

ENERGY HARVESTING PARA SENSORES INALÁMBRICOS

TRABAJO DE GRADO 1423

GERMÁN ANDRÉS ROJAS ESTUPIÑAN  
JORGE HUMBERTO GÓMEZ VELÁSQUEZ



CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

FACULTAD: INGENIERÍA

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA  
BOGOTÁ  
2014

## TABLA DE CONTENIDO

LISTA DE TABLAS .....	3
LISTA DE FIGURAS .....	4
1. INTRODUCCIÓN .....	6
2. MARCO TEÓRICO: .....	8
2.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA .....	8
2.2 SISTEMAS DE ENERGY HARVESTING HÍBRIDOS Y SUS TIPOS .....	8
2.3 DEFINICIÓN- FUENTES DE ENERGIA .....	9
2.4 ENERGY HARVESTING DE SISTEMAS BASADOS EN VIBRACIÓN .....	9
2.4.1 GENERADORES PIEZOELÉCTRICOS .....	10
2.4.2 CANTILIVERED-BEAM.....	10
2.5 ENERGY HARVESTING BASADOS EN PANELES SOLARES .....	11
2.5.1 PANELES SOLARES (PHOTOVOLTAIC CELLS) .....	11
2.6 DEFINICIÓN DE VARIABLES A MEDIR .....	13
2.6.1 HUMEDAD .....	13
2.6.2 TEMPERATURA .....	13
2.7 CIRCUITOS INTEGRADOS .....	14
2.7.1 BQ25504 .....	14
2.7.2 LTC3588 .....	14
2.8 PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN.....	14
2.8.1 INTER – INTEGRATED CIRCUIT (I2C) .....	14
2.8.2 UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER TRANSMITER (UART) .....	15
2.9 ZIGBEE .....	15
2.10 TRABAJOS PREVIOS.....	16
3. DESCRIPCIÓN GENERAL Y DESARROLLO .....	18
3.1 FUENTE DE ENERGÍA .....	18
3.1.1 PANEL SOLAR.....	19
3.1.2 BQ25504 .....	19
3.1.3 LTC-3588.....	22
3.1.4 LOAD SWITCH TPS27082L .....	25
3.1.5 LDO (LOW-DROP OUT) REGULATOR TPS781330220 .....	26
3.1.6 BATERIAS AAA.....	27
3.2 SENSOR CHIPCAP 2 .....	27
3.3 MICROCONTROLADOR .....	28
3.3.1 PERIFÉRICO I2C .....	29
3.3.2 PERIFÉRICO UART .....	30
3.3.3 CONVERSOR ANALOGO-DIGITAL (ADC).....	30

3.3.4	MODO DE BAJO CONSUMO DEEP SLEEP .....	31
3.4	XBEE SERIE 2 .....	31
4.	RESULTADOS .....	33
4.1	TRANSDUCTOR PIEZOELÉCTRICO V25W .....	33
4.2	LTC 3588 – Load Switch.....	36
4.3	BQ25504 GENERADOR PIEZOELÉCTRICO .....	39
4.4	BQ25504 PANEL SOLAR .....	41
4.5	EFICIENCIA DEL CIRCUITO DE ENERGY HARVESTING .....	45
4.5.1	EFICIENCIA BAJO CONDICIONES CONTROLADAS.....	45
4.5.2	EFICIENCIA CON TRANSDUCTORES.....	46
4.6	CONSUMO DE CORRIENTE DEL NODO .....	47
4.7	VOLTAJE Y CORRIENTE SOBRE LA BATERÍA.....	50
4.8	UNIDAD O DISPOSITIVO CENTRAL .....	54
5.	ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA.....	56
6.	COSTOS .....	57
7.	CONCLUSIONES.....	58
8.	BIBLIOGRAFÍA .....	59
	ANEXO A. Esquemático de conexión del circuito de Energy Harvesting.....	62
	ANEXO B. Esquemático de conexión del sensor, microcontrolador y transceptor. ....	63
	ANEXO C. Circuitos impresos del nodo sensor. ....	64
	ANEXO D. Esquemático dispositivo central .....	65
	ANEXO E. Circuito impreso dispositivo central.....	66
	ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor .....	67
	ANEXO G. Código MPLAB® configuración bits nodo central .....	74
	ANEXO H. Código MPLAB® dispositivo central .....	75
	ANEXO I. Código MPLAB® configuración bits dispositivo central .....	79
	ANEXO J. Código MATLAB® GUI dispositivo central.....	80

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Rendimiento fuentes de energía en el ambiente.....	9
Tabla 2. Comparación transductores de vibraciones [6] .....	10
Tabla 3. Comparación trabajos previos en Energy Harvesting .....	17
Tabla 4. Eficiencia BQ25504 (Panel) bajo condiciones controladas ( <b>VSTOR</b> = 3.6 V) .....	46
Tabla 5. Eficiencia BQ25504 (Panel) bajo condiciones controladas ( <b>VSTOR</b> = 3.2) .....	46
Tabla 6. Eficiencia BQ25504 (Piezo) bajo condiciones controladas ( <b>VSTOR</b> = 3.6) .....	46
Tabla 7. Eficiencia BQ25504 (Piezo) bajo condiciones controladas ( <b>VSTOR</b> = 3.2) .....	46
Tabla 8. Eficiencia BQ25504 (Panel) a diferentes valores de radiación.....	47
Tabla 9. Consumo de corriente y potencia promedio del nodo a periodo de 1 segundo y 20 segundos. ....	49
Tabla 10. Periodos de transmisión de datos del nodo y su ciclo útil.....	56

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama sistema Energy Harvesting.....	8
Figura 2. Estructura tridimensional material piezoeléctrico. Modo de operación 31. Tomado de [7]. .....	10
Figura 3. Descripción gráfica ‘Viga Voladiza’. Tomado de [23].....	10
Figura 4. Modelo electromecánico del transductor. Tomado de [8] .....	11
Figura 5. Diagrama de un panel solar de silicio. Tomado de [9] .....	11
Figura 6. Modelo eléctrico panel solar. Tomado de [5] .....	12
Figura 7 Curvas I-V y P-V del panel solar con MPP. Tomado de [5] .....	12
Figura 8. Representación grafica de temperatura . Tomado de [38] .....	13
Figura 9. Estados SDA y SCL. Tomado de [12].....	15
Figura 10. Formato de transmisión UART. Tomado de [13].....	15
Figura 11 Trabajos previos de módulos harvester. Imagenes Tomadas de [16] [18] [15] [14] .....	17
Figura 12. Diagrama de bloques general del proyecto .....	18
Figura 13. Diagrama de bloques circuito <i>Harvester</i> (Fuente).....	18
Figura 14. Esquema conexión BQ25504. Piezoeléctrico (Derecha). Panel Solar (Izquierda) .....	20
Figura 15. Esquema de conexión LTC3588.....	23
Figura 16. Forma de onda de corriente inductor BQ25504 sin MPPT.....	24
Figura 17. Diagrama de bloques TPS27082L. Tomado de [21].....	25
Figura 18. Graficas rendimiento regulador LDO TPS781330220. Tomado de [22].....	26
Figura 19. Precisión de RH y temperatura a través del rango de operación. Tomado de [24].....	28
Figura 20. Trama de solicitud de medida. Tomado de [24] .....	28
Figura 21. Secuencia de medición. Tomado de [24].....	28
Figura 22. Flujo de datos Sensor – MCU. Tomado de [24] .....	29
Figura 23. Izquierda – Circuito sistema Energy Harvesting. Derecha – Componentes Nodo .....	33
Figura 24. Sintonización V25W. Tomado de [25]. .....	33
Figura 25. Frecuencia puente peatonal Ingeniería -Kiosko. Universidad Javeriana. <b>FOSC = 40 Hz</b> .....	34
Figura 26. Respuesta V25W. Aceleración. Voltaje de salida transductor.....	34
Figura 27. Frecuencia puente vehicular Piso 5. Universidad Javeriana. <b>FOSC = 120 Hz</b> .....	35
Figura 28. Respuesta V25W. Aceleración. Voltaje de salida transductor.....	35
Figura 29. Formas de onda LTC 3588 – Load Switch; CH1 (Azul) → Vout Load Switch, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588, CH3 (Café) → PGOOD, CH4 (Verde) → Vin LTC 3588 .....	36
Figura 30. Voltajes de Threshold Vin; CH2 (Morado) → Vout LTC 3588 CH4 (Verde) → Vin LTC 3588 .....	37
Figura 31. Momento de conmutación LTC3588; Tiempo PGOOD; 3588 – Load Switch; CH1 (Azul) → Vout Load Switch, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588, CH3 (Cafe) → PGOOD, CH4 (Verde) → Vin LTC 3588.....	38
Figura 32. Control Slew Rate load switch; 3588 – Load Switch; CH1 (Azul) → Vout Load Swich, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588 .....	38
Figura 33. Histéresis LTC-3588 CH1 (Azul) →PGOOD, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588.....	39
Figura 34 Formas de onda conexión LTC 3588 – Load Switch – BQ25504; CH1 (Azul) → Vout Load Swich, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588, CH4 (Verde) → V Phase BQ25504.....	39
Figura 35. Forma de onda corriente de entrada BQ25504 .....	40

Figura 36. Conmutación BQ25504 Piezo. <b>VPHASE</b> .....	40
Figura 37. Forma de onda <b>VPHASE</b> .....	41
Figura 38. Comportamiento MPPT .....	42
Figura 39. <b>VPHASE</b> BQ25504 Panel Solar.....	42
Figura 40. Tiempo de muestreo del voltaje a circuito abierto del panel solar.....	43
Figura 41. Forma de onda VRDIV .....	43
Figura 42. Circuito batería simulada .....	43
Figura 43. Formas de onda V_OV. CH2 (Morado) → <b>VSTOR</b> , CH4 (Verde) → V Phase, con batería simulada. ....	44
Figura 44. Formas de onda V_OV ascendente (Izquierda) descendente (Derecha). CH2 (Morado) → <b>VSTOR</b> , CH4 (Verde) → V Phase, con batería simulada. ....	44
Figura 45. Formas de onda BQ25504 V_UV; CH1 (Azul) → <b>VBAT</b> , CH2 (Morado) → <b>VSTOR</b> , CH3 (Cafe) → <b>VBAT_OK</b> , CH4 (Verde) → V Phase. Con batería simulada .....	45
Figura 46. Potencia Carga – Voltaje Carga. LTC3588 y Load Switch. ....	47
Figura 47. (a) Forma de onda corriente periodo muestreo 1s. (b) Forma de corriente periodo de muestreo 20s .....	48
Figura 48. Corriente promedio periodo de transmisión 1s .....	48
Figura 49. Consumo promedio periodo de transmisión 20s.....	49
Figura 50. Tiempo de duración del nodo en modo activo.....	49
Figura 51. (a) Tiempo consumo máximo del nodo. (b) Consumo del nodo, <i>Sleep Request, On/Off</i> .....	50
Figura 52. Corriente batería a un periodo de 1 segundo (Radiación <b>140 Wm<sup>2</sup></b> ).....	50
Figura 53. <b>VPHASE</b> BQ25504 Piezoeléctrico .....	51
Figura 54. Prueba 24 horas (6:30 pm – 10:30 am). Voltaje batería (superior) – Corriente batería (medio) – Radiación solar (inferior) .....	52
Figura 55. Prueba 24 horas (10:30 am – 6:00 pm). Voltaje batería (superior) – Corriente batería (medio) – Radiación solar (inferior) .....	53
Figura 56. Unidad central.....	54
Figura 57. Interfaz Gráfica MATLAB .....	55

## 1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad las necesidades energéticas del mundo son cada vez mayores, la demanda de energía se incrementa como consecuencia del avance tecnológico, y debido a esto se tiende a buscar soluciones a estas necesidades que no solo sean optimas, eficientes y de bajo costo, sino que sean sistemas sostenibles, que no afecten el medio ambiente y además que aprovechen las fuentes de energía que este nos provee. Las redes de sensores inalámbricos (WSNs Wireless sensor networks) actualmente están inmersas en una variedad de aplicaciones como lo son el monitoreo ambiental, el mapeo de biodiversidad, edificios o puentes inteligentes, agricultura de precisión y medicina, entre otras [1]. Su acogida se ha incrementado con el uso de fuentes de energía eléctrica que son capaces de trabajar por largos periodos de tiempo. De hecho, Frantz, Freeman y Link mencionan que en un futuro cercano, parece que los sistemas de recolección de energía, sean perpetuos o no, se encontraran con mayor regularidad en dispositivos periféricos o nodos remotos en redes [2].

En consecuencia, las técnicas de adquisición de la energía del ambiente o lo que se conoce como Energy Harvesting, se convierten en un complemento ideal no solo para cada uno de los nodos remotos inalámbricos dentro de una red, sino para cualquier dispositivo periférico que requiere este sistema. Como mencionan Sundevalayam y Kulkarni, “Anteriormente, el rendimiento y vida útil de los nodos en la redes de estas aplicaciones eran términos excluyentes. Sin embargo, las técnicas de Energy Harvesting tienen el potencial para hacer frente a la disyuntiva entre el rendimiento y vida útil de los nodos sensores” [3]. El uso de esta técnica en estos dispositivos se fundamenta en su bajo consumo de corriente y potencia. Ya que según los ejemplos mostrados en [4], el consumo de potencia promedio de algunos nodos sensores comerciales basados en un régimen de funcionamiento de la comunicación de 1% del tiempo, procesamiento del 10% del tiempo y modo de bajo consumo (sleep mode) el resto del tiempo esta entré 2.8 mW a 12 mW. Los cuales son valores de potencia bajos y posibles de suplir por medio de esta técnica.

En este contexto, este proyecto plantea la implementación de un nodo sensor alimentado por Energy Harvesting, en el cual se busca el mínimo consumo de energía para lograr un tiempo de vida extenso y una operación autónoma del dispositivo, logrando con esto una disminución del costo de mantenimiento y cambio constante de baterías. Además, el sistema a implementar brinda la posibilidad de ser usado en aplicaciones donde se requiera realizar mediciones en forma remota en espacios donde el acceso a la red eléctrica es limitado y/o la entrada constante de un operario puede ser complicada y costosa. Con respecto al sistema de Energy Harvesting, se presenta una alternativa adicional de un sistema hibrido en el cual dos fuentes ambientales son usadas para la alimentación del dispositivo, incrementando así la disponibilidad de energía.

El objetivo general de este proyecto consiste en diseñar e implementar un sensor inalámbrico de humedad relativa y temperatura alimentado por Energy Harvesting. El cual conllevaba a en primer lugar diseñar el circuito electrónico que permita la obtención y el almacenamiento de la energía suministrada por las fuentes de energía solar y vibraciones disponibles en el entorno, logrando que sean fuentes de alimentación complementarias. Luego, para la funcionalidad del nodo se debe implementar un microprocesador, encargado de administrar la energía para lograr el mínimo consumo del dispositivo, y del correcto procesamiento de los datos provenientes de los sensores de humedad relativa y temperatura. Asi mismo, implementar un protocolo de comunicación inalámbrica entre el sensor y una central, con el fin de tener información del estado de los sensores de humedad relativa y temperatura y sus respectivas mediciones. Finalmente, es concierne validar por medio de mediciones de consumo y eficiencia realizadas bajo

pruebas experimentales controladas, el correcto funcionamiento del sistema y su consumo de potencia promedio, el cual no debe superar un valor de 6 mW.

Este documento se encuentra dividido en 6 secciones. En el capítulo dos, los conceptos necesarios para abordar el tema y algunos trabajos previos realizados de dispositivos del mismo tipo se describen. En el capítulo tres se presentan las especificaciones del dispositivo diseñado en el proyecto. En el capítulo cuatro se describe el desarrollo, los criterios de diseño y la implementación realizada del nodo sensor. En el capítulo cinco se muestran las pruebas realizadas tanto al sistema de Energy Harvesting como al nodo con sus respectivos análisis. En el capítulo seis se resumen los costos de implementación del dispositivo y se da una visión de un costo aproximado de producción de 100 unidades. Finalmente, en el capítulo siete se presentan las conclusiones del proyecto.

## 2. MARCO TEÓRICO:

### 2.1 ARQUITECTURA DEL SISTEMA

A lo largo de este capítulo se mostraran trabajos relacionados con el proyecto a desarrollar, por lo cual es conveniente en primera medida dar una explicación acerca de la arquitectura que manejan la mayoría de los sistemas de *Energy Harvesting* (EH).

En un sistema EH, hay generalmente 4 componentes principales: un mecanismo de colección y conversión de energía, circuito de manejo/acondicionamiento de energía, elemento de almacenamiento de energía y por último la carga eléctrica (**Figura 1**). [5]

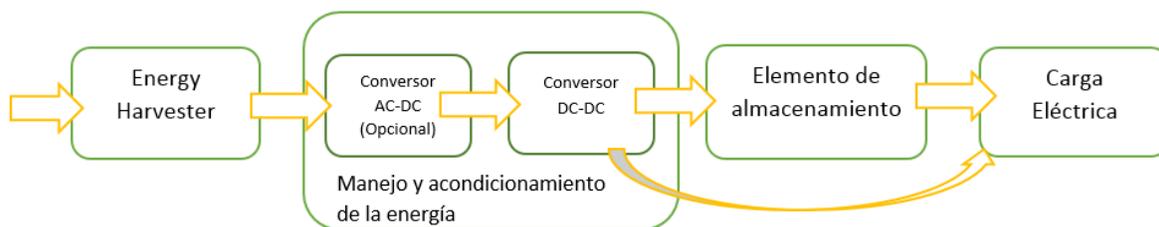


Figura 1. Diagrama sistema Energy Harvesting

El primer paso a la hora de desarrollar un sistema EH, es encontrar el dispositivo o transductor capaz de convertir la energía presente en el ambiente (luz, calor, movimiento) en variables eléctricas (voltaje y/o corriente), ejemplos de estos dispositivos son: paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas, generadores termoelectricos y generadores piezoeléctricos. Dependiendo de la naturaleza de la fuente seleccionada, las características eléctricas pueden variar considerablemente; ya sea en amplitud AC, fase, frecuencia y/o magnitud DC, por lo tanto con el fin de alimentar un dispositivo electrónico, es necesario modificar dichas características eléctricas. Es en este punto donde se realiza un manejo y acondicionamiento de la energía. Este paso es crucial para garantizar que se pueda transferir la máxima potencia desde la fuente hasta la carga.

Debido a que las fuentes de energía no están presentes durante todo el tiempo en el cual el sistema electrónico opera, como es el ejemplo de la dependencia del panel solar con la luz, el cual durante la noche no suministrara energía alguna, es necesario ubicar un elemento de almacenamiento el cual sea capaz de suplir a la carga cuando el ambiente no sea capaz y de igual forma de recolectar la energía del ambiente cuando exista una cantidad mayor a la necesaria. Este elemento de almacenamiento puede ser una batería recargable o un supercondensador.

Por último la carga eléctrica es todo aquel dispositivo electrónico que se necesita alimentar para el correcto funcionamiento del sistema, por ejemplo, sensores, ADC, microcontroladores, transceptores.

### 2.2 SISTEMAS DE ENERGY HARVESTING HÍBRIDOS Y SUS TIPOS

Los sistemas de *Energy Harvesting* híbridos (HEH) brindan mayor confiabilidad del nodo sensor al incluir una segunda fuente de energía del ambiente que complemente y/o supla la acción de la primera fuente. Esto permite captar mayor cantidad de energía para que el nodo sea capaz de realizar operaciones que demanden mayor potencia y extender su tiempo de vida. Se han considerado un número de métodos para combinar diferentes fuentes a pequeña escala, estos métodos se clasifican en cuatro categorías [5]:

**TIPO 1:** HEH usando dos diferentes mecanismos de energy harvesting en la misma plataforma. Presenta dos diferentes mecanismos de *Energy Harvesting* sobre la misma plataforma para recolectar la misma fuente

de energía. Por ejemplo, fuente de energía mecánica recolectada por mecanismo electromagnético y piezoeléctrico.

**TIPO 2:** *HEH usando un switch/multiplexor electrónico para intercambiar entre fuentes de energy harvesting.* Ambas fuentes de energía están presentes simultáneamente. Sin embargo, la prioridad es dada por el circuito de manejo de energía a la fuente con mayor potencia. Así que la energía solo puede ser extraída de una de las dos fuentes, no es posible extraer energía de ambas simultáneamente.

**TIPO 3:** *HEH usando un conversor de potencia individual para cada fuente.* Cada fuente de energía tiene su propio circuito de manejo de potencia, lo que permite extraer energía de las dos fuentes simultáneamente. Sin embargo, el número de conversores incrementa y el esquema se hace más complejo.

**TIPO 4:** *HEH conectando directamente las fuentes de energía en configuración paralelo/serie.* Las fuentes de energía son conectadas juntas y comparten el mismo circuito de manejo de energía. Permite extraer energía de ambas fuentes simultáneamente únicamente con un conversor y un circuito de control de baja potencia.

### 2.3 DEFINICIÓN- FUENTES DE ENERGIA

*Energy Harvesting* o *Energy Scavenging* está directamente relacionada con niveles de energía y potencia bajos donde se manejan valores de  $mJ$  y  $mW/\mu W$  respectivamente. La Tabla 1 muestra el rendimiento de cada una de las fuentes disponibles en el ambiente, en términos de densidad de potencia. De donde se puede observar claramente que no existe una única alternativa para cierta ubicación y aplicación previamente seleccionada.

Tabla 1. Rendimiento fuentes de energía en el ambiente.

Fuente de energía	Rendimiento (Densidad de potencia)	Observaciones/Condiciones
Solar (Ambiente)	$100 mW/cm^2$	Celdas solares policristalinas tienen eficiencias de 17%, monocristalinas 20%
Solar (Interior)	$100 \mu W/cm^2$	
Térmica	$60 \mu W/cm^2$	Gradiente de temperatura de 5 K
	$135 \mu W/cm^2$	Gradiente de temperatura de 10 K
Vibración	$4 \mu W/cm^2 - 800 \mu W/cm^2$	Altamente dependientes de la frecuencia de excitación y su desplazamiento
Eólica	$1 mW/cm^2$	La velocidad promedio del viento es de 3 m/s aprox.

De la tabla anterior se puede observar como la densidad de potencia de la energía solar es claramente superior a las demás fuentes de energía, razón por la cual la mayoría de los sistemas *Energy Harvesting* encontrados hoy en día, trabajan principalmente con paneles solares. Sin embargo esta densidad de potencia baja considerablemente cuando es usado en espacio cerrado y con luz artificial; nula durante la noche.

### 2.4 ENERGY HARVESTING DE SISTEMAS BASADOS EN VIBRACIÓN

Muchos ambientes en donde están expuestos sensores inalámbricos, o en su defecto WSN, esta sometidos a constantes vibraciones, las cuales son energía, que en la mayoría de los casos no son usadas, como por ejemplo puentes vehiculares, copas de árboles, autopistas etc. Para poder recoger dicha energía de manera eficiente, hoy en día se cuentan con los métodos: generación electrostática, inducción electromagnética y materiales piezoeléctricos. En la **Tabla 2** se muestra una comparación en términos de densidad de energía de cada uno de los transductores previamente mencionados.

Tabla 2. Comparación transductores de vibraciones [6]

Tipo de transductor	Densidad de potencia $\mu W/cm^2$
Piezoeléctricidad	500
Electrostático	3.8
Electromagnético	4.0 [6]

### 2.4.1 GENERADORES PIEZOELÉCTRICOS

La piezoeléctricidad se define formalmente como la propiedad que presentan ciertos cristales (redes cristalinas) de hacer que sus dipolos se polaricen eléctricamente cuando se les aplica una tensión (deformación o stress mecánico), este grado de polarización está directamente relacionada con la tensión aplicada. De forma inversa o contraria, un campo eléctrico causa que los dipolos presentes en el material roten, causando una deformación del material. Este fenómeno físico se puede encontrar en materiales cristalinos (Quartz), cerámicos (PZT) y polímeros (PVDF) entre otros.

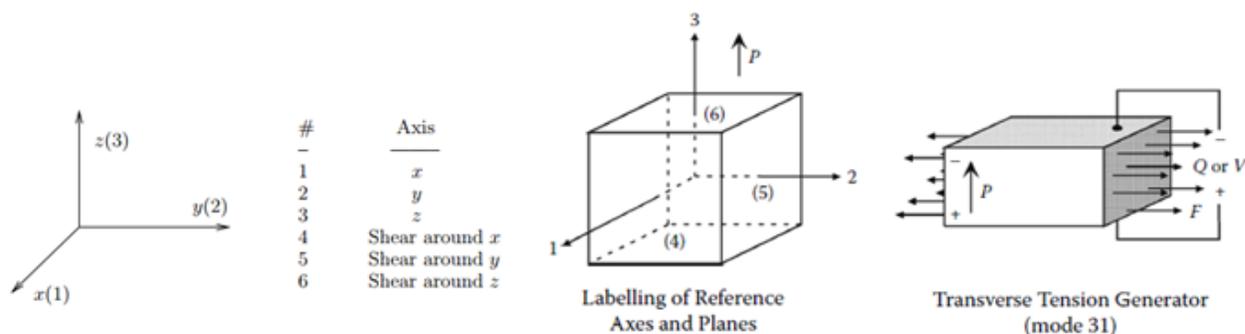


Figura 2. Estructura tridimensional material piezoeléctrico. Modo de operación 31. Tomado de [7].

Como consecuencia de su estructura tridimensional (ver Figura 2), el material piezoeléctrico puede operar en diferentes modos, que están relacionados con: la dirección en la cual el material está polarizado y la dirección en la cual se aplica la deformación mecánica. Por ejemplo la dirección 3 se refiere cuando un material piezoeléctrico ha sido polarizado a lo largo de su grosor, además si la deformación aplicada está en la misma dirección, en modo de operación sería 33 y las constantes estarían denotadas por estos subíndices ( $d_{33}$ ), lo contrario ocurriría cuando la deformación está en sentido paralelo a la deformación, que los casos de los modos 31 y 33 [7].

### 2.4.2 CANTILIVERED-BEAM

En la mayoría de los casos, los generadores piezoeléctricos operan en el modo tensión transversal, modo 31, en una configuración conocida como *Cantilevered-beam*.

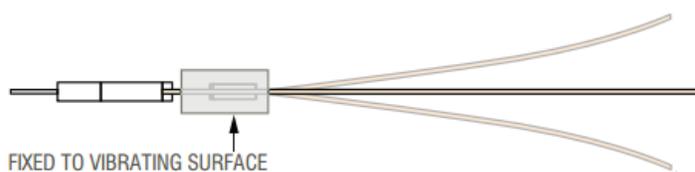


Figura 3. Descripción gráfica 'Viga Voladiza'. Tomado de [23]

La Figura 3 muestra la configuración Cantilevered-beam, o 'viga voladiza', en la cual el transductor piezoeléctrico está por un extremo fijado a una superficie, la cual vibra, y su otro extremo se mueve libremente. Un modelo de dicha configuración se presenta a continuación.

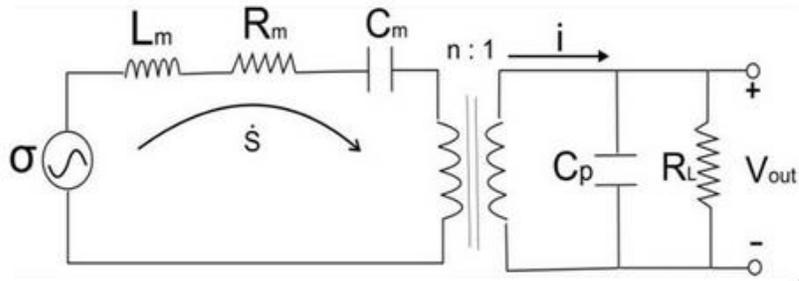


Figura 4. Modelo electromecánico del transductor. Tomado de [8]

Donde en la parte mecánica,  $L_m, R_m, C_m$  son la inductancia del generador, amortiguamiento mecánico y la capacitancia del generador respectivamente, por su parte  $C_p$  es la capacitancia del material piezoeléctrico. Como se puede observar ambos sistemas, mecánico y eléctrico, pueden ser analizados por separado.

Para poder obtener la mayor eficiencia utilizando este tipo de generadores hay que tener en cuenta dos criterios: máxima eficiencia desde la parte mecánica, y máxima eficiencia de la parte eléctrica.

Desde el punto de vista mecánico, se tiene un sistema de segundo orden, donde la corriente es máxima cuando la frecuencia de oscilación es igual a la frecuencia de natural del sistema mecánico. Debido a que la frecuencia de oscilación, que es la frecuencia a la cual varía la superficie donde está el transductor, en muchos casos es un valor fijo, se debe sintonizar el transductor, esto se logra en la mayoría de los casos añadiendo una pequeña masa al sistema,. Habiendo obtenido una máxima eficiencia del transductor, sintonizándolo mecánicamente, es necesario tener una máxima eficiencia de la parte eléctrica,

Debido a que el modelo solo está compuesto por componentes pasivos, cualquier carga que sea puesta al transductor piezoeléctrico obtendrá la máxima transferencia de potencia cuando su valor sea igual a la impedancia total del material piezoeléctrico, o en otras palabras cuando el voltaje que caiga sobre la carga sea igual a la mitad del voltaje a circuito abierto del transductor ( $V_{OC}/2$ ).

## 2.5 ENERGY HARVESTING BASADOS EN PANELES SOLARES

La energía solar presenta la mayor densidad de potencia con respecto a otras fuentes, razón por la cual su uso y el de los paneles solares se ha incrementado en los últimos años tanto a gran escala como en los sistemas eléctricos de edificios, como a pequeña escala en dispositivos como los WSN o cualquier otro en el que se implemente el Energy Harvesting como método de adquisición de energía.

### 2.5.1 PANELES SOLARES (PHOTOVOLTAIC CELLS)

El funcionamiento de los paneles solares se basa en su construcción, ya que se componen de al menos dos capas de material semiconductor, una tipo P y otra tipo N usualmente de silicio. Este se ioniza cuando golpea un fotón y libera electrones en una dirección creando un flujo de corriente eléctrica, tal como se muestra en la Figura 5 Los paneles solares no son 100% eficientes en parte porque algo del espectro de luz es reflejado, otra parte es demasiado débil para crear electricidad (infrarrojos) y otro poco (Ultravioleta) genera energía en forma de calor en vez de energía eléctrica [9].

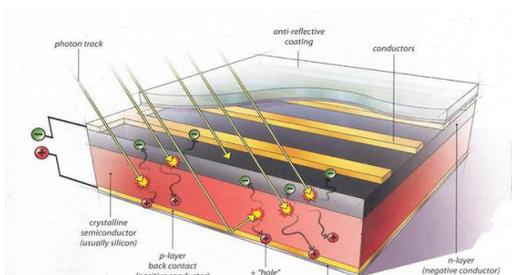


Figura 5. Diagrama de un panel solar de silicio. Tomado de [9]

Para describir la operación de un panel solar se cuenta con el circuito eléctrico mostrado en la Figura 6 el cual es considerado como un modelo equivalente del panel solar que consiste de  $n_s$  número de celdas en serie.  $I_L$  es la corriente generada por la luz e  $I_o$  es la corriente inversa de los diodos p-n.  $R_s$  es la resistencia en serie del panel y  $V_t$  es el voltaje térmico de la juntura de los terminales, el cual depende de la temperatura absoluta de la celda  $T_c$  (K),  $k$  es la constante de Boltzmann, y  $q$  es la carga del electrón

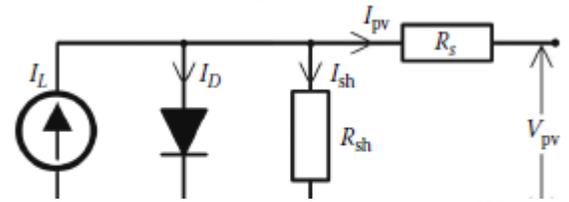


Figura 6. Modelo eléctrico panel solar. Tomado de [5]

A partir de este modelo, la salida de potencia del panel solar  $P_{pv}$  está dada por [5]:

$$P_{pv} = V_{pv}I_{pv} \approx V_{pv}I_{sc} - V_{pv}I_o \left[ \exp\left(\frac{V_{pv}}{n_s V_t}\right) - 1 \right]$$

Aproximando la corriente generada de la luz a la corriente en corto circuito  $I_L \approx I_{sc}$ , la potencia del panel queda expresada en la ecuación anterior como función de su voltaje  $V_{pv}$ . Con base en la ecuación descrita las curvas de corriente voltaje (I-V) y potencia voltaje (P-V) son mostradas en la Figura 7. En esta se observa que existe un voltaje  $V_{mpp}$  y corriente  $I_{mpp}$  de operación particular en la cual la potencia es máxima, este punto es llamado el máximo punto de potencia (MPP) del panel.

