipo desarrollado en esta tesis, presentan mayor nivel de tensión. Esto se evidencia claramente realizando una comparación entre las formas de onda obtenidas con los dos equipos. En las figuras 55 a 57, se observa que la división de tensión en la pantalla del osciloscopio para el equipo antiguo es de 20 mV, mientras que para el nuevo equipo el valor mínimo de la división corresponde a 50 mV.

Las figuras corresponden a las ondas *P* y *S* obtenidas para la muestra tabulada en la tabla 11.



Figura 55. Ondas *P* generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.

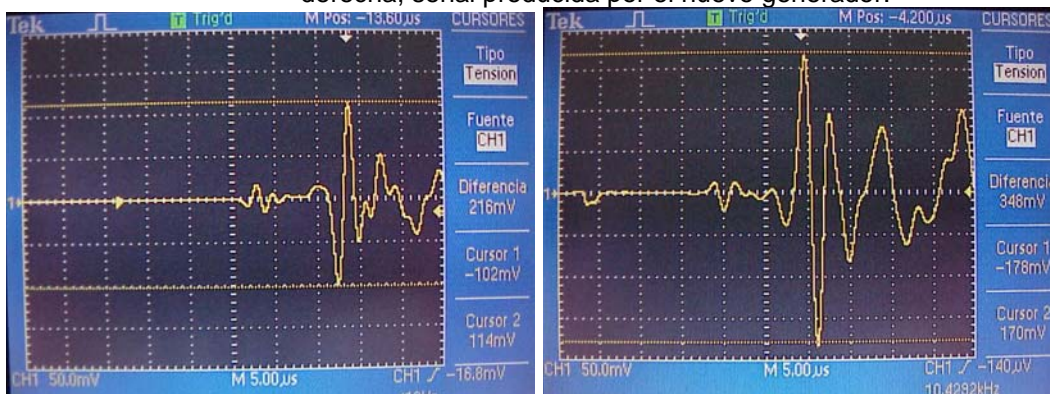


Figura 56. Ondas *S1* generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.

Tabla 9. Resultados para una Arenisca Berea

Arenisca Berea						
Onda	t Tránsito μ s	Velocidad m/s	Vppmax	t Tránsito μ s	Velocidad m/s	Vppmax
P	15	2472,26	2,22 V	15	2472,26	900 mV
S1	22,2	1670,45	2,34 V	22,4	1655,54	1,17 V
S2	22,2	1670,45	1,02 V	22,2	1670,45	420 mV
Generador Nuevo			Generador Antiguo			
Diámetro de la Roca: 1,46 in / 0,03708 m						

Tabla 10. Resultados para una muestra de Tambor (Cúbica)

Tambor Cúbica						
Onda	t Tránsito μ s	Velocidad m/s	Vppmax	t Tránsito μ s	Velocidad m/s	Vppmax
P	13,2	3431,82	1,86 V	13,2	3431,82	896 mV
S1	20,8	2177,88	328 mV	20,6	2199,03	176 mV
S2	19,2	2359,38	1,56 V	19,8	2287,88	968 mV
Generador Nuevo			Generador Antiguo			
Diámetro de la Roca: 1,784 in / 0,0453 m						

Tabla 11. Resultados para una muestra de roca sintética

Muestra Sintética						
Onda	t Tránsito μs	Velocidad m/s	Vppmax	t Tránsito μs	Velocidad m/s	Vppmax
P	14	3868,29	228 mV	14	3868,29	123 mV
S1	22,2	2436,94	372 mV	22,6	2393,81	216 mV
S2	20,4	2651,96	180 mV	20,4	2651,96	100 mV
Generador Nuevo			Generador Antiguo			
Diámetro de la Roca: 2,13 in / 0,0541 m						

Tabla 12. Resultados para una muestra de Tambor

Tambor Pozo Agua						
Onda	t Tránsito μs	Velocidad m/s	Vppmax	t Tránsito μs	Velocidad m/s	Vppmax
P	17,6	2193,18	1,66 V	17,4	2218,39	1,14 V
S1	29,6	1304,05	1 V	28,8	1340,28	544 mV
Generador Nuevo			Generador Antiguo			
Diámetro de la Roca: 1,52 in / 0,0386 m						

