

GRADO EN INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
AUTOMÁTICA INDUSTRIAL

Trabajo Fin de Grado

Estudio e implementación de un módulo de recolección de
energía para sistemas de muy bajo consumo



Autor: Cristian Gavilán Maldonado

Tutor/es: Jesús Ureña Ureña

ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA
INDUSTRIAL**

Trabajo Fin de Grado

Estudio e implementación de un módulo de recolección de energía
para sistemas de muy bajo consumo

Autor: Cristian Gavilán Maldonado

Tutor/es: Jesús Ureña Ureña

TRIBUNAL:

Presidente: Pedro Martín Sánchez

Vocal 1º: Cristina Losada Gutiérrez

Vocal 2º: Jesús Ureña Ureña

FECHA: 20/09/2021

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, a Nuria, a mi tutor,

gracias

ÍNDICE

I RESUMEN.....	1
II ABSTRACT.....	1
III PALABRAS CLAVE.....	1
IV MEMORIA.....	2
1 INTRODUCCIÓN	2
1.1 Planteamiento y objetivos	5
2 FUENTES DE ENERGÍA.....	6
2.1 Térmica	7
2.2 Solar.....	9
2.3 Radio frecuencia (RF).....	12
2.4 Magnética.....	14
2.5 Fluidos	17
2.5.1 Aire	18
2.5.2 Agua.....	20
2.6 Variación térmica	21
2.7 Sonido.....	23
2.8 Vibraciones	26
2.8.1 Introducción	26
2.8.2 Características dinámicas.....	27
2.8.3 Transductores cinéticos.....	31
2.8.3.1 Transductores piezoeléctricos.....	31
2.8.3.2 Transductores electromagnéticos.....	36
2.8.3.3 Transductores electrostáticos	39
2.8.3.4 Conclusiones.....	42
3 Módulo de evaluación	44
3.1 Introducción	44
3.2 Principio de funcionamiento	45
3.2.1 Módulo Nordic nRF52832 BLE.....	45
3.2.2 Módulos de recolección de energía	46
3.2.2.1 Cap-Charger.....	46
3.2.2.2 Circuito integrado BQ25570	48
3.3 Consideraciones finales	62
3.3.1 Tag-Connect	63
3.3.2 Pines E/S	63
4 PRUEBAS	65
4.1 Energía cinética	65
4.1.1 Piezoeléctrico tipo lámina.....	66
4.1.1.1 Pruebas sobre el motor	66
4.1.1.2 Pruebas sobre el ventilador.....	69
4.1.2 Piezoeléctrico tipo botón.....	70
4.1.3 Comparación	72
4.2 Energía lumínica.....	72
4.2.1 Situación 1. Nivel de iluminación de 15 lx.....	72

4.2.2 Situación 2. Nivel de iluminación de 260 lx	74
4.2.3 Situación 3. Nivel de iluminación de 443 lx.	75
4.2.4 Alimentación módulo DEV-BLE-NS	76
4.2.4.1 Alimentación mediante el circuito de carga A	76
4.2.4.2 Alimentación mediante el circuito de carga B.....	78
5 CONCLUSIONES	82
V BIBLIOGRAFÍA	84
VI ANEXOS.....	90
1 CÓDIGO EMPLEADO.....	90
2 PLANOS.....	92
3 PLIEGO DE CONDICIONES.....	93
3.1 Módulo DEV-BLE-NS	94
3.1.1 IC BQ25570	94
3.1.2 Cap-Charger	100
3.1.3 Módulo nRF52832.....	103
3.2 Componentes piezoeléctricos.....	106
Piezoeléctrico tipo lámina.....	106
Piezoeléctrico tipo botón	107
3.3 Puente de diodos.....	110
3.4 Célula fotovoltaica.....	112
3.5 Batería.....	113
4 PRESUPUESTO	113
5 MANUAL DE USUARIO.....	115

ABREVIATURAS

EH	<i>Energy Harvesting</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
WSN	<i>Wireless Sensor Networks</i>
ADC	<i>Analog-Digital Converter</i>
RF	<i>Radio Frecuencia</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
EVM	<i>Evaluation Module</i>
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i>
IC	<i>Integrate Circuit</i>
FOC	<i>Fractional Open Circuit</i>

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Arquitectura básica de una WSN [1]	2
Figura 1.2 Esquema general de un sistema EH. Adaptado de [3]	3
Figura 2.1 Esquema funcional de un termopar. [18]	7
Figura 2.2 Termopar real. [22]	8
Figura 2.3 Eficiencia de conversión de energía de cada tipo de célula solar. [24].....	9
Figura 2.4 Efecto fotovoltaico. [28].....	10
Figura 2.5 Curva I-V de una célula fotovoltaica. [32].....	11
Figura 2.6 Circuito eléctrico equivalente de una célula fotovoltaica. Adaptado de [30]	12
Figura 2.7 Panel fotovoltaico real para EH. [33].....	12
Figura 2.8 Tipos de fuentes de RF. Adaptado de [19].....	12
Figura 2.9 Eficiencia de un sistema EH basado en RF en función de la distancia entre la fuente y la antena. [13].....	13
Figura 2.10 Arquitectura de una red de captación de energía basado en RF. Adaptado de [37], [40].....	13
Figura 2.11 Circuito eléctrico equivalente de un sistema de captación de energía basado en RF. Adaptado de [39]	14
Figura 2.12 Sistema real de un recolector basado en RF. [42].....	14
Figura 2.13 Implantación de sistema EH sobre las líneas eléctricas. Adaptado de [46] 15	
Figura 2.14 Sistema EH basado en campo magnético. [47].....	15
Figura 2.15 Circuito eléctrico equivalente de un sistema EH basado en campos magnéticos. Adaptado de [46]	16
Figura 2.16 Sistema de EH real basado en campos magnéticos. [45]	16
Figura 2.17 Circuito eléctrico equivalente de un sistema EH basado en fluidodinámica. Adaptado de [53]	17
Figura 2.18 Ejemplos de arquitecturas de palas de un aerogenerador. [50]	19
Figura 2.19 Sistema real de un aerogenerador basado en EH. [55].....	19
Figura 2.20 Esquema de una turbina Pelton. [57]	20
Figura 2.21 Efecto piroeléctrico. Adaptado de [62]	22
Figura 2.22 Circuito eléctrico equivalente de una célula piroeléctrica. Adaptado de [58]	22
Figura 2.23 Resonador Helmholtz. Adaptado de [67], [68].....	23
Figura 2.24 Esquema de un transductor acústico basado en la piezoelectricidad. Adaptado de [67]	24
Figura 2.25 Esquema de un transductor acústico basado en electromagnetismo. Adaptado de [64]	25
Figura 2.26 Esquema eléctrico equivalente de un transductor acústico. Adaptado de [67], [68].....	25
Figura 2.27 Transductor acústico real. [69]	25
Figura 2.28 Tipos de transductores cinéticos. Adaptado de [95]	26
Figura 2.29 Modelo equivalente dinámico de un transductor vibratorio.[77]	27
Figura 2.30 Variación de la potencia en función de la frecuencia para distintos valores de amortiguación. Adaptado de [72].....	30
Figura 2.31 Efecto piezoeléctrico en los materiales (a) En reposo (b) Bajo esfuerzo. Adaptado de [89]	32
Figura 2.32 Notación de los subíndices. Adaptado de [83]	32
Figura 2.33 Modos de funcionamiento del piezoeléctrico. (a) Modo 31 (b) Modo 33. Adaptado de [82]	34

Figura 2.34 Circuito eléctrico equivalente de un transductor piezoeléctrico. Adaptado de [81]	35
Figura 2.35 Esquema de un generador electromagnético. Adaptado de [94]	36
Figura 2.36 Circuito eléctrico equivalente de un transductor electromagnético. Adaptado de [13]	37
Figura 2.37 Ciclos de conversión electrostática. Adaptada de [98].....	40
Figura 2.38 Geometrías de electrodos. Adaptado de [97].....	41
Figura 2.39 Circuito eléctrico equivalente de un transductor electrostático. Adaptado de [99]	42
Figura 3.1 Kit de desarrollo DEV-BLE-NS. Adaptado de [100]	45
Figura 3.2 Circuito nRF52832.....	46
Figura 3.3 Esquema eléctrico del circuito Cap-Charger. [107].....	47
Figura 3.4 Circuito "Cap-Charger"	48
Figura 3.5 Módulo DEV-IN-BASIC	49
Figura 3.6 Pines del IC BQ25570. Adaptado de [108]	50
Figura 3.7 Circuito total con el IC BQ25570. Adaptado de [108]	52
Figura 3.8 Diagrama de bloques funcional del IC BQ25570. [108].....	54
Figura 3.9 Curvas I-V para cada nivel de radiación.	55
Figura 3.10 Curva teórica $Ri-D$	56
Figura 3.11 Circuito simulado para la obtención de $Ri-D$	57
Figura 3.12 Curva simulada $Ri-D$	57
Figura 3.13 Curva de la potencia de salida de una célula fotovoltaica.....	58
Figura 3.14 Algoritmo FOC. Adaptado de [110], [111]	59
Figura 3.15 Esquema eléctrico DEV-IN-BASIC. [107]	61
Figura 3.16 Diagrama de bloques del módulo DEV-BLE-NS. Adaptado de [101]	63
Figura 3.17 Tag-Connect	63
Figura 3.18 Pines E/S.....	64
Figura 4.1 Transductores piezoeléctricos y fuentes vibratorias utilizadas.....	65
Figura 4.2 Piezoeléctrico tipo lámina acoplado al motor.....	66
Figura 4.3 Medición de la tensión de salida del transductor tipo lámina acoplado al motor	67
Figura 4.4 Medición de la tensión de salida del rectificador	68
Figura 4.5 Medición de la tensión de salida del piezoeléctrico tipo lámina acoplado al ventilador.....	69
Figura 4.6 Medición de la tensión de salida del rectificador	70
Figura 4.7 Medición de la tensión de salida del piezoeléctrico tipo botón acoplado al ventilador.....	71
Figura 4.8 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 15 lx	73
Figura 4.9 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 260 lx	74
Figura 4.10 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 443 lx	75
Figura 4.11 Medición de la tensión de salida del módulo DEV-BLE-NS utilizando el circuito de carga A.....	77
Figura 4.12 Funcionamiento completo del sistema utilizando el circuito de carga A... 78	
Figura 4.13 Medición del tiempo de carga de los condensadores	78
Figura 4.14 Medición de la tensión de salida fija de 3 V del circuito de carga B.....	79
Figura 4.15 Medición de la tensión de salida fija de 4.2 V del circuito de carga B	80
Figura 4.16 Funcionamiento completo del sistema utilizando el circuito de carga B ... 81	

LISTA DE TABLAS

Tabla 2-1 Resumen de las características de los pares Fuente-Transductor actuales. Adaptado de [10]–[15]	6
Tabla 2-2 Permeabilidad en distintos materiales ferromagnéticos. [48]	16
Tabla 2-3 Ejemplos de fuentes de vibración.	26
Tabla 2-4 Características piezoeléctricas de algunos materiales. [17].....	33
Tabla 2-5 Características de diferentes imanes. Adaptado de [93].....	39
Tabla 2-6 Ventajas y desventajas de cada transductor cinético. Adaptado de [73], [79], [82]	43
Tabla 3-1 Funciones de los pines del IC BQ25570. Adaptado de [108].....	51
Tabla 3-2 Componentes externos del IC BQ25570. Adaptado de [108]	52
Tabla 4-1 Resultados obtenidos de los transductores piezoeléctricos	72

I RESUMEN

El presente TFG se centra en el estudio de fuentes para recolección de energía (EH, por sus siglas en inglés, *Energy Harvesting*) para sistemas de muy bajo consumo. Adicionalmente, se analizará y usará el módulo DEV-BLE-NS, fabricado por PowerFilm, el cual es capaz de aprovechar la máxima energía a partir de una alta variedad de fuentes naturales existentes, gracias a su configuración electrónica.

A partir de esta energía generada en forma de electricidad por una de las fuentes elegidas, se pretende analizar la posibilidad de alimentar redes de sensores, principalmente sensores para localización y posicionamiento en interiores. Una vez se haya realizado esto, se deberá concluir si la propuesta es apta o no para aplicaciones reales.

II ABSTRACT

This TFG focuses on the study of sources of energy harvesting for very low consumption systems. Additionally, the DEV-BLE-NS module, manufactured by PowerFilm, will be analyzed and used, which is able to harness maximum energy from a wide variety of existing natural sources, thanks to its electronic configuration.

From this energy generated in the form of electricity by one of the chosen sources, it is intended to analyze the possibility of power sensor networks, mainly sensors for indoor location and positioning. Once this has been done, it must be concluded whether or not the proposal is suitable for real applications.