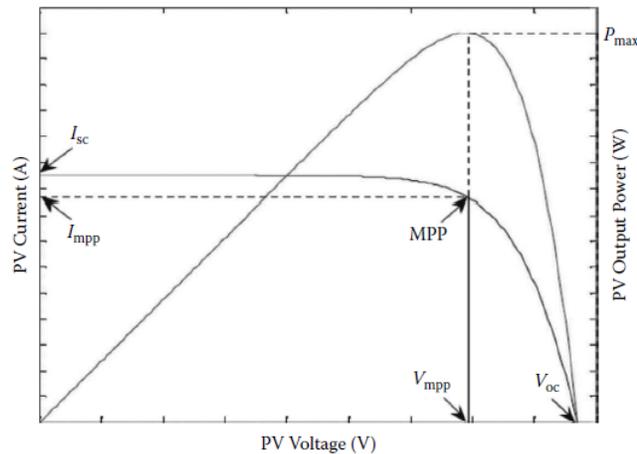


Figura 7 Curvas I-V y P-V del panel solar con MPP. Tomado de [5]

Existen diferentes técnicas de seguimiento del máximo punto de potencia o lo que se conoce como *Maximum Power Point Tracking (MPPT)*. Entre estas técnicas se encuentran perturbación y observación (P&O), conductancia incremental (IncCond), voltaje constante (CV), fracción de voltaje a circuito abierto (FOCV) entre otras. Los métodos P&O e IncCond son comúnmente aplicados a investigaciones en sistemas de paneles solares de gran escala, además llegan a ser complejos y costosos. Por otro lado, la técnica CV es la más simple y consiste en mantener el voltaje de operación lo más cercano posible al  $V_{mpp}$ . Sin embargo, esta técnica resulta ser la menos efectiva. La técnica FOCV aparece como una alternativa no costosa e igual de simple al CV. Esta se basa en realizar una aproximación linealmente proporcional del voltaje de operación  $V_{mpp}$  al voltaje a circuito abierto  $V_{OC}$ , por medio de una constante  $k$ ,  $V_{mpp} = kV_{OC}$ . Para conseguir esto la operación del sistema es detenida para medir el voltaje a circuito abierto  $V_{OC}$ , esto se hace a una cierta frecuencia desconectando el panel solar de su carga eléctrica. El voltaje obtenido es multiplicado por un factor  $k$  definido para obtener el voltaje MPPT  $V_{mppt}$ . La desventaja de este método es la pérdida de potencia durante la interrupción [5].

## 2.6 DEFINICIÓN DE VARIABLES A MEDIR

### 2.6.1 HUMEDAD

La humedad se refiere a la cantidad de vapor de agua por unidad de volumen de aire, por lo tanto sus unidades usualmente se expresan en  $g/m^3$ . Aunque el aire en su estado puro y seco es una mezcla de gas con diferentes elementos como nitrógeno, oxígeno, argón, dióxido de carbono e hidrogeno, en la naturaleza se encuentra en combinación con vapor de agua lo que lo convierte en aire húmedo.

Por lo tanto, la cantidad de agua que está contenida en un metro cubico de aire se denomina humedad absoluta, sin embargo, esta medida no tiene en cuenta otras magnitudes importantes como lo es la temperatura. El aire presenta una máxima cantidad de vapor de agua que puede absorber, esta característica es directamente proporcional a la temperatura ya que esta capacidad es mayor en cuanto más alta es la temperatura. Con base en lo anterior, la humedad máxima posible del aire se entiende como la cantidad de vapor de agua que el aire puede absorber a una determinada temperatura hasta la saturación.

La humedad máxima posible del aire a una temperatura determinada puede verse en los denominados diagramas psicométricos.

Finalmente, al relacionar la humedad absoluta con la humedad máxima posible del aire (a la temperatura correspondiente), entonces se obtiene lo que se conoce como humedad relativa (RH, por sus siglas en ingles). Cuya fórmula es:

$$RH = \frac{\text{Humedad Absoluta}}{\text{Humedad maxima posible}} \times 100\%$$

### 2.6.2 TEMPERATURA

Una definición formal y acertada acerca de la temperatura es una cualidad que representa el estado térmico de los objetos o cuerpos y es un valor de la energía cinética de las moléculas de dichos cuerpos. Desde un punto de vista microscópico cualquiera sea el estado del objeto (líquido, gaseoso, solido), sus moléculas se encuentran en constante movimiento, y a partir de la energía cinética promedio de las moléculas que conforman el objeto se llega a un valor de temperatura.

Como toda magnitud física la temperatura también es posible de medirla. El físico Anders Celsius basó su escala de medición de temperatura en dos puntos fijos, la fusión del hielo y la ebullición del agua, asignando al primero el valor 0 y al segundo 100, y dio nombre de grado centígrado o Celsius a la centésima parte del intervalo de temperatura entre dichos puntos.

Aunque la escala Celsius es la más usada en ciertas situaciones, la escala que hace parte del sistema internacional de medidas, es la escala Kelvin, su nombre proviene del físico William Kelvin. Esta escala tiene el mismo tamaño de los grados de la escala Celsius con la diferencia que el 0 se fija en  $-273^{\circ}\text{C}$ , este punto denominado cero absoluto, es la temperatura en la cual desaparece la agitación molecular, por lo cual con base a lo explicado al principio de la sección, no tiene sentido hablar a valores inferiores a él.

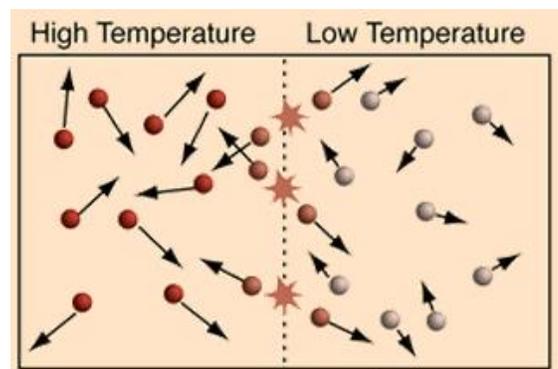


Figura 8. Representación grafica de temperatura . Tomado de [38]

## 2.7 CIRCUITOS INTEGRADOS

### 2.7.1 BQ25504

El BQ25504 corresponde a un circuito integrado de *Energy Harvesting* de manejo de potencia fabricado por Texas Instruments®. El producto es específicamente diseñado para adquirir y manejar eficientemente la potencia generada por una variedad de fuentes DC en escala de  $\mu W$  a  $mW$ . Su funcionamiento radica en tres partes principales:

- Un conversor/cargador boost DC/DC que requiere solo unos cuantos  $\mu W$  para iniciar su operación y cargar una batería.
- Un circuito MPPT para realizar el seguimiento del máximo punto de potencia de la fuente DC de entrada.
- Control del voltaje de la batería a partir de rangos determinados para evitar daños por sobrecarga o descarga profunda.

Para información más detallada del circuito integrado BQ25504 se puede remitir a la referencia [10].

### 2.7.2 LTC3588

El circuito integrado LTC3588 es catalogado como una fuente de alimentación de *Energy Harvesting*. Este es fabricado por Linear Technology e integra un puente rectificador de onda completa y un convertidor buck de alta eficiencia, lo que lo hace una solución llamativa para manejo de fuentes de energía de alta impedancia como: piezoeléctricos, paneles solares o transductores magnéticos. Su funcionamiento se basa en las siguientes 4 partes:

- Conversor buck DC/DC encargado de transferir la energía recolectada de la fuente a la salida del integrado.
- Puente rectificador para fuentes de energía alternas y protección del voltaje de entrada para valores mayores a 20 V.
- Under Voltage Lock Out (UVLO), El cual se encarga de habilitar el conversor buck cuando el voltaje de entrada supera un valor determinado.
- Power Good Comparator, corresponde a un comparador que genera una señal lógica indicando que el voltaje de salida ha alcanzado el punto de regulación.

Para mayor información sobre el funcionamiento se puede remitir a la referencia [11].

## 2.8 PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN

### 2.8.1 INTER – INTEGRATED CIRCUIT (I2C)

El módulo I2C™, es una interfaz de comunicación serial síncrono usado para transacciones de datos entre microcontroladores y periféricos (ADC, DAC, EEPROM etc). El protocolo I2C solo utiliza dos líneas de transmisión, Serial Data (SDA) y Serial Clock (SCL), la cuales tienen salida Open-Drain, razón por la cual es necesario ubicar resistencias de pull-up para completar la conexión física. El protocolo maneja tasas de datos del orden de 100kbit/s, en su modo estándar, alzando velocidades de 3.4 Mbit/s, sin embargo la especificación máxima para la línea SCL en los microcontroladores de Microchip® es de 400 kHz

A continuación se muestran los diferentes estados y condiciones por las cuales pueden pasar los buses SDA y SCL centro de una transferencia de datos en I2C:

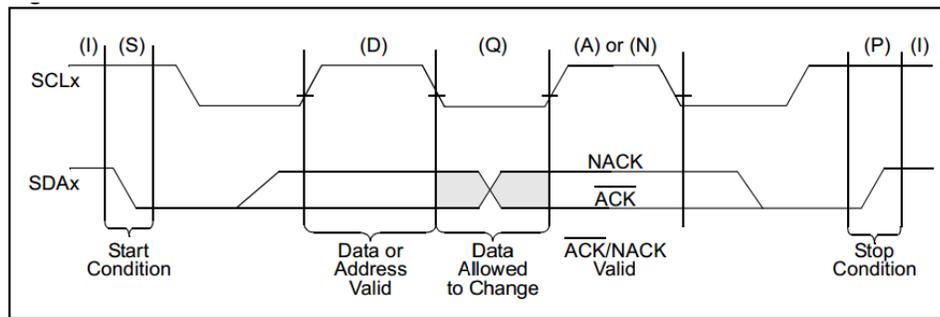


Figura 9. Estados SDA y SCL. Tomado de [12]

## 2.8.2 UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER TRANSMITTER (UART)

El módulo UART es un controlador de comunicación serial asíncrono comúnmente usado en comunicaciones punto a punto entre computadoras, terminales y otros dispositivos. Su función principal es convertir la información de paralelo a serie en la transmisión y de serie a paralelo en la recepción. Al ser un método de comunicación asíncrono no necesita que el transmisor envíe el reloj al receptor, sin embargo el receptor debe conocer la tasa de transmisión de datos. Por lo tanto, un dispositivo solo necesita una línea para enviar datos y otra línea para recibir, lo que lo cataloga como una transmisión full dúplex ya que los datos pueden circular en ambas direcciones a la vez. Finalmente la UART es un dispositivo programable en el que pueden establecerse las condiciones que se utilizarán para la transmisión, como lo son la velocidad, la paridad, la longitud y los bits de *stop*.

En la Figura 10 se muestra el formato completo de un mensaje transmitido.

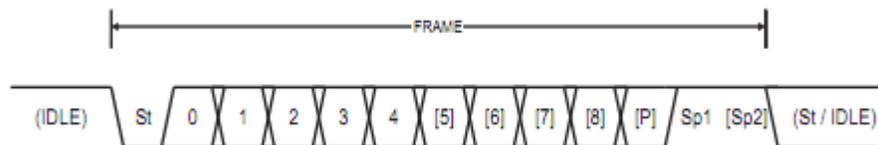


Figura 10. Formato de transmisión UART. Tomado de [13].

## 2.9 ZIGBEE

Para realizar la comunicación entre el nodo sensor y la central, se requiere un método de comunicación que brinde seguridad, bajo consumo y además, que sea sencillo pero eficiente. A partir de esto surge como alternativa lo que se conoce como ZigBee.

ZigBee es un estándar de comunicaciones inalámbricas diseñado por la ZigBee Alliance. Es un conjunto estandarizado de soluciones que pueden ser implementadas por cualquier fabricante. ZigBee está basado en el estándar IEEE 802.15.4 de redes inalámbricas de área personal (Wireless Personal Area Network, WPAN) y tiene como objetivo las aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías [14]

Dentro de sus características principales se encuentran las siguientes [14]:

- Velocidades entre 20 kB/s y 250 kB/s

- Rangos de alcance de 10 m a 75 m
- Usa la banda libre ISM (Industrial, Scientific and Medical) la cual es de 2.4 GHz a nivel mundial

Sus ventajas más importantes incluyen [15]:

- La compatibilidad en múltiples topologías de red como conexiones punto a punto, punto a multipunto y redes tipo malla. Esto es sin duda útil en la aplicación de redes de sensores inalámbricos WSN.
- Presenta bajo ciclo útil de trabajo, por lo cual proporciona larga duración de las baterías y se presenta como una solución ideal en el concepto de optimización de la energía.
- Los transmisores-receptores ZigBee son más económicos y de construcción y operación más sencilla con relación a otros componentes de su tipo.

Dentro de una red ZigBee pueden existir 3 tipos diferentes de dispositivos, los cuales son:

- **COORDINADOR:** Encargado de organizar la red permitiendo que otros dispositivos de tipo *router* y/o *end device* se unan a la red. Es requerido al menos un dispositivo de este tipo en la red y nunca puede entrar en modo *sleep*.
- **ROUTER:** Capaz de retransmitir información de dispositivos de tipo *end device* u otros *routers*. Es posible la existencia de más de un dispositivo de este tipo en una red y nunca puede entrar en modo *sleep* ninguno de ellos.
- **END DEVICE:** Solo permiten transmitir y recibir información de un único dispositivo superior de tipo *router* o *coordinador*. Pueden entrar en modo *sleep* con el fin de disminuir su consumo de energía.

## 2.10 TRABAJOS PREVIOS

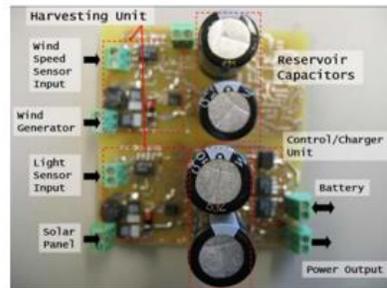
A continuación se realiza un repaso de algunos sistemas que implementan *Energy Harvesting*, resaltando sus características principales.

**AmbiMax** [16]: Es un sistema electrónico alimentado por *Energy Harvesting* orientado a WSN, cuya principal característica sobre los demás sistemas existentes, es la posibilidad de recolectar energía de diferentes fuentes, autónoma y simultáneamente, además realiza MPPT en cada fuente de energía. Su circuito de MPPT se caracteriza por ser completamente análogo, sin la necesidad de utilizar controladores digitales. Por último dentro de su arquitectura utiliza supercondensadores, con el fin de resolver el inconveniente de balance entre las fuentes y el consumo, de igual forma posee baterías recargables.

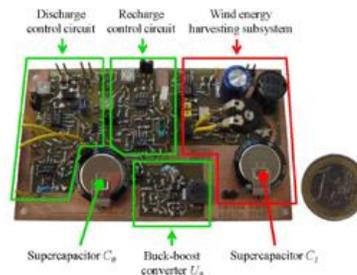
**Effective Multi-Source Energy Harvester** [17]: Sistema embebido alimentado por técnicas de *Energy Harvesting*, presenta una arquitectura modular la cual recolecta energía de cada subsistema conectado. Contiene un sistema completamente análogo para la carga de las baterías, el cual lo hace conveniente para uso de baterías Ni-MH y Li-Ion. Entre sus características más llamativas se encuentra el uso de ORing para la conexión de los subsistemas *Harvesters*, el recolecta energía del subsistema con mayor voltaje de salida. Además utiliza supercondensadores, entre los subsistemas y el circuito de carga de baterías, como búferes de energía.

**Prometheus** [18]: Prototipo de un sistema alimentado exclusivamente por paneles solares, cuya aplicación principal está dirigida a extender el ciclo de vida de WSN, especialmente el Telos Mote [19]. El sistema inteligentemente maneja un búfer de 2 etapas con el fin de prolongar la vida del hardware usado en el sistema, incluye un supercondensador y una batería de Li-Ion recargable. Aunque el sistema no posee MPPT, puede llegar a tener un tiempo de vida de 43 años (Ciclo útil 1%, Luz solar 5 horas/mes) [18].

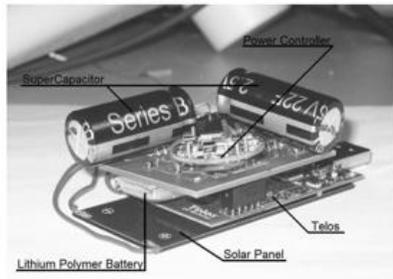
**Everlast [20]:** Sistema alimentado por paneles solares, el cual tan solo se apoya en un supercondensador de 100 F como su elemento de almacenamiento. Sin embargo si utiliza circuito de MPPT, el cual necesita de un microcontrolador, compartido por el sensor, para funcionar perfectamente.



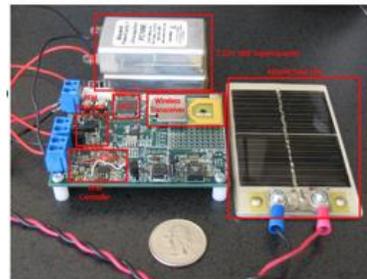
(a) Ambimax



(b) Prototipo Multi-Harvester



(c) Prometheus



(d) Everlast

Figura 11 Trabajos previos de módulos harvester. Imágenes Tomadas de [16] [18] [15] [14]

La **Tabla 3** muestra un breve resumen de los sistemas alimentados por *Energy Harvesting*, resaltando sus características principales.

Tabla 3. Comparación trabajos previos en Energy Harvesting

Sistema	Fuentes	Elemento de almacenamiento	Método MPPT	Control
Ambimax	Solar, eólica	Arreglo de condensadores, batería	Sensor	Análogo
Multi-Source Harvester	Solar, eólica	Supercondensadores, batería	n/a	-
Prometheus	Solar	Supercondensadores, batería	n/a	-
Everlast	Solar	Supercondensador	$V_{oc}, I_{sc}$	MCU

### 3. DESCRIPCIÓN GENERAL Y DESARROLLO

Es posible resumir el proyecto en cuatro bloques generales como lo muestra la Figura 12. El primer bloque llamado *FUENTE DE ENERGÍA* es el encargado de realizar el proceso de Energy Harvesting adquiriendo, adecuando, manejando y almacenando la energía para que posteriormente sea usada por los demás elementos que componen el nodo. El *SENSOR* es el encargado de realizar la medición de las variables físicas y enviar la información de la medición al *MICROCONTROLADOR*, este último además de recibir esta información se encarga de manejar el ciclo útil del nodo y enviar la información al *TRANSCEPTOR* el cual transmite las mediciones cada cierto tiempo a una unidad central.

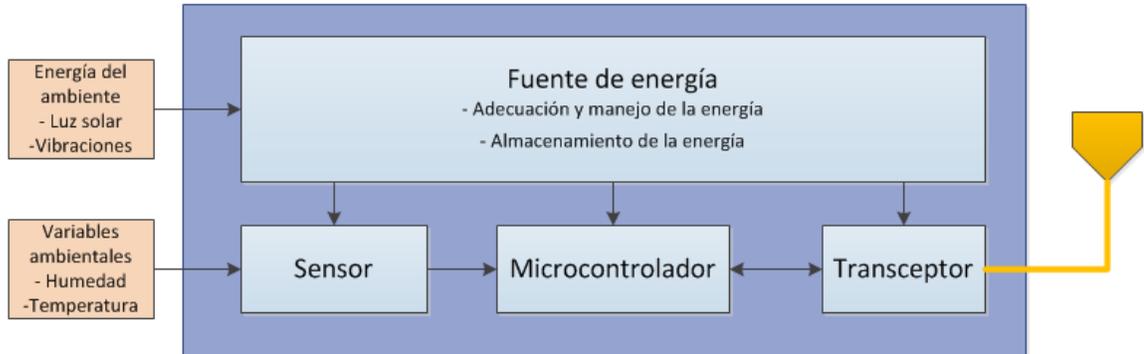


Figura 12. Diagrama de bloques general del proyecto

A continuación, se realiza una descripción más detallada del desarrollo e implementación de cada bloque que compone el proyecto.

#### 3.1 FUENTE DE ENERGÍA

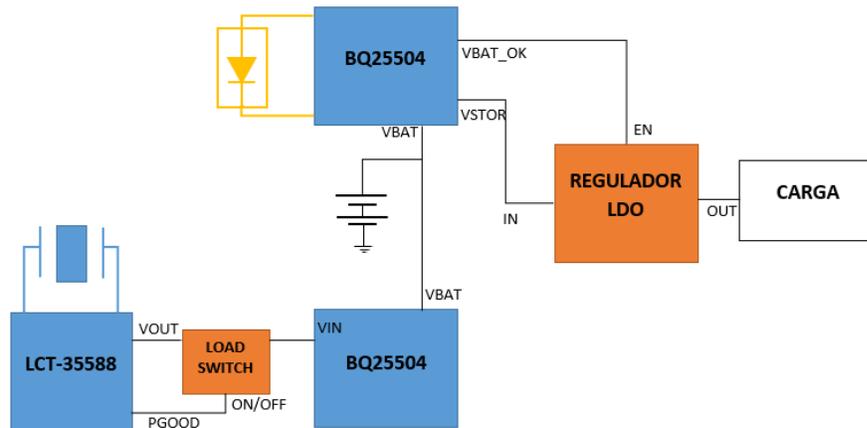


Figura 13. Diagrama de bloques circuito *Harvester* (Fuente).

La Figura 13 muestra la solución propuesta al bloque de la fuente, en esta se buscó utilizar dos circuitos independientes para la extracción de energía de las fuentes seleccionadas (sol, vibración), pero de igual forma buscando que se compartiera el mismo elemento de almacenamiento. Esta fuente se implementó a partir de un panel solar, un piezoeléctrico, baterías AAA y los circuitos integrados BQ25504, TPS27082, TPS781 fabricados por Texas Instruments y el LTC3588 fabricado por Linear Technology. A continuación se describe en detalle el proceso de implementación de cada uno de estos componentes y la conexión entre ellos.

### 3.1.1 PANEL SOLAR

La selección del panel solar se realizó a partir de los siguientes criterios:

1. La potencia máxima del panel no puede ser mayor a  $400mW$ , debido a que es la potencia máxima de entrada al BQ25504.
2. El voltaje a circuito abierto  $V_{OC}$  no debe ser mayor a  $3.9 V$  y la corriente a corto circuito  $I_{SC}$  no debe ser mayor a  $300 mA$ . Las razones son que el valor de corriente es un máximo absoluto del BQ25504 y según la descripción del circuito se debe evitar que  $V_{IN\_DC}$  sea mayor a  $V_{STOR}$ , cuyo valor máximo cuando cada batería este completamente cargada es  $1.3 V \times 3 = 3.9 V$ .
3. Por ultimo para conocer las características mínimas de potencia se asumen las siguientes condiciones:

- a. De las 24 horas del día, solo 8 horas son de luz a alta intensidad, dejan las 16 horas restantes al sensor alimentado por la energía proveniente de las vibraciones y de la batería recargable, sin embargo para analizar el peor de los casos asumiremos que el efecto de las vibraciones será nulo y la corriente promedio consumida por el nodo es de  $0.5 mA$ , dando como resultado que la batería se descargara. La energía consumida durante este periodo de tiempo es :

$$\bar{E} = (\bar{I} \times \bar{V}) \times t = 0.5 mA \times 3.9 V \times 16 h = 31.2 mWh$$

- b. Por lo tanto durante las 8 horas de luz, el panel debe ser capaz de suministrar la energía a la carga y adicionalmente la energía para recargar las baterías

$$\begin{aligned} E_T &= E_{BAT} + E_{LOAD} = 31.2 mWh + (\bar{I} \times \bar{V}) \times t \\ E_T &= 31.2 mWh + (0.5 mA \times 1.3 V \times 8 h) = 31.2 mWh + 15.6 mWh \\ E_T &= 46.8 mWh \end{aligned}$$

Dado que esta energía se debe suministrar durante 8 horas, se tiene como resultado que la potencia mínima del panel, asumiendo una eficiencia del 100% debe ser de:

$$P = E_T/t = 46.8 mWh/8 h = \mathbf{5.85 mW}$$

Finalmente bajo estas condiciones el panel seleccionado fue el SLMD121H04L fabricado por IXSOLAR™, cuyas características más remarcables son:  $V_{OC} = 2.52 V$ ,  $I_{SC} = 50 mA$ ,  $V_{MPP} = 2 V$ ,  $I_{MPP} = 44.6 mA$ .

### 3.1.2 BQ25504

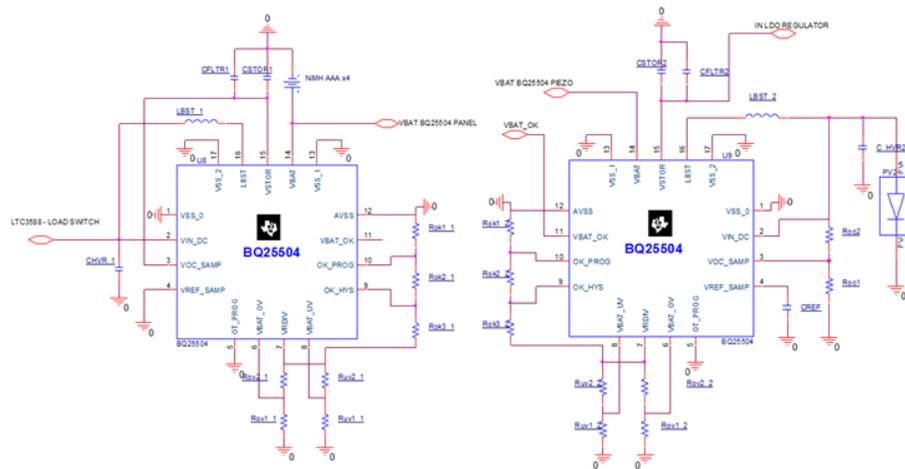


Figura 14. Esquema conexión BQ25504. Piezoeléctrico (Derecha). Panel Solar (Izquierda)

Este circuito, diseñado específicamente para aplicaciones de bajo consumo, tiene como principal tarea la extracción de energía de transductores de fuentes renovables. En la Figura 14 se encuentra el esquema de conexión de los componentes requeridos para el funcionamiento del circuito integrado BQ25504. La fuente contiene dos de estos circuitos integrados, los cuales se conectan entre ellos por medio del pin VBAT el cual también es conectado a las baterías, dando como resultado que los dos circuitos en conjunto se encarguen de cargarlas. Sin embargo, uno de ellos lo hace a partir de la energía extraída del panel solar, y el otro a partir de la energía proveniente del LTC3588 el cual la extrae del piezoeléctrico. Como se mencionó anteriormente El funcionamiento general del BQ25504 se basa en tres bloques principales:

1. El conversor/cargador boost empieza el proceso de carga de las baterías desde voltajes mayores a 300 mV, y puede continuarlo hasta cuando el voltaje de entrada no sea menor de 80 mV. Dependiendo del voltaje que se tiene en el pin  $V_{STOR}$ , el circuito actúa de dos formas distintas:
  - **Cold Start:** Si  $V_{STOR} < V_{STOR\_CHGN}(1.8 V)$ ;  $V_{IN} > 300 mV$ , el sistema *Cold Start* del circuito integrado se enciende, el cual principalmente es una fuente boost no-regulada con una eficiencia considerablemente baja en comparación con su operación normal, y en donde lo único que se busca es que  $V_{STOR} = V_{STOR\_CHGN}$  para continuar la operación normal. Es importante destacar que los pines  $V_{STOR}$  y  $V_{BAT}$  están internamente conectados por un PMOS, el cual solo se cierra cuanto  $V_{STOR} = V_{UV}$  (under-voltage).
  - **Conversor boost – Cargador:** Una vez el circuito haya salido de modo *Cold Start* ( $V_{STOR} > V_{STOR\_CHGN}(1.8 V)$ ), el conversor boost se ocupará de cargar el elemento de almacenamiento del pin  $V_{BAT}$ , hasta que el voltaje ascienda y llegue a ser igual a  $V_{OV}$  (over-voltage). Cuando esto sucede el conversor/cargador boost se desactiva, pero el PMOS interno se mantiene cerrado. Para realizar la carga de las baterías de manera eficiente, el conversor utiliza un control de modulación por frecuencia de pulsos (PFM) el cual regula el valor del voltaje a la entrada a la referencia de voltaje del MPP, razón por la cual la potencia de entrada es transferida a  $V_{STOR}$  solo cuando  $V_{IN} > V_{REF\_SAMP}$ . Por otro lado, cuando el seguimiento del máximo punto de potencia es deshabilitado el BQ25504 extraerá constantemente energía de la fuente conectada a  $V_{IN}$  y por medio de circuitos internos de medición de corriente se controlará que la corriente a través del inductor ascienda a 200 mA y luego descienda a 0 mA, controlando así la conmutación de la fuente. Si el voltaje en  $V_{STOR}$  desciende hasta  $V_{UV}$ , el PMOS interno se abre, con el fin de evitar una descarga profunda de las baterías.

Los componentes necesarios para el funcionamiento del conversor boost son la inductancia LBST cuyo valor seleccionado fue de 22  $\mu\text{H}$ , el cual es el valor recomendado por el fabricante. Debe tener una capacidad de corriente pico mayor o igual a 250 mA y una resistencia en serie mínima para mantener una eficiencia alta y un correcto funcionamiento. Además, requiere dos condensadores:  $C_{HVR}$  el cual se encarga de almacenar la energía obtenida de la fuente de entrada inicialmente, Y  $C_{STOR}$  el cual se encarga de almacenar temporalmente la energía a la salida del conversor, además de asegurar su estabilidad especialmente cuando la batería está cargada totalmente y el conversor está limitado en cuanto a su voltaje de salida. El valor de estos condensadores se determinó con base en las recomendaciones del fabricante, cuyos valores recomendados para cada uno de los condensadores son:

$$C_{STOR} = 4.7 \mu F \quad C_{HVR} = 4.7 \mu F$$

2. Constante seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Mediante un ajuste de la impedancia de entrada del conversor boost, se busca lograr que  $V_{IN\_DC}$  sea igual a  $V_{OC\_SAMP}$ . Esto se implementa por medio del muestreo periódico realizado cada 16 segundos de una proporción del voltaje a circuito abierto del panel, el valor de la proporción es ajustado por medio de un divisor resistivo y es almacenado en el condensador  $C_{REF}$  el cual tiene un valor de 10 nF como es recomendado por el fabricante.

Cabe aclarar que esta técnica solo es implementada para el BQ25504 correspondiente al panel solar, el MPPT del BQ25504 correspondiente a la extracción de la energía del piezoeléctrico será deshabilitado. Las ecuaciones usadas para el cálculo de estas resistencias son las siguientes.

$$VREF_{MPPT} = VIN\_DC(open\ circuit) \left( \frac{R_{OC1}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \right)$$

$$R_{OC1} + R_{OC2} = 20 M\Omega$$

Como se encuentra en el datasheet del panel solar seleccionado, el voltaje del MPP se encuentra al 80% del voltaje a circuito abierto. Por lo tanto, al realizar los cálculos con base en lo anterior se encontró que el valor de estas resistencias debía ser de:

$$R_{OC1} = 16 M\Omega \quad R_{OC2} = 4 M\Omega$$

3. Control sobre los voltajes  $V_{UV}$  y  $V_{OV}$ , los cuales previenen una sobrecarga y descarga profunda de las baterías, respectivamente. Haciendo que el BQ25504 se pueda usar con cualquier tipo de batería. Adicionalmente estos niveles poseen una histéresis, igualmente ajustable. Por lo tanto, dado que el límite de voltaje de descarga del tipo de baterías seleccionado es de 1 V por batería, y el voltaje máximo es de 1.3 V por batería, se determinó que los voltajes  $V_{BAT\_UV}$  y  $V_{BAT\_OV}$  debían ser de 3 V y 3.9 V respectivamente, estos voltajes se ajustan por medio de resistencias las cuales se calculan así:

$$V_{BAT_{UV}} = V_{BIAS} \left( 1 + \frac{R_{UV2}}{R_{UV1}} \right) \quad V_{BAT_{OV}} = \frac{3}{2} V_{BIAS} \left( 1 + \frac{R_{OV2}}{R_{OV1}} \right)$$

$V_{BIAS}$  corresponde a un voltaje de referencia propio del integrado el cual tiene un valor típico de 1.25 V. Además, las resistencias deben cumplir que  $R_{UV2} + R_{UV1} = 10 M\Omega$  y  $R_{OV2} + R_{OV1} = 10 M\Omega$ . Al resolver estas ecuaciones se obtiene que el valor de las resistencias sea de:

$$R_{UV1} = 4.16 M\Omega \quad R_{OV1} = 4.8 M\Omega$$

$$R_{UV2} = 5.83 M\Omega \quad R_{OV2} = 5.19 M\Omega$$

Sin embargo, las resistencias comerciales usadas fueron:

$$R_{UV1} = 4.12 \text{ M}\Omega \quad R_{OV1} = 4.75 \text{ M}\Omega$$

$$R_{UV2} = 5.76 \text{ M}\Omega \quad R_{OV2} = 5.23 \text{ M}\Omega$$

Dando como resultado un valor de voltaje del rango VBAT\_UV de 2.99 V y un valor del rango VBAT\_OV de 3.93 V.