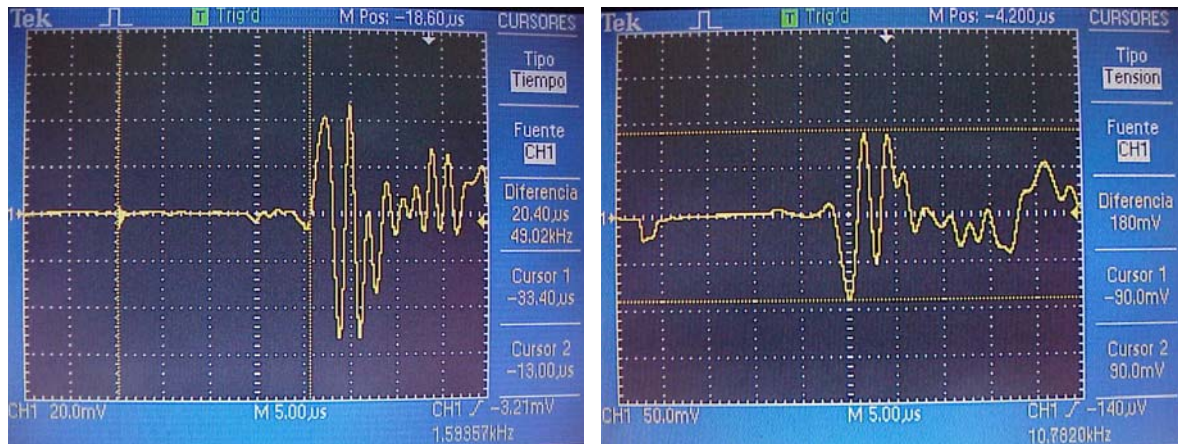


Figura 57. Ondas S2 generadas. A la izquierda señal obtenida a partir del equipo antiguo. A la derecha, señal producida por el nuevo generador.

Como resultado de la comparación realizada, se puede establecer con evidencias que el uso del equipo desarrollado ofrece ventajas en cuanto al nivel de tensión que presentan las señales obtenidas; por lo tanto, la identificación de tiempos de tránsito de la vibración a través del medio se hace más precisa permitiendo que los análisis e interpretaciones llevadas a cabo sean de mayor confiabilidad.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El diseño de la fuente de tensión continua tipo *flyback*, permitió reconocer la importante influencia que ejerce el ciclo útil de la señal de control sobre la amplitud de la tensión de salida del circuito. Esta característica fue empleada como mecanismo de variación de la tensión aplicada sobre el cristal piezoeléctrico resonante en el rango de los 100 a 350 V.

En el desarrollo del transformador *Flyback* se siguieron dos formas de diseño matemáticas distintas. Sin embargo, ninguna de ellas arrojó resultados satisfactorios. Por lo cual se requirió de un trabajo empírico de manera que se introdujeran factores de ajuste que corrigieran las desviaciones que acarrea el diseño matemático más riguroso.

La forma cuadrada del pulso de tensión aplicado sobre la carga está determinada por la descarga del cristal piezoeléctrico a través de una resistencia. Por tal motivo, la relación entre la capacitancia equivalente del cristal y el resistor conectado al sistema debe mantenerse lo más pequeña posible de tal forma que el tiempo necesario para la descarga se minimice.

La duración requerida para el ancho del pulso aplicado a la carga puede ser fácilmente controlada a través de la variación del ciclo útil de la señal de control del interruptor de la red de descarga, esto se debe a que este factor determina el tiempo de aplicación de la tensión generada por el conversor *flyback* sobre el cristal piezoeléctrico.

El uso de un microcontrolador facilita en gran manera la implementación de la unidad de control del sistema; ya que empleando éstos, la generación de las señales requeridas para controlar cada uno de los interruptores que funcionan en

el sistema se hace de manera eficiente y confiable con una necesidad mínima de elementos externos.

Además de la conveniencia en el uso de microcontroladores, éste tipo de circuito permite una interacción continua equipo-usuario, permitiéndole a éste último un completo control sobre la operación del sistema; lo cual asegura la adaptación del producto a las necesidades del operario.

La comparación realizada entre las operaciones de los generadores de pulsos en el laboratorio de mecánica de rocas mostró que las señales obtenidas a partir del equipo desarrollado en este proyecto ofrecen mayor nivel en la tensión de las ondas registradas con respecto a las medidas con el sistema antiguo; permitiendo de esta manera mayor confiabilidad y precisión en la identificación del tiempo de tránsito de las ondas a través del medio.