III PALABRAS CLAVE

Energy harvesting

IoT

Sensores

Convertidores de potencia

IV MEMORIA

1 INTRODUCCIÓN

Como se había mencionado, este trabajo se centra en el estudio de funcionamiento de los sistemas de recolección de energía (EH, por sus siglas en inglés, *Energy Harvesting*) y, más concretamente, en el estudio del kit de desarrollo DEV-BLE-NS del fabricante PowerFilm, para, a partir del mismo, alimentar principalmente sensores de posición y localización en interiores, mediante pequeños niveles de potencia (del orden de μW o mW), para que estos puedan trabajar de forma autónoma. Estos sensores, en conjunto con otros dispositivos inteligentes como pueden ser procesadores o hardware de comunicación, forman el conocido internet de las cosas (IoT, por sus siglas en inglés, *Internet of Things*), dispuestos para recoger, enviar y elaborar datos adquiridos de su entorno. Dentro de este amplio conjunto, se encuentran las denominadas redes inalámbricas de sensores (WSN, por sus siglas en inglés, *Wireless Sensor Networks*), dispositivos interconectados con un bajo coste y consumo (conocidos como nodos) capaces de procesar la información de su entorno y, enviarla, vía cable o inalámbrica, a un nodo central o *sink*, para después enviar los mismos a un servidor, de tal modo que puedan ser visualizados y tratados. Por norma general, un nodo sensor está compuesto por un procesador, una memoria, uno o más sensores, un conversor analógico-digital (ADC, por sus siglas en inglés, *Analog-Digital Converter*) y una fuente de alimentación. Estos, poseen limitaciones en cuanto a capacidad de procesamiento, almacenamiento y suministro de energía. Esta última limitación es, posiblemente, la más importante ya que determina el tiempo de vida de la red y es por ello que se realiza un fuerte hincapié en mejorar esta limitación. Los datos que proporcionan estos sensores son utilizados en numerosos campos, como puede ser la gestión del tráfico, la supervisión del medio ambiente o edificios inteligentes. Según [1], se calcula que para el año 2025 se tengan conectados 85.000 millones de dispositivos a Internet, de igual forma que una única persona podría estar conectada con 200 dispositivos, incrementándose así de forma radical los dispositivos que forman el IoT. La arquitectura básica de una WSN se muestra en la Figura 1.1 [1]–[3]

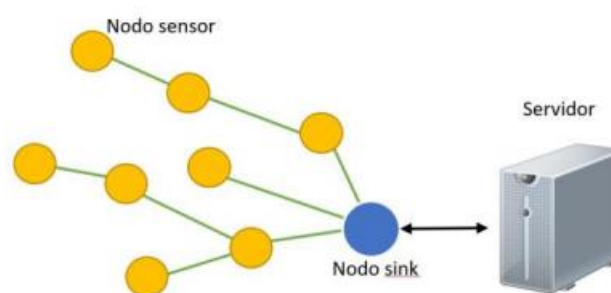


Figura 1.1 Arquitectura básica de una WSN [1]

Volviendo a los sistemas de EH, el principal funcionamiento de estos se basa en guardar la energía recolectada mediante un dispositivo de almacenamiento para utilizarla posteriormente sobre los sistemas electrónicos (como sensores) de manera diaria. Estos se componen de manera genérica de tres partes: el sistema recolector, un sistema de almacenamiento y un sistema de gestión de la energía. Se comienza recogiendo la energía

disponible de las fuentes naturales mediante el sistema recolector, compuesto principalmente de un transductor de energía. A continuación, el sistema de gestión de la energía (convertidor y regulador de voltaje) convierte el voltaje de entrada a los niveles requeridos para alimentar los sistemas electrónicos de la manera más eficiente posible. Por último, el sistema de almacenamiento guarda toda la energía excedente recolectada, siendo este elemento una batería o un condensador, según la aplicación. En algunas de estas aplicaciones, el dispositivo alimentado se puede apagar durante ciertos intervalos de tiempo y no es necesaria una batería. De manera contraria, en otras aplicaciones sí que es necesario un suministro permanente de energía.

Destacar que, la carga electrónica, de manera general, tiene diferentes modos de consumo de energía, permitiendo operar al sistema en un estado de bajo consumo de energía, ya que solo permanecerá activo durante periodos de tiempo limitados. Con esto se consigue disminuir el consumo total de energía. La Figura 1.2 muestra el esquema general de todo el conjunto descrito. [3], [4]

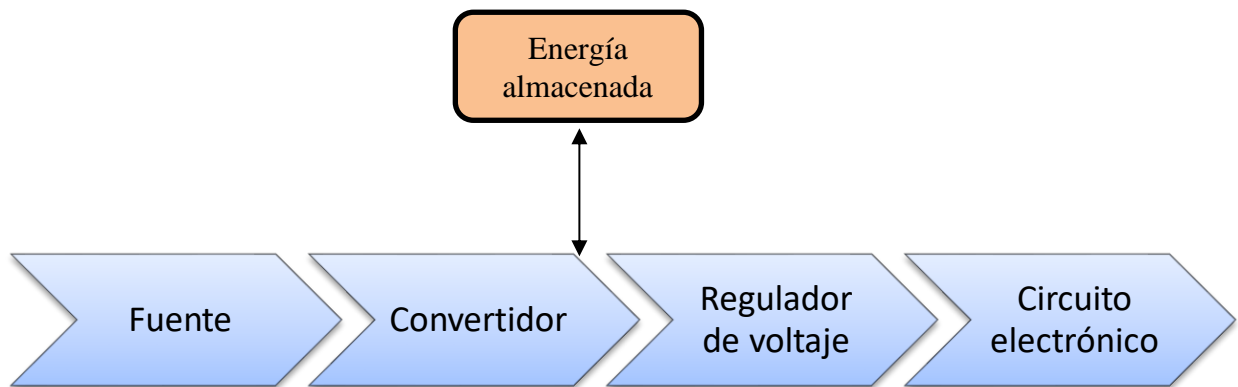


Figura 1.2 Esquema general de un sistema EH. Adaptado de [3]

Esta necesidad de recolección de energía mediante fuentes naturales, surge, además de la problemática de los recursos limitados del planeta, de la vida media de los dispositivos de alimentación fabricados actuales, ya que se necesitan sistemas más eficientes en cuanto a duración se refiere. Entre las distintas fuentes naturales se pueden distinguir las provenientes de la luz, de las vibraciones, del viento, del agua, del sonido, de la temperatura y de los campos electromagnéticos. [5]

De esta manera, en el mismo contexto y como beneficio, se produce un impacto positivo sobre el medio ambiente, un aspecto que cada vez cobra mayor importancia, puesto que involucraría una disminución en la fabricación de sistemas destinados al mismo fin, tales como pilas o baterías, siendo estos altamente contaminantes por sus características químicas. Además, con la gran cantidad de dispositivos que se espera tener conectados en los próximos años, sería inviable mantener y reemplazar todas estas baterías.

Otra de las ventajas es que para alimentar estos sensores no se necesita una alta potencia (del orden de mW), por lo que bastaría con recolectar una pequeña porción de la energía procedente de las fuentes, requiriendo, además, de una instalación sencilla para dicho proceso, sin ningún tipo de cable conectado a la red eléctrica. Como inconveniente de este proceso, se puede resaltar claramente que continuamente dependen de las fuentes naturales y, como se sabe, estas no generan energía de forma constante, y es por ello que, actualmente, también se implementan sistemas mixtos. Estos sistemas mixtos son capaces de obtener energía de diversas fuentes naturales, por lo que pueden seguir funcionando incluso cuando alguna de estas no genera energía. [5]–[7]

Para este caso, la aplicación se centrará en sensores de posicionamiento y localización en interiores, pero cabe mencionar que las aplicaciones son numerosas, resultado de que con mayor frecuencia se estudien estos sistemas de EH. Como ejemplos de campos reales [8], [9] se pueden distinguir los siguientes:

- Automatización del hogar.
- Vigilancia y seguridad.
- Monitorización de pacientes.
- Detección de agentes nocivos.

Con lo cual, para llevar esto cabo, primeramente, se deben estudiar las diferentes fuentes existentes de las cuales obtener energía eléctrica, además de conocer la conversión que se realiza, clave en estos sistemas. Una vez se ha realizado este estudio, se deberá analizar la fuente que más convenga para el fin buscado, observando el presupuesto energético y, en función de este, validar la propuesta.

Una vez se ha seleccionado la fuente, se deberán realizar las pruebas pertinentes en conjunto del módulo y los sensores de localización y posición, para observar los resultados y poder validar por completo este sistema. En este contexto, es importante destacar, cómo, este proceso de envío de datos a partir de los sensores cada vez tiene más importancia en el mundo actual, ya que permite construir edificios inteligentes, permite detectar catástrofes...etc.

Como conclusión, entonces, lo que se pretende con este trabajo, además del estudio teórico de las distintas posibles fuentes de energía, es implementar un módulo completo que pudiera usarse en redes de sensores de posicionamiento de manera real, haciendo uso como principal componente el kit de desarrollo DEV-BLE-NS.

1.1 Planteamiento y objetivos

Para la correcta realización de este trabajo, se deben seguir una serie de pasos realizados de forma secuencial, ya que, para poder abordar cada apartado, ha de haberse finalizado el anterior. De acuerdo con esto, se pueden distinguir cuatro tareas fundamentales:

1. Estudio de los sistemas de recolección de energía. En esta fase inicial se examinarán los sistemas existentes, tanto en aplicaciones prácticas como en fase de investigación. Se abordará tanto la fenomenología física de conversión de energía como la problemática de acoplamiento de circuitos electrónicos y su control para la optimización de los sistemas.
2. Análisis detallado de presupuesto energético, tanto en consumo del sistema a alimentar como de las posibilidades del sistema recolector, de modo que se pueda dilucidar la viabilidad de la propuesta, su dimensionamiento y posibilidades reales de ser llevada a la práctica. Se analizarán posibles sistemas mixtos.
3. Definición de circuitos convertidores de potencia que permitan la conversión de energía, su modelado y optimización. Simulación de los mismos para corroboración de funcionamiento, influencia de efectos secundarios y depuración.
4. Validación de sistemas completos, por simulación o por implementación real del sistema, con su respectiva conclusión.

En relación con lo anterior, el principal objetivo de este TFG es comprender en su totalidad el funcionamiento del kit de desarrollo DEV-BLE-NS, cómo a partir de unas fuentes de entrada naturales se consigue extraer de forma óptima el máximo de energía y ponerla a disposición de los circuitos, de tal forma que alimenten otros sistemas, trabajando por tanto de forma autónoma.

2 FUENTES DE ENERGÍA

En este apartado se mencionarán las posibles fuentes naturales de las cuales obtener energía, explicando de manera resumida el proceso de conversión a energía eléctrica mediante el transductor empleado. Para poder realizar una comparación justa de las distintas fuentes en cuanto a potencia generada, hay que fijarse principalmente en el parámetro de potencia por unidad de volumen o área del transductor, también denominado como densidad de potencia. Este parámetro es de suma importancia ya que el sistema completo debe cumplir unas limitaciones de espacio, pues la aplicación principal es la de alimentar nodos en una WSN y estos deben ser de dimensiones reducidas.

A modo de resumen, la Tabla 2-1 muestra las principales características de cada par fuente-transductor, las cuales son su rendimiento y su densidad de potencia. Como se puede observar en la tabla, una de las fuentes con mayor rendimiento y densidad de potencia es la vibración. Por otro lado, esta fuente natural se da en multitudes de entornos, lo que permite implementar el sistema en lugares donde otras fuentes no son capaces de generar energía. Además, aparte de servir al sistema de alimentación energética, también es idóneo para aplicaciones de detección de movimiento, como puede ser el monitoreo de un puente o edificio, alertando de posibles derrumbamientos.

Con todo ello, el sistema que se pretende implementar, por tanto, se basará en las vibraciones como fuente de energía y, con el estudio realizado de estas, seleccionar el sistema transductor final. Es por esta razón entonces que se realizará un fuerte hincapié sobre esta forma de obtención de energía, completando así una de las primeras tareas de este trabajo, el de elegir la fuente de energía.