La señal VBAT\_OK indica si VSTOR y por lo tanto VBAT se encuentran en un nivel aceptable. Tal como se muestra en el ANEXO A. Esquemático de conexión del circuito de Energy Harvesting.), esta señal es usada para conectar la carga en el momento oportuno. Esta señal puede ser manejada por cualquiera de los dos BQ25504. Finalmente se ajustó que el nivel de voltaje al cual se desactiva esta señal cuando el voltaje de la batería decrece fuera de 3 V. Este valor se ajustó a partir de la siguiente ecuación.

$$VBAT\_OK\_PROG = VBIAS \left( 1 + \frac{R_{OK2}}{R_{OK1}} \right)$$

Adicionalmente este umbral posee una histéresis la cual el ajustable mediante  $R_{OK3}$ . Bajo estas condiciones la señal VBAT\_OK esta en alto cuando VSTOR asciende por encima de VBAT\_OK\_HYST. Este último valor es ajustado mediante la siguiente ecuación:

$$VBAT\_OK\_HYST = VBIAS \left( 1 + \frac{R_{OK2} + R_{OK3}}{R_{OK1}} \right)$$

Además, las resistencias deben cumplir que  $R_{OK3} + R_{OK2} + R_{OK1} = 10 \text{ M}\Omega$ . Y al resolver las tres ecuaciones anteriormente planteadas se encontró que el valor de las resistencias debe ser:

$$R_{OK1} = 4.04 \text{ M}\Omega \quad R_{OK2} = 5.65 \text{ M}\Omega \quad R_{OK3} = 301 \text{ k}\Omega$$

### 3.1.3 LTC-3588

Este circuito se encarga principalmente de extraer la energía del transductor piezoeléctrico para luego ser transferida a su respectivo circuito integrado BQ25504 para que aporte a la carga de las baterías. La implementación realizada para ajustar el funcionamiento del LTC3588 se describe en los siguientes pasos:

1. Se seleccionó el voltaje de salida teniendo en cuenta la potencia máxima permitida a la entrada del BQ25504 cuyo valor es de 400 mW. Debido a que el BQ25504 conectado al LTC3588 no está configurado para realizar el seguimiento del máximo punto de potencia, la corriente a la entrada va tener valores entre 0 mA y 200 mA. Por lo tanto, para que la potencia instantánea no supere el valor permitido, el voltaje a la salida del LTC3588 no debía superar un valor de 2 V. Razón por la cual se ajustó a 1.8 V el voltaje de salida del LTC3588 por medio de los pines D0 y D1, los cuales se conectaron a tierra para generar un valor lógico de 00 en estos dos pines.

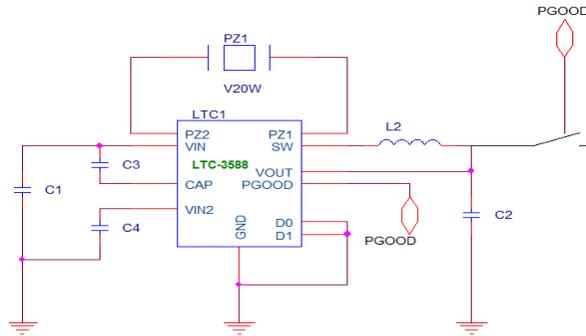


Figura 15. Esquema de conexión LTC3588

2. La operación básica del circuito consiste en cargar un condensador ubicado en el pin  $V_{IN}$ , a través de la carga proveniente del puente rectificador, una vez el voltaje en dicho condensador supere UVLO la buck del circuito es activada. Por otro lado, si el voltaje cae por debajo de UVLO y no sea a alcanzado el punto de regulación la buck es desactivada. UVLO presenta histéresis y sus valores de umbral al igual que el voltaje de salida son ajustados por medio de los pines D0 y D1. Por lo tanto, estos valores quedaron definidos así:

$$UVLO_{falling} = 2.87 V \quad UVLO_{rising} = 4.04 V$$

3. Una vez activado el conversor buck, este se encarga de transferir eficientemente la carga del condensador de entrada hacia el condensador de salida, hasta llegar al punto de regulación deseado. Una vez llegado a dicho punto de regulación el conversor entra a un estado de *Sleep*. Durante este estado la corriente demandada por la carga es proporcionada por el condensador de salida. Al mismo tiempo que esto ocurre, internamente el circuito monitorea el voltaje de salida, y una vez este decaiga 12 mV del punto de regulación seleccionado el conversor buck se vuelve a encender volviendo a repetir el mismo proceso. Con base en la Figura 15 los componentes se seleccionaron a partir de los siguientes criterios:

- Los condensadores C3 y C4 son los encargados de controlar los voltajes Gate-Source de los MOSFET encargados de la conmutación de la fuente buck del circuito, los valores recomendados por el fabricante de estos componentes son:

$$C3 = 1 \mu F \quad C4 = 4.7 \mu F$$

- El fabricante recomienda un valor del orden de 100  $\mu F$  para el condensador de salida C2 con el fin de evitar retrasos en los comparadores internos que determinan si el circuito integrado se encuentra en modo sleep o buck enable. Estos retrasos generan incremento en el ripple del voltaje de salida, el cual no debe ser mayor a 200 mV ya que si el voltaje de salida es mayor o igual a 2 V es posible que se produzca una potencia instantánea mayor a 400 mW, el cual es el valor límite de la potencia de entrada del BQ25504.

La ventana de histéresis del modo sleep propio del LTC3588 es teóricamente  $\pm 12 mV$  alrededor del punto de regulación. Sin embargo, como será explicado posteriormente, la conexión entre el LTC3588 y el BQ25504 se hizo por medio de un load switch controlado por la señal de PGOOD. Por lo tanto, el condensador de salida continuará entregando carga hasta que la señal de PGOOD se desactive, lo cual ocurre cuando el voltaje de salida cae al 92% del punto de regulación, es decir cuando el voltaje decae 144 mV. Por lo anterior, el condensador de salida durante este momento es capaz de entregar una carga de

$$Q = CV = (100 \mu F)(144 mV) = 14.4 \mu C$$

Por otro lado es posible determinar la carga empleada durante un periodo del funcionamiento del *Boost-Charger* del BQ25504 a partir de la señal de corriente a través de su inductancia, el comportamiento de esta señal se puede observar en la **Figura 16**.

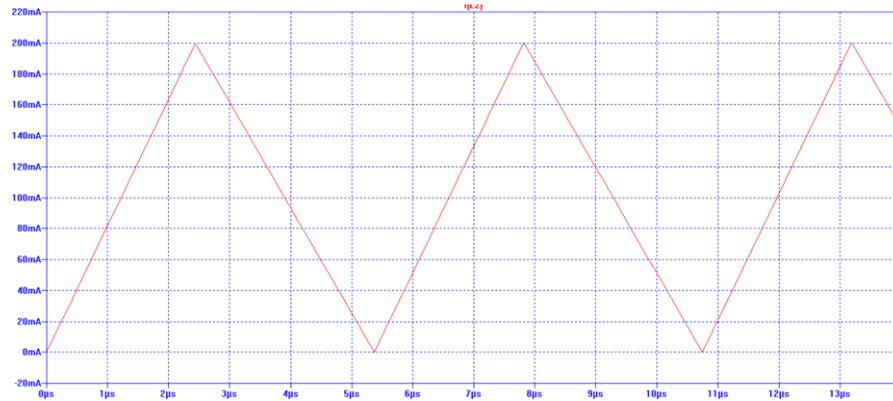


Figura 16. Forma de onda de corriente inductor BQ25504 sin MPPT

A partir del voltaje de entrada (1.8 V), el peor caso del voltaje de salida (3 V) y el valor de la inductancia (22  $\mu\text{H}$ ) del *Boost-Charger*, es posible conocer el tiempo máximo de un periodo del *Boost-Charger*, el cual corresponde a:

$$T = t_1 + t_2 = \frac{(200 \text{ mA})(22 \mu\text{H})}{1.8 \text{ V}} + \left| \frac{(200 \text{ mA})(22 \mu\text{H})}{1.8 \text{ V} - 3 \text{ V}} \right| = 2.40 \mu\text{s} + 3.66 \mu\text{s} = 6.06 \mu\text{s}$$

Con este valor es posible calcular la integral de un periodo de la señal de corriente para conocer la carga empleada durante este tiempo de la siguiente forma:

$$Q = \int I_L dt = \frac{T \Delta I_p}{2} = \frac{(6.06 \mu\text{s})(200 \text{ mA})}{2} = 606 \text{ nC}$$

Al conocer la carga entregada por el condensador de salida durante el modo sleep del LTC3588 y la carga empleada durante un periodo de funcionamiento del *Boost-Charger* del BQ25504, es posible conocer cuántos periodos de la corriente del inductor del BQ25504 se realizan durante este modo de operación con el siguiente cálculo:

$$\# \text{ Periodos} = \frac{\text{Carga entregada por el condensador}}{\text{Carga empleada en 1 periodo}} = \frac{14.4 \mu\text{C}}{606 \text{ nC}} = 23.76$$

El resultado obtenido es que durante el modo sleep del LTC3588 se presentan aproximadamente entre 23 y 24 periodos de conmutación del *Boost-Charger* del BQ25504.

- El valor de la inductancia L2 se determina a partir de las recomendaciones del fabricante, este valor es de 22  $\mu\text{H}$  y además su corriente de saturación debe ser superior a 260 mA para asegurar un correcto funcionamiento.
- El condensador C1 conectado al pin VIN es el encargado de almacenar la energía proveniente del rectificador posterior al piezoeléctrico y previo a la fuente buck, su valor determina tanto el tiempo en el cual se carga hasta el voltaje de  $V_{UVLO \text{ Rising}}$ , como el tiempo en el cual la buck permanece encendida para transferir la totalidad de la energía almacenada al condensador de salida. La relación entre el tiempo en el cual la buck permanece encendida y el valor del condensador C1 es determinada por la siguiente ecuación:

$$P_{LOAD}t_{LOAD} = \frac{1}{2}\eta C1(V_{IN}^2 - V_{UVLOFALLING}^2)$$

En esta ecuación  $\eta$  se refiere a la eficiencia promedio de la fuente buck sobre el rango de entrada y  $V_{IN}$  es el voltaje de entrada cuando la buck comienza su conmutación. Entre mayor sea el valor del condensador la buck durara más tiempo conmutando, sin embargo también durara más tiempo en cargarse. Por otro lado, si se quiere menos tiempo de carga se debe disminuir el valor del condensador, lo que conlleva a que la buck conmute menos veces, y a la vez realice la transferencia de carga con mayor frecuencia en relación a la frecuencia a la cual realizaría la transferencia el circuito con un condensador de mayor valor. Por lo anterior, el valor de este condensador no determina una disminución de la conmutación de la fuente buck y es calculado por medio de la ecuación anterior aproximando la potencia de la carga  $P_{LOAD}$  a la potencia promedio requerida por el BQ25504 y sobre un tiempo de duración de encendido de la buck de 1 ms. El resultado obtenido a partir de este cálculo es el siguiente:

$$C1 = \frac{2 P_{LOAD}t_{LOAD}}{\eta(V_{IN}^2 - V_{UVLOFALLING}^2)} = \frac{2(180 \text{ mW})(1 \text{ ms})}{0.75(4.04^2 - 2.87^2)} = 59.37 \mu\text{F}$$

El valor comercial más cercano al valor resultante es de 47  $\mu\text{F}$ .

4. La señal lógica PGOOD es usada para habilitar o deshabilitar el load switch encargado de conectar el BQ25504 al LTC3588 únicamente cuando el voltaje de salida ha alcanzado el punto de regulación y desconectarlo cuando el voltaje de salida ha bajado del 92% del voltaje de regulación para evitar una profunda descarga del condensador de salida (C4).

### 3.1.4 LOAD SWITCH TPS27082L

Debido a que conectar directamente la salida del LTC3588 al BQ25504 significaba una profunda descarga del condensador de salida del LTC3588, fue necesario realizar esta conexión por medio de un interruptor que fuera controlado por la señal PGOOD, razón por la cual se determinó usar el load switch TPS27082L de Texas Instruments, cuyo diagrama de bloques se muestra en la **Figura 17**.

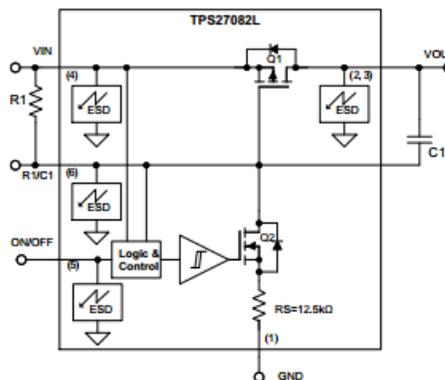


Figura 17. Diagrama de bloques TPS27082L. Tomado de [21].

Una vez la señal de  $V_{ON/OFF}$  la cual es conectada a PGOOD supera  $V_{IH}$  (1 V), el transistor Q2 queda polarizado en la zona resistiva y por lo tanto  $V_{GS_{Q1}} = -VIN \times \frac{R1}{R1+12.5 \text{ k}\Omega}$  [V]. El fabricante recomienda que  $R1 \geq 125 \text{ k}\Omega$ , razón por la cual se seleccionó que R1 correspondiera exactamente a este valor. Dando como resultado  $V_{GS_{Q1}} \approx -VIN$ . Polarizando de esta manera el transistor Q1 también en región resistiva,

lo que genera que se realice una conexión entre VIN y VOUT con una impedancia mínima de 82 mΩ correspondiente al valor de  $R_{DS(ON)}$ .

Al realizar una conexión instantánea de una carga capacitiva se obtiene como resultado picos de corriente, cuyo valor responde a la siguiente ecuación:

$$I_{inrush} = C_{load} \times \frac{dV}{dt} = C_{load} \times \frac{VOUT_{final} - VOUT_{inicial}}{VOUT \text{ Slew Rate}}$$

Este integrado permite ajustar el Slew rate, el cual se ajustó a 100 μs por medio del condensador C1, cuyo valor de 2.82 nF se obtuvo a partir de la siguiente ecuación empírica dada en el datasheet:

$$t_{rise} = \frac{50 \times 10^3 \times C1}{VIN^{2/3}}$$

Este valor de Slew rate da como resultado una corriente  $I_{inrush} = 83 \text{ mA}$ .

### 3.1.5 LDO (LOW-DROP OUT) REGULATOR TPS781330220

Como se mencionó anteriormente la mayoría de los componentes trabajan a un voltaje fijo, el cual es de 3.3 V, para esto es necesario el uso de un regulador que proporcione a la salida este voltaje. El regulador LDO seleccionado es el TPS781330220 de *Texas Instruments* ya que este presenta un voltaje nominal de salida de 3.3 V como es requerido y una corriente máxima de salida de 150 mA [22]. Además, presenta un bajo voltaje de dropout, un tiempo de respuesta corto a cambios de voltaje de entrada y corriente de salida y un bajo consumo con relación a otros reguladores LDO. Lo anterior se puede evidenciar en las gráficas extraídas de la hoja de especificaciones mostradas en la **Figura 18**.

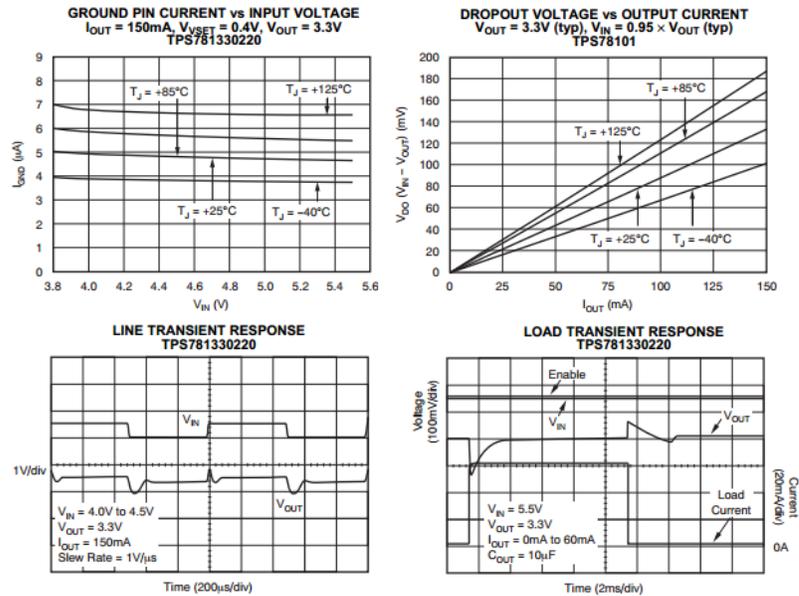


Figura 18. Gráficas rendimiento regulador LDO TPS781330220. Tomado de [22]

El pin VIN de entrada del LDO es conectado al pin VSTOR del BQ25504 correspondiente a la etapa del panel solar. Además, el TPS781330220 presenta un pin de *Enable*, el cual es conectado a la señal lógica VBAT\_OK del mismo BQ25504 mencionado. La señal de VSET permite seleccionar el voltaje de salida entre 2.2 V y 3.3 V, este voltaje se ajustó a 3.3 V enviando este pin a tierra. Finalmente, para tener mayor estabilidad frente a pasos de corriente y mayor rechazo de ruido, es necesario conectar un condensador de 1 μF en el pin de entrada y salida a tierra.

### 3.1.6 BATERIAS AAA

Debido a los requerimientos del regulador LDO se necesita un voltaje a la entrada ligeramente mayor a 3.3 V para lograr a la salida la regulación de este voltaje. Por lo cual se usó un conjunto de 3 baterías AAA conectadas en serie, ya que estas presentan un tamaño adecuado y un voltaje nominal de 1.2 V cada una, lo que da como resultado un voltaje de 3.6 V. Generalmente la base química de estas baterías es Níquel-Cadmio (NiCd) o Níquel-Hidruro de metal (NiMH). Sin embargo, se determinó que las baterías estén compuestas de NiMH por las siguientes razones:

- Presentan mayor capacidad que las NiCd
- El efecto memoria es reversible y se pueden recargar en cualquier punto del ciclo sin afectar significativamente su rendimiento
- No contienen cadmio el cual es un químico peligroso para el medio ambiente

Específicamente la batería seleccionada es la *Energizer No NH12*, recargable, 1.2 V, resistencia serial interna de 1.2  $\Omega$  y 850 mAh de capacidad [23].

A partir de las especificaciones del BQ25504, con el fin de evitar que al conectar las baterías totalmente cargadas el circuito entre en modo de Cold Start. Las baterías deben cargar el capacitor Cstor en un tiempo menor a 50 ms. Por lo tanto, la constante de tiempo creada entre la capacitancia equivalente de la batería, la resistencia serial de la batería, la resistencia drain-source del PFET entre VBAT y VSTOR y los condensadores conectados a VSTOR debe ser menor a este tiempo. Así que la capacitancia equivalente de la batería debe ser mucho mayor a CSTOR (4.7  $\mu$ F) para que al estar en serie la capacitancia de la batería sea despreciable y se cumpla el tiempo de carga. Para conocer la capacitancia equivalente de la batería se usó la siguiente formula, la cual dio como resultado una capacitancia de 1.7 kF:

$$C_{eq} = \frac{2 \times mAh_{BAT(CHRGD)} \times 3600 \text{ s/Hr}}{V_{BAT(CHRGD)}} = 1.7 \text{ kF}$$

Por lo tanto, con este valor la constante de tiempo generada es:

$$\tau = \frac{C_{eq} C_{STOR}}{C_{eq} + C_{STOR}} \times (R_{eq} + R_{DS}) = 29.14 \text{ ns}$$

### 3.2 SENSOR CHIPCAP 2

Para realizar la medición de temperatura y humedad relativa se usó el sensor ChipCap 2 fabricado por Amphenol Advanced Sensors. Sus características más relevantes son:

- **Humedad relativa:** Rango de operación entre 0 a 100%, Resolución de 0.01% (14 bits) y grafica de precisión mostrada en la Figura 19.
- **Temperatura:** Rango de operación entre -40°C a 125°C Resolución de 0.01°C (14 bits) y grafica de precisión mostrada en la Figura 19.

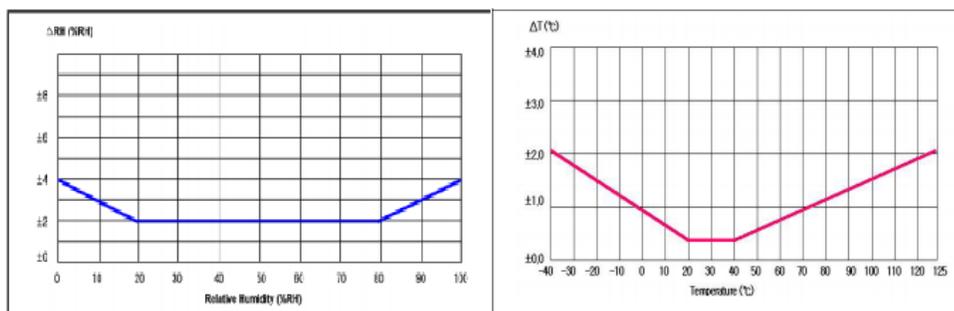


Figura 19. Precisión de RH y temperatura a través del rango de operación. Tomado de [24]

- Consumo de corriente en modo activo de 750  $\mu A$ .
- Consumo de corriente en modo sleep de 0.6  $\mu A$ .
- Salida de datos digital accesible por protocolo I2C.

La referencia usada de este sensor es la CC2D33S, la cual se alimenta con un voltaje de 3.3 V y permanece en modo sleep hasta recibir una solicitud de medida (MR). Esta se genera al enviar la trama mostrada en la **Figura 20**. Enseguida se esperó por el tiempo de respuesta del sensor, el cual es de 50 ms, ya que durante este tiempo el sensor realiza la conversión y el cálculo de cada una de las variables medidas. Transcurrido este tiempo se debe seguir el flujo de datos mostrado en la Figura 22 para completar la medición (DF). Esta secuencia de medición esta descrita gráficamente en la Figura 21.

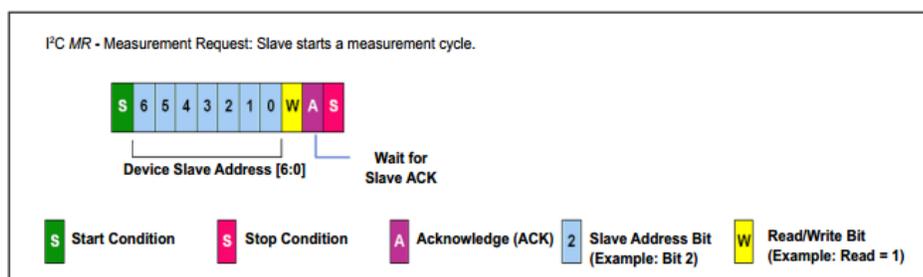


Figura 20. Trama de solicitud de medida. Tomado de [24]

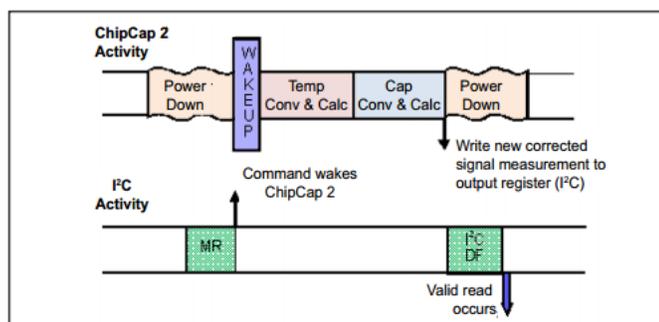


Figura 21. Secuencia de medición. Tomado de [24]

### 3.3 MICROCONTROLADOR

El microcontrolador (MCU) es el encargado de recibir los datos del sensor para luego enviarlos al transceptor. Además, controla el proceso de toma de datos del sensor, y también el ciclo útil de encendido y apagado de algunos componentes en especial del transmisor con el fin de que el dispositivo reduzca al mínimo su consumo de energía. Con base en los requerimientos anteriores el MCU que se uso fue el PIC24FJ64GB002 el cual presenta las siguientes características relevantes:

- Tecnología XLP (Extreme Low Power) la cual ofrece un consumo de corriente extremadamente bajo tanto en los modos de bajo consumo (Idle, Sleep y Deep Sleep), como en modo activo.
- 2 módulos de comunicación I2C y 2 módulos de comunicación UART.
- 1 conversor análogo digital (ADC) de 10 bits con 9 canales análogos de entrada, y opción de voltajes de referencia externos.
- Modulo *Real Time Clock and Calendar* (RTCC).

Además, con el fin de disminuir el consumo del microcontrolador en modo activo sin afectar su rendimiento en cuanto a la velocidad de procesamiento, se seleccionó una velocidad de reloj de 8 MHz la cual corresponde a la velocidad del oscilador RC interno del microcontrolador, evitando utilizar el PLL, el cual además de incrementar el consumo, requería un tiempo de estabilización adicional al sacar el microcontrolador del modo de bajo consumo *Deep Sleep*.

A continuación se describe en detalle la implementación de cada uno de los módulos mencionados.

### 3.3.1 PERIFÉRICO I2C

Debido a que el sensor seleccionado para esta aplicación tiene salida digital, accesible únicamente con protocolo I2C fue necesario utilizar en el microcontrolador dicho periférico. Para tener una transacción de datos sensor – microcontrolador exitosa es necesario llevar el proceso descrito en la Figura 22.

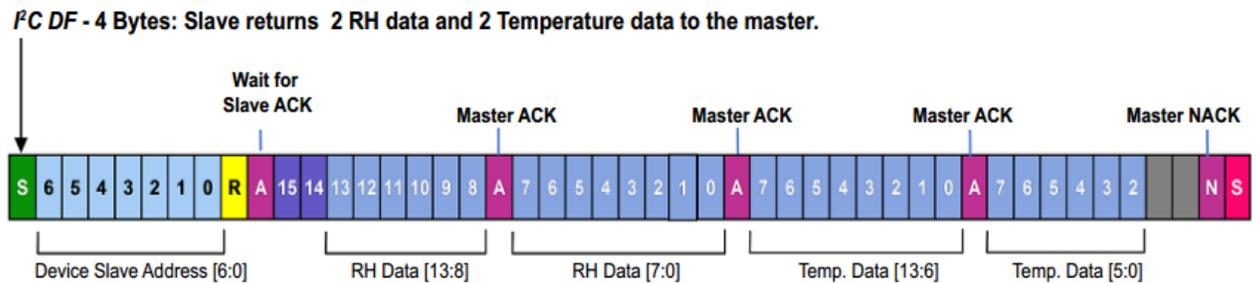


Figura 22. Flujo de datos Sensor – MCU. Tomado de [24]

Para llevar a cabo este proceso el microcontrolador cuenta con los siguientes registros: **I2CxCON** encargado de controlar la operación del módulo, **I2CxSTA** el cual contiene banderas las cuales indican el estado de operación del módulo, **I2CxRCV** el cual contiene los datos recibidos en la última transmisión, **I2CxTRN** el cual contiene el valor a enviar en la siguiente transmisión y **I2CxBRG** (*Baud Rate Generator*) encargado de generar la frecuencia de SCL a través de la siguiente fórmula:

$$I2CxBRG = \left( \frac{F_{CY}}{F_{SCL}} - \frac{F_{CY}}{10.000.000} \right) - 1$$

Donde  $F_{CY} = F_{OSC}/2$  es la frecuencia deseada.

**La configuración exacta de los registros mencionados se muestra detalladamente en el código encontrado en el ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor).**

Además de la configuración de estos registros, también es importante la implementación física de este módulo, específicamente las resistencias de pull up de los buses SDA y SCL.

El valor mínimo de esta resistencia está restringido por el valor máximo de corriente que puede manejar los pines del módulo. Además, una resistencia muy baja puede significar consumo de corriente elevado en relación al consumo de corriente total del nodo. Y su valor mínimo se calcula con la siguiente fórmula:

$$R_{Pmin} = \frac{(VDD_{Max} - VOL_{Max})}{I_{OL}}$$

Donde  $VDD_{Max}$  es el voltaje de alimentación máximo,  $VOL_{Max}$  corresponde al voltaje de salida máximo generado por un valor lógico bajo e  $I_{OL}$  corresponde a la corriente máxima de entrada permitida en los pines de los buses. A partir de los datos extraídos del datasheet para cada uno de estos parámetros, la resistencia  $R_{Pmin}$  resultante es de 248  $\Omega$ .

Por otro lado, la capacitancia del bus en conjunto con  $R_P$  deben satisfacer un tiempo máximo de ascenso, el cual a su vez depende de la velocidad del bus. Este tiempo determina el valor máximo de la resistencia de pull up al seguir la siguiente ecuación:

$$t_R = R_{pmax} C_B \ln\left(\frac{VDD_{Max} - VOL_{Max}}{VDD_{Max} - VOH_{Min}}\right)$$

Adicionalmente a  $VDD_{Max}$  y  $VOL_{Max}$ , esta ecuación incluye a  $t_R$  el cual corresponde al tiempo de ascenso del bus y tiene un valor de 1  $\mu s$  a una velocidad del bus SCL de 100 kHz,  $C_B$  es el valor resultante de la capacitancia del bus el cual tiene un valor de 400pF y  $VOH_{Min}$  corresponde al voltaje de salida mínimo generado por un valor lógico alto. A partir de lo anterior la resistencia  $R_{pmax}$  obtenida es de 2.9 k $\Omega$ , la cual fue implementada.

### 3.3.2 PERIFÉRICO UART

Para realizar la transmisión de los datos obtenidos de las mediciones, es necesario enviarle esta información al módulo Xbee® del nodo sensor de forma serial. Con este fin es necesario utilizar el periférico UART del microcontrolador. Por lo tanto, para realizar una transmisión exitosa se debe realizar la configuración del módulo correspondiente y posteriormente el proceso de transmisión. Como se mencionó anteriormente es posible programar la paridad, la longitud y los bits de *stop* en el registro **UxMODE**, el cual además de controla otras configuraciones del módulo, **UxSTA** contiene las banderas que indican el estado de operación del módulo, **UxRXREG** contiene los datos recibidos en la última transmisión, **UxTXREG** contiene el valor a enviar en la siguiente transmisión, por ultimo **UxBRG** (*Baud Rate Generator*) es el encargado de configurar la velocidad de transmisión al seguir las siguientes formulas:

$$\text{Con } BRGH = 0 : UxBRG = \frac{Fcy}{16 * \text{Tasa de transmision}} - 1$$

$$\text{Con } BRGH = 1 : UxBRG = \frac{Fcy}{4 * \text{Tasa de transmision}} - 1$$

**La configuración exacta de los registros mencionados se muestra detalladamente en el código encontrado en el ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor).**

### 3.3.3 CONVERTOR ANALOGO-DIGITAL (ADC)

Debido a la necesidad de realizar mediciones a los voltajes de la batería, del panel solar y del piezoeléctrico. Se usó el módulo ADC del MCU el cual solo es encendido cuando el nodo recibe la solicitud desde el dispositivo central de la transmisión del estado de las mediciones mencionadas. La solicitud se realiza cuando desde el dispositivo central se envía un valor de '3' (0x33).

**La configuración exacta de los registros del ADC se muestra detalladamente en el código encontrado en el ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor).**

Adicionalmente a la configuración, se realizó una implementación física la cual incluye:

- El uso del circuito integrado LM4128 de Texas Instruments, el cual genera un voltaje de referencia de 2.5 V necesario para que el resultado de la conversión no dependa directamente de la fuente de alimentación. Este componente presenta un pin de enable, el cual es útil para disminuir su consumo de corriente hasta aproximadamente 6  $\mu\text{A}$  cuando este no está en uso.
- Un filtro anti-aliasing para cada una de las señales muestreadas por el módulo ADC.

### 3.3.4 MODO DE BAJO CONSUMO DEEP SLEEP

*Deep Sleep* corresponde al modo de más bajo consumo de los microcontroladores propio de Microchip®, específicamente de las familias PIC24F y PIC18F. Este modo lleva al dispositivo en el estado más bajo de consumo de potencia ya que la alimentación del núcleo del microcontrolador es removida y el reloj del sistema es apagado, por lo cual, tanto los periféricos como la RAM dejan de funcionar. Por lo anterior, este modo de funcionamiento resulta útil al momento de controlar el ciclo de encendido y apagado del nodo, ya que permite bajar al máximo el consumo de corriente del MCU en el tiempo en el cual este se encuentra inactivo.

Para llevar el dispositivo a *Deep Sleep*, se debe realizar lo siguiente:

- Ajustar el bit DSEN (DSCON<15>) el cual habilita este modo de bajo consumo.
- Enseguida se debe ejecutar la instrucción SLEEP con máximo tres ciclos de instrucción después de que DSEN es ajustado. Esta instrucción se ejecuta en el programa escribiendo:

```
asm volatile("pwrsav #0");
```

Dado que el proyecto requiere que el dispositivo entre en modo activo cada cierto tiempo y el resto permanezca en el modo de bajo consumo de potencia, es útil usar este modo acompañado del módulo RTCC el cual brinda precisión en cuanto al tiempo, y el incremento en el consumo de corriente es de 2.25  $\mu\text{A}$  @ 25°C y 3.3 V. Las características de este módulo es que monitorea el tiempo con horas, minutos y segundos, al igual que el calendario con día de la semana, día del mes, mes y año. Además, posee una alarma configurable.

La alarma del RTCC es la fuente que va a despertar el dispositivo cada cierto tiempo, para realizar las acciones correspondientes. Debido a que esta alarma es ajustable, el nodo debe ser capaz de mantener este valor aun después de haber salido del modo *Deep Sleep*. Razón por la cual este valor se guarda indirectamente en los registros de 16 bits, DSGPR0 y DSGPR1, los cuales permanecen activos con el fin de retener esta información.