Cuando se opera el generador de pulsos obtenido en este proyecto, se recomienda realizar la elevación de tensión de pulso aplicado de manera gradual ya que el sistema no soporta variaciones bruscas en este parámetro; es decir, no es posible encender el equipo e inmediatamente aplicar pulsos con amplitud 350V.

La forma como eran aplicadas las pruebas acústicas en el laboratorio de mecánica de rocas requerían que los cristales piezoeléctricos tuvieran un nivel de referencia común, esto se conseguía cortocircuitando una de las caras del transmisor con el receptor a través de un cable. Sin embargo; la técnica aplicada usando el equipo desarrollado no permite este tipo de configuración; por lo cual, se recomienda la eliminación de esta conexión.

6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. Bourbiè; O. Coussy; B. Zinszner. "Acoustics of Porous Media". Institut Français du Petrole Publications. Ediciones Technip.
- [2] "Theory, measurement and interpretation of well logs: Acoustic properties of rocks"
- [3] Galvis, Jorge Leonardo: Plan de Proyecto de Grado. "Generador Electrónico De Pulsos De Voltaje Para Su Aplicación En Pruebas Dinámicas Sobre Medios Porosos". Bucaramanga, Abril de 2005.
- [4] Galvis, Jorge Leonardo: Informe de avance N°6 "Resultados De Velocidades Acústicas Sobre Una Arenisca Berea, Aplicando Pruebas Dinámicas" Bucaramanga, Mayo de 2004
- [5] Billings, Keith H. C.Eng., M.I.E.E. SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK. ISBN 0-07-005330-8. McGraw-Hill. Inc. 1989
- [6] National Semiconductor, Introduction to Power Supplies. Application Note 556. September 2002
- [7] Krautkrämer, Josef y Krautkrämer, Herbert: "Ultrasonic testing of materials". Third edition. Cologne, 1983.
- [8] BROWN, Marty, Power Supply Cookbook. Newnes. Segunda Edición. 2001
- [9] Amidon Associates, INC. Ferrites for switch mode power supplies: E-cores

[10] Oppenheim, Alan. Willsky, Alan. Nawab, S. Hamid. Señales y Sistemas. Segunda Edición. Prentice Hall 1998.

[11] <http://es.wikipedia.org/wiki/LCD>

[12] Van Roon, Tony. Phase-Locked loop Tutorial, PLL.
<http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html>

[13] MC68HC908GP32, Microcontroller Unit. Technical Data. Motorola. 2000

7. BIBLIOGRAFÍA

American Society for Testing and Materials: "Standard test method for laboratory determination of pulse velocities and ultrasonic elastic constants of rock".

Amidon Associates, INC: "Ferrites for switch mode power supplies: E-cores".

Barr, Michael: "Pulse Width Modulation" Embedded Systems Programming, September 2001 , pp. 103-104.

Billings, Keith H. C.Eng., M.I.E.E. "Switchmode power supply handbook". ISBN 0-07-005330-8. McGraw-Hill. Inc. 1989

BROWN, Marty: "Power Supply Cookbook". Newnes. Segunda Edición. 2001

Cadente, OrCad 9.2. "Online Manuals and Quick Reference Cards". Orcad Layout Getting Started. Cadence PCB Systems Division 13221 SW 68th Parkway, Suite 200 Portland, OR 97223. Second edition 31 May 2000

Colorado, University: "Fundamentals Of Power Electronics". Chapter 12.

Dinwoodie, Lisa: "Application Note U-165. Design Review: Isolated 50 Watt Flyback Converter Using the UCC3809 Primary Side Controller and the C3965 Precision Reference and Error Amplifier". 1999, Texas Instruments Incorporated

G. Spiazzi, S. Buso, D. Tagliavia: "A Low-Loss High-Power-Factor Flyback Rectifier Suitable for Smart Power Integration," Proc. of IEEE. Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Galway, June 2000, pp.805 - 810.

G. Spiazzi: "A High-Quality Rectifier Based on the Forward Topology with Secondary-Side Resonant Reset," Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC), Galway, June 2000, pp.781-786.

Galvis, Jorge Leonardo: Informe de avance N°6 "Resultados De Velocidades Acústicas Sobre Una Arenisca Berea, Aplicando Pruebas Dinámicas" Bucaramanga, Mayo de 2004

Galvis, Jorge Leonardo: Plan de Proyecto de Grado: "Generador Electrónico De Pulsos De Voltaje Para Su Aplicación En Pruebas Dinámicas Sobre Medios Porosos". Bucaramanga, Abril de 2005.