Tabla 2-1 Resumen de las características de los pares Fuente-Transductor actuales. Adaptado de [10]–[15]

Fuente de energía	Transductor	Rendimiento (%)	Densidad de potencia
Térmica	Termopar	10-15	$50 \mu W/cm^3$ para $\Delta T = 5^\circ C$
Solar	Célula fotovoltaica	Hasta 40	Exteriores: Hasta $14 mW/cm^2$ Interiores: Hasta $100 \mu W/cm^2$
RF	Antena	50-70	GSM: $0.1 \mu W/cm^2$ Wi-Fi: $0.0055 \mu W/cm^2$
Viento	Aerogenerador	0.61-17.6	$198 \mu W/cm^2$ con $5 m/s$
Agua	Turbina	1.7-29.5	$4.91 \mu W/cm^3$ con una velocidad de $3 l/s$
Sonido	Resonador Helmholtz	0.012	$3 nW/cm^3$ con 75 dB $960 nW/cm^3$ con 100 dB
Vibraciones	Piezoeléctrico Electromagnético Electroestático	Hasta 30 Hasta 65 10-23	Humanas: $4 \mu W/cm^3$ Máquinas: $800 \mu W/cm^3$

2.1 Térmica

La diferencia de temperaturas entre dos puntos se da en un sinnúmero de aplicaciones y, es por esta razón que muchos sistemas de EH se basan en esta conversión de energía térmica a energía eléctrica. Además, este tipo de tecnología está cobrando cada vez mayor importancia, sobre todo en el campo de alimentación de dispositivos mediante el propio calor corporal, tales como relojes o incluso implantes médicos. [16], [17]

Esta conversión puede explicarse mediante el efecto Seebeck, base de la generación de energía termoeléctrica. Este efecto establece que cuando se tiene un gradiente de temperatura entre dos puntos de un metal, se produce una diferencia de potencial proporcional a dicho gradiente (el efecto contrario es el efecto Peltier). Más concretamente, este efecto surge porque los portadores de carga de los metales (electrones) y los semiconductores (electrones y huecos) se mueven libremente, transportando carga y calor. Cuando una de las zonas del metal se calienta, los portadores de carga obtienen energía térmica y provocan que estos vibren con una amplitud mayor. Esto provoca que, en la zona caliente, al tener mayores amplitudes, haya un déficit de electrones con respecto a la zona fría. Esta diferencia de electrones en cada zona es la que provoca la diferencia de potencial. La Figura 2.1 muestra el esquema funcional de un termopar, que no es más que la unión de dos metales en la que se establece un gradiente de temperatura entre esta unión (zona caliente) y los extremos libres (zona fría) para generar una tensión.

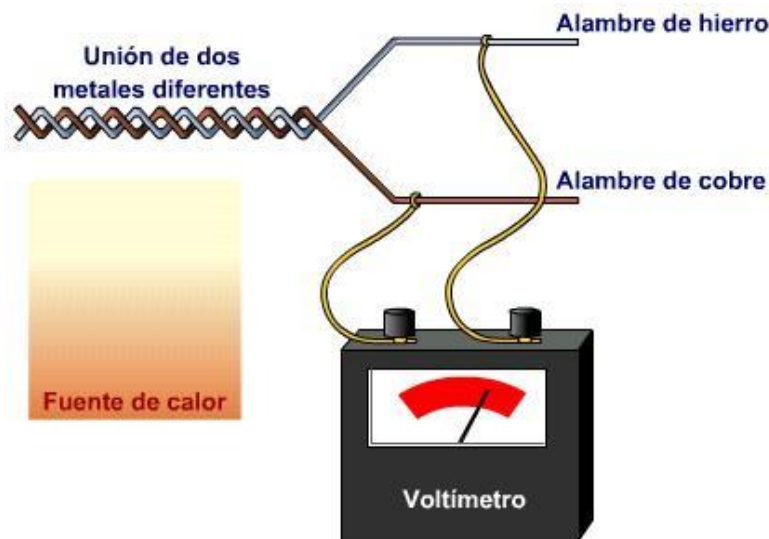


Figura 2.1 Esquema funcional de un termopar. [18]

Aparte del termopar, también existe otro dispositivo termoeléctrico basado en el efecto Seebeck del mismo modo. Este dispositivo es conocido como celda de Peltier, y tiene como diferencia fundamental que está compuesta por multitudes de estas uniones conectadas eléctricamente en serie (y térmicamente en paralelo), aumentando por tanto la tensión producida. Ambos dispositivos se pueden utilizar para generar una diferencia de potencial, pero de manera general la celda de Peltier es la que presenta una mayor atracción en los sistemas de EH, siendo este dispositivo el más utilizado. Por otro lado, el termopar se suele utilizar en sistemas de medición de temperatura mediante un sistema de acondicionamiento electrónico. También, la celda de Peltier es comúnmente utilizada en sistemas de refrigeración, funcionando ahora de manera inversa a la descrita, es decir,

generando un gradiente de temperatura mediante la aplicación de una diferencia de potencial entre sus terminales. Destacar que, para aumentar aún más la eficiencia del sistema, se suelen utilizar semiconductores fuertemente dopados y disipadores de calor [17], [19], [20]

La ecuación 2.1 muestra la tensión de salida del termopar, donde α constituye el coeficiente de Seebeck y ΔT la diferencia de temperatura del dispositivo. Cabe destacar que, en los generadores termoeléctricos, el flujo de calor impulsa la corriente y el gradiente de temperatura determina dicha diferencia de potencial, determinando así la potencia del dispositivo.

$$V = \alpha \cdot \Delta T \quad (2.1)$$

Si bien es cierto que la conversión de energía térmica en eléctrica tiene muchas ventajas, esta viene limitada por el coeficiente de Carnot:

$$\eta_{carnot} = \frac{\Delta T}{T_c} \quad (2.2)$$

donde $\Delta T = T_c - T_f$ siendo T_c la temperatura del foco caliente y T_f la temperatura del foco frío. Esta limitación la pone en desventaja frente a otras tecnologías, aunque, para el caso que ocupa de alimentar posibles nodos de una red WSN, no es necesaria una alta diferencia de temperatura, siendo totalmente factible esta posible fuente de energía. De hecho, los materiales actuales de generación termoeléctrica solo pueden convertir un máximo del 5-6% del calor útil en electricidad. Sin embargo, se están llevando a cabo varias investigaciones para conseguir aumentar la eficacia hasta un 10%. [21]

En base a esta última consideración, la ecuación 2.2 muestra la dependencia de la potencia generada en función del rendimiento η y del calor Q . Por último, la Figura 2.2 muestra un termopar real.

$$P = \eta \cdot Q$$



Figura 2.2 Termopar real. [22]

2.2 Solar

Esta fuente es, posiblemente, la más utilizada hoy en día y de la que se espera obtener los mayores beneficios de energía a largo plazo. La energía derivada de esta fuente se puede utilizar tanto a gran escala como a pequeña escala, ya sea alimentando directamente la red eléctrica o nodos de una red WSN respectivamente. En lo que respecta a pequeña escala, también puede observarse en alimentación de relojes o calculadoras. Lo que hace que también sea una fuente eficiente, se debe al relativo bajo coste del transductor empleado, un factor determinante a la hora de implantar este sistema. El transductor en sí es un panel fotovoltaico, capaz de convertir la energía solar o artificial en energía eléctrica, gracias al efecto fotoeléctrico. Como gran desventaja se puede destacar que no siempre se tiene la radiación óptima para que el proceso de conversión sea eficiente. En base a esto, existen lugares donde directamente no es una tecnología rentable a gran escala, como puede ser en Holanda, con una irradiancia anual de 992 KWh/m^2 , muy dispar de zonas como Tanzania, con un valor anual de 2026 KWh/m^2 [16]. Hoy en día, la mayoría de los paneles fotovoltaicos -o solares- se fabrican de materiales semiconductores y, en función de su composición se pueden distinguir: Silicio cristalino, multi-unión, capas finas y emergentes. Cada una de ellas tiene sus ventajas e inconvenientes, donde el factor determinante viene asociado al precio y rendimiento. La Figura 2.3 muestra la eficiencia de conversión de energía a lo largo del tiempo de cada tipo de célula fotovoltaica. [3][11][16][23]

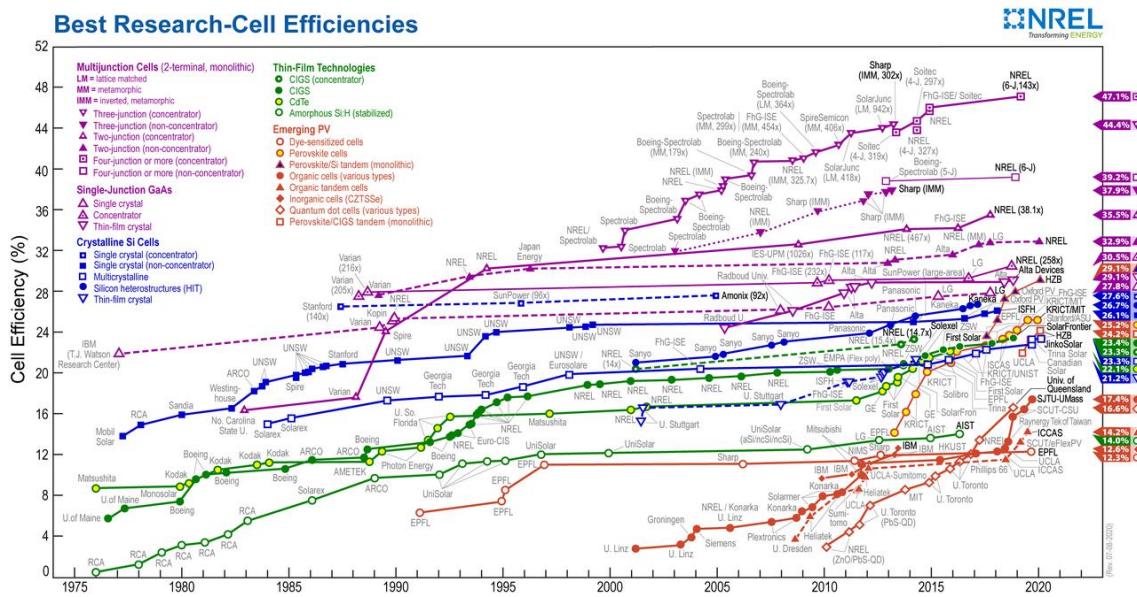


Figura 2.3 Eficiencia de conversión de energía de cada tipo de célula solar. [24]

El principio de funcionamiento de las células solares se basa en el efecto fotovoltaico [25]–[28], es decir, la generación de una diferencia de potencial entre las dos capas de un material semiconductor en respuesta a la radiación electromagnética. Este efecto está estrechamente relacionado con el efecto fotoeléctrico, en el que se emiten electrones desde un material que ha absorbido luz con una frecuencia determinada. El efecto puede explicarse suponiendo que la luz está formada por fotones. Estos, a su vez, poseen una energía cuyo valor viene dado por la siguiente ecuación 2.3, donde h es la constante de Planck y ν la frecuencia de la luz.

$$E = h \cdot \nu \quad (2.3)$$

Las células fotovoltaicas más comunes emplean varias capas de silicio dopado, aunque también se pueden dar de silicio puro. En estas, cuando se agrega energía suficiente, algunos electrones pueden liberarse de los átomos, dejando un hueco en la estructura. Estos electrones se mueven aleatoriamente a través del material en busca de otro hueco con el que combinarse. De esta manera, los electrones son capaces de producir una corriente eléctrica, aunque en el silicio puro hay tan pocos que los niveles de corriente son despreciables. Sin embargo, el silicio se puede modificar añadiendo impurezas para aumentar el número de electrones libres (n-silicio) o el número de huecos (p-silicio). En estas condiciones, el material tiene la suficiente fotosensibilidad para ser útil en aplicaciones.

En una célula fotovoltaica, dos capas de semiconductor de silicio dopado están unidas físicamente entre sí. Una de las capas se modifica para tener exceso de electrones libres (llamada n-capa) y la otra para tener exceso de huecos (llamada p-capa). Cuando se unen, los electrones de la capa n pasan a rellenar los huecos de la capa p creando una barrera de potencial (denominada región de agotamiento), hasta el límite de que los electrones no puedan ya pasar a la zona p. Cuando la luz con una energía suficiente incide sobre la célula, esta pasa a través de la zona n hasta llegar a la zona de agotamiento. Esta energía estimula la región de agotamiento produciendo pares de electrón-hueco en ella. Debido a la barrera de potencial (campo eléctrico) presente que se tenía, desplaza estos electrones a la zona n y los huecos a la zona p, por lo que ahora se genera una diferencial de potencial considerable entre ambas zonas, por la acumulación de cargas negativas (electrones) en n y positivas (huecos) en p. Si se conecta entonces una carga, los electrones pueden viajar hacia la otra capa (p) para recombinarse con los huecos, generando por tanto un flujo de corriente que continuará mientras la luz siga incidiendo. El resultado final por tanto es la producción de energía eléctrica a partir de la energía procedente de la luz.

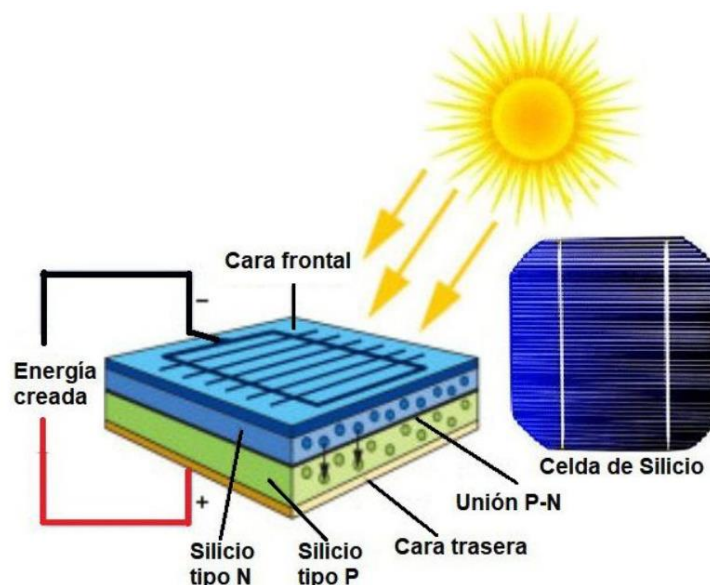


Figura 2.4 Efecto fotovoltaico. [28]

El voltaje producido por las células solares varía en función de sus dimensiones y de la longitud de onda de la luz incidente [19], y es por esta razón por la que los materiales de las células fotovoltaicas utilizadas en interiores son diferentes a los materiales de las células utilizadas en exteriores, ya que las longitudes de onda varían en gran medida,

consiguiendo por tanto un mayor aprovechamiento de energía obtenida. Para aumentar aún más la potencia de salida, se disponen en serie multitud de células fotovoltaicas sin sobrepasar las limitaciones de espacio de la aplicación diseñada.