**La configuración exacta de los registros del RTCC se muestra detalladamente en el código encontrado en el ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor).**

## 3.4 XBEE SERIE 2

La comunicación inalámbrica entre el nodo y la unidad central se implementó por medio de los transeptores XBEE S2, los cuales están orientados a ser utilizados en aplicaciones de bajo consumo e implementan el protocolo Zigbee. Entre sus características más relevantes se encuentran las siguientes:

- Rango en interiores de hasta 40 m y rango en exteriores hasta 120 m.
- Consumo de corriente durante Tx de 35 mA @ 3.3 V *Boost mode disabled*.
- Consumo de corriente durante Rx de 38 mA @ 3.3 V *Boost mode disabled*.
- Corriente en modo *Sleep* < 1  $\mu\text{A}$ .

- Tasa de transmisión serial entre 1200 bps – 1 Mbps.
- Wake up time de 3 ms (Medido).

Para realizar una transmisión punto a punto fue necesario el uso de dos de estos dispositivos, uno de tipo *Coordinador* y otro de tipo *End device*. Este último fue ubicado dentro del nodo debido a sus características, e interactúa con el MCU a través del módulo UART. Por otro lado, la interacción entre el *End device* y el *Coordinador* se realizó usando el modo de comunicación transparente soportado por el XBEE, el cual básicamente interactúa como un reemplazo de una línea serial.

Los pasos básicos necesarios para realizar la configuración de los dispositivos de la transmisión punto a punto a través del software XCTU, son los siguientes:

1. Se descargó el firmware ZigBee Coordinator AT v.20A7 y Zigbee End Device AT v.28A7 para los dispositivos que actúan como *Coordinador* y *End device* respectivamente.
2. **ID**: Se especificó el identificador de red (PAN ID) con el valor de 1423 para ambos dispositivos.
3. **DH y DL**: Se especificó como dirección de destino del dispositivo *End device* la dirección MAC del XBEE actuando como *Coordinador*, y viceversa.
4. **PL y PM**: Se ajustó el nivel de potencia en “Lowest” y se deshabilitó el boost mode.
5. **BD, NB y SB**: Se ajustó la transmisión serial a una tasa de transmisión de 9600 bps, sin bit de paridad y con un bit de stop.
6. **SM**: Se ajustó el sleep mode en “Pin Hibernate”, indicando que una señal proveniente del MCU será la encargada de enviar el XBEE a este modo. (Solo para *End device*.)

Los valores en negrilla corresponden al nombre del registro configurado. Además, los registros ID, DH y DL del *End device* fueron guardados en la memoria no volátil, siguiendo este proceso:

1. Se ingresó a la consola de XCTU y se digitó los caracteres +++ para ingresar al command mode.
2. Se leen los registros mencionados con los comandos ATID, ATDH y ATDL.
3. Finalmente se escribe el comando ATWR para guardar los valores en la memoria no volátil.

Finalmente, cabe aclarar que el XBEE posee registros adicionales de configuración que se encuentran fuera del alcance del proyecto.

La conexión del XBEE dentro del nodo se puede observar en el ANEXO B. Esquemático de conexión del sensor, microcontrolador y transceptor.

## 4. RESULTADOS

El resultado final de la implementación del nodo consistió en dos circuitos interconectados entre ellos. El primer circuito mostrado en la Figura 23 consiste en el sistema completo de Energy Harvesting el cual alimenta el segundo circuito mostrado en la Figura 23 en donde se encuentra los demás componentes del nodo, es decir el microcontrolador, el sensor y el transceptor.

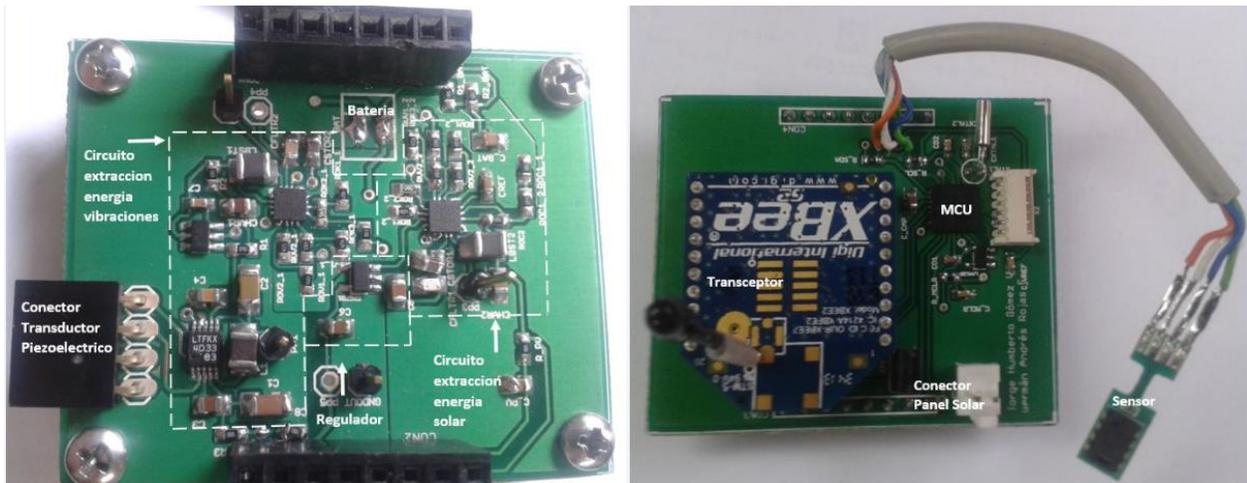


Figura 23. Izquierda – Circuito sistema Energy Harvesting. Derecha – Componentes Nodo

Las pruebas y mediciones realizadas al sistema y a sus componentes para comprobar su correcto funcionamiento se describen a continuación.

### 4.1 TRANSDUCTOR PIEZOELÉCTRICO V25W

Con el fin de realizar un estudio de los ambientes en los cuales es viable ubicar el nodo sensor aprovechando la energía producida por las vibraciones, se realizaron pruebas en puentes peatonales y vehiculares, específicamente dentro de la Universidad Javeriana, en los cuales a su estructura metálica se ubicó el transductor V25W. Siguiendo las indicaciones de la hoja de datos fue necesario en primera medida atar el transductor a la superficie en movimiento de la manera mostrada en la Figura 3, y en segunda medida sintonizar el transductor a la frecuencia natural de las vibraciones externas, para ello mediante un acelerómetro se obtuvo la frecuencia natural de oscilación y luego mediante la Figura 24 se sintonizó el V25W ubicando en un extremo la masa indicada.

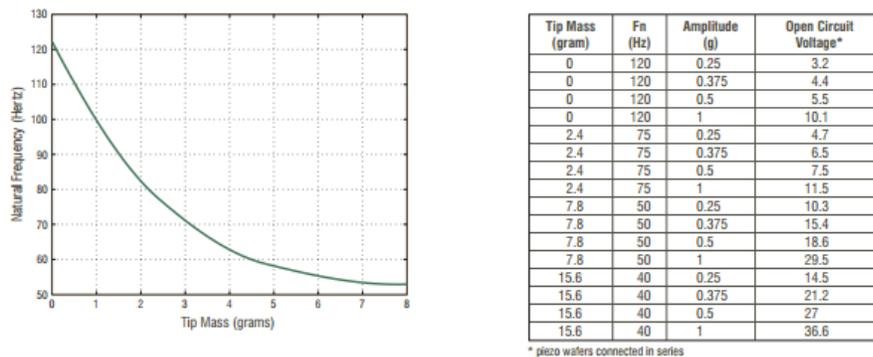


Figura 24. Sintonización V25W. Tomado de [25].

Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

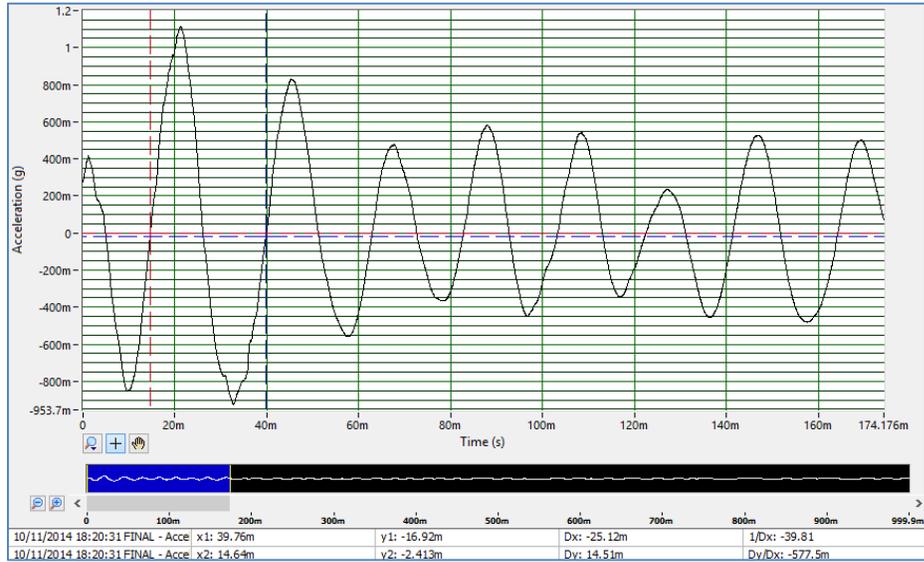


Figura 25. Frecuencia puente peatonal Ingeniería -Kiosko. Universidad Javeriana.  $F_{OSC} = 40 \text{ Hz}$

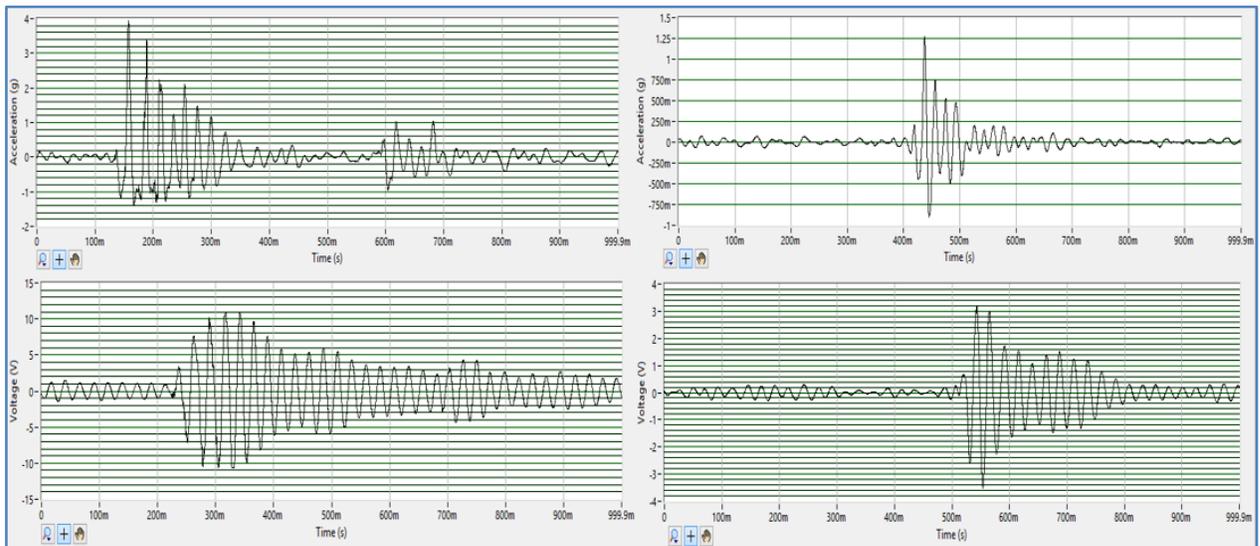


Figura 26. Respuesta V25W. Aceleración. Voltaje de salida transductor

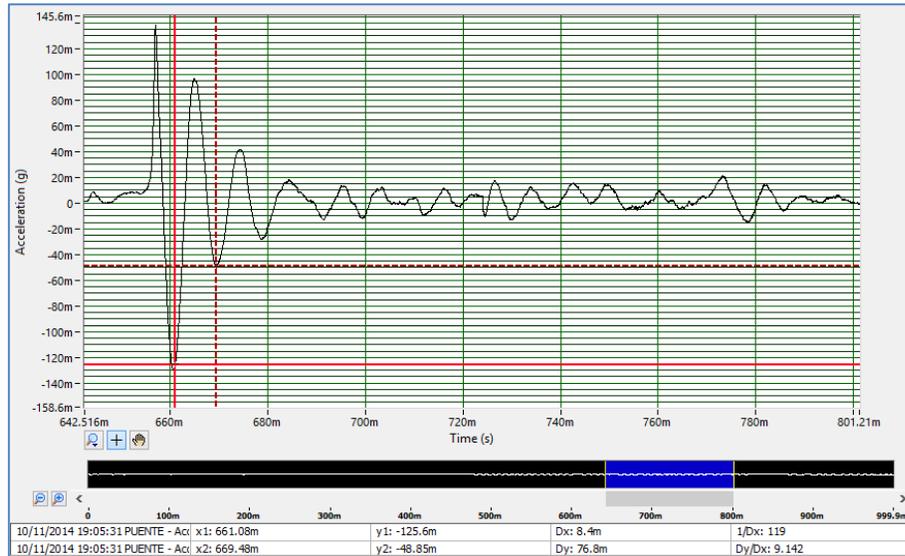


Figura 27. Frecuencia puente vehicular Piso 5. Universidad Javeriana.  $F_{osc} = 120 \text{ Hz}$

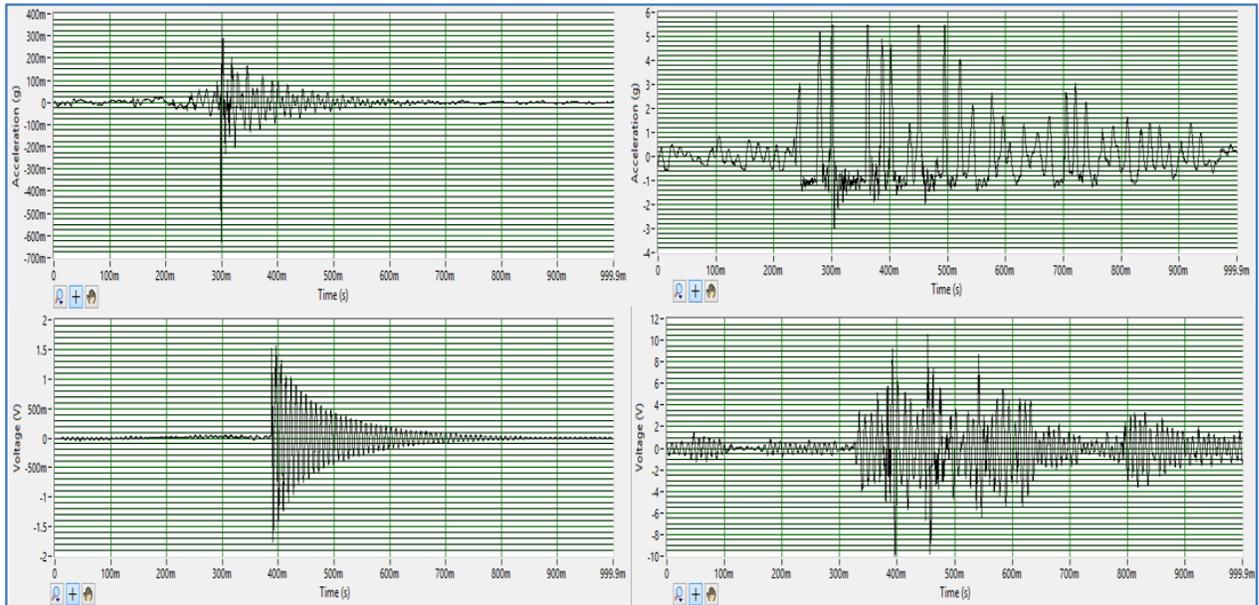


Figura 28. Respuesta V25W. Aceleración. Voltaje de salida transductor

Los resultados de la Figura 25 y la Figura 27 muestran forma de onda de la aceleración en los diferentes escenarios. A partir de esta forma de onda es posible calcular la frecuencia natural del puente en cuestión, la cual fue de 40 Hz y 120 Hz respectivamente. Adicionalmente la Figura 26 y la Figura 28 muestran la respuesta a diferentes perturbaciones del puente cuando el transductor piezoeléctrico ha sido sintonizado. Las graficas de la fila superior muestran la aceleración mientras que las graficas de la fila inferior muestran el voltaje de salida del transductor piezoeléctrico V25W. Tal como se puede apreciar estas graficas guardan relación ya que al existir un impulso expontaneo de aceleración, el voltaje de salida del transductor sufre el mismo efecto y por consiguiente ambas formas de onda presentaran un comportamiento exponencial decreciente cuya frecuencia de oscilación fue a la cual se sintonizo el transductor (ver Figura 28). Cabe resaltar que a diferencia de los datos de la Figura 24, en donde los valores del voltaje a la salida del

transductor están bajo la condición de que ambos *waffer* están conectados en serie, doblando su voltaje, los experimentos llevados a cabo se realizaron con tan solo una *waffer*.

Por ultimo, a partir de este experimento se puede concluir que al tener voltajes mayores a  $V_{IN\_RISING}$  (4.04V), el condensador C1 del LTC-3588 (ver Figura 15) se cargara por encima de dicho voltaje haciendo que la fuente Buck del IC se active y por consiguiente es posible extraer energia producida por las vibraciones.

## 4.2 LTC 3588 – Load Switch

Debido a la aleatoriedad de la vibraciones, que en ultimas conlleva a tiempos largos en el momento de extraer energía de dicha fuente, fue necesario simular la salida del transductor piezoeléctrico mediante un generador sinusoidal junto a una resistencia serial, con el fin de limitar la corriente de salida y lograr emular correctamente la condiciones de voltaje y corriente del transductor. Durante todas las pruebas en las cuales está incluido el circuito LTC 3588, su entrada fue conectada a un generador con las siguientes características:  $V_{RMS} = 11\text{ VAC}$ ,  $f = 60\text{ Hz}$ ,  $R_s = 240\text{ k}\Omega$ ,  $I_{OUT\_MAX} = 64\text{ }\mu\text{A}$ .

En primera medida se realizaron mediciones sobre el circuito LTC-3588 junto al load switch TPS27082L, cuya salida está conectada a una carga de 10 ohms  $R_L = 10\text{ }\Omega$ . La justificación de este valor radica en que bajo esta condición la corriente de salida de este conjunto de circuitos es aproximadamente  $V_{OUT}/R_L = 180\text{ mA}$ , el cual se asemeja al valor máximo que ascenderá la corriente a la entrada BQ25504 cuando este no tiene MPPT, cuyo valor es de 200 mA.

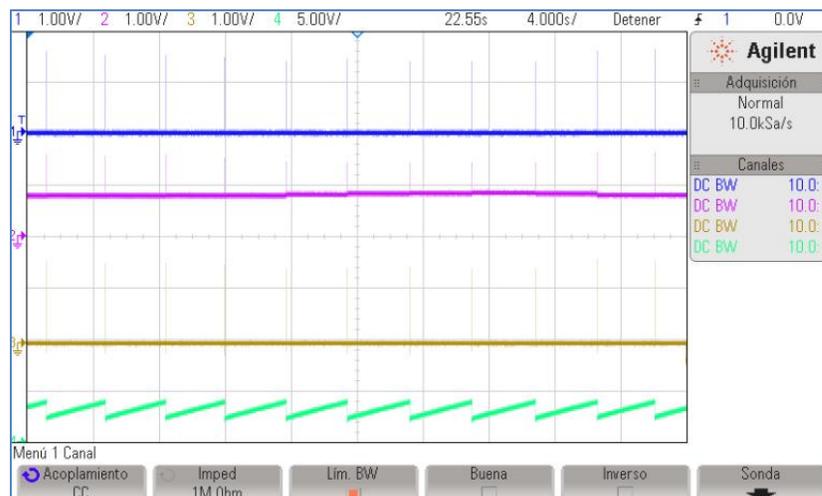


Figura 29. Formas de onda LTC 3588 – Load Switch; CH1 (Azul) → Vout Load Switch, CH2 (Morado) → Vout LTC 3588, CH3 (Café) → PGOOD, CH4 (Verde) → Vin LTC 3588

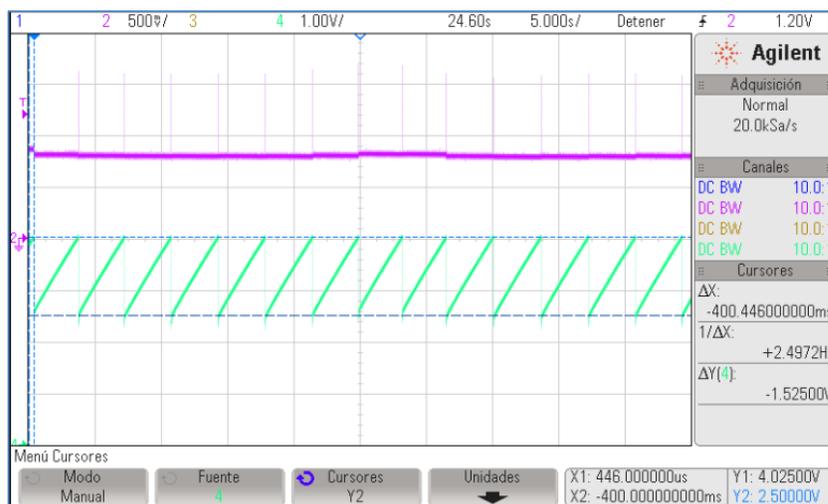


Figura 30. Voltajes de Threshold Vin; CH2 (Morado) → Vout LTC 3588 CH4 (Verde) → Vin LTC 3588

La Figura 29 y Figura 30 muestran el resultado de varios ciclos en los cuales cuando  $V_{IN\ LTC-3588}$  llega a voltaje de *threshold* en ascenso, 4.02 V, la fuente Buck del LTC-3588 empieza a conmutar regulando el voltaje de salida a 1.8 V a partir de  $V_{IN\ LTC-3588}$ , debido a la conmutación dicho voltaje desciende y cuando llega al voltaje de *threshold* en descenso, 2.5 V, el circuito queda deshabilitado esperando que a partir de la energía proveniente del transductor piezoeléctrico el voltaje  $V_{IN\ LTC-3588}$  vuelva ascender a 4.02 V.

Con el fin de tener en mejor detalle los intervalos de tiempo en los cuales la fuente se encuentra conmutando y causa que  $V_{IN\ LTC-3588}$  descienda, se tuvo un acercamiento a este tiempo, el cual se muestra en la Figura 31 y la Figura 32, y cuyo orden de sucesos es el siguiente:

1.  $V_{IN\ LTC-3588}$  asciende y llega al *threshold* de ascenso, 4.02
2. La fuente Buck es habilitada y mediante la energía proveniente del capacitor de entrada, lleva a  $V_{OUT\ LTC-3588}$  al voltaje de regulación seleccionado, 1.8 V.
3. Una vez en el punto de regulación, la señal PGOOD se pone en alto. Habilitando el load switch que conecta la salida del LTC3588 con la carga.
4. El voltaje en la carga  $V_{OUT\ switch}$ , asciende al valor de  $V_{OUT\ LTC-3588}$ , sin embargo lo realiza mediante un control de Slew Rate, el cual como muestra la Figura 32, es de  $\frac{1.643\ V}{80\ \mu s}$ . La razón de que el voltaje sea 1.64 V y no 1.8V es causa en gran medida por la caída de voltaje en la  $R_{DS\_ON}$  del load switch
5. Por último, la corriente demandada por la carga causa que  $V_{OUT\ LTC-3588}$  descienda, una vez este llegue al 92% del punto de regulación, 1.65 V, la señal PGOOD se pone en bajo, desconectando la carga del LTC3588, sin embargo dicha acción no es inmediata y provoca una mayor descarga del condensador de salida del LTC3588

Dicho proceso se repite cada vez que el voltaje en  $V_{IN\ LTC-3588}$  asciende al *threshold* a causa del voltaje de salida del transductor piezoeléctrico V25W, para estas pruebas del generador sinusoidal.

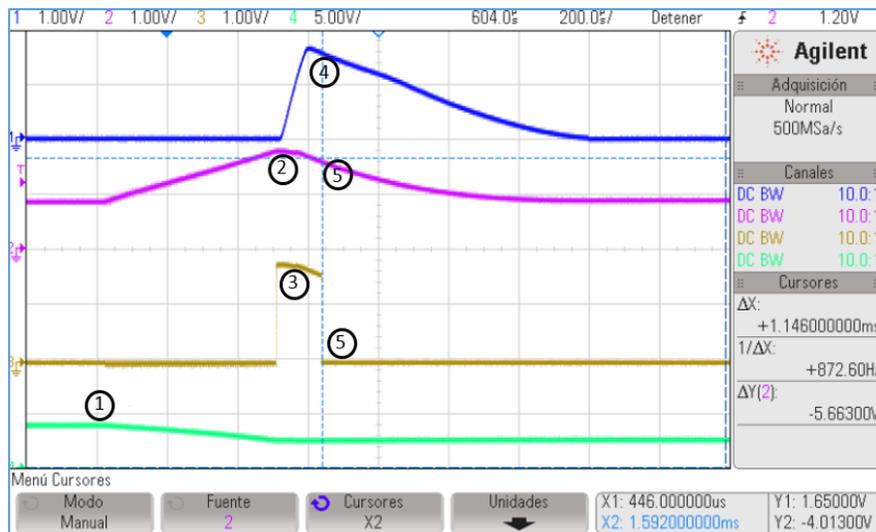


Figura 31. Momento de conmutación LTC3588; Tiempo PGOOD; 3588 – Load Switch; **CH1 (Azul) → Vout Load Switch**, **CH2 (Morado) → Vout LTC 3588**, **CH3 (Cafe) → PGOOD**, **CH4 (Verde) → Vin LTC 3588**

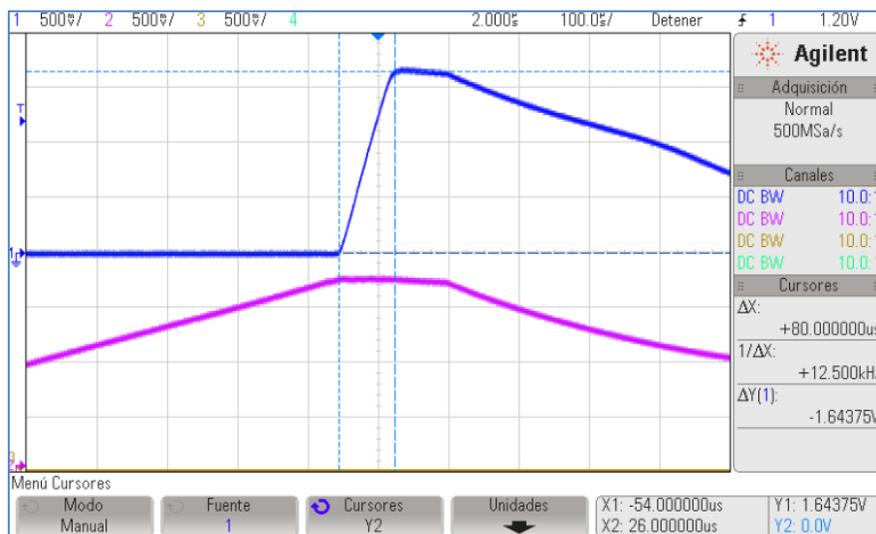


Figura 32. Control Slew Rate load switch; 3588 – Load Switch; **CH1 (Azul) → Vout Load Switch**, **CH2 (Morado) → Vout LTC 3588**

Adicionalmente mediante la Figura 33, se puede comprobar la histéresis presente en la Buck del circuito LTC-3588. Un vez la salida alcanza su voltaje de regulación 1.83 V, el circuito deja de conmutar y entra en estado *Sleep*, sin embargo un comparador está monitoreando constantemente la salida y una vez esta, a causa de la corriente demandada por la carga, cae 57 mV, el convertor Buck vuelve habilitarse intentando una vez más llegar a al punto de regulación. Este proceso continua hasta que  $V_{IN\ LTC-3588}$  disminuya por debajo del *threshold* de descenso, 2.5V.

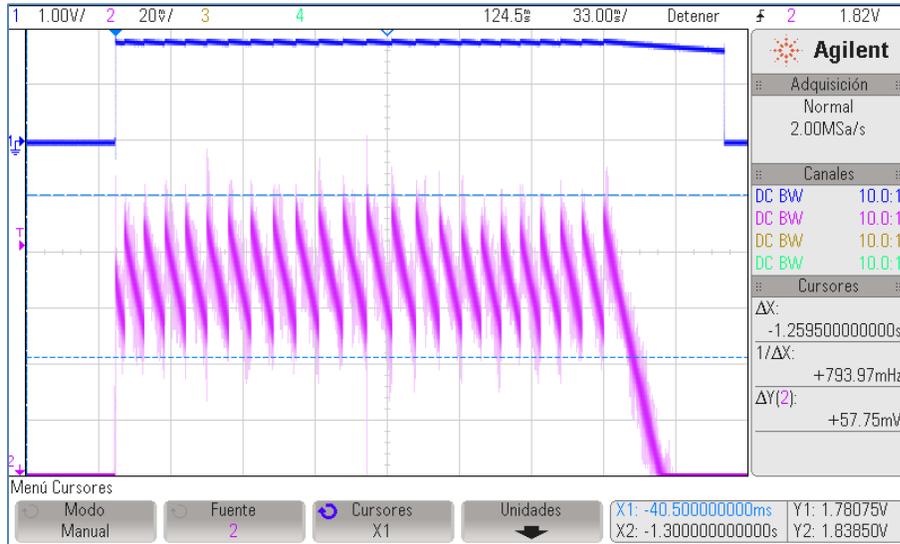


Figura 33. Histéresis LTC-3588 **CH1 (Azul) → PGOOD**, **CH2 (Morado) → Vout LTC 3588**

### 4.3 BQ25504 GENERADOR PIEZOELÉCTRICO

Una vez comprobado el perfecto funcionamiento del conjunto de circuitos que extraen energía de un transductor piezoeléctrico, se realizaron pruebas cuando este circuito está conectado a la entrada del BQ25504, el cual no tiene la característica MPPT y se encargara de tomar dicha energía para cargar las baterías. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

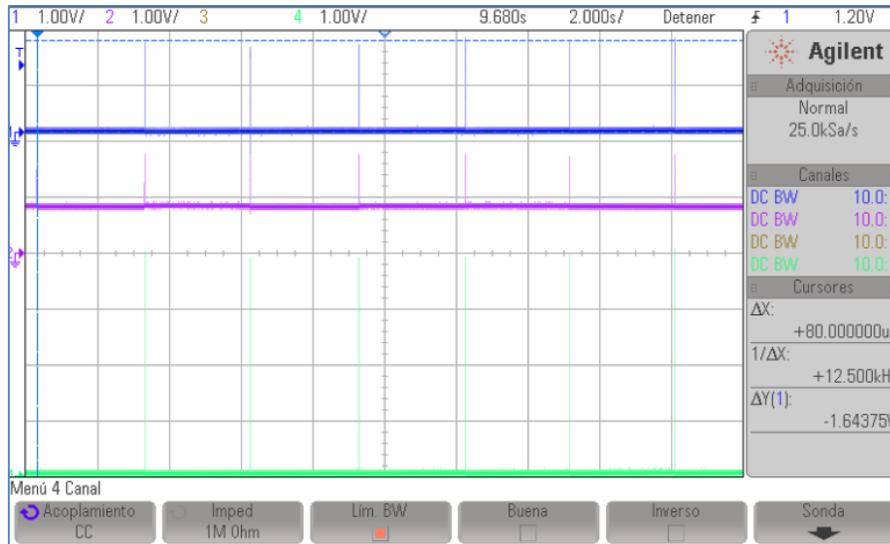


Figura 34 Formas de onda conexión LTC 3588 – Load Switch – BQ25504; **CH1 (Azul) → Vout Load Switch**, **CH2 (Morado) → Vout LTC 3588**, **CH4 (Verde) → V Phase BQ25504**

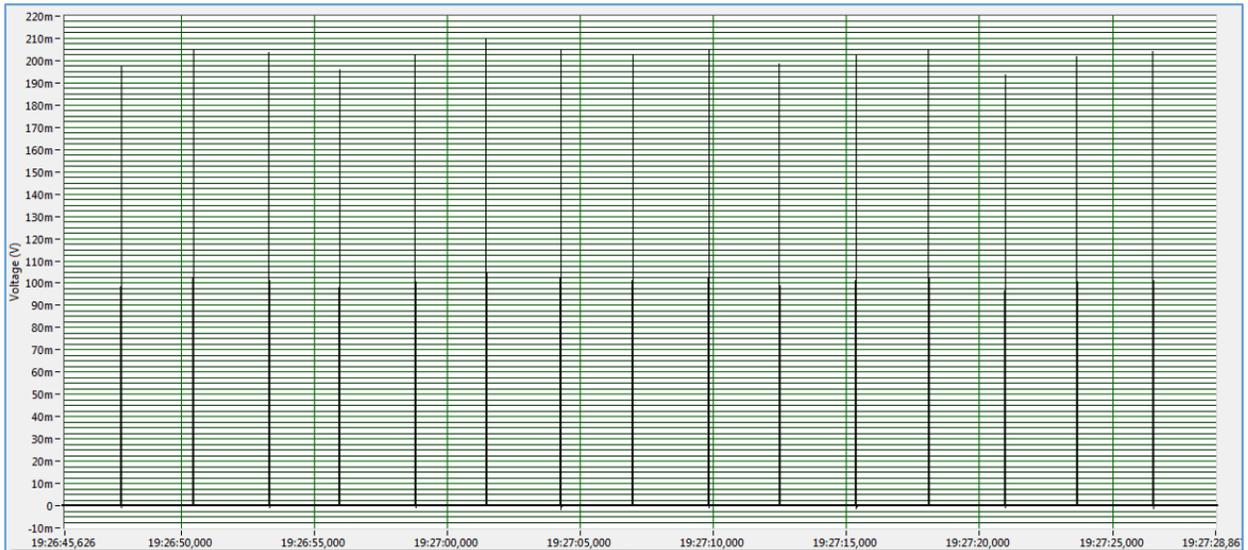


Figura 35. Forma de onda corriente de entrada BQ25504

En primer lugar las formas de onda de la figura Figura 34 pertenecientes al LTC-3588 permanecen igual en comparación a cuando la carga era netamente resistiva (Figura 29). Adicionalmente en el CH4 de esta grafica se observa  $V_{PHASE}$  el cual corresponde al nodo de conmutación de la fuente boost propia del BQ25504 (ver Figura 14), cuyo valor máximo ha de ser  $V_{STOR}$  el cual para esta prueba fue de 3.9 V aproximadamente. A partir de estos resultados se puede ver la relación que guardan las formas de onda del LTC-3588 con  $V_{PHASE}$ , en donde una vez  $V_{OUT\ LTC-3588}$  llega a su punto de regulación se inicia la conmutación del BQ25504

Por otro lado la Figura 35 muestra la forma de onda de corriente de entrada del BQ25504, la cual como se puede apreciar tiene un valor máximo de 200 mA, el cual es el valor esperado. La razón de que la forma de onda se produzca en pequeñas ‘rafagas’ radica en el comportamiento mismo del LTC 3588 el cual solo se conecta con la entrada del BQ25504 cuando llegua a su punto de regulación (1.8 V). Para la medición de esta forma de onda se utilizó el módulo de adquisición de Nacional Instruments USB-6211 [26], mediante el cual se midió el voltaje diferencial sobre una resistencia serial de 1Ω. Debido a la frecuencia de muestreo de dicho instrumento (125 KHz), no fue posible tener una gráfica más detallada.