<http://es.wikipedia.org/wiki/LCD>

International Society for Rock Mechanics: "Suggested methods for determining sound velocity".

Krautkrämer, Josef y Krautkrämer, Herbert: "Ultrasonic testing of materials". Third edition. Cologne, 1983.

Linear Technology: "Application note 95. Simple Circuitry for Cellular Telephone / CameraFlash Illumination".

LT3468, Datasheet. www.linear.com

M. Krief, C.G.G., Massy. J. Garat, C.G.G., Massy. J. Stellingwerff, C.G.G., Massy. J. Ventre, S.N.E.A. (P), Pau: "A petrofisical interpretation using the velocities of p and s waves (full-waveform sonic)", France.

Mammano, Robert: "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode". 1999, Texas Instruments Incorporated

Miyara, Federico: "Rectificación, Electrónica III". Código interno de publicación: B05.02 Publicado en Internet <http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/rectif.pdf> Rosario, Argentina. 2002

Morningstar Corporation: "Why PWM?" February 19, 2000

Motorola: "MC68HC908GP32, Microcontroller Unit. Technical Data". 2000.

National Semiconductor: "Introduction to Power Supplies. Application Note 556". September 2002

On Semiconductor: "Switchmode, power supply reference manual". Rev. 3, Jul-2002

Oppenheim, Alan. Willsky, Alan. Nawab, S. Hamid: "Señales y Sistemas". Segunda Edición. Prentice Hall 1998.

R.G. Keen: "Output Transformer Design and Winding". Copyright 1999-2000

Ray, Chandra; Hanson, Kenneth: "Shear wave velocity anisotropy in sedimentary rocks: a laboratory study". Geophysics, 53, 800-806

Ruzicka, Pavel: "200W ATX PC Power Supply". www.epanorama.net. 2003

Saunders, Simon: Antennas and Propagation, Cap 3 "Propagation Mechanisms".

Sedra, Adel S. Smith, Kenneth C. "Circuitos Microelectrónicos". Ed OXFORD.

T. Bourbiè; O. Coussy; B. Zinszner: "Acoustics of porous media". Institut Français du Petrole Publications. Cap. 5. Ediciones Technip.

Texas Instruments Incorporated: "Power Transformer Design". Section 4, 2001.

Texas Instruments: "TL494 datasheet".

Valera Lara, Luz Carime: "Desarrollo metodológico para la obtención del tensor de esfuerzos y determinación de los parámetros mecánicos de la formación tambor a partir de la medición de velocidades acústicas". Tesis de pre-grado. Universidad Industrial de Santander. 2005

Van Roon, Tony: "Phase-Locked loop Tutorial, PLL".
<http://www.uoguelph.ca/~antoon/gadgets/pll/pll.html>