Las células fotovoltaicas tienen una curva característica única que las diferencia notoriamente de las demás tecnologías [29]–[31], como se muestra en la Figura 2.5.

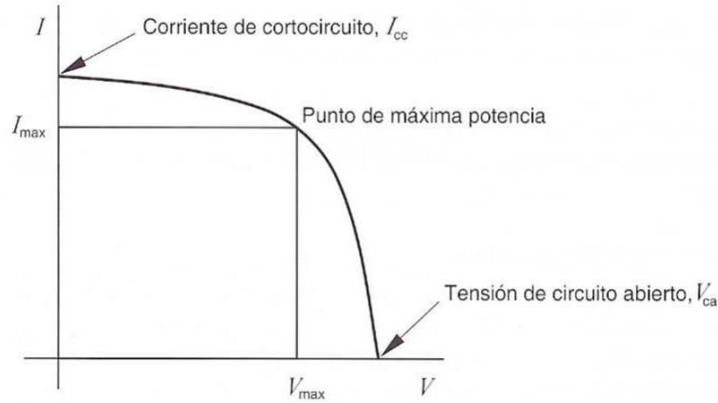


Figura 2.5 Curva I-V de una célula fotovoltaica. [32]

Esta curva cambia en función de los valores de radiación, pero manteniendo siempre la misma forma. Como valores característicos se puede destacar la tensión de circuito abierto (V_{ca}), la corriente de cortocircuito (I_{cc}) y el punto de máxima potencia. Como se puede observar, está claro que la célula se comporta prácticamente como un generador de corriente limitada y, es por esta razón que es difícil alimentar el sistema de destino directamente, ya que la tensión de alimentación dependerá de la impedancia de la carga. Otro aspecto a destacar es el punto de máxima potencia, el cual dependerá también de esta misma impedancia. En la actualidad existen numerosas técnicas para el seguimiento del punto de máxima potencia, más conocidas como técnicas MPPT, del inglés *Maximum Power Point Tracker*.

Por último y en relación con lo anterior, la ecuación 2.4 muestra a continuación la corriente de salida de una célula fotovoltaica.

$$I = I_c - I_0 \cdot \left(e^{\frac{V+IR_s}{nV_t}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (2.4)$$

siendo V_t el potencial térmico y cuyo valor sigue la expresión:

$$V_t = \frac{k \cdot T}{q} \quad (2.5)$$

donde I_c es la corriente fotogenerada por la célula, I_0 la corriente inversa de saturación del diodo, V la tensión de salida, R_s la resistencia en serie (debida a la conductividad de los materiales y al grosor de las capas), R_p la resistencia en paralelo (debida a los trayectos de cortocircuito), k la constante de Boltzmann ($1.38064 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$), T la temperatura en Kelvin, q la carga del electrón ($1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) y n el número de células en serie. El

circuito equivalente se representa en la Figura 2.6 y la Figura 2.7 muestra un panel fotovoltaico real para aplicaciones de EH.

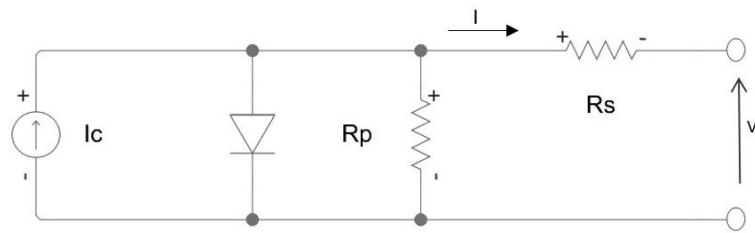


Figura 2.6 Circuito eléctrico equivalente de una célula fotovoltaica. Adaptado de [30]

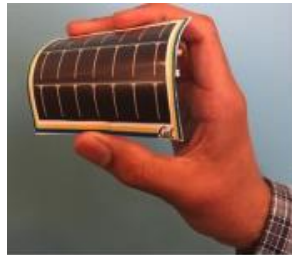


Figura 2.7 Panel fotovoltaico real para EH. [33]

2.3 Radio frecuencia (RF)

Con el constante crecimiento de las redes inalámbricas, la forma de obtener energía a partir de las ondas de radiofrecuencia [3][13][16][19][34]–[42], (un tipo de onda electromagnética) cobra cada vez mayor importancia, situándose la frecuencia de estas entre los 3 KHz y los 300 GHz. En las ciudades existen numeras fuentes de ondas electromagnéticas, como las torres de televisión, estaciones de telefonía móvil o rúters inalámbricos, que, actualmente, son desaprovechadas. Entre estas, se puede hacer una gran distinción, las fuentes ambientales y las fuentes externas (Figura 2.8), y cuya diferencia radica principalmente en la forma de obtener la energía de cada una de ellas, aunque en este caso se explicará el procedimiento general.



Figura 2.8 Tipos de fuentes de RF. Adaptado de [19]

La potencia obtenida de las ondas depende principalmente de la distancia entre el emisor (fuente) y el receptor (antena), la eficiencia de conversión y de las dimensiones de la antenna. Esta potencia obtenida suele ser baja y actualmente no es del todo eficiente, pero se espera que, con el paso del tiempo, los circuitos a alimentar consuman menos potencia y eso haga que el sistema pueda ser útil. A continuación, la Figura 2.9 muestra la eficiencia en función de la distancia entre la fuente emisora y receptora para una frecuencia de 13.56 MHz.

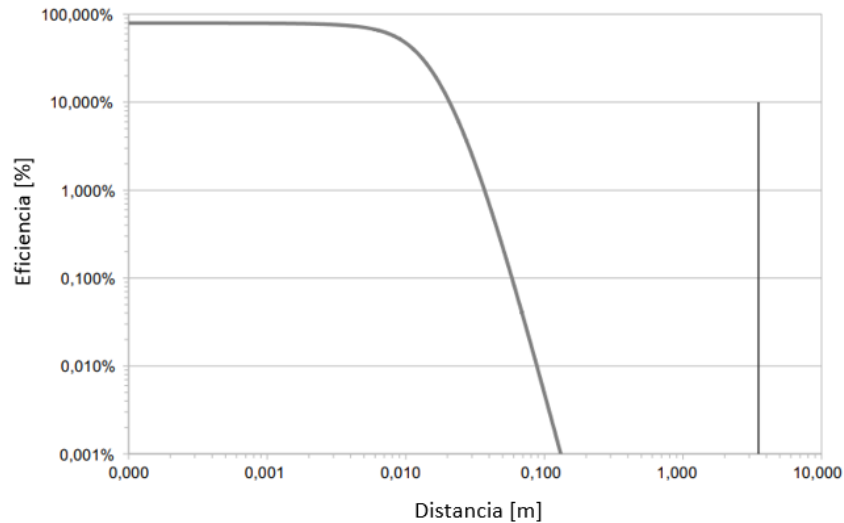


Figura 2.9 Eficiencia de un sistema EH basado en RF en función de la distancia entre la fuente y la antenna. [13]

Como gran ventaja cuenta con que es una fuente que permanece en el tiempo constantemente, al contrario que otras fuentes como la solar, de la cual solo se obtiene energía durante el día. Como desventaja se puede destacar que solo está presente en zonas pobladas, por lo que en zonas rurales este tipo de tecnología no es aplicable y, también, que para que la conversión sea eficiente, la fuente debe estar relativamente cercana para obtener unos niveles de potencia adecuados.

La arquitectura típica de una captación de una red de captación de energía de RF se muestra en la Figura 2.10

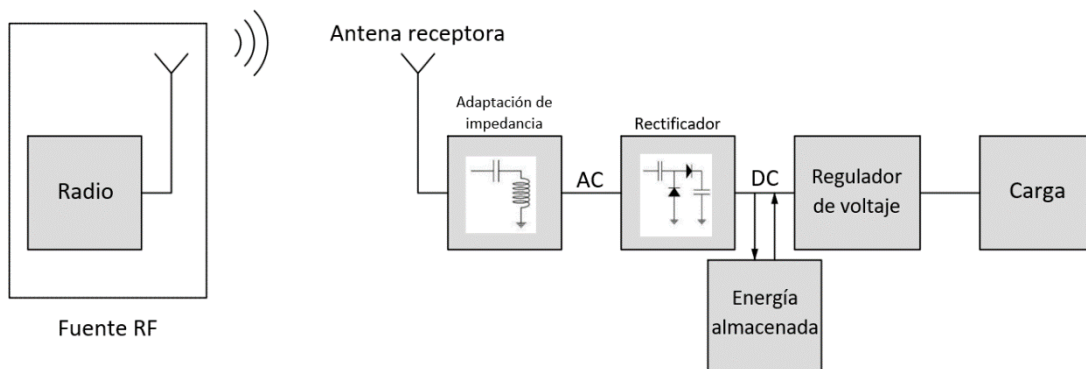


Figura 2.10 Arquitectura de una red de captación de energía basado en RF. Adaptado de [37], [40]

Esta consta, en primer lugar, como se puede observar, de la fuente de energía de ondas de radiofrecuencia. Estas se transmiten vía inalámbrica a través del aire (lo más común) hasta llegar a la fuente receptora. El sistema receptor se compone de una antena (el transductor), un circuito de adaptación de impedancia para evitar la reflexión de la energía de las ondas de radiofrecuencia en el espacio libre y aumentar la potencia, un circuito rectificador (que junto con la antena forman la llamada Rectenna) para convertir la señal alterna a continua, un elemento de almacenamiento, un regulador de voltaje y por último la carga a alimentar. En cuanto a la antena, cabe destacar que, de manera general, se diseñan para abarcar una única banda de frecuencias, y es por ello que también se diseñan sistemas en los que se introducen varias antenas para aprovechar todo el rango de frecuencias.

La Figura 2.11 muestra, en base al esquema anterior, el circuito equivalente de una red de recolección de energía de radiofrecuencia, donde los diodos utilizados suelen ser diodos tipo Schottky para conseguir una mayor eficiencia, por su baja tensión umbral. La Figura 2.12 representa un sistema real de EH para ondas de radiofrecuencia.

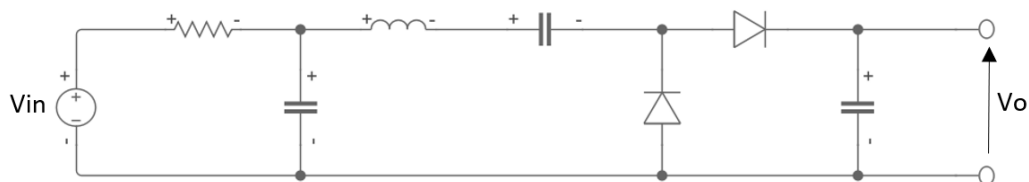


Figura 2.11 Circuito eléctrico equivalente de un sistema de captación de energía basado en RF. Adaptado de [39]

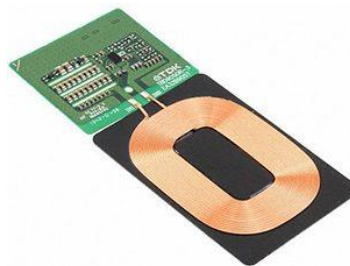


Figura 2.12 Sistema real de un recolector basado en RF. [42]

2.4 Magnética

Con la creciente demanda de electricidad que se está produciendo, es necesario vigilar el estado de la red eléctrica, estando esta compuesta de conductores, transformadores, condensadores de derivación...etc. Todos estos elementos pueden estar sometidos a factores externos que pueden derivar en un mal funcionamiento del sistema, como la temperatura o el exceso de corriente que circula por los conductores. La manera más eficaz de controlar estos parámetros es alimentar sensores de modo que puedan funcionar siendo autónomos en cuanto a alimentación se refiere.

Para ello, una de las técnicas de EH es obtener energía a partir de los campos magnéticos [43]–[46] que se tienen en el ambiente, siendo estos producidos por la corriente de las mismas líneas de transporte, basándose en la ley de Biot-Savart y la ley de Faraday. La primera de las leyes establece que toda corriente que circula por un conductor genera un campo magnético y, la segunda, que todo flujo magnético variable en las proximidades de una espira produce una fuerza electromotriz en la misma.