Gráficas más detalladas de la conmutación en  $V_{PHASE}$  son apreciadas en la Figura 36

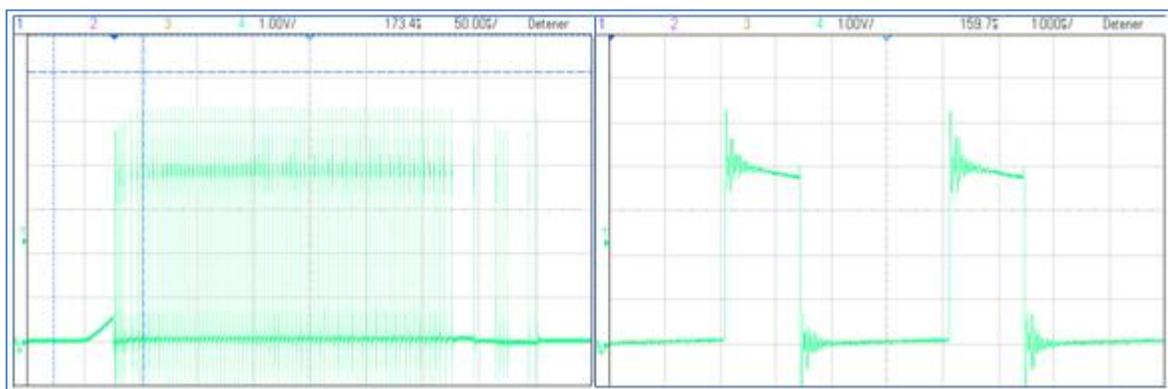


Figura 36. Conmutación BQ25504 Piezo.  $V_{PHASE}$

Una vez la salida del LTC-3588 es conectada a la entrada del BQ25504 mediante el load switch, este empieza a cargar CHVR, cuando este supera los ~250 mV, el cargador se enciende y la fuente Boost empieza a conmutar con el fin de transferir la energía de la entrada a la batería, el proceso continua hasta que el voltaje en la entrada decae hasta ~ 80mV, a causa de la descarga de condensador de salida del LTC3588 y el posterior aislamiento del mismo circuito.

La Figura 36 muestra el ciclo de conmutación de  $V_{PHASE}$ , el cual, remitiéndose al modelo de una fuente Boost, es el punto de intersección inductancia, MOSFET, diodo. Este punto durante un ciclo es tierra debido a que el MOSFET está conduciendo (resistiva) y durante la otra parte del ciclo es aproximadamente el voltaje de salida ( $V_{STOR}, V_{BAT}$ ), valores que concuerdan con la gráfica. Adicionalmente de la corriente sobre la inductancia puede ser calculado a partir de

$$I_L = \frac{1}{L} \int V_L dt = \frac{1}{L} (V_{IN} - V_{PHASE})(T1) = \frac{1}{22 \mu H} (1.634 V - 0 V)(2.8 \mu s) = 207 mA$$

Donde  $T1$  el tiempo en el cual  $V_{PHASE}$  es igual a 0V. Como se puede apreciar el valor máximo al cual llega la corriente es de 207 mA.

#### 4.4 BQ25504 PANEL SOLAR

Las siguientes graficas corresponden a mediciones realizadas sobre el BQ25504 correspondiente a la etapa de adquisición de energía solar.

En primer lugar, se realizó la medición de voltaje sobre el pin LBST del BQ25504, a este voltaje se le dio el nombre de  $V_{PHASE}$ . La radiación solar durante estas medidas fue de  $43 W/m^2$  y la forma de onda obtenida se muestra en la Figura 37 :

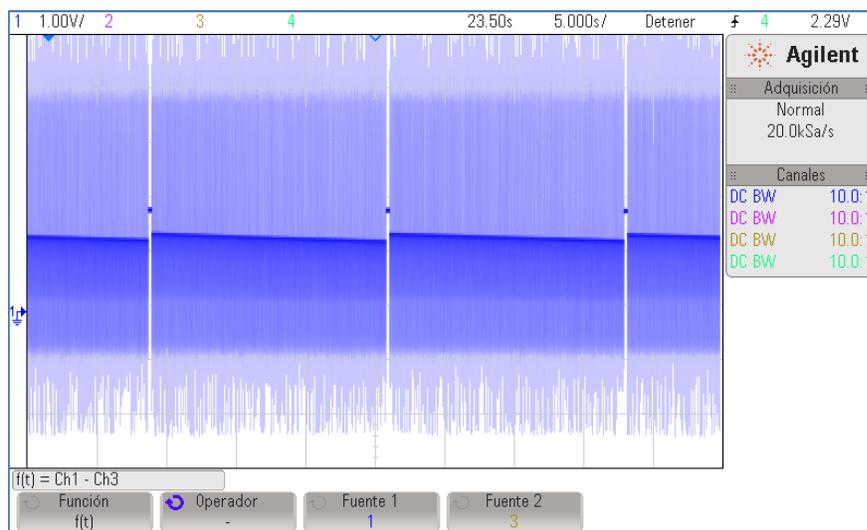


Figura 37. Forma de onda  $V_{PHASE}$

En esta imagen se observa tres instantes de tiempo donde la fuente detiene su funcionamiento. En cada uno de ellos se toma una muestra del voltaje a circuito abierto del panel solar para la operación del circuito MPPT, en este caso el valor del voltaje a circuito abierto es de aproximadamente 1.8 V, esto se produjo cada 16 segundos tal como se esperaba. La conmutación observada en la imagen corresponde al funcionamiento de la boost, el valor del voltaje durante este tiempo corresponde a aproximadamente el 80% del voltaje a circuito abierto, es decir 1.4 V debido al MPPT. Sin embargo, se observa que a medida que pasa el tiempo este voltaje decae lentamente debido a las pérdidas del condensador  $C_{REF}$ .

El comportamiento del circuito encargado de realizar el MPPT a cambios de intensidad lumínica se aprecia en la Figura 38. Se puede observar instantes de tiempo en los cuales se presenta un salto de voltaje el cual es producido cada 16 segundos para tomar una muestra nueva del  $V_{OC}$ , la cual es diferente a la anterior debido a cambios en la radiación solar. Además el circuito regula la entrada a  $0.8 V_{OC}$ , el cual al ser el punto de máxima potencia en una celda solar asegura la máxima eficiencia del circuito.

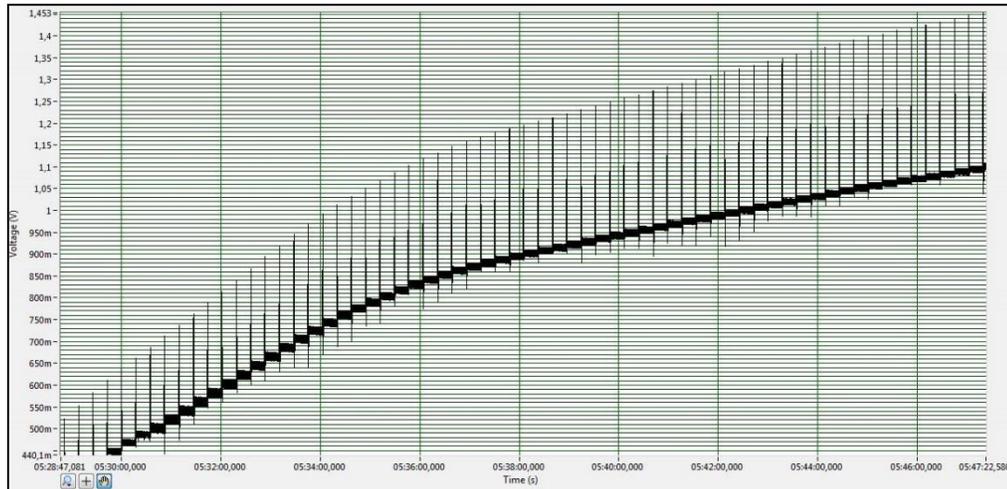


Figura 38. Comportamiento MPPT

Tiempo después se obtuvieron las siguientes formas de onda mostradas en la Figura 39, sin embargo la radiación durante estas medidas disminuyó a  $16 W/m^2$  :

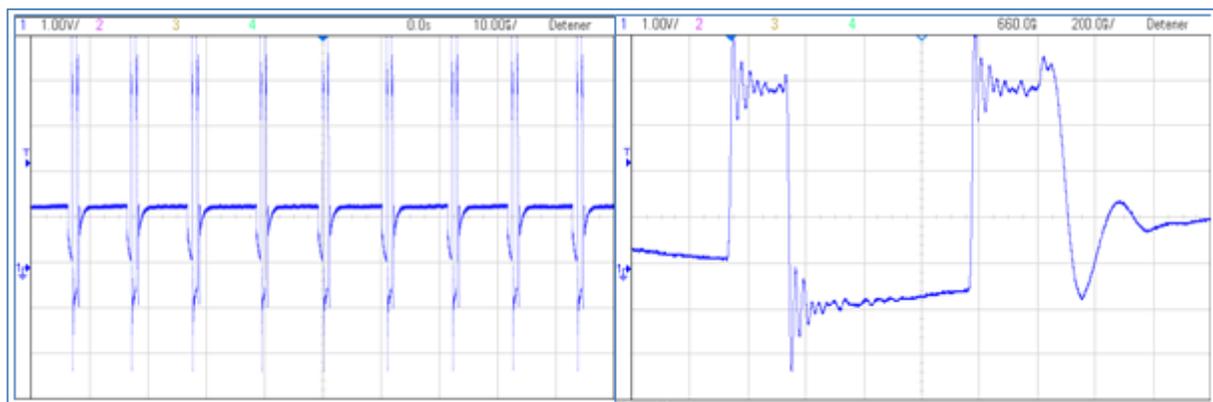


Figura 39.  $V_{PHASE}$  BQ25504 Panel Solar

Estas imágenes muestran con mayor detalle la conmutación de la fuente, el valor alto corresponde al voltaje en el pin  $V_{STOR}$  ya que el MOSFET propio de la fuente que conecta el pin LBST con el pin  $V_{STOR}$  esta en condición resistiva durante este tiempo. Por otro lado, el valor mínimo corresponde a 0 V ya que durante este tiempo el MOSFET en condición resistiva es el que conecta el pin LBST con tierra. El valor final de 1 V en el cual se estabiliza, corresponde al valor de  $V_{IN}$  ya que en ese momento la fuente deja de conmutar hasta que  $V_{IN}$  supere de nuevo el  $V_{OCSAMP}$ .

Como se mencionó anteriormente la fuente detiene su funcionamiento cada 16 segundos para tomar una muestra del voltaje a circuito abierto del panel, esto lo hace durante 256 ms, como lo muestra la Figura 40.

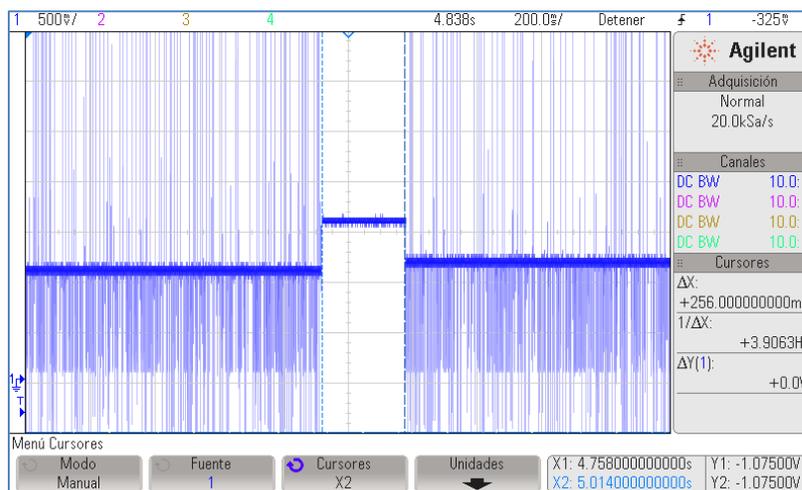


Figura 40. Tiempo de muestreo del voltaje a circuito abierto del panel solar

La Figura 41 muestra la medición realizada en el pin VRDIV. El valor del primer pulso el cual es de 3.4 V corresponde al valor de  $V_{STOR}$ , ya que en primer lugar este nodo se conecta a  $V_{STOR}$  y luego genera un voltaje de referencia para VBAT\_OV, VBAT\_UV y VBAT\_OK por un corto periodo de tiempo, en este caso este valor es de 2 V. Luego el valor del divisor de cada pin es muestreado y comparado con  $V_{BIAS}$ . Este proceso lo realiza aproximadamente cada 66 ms.

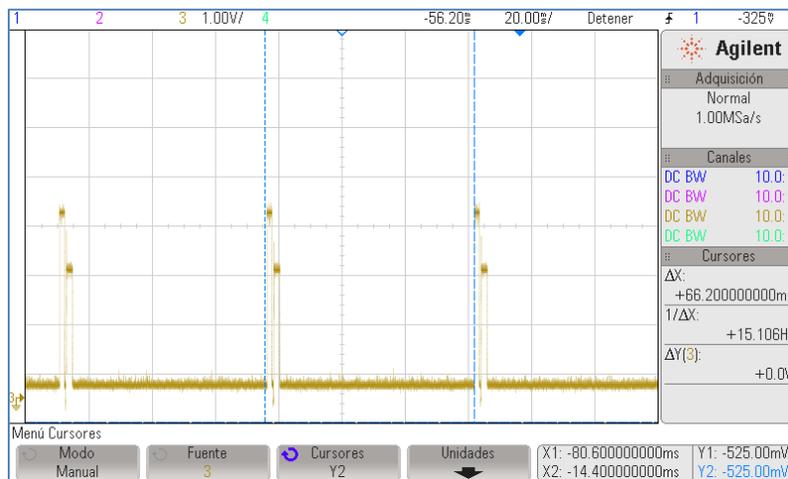


Figura 41. Forma de onda VRDIV

Posteriormente, se realizaron pruebas a esta etapa simulando la batería con una fuente de laboratorio, siguiendo el esquema mostrado en la Figura 42, con un valor de R1 de 10 Ω. De este modo es posible observar con detalle el funcionamiento del BQ25504 con relación al voltaje de la batería.

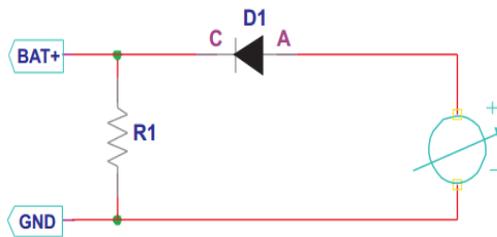


Figura 42. Circuito batería simulada

Por lo tanto para observar el valor real del voltaje  $V_{OV}$  se aumentó el voltaje de la fuente como lo muestra la Figura 43, hasta observar que la conmutación de  $V_{PHASE}$  se detenía. Luego, se disminuyó hasta observar que  $V_{PHASE}$  volviera a conmutar.

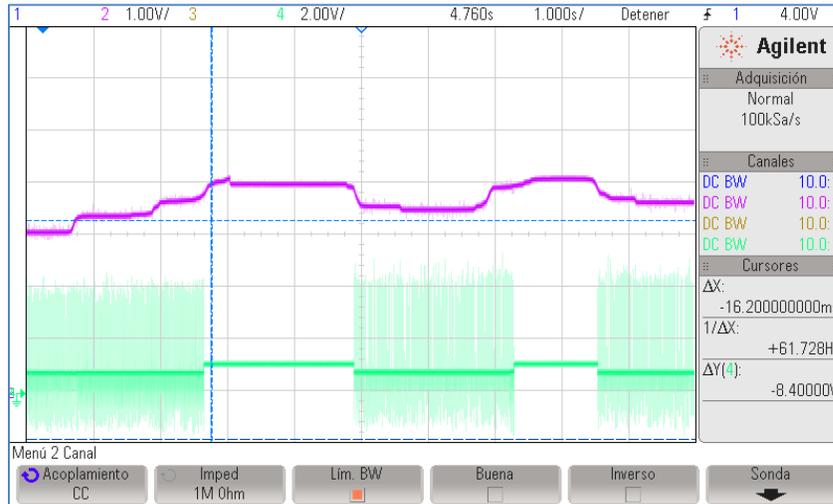


Figura 43. Formas de onda  $V_{OV}$ . CH2 (Morado)  $\rightarrow V_{STOR}$ , CH4 (Verde)  $\rightarrow V_{Phase}$ , con batería simulada.

El valor de  $V_{OV}$  presenta una histéresis, ya que es diferente cuando el voltaje de  $V_{STOR}$  asciende y cuando desciende. Esto se observa con más detalle en la Figura 44, donde se muestra un acercamiento de la transición ascendente y descendente respectivamente. El valor resultante de  $V_{OV}$  cuando  $V_{STOR}$  está ascendiendo es de 4.01 V. Por otro lado cuando  $V_{STOR}$  está descendiendo el valor de  $V_{OV}$  es de 3.52 V.

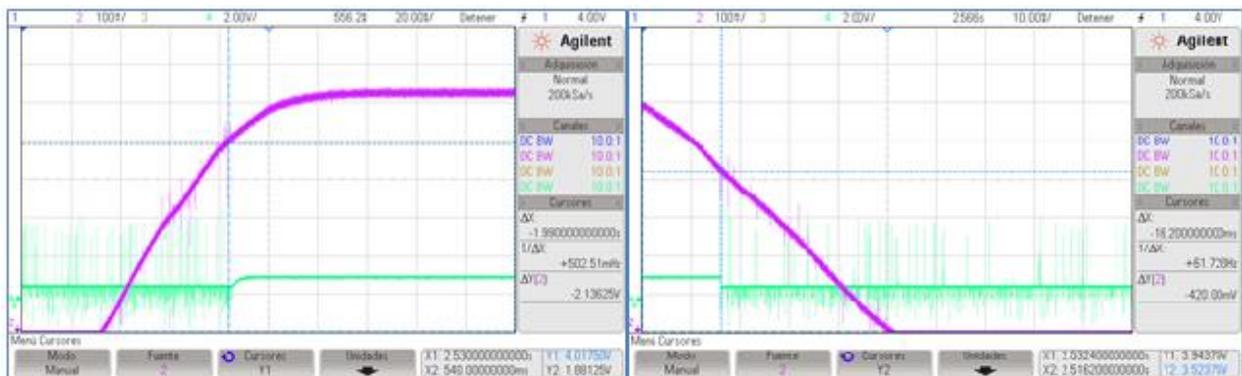


Figura 44. Formas de onda  $V_{OV}$  ascendente (Izquierda) descendente (Derecha). CH2 (Morado)  $\rightarrow V_{STOR}$ , CH4 (Verde)  $\rightarrow V_{Phase}$ , con batería simulada.

Para observar el valor real del voltaje  $V_{UV}$ , se comenzó la prueba con un voltaje superior exactamente de 3.6 V, a partir de este valor se comenzó a disminuir el voltaje y se observó que cuando  $V_{STOR}$  llegaba a un valor de 2.7 V que corresponde al valor de  $V_{UV}$ , suceden dos cosas:

1.  $V_{STOR}$  deja de seguir el voltaje en  $V_{BAT}$  debido a que se llega al valor de  $V_{UV}$  y por lo tanto el MOSFET entre estos dos pines entra en corte. A partir de este momento, el voltaje de  $V_{STOR}$  es 0.7 V mayor a  $V_{BAT}$  en consecuencia del *body diode* propio del MOSFET.
2. La señal de  $V_{BAT\_OK}$  baja a un valor de cero, ya que esta fue ajustada en un valor igual al de  $V_{UV}$ .

Lo anterior se observa en la Figura 45. Al final de esta imagen también se observa que cuando  $V_{STOR}$  cae por debajo de 1.7 V ( $CH_{EN}$ ) la conmutación cambia ya que la boost principal deja de funcionar y comienza

a actuar la boost no regulada del subsistema de cold-start, la cual intenta cargar  $C_{STOR}$  a partir de la energía obtenida del panel.

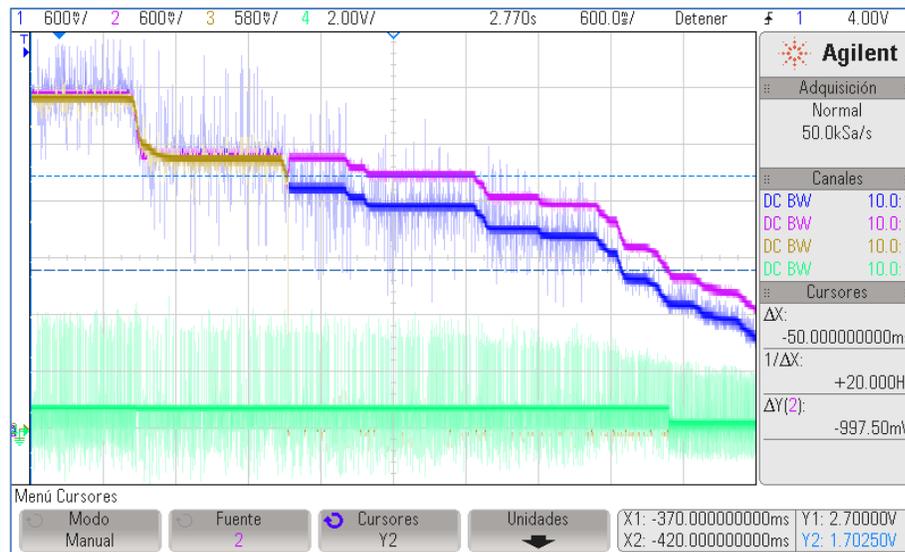


Figura 45. Formas de onda BQ25504  $V_{UV}$ ; CH1 (Azul)  $\rightarrow V_{BAT}$ , CH2 (Morado)  $\rightarrow V_{STOR}$ , CH3 (Cafe)  $\rightarrow V_{BAT\_OK}$ , CH4 (Verde)  $\rightarrow V_{Phase}$ . Con batería simulada

## 4.5 EFICIENCIA DEL CIRCUITO DE ENERGY HARVESTING

### 4.5.1 EFICIENCIA BAJO CONDICIONES CONTROLADAS

Con el objetivo de obtener la eficiencia del conjunto de circuitos encargados de extraer energía proveniente del ambiente, se procedió en primera medida a emular los valores de corriente y/o voltaje de cada uno de los transductores seleccionados por medio de fuentes de laboratorio.

Para el caso particular del circuito integrado BQ25504 que hace parte de la adquisición de energía solar, fue necesario tener en cuenta que a diferencia de una fuente convencional DC/DC, en donde se regula el voltaje de salida, su objetivo principal es el de regular el voltaje de entrada a un nivel predeterminado establecido por el MPPT. Por ende fue necesario conectar una resistencia entre el voltaje de la fuente ( $V_{PS}$ ) y el pin  $V_{IN\_DC}$  ( $V_{IN}$ ), con el fin de poder observar como el voltaje en el pin es regulado a  $0.77 V_{PS}$ . Adicionalmente se emuló la batería con el circuito de la Figura 42 y en el pin  $V_{STOR}$  Por último, se ubicó una carga de  $16.2\text{ k}\Omega$  que consumiera aproximadamente la corriente esperada cuando el nodo está en *Sleep*. Finalmente, además de medir  $V_{PS}$  y  $V_{IN}$  se midió la corriente de la batería ( $I_{BAT}$ ) y la corriente de la carga ( $I_{LOAD}$ ), con esto se obtiene la corriente del pin  $V_{STOR}$ , la cual equivale a ( $I_{STOR} = I_{BAT} + I_{LOAD}$ ).

Todas las mediciones se realizaron con el módulo de adquisición USB-6211 de National Instruments [26] y los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Tabla 4. Eficiencia BQ25504 (Panel) bajo condiciones controladas ( $V_{STOR} = 3.6$  V)

$V_{PS}$	$V_{IN}$	$I_{IN}$	$V_{STOR}$	$I_{BAT}$	$I_{LOAD}$	$I_{STOR}$	Eficiencia $\eta$
0.51	0.385	0.01127	<b>3.65</b>	7.42E-04	2.25E-04	9.67E-04	81.3457173
0.75	0.566	0.01723	<b>3.65</b>	0.00181	2.25E-04	2.04E-03	76.1650216
1.06	0.805	0.023087	<b>3.64</b>	0.00377	2.25E-04	4.00E-03	78.2446737
1.26	0.963	0.02708	<b>3.65</b>	0.00547	2.25E-04	5.70E-03	79.7097865
1.5	1.148	0.0326	<b>3.66</b>	0.00807	2.25E-04	8.30E-03	81.1218764
1.75	1.325	0.0397	<b>3.66</b>	0.0121	2.25E-04	1.23E-02	85.7554299
2.06	1.545	0.045	<b>3.65</b>	0.01702	2.25E-04	1.72E-02	90.5346997
2.26	1.72	0.0509	<b>3.65</b>	0.02021	2.25E-04	2.04E-02	85.1964065
2.51	1.881	0.057	<b>3.65</b>	0.0223	2.25E-04	2.25E-02	76.6821027

Tabla 5. Eficiencia BQ25504 (Panel) bajo condiciones controladas ( $V_{STOR} = 3.2$ )

$V_{PS}$	$V_{IN}$	$I_{IN}$	$V_{STOR}$	$I_{BAT}$	$I_{LOAD}$	$I_{STOR}$	Eficiencia $\eta$
0.51	0.387	0.0115	<b>3.2</b>	8.50E-04	1.97E-04	1.05E-03	75.2814291
0.753	0.569	0.01699	<b>3.22</b>	0.00202	1.97E-04	2.22E-03	73.84412
1.01	0.7726	0.022	<b>3.22</b>	0.00402	1.97E-04	4.22E-03	79.8880992
1.26	0.967	0.027	<b>3.25</b>	0.00641	1.97E-04	6.61E-03	82.2427132
1.507	1.151	0.0327	<b>3.26</b>	0.00972	1.97E-04	9.92E-03	85.8963752
1.744	1.31	0.038	<b>3.22</b>	0.0125	1.97E-04	1.27E-02	82.1300522
2.076	1.556	0.047	<b>3.22</b>	0.0172	1.97E-04	1.74E-02	76.5989444
2.265	1.696	0.053	<b>3.23</b>	0.02	1.97E-04	2.02E-02	72.5751046
2.65	1.97	0.0617	<b>3.21</b>	0.027	1.97E-04	2.72E-02	71.8248361

Para el caso del circuito BQ25504 conectado a la salida del LTC-3588 más Load Switch las mediciones fueron las mismas, sin embargo el análisis fue diferente. Primero, no hay necesidad de controlar el voltaje de entrada, ya que como el LTC 3588 regula su voltaje de salida a 1.8V no existen más pruebas controladas que emular, de igual forma al estar deshabilitada la característica del MPPT no existe regulación de voltaje de entrada y por lo tanto no necesita la resistencia entre la fuente y el pin VIN\_DC. Las tablas a continuación muestran los resultados obtenidos de la prueba

Tabla 6. Eficiencia BQ25504 (Piezo) bajo condiciones controladas ( $V_{STOR} = 3.6$ )

$V_{IN}$	$I_{IN}$	$V_{STOR}$	$I_{BAT}$	$I_{LOAD}$	$I_{STOR}$	Eficiencia $\eta$
1.8	0.102	<b>3.59</b>	0.043	2.22E-04	0.043222	84.5136057
1.7	0.1	<b>3.59</b>	0.0375	2.22E-04	0.037722	79.6599882
1.6	0.102	<b>3.62</b>	0.0351	2.23E-04	0.035323	78.3512623

Tabla 7. Eficiencia BQ25504 (Piezo) bajo condiciones controladas ( $V_{STOR} = 3.2$ )

$V_{IN}$	$I_{IN}$	$V_{STOR}$	$I_{BAT}$	$I_{LOAD}$	$I_{STOR}$	Eficiencia $\eta$
1.8	0.1	<b>3.21</b>	0.04379	1.97E-04	0.043987	78.4434833
1.7	0.099	<b>3.2</b>	0.04179	1.97E-04	0.041987	79.8326797
1.6	0.1	<b>3.2</b>	0.03918	1.97E-04	0.039377	78.754

#### 4.5.2 EFICIENCIA CON TRANSDUCTORES

El procedimiento para obtener la eficiencia de los circuitos funcionando con los transductores seleccionados consistió en cambiar la fuente de laboratorio por el panel solar y el piezoeléctrico en los circuitos correspondientes y realizar las mismas mediciones descritas en el numeral anterior. Para el caso del BQ25504 correspondiente a la etapa de adquisición de la energía solar se añadió la medición de la radiación solar realizada junto al panel solar y los datos obtenidos de la eficiencia de este circuito se ilustran en la siguiente tabla:

Tabla 8. Eficiencia BQ25504 (Panel) a diferentes valores de radiación.

Radiación	$V_{IN}$	$I_{IN}$	$V_{STOR}$	$I_{BAT}$	$I_{LOAD}$	$I_{STOR}$	Eficiencia $\eta$
1153 $W/m^2$	2.378	0.017428	3.89	8.83E-03	3.70E-05	8.86E-03	83.19935
676 $W/m^2$	2.2094	0.009651	3.909	4.92E-03	3.70E-05	4.96E-03	90.88915
514 $W/m^2$	2.134	0.012388	3.899	5.77E-03	3.70E-05	5.80E-03	85.60222
388 $W/m^2$	1.946	0.01685	3.88	6.75E-03	3.70E-05	6.79E-03	80.34498
226 $W/m^2$	1.762	0.014705	3.88	5.42E-03	3.70E-05	5.46E-03	81.73241

Por otro lado, debido a que tanto en las pruebas controladas como cuando los transductores están conectados, la entrada del BQ25504 conectado a la salida del LTC3588 tiene un voltaje regulado de 1.8V, no hay diferencia alguna entre las dos condiciones.

De igual forma, dado el funcionamiento del LTC 3588, en donde el objetivo principal es cargar el condensador ubicado en  $V_{IN}$  al voltaje de umbral  $V_{IN\_RISING}$ , para luego a partir de esta energía llegar a regulación, no existe diferencia en la eficiencia cuando este condensador se carga mediante un generador de señales o mediante el V25W. Bajo estas circunstancias la eficiencia del circuito puede ser calculada a partir de la siguiente formula

$$P_{LOAD} T_{LOAD} = \eta \frac{1}{2} C (V_{IN\_RISING}^2 - V_{IN\_FALLING}^2)$$

Para calcular la energía de salida, se tomaron datos de la forma de onda del voltaje a la salida del Load Switch, a partir de este dato, y teniendo en cuenta que la corriente demandada por el BQ25504 sin MPPT la cual es de 100 mA en promedio, se puede obtener la energía a partir del área bajo la curva ( $E = \int P dt$ ).