www.ixys.com

8. ANEXOS

Anexo 1.a (Programación del teclado)

```
**#####  
**  
**  Filename : teclado_flep_4x3.C  
**  Project  : teclado_flep_4x3  
**  Processor : MC68HC908GP32CP  
**  Version  : Driver 01.04  
**  Compiler  : Metrowerks HC08 C Compiler  
**  Date/Time : 25/09/2005, 4:05 PM  
**  Abstract  :  
**    Main module.  
**    Here is to be placed user's code.  
**  Settings  :  
**  Contents  :  
**    No public methods  
**  (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2002  
**  UNIS, spol. s r.o.  
**  Jundrovska 33  
**  624 00 Brno  
**  Czech Republic  
**  http   : www.processorexpert.com  
**  mail   : info@processorexpert.com  
** **#####  
*/  
/* MODULE teclado_flep_4x3 */  
/* Including used modules for compiling procedure */  
#include "Cpu.h"  
#include "Events.h"  
//#include "lcd_flep.h" OJO no incluir otras librerias aqui incluirlas en el general  
// si los beans se configuran en PTA por tener resistencias de PULL up tenga en cuenta  
la distribucion de los pines del teclado IMPORTANTE IMPORTANTE  
  
#include "Columna1.h"  
#include "Columna2.h"  
#include "Columna3.h"  
#include "Fila1.h"  
#include "Fila2.h"  
#include "Fila3.h"  
#include "Fila4.h"  
#include "Events.h"  
  
/* Include shared modules, which are used for whole project */  
#include "PE_Types.h"  
#include "PE_Error.h"
```

```

#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"

char clave=0;

void lectura(void)
{

    ///    Envió de ceros en todo el sistema para inicialización
    Columna1_PutVal(0);
    Columna2_PutVal(0);
    Columna3_PutVal(0);

    //    cerrojo N° 1 para diferenciar un pulso de tecla y que ingrese 2 veces

    while (!Fila1_GetVal() || !Fila2_GetVal() || !Fila3_GetVal() || !Fila4_GetVal());

    //    detección de filas en Pull Up es decir en 1 estado inicial (Confirmación de que no
    //    hay señal)

    while (Fila1_GetVal() && Fila2_GetVal() && Fila3_GetVal() && Fila4_GetVal());

    //    Paso el while por tanto hubo señal, se pulso una tecla.
    //    se empieza a rotar el cero en la Columna1 y a leer las filas para revisar en cual de
    //    ellas se pulso

    Columna1_PutVal(0);
    Columna2_PutVal(1);
    Columna3_PutVal(1);

    if (!Fila1_GetVal())
    {
        //datos('1');
        clave='1';
        goto end;
    }
    else if (!Fila2_GetVal())
    {
        //datos('4');
        clave='4';
        goto end;
    }
    else if (!Fila3_GetVal())
    {
        //datos('7');
        clave='7';
        goto end;
    }
}

```

```

    }
else if (!Fila4_GetVal())
    {
        //datos('*');
        clave='*';
        goto end;
    }
else
    clave=0;

//      rotar el cero en la Columna2 y a leer las filas para reviousar en cual de ellas se
pulso

Columna1_PutVal(1);
Columna2_PutVal(0);
Columna3_PutVal(1);

if (!Fila1_GetVal())
    {
        //datos('2');
        clave='2';
        goto end;
    }
else if (!Fila2_GetVal())
    {
        //datos('5');
        clave='5';
        goto end;
    }
else if (!Fila3_GetVal())
    {
        //datos('8');
        clave='8';
        goto end;
    }
else if (!Fila4_GetVal())
    {
        //datos('0');
        clave='0';
        goto end;
    }
else
    clave=0;

//      rotar el cero en la Columna3 y a leer las filas para revisar en cual de ellas se pulso

Columna1_PutVal(1);
Columna2_PutVal(1);
Columna3_PutVal(0);

```

```

if (!Fila1_GetVal())
    {
        //datos('3');
        clave='3';
        goto end;
    }
else if (!Fila2_GetVal())
    {
        //datos('6');
        clave='6';
        goto end;
    }
else if (!Fila3_GetVal())
    {
        //datos('9');
        clave='9';
        goto end;
    }
else if (!Fila4_GetVal())
    {
        //datos('#');
        clave='#';
    }
else
    clave=0;

end:
asm
{
    nop;
}
}
/* END teclado_flep_4x3 */
/*

```

Anexo 1.b (Programación de la LCD)

```
**#####  
** Filename : LCD_flep.C  
** Project : LCD_flep  
** Processor : MC68HC908GP32CP  
** Version : Driver 01.04  
** Compiler : Metrowerks HC08 C Compiler  
** Date/Time : 31/08/2005, 5:33 AM  
** Abstract :  
** Main module.  
** Here is to be placed user's code.  
** Settings :  
** Contents :  
** No public methods  
** (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2002  
** UNIS, spol. s r.o.  
** Jundrovská 33  
** 624 00 Brno  
** Czech Republic  
** http : www.processorexpert.com  
** mail : info@processorexpert.com  
  
**#####  
*/  
/* MODULE LCD_flep */  
/* Including used modules for compiling procedure */  
#include "Cpu.h"  
#include "Events.h"  
#include "Control.h"  
#include "Datos.h"  
  
/* Include shared modules, which are used for whole project */  
#include "PE_Types.h"  
#include "PE_Error.h"  
#include "PE_Const.h"  
#include "IO_Map.h"  
  
//Inicio LCD  
void inicio_lcd(void)  
{  
    void comando(byte dato);  
    void comando2(byte dato);  
    void retardo(int tiempo);  
    retardo(15); //retardo de 15mseg  
    comando(3); //function set interface 8 bits 3 nibble alto  
    retardo(4); //retardo de 4.1mseg  
    comando(3); //function set interface 8 bits 3 nibble alto
```

```

    retardo(1);           //esperar por mas de .1mseg
    comando2(3);         //function set interface 8 bits 3 nibble alto
    comando2(2);         //function set interface 4 bits 3 nibble alto
    comando2(2);         //function set interface 4 bits 3 nibble alto
    comando2(8);         // se especifica lineas y fuentes de la ICD
    comando2(0);         //display off 0 nibble alto
    comando2(12);        //display off 12 nibble bajo
    comando2(0);         //display clear 0 nibble alto
    comando2(1);         //display clear 1 nibble bajo
    retardo(1);          //esperar por mas de .1mseg
    comando2(0);         //entry mode set 0 nibble alto
    comando2(6);         //entry mode set 6 nibble bajo
    //comando2(0);
    //comando2(6);
}