Estos transductores también son llamados transformadores de corriente, ya que el sistema tiene como entrada la corriente de la línea y como salida una tensión que puede ser controlada. La Figura 2.13 muestra un esquema visual de cómo quedaría implado el sistema de EH en las líneas de transporte de alta tensión.

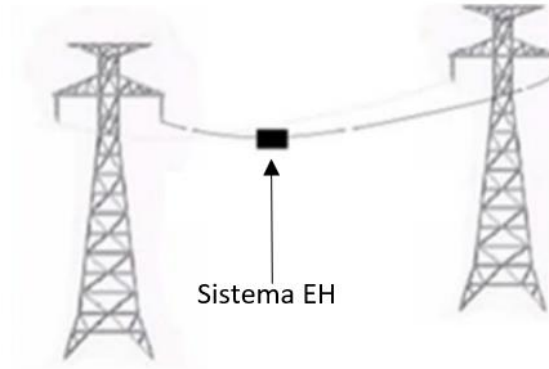


Figura 2.13 Implantación de sistema EH sobre las líneas eléctricas. Adaptado de [46]

Este tipo de tecnología se compone únicamente de un núcleo ferromagnético, una bobina enrollada a este y la carga a alimentar (Figura 2.14).

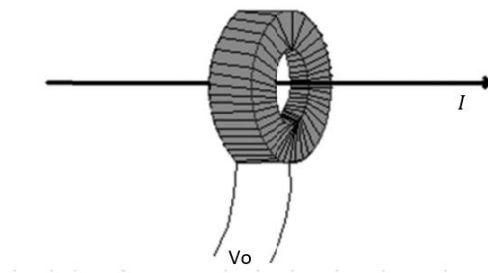


Figura 2.14 Sistema EH basado en campo magnético. [47]

La línea eléctrica por la que pasa la corriente I genera un campo magnético H alrededor del núcleo. La densidad de campo magnético generado B es directamente proporcional a la permeabilidad magnética del núcleo μ y a la corriente I , el cual produce un voltaje inducido en la bobina de n vueltas v_o . De acuerdo con la ley de Faraday, la tensión inducida sigue la forma como se muestra en la ecuación 2.6.

$$v_o = -n \cdot \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (2.6)$$

$$\text{siendo } \Phi_B = \int B \, dS \text{ y } B = \frac{\mu}{2 \cdot \pi \cdot r} \cdot I \quad (2.7)$$

donde Φ_B es el flujo magnético creado por el campo B , S el área y r la distancia desde la línea eléctrica hasta el núcleo ferromagnético. Por tanto, como se puede observar, la

tensión de salida depende del número de espiras o vueltas, de la corriente, de las dimensiones del núcleo y de la permeabilidad magnética de este. Cuanto mayor sea la permeabilidad, mayor será la tensión inducida y, es por ello que es importante seleccionar materiales con unas buenas propiedades magnéticas. La Tabla 2-2 muestra una tabla comparativa de la permeabilidad en distintos materiales ferromagnéticos.

Tabla 2-2 Permeabilidad en distintos materiales ferromagnéticos. [48]

Material	Permeabilidad relativa μ_r
Cobalto	250
Níquel	600
Acero	2000
Hierro al 99.8%	5000
Hierro al 99.95%	200 000

Por último, la Figura 2.15 muestra el esquema equivalente de un circuito de EH basado en campos magnéticos. Como se puede observar, la tensión final de salida hacia la carga también va a depender de las características de la bobina, ya que introduce una impedancia efectiva (L y R) que debe ser considerada. Además, para conseguir la máxima transferencia de energía, la carga conectada debería ser del mismo valor que la resistencia efectiva de la bobina. Por otra parte, la función del condensador introducido C es la de compensar el efecto de la inductancia L . Posteriormente se muestra en la Figura 2.16 un sistema real de EH basado en esta tecnología.

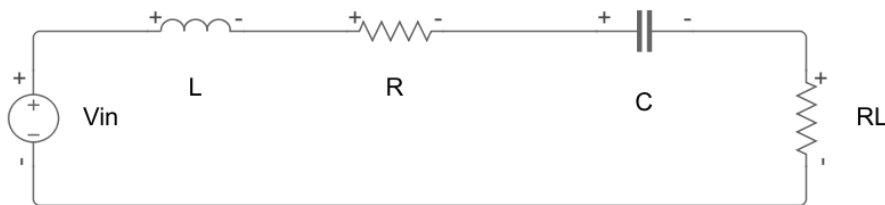


Figura 2.15 Circuito eléctrico equivalente de un sistema EH basado en campos magnéticos. Adaptado de [46]



Figura 2.16 Sistema de EH real basado en campos magnéticos. [45]

2.5 Fluidos

En esta sección se presenta la recolección de energía mediante fluidos dinámicos (disciplina conocida como fluidodinámica), que engloba tanto a la energía eólica como a la energía hidráulica [49]–[56]. Ambas presentan el mismo equivalente (Figura 2.17) ya que la manera en la que se obtiene la energía es la misma, convirtiendo la energía cinética del fluido en energía mecánica rotacional por medio de unas palas, aunque la potencia transferida es distinta debido a que ambos fluidos presentan características diferentes.

Este tipo de recolección de energía no es muy utilizado en la práctica debido principalmente a que los rendimientos obtenidos no son eficientes para sistemas de EH, y es por ello que no se tienen apenas estudios. Para que estos rendimientos fueran considerables, habría que aumentar las dimensiones del sistema y eso es algo negativo a la hora de implementar un sistema de alimentación de sensores de una red WSN. Otra desventaja es que los dos sistemas son complejos en cuanto a construcción se refiere, ya que se debe disponer de un rotor, de un estator, de imanes y de palas, aumentando con ello su valor en comparación con otras tecnologías.

En ambos casos la producción de energía se debe a los fenómenos del electromagnetismo, es decir, producción de energía eléctrica a partir de campos magnéticos, de manera análoga a los sistemas de EH magnéticos. Para conseguir la máxima transferencia de esta energía, el diseño de las palas es fundamental, así como el número de estas. Existen estudios donde se prueban distintas configuraciones, y se puede observar, de manera general, que la eficiencia dependerá en gran medida de la velocidad del fluido. Es por ello que en función de las características del entorno, se deberá utilizar un tipo de pala específico para esas condiciones.

Una buena aproximación del modelo eléctrico equivalente se representa en la Figura 2.17, donde T es el par motor, M la masa de cada parte rotativa, C_m el coeficiente de par por fricción, G el coeficiente de conversión electromagnética, w la velocidad angular mecánica, V_g la tensión generada en las bobinas, L_i la inductancia en las bobinas del generador (valor muy pequeño que puede despreciarse), R_i la resistencia interna de las bobinas y R_l la carga.

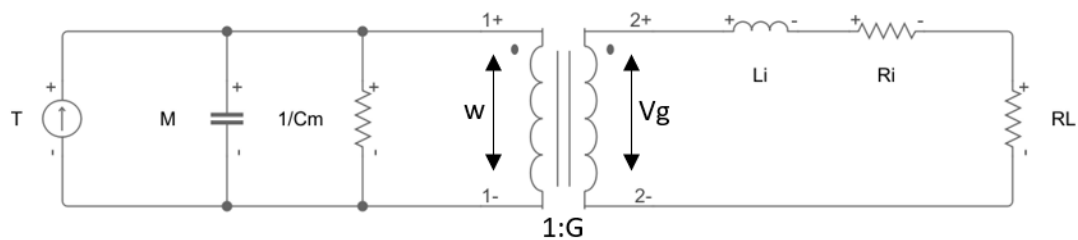


Figura 2.17 Circuito eléctrico equivalente de un sistema EH basado en fluidodinámica. Adaptado de [53]

2.5.1 Aire

Para convertir la energía eólica en energía eléctrica y alimentar sensores de una posible red WSN, se dispone de un aerogenerador de dimensiones reducidas, el cual, primeramente, convierte la energía procedente del viento en energía mecánica rotacional gracias a las palas de las que está compuesto. Esta energía mecánica rotacional hace girar unos imanes implantados en las palas (el conjunto es el rotor) para generar un campo magnético variable y, así, en base a la ley de Faraday, inducir una fuerza electromotriz en el estator y con ello producir una corriente cuando se conecta la carga deseada.

La potencia cinética disponible del viento se puede representar como muestra la ecuación 2.8.

$$P_{aire} = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2.8)$$

donde ρ es la densidad del aire, A es el área barrida por el rotor y v la velocidad del viento entrante. Esta es la máxima potencia que se podría obtener del viento, pero por distintas leyes físicas, la potencia extraíble viene limitada por el llamado límite de Betz. Este límite establece que ningún aerogenerador puede convertir más del 59,26% de la energía eólica en energía mecánica. En base a esto, las expresiones de la potencia extraída del viento mediante las palas del aerogenerador, así como el par generado que hace referencia al esquema de la figura anterior vienen dadas por las ecuaciones siguientes respectivamente.

$$P_{extraida} = \frac{1}{2} C_p \rho A v^3 \quad (2.9)$$

$$T = \frac{P_{extraida}}{\omega} \quad (2.10)$$

donde ω es la velocidad angular del rotor y C_p el coeficiente de potencia que se define como la relación entre la potencia extraída y la disponible del viento, el cual tiene un valor máximo de 0.5926. En los sistemas a gran escala este coeficiente puede llegar a acercarse a dicho valor, sin embargo, en los sistemas de EH, este valor suele ser muy pequeño y por ello esta tecnología no se suele implementar. Además, a medida que las dimensiones del aerogenerador disminuyen, este coeficiente también se reduce.

Es importante señalar, como se mencionó al inicio de esta sección, que el diseño de las palas es el elemento fundamental para poder obtener la máxima transferencia de energía. Se muestra a continuación, a modo de ejemplo, varios tipos de palas diseñadas (Figura 2.18).

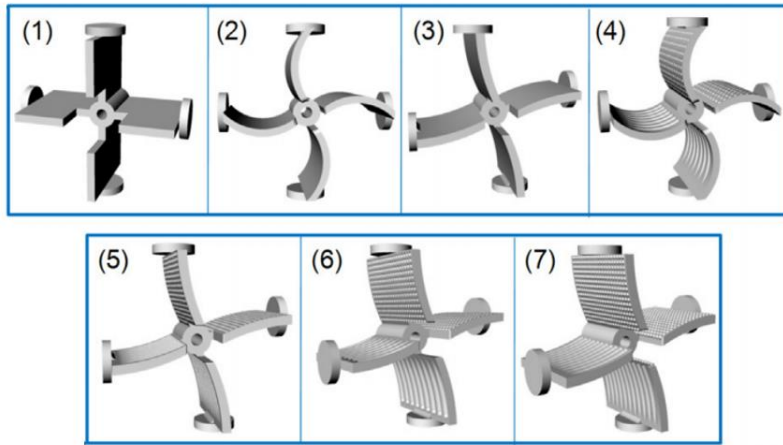


Figura 2.18 Ejemplos de arquitecturas de palas de un aerogenerador. [50]

Se puede observar cómo, en cada pala, se dispone de un imán para poder generar el campo magnético variable. El peso de este imán también va a influir en la eficiencia del sistema, ya que se necesita un viento relativamente elevado para que se pueda producir energía. Por último, la Figura 2.19 muestra un sistema de EH real basado en energía eólica.

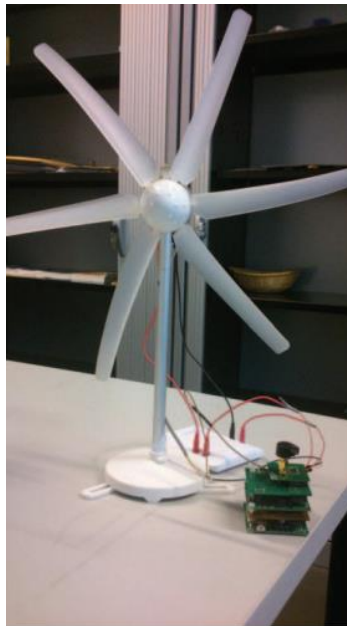


Figura 2.19 Sistema real de un aerogenerador basado en EH. [55]

2.5.2 Agua

A diferencia del caso anterior, este sistema convierte la energía cinética hidráulica en energía eléctrica, pero siguiendo el mismo procedimiento, es decir, esta energía hidráulica hace girar los álabes de una turbina, convirtiendo la energía cinética en energía mecánica de rotación para generar un campo magnético variable y con ello inducir una fuerza electromotriz para generar energía eléctrica. Comparte por tanto muchas similitudes con el sistema anterior, con la única diferencia de que, en este caso, la expresión de la potencia es diferente. Las turbinas aprovechan el salto del agua para hacer girar estos álabes, y, en base a esto, la potencia hidráulica se define como muestra la ecuación 2.11

$$P_H = \rho g H Q \quad (2.11)$$

donde ρ es la densidad del agua, g la gravedad, H el salto neto y Q el caudal.