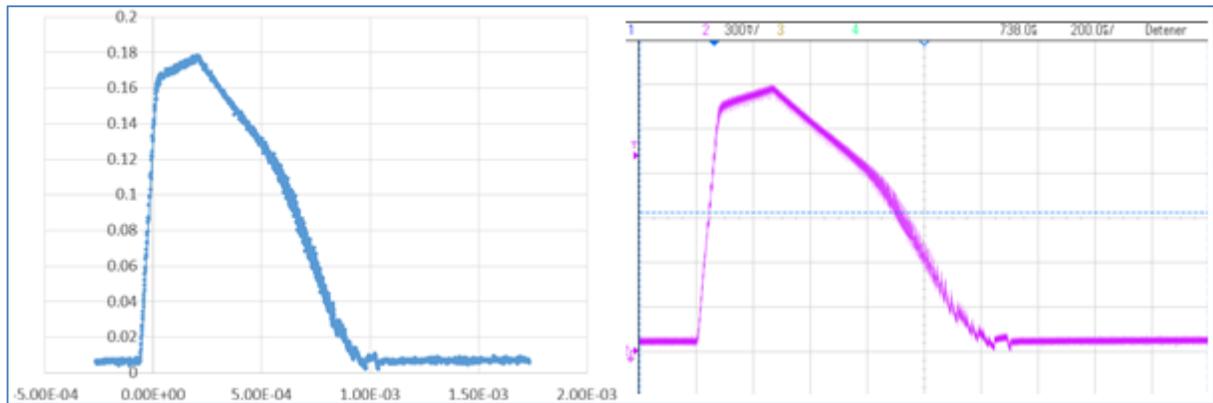


Figura 46. Potencia Carga – Voltaje Carga. LTC3588 y Load Switch.

A partir de estos datos la eficiencia es del  $\eta = \frac{120.71 \mu J}{190 \mu J} = 63 \%$ . Sin embargo, cabe resaltar que adicionalmente a la energía suministrada a la carga, un gran porcentaje de la energía de entrada es utilizada para cargar el condensador de salida y llegar al punto de regulación. De igual manera la  $R_{DS\_ON}$  del load switch mas la resistencia de control de slew rate, suman perdidas en el proceso de transferencia de energía.

#### 4.6 CONSUMO DE CORRIENTE DEL NODO

Para realizar las mediciones del consumo de corriente del nodo sensor, se implementó una resistencia de 1  $\Omega$  en serie con la conexión al pin positivo de la salida del circuito de Energy Harvesting. Sobre esta resistencia se realizó la conexión del módulo de adquisición NI USB-6211 de National Instruments [26] para poder adquirir una señal de voltaje equivalente a la corriente consumida por el nodo. La señal se

adquirió diferencialmente y el rango de entrada del módulo se configuro en  $\pm 0.2$  V para adquirir la señal con la mejor resolución posible la cual nominalmente es de  $6.4 \mu V$  en este rango.

Las formas de onda obtenidas para un periodo de transmisión de 1 segundo y de 20 segundos se pueden observar en la Figura 47

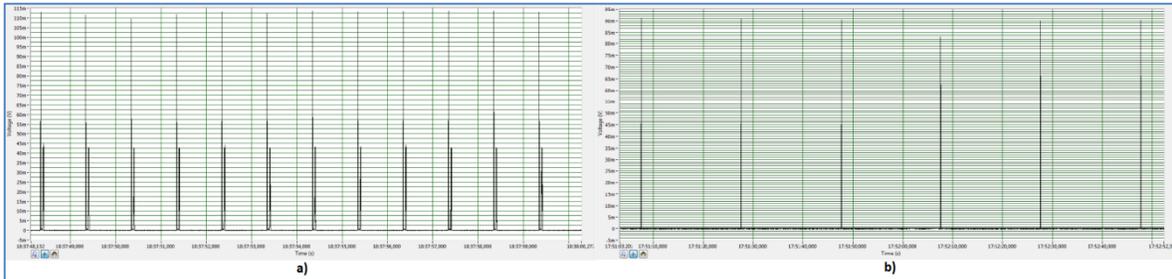


Figura 47. (a) Forma de onda corriente periodo muestreo 1s. (b) Forma de corriente periodo de muestreo 20s

A partir de las formas de onda obtenidas se obtuvo la corriente promedio para cada uno de los casos. La corriente promedio a un periodo de transmisión de 1 segundo se obtuvo durante una ventana de 10 segundos como se muestra en la Figura 48. la corriente promedio resultante es de  $773.75 \mu A$ .

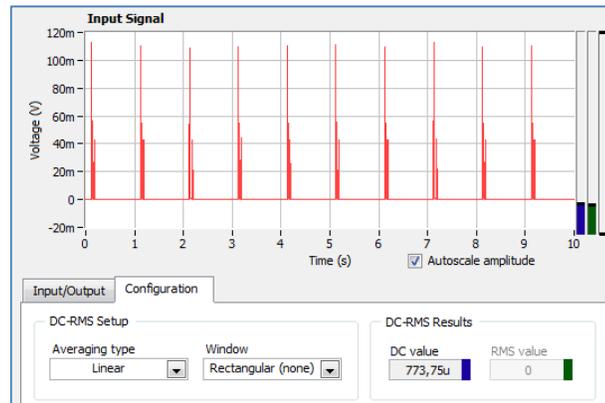


Figura 48. Corriente promedio periodo de transmisión 1s

Debido a la limitación en la tasa de muestreo del módulo junto a la memoria para almacenar muestras, para un periodo de 5 segundos o superior, fue necesario inicialmente obtener el promedio en modo activo del nodo durante una ventana de 1 segundo cuyo valor obtenido fue de  $777.44 \mu A$ . En segunda instancia se obtuvo el promedio del sensor en modo inactivo durante una ventana del mismo tiempo y el valor obtenido fue de  $37 \mu A$ . Con estos valores es posible calcular el consumo de corriente promedio durante los periodos de 5, 10 y 20 segundos. El cálculo para este último se realiza mediante la siguiente formula:

$$\left(\frac{1}{20}\right) 777.44 \mu A + \left(\frac{19}{20}\right) 37 \mu A = 74.02 \mu A$$

Por lo tanto la corriente promedio a un periodo de 20 segundos es de  $74.02 \mu A$ .

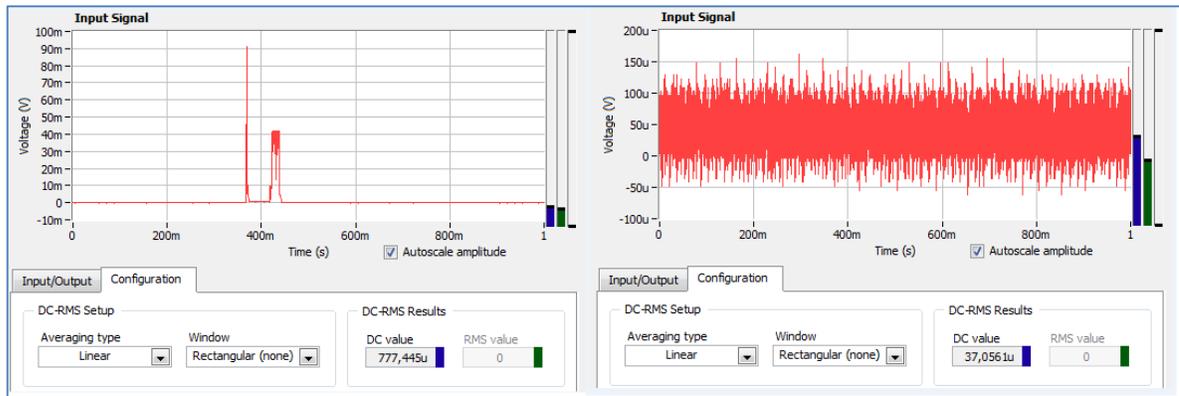


Figura 49. Consumo promedio periodo de transmisión 20s

A partir de los valores obtenidos de las mediciones del consumo de corriente para cada caso y siguiendo el mismo procedimiento descrito a un periodo de 20 segundos para los periodos de 10 y de 5 segundos. Se puede obtener la siguiente tabla resumida del consumo de corriente y potencia promedio para los diferentes casos de periodo de transmisión

Tabla 9. Consumo de corriente y potencia promedio del nodo a periodo de 1 segundo y 20 segundos.

Periodo (s)	Corriente promedio ( $\mu\text{A}$ )	Potencia promedio (mW)
1	773.75	2.55
5	185.08	0.61
10	111.04	0.366
20	74.02	0.244

También, a partir de la Figura 50 se obtuvo que el tiempo que dura el nodo en modo activo es aproximadamente 73.86 ms. Sin embargo, el consumo máximo del nodo el cual es de 42 mA se presenta durante la transmisión de los datos, la cual dura cerca de 14.33 ms. Además en la Figura 51 (b), se muestran las señales de *Sleep Request* y *On/Off* del Xbee junto con la señal de corriente en modo activo del sensor, en esta imagen se observa con claridad que el Xbee se activa un tiempo después de que la señal de *Sleep Request* se activa. También se observa que al desactivar *Sleep Request* el Xbee no se apaga hasta que pasan 15 ms en los cuales el Xbee termina el proceso de transmisión y espera por un paquete enviado por el coordinador, si lo hay.

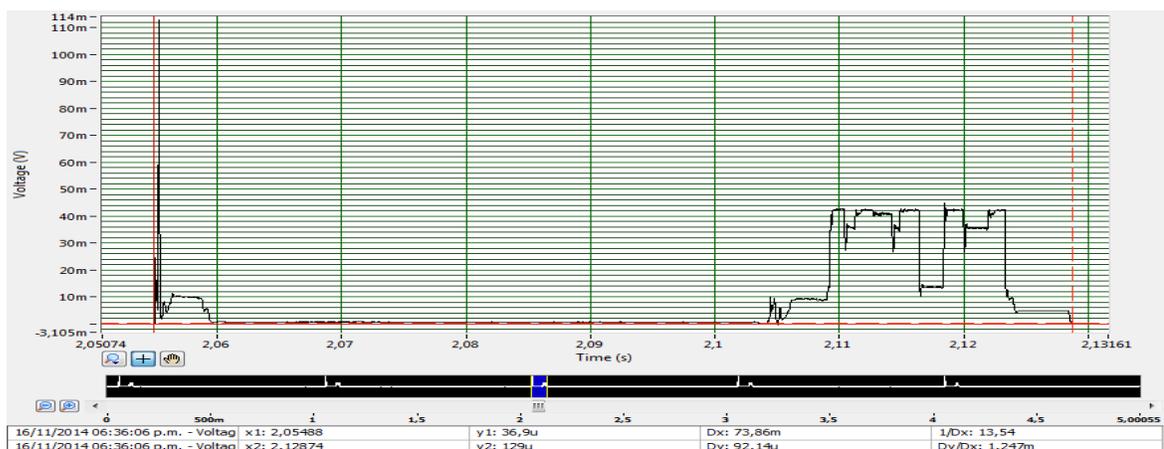


Figura 50. Tiempo de duración del nodo en modo activo

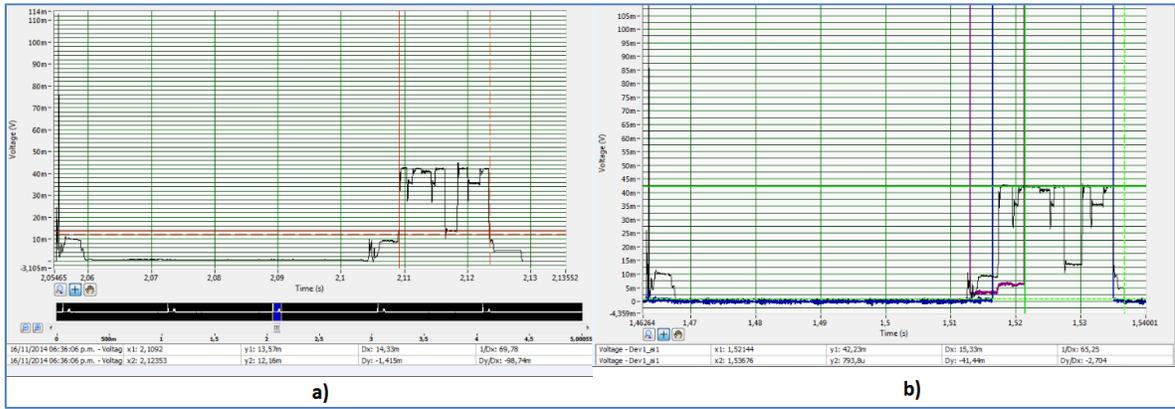


Figura 51. (a) Tiempo consumo máximo del nodo. (b) Consumo del nodo, *Sleep Request, On/Off*

#### 4.7 VOLTAJE Y CORRIENTE SOBRE LA BATERÍA

Partiendo de los resultados del punto anterior en donde el consumo de corriente para periodos de transmisión de 1 s y 20 s fue de  $773 \mu A$  y  $74.3 \mu A$  respectivamente. Se puede hacer una aproximación del ciclo de vida del nodo asumiendo que no se carga en ningún momento a partir de los siguientes cálculos:

$$T = \frac{C}{I} = \frac{950 \text{ mAh}}{773 \mu A} = 1,229 \text{ h} = 51 \text{ dias} \quad T = \frac{C}{I} = \frac{950 \text{ mAh}}{74.3 \mu A} = 12,786 \text{ h} = 532 \text{ dias}$$

Sin embargo con el fin de tener un sensor perpetuo, sin la necesidad de realizar cambio de la batería en algún momento, se debe verificar que la batería se cargue a partir de la energía recolectada del ambiente. Como bien se explicó, el circuito BQ25504 toma la energía de entrada (Panel solar, 1.8V LTC 3588), y la usa para cargar el elemento de almacenamiento ubicado en el pin VBAT. La Figura 52 muestra la forma de onda de corriente sobre la batería. Se observa como cada segundo el nodo se enciende, y la corriente demandada por este es suministrada completamente por la batería, por otro lado, cuando el nodo está en modo de bajo consumo la corriente demanda es suministrada por el BQ25504, el cual a su vez suministra la corriente restante a la batería.

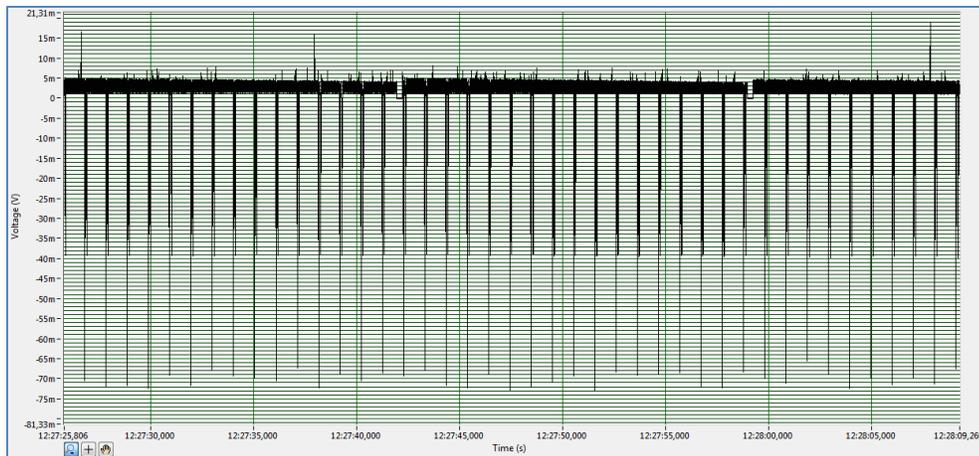


Figura 52. Corriente batería a un periodo de 1 segundo (Radiación  $140 \text{ W}/\text{m}^2$ )

Igualmente es posible verificar como el sistema es complementario a la hora de cargar la batería. Partiendo de la Figura 52 y Figura 53 se puede apreciar que cuando el BQ25504 asociado al V25W conmuta, el valor de la corriente sobre la batería presenta un pico más notorio. La razón de que dicho valor sea ligeramente

superior radica que este circuito al conmutar regula la corriente de su entrada a  $100\text{ mA}$  debido a que esta deshabilitado el MPPT, y por lo tanto aumenta la corriente de su salida en un pequeño instante de tiempo. De igual forma el valor de la corriente en los otros instantes de tiempo es dependiente de las características ambientales de radiación solar, dado que a mayor radiación mayor es la corriente del panel.

Cabe aclarar que en los instantes de tiempo cuando la corriente toma el valor de  $0\text{ mA}$ , es cuando el BQ25504 asociado al panel solar esta realizando el calculo de  $V_{OC}$ , y deshabilita por completo el cargador.

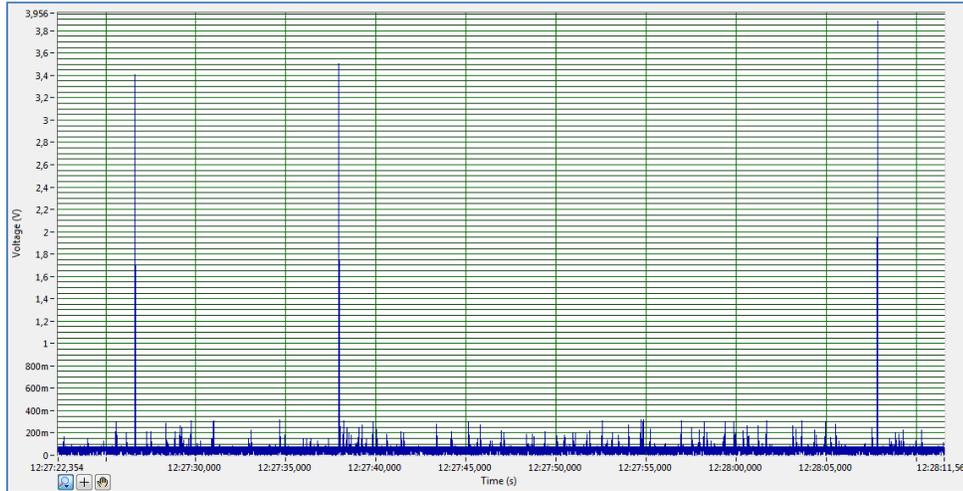


Figura 53.  $V_{PHASE}$  BQ25504 Piezoeléctrico

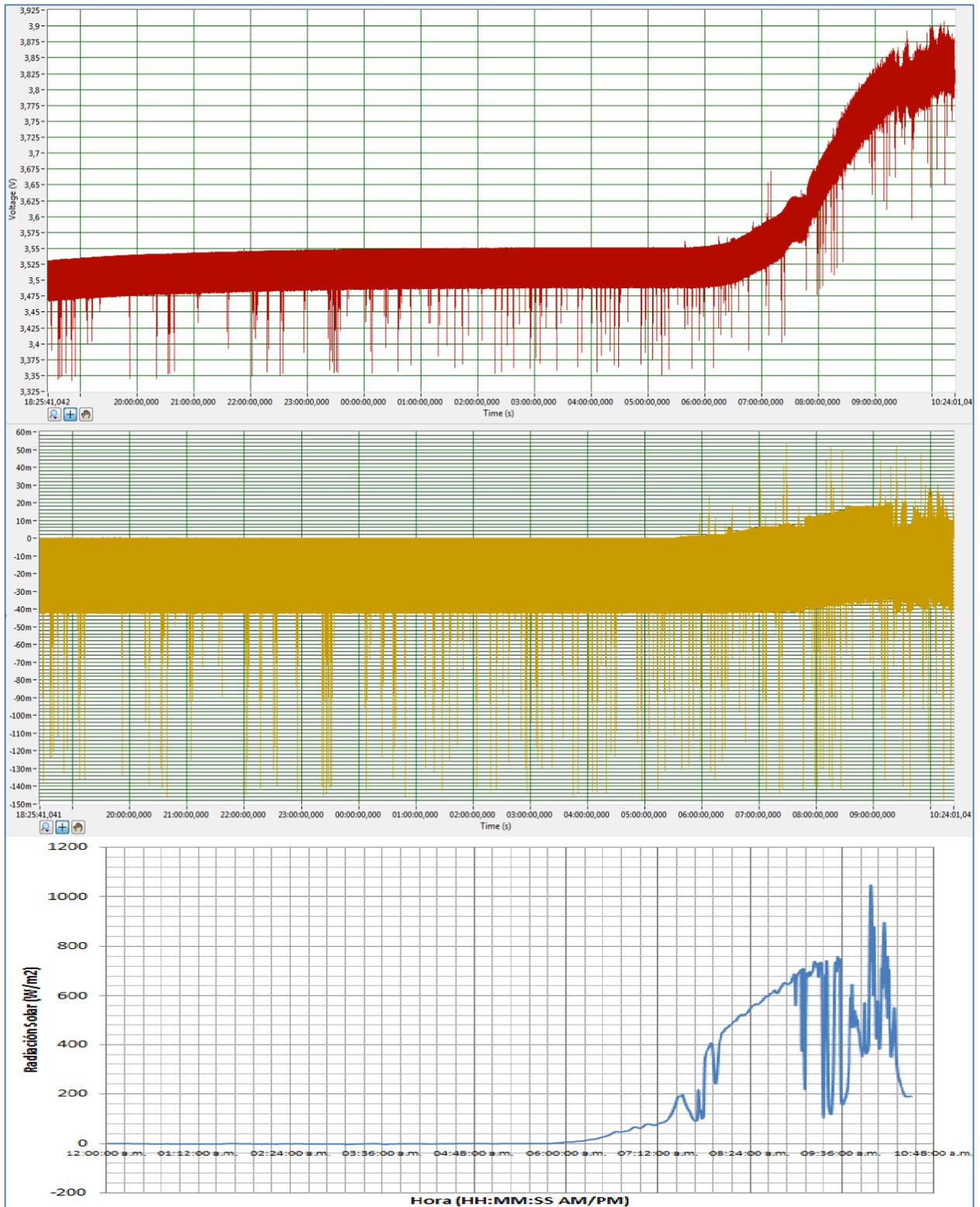


Figura 54. Prueba 24 horas (6:30 pm – 10:30 am). Voltaje batería (superior) – Corriente batería (medio) – Radiación solar (inferior)

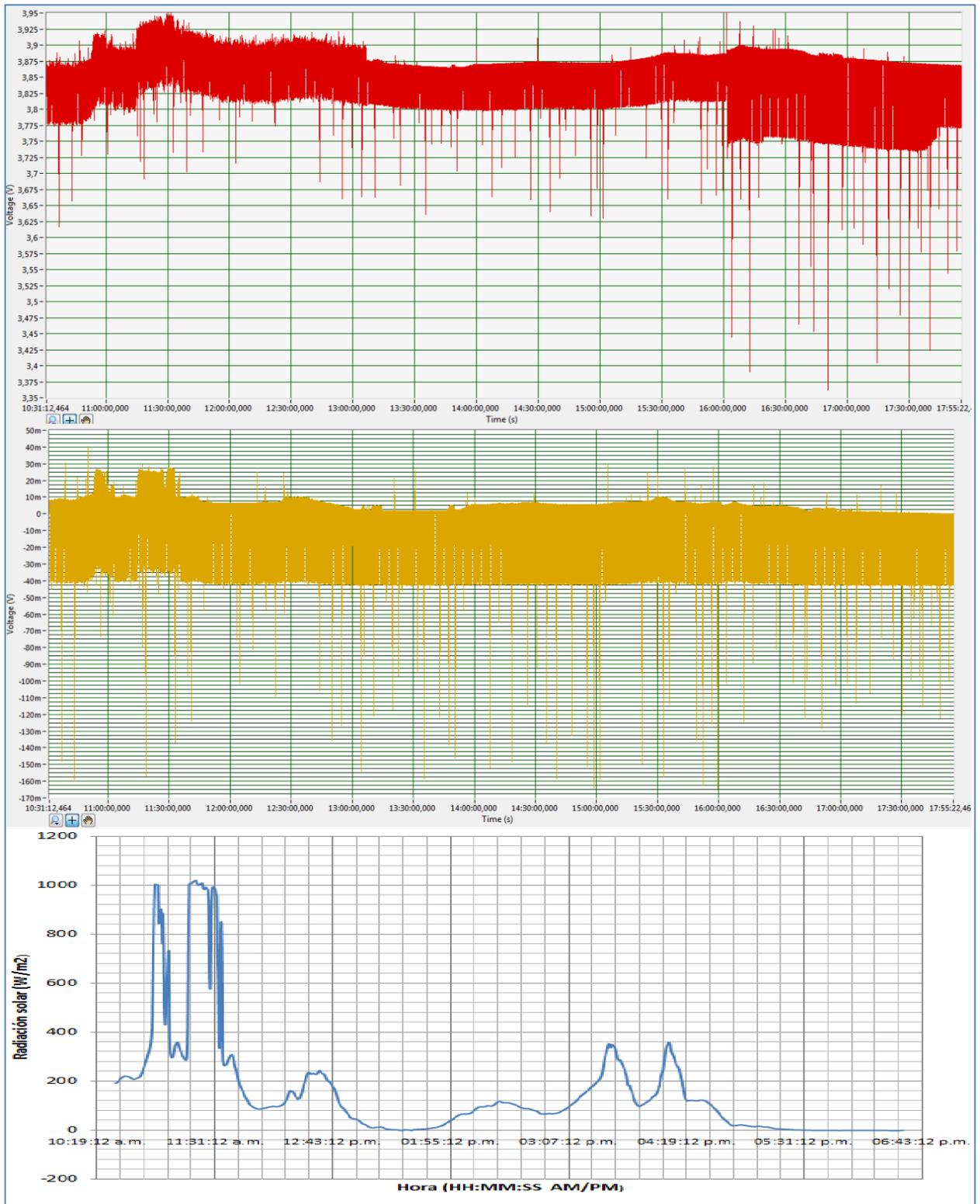


Figura 55. Prueba 24 horas (10:30 am – 6:00 pm). Voltaje batería (superior) – Corriente batería (medio) – Radiación solar (inferior)

La Figura 54 y la Figura 55 muestran los resultados de una prueba realizada en la azotea del edificio de ingeniería de la Pontificia Universidad Javeriana y cuya duración fue 24 horas, comenzando a las 6 pm. En esta prueba se trabajó con un ciclo útil de 0.3% y se realizaron las mediciones del voltaje de la batería, la corriente de la batería y la radiación solar. El objetivo fue observar el funcionamiento completo del nodo y el comportamiento de la batería a cambios reales de radiación solar. Por lo tanto, con esta prueba se comprobó la operación autónoma del nodo ya que durante la noche, donde la radiación solar es nula, el voltaje sobre las baterías no decreció en un valor apreciable, mientras que en las horas del día el voltaje sobre la batería creció de forma considerable.

#### 4.8 UNIDAD O DISPOSITIVO CENTRAL

El dispositivo central se realizó debido a la necesidad de tener una comunicación desde un computador con el nodo tanto para recibir los datos de las mediciones, como para enviarle solicitudes. Por lo tanto, es en este dispositivo central donde se ubica el XBEE S2 de tipo *Coordinador* el cual se comunica directamente con el XBEE S2 de tipo *End Device* ubicado en el nodo. Además del módulo XBEE S2, el dispositivo central cuenta con un microcontrolador PIC24FJ64GB002 del mismo tipo al existente en el nodo, el cual se encarga de adecuar los datos recibidos para posteriormente enviarlos al circuito integrado FT232RL de FTDI Ltda [27] que realiza la conversión de interfaz UART a USB para permitir la conexión del dispositivo central al computador. El esquemático del dispositivo central y su respectivo layout se encuentran en el ANEXO D. Esquemático dispositivo central) y ANEXO E. Circuito impreso dispositivo central).

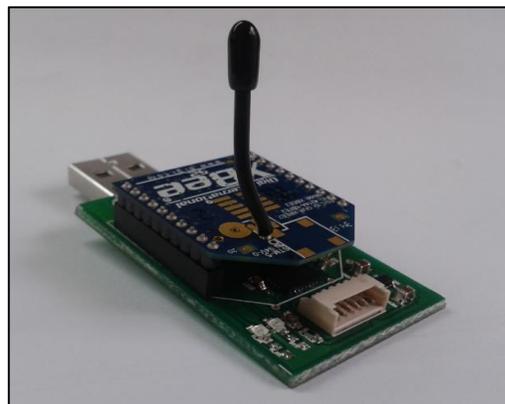


Figura 56. Unidad central

Por otro lado, la interfaz gráfica de usuario de este dispositivo se realizó mediante la herramienta *GUIDE* de MATLAB. La interfaz permite observar una gráfica en tiempo real de los valores de las mediciones de temperatura y humedad relativa junto con una casilla que muestra el último valor recibido de cada una. También contiene botones dedicados a cambiar el periodo de transmisión de datos y realizar una solicitud del estado del nodo. Finalmente, si se solicitó previamente el estado del nodo, se muestran los valores recibidos en las casillas de *Voltaje Batería*, *Voltaje Panel* y *Voltaje condensador Piezo*. La Figura 57 muestra la interfaz gráfica de usuario en funcionamiento.

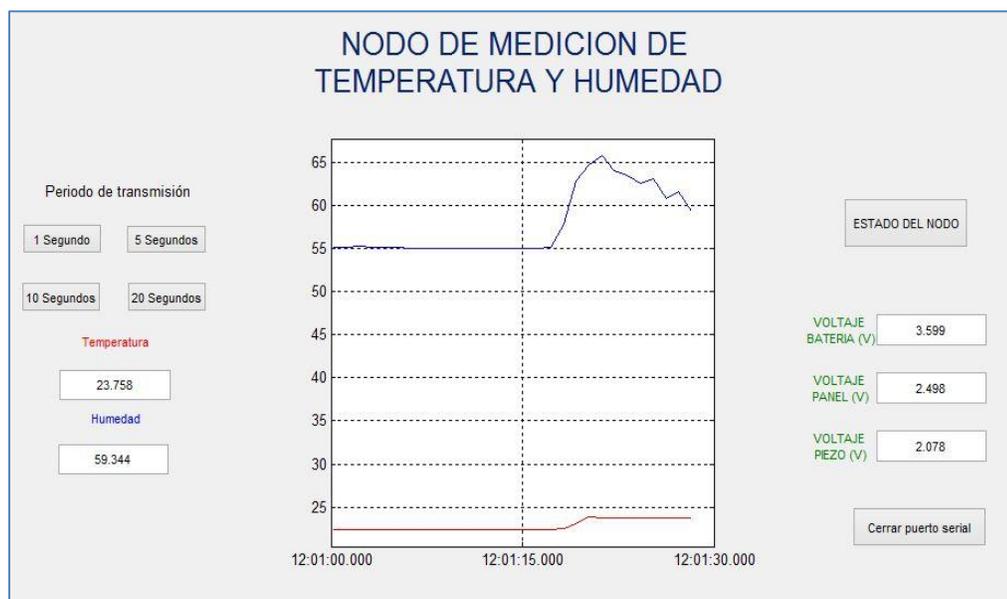


Figura 57. Interfaz Gráfica MATLAB

## 5. ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA

Las especificaciones obtenidas finalmente del nodo desarrollado por medio de este proyecto son las siguientes:

- Medición de humedad relativa en el rango de 0 a 100%, con resolución de 0.01% y precisión de  $\pm 2\%$  (20% – 80%RH).
- Medición de temperatura en el rango de  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}$  con resolución de  $0.01^{\circ}\text{C}$  y precisión de  $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$  ( $20^{\circ}\text{C}$  –  $40^{\circ}\text{C}$ ).
- Periodo de transmisión y ciclo útil seleccionable entre:

Tabla 10. Periodos de transmisión de datos del nodo y su ciclo útil.

PERIODO DE TRANSMISIÓN	CICLO ÚTIL
1 segundo	7.3 %
5 segundos	1.4 %
10 segundos	0.7 %
20 segundos	0.3 %

- Consumo promedio de corriente y de potencia de  $74.02 \mu\text{A}$  y  $244 \mu\text{W}$  respectivamente @ ciclo útil de 0.3%.
- Alimentación del nodo por medio de técnicas de *Energy Harvesting* mediante la adquisición de energía solar por medio de un panel solar y de energía cinética por medio de un piezoeléctrico.
- Distancia máxima entre nodo y dispositivo central de 120 m para exteriores y 40 m para interiores.

Las especificaciones del módulo harvester que hace parte del nodo son:

- Eficiencia del circuito de adquisición de energía solar de hasta 90%.
- Eficiencia del circuito de adquisición de energía cinética de hasta 53%.
- Voltaje de la batería para un correcto funcionamiento de mínimo 3 V y máximo 3.9 V.
- Corriente máxima de salida de 150 mA @ 3.3 V.

## 6. COSTOS

En la siguiente tabla se detalla cada uno de los componentes y elementos usados en el nodo desarrollado con su respectivo valor unitario estándar y valor unitario por pedido de 100 unidades. A partir de estos valores dados en dólares estadounidenses (USD) y la cantidad usada de cada uno de los elementos, se determina el costo neto del dispositivo producido de manera unitaria o al por mayor.

Dispositivo	Valor unitario estándar (USD)	Valor unitario por 100 unidades (USD)	Cantidad por nodo	Valor de elemento por nodo estándar (USD)	Valor de elemento por nodo (100 unidades) (USD)
V25W	93,10	93,10	1	93,1	93,1
Panel Solar SLMD121H04L	5,90	4,13	1	5,9	4,13
LTC3588	6,31	3,58	1	6,31	3,58
BQ25504	6,35	4,62	2	12,7	9,24
PIC24FJ64GB002	4,24	2,93	2	8,48	5,86
TPS27082L	0,54	0,34	1	0,54	0,34
TPS78133022	0,96	0,67	2	1,92	1,34
LM4128	1,69	1,17	1	1,69	1,17
ChipCap2	12,57	7,95	1	12,57	7,95
Xbee S2	22,95	18,35	2	45,9	36,7
FT232RL	4,50	3,65	2	9	7,3
Circuito Impreso	7,00	6,30	1	7	6,3
Varios*	20,00	20,00	1	20	20
Baterías AAA	2,75	1,92	3	8,25	5,76
<b>TOTAL</b>				233,36	202,77

\*El ítem de *Varios* incluye componentes discretos de montaje superficial y conectores.