```

//Comando de Control 8 bits

```

void comando(byte dato)
{
    Control_ClrBit(0);
    Datos_PutVal(dato);
    Control_SetBit(2);
    Control_ClrBit(2);
}

```

//Comando de Control 4 bits

```

void comando2(byte dato)
{
    Control_ClrBit(0);
    Datos_PutVal(dato);
    Control_SetBit(2);
    Control_ClrBit(2);
    asm
    {
        LDA #60 //13
        L2: DECA
            BNE L2
    }
}

```

//Arreglo de los datos a enviar

```

void datos(byte letra)
{
    void enviar_dato(byte dato);

    byte nible_H, nible_L;
    nible_H = letra & 0xF0;
    nible_H = nible_H >> 4;
}

```

```

        nibble_L = letra & 0x0F;
        enviar_dato(nibble_H);
        enviar_dato(nibble_L);
    }

//Envia el nibble
void enviar_dato(byte dato)
{
    Control_SetBit(0);
    Datos_PutVal(dato);
    Control_SetBit(2);
    Control_ClrBit(2);
    asm
    {
        LDA    #60    //13
        L2:   DECA
        BNE   L2
    }
}

void retardo(int tiempo)
{
    void unmsseg(int tiempo);
    int y;
    for(y=0;y<=tiempo*8;y++)
    {
        unmsseg(1);
    }
}

/* Retardo de 1 milisegundo */

void unmsseg(int tiempo)
{
    int a,b;
    for(b=0;b<12;b++)
    {
        for(a=0;a<=tiempo;a++);
    }
}

void cadena(byte *cadena)
{
    void datos(byte letra);

    byte letra;
    letra = * cadena;
    while (letra != 0)
    {

```

```

        datos(letra);
        cadena++;
        letra = * cadena;
    }
}

void fila_columna (byte flep1, byte flep2)           // esta función permite seleccionar la
                                                    fila y la columnan que se quiere usar

void comando2(byte dato);

if (flep1==1)
    {
        comando2(8);
        comando2(flep2-1);
    }
else
    {
        comando2(12);
        comando2(flep2-1);
    }
}

void clear(void)
{
void cadena(byte *cadena);
void fila_columna (byte flep1, byte flep2);           // esta función permite seleccionar la
                                                    fila

        fila_columna(1,1);
        cadena("      ");
        fila_columna(2,1);
        cadena("      ");
}

/* END LCD_flep */
/