Esta es la potencia hidráulica, pero el sistema no convierte toda esa potencia en energía eléctrica ya que existen pérdidas que hay que considerar. En consecuencia, la potencia que suministra la turbina se define como muestra la ecuación 2.12, donde η es la eficiencia de la misma.

$$P_t = \eta \rho g H Q \quad (2.12)$$

Cabe destacar en este apartado que en función de la altura y del caudal que se tenga, se deberá utilizar un tipo de turbina u otra. De manera general se tienen tres tipos de turbinas, cada una con características diferentes, diferenciando entre turbinas Pelton, turbinas Francis y turbinas Kaplan. Cada turbina presenta un rendimiento η que variará en función del caudal entrante, y es por ello que interesará una u otra turbina dependiendo de las condiciones operativas. Por último, la Figura 2.20 muestra un esquema de la turbina Pelton, donde el inyector expulsa el agua hacia los álabes para producir energía mecánica de rotación.

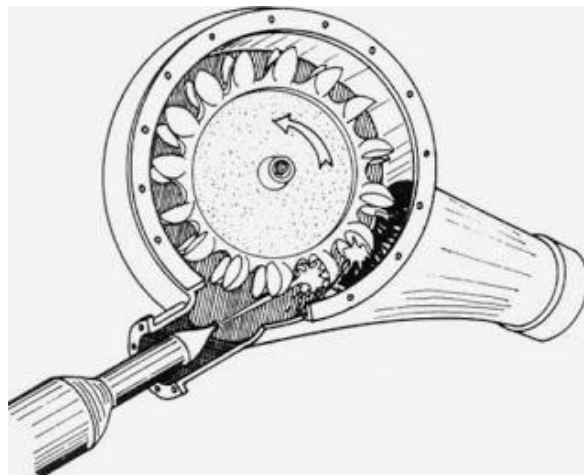


Figura 2.20 Esquema de una turbina Pelton. [57]

2.6 Variación térmica

El transductor piroeléctrico [58]–[62] es capaz de convertir cambios de temperatura en función del tiempo en energía eléctrica. En los sistemas reales existen numerosas fuentes de calor que son desaprovechadas, y en consecuencia se pueden utilizar recolectores gracias a estas diferencias de temperaturas. A diferencia del generador termoeléctrico explicado en la sección 2.1, el cual era capaz de generar energía eléctrica a partir de un gradiente de temperatura, el generador piroeléctrico, gracias a ciertas propiedades de determinados materiales, es capaz de producir energía a partir de variaciones de temperatura con respecto al tiempo. Este tipo de tecnología no es muy utilizada en sistemas de EH ya que conseguir esta variación de temperatura con respecto al tiempo es un proceso complejo en comparación con otros sistemas de recolección de energía, además de que la eficiencia obtenida es baja. Por ejemplo, en [60], para conseguir esa variación, se implementó un sistema en el que se aprovechaba la energía eólica para mover las hélices de un molino para proporcionar energía mecánica de rotación. Esta energía mecánica de rotación era convertida en energía mecánica lineal mediante un conjunto biela-manivela. Al extremo de la biela se conectó la célula piroeléctrica y, al final del recorrido de esta se incorporó una fuente de calor. De esta manera, cuando el conjunto biela-manivela actuase, produciría que la célula se dispusiera en un foco caliente y frío alternativamente.

El efecto piroeléctrico se debe a la interacción entre la polarización y el cambio de temperatura en algunos materiales dieléctricos. Ciertos cristales, están naturalmente polarizados eléctricamente y tienen una polarización espontánea distinta de cero a temperatura ambiente. El cambio de temperatura en el material provoca un cambio en la polarización, generando así electricidad. Para explicar la piroelectricidad, se considerará un fragmento de material piroeléctrico, el cual tiene un eje de simetría cristalográfica normal a las superficies planas.

Los materiales piroeléctricos tienen momentos dipolares que se suman en la dirección normal a las superficies planas para proporcionar una polarización espontánea P_s . Esta se define como el momento dipolar neto por unidad de volumen del material a temperatura ambiente en ausencia de campo eléctrico aplicado. La polarización espontánea le permite atraer partículas cercanas que contienen cargas libres, como electrones o iones. En la Figura 2.21b, el material piroeléctrico se mantiene entre los dos electrodos de un condensador. Este se carga hasta que se neutraliza la carga superficial del material piroeléctrico. Si ahora el condensador se conecta a un circuito externo, se descarga. Sin embargo, no hay corriente en el circuito después de que el sistema haya alcanzado un estado estable, permaneciendo la temperatura constante. En los materiales piroeléctricos, un aumento en la temperatura provoca que la polarización espontánea disminuya y viceversa. En consecuencia, como se muestra en la Figura 2.21c y 2.21d, el cambio en la temperatura del material altera la cantidad de cargas ligadas. La redistribución de cargas libres para compensar el cambio en la carga ligada da como resultado un flujo de corriente. Por tanto, el cambio de temperatura genera una corriente alterna.

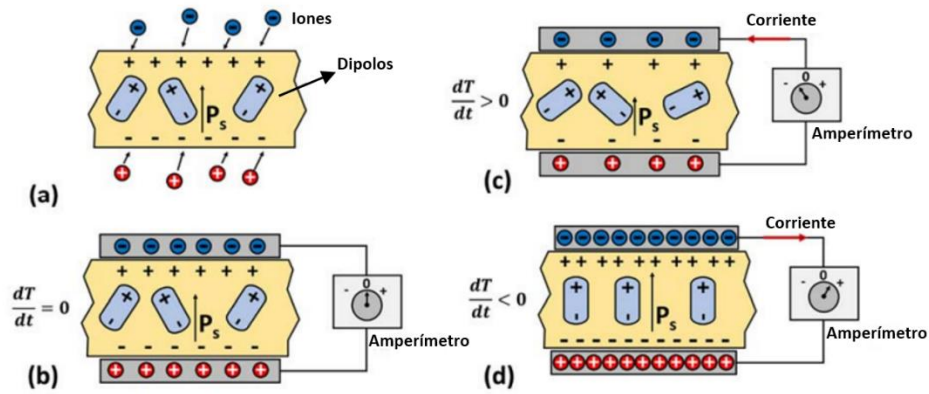


Figura 2.21 Efecto piroeléctrico. Adaptado de [62]

La corriente generada toma la forma que muestra la ecuación 2.13, donde Q es la carga piroeléctrica, t el tiempo, p el coeficiente piroeléctrico, A la superficie del material piroeléctrico y T la temperatura.

$$i_p = \frac{dQ}{dt} = pA \frac{dT}{dt} \quad (2.13)$$

El circuito equivalente por tanto de una célula piroeléctrica se representa en la Figura 2.22, donde C_p y R_p representan la capacidad y resistencia térmicas respectivamente.

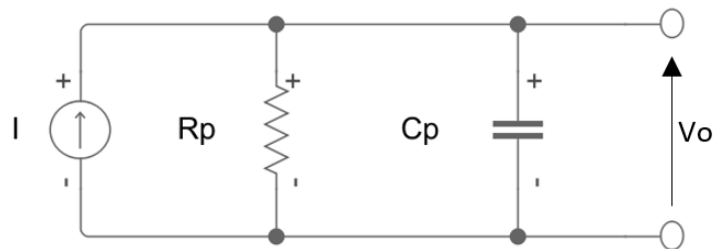


Figura 2.22 Circuito eléctrico equivalente de una célula piroeléctrica. Adaptado de [58]

Se puede concluir, por último, que las células piroeléctricas se comportan como fuentes de corriente y, para aumentar la corriente de salida, en las aplicaciones reales se disponen de varias de estas todas en paralelo.

2.7 Sonido

La recolección de energía mediante las ondas acústicas [63]–[69] es la técnica más moderna de entre todas las descritas anteriormente. La energía acústica puede ser una fuente aprovechable y válida ya que esta energía se encuentra de manera omnipresente en multitudes de lugares. Donde se encuentra el mayor aprovechamiento es en las ciudades, ya que estas incluyen constantemente fuentes acústicas como vehículos o maquinaria industrial. En este tipo de recolección, uno de los parámetros fundamentales es el nivel de presión sonora (SPL) que recibe el dispositivo. Según [65], el nivel de presión sonora en el entorno industrial puede oscilar entre 72 y 150 dB en un espectro de frecuencias comprendido entre 20 Hz y 20 KHz. Sin embargo, en un entorno doméstico, este valor puede estar en el rango de 67 a 78 dB. Claramente, cuanto mayor sea este parámetro, mayor será la energía obtenida, aunque cabe destacar que este tipo de transductores no son altamente utilizados debido principalmente a su baja eficiencia por el débil acoplamiento acústico, sin superar el 1% de rendimiento.

El transductor en sí consta de un resonador Helmholtz y, en función del tipo de dispositivo, una membrana piezoeléctrica o un imán móvil en conjunto con una bobina fija. El primero de ellos está basado en la transducción piezoeléctrica (explicado en detalle más adelante) y el segundo en la transducción electromagnética. El segundo de ellos puede ser más interesante ya que de manera general se obtienen mayores beneficios. En cualquier caso, el resonador Helmholtz se utiliza para amplificar la onda acústica incidente. Este está compuesto por un cuello y una cavidad como se muestra en la Figura 2.23.

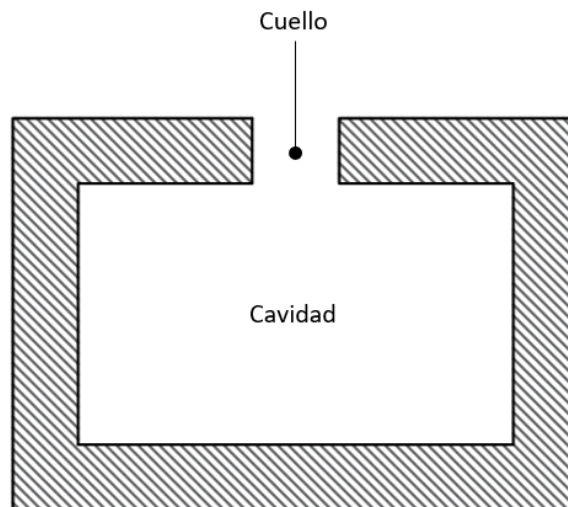


Figura 2.23 Resonador Helmholtz. Adaptado de [67], [68]

El aire que reside en la porción del cuello del resonador se comporta como una masa fija. Por otro lado, el aire atrapado dentro de la cavidad actúa como un muelle que retiene el aire del cuello. La parte más estrecha del cuello del resonador proporciona amortiguación al aire que oscila en él. La onda de presión acústica incidente hace oscilar el aire agrupado en el cuello. El movimiento descendente del aire del cuello aumenta la presión del aire en la cavidad. Sin embargo, debido al movimiento ascendente, la presión del aire de la cavidad disminuye. La presión fluctuante de la cavidad activa el mecanismo de transducción de energía para producir la potencia necesaria.

Como se había comentado, existen dos tipos de transductores acústicos, los basados en la piezoelectricidad y los basados en el electromagnetismo. El primero de ellos, se compone principalmente de un resonador Helmholtz y una membrana piezoeléctrica (Figura 2.24). Esta membrana está unida al fondo de la cavidad y es la encargada de producir energía eléctrica. Los materiales piezoeléctricos generan energía eléctrica cuando son sometidos a tensión mecánica, fuerza o presión, siendo proporcional a la energía producida. Cuando la presión de aire fluctuante amplificada dentro de la cavidad está presente, provoca que la membrana se deforme generando por tanto una tensión alterna, la cual debe ser rectificadora.

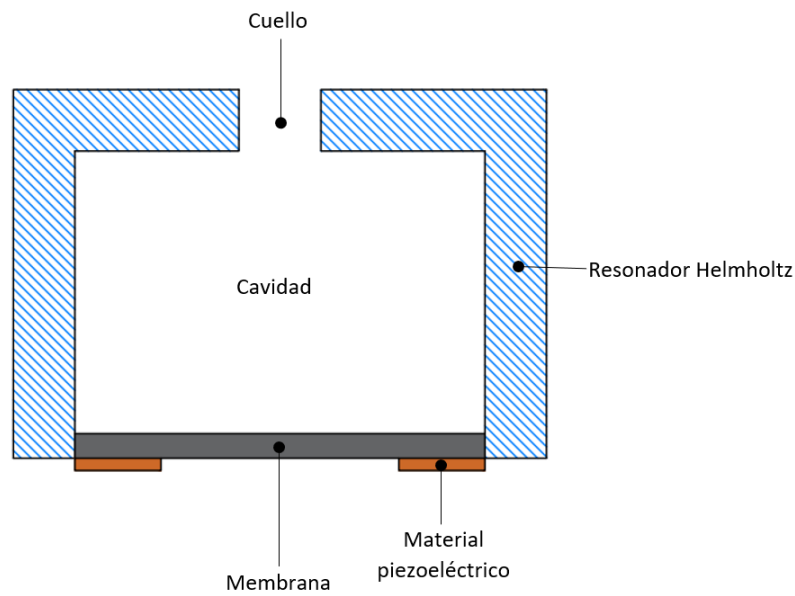


Figura 2.24 Esquema de un transductor acústico basado en la piezoelectricidad. Adaptado de [67]

Los recolectores acústicos basados en el electromagnetismo se componen de un resonador Helmholtz, un imán móvil unido a la membrana flexible y una bobina fija (Figura 2.25). Igual que en el caso anterior, la onda acústica incidente provoca un movimiento de la membrana flexible (imán) con respecto a la bobina fija. Este movimiento relativo entre la bobina y el imán provoca una fuerza electromotriz entre los terminales de la bobina según la ley de Faraday explicada anteriormente.