A partir de la tabla anterior se tiene que el costo neto de una unidad del nodo sensor con su respectivo dispositivo central tiene un costo de USD 233,36. Sin embargo el costo de producción de cada nodo sensor con su respectivo dispositivo central disminuye a USD 202,77 si se producen 100 unidades.

## 7. CONCLUSIONES

- Se diseñó e implementó el circuito electrónico de *Energy Harvesting* para la adquisición, adecuación y almacenamiento de la energía solar y la energía producida por las vibraciones, logrando que ambas fueran complementarias en la alimentación del nodo y la recarga de las baterías. Con este circuito se logró obtener una eficiencia de hasta 90% en el subsistema de extracción de la energía solar. Sin embargo, la eficiencia obtenida en el subsistema de extracción de la energía producida por las vibraciones apenas alcanzaba un 53%, la razón de este valor radica en el uso de dos etapas para la adecuación de dicha energía las cuales en conjunto no resultaron muy eficientes.
- A pesar de que la energía extraída de las vibraciones por medio del piezoeléctrico complementa la acción del circuito de extracción de energía solar. Se encontró que la aleatoriedad de las vibraciones sumadas a su baja densidad de energía hacen que su aporte a la alimentación del nodo sea mucho menor que el de la energía solar, razón por la cual el tiempo de vida del nodo decaería notablemente si se usa exclusivamente la energía de las vibraciones para la alimentación del nodo, lo cual no es tan notorio si se usa exclusivamente la energía solar.
- Se observó que aunque es posible disminuir el consumo de corriente promedio del nodo al disminuir el ciclo útil de encendido y apagado, esta va a tender a la corriente que consume el nodo en modo *Sleep*, ya que la corriente promedio responde a la relación  $\bar{I} = I_{ON} \frac{t_{ON}}{T} + I_{SLEEP} \frac{t_{SLEEP}}{T}$ . Por lo tanto, entre más grande sea el periodo de transmisión ( $T$ ) con respecto al tiempo de encendido ( $t_{ON}$ ), la corriente promedio del nodo es aproximadamente  $\bar{I} \approx I_{SLEEP}$ , la cual para el caso específico de este sistema es de  $37 \mu A$ .
- Se implementó la comunicación inalámbrica punto a punto entre el nodo y un dispositivo central conectado a un computador por medio del modo de comunicación transparente propio de los módulos Xbee S2 con el fin de visualizar las mediciones de temperatura y humedad, y de enviar comandos al nodo. Sin embargo, para futuros trabajos es posible extender el sistema desarrollado a redes de sensores inalámbricos (WSN) en los cuales se implemente un protocolo de comunicación más robusto como la interfaz serial API soportada también por los módulos Xbee S2 usados.
- Se encontró que la relación entre potencia y tamaño del panel solar seleccionado lo hacen adecuado para su uso en nodos de pequeño tamaño que requieran tareas o componentes que demanden incluso mayor consumo de corriente que el sistema implementado. Esto se validó a partir de la prueba realizada durante un día completo, en la que se puede ver que la tasa de carga de las baterías es mucho mayor que la tasa de descarga, lo cual permite intuir un tiempo de vida casi perpetuo del nodo ya que va a depender del desgaste que sufra las baterías bajo este comportamiento.

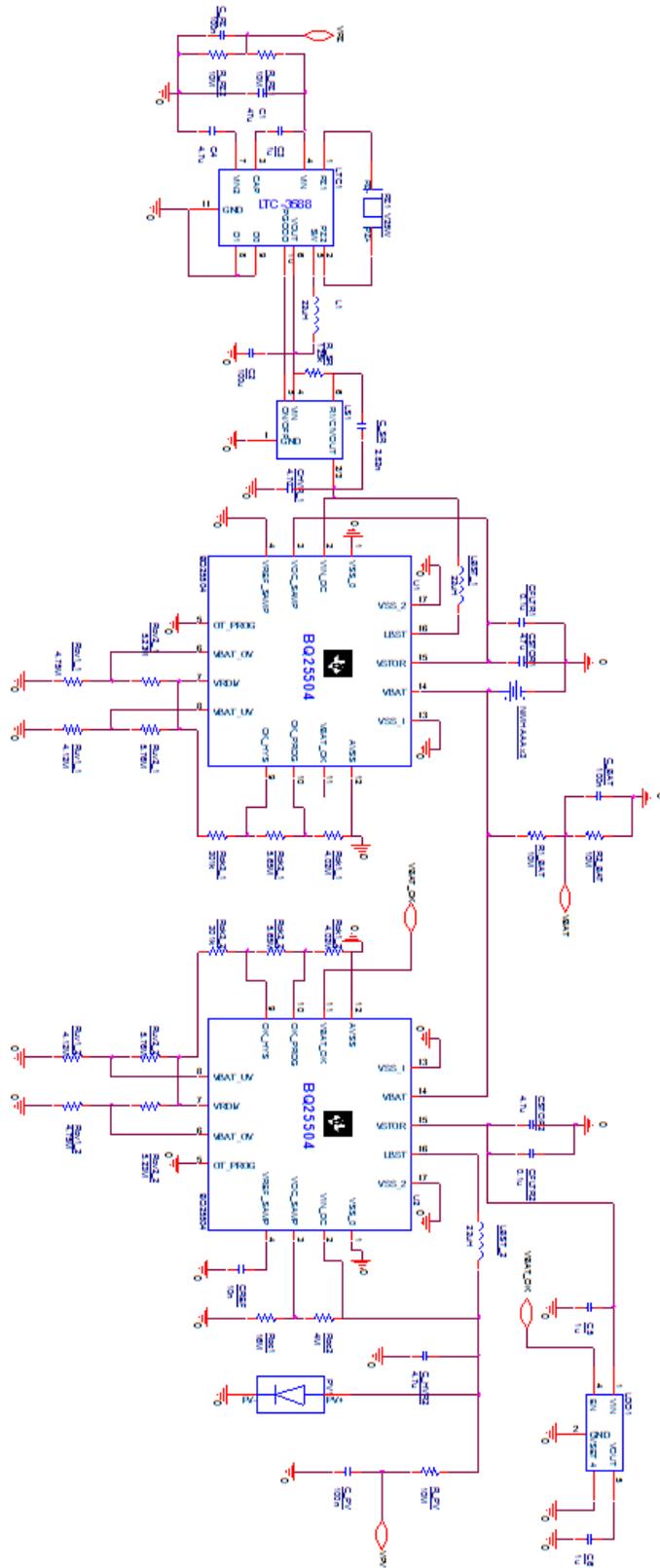
## 8. BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Bagula, Febrero 2012. [En línea]. Available: <http://wireless.ictp.it/wp-content/uploads/2012/02/WSN-Applications.pdf>. [Último acceso: Julio 2014].
- [2] Frantz Gene, Freeman Dave, Link Chris, «Texas Instruments,» Junio 2012. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/wp/sszy004/sszy004.pdf>. [Último acceso: Febrero 2014].
- [3] Sudevalayam Sujesha, Kulkarni Purushottam, «Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and,» *IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS & TUTORIALS, VOL. 13, NO. 3, THIRD QUARTER*, 2011.
- [4] James M. Gilbert, Farooq Balouchi, «Comparison of Energy Harvesting Systems for Wireless Sensor Networks,» *International Journal of Automation and Computing*, vol. 5, n° 4, p. 13, 2008.
- [5] Y. K. Tan, *Energy Harvesting Autonomous Sensor Systems*, Boca Raton London New York: CRC Press, 2013.
- [6] D. C. Daly, N. Verma, D. F. Finchelstein, D. D. Wentzloff, A. Wang, S.-H. Cho y A. P. Chandrakasan, «Design Considerations for Ultra-Low Energy,» *IEEE TRANSACTIONS ON COMPUTERS*, vol. 54, n° 6, p. 727, 2006.
- [7] S. Beeby y N. White, *Energy Harvesting for autonomous systems*, Norwood: Artech House, 2010.
- [8] A. B. Alamin Dow, N. Kherani y U. Schmid, «SPIE. Analysis of a micromachined piezoelectric energy harvester,» 29 Noviembre 2011. [En línea]. Available: <http://spie.org/x84503.xml>. [Último acceso: 10 Julio 2014].
- [9] Solar Energy Industries Association, «SEIA,» [En línea]. Available: <http://www.seia.org/policy/solar-technology/photovoltaic-solar-electric>. [Último acceso: Julio 2014].
- [10] Texas Instrument, «Ultra Low Power Boost Converter with Battery Management for Energy Harvester,» Septiembre 2012. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf>. [Último acceso: Octubre 2014].
- [11] Linear Technology, «Nanopower Energy Harvesting Power Supply,» 2010. [En línea]. Available: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/35881fb.pdf>. [Último acceso: Octubre 2014].
- [12] Microchip, «Inter-Integrated Circuit™ (I2C™),» 2014. [En línea]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70000195f.pdf>. [Último acceso: Noviembre 2014].
- [13] «Electrical Engineering,» [En línea]. Available: <http://electronics.stackexchange.com/questions/24551/seeking-mcu-with-9-data-bit-uart..> [Último acceso: Noviembre 2014].
- [14] Marla Glen, Julian Moreno, Mayo 2012. [En línea]. Available: <http://sx-dex.wikispaces.com/ZIGBEE>. [Último acceso: Julio 2014].

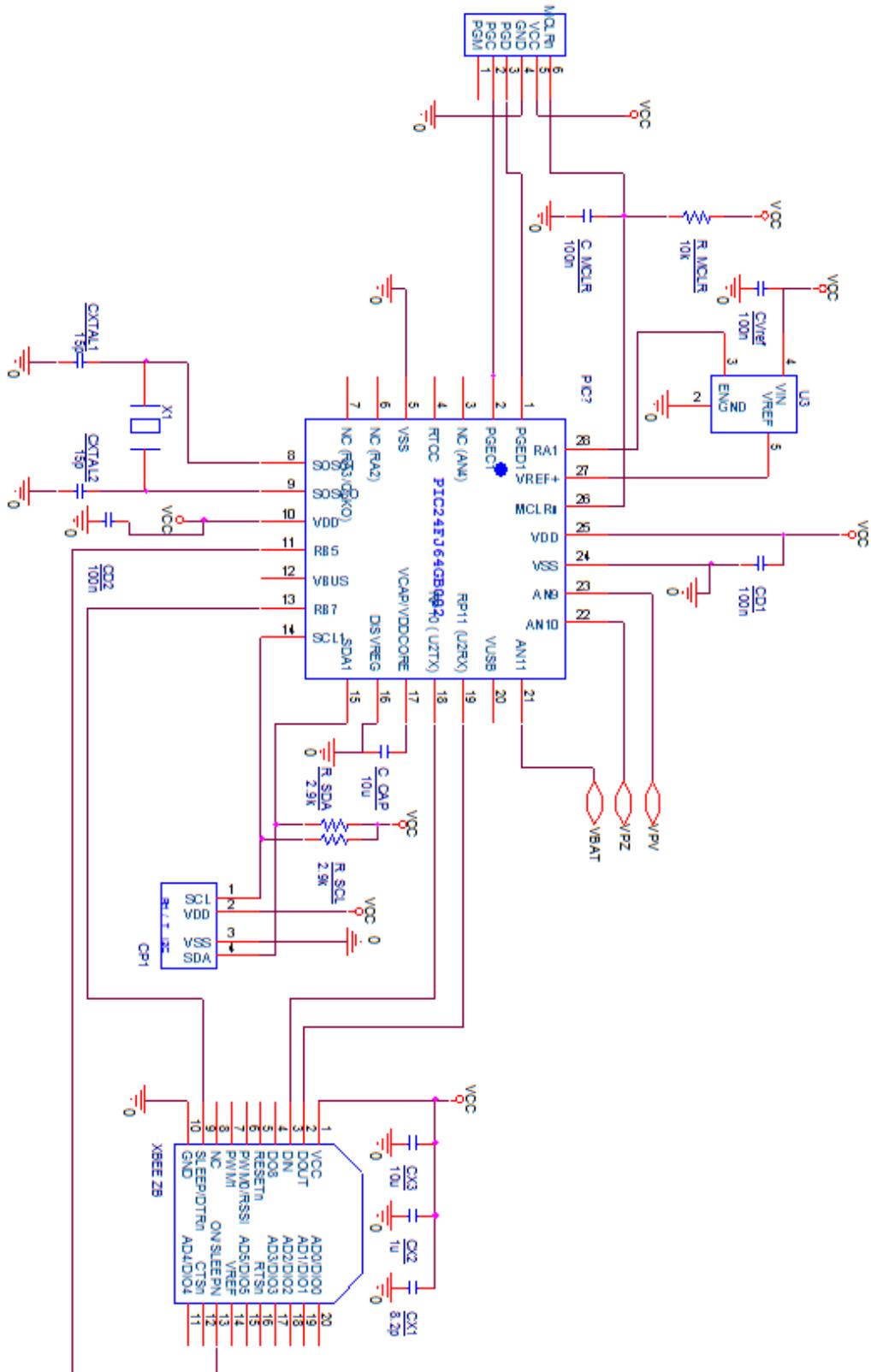
- [15] Digi, «ZigBee Low cost, low power, wireless networking for device monitoring and control,» [En línea]. Available: <http://www.digi.com/technology/rf-articles/wireless-zigbee>. [Último acceso: Julio 2014].
- [16] C. Park y P. H. Chou, «AmbiMax: Autonomous Energy Harvesting,» California, 2006.
- [17] D. Carli, D. Brunelli, L. Benini y M. Ruggeri, «An Effective Multi-Source Energy Harvester for Low Power Applications,» EDAA, Italia, 2011.
- [18] X. Jiang, J. Polastre y D. Culler, «Perpetual Environmentally Powered Sensor Networks,» Berkeley.
- [19] I. .. Crossbow Technology, «Willow Technologies,» San Jose, California.
- [20] F. Simjee y P. H. Chou, «Everlast: Long-life, Supercapacitor-operated Wireless Sensor Node,» ISLPED, California, 2006.
- [21] Texas Instrument, «1.2V - 8V, 3A PFET Load Switch with Configurable Slew Rate, Fast Transient Isolation and Hysteric Control,» Septiembre 2013. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps27082l.pdf>. [Último acceso: Noviembre 2014].
- [22] Texas Instrument, «150mA, Low-Dropout Regulator, Ultralow-Power, IQ 1 $\mu$ A with Pin-Selectable, Dual-Level Output Voltage,» Mayo 2008. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps781330220.pdf>. [Último acceso: Julio 2014].
- [23] Energizer, «ENERGIZER NO. NH12,» [En línea]. Available: <http://data.energizer.com/PDFs/nh12.pdf>. [Último acceso: Julio 2014].
- [24] General Electric, «ChipCap 2 application guide,» Enero 2013. [En línea]. Available: [http://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/GESensing\\_45/PDF/ge-sensing-chipcap2-application-guide.pdf?redirected=1](http://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/GESensing_45/PDF/ge-sensing-chipcap2-application-guide.pdf?redirected=1). [Último acceso: Noviembre 2014].
- [25] V. Mide, «PIEZOELECTRIC ENERGY HARVESTERS,» 2013. [En línea]. Available: [http://www.mide.com/pdfs/Voltage\\_Datasheet\\_001.pdf](http://www.mide.com/pdfs/Voltage_Datasheet_001.pdf). [Último acceso: Septiembre 2014].
- [26] National Instruments, «NI USB-621x User Manual,» Abril 2009. [En línea]. Available: <http://www.ni.com/pdf/manuals/371931f.pdf>. [Último acceso: Noviembre 2014].
- [27] Future Technology Devices International Ltda., «FT232R USB UART IC,» 2010. [En línea]. Available: [http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS\\_FT232R.pdf](http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf). [Último acceso: Noviembre 2014].
- [28] E. S. Leland, J. Baker, E. Carleton, E. Reilly, E. Lai, J. M. Rabaey y P. K. Wright, «Improving Power Output for Vibration-Based Energy Scavengers,» *IEEE Pervasive Computing*, 2005.
- [29] J. L. Gonzalez, A. Rubio y F. Moll, «Human powered piezoelectric batteries to supply power of wearable electronic devices,» *International Journal of Society of materials Engineering for resources*, vol. 10, nº 1, pp. 34-40, 2002.
- [30] I. Maxim Integrated Products, «Linear Regulators in Portable Applications,» 22 Julio 2002. [En línea]. Available: <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/751>. [Último acceso: 17 Julio 2014].

- [31] Microchip Technology Inc., «Power Saving Features with Vbat,» 2011. [En línea]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30622a.pdf>. [Último acceso: Julio 2014].
- [32] J. Tollefson, «The Truth about Power Consumption in PIC® MCUs with XLP Technology vs. TI's MSP430,» pp. 1-8, 2010.
- [33] ON Semiconductor, «NCP4681, NCP4684. 150 mA, Ultra Low Quiescent Current, LDO,» Septiembre 2013. [En línea]. Available: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NCP4681-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP4681-D.PDF). [Último acceso: Julio 2014].
- [34] I. Stojmenovic, Handbook of sensor networks: Algorithms and architectures, Ottawa: Wiley series on parallel and distributed computing, 2005.
- [35] Murgavel Raju, Mark Greizer, «UPL meets energy harvesting : A game-changing combination for designer engineer,» Abril 2010. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/wp/slyy018a/slyy018a.pdf>. [Último acceso: Febrero 2014].
- [36] «Texas Instrument,» [En línea]. Available: [http://www.ti.com/lids/ti/apps/alternative\\_energy/harvesting/overview.page](http://www.ti.com/lids/ti/apps/alternative_energy/harvesting/overview.page). [Último acceso: Abril 2014].
- [37] «Linear Technology,» [En línea]. Available: [http://www.linear.com/products/energy\\_harvesting](http://www.linear.com/products/energy_harvesting). [Último acceso: Abril 2014].
- [38] M. O. R. Nave, «Conceptos sobre Temperatura. hyperphysics,» [En línea]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/thermo/temper2.html>. [Último acceso: 30 Diciembre 2014].

ANEXO A. Esquemático de conexión del circuito de Energy Harvesting.

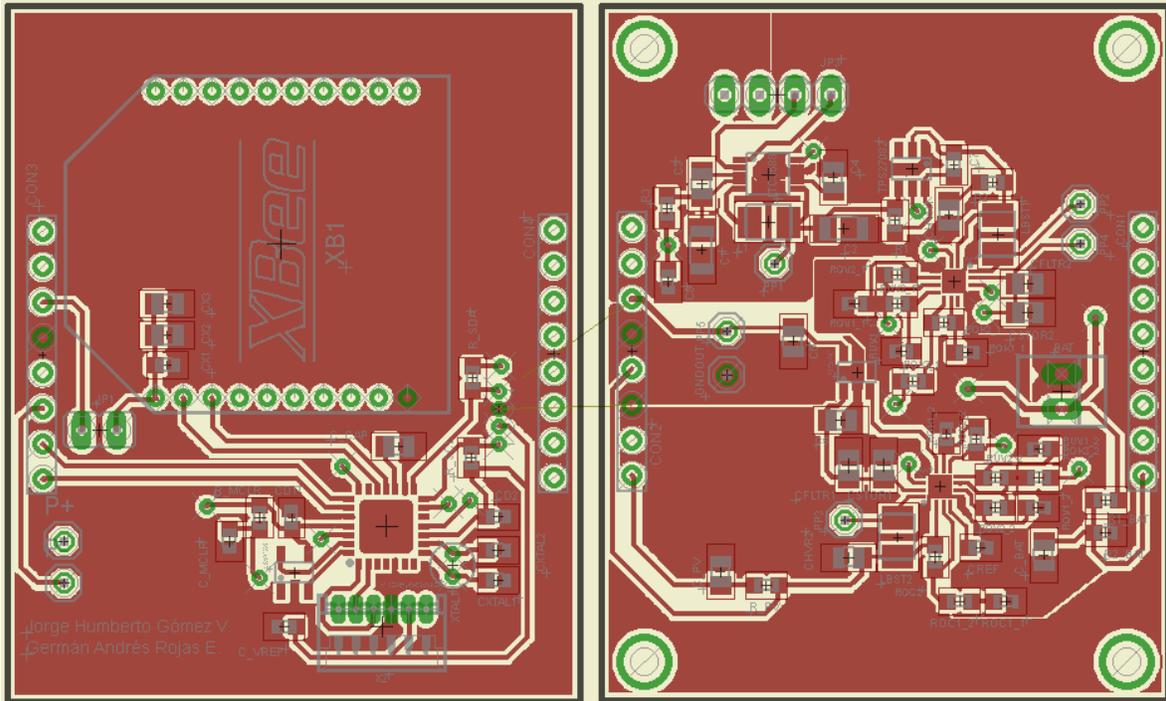


**ANEXO B. Esquemático de conexión del sensor, microcontrolador y transceptor.**

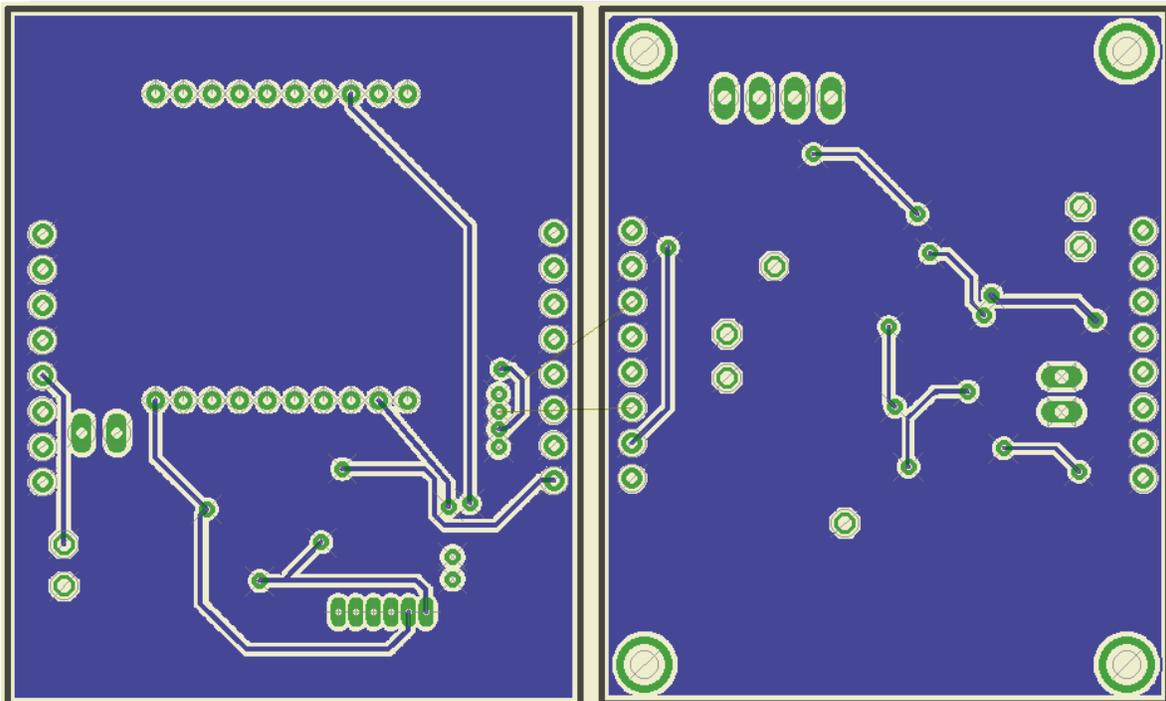


**ANEXO C. Circuitos impresos del nodo sensor.**

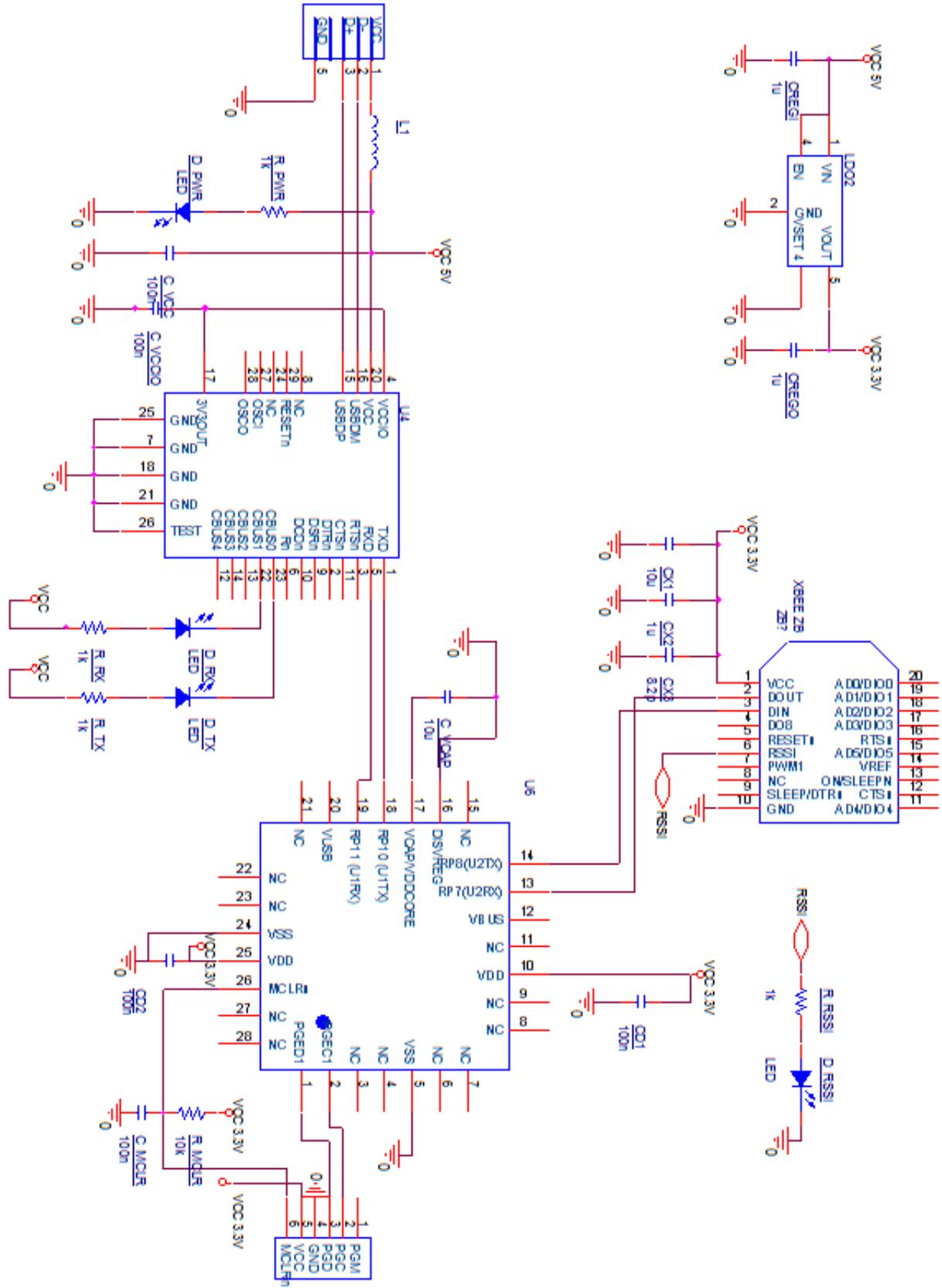
**CAPA SUPERIOR DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS.**



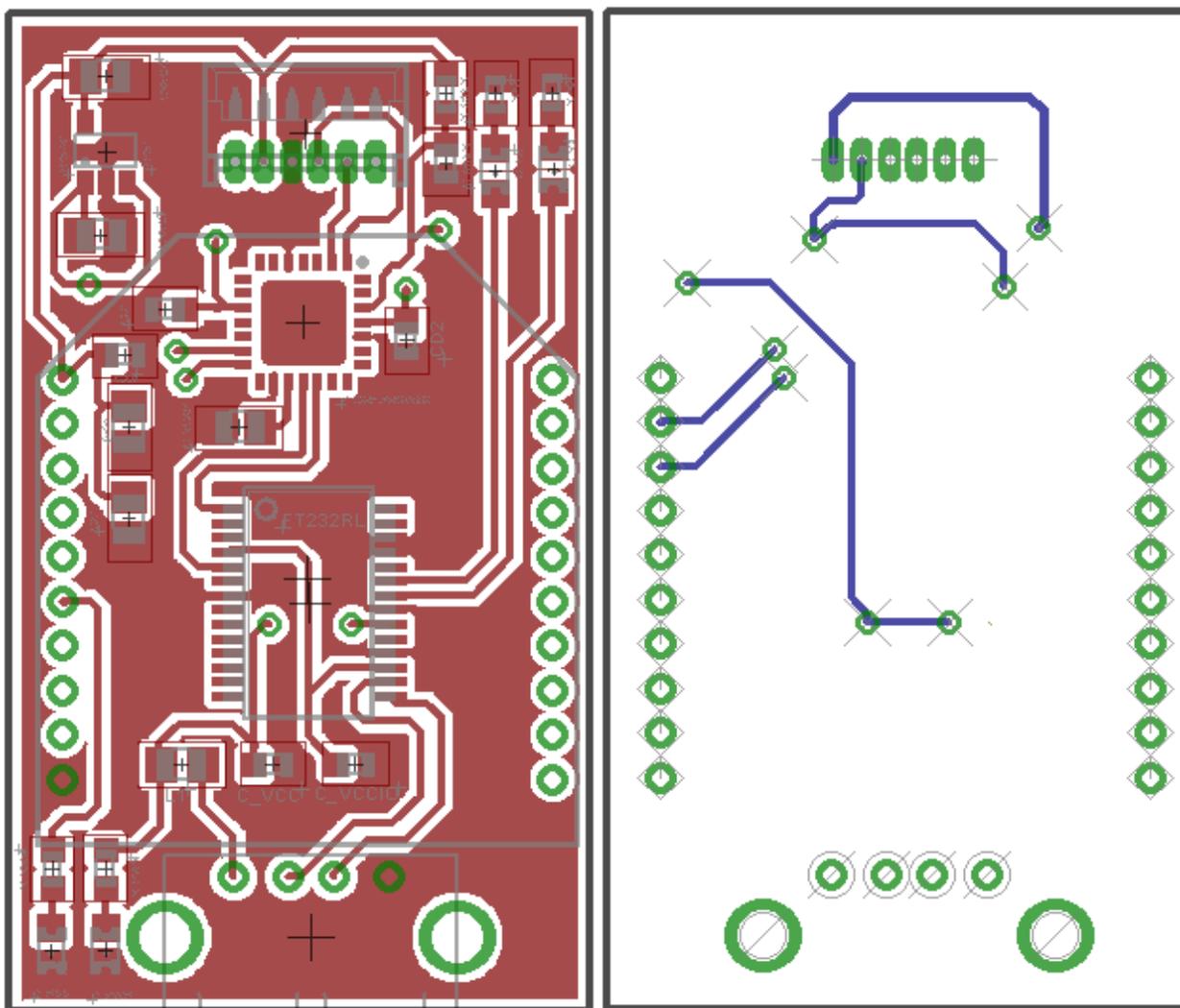
**CAPA INFERIOR DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS.**