```

Anexo 1.c (Programa Principal)

```
**#####  
  
**  Filename : proyecto_jorge.C  
**  Project  : proyecto_jorge  
**  Processor : MC68HC908GP32CP  
**  Version   : Driver 01.04  
**  Compiler  : Metrowerks HC08 C Compiler  
**  Date/Time : 10/11/2005, 2:11 AM  
**  Abstract  :  
**    Main module.  
**    Here is to be placed user's code.  
**  Settings :  
**  Contents :  
**    No public methods  
**  (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2002  
**  UNIS, spol. s r.o.  
**  Jundrovska 33  
**  624 00 Brno  
**  Czech Republic  
**  http   : www.processorexpert.com  
**  mail   : info@processorexpert.com  
#####  
*/  
/* MODULE proyecto_jorge */  
  
/* Including used modules for compilling procedure */  
#include "Cpu.h"  
#include "Events.h"  
#include "Fila2.h"  
#include "Fila3.h"  
#include "Fila4.h"  
#include "Fila1.h"  
#include "Columna1.h"  
#include "Columna2.h"  
#include "Columna3.h"  
#include "Control.h"  
#include "Datos.h"  
#include "lcd_flep.h"  
#include "teclado4x3_flep.h"  
#include "Bit1.h"  
  
/* Include shared modules, which are used for whole project */  
#include "PE_Types.h"  
#include "PE_Error.h"  
#include "PE_Const.h"
```

```

#include "IO_Map.h"

int a;
int F;

void main(void)
{
void pwm(int F);
void pwm2(int F);

/** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! ***/
PE_low_level_init();
/** End of Processor Expert internal initialization.          ***/

/* Write your code here */

PCTL_PLLON=0;
PCTL_PRE=0;
PCTL_VPR=2;
PMSL_MUL=209;
PMSH_MUL=3;
PMRS_VRS=208;
PMDS_RDS=1;
PBWC_AUTO=1;
PCTL_PLLON=1;
do
{}
while (PBWC_LOCK==0);

PCTL_BCS=1;

inicio_lcd();

fila_columna(1,1);           // El valor saldrá en la posición de fila y columna que
                             // ud de en este caso fila 1 columna 1

cadena("Ingrese Tension");
for(;;)
{

lectura();

if (clave=='*')
{
lectura();
if (clave=='0')           // en cada uno de las condiciones se coloca el
                           // respectivo valor del PWM

{
fila_columna(1,1);       // el valor saldra en la poscion de fila y columna que
                           // ud de en este caso fila 1 columna 1

```

```

cadena("350 Volts  "); // entre las comillas escriban lo que quieren que se
                          // visualice en la LCD
    pwm(55);
}
else if (clave=='1')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("100 Volts  ");
    pwm(39);
}
else if (clave=='2')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("115 Volts  ");
    pwm(42);
}
else if (clave=='3')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("140 Volts  ");
    pwm(45);
}
else if (clave=='4')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("165 Volts  ");
    pwm(47);
}
else if (clave=='5')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("200 Volts  ");
    pwm(49);
}
else if (clave=='6')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("250 Volts  ");
    pwm(51);
}
else if (clave=='7')
{
    fila_columna(1,1);
    cadena("285 Volts  ");
    pwm(52);
}
else if (clave=='8')
{

```

```

fila_columna(1,1);
cadena("310 Volts  ");
pwm(53);
}
else if (clave=='9')
{
fila_columna(1,1);
cadena("335 Volts  ");
pwm(54);
}
else // corresponde a numeral
{
retardo(1);
}
}
if (clave=='#')
{
lectura();
if (clave=='1')
{
fila_columna(2,1);
cadena("1u Segundo  ");
pwm2(8);
}
else if (clave=='2')
{
fila_columna(2,1);
cadena("2u Segundo  ");
pwm2(16);
}
else if (clave=='3')
{
fila_columna(2,1);
cadena("3u Segundo  ");
pwm2(24);
}
else if (clave=='4')
{
fila_columna(2,1);
cadena("4u Segundo  ");
pwm2(32);
}
else if (clave=='5')
{
fila_columna(2,1);
cadena("5u Segundo  ");
pwm2(40);
}
}
}

```

```

    }
}

void pwm(int F)
{
    T1SC_TSTOP = 1;
    T1SC_TRST = 1;
    T1SC = 48;           /* Set up output compare mode */
    T1SC0 = 2;          /* Set up PWM mode */
    T1SC0 = 30;

    /* Enable device */
    T1CH0H = (byte)(F >> 8);           //Ajuste de registros Timer del
                                        microcontrolador

    T1MODH = (byte)(79 >> 8);
    T1CH0L = (byte)F;
    T1MODL = (byte)79;
    T1SC_TSTOP = 0;
    for(a=0;a<30000;a++);
}

void pwm2(int F)
{
    T1SC_TSTOP = 1;
    T1SC_TRST = 1;
    T1SC = 48;           /* Set up output compare mode */
    T1SC0 = 2;          /* Set up PWM mode */
    T1SC0 = 26;

    /* Enable device */
    T1CH0H = (byte)(F >> 8);           // Ajuste de registros Timer del
                                        microcontrolador

    T1MODH = (byte)(7969 >> 8);
    T1CH0L = (byte)F;
    T1MODL = (byte)7969;
    T1SC_TSTOP = 0;
    for(a=0;a<30000;a++);
}
/* END proyecto_jorge */
/*

```