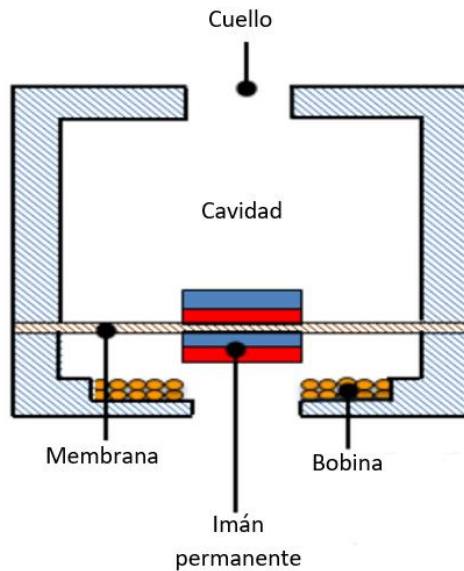


Figura 2.25 Esquema de un transductor acústico basado en electromagnetismo. Adaptado de [64]

El circuito eléctrico equivalente que modela la transducción acústica a eléctrica se muestra en la Figura 2.26.

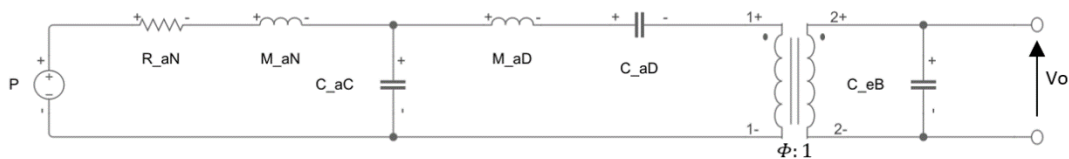


Figura 2.26 Esquema eléctrico equivalente de un transductor acústico. Adaptado de [67], [68]

donde se incorporan todos los efectos debidos al cuello, la cavidad y la membrana flexible. Para poder entender cada elemento, se utiliza una notación en la que el primer subíndice indica el dominio de la energía al que pertenece, es decir, la “a” representa el dominio acústico, “e” el dominio eléctrico y “m” el mecánico. El segundo subíndice señala la estructura real que está representando, así, “C” indica la cavidad, “N” el cuello y “D” el diafragma o membrana. El elemento C_{eB} indica la capacitancia eléctrica cuando se bloquea el movimiento de la placa y el transformador con relación de transformación $\Phi: 1$ indica el componente necesario para traspasar del dominio acústico al eléctrico. Por último, la Figura 2.27 muestra un recolector de energía real basado en energía acústica.



Figura 2.27 Transductor acústico real. [69]

2.8 Vibraciones

2.8.1 Introducción

Las vibraciones son una de las fuentes de energía más abundantes ya que aparecen en multitudes de lugares y situaciones. De todas las fuentes nombradas anteriormente, esta es una de las que presenta mayor densidad de potencia, parámetro clave en la recolección de energía como ya se mencionó al inicio de esta sección. Los transductores de energía cinéticos [70], [71], [80]–[89], [72], [90]–[99], [73]–[79] son capaces de convertir la energía cinética en forma de vibración o deformación mecánica en energía eléctrica, mediante tres posibles mecanismos de transducción. Estos mecanismos de transducción son los transductores piezoeléctricos, electromagnéticos y electrostáticos, cada uno con sus ventajas e inconvenientes (Figura 2.28). Destacar que, los transductores piezoeléctricos aprovechan la deformación existente mediante materiales activos, mientras que los transductores electromagnéticos y electrostáticos aprovechan el desplazamiento relativo. Como se vio en apartados anteriores, también existen otros mecanismos de transducción de energía mecánica a energía eléctrica (turbinas y aerogeneradores), aunque estos no son nada eficientes en las aplicaciones de recolección de energía como ya se mencionó.

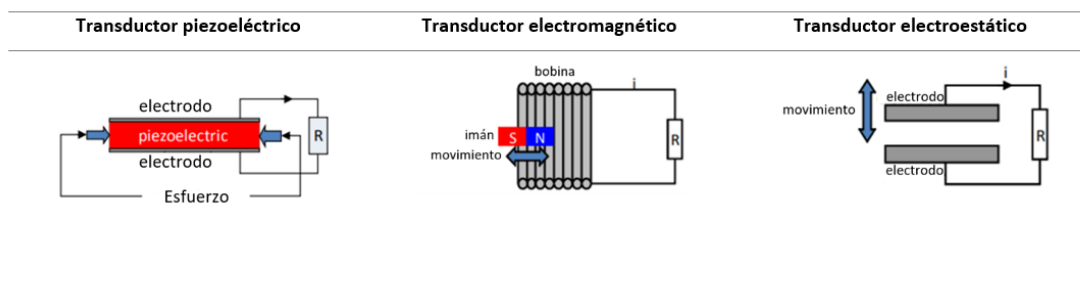


Figura 2.28 Tipos de transductores cinéticos. Adaptado de [95]

En este apartado, la frecuencia de vibración de la fuente externa es posiblemente el factor más importante a considerar, ya que la energía almacenada depende directamente de esta como se verá más adelante. Se pueden distinguir muchas fuentes de vibración de las cuales obtener energía, como pueden ser fuentes humanas o fuentes industriales como maquinaria entre muchas otras. En este sentido se debe hacer una gran distinción entre ambas ya que las vibraciones de las fuentes humanas presentan una baja frecuencia (<10 Hz) pero alta amplitud, mientras que las fuentes industriales como motores presentan una alta frecuencia pero de manera general una baja amplitud de oscilación. A continuación, la Tabla 2-3 muestra algunas posibles fuentes de vibración existentes.

Tabla 2-3 Ejemplos de fuentes de vibración.

Vehículos	Estructuras	Industriales	Humanas	Ambiente
- Trenes	- Puentes	- Motores	- Caminar	- Viento
- Automóviles	- Túneles		- Corazón	
- Helicópteros	- Carreteras			

Es importante conocer también las características de vibración de la fuente, como la forma con la que vibra. Esta vibración puede ser una oscilación periódica, como sucede en los motores (debido a los desequilibrios presentes), o una oscilación aleatoria, como sucede con las fuentes naturales. En general, las vibraciones, en muchas aplicaciones, es algo indeseado que se debe evitar, de hecho, los vehículos poseen grandes amortiguadores para evitar esto. Estas vibraciones pueden ser aprovechadas por los transductores mencionados, aumentando por tanto la eficacia del sistema. Cuando se camina, por ejemplo, la energía es transferida al suelo por lo que esta se desaprovecha, y es por ello que muchos estudios se basan en la recolección de energía a partir de este hecho. En resumen, todo lo que se mueve o es susceptible de girar, vibra.

En los apartados siguientes, primeramente se detallarán las ecuaciones que rigen el comportamiento de las vibraciones y posteriormente se procederá a explicar cada mecanismo de transducción. Por último, se proporcionará una conclusión de todo lo explicado.

2.8.2 Características dinámicas

En este apartado se detallarán las características dinámicas de los transductores cinéticos. El modelo de transducción se puede representar como un sistema masa-resorte inercial de segundo orden con amortiguador lineal, siendo este el más utilizado por su simplicidad (Figura 2.29).

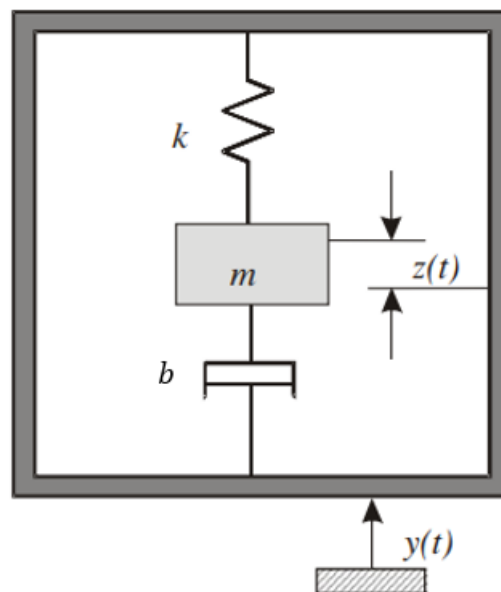


Figura 2.29 Modelo equivalente dinámico de un transductor vibratorio.[77]

Como se puede observar, el sistema se compone por tanto de una masa m , un resorte con una constante de muelle k y un amortiguador con un coeficiente de amortiguación b . Cuando el generador vibra, se produce un movimiento relativo entre la masa y el marco y este desfase es el que puede ser aprovechado por los transductores para generar energía eléctrica. El coeficiente b integra el coeficiente de amortiguación mecánico b_m , y el coeficiente de amortiguación eléctrico b_e , es decir, $b = b_m + b_e$. Como se observa, $y(t)$

es el desplazamiento de la carcasa del generador y $z(t)$ representa el movimiento relativo de la masa con respecto a la carcasa. Para una excitación sinusoidal, $y(t)$ puede escribirse como $y(t) = Y \text{sen}(wt)$ donde Y representa la amplitud de la vibración y w la frecuencia angular de la fuente.

El mecanismo de transducción puede generar electricidad aprovechando la tensión mecánica o el desplazamiento relativo que aparece en el sistema como ya se mencionó. El efecto de la tensión mecánica utiliza la deformación dentro del sistema mecánico y se suelen emplear materiales activos como piezoeléctricos para aprovechar dicha deformación. En el caso del desplazamiento relativo, la velocidad o la posición pueden acoplarse a un mecanismo de transducción. La velocidad se asocia con la transducción electromagnética y la posición con la transducción electrostática. Se debe tener en cuenta a la hora de modelar los generadores que cada mecanismo presenta características de amortiguación diferentes, un factor muy importante como se verá más adelante.

Para proceder al análisis, se supone que la masa de la fuente de vibración es mucho mayor que la masa del generador, por lo que la fuente de vibración no se ve afectada por el movimiento de la masa. La ecuación diferencial que rige el movimiento de la masa con respecto a la carcasa del generador es la siguiente:

$$m \frac{d^2 z(t)}{dt^2} + b \frac{dz(t)}{dt} + kz(t) = -m \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \quad (2.14)$$

la cual puede ser escrita en el dominio de Laplace como:

$$m \cdot s^2 z(s) + b \cdot s \cdot z(s) + k \cdot z(s) = -m \cdot a(s) \quad (2.15)$$

donde $a(s)$ es la aceleración de la fuente de vibración, ya que:

$$a(t) = \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \quad (2.16)$$

Con lo anterior, se puede establecer por tanto que la función de transferencia del dispositivo es:

$$\frac{z(s)}{a(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} = \frac{1}{s^2 + \frac{b}{m}s + w_n^2} \quad (2.17)$$

donde $w_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$, siendo esta la frecuencia natural del dispositivo.

Como ya se había mencionado, la amortiguación en los recolectores de energía cinética consiste en una amortiguación inducida mecánicamente (amortiguación parásita) y una amortiguación inducida eléctricamente. La relación de amortiguación global o total del sistema ζ_T viene dado por

$$\zeta_T = \frac{b}{2mw_n} = \frac{b_m + b_e}{2mw_n} = \zeta_m + \zeta_e \quad (2.18)$$

donde $\zeta_m = \frac{b_m}{2mw_n}$ es la relación de amortiguación mecánica o parásita y $\zeta_e = \frac{b_e}{2mw_n}$ la relación de amortiguación eléctrica.