# ANEXO D. Esquemático dispositivo central



ANEXO E. Circuito impreso dispositivo central



## ANEXO F. Código MPLAB® nodo sensor

```
#include <stdint.h>
#include <xc.h>
// Prototipo rutinas de atención a interrupciones
void _ISR_RTCCInterrupt(void);
void _ISR_T1Interrupt(void);
void _ISR_U2RXInterrupt(void);
// Prototipo funciones de configuración módulos
void RTCC_Conf();
void I2C_Conf(int Data);
void Timer_Conf();
void UART_Conf();
void ADC_Conf(void);
// Prototipo funciones varias
void EEPROM_Read( int Dato[]);
void Measurement_Request( void);
void Contar(int conteo);
void UART_Send(int Dato);
void Deep_Sleep();
void Contar_Sleep(int conteo);
// Variables globales que almacenan los datos del ADC
int VBat, VPanel, VPiezo;

int main()
{
    int Data;
    int Dato[4];

    _RELEASE=0;
    _TRISB7=0; // RQ_SLEEP XBEE S2
    _RB7=1; // SLEEP XBEE

    I2C_Conf(Data); // Configuración puerto I2C
    Timer_Conf(); // Configuración Timer
    UART_Conf(); // Configuración puerto UART
    ADC_Conf(); // Configuración ADC

    RTCC_Conf(); // Configuración RTCC
    Measurement_Request(); // Petición de medición al sensor ChipCap 2

    Contar_Sleep(1600); // Conteo de 50 ms (Tiempo de respuesta del sensor ChipCap2)
    EEPROM_Read(Dato); // Leo los datos de la salida digital del sensor ChipCap2

    _RB7=0; // Xbee Wake-up
    Contar_Sleep(128); // Wake-up Time XBEE

    UART_Send(Dato[0]); // Envio RH High
    UART_Send(Dato[1]); // Envio RH Low
    UART_Send(Dato[2]); // Envio T° High
    UART_Send(Dato[3]); // Envio T° Low

    _RB7=1; // Xbee Sleep
    Contar(500); // Tiempo de espera por solicitud de la central
```

```

if (DSGPR0==0x33){ // ¿Existe petición de estado del nodo?

    _RA1=1;          // Habilito la referencia externa (LM4128 Vref= 2.5V)
    Contar_Sleep(32); // Start-up time del LM4128

    AD1CON1bits.ADON=1; // Encender el ADC
    AD1CON1bits.ASAM=1; // Auto-Muestreo
    asm volatile("pwrsav #0"); // El MCU entra a modo Sleep . Una vez terminen las 3 conversiones
                                // Continúa la ejecución de la ISR del ADC
    AD1CON1bits.ASAM=0; // Deshabilito automuestreo
    AD1CON1bits.ADON=0; // Apago el ADC
    _RA1=0;          // Deshabilito el LM4128
    _RB7=0;          // Xbee Wake-up
    Contar_Sleep(128); // Xbee wake-up time

    UART_Send((VBat & 0xFF00)>>8); // Vbat High Byte
    UART_Send((VBat & 0x00FF)); // Vbat Low Byte
    UART_Send((VPanel & 0xFF00)>>8); // Vpanel High Byte
    UART_Send((VPanel & 0x00FF)); // Vpanel Low Byte
    UART_Send((VPiezo & 0xFF00)>>8); // VPiezo High Byte
    UART_Send((VPiezo & 0x00FF)); // VPiezo Low Byte

    DSGPR0=0; // Limpio la solicitud
    _RB7=1; // Xbee Sleep
}

Deep_Sleep(); // El MCU entra a Deep Sleep. Una vez el RTCC genere la alarma empezara la ejecución del código de
              // nuevo

return 0;
}
//-----//
// Función encargada de realizar un conteo predeterminado mientras el MCU esta en modo Sleep
//-----//
void Contar_Sleep(int conteo){

    PR1=conteo; // Cantidad de ciclos a contar
    TMR1=0; // Reinicialización Timer
    _T1IE=1; // Habilito interrupción con el fin de salir de modo Sleep
    T1CONbits.TON=1; // Enciendo el contador
    asm volatile("pwrsav #0"); // El MCU entra a modo Sleep
    _T1IE=0; // Deshabilito interrupción

}
//-----//
// Rutina de atención a la interrupción producida por el ADC
//-----//
void _ISR_ADC1Interrupt(void){

    AD1CON1bits.ASAM=0; // Deshabilito automuestreo
    VPiezo=ADC1BUF0; // Leo el valor de la conversión del voltaje en el Piezo
    VPanel=ADC1BUF1; // Leo el valor de la conversión del voltaje en el Panel
    VBat =ADC1BUF2; // Leo el valor de la conversión del voltaje en la Batería
    _AD1IF=0;

}

```

```

//-----//
// Funcion encargada de configurar el ADC
//-----//
void ADC_Conf(void){

    AD1CON1=0x00E0; // Data out : Integer form - Conversion trigger : Autoconvert - Sampling trigger :Sampling con SAMP bit
    AD1CON2=0x240C; // Voltage reference : External Vref - Scan inputs : Yes - Interrupt sequence : 3rd Conversion
    AD1CON3=0x8100; // Clock source : AD RC Clock - Sample time : 1 TAD
    AD1CHS=0x0004;
    AD1PCFG=0x0000; // Analog pins : All
    AD1CSSL=0x0E00; // Chanel Scan : Scan inputs (?) AN11(Vbat) AN10(Vpanel) AN9 (Vpiezo)
    _AD1IF=0;
    _AD1IE=1; // Interrupts enabled
    AD1PCFG=0xF1FF; // Todos los pines digitales a exepción de AN9 AN10 AN11
}
//-----//
// Rutina de atención a la interrupción producida por el RTCC
//-----//
void _ISR_RTCCInterrupt(void){

    _RTCIF=0;
}
//-----//
// Función encargada de configurar el ADC
//-----//
void RTCC_Conf(){

    asm volatile("push w7");
    asm volatile("push w8");
    asm volatile("disi #5");
    asm volatile("mov #0x55, w7");
    asm volatile("mov w7, _NVMKEY");
    asm volatile("mov #0xAA, w8");
    asm volatile("mov w8, _NVMKEY");
    asm volatile("bset _RCFGCAL, #13");
    asm volatile("pop w8");
    asm volatile("pop w7");

    _RTCPtr=0b11; // Indico la posición inicial del apuntador

    RTCVAL=0x0014; // Escribo año
    RTCVAL=0x0915; // Escribo mes y día del mes
    RTCVAL=0x0111; // Escribo día de la semana y hora
    RTCVAL=0x1500; // Escribo minutos y segundos

    _CHIME=1; // Habilito repetición de la alarma
    _AMASK=0x3; // Seleccione la ventana máxima de la alarma (1 minuto)
    _ARPT=0xFF; // Repetición de alarma de 255 veces (Ignorado debido a que CHIME = 1)

    _ALRMPTR=0;

    if(_DPSLP==1){ // ¿El ultimo Reset fue producido por Deep Sleep?
        if(DSGPR1==0x31){ // (DSGPR1 fue modificado en la ISR de U2RX, es decir cuando la central envió un dato al nodo)
            ALRMVAL=0x0001; //Si el carácter enviado fue un '1' el RTCC interrumpe cada segundo
        }
    }
}

```

```

    if(DSGPR1==0x32){
        ALRMVAL=0x0005;    //Si el carácter enviado fue un '2' el RTCC interrumpe cada 5 segundos
    }
    if(DSGPR1==0x34){
        ALRMVAL=0x0010;    //Si el carácter enviado fue un '4' el RTCC interrumpe cada 10 segundos
    }
    if(DSGPR1==0x35){
        ALRMVAL=0x0020;    //Si el carácter enviado fue un '5' el RTCC interrumpe cada 20 segundos
    }
}else{
    ALRMVAL=0x0020;    // Por defecto el nodo esta configurado para que el RTCC interrumpe cada 20 segundos
}

_RTSESEL=0;           //Asigno al pin RTCC la alarma

_RTCIF=0;             // Limpio bandera de interrupción
_RTCIE=1;             // Habilito interrupción por RTCC
_RTCIP=1;             // Asigno prioridad a la interrupción del RTCC

_RTCOE=1;             // Habilito salida RTCC
_RTCEN=1;             // Habilito el módulo RTCC

_ALRMEN=1;           // Habilito alarma RTCC
_RTCWREN=0;          // Deshabilito la escritura sobre registros del RTCC

_SOSCEN=1;           // Reloj RTCC: XTAL 32 kHz
}
//-----//
// Funcion encargada de configurar el I2C
//-----//
void I2C_Conf(int Data){

    I2C1BRG=0x27 ;     // SCL configurado a 100 kHz (99 kHz exactamente)
    I2C1CONbits.I2CEN=0; // Apago el módulo I2C
    _MI2C1IF=0;        // Limpio la bandera de interrupción
    _MI2C1IE=0;        // Deshabilito interrupciones
    I2C1CONbits.DISSLW = 1; // Deshabilito control de Slew-Rate
    I2C1CONbits.I2CEN=1; // Enciendo el módulo I2C
    Data =I2C1RCV;     // Leo el buffer de recepción con el fin de limpiarlo
}
//-----//
// Funcion encargada de configurar el I2C
//-----//
void Timer_Conf(){
    T1CON=0x0002;// Timer Clock source : TICK pin (SOSC : XTAL 32 kHz)
    _T1IF=0;        // Limpio bandera de interrupción
    _T1IE=0;        // Deshabilito interrupciones por timer
}

//-----//

```

```

// Funcion encargada de configurar la UART
//-----//
void UART_Conf(){

    _RP10R=5;           // U2TX asignado al RP10 (PIN 18)
    U2BRG=25;          // Baud Rate : 9600
    RPINR19bits.U2RXR=11; // U2RX asignado al RP11 (PIN 19)
    U2MODEbits.BRGH=0;
    U2MODEbits.PDSEL=0; // 8 bits - Sin bit de paridad
    U2MODEbits.STSEL=0; // 1 bit de Stop
    U2MODEbits.UARTEN=1; // Enciendo la UART
    U2STAbits.UTXEN=1; // Enciendo el TX
    _U2RXIF=0;         // Limpio bandera de interrupciones por RX
    _U2RXIE=1;         // Habilito interrupciones por RX
    _U2RXIP=7;         // Prioridad de interrupción por RX
    _URXISEL=0;        // Interrupción cuando un dato el transferido del RSR al Buffer de recepción
}

//-----//
// Rutina de atención a la interrupción producida por UART RX
//-----//
void _ISR _U2RXInterrupt(void){

    int Temp=0;

    Temp=U2RXREG;      // Leo el dato del buffer de recepción

    if(Temp==0x31 || Temp==0x32 || Temp==0x34 || Temp==0x35 ){ // ¿El dato es '1' o '2' (Cambio de ciclo útil)?
        DSGPR1=Temp; // Guardo el dato en el DSGPR1
        RTCC_Conf(); // Vuelvo a configurar la alarma del RTCC con el fin de ajustar el ciclo útil
    }
    if (Temp==0x33){ // ¿El dato es '3' (Estado del nodo)?
        DSGPR0=Temp; // Asigno a DSGPR0 el valor del dato (En el Main esto indicara que la bandera de levanto)
    }
    _U2RXIF=0;        // Limpio bandera de recepción
}

//-----//
// Función encargada de leer los datos del ChipCap2
//-----//
void EEPROM_Read( int Dato[]){

    // ---- Start Bit----//
    I2C1CONbits.ACKDT = 0;
    I2C1CONbits.SEN=1;
    while(!_MI2C1IF){}
    _MI2C1IF=0;
    // ---- Slave Address + Read bit----//
    I2C1TRN=0x51;
    while(_TBF){}
    while(I2C1STATbits.ACKSTAT){}
    while(!_MI2C1IF){}
    _MI2C1IF=0;
    // ---- Master Receive 1 ----//
    I2C1CONbits.RCEN=1;
    while(I2C1CONbits.RCEN){}
    Dato[0]=I2C1RCV; // RH High Byte
}

```

```

// ----- Master ACK 1-----//
I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
I2C1CONbits.ACKDT=0;
I2C1CONbits.ACKEN=1;
while(I2C1CONbits.ACKEN){ }
_MI2C1IF=0;
// ----- Master Receive 2 -----//
I2C1CONbits.RCEN=1;
while(I2C1CONbits.RCEN){ }
Dato[1]=I2C1RCV;           // RH Low Byte
// ----- Master ACK 2-----//
I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
I2C1CONbits.ACKDT=0;
I2C1CONbits.ACKEN=1;
while(I2C1CONbits.ACKEN){ }
_MI2C1IF=0;

// ----- Master Receive 3 -----//
I2C1CONbits.RCEN=1;
while(I2C1CONbits.RCEN){ }
Dato[2]=I2C1RCV;           // T° High Byte
// ----- Master ACK 3-----//
I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
I2C1CONbits.ACKDT=0;
I2C1CONbits.ACKEN=1;
while(I2C1CONbits.ACKEN){ }
_MI2C1IF=0;

// ----- Master Receive 4 -----//
I2C1CONbits.RCEN=1;
while(I2C1CONbits.RCEN){ }
Dato[3]=I2C1RCV;           // T° Low Byte
// ----- Master NACK 4-----//
I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
I2C1CONbits.ACKDT=1;
I2C1CONbits.ACKEN=1;
while(I2C1CONbits.ACKEN){ }
_MI2C1IF=0;
// ----- Stop Bit -----//
I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
I2C1CONbits.PEN=1;
while(!_MI2C1IF){ }
_MI2C1IF=0;

}
//-----//
// Función encargada de realizar un conteo
//-----//
void Contar(int conteo){

    PR1=conteo;           // Cantidad de ciclos a contar
    TMR1=0;               // Limpio el Timer
    T1CONbits.TON=1;     // Enciendo el Timer
    while(!_T1IF){ }     // Espero hasta que termine el conteo

```

```

    _T1IF=0;           // Limpio la bandera del Timer
    T1CONbits.TON=0;  // Apago el timer
}
//-----//
// Funcion encargada de enviar un dato 8 bits por la UART
//-----//
void UART_Send(int Dato){

    U2TXREG=Dato;     // Asigno al buffer de transmisión el dato a enviar
    while(!U2STAbits.TRMT){} // Verifico que el módulo UART no este ocupado
    _U2TXIF=0;       // Limpio la bandera de la UART
}
//-----//
// Función encargada de que el MCU entre a Deep Sleep
//-----//
void Deep_Sleep(){

    asm volatile("bset DSCON, #15");
    asm volatile("nop");
    asm volatile("nop");
    asm volatile("nop");
    asm volatile("pwrsav #0");
}
//-----//
// Rutina de atención a la interrupción producida por el timer
//-----//
void _ISR_T1Interrupt(void){
T1CONbits.TON=0; // Apago el timer
IFS0bits.T1IF = 0; // Limpio la bandera de interrupción
}
//-----//
// Función encargada de enviar al ChipCap una petición de medición
//-----//
void Measurement_Request( void){

    // ---- Start Bit----//
    I2C1CONbits.ACKDT = 0;
    I2C1CONbits.SEN=1;
    while(!_MI2C1IF){}
    _MI2C1IF=0;
    // ---- Slave Address + Write bit----//
    I2C1TRN=0x50;
    while(_TBF){}
    while(I2C1STATbits.ACKSTAT){}
    while(!_MI2C1IF){}
    _MI2C1IF=0;
    // ---- Stop Bit ----//
    I2C1CON=I2C1CON & 0xFFE0;
    I2C1CONbits.PEN=1;
    while(!_MI2C1IF){}
    _MI2C1IF=0;
}

```

## ANEXO G. Código MPLAB® configuración bits nodo central

```
// CONFIG4
#pragma config DSWDTPS = DSWDTPS5 // DSWDT Postscale Select (1:2,147,483,648 (25.7 days))
#pragma config DSWDTOSC = LPRC // Deep Sleep Watchdog Timer Oscillator Select (DSWDT uses Low Power RC
//Oscillator (LPRC))
#pragma config RTCOSC = SOSC // RTCC Reference Oscillator Select (RTCC uses Low Power RC Oscillator (LPRC))
#pragma config DSBOREN = OFF // Deep Sleep BOR Enable bit (BOR enabled in Deep Sleep)
#pragma config DSWDTEN = OFF // Deep Sleep Watchdog Timer (DSWDT disabled)

// CONFIG3
#pragma config WFPF = WFPF0 // Write Protection Flash Page Segment Boundary (Page 0 (0x0))
#pragma config SOSSEL = SOSC // Secondary Oscillator Pin Mode Select (SOSC pins have digital I/O functions (RA4,
// RB4))
#pragma config WUTSEL = LEG // Voltage Regulator Wake-up Time Select (Default regulator start-up time used)
#pragma config WPDIS = WPEN // Segment Write Protection Disable (Segmented code protection enabled)
#pragma config WPCFG = WPCFGDIS // Write Protect Configuration Page Select (Last page and Flash Configuration words
// are unprotected)
#pragma config WPEND = WPENDMEM // Segment Write Protection End Page Select (Write Protect from WFPF to the last
// page of memory)

// CONFIG2
#pragma config POSCMOD = NONE // Primary Oscillator Select (Primary Oscillator disabled)
#pragma config I2C1SEL = PRI // I2C1 Pin Select bit (Use default SCL1/SDA1 pins for I2C1 )
#pragma config IOL1WAY = ON // IOLOCK One-Way Set Enable (Once set, the IOLOCK bit cannot be cleared)
#pragma config OSCIOFNC = OFF // OSCO Pin Configuration (OSCO pin functions as clock output (CLKO))
#pragma config FCKSM = CSDCMD // Clock Switching and Fail-Safe Clock Monitor (Sw Disabled, Mon Disabled)
#pragma config FNOSC = FRC // Initial Oscillator Select (Fast RC Oscillator (FRC))
#pragma config PLL96MHZ = OFF // 96MHz PLL Startup Select (96 MHz PLL Startup is enabled automatically off
// start-up)
#pragma config PLLDIV = NODIV // USB 96 MHz PLL Prescaler Select (Oscillator input used directly (4 MHz input))
#pragma config IESO = ON // Internal External Switchover (IESO mode (Two-Speed Start-up) enabled)

// CONFIG1
#pragma config WDTPS = PS1024 // Watchdog Timer Postscaler (1:32,768)
#pragma config FWPSA = PR32 // WDT Prescaler (Prescaler ratio of 1:128)
#pragma config WINDIS = OFF // Windowed WDT (Standard Watchdog Timer enabled,(Windowed-mode is disabled))
#pragma config FWDTEN = OFF // Watchdog Timer (Watchdog Timer is disabled)
#pragma config ICS = PGx1 // Emulator Pin Placement Select bits (Emulator functions are shared with PGEC2/PGED2)
#pragma config GWRP = OFF // General Segment Write Protect (Writes to program memory are allowed)
#pragma config GCP = OFF // General Segment Code Protect (Code protection is disabled)
#pragma config JTAGEN = OFF // JTAG Port Enable (JTAG port is disabled)
```

## ANEXO H. Código MPLAB® dispositivo central

```
#include <stdint.h>
#include <stdio.h>
#include <string.h>
#include <xc.h>

void limpiar(char X[]);
void _ISR_U2RXInterrupt(void);
void _ISR_U1RXInterrupt(void);

void UART1_Conf(void);
void UART2_Conf(void);
void UART_Send1(int Dato);
void UART_Send2(int Dato);
void Enviar (char Dato[]);

int Dato=0, Request=0, Temp=0, Bandera=0;

int main() {

    UART1_Conf();
    UART2_Conf();

    while(1){}
    return 0;
}
//-----//
// Funcion encargada de configurar la UART 1
//-----//
void UART1_Conf(void){

    _RP10R=3;           // U1TX asignado al RP10 (PIN 18)
    RPINR18bits.U1RXR=11; // U1RX asignado al RP11 (PIN 19)
    U1BRG=25;          // Baud Rate : 9600
    U1MODEbits.BRGH=0;
    U1MODEbits.PDSEL=0; // 8 bits - Sin bit de paridad
    U1MODEbits.STSEL=0; // 1 bit de Stop
    U1MODEbits.UARTEN=1; // Enciendo la UART 1
    U1STAbits.UTXEN=1;   // Enciendo el TX
    _U1TXIF=0;           // Limpio bandera U1TX
    _U1RXIF=0;           // Limpio bandera U1RX
    _U1RXIE=1;           // Habilito interrupción U1RX
    _U1RXIP=1;           // Asigno prioridad a la interrupción
    U1STAbits.URXISEL=1; // Interrupción cuando un dato el transferido del RSR al Buffer de recepción
}
//-----//
// Funcion encargada de configurar la UART 2
//-----//
void UART2_Conf(void){

    _RP8R=5;           // U2TX asignado al RP8 (PIN 14)
    RPINR19bits.U2RXR=7; // U1RX asignado al RP7 (PIN 13)
    U2BRG=25;          // Baud Rate : 9600
    U2MODEbits.BRGH=0;
```

```

U2MODEbits.PDSEL=0; // 8 bits - Sin bit de paridad
U2MODEbits.STSEL=0; // 1 bit de Stop
U2MODEbits.UARTEN=1; // Enciendo la UART 2
U2STAbits.UTXEN=1; // Enciendo el TX
_U2TXIF=0; // Limpio bandera U2TX
_U2RXIF=0; // Limpio bandera U2RX
_U2RXIE=1; // Habilito interrupción U1RX
_U2RXIP=7; // Asigno prioridad a la interrupción
U2STAbits.URXISEL=0b11; // Interrupción cuando un dato es transferido del RSR al Buffer de recepción
}
//-----//
// Rutina atención a interrupción U1RX (Interrupción por el PC)
//-----//
void _ISR_U1RXInterrupt(void){

Request=U1RXREG; // Leo el dato del buffer de recepción

if(Request==0x31 || Request==0x32 || Request==0x33 || Request==0x35 || Request==0x34 ){ //¿Es un dato valido?
    UART_Send2(Request); // La envío inmediatamente al XBEE (De estar dormido el XBEE receptor
                        // el dato es almacenado en un buffer interno, por lo tanto el dato se envía
                        // cuando el XBEE receptor se enciende)
}
_U1RXIF=0; // Limpio bandera de interrupción
}
//-----//
// Rutina atención a interrupción U2RX (Interrupción por el XBEE)
//-----//
void _ISR_U2RXInterrupt(void){

char RH_H=0, RH_L=0, T_H=0, T_L=0;
unsigned char Vbat_H=0,Vbat_L=0, Vpanel_H=0, Vpanel_L=0, Vpiezo_H=0, Vpiezo_L=0;
float Humedad=0, Temperatura=0, Vbat=0, Vpanel=0, Vpiezo=0;
char Dato[100]={0};
int i=0;

_U2RXIE=0; // Deshabilito interrupción U2RX

RH_H=U2RXREG; // Leo RH High Byte
RH_L=U2RXREG; // Leo RH Low Byte
T_H =U2RXREG; // Leo T° High Byte
T_L =U2RXREG; // Leo T° Low Byte

if(Request==0x33){ // Si la petición previamente enviada era de estado del nodo debo esperar mas datos

    U2STAbits.URXISEL=0b10; // Interrupción cuando hay 3 datos en el buffer

    _U2RXIF=0;

    while(!_U2RXIF){} // Espero por otra recepción
    Vbat_H=U2RXREG; // Leo Vbat High Byte
    Vbat_L=U2RXREG; // Leo Vbat Low Byte
    Vpanel_H=U2RXREG; // Leo Vpanel High Byte
    _U2RXIF=0; // Limpio Bandera

    while(!_U2RXIF){} // Espero por otra recepción
    Vpanel_L=U2RXREG; // Leo Vpanel Low Byte

```

```

Vpiezo_H=U2RXREG; // Leo Vpiezo High Byte
Vpiezo_L=U2RXREG; // Leo Vpiezo Low Byte
_U2RXIF=0; // Limpio Bandera

U2STAbits.URXISEL=0b11;

}
//-----Interpreto los datos de Humedad y Temperatura (Conversión a partir del DataSheet ChipCap2)-----//
Humedad= ((RH_H & 0x3F)*256 + RH_L);
Humedad = (Humedad/16384)*100;

Temperatura = ((T_H*64) + ((T_L>>2)/4) );
Temperatura = (Temperatura/16384)*165-40;

sprintf(Dato,"%6.3f",Humedad); // Convierto los datos a ASCII para una mejor interpretación en el PC
Enviar (Dato); // Envio dato
limpiar(Dato); // Limpiar dato

sprintf(Dato,"%6.3f",Temperatura);
Enviar (Dato);
limpiar(Dato);

if(Request==0x33){ // ¿Lo ultimo en enviar fue una petición de estado del nodo?
//----- Interpreto los datos de Vbat - Vpanel - Vpiezo-----//
// Debido a que la conversión del ADC es de 10 bits fue necesario realizar dos transmisiones de 8 bits
// Razón por la cual para evitar que malinterpreten los datos el tipo de variables fue unsigned char
// Adicionalmente se debe tener en cuenta los bits del conversor (10 bits) y la referencia de voltaje (2.5 V)
Vbat=((Vbat_H*256)+Vbat_L);
Vbat=(Vbat/1024)*2*2.5;

Vpanel=((Vpanel_H*256)+Vpanel_L);
Vpanel=(Vpanel/1024)*2.5;

Vpiezo=((Vpiezo_H*256)+Vpiezo_L);
Vpiezo=(Vpiezo/1024)*2.5;

sprintf(Dato,"%6.3f",Vbat);
Enviar(Dato);
limpiar(Dato);

sprintf(Dato,"%6.3f",Vpanel);
Enviar(Dato);
limpiar(Dato);

sprintf(Dato,"%6.3f",Vpiezo);
Enviar(Dato);
limpiar(Dato);
Request=0;
}

_U2RXIF=0;
_U2RXIE=1;

}

```

```

//-----//
// Función encargado de enviar un dato al PC
//-----//
void UART_Send1(int Dato){

    U1TXREG=Dato;
    while(!U1STAbits.TRMT){ }
    _U1TXIF=0;

}
//-----//
// Función encargado de enviar un dato al XBEE
//-----//
void UART_Send2(int Dato){

    U2TXREG=Dato;
    while(!U2STAbits.TRMT){ }
    _U2TXIF=0;

}
//-----//
// Función encargado de limpiar una cadena de caracteres
//-----//
void limpiar(char X[]){

    strcpy(X, "");

}
//-----//
// Función encargado de enviar un arreglo de datos
//-----//
void Enviar (char Dato[]){

    int i=0;
    while(Dato[i]!=0){

        UART_Send1(Dato[i]);
        i=i+1;
    }
    UART_Send1(0x0D); // Envio cambio de linea
}

```

## ANEXO I. Código MPLAB® configuración bits dispositivo central

```
// CONFIG4
#pragma config DSWDTPS = DSWDTPS5 // DSWDT Postscale Select (1:2,147,483,648 (25.7 days))
#pragma config DSWDTOSC = LPRC // Deep Sleep Watchdog Timer Oscillator Select (DSWDT uses Low Power RC
//Oscillator (LPRC))
#pragma config RTCOSC = SOSC // RTCC Reference Oscillator Select (RTCC uses Low Power RC Oscillator (LPRC))
#pragma config DSBOREN = OFF // Deep Sleep BOR Enable bit (BOR disabled in Deep Sleep)
#pragma config DSWDTEN = OFF // Deep Sleep Watchdog Timer (DSWDT disabled)

// CONFIG3
#pragma config WFPF = WFPF0 // Write Protection Flash Page Segment Boundary (Page 0 (0x0))
#pragma config SOSSEL = IO // Secondary Oscillator Pin Mode Select (SOSC pins have digital I/O functions (RA4,
//RB4))
#pragma config WUTSEL = LEG // Voltage Regulator Wake-up Time Select (Default regulator start-up time used)
#pragma config WPDIS = WPEN // Segment Write Protection Disable (Segmented code protection enabled)
#pragma config WPCFG = WPCFGDIS // Write Protect Configuration Page Select (Last page and Flash Configuration words
// are unprotected)
#pragma config WPEND = WPENDMEM // Segment Write Protection End Page Select (Write Protect from WFPF to the last
// page of memory)

// CONFIG2
#pragma config POSCMOD = NONE // Primary Oscillator Select (Primary Oscillator disabled)
#pragma config I2C1SEL = PRI // I2C1 Pin Select bit (Use default SCL1/SDA1 pins for I2C1 )
#pragma config IOL1WAY = ON // IOLOCK One-Way Set Enable (Once set, the IOLOCK bit cannot be cleared)
#pragma config OSCIOFNC = OFF // OSCO Pin Configuration (OSCO pin functions as clock output (CLKO))
#pragma config FCKSM = CSDCMD // Clock Switching and Fail-Safe Clock Monitor (Sw Disabled, Mon Disabled)
#pragma config FNOSC = FRC // Initial Oscillator Select (Fast RC Oscillator (FRC))
#pragma config PLL96MHZ = OFF // 96MHz PLL Startup Select (96 MHz PLL Startup is enabled automatically off
// start-up)
#pragma config PLLDIV = NODIV // USB 96 MHz PLL Prescaler Select (Oscillator input used directly (4 MHz input))
#pragma config IESO = ON // Internal External Switchover (IESO mode (Two-Speed Start-up) enabled)

// CONFIG1
#pragma config WDTPS = PS1024 // Watchdog Timer Postscaler (1:32,768)
#pragma config FWPSA = PR32 // WDT Prescaler (Prescaler ratio of 1:128)
#pragma config WINDIS = OFF // Windowed WDT (Standard Watchdog Timer enabled,(Windowed-mode is disabled))
#pragma config FWDTEN = OFF // Watchdog Timer (Watchdog Timer is disabled)
#pragma config ICS = PGx1 // Emulator Pin Placement Select bits (Emulator functions are shared with PGEC2/PGED2)
#pragma config GWRP = OFF // General Segment Write Protect (Writes to program memory are allowed)
#pragma config GCP = OFF // General Segment Code Protect (Code protection is disabled)
#pragma config JTAGEN = OFF // JTAG Port Enable (JTAG port is disabled)
```

## ANEXO J. Código MATLAB® GUI dispositivo central

```
function varargout = NodoV1(varargin)
% NODOV1 MATLAB code for NodoV1.fig
% NODOV1, by itself, creates a new NODOV1 or raises the existing
% singleton*.
%
% H = NODOV1 returns the handle to a new NODOV1 or the handle to
% the existing singleton*.
%
% NODOV1('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
% function named CALLBACK in NODOV1.M with the given input arguments.
%
% NODOV1('Property','Value',...) creates a new NODOV1 or raises the
% existing singleton*. Starting from the left, property value pairs are
% applied to the GUI before NodoV1_OpeningFcn gets called. An
% unrecognized property name or invalid value makes property application
% stop. All inputs are passed to NodoV1_OpeningFcn via varargin.
%
% *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
% instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help NodoV1

% Last Modified by GUIDE v2.5 18-Nov-2014 23:21:56

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',    mfilename, ...
                  'gui_Singleton', gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn', @NodoV1_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn', @NodoV1_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn', [] , ...
                  'gui_Callback', []);
if nargin && ischar(varargin{1})
    gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
end

if nargout
    [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
else
    gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
end
% End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before NodoV1 is made visible.
function NodoV1_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin   command line arguments to NodoV1 (see VARARGIN)

% Choose default command line output for NodoV1
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);
tic
```

```

% UIWAIT makes Nodov1 wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = Nodov1_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject handle to figure
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

global s; %Creación variable global s
global flag; %Creación banderas de transmisión

%----Asignación a variable s del puerto serial y su configuración----
s=serial('COM8','BaudRate',9600,'Terminator','CR','StopBit',1,'Parity','None');
fopen(s);

contador_muestras=1; % Inicialización de la variable del numero de muestras
while(contador_muestras<30) %Numero de muestras a visualizar

    while(s.BytesAvailable==0) %Se espera por la recepción del primer paquete de datos
    end

    Humedad=str2num(fscanf(s)) % Se almacena el valor de humedad

    while(s.BytesAvailable==0) %Se espera por la recepción del segundo paquete de datos
    end
    Temperatura=str2num(fscanf(s)) % Se almacena el valor de temperatura

%----Se muestra el valor de las mediciones en las casillas asignadas----
set(handles.VentanaTemp,'string',Temperatura);
set(handles.VentanaHum,'string',Humedad);

%----Si previamente hubo solicitud del estado del nodo, se almacenan los
% valores de voltaje de la batería, voltaje del panel y voltaje del
% piezoeléctrico----
if flag==1;
    while(s.BytesAvailable==0)
    end
    Voltaje1=str2num(fscanf(s))

    while(s.BytesAvailable==0)
    end
    Voltaje2=str2num(fscanf(s))

    while(s.BytesAvailable==0)
    end
    Voltaje3=str2num(fscanf(s))

%----Se muestra el valor de las mediciones de los voltajes en las casillas asignadas----
set(handles.v_bat,'string',Voltaje1);
set(handles.v_panel,'string',Voltaje2);
set(handles.v_piezo,'string',Voltaje3);
flag=0; % se limpia la bandera de solicitud de estado del nodo
end

%----Se realiza la grafica de las mediciones adquiridas----

```

```

t(contador_muestras)=Temperatura;
h(contador_muestras)=Humedad
tt(contador_muestras)=now;
th(contador_muestras)=now;

ma(1)=max(t);
ma(2)=max(h);
mi(1)=min(t);
mi(2)=min(h);

plot(handles.Display,tt,t,'-r');
ylim([-2+min(mi) max(ma)+2]);
xlim([tt(1) now]);
grid on;
hold on;
plot(handles.Display,th,h,'-b');
datetick('x','HH:MM:SS.FFF')
drawnow;

    contador_muestras=contador_muestras+1 %incremento del valor de la muestra
end
fclose(s);% Se cierra el puerto serial luego de terminar el número de muestras

```

```

% --- Executes on button press in uno_Button.
function uno_Button_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to uno_Button (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
fprintf(s,'1'); % Se envia el carácter '1' por el puerto serial (Periodo de transmisión 1 s).

```

```

% --- Executes on button press in cinco_Button.
function cinco_Button_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to cinco_Button (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
fprintf(s,'2'); % Se envia el carácter '4' por el puerto serial (Periodo de transmisión 5 s)

```

```

function VentanaTemp_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to VentanaTemp (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of VentanaTemp as text
%       str2double(get(hObject,'String')) returns contents of VentanaTemp as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function VentanaTemp_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to VentanaTemp (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function VentanaHum_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to VentanaHum (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of VentanaHum as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of VentanaHum as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function VentanaHum_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to VentanaHum (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in estado_Button.
function estado_Button_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to estado_Button (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
global flag;
fprintf(s,'3'); % Se envia el carácter '3' por el puerto serial (Estado del nodo)
flag=1;

% --- Executes on button press in diez_Button.
function diez_Button_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to diez_Button (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
fprintf(s,'4'); % Se envia el carácter '4' por el puerto serial (Periodo de transmisión 10 s)

% --- Executes on button press in veinte_Button.
function veinte_Button_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to veinte_Button (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
fprintf(s,'5'); % Se envia el carácter '5' por el puerto serial (Periodo de transmisión 20 s)

function v_bat_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_bat (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of v_bat as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of v_bat as a double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function v_bat_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_bat (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function v_panel_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_panel (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of v_panel as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of v_panel as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function v_panel_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_panel (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function v_piezo_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_piezo (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of v_piezo as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of v_piezo as a double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function v_piezo_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to v_piezo (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'), get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

% --- Executes on button press in offSerial.
function offSerial_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to offSerial (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)
global s;
fclose(s); %Ejecuta un cierre del puerto serial solicitado por el usuario

```