Si se supone una excitación sinusoidal, es decir, $y(t) = Y \text{sen}(wt)$, la solución de la ecuación 2.14 viene dada por:

$$z(t) = \frac{w^2 Y}{\sqrt{(w_n^2 - w^2)^2 + \left(\frac{bw}{m}\right)^2}} \cdot \sin(wt + \varphi) \quad (2.19)$$

donde $\varphi = \arctan\left(\frac{bw}{k - w^2 m}\right)$

La potencia media disipada dentro del amortiguador, es decir, la suma de la potencia extraída del mecanismo de transducción y la potencia perdida en la amortiguación mecánica viene dada por:

$$P = b \cdot \left(\frac{dz(t)}{dt}\right)^2 \quad (2.20)$$

Las ecuaciones 2.19 y 2.20 proporcionan la potencia media disipada dentro del amortiguador de la siguiente manera:

$$P(w) = \frac{m\zeta_T Y^2 \left(\frac{w}{w_n}\right)^3 w^3}{\left[1 - \left(\frac{w}{w_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta_T \frac{w}{w_n}\right]^2} \quad (2.21)$$

Cuando el sistema se encuentra en resonancia, es decir, $w = w_n = w_r$, la potencia disipada alcanza el máximo, siendo esta potencia:

$$P = \frac{mY^2 w_r^3}{4\zeta_T} = \frac{mY^2 w_r^3}{4(\zeta_m + \zeta_e)} \quad (2.22)$$

La disipación de potencia es la suma de la energía eléctrica máxima extraída por el mecanismo de transducción P_e , y la pérdida mecánica P_m . Ambas se pueden escribir como:

$$P_e = \frac{\zeta_e m Y^2 w_r^3}{4(\zeta_m + \zeta_e)} \quad (2.23)$$

$$P_m = \frac{\zeta_m m Y^2 w_r^3}{4(\zeta_m + \zeta_e)} \quad (2.24)$$

La máxima conversión de potencia del dominio mecánico al dominio eléctrico se da cuando $\zeta_e = \zeta_m = \zeta$. Por lo tanto, la potencia máxima que puede extraer el recolector de energía cinética P_e es:

$$P_e = \frac{P}{2} = \frac{m Y^2 w_r^3}{16 \zeta} \quad (2.25)$$

donde también se puede escribir en términos de la aceleración a como:

$$P_e = \frac{m a^2}{16 w_r \zeta} \quad (2.26)$$

siendo $a = Y w^2$

De esta última ecuación se pueden sacar varias conclusiones. La primera de ellas es que la potencia máxima entregada al dominio eléctrico es inversamente proporcional al factor de amortiguamiento y, por lo tanto, a la hora de diseñar un micro generador basado en vibraciones es importante diseñar el generador con un coeficiente de amortiguamiento bajo y hacer que este funcione en la frecuencia de resonancia. En esta última imposición, se debe destacar que a medida que los dispositivos disminuyen en tamaño, esta frecuencia aumenta y hace que este hecho sea cada vez más difícil. La Figura 2.30 muestra cómo varía la potencia en función de diferentes coeficientes de amortiguamiento y la frecuencia del dispositivo con respecto a la de la fuente. Se ha normalizado a la potencia máxima de salida con una amortiguación de 0.01.

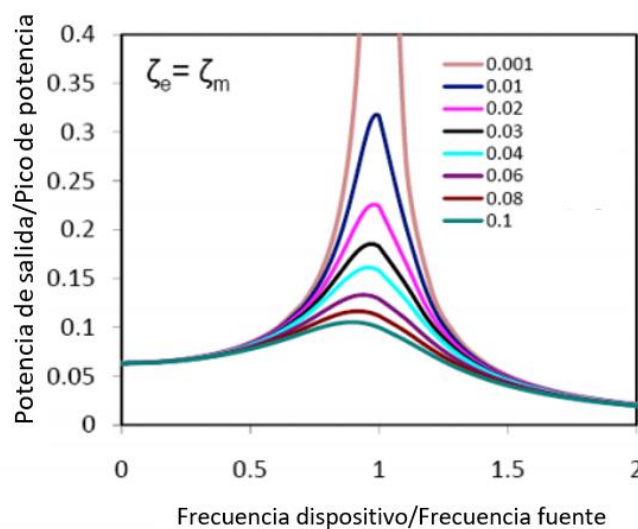


Figura 2.30 Variación de la potencia en función de la frecuencia para distintos valores de amortiguación. Adaptado de [72]

Como se esperaba, este gráfico muestra que la potencia generada será mayor cuando la frecuencia de la fuente coincida con la frecuencia natural del dispositivo, es decir, cuando el sistema esté en resonancia. Además, para optimizar esta potencia, se debe seleccionar un sistema con una amortiguación lo más baja posible. Aquí se ve cómo, si $\zeta_t = 0$, la potencia teórica generada tendería al infinito, pero esto en la práctica es imposible ya que siempre existe algún tipo de amortiguamiento, como la fricción o la resistencia del aire. También se puede observar cómo, cuando el sistema no trabaja en la frecuencia de resonancia, la potencia de salida cae considerablemente y es por ello que se debe hacer un fuerte hincapié en este aspecto. Así mismo, se concluye también que un sistema muy amortiguado extrae energía de una amplia banda de frecuencias y, uno menos amortiguado, extrae más energía pero en un rango de frecuencias menor.

Por otro lado, también se puede derivar de la ecuación 2.26 que la potencia de salida es inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia para una aceleración constante, por lo que es preferible operar a la frecuencia fundamental más baja disponible. Además, la masa de la estructura debe maximizarse dentro de las restricciones de tamaño dadas para maximizar la energía recolectada. Todos estos parámetros se deben estudiar cuidadosamente antes de diseñar el generador para identificar correctamente la frecuencia de operación teniendo en cuenta el desplazamiento máximo permitido, para así evitar posibles daños al dispositivo transductor.

2.8.3 Transductores cinéticos

En este apartado se describirán los diferentes mecanismos de transducción que hacen posible la conversión de energía cinética en energía eléctrica, así como el fenómeno físico que los rige. Estos transductores son los ya mencionados piezoeléctricos, electromagnéticos y electroestáticos, cada uno con ventajas e inconvenientes que se discutirán más adelante a modo de conclusión. Mencionar que todo lo desarrollado en la sección anterior es válido para cada uno de los transductores, con la única diferencia de que en los transductores piezoeléctricos se aprovecha la deformación que sufre el sistema y en los electromagnéticos y electroestáticos el movimiento relativo entre la masa y el marco.

2.8.3.1 Transductores piezoeléctricos

Los transductores piezoeléctricos son uno de los transductores más utilizados en la recolección de energía, debido principalmente a su integrabilidad, compacidad y densidad de potencia. Estos son capaces de transformar una tensión mecánica o deformación en energía eléctrica gracias a sus propiedades constitutivas, siendo proporcional esta acción a la tensión producida. También son capaces de producir el efecto contrario, es decir, producir una deformación debido al efecto de un campo eléctrico. Este efecto se da en algunos materiales los cuales presentan una alta asimetría en su configuración estructural. Esta asimetría, conduce a una no coincidencia de los baricentros de carga positiva y negativa. Sin sollicitación mecánica, el sistema se encuentra eléctricamente en equilibrio. Cuando el material se somete a una tensión mecánica o deformación, la estructura cristalina se deforma y la distancia entre los baricentros de carga cambia. Así, para mantener la neutralidad eléctrica, las cargas se disponen en la superficie del cristal, quedando este polarizado (Figura 2.31). También destacar que este efecto solo se da

cuando el material está por debajo de su temperatura de Curie, en cuyo caso el efecto piezoeléctrico desaparece.

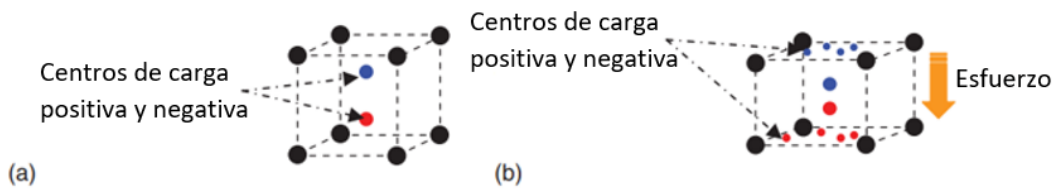


Figura 2.31 Efecto piezoeléctrico en los materiales (a) En reposo (b) Bajo esfuerzo. Adaptado de [89]

Los materiales piezoeléctricos suelen presentar además características anisotrópicas, es decir, las propiedades del material difieren dependiendo de la dirección de las fuerzas y la orientación de la polarización. Estas propiedades por tanto se definen mediante una notación específica por medio de unas constantes, en las que se indica la dirección a la que corresponden. Más concretamente, se basa en función de las direcciones de tensión/deformación mecánicas y de las fuerzas eléctricas. En la Figura 2.32 se muestra la base de todo ello.

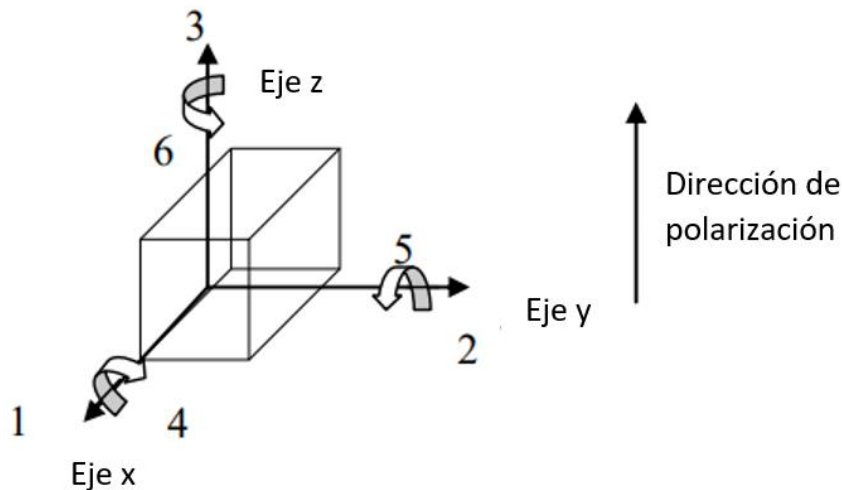


Figura 2.32 Notación de los subíndices. Adaptado de [83]

Por lo dicho, el nivel de actividad piezoeléctrico de un material se define mediante varias constantes que siguen la notación anterior de dirección y orientación. En base a esto se distinguen las siguientes constantes:

d: Constante de deformación piezoeléctrica. Este es un parámetro muy importante ya que representa la capacidad de convertir la tensión eléctrica en una deformación mecánica. Se mide en m/V o C/N

g: Constante de tensión piezoeléctrica. Se define como el campo eléctrico generado por unidad de tensión mecánica.

k : Factor de acoplamiento mecánico. Describe la eficacia con la que el material convierte la energía en una dirección determinada.

El sistema de notación que se usa implica dos subíndices los cuales indican las direcciones de la deformación y las fuerzas eléctricas. El primer subíndice se refiere a la dirección de las fuerzas eléctricas, siendo aplicadas o producidas por el piezoeléctrico. El segundo, se refiere a la dirección de las fuerzas mecánicas. Estos toman valores del 1 al 6 donde las direcciones 1,2 y 3 están referidas a los ejes x,y,z, siendo el eje z la dirección de polarización del piezoeléctrico. Del mismo modo, los subíndices 4,5 y 6 hacen referencia a los esfuerzos tangenciales producidos en las direcciones x,y,z respectivamente. Así, la constante d_{31} hace referencia a la constante de deformación que se observa al aplicar una carga eléctrica en la dirección z y medir la deformación en la dirección x.

A continuación, la Tabla 2-4, muestra para diferentes materiales típicos, sus características piezoeléctricas.

Tabla 2-4 Características piezoeléctricas de algunos materiales. [17]

Material	d_{33}	g_{33}
BaTiO₃	191	12.6
Cuarzo	2.3 (d_{11})	50 (g_{31})
PVDF	-33	-339
PZT-4	289	25.1
BaTiO₃	191	12.6

En relación con lo anterior, es muy común que los generadores piezoeléctricos funcionen en el modo 33 (Figura 2.33a) o en el modo 31 (Figura 2.33b). En el modo 33, se aplica una fuerza en la misma dirección que la de polarización. En el modo 31, se aplica una fuerza lateral en la dirección perpendicular a la de polarización. De manera general, el modo 31 ha sido el modo de funcionamiento más utilizado, aunque este tiene un coeficiente de acoplamiento más bajo que el modo 33. Las estructuras más comunes de recolección, como los voladizos, normalmente operan en modo 31 porque la tensión lateral en la superficie de la viga se acopla fácilmente a los materiales piezoeléctricos.

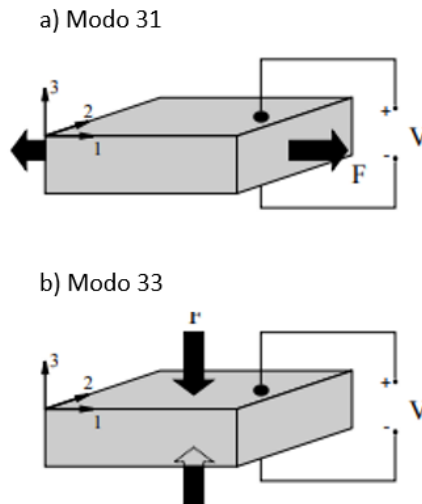


Figura 2.33 Modos de funcionamiento del piezoeléctrico. (a) Modo 31 (b) Modo 33. Adaptado de [82]

Desde el punto de vista mecatrónico, un material piezoeléctrico es un transductor que convierte la energía mecánica en energía eléctrica y viceversa como ya se mencionó. Por lo tanto, un transductor piezoeléctrico se modela como una parte eléctrica y otra mecánica. La parte eléctrica está definida por dos parámetros; la intensidad del campo eléctrico E y el desplazamiento dieléctrico D . La parte mecánica está constituida por la tensión mecánica T y la deformación mecánica S . Las relaciones entre los distintos parámetros constituyen las ecuaciones que rigen el comportamiento del sistema piezoeléctrico. La ecuación 2.27 utiliza la tensión mecánica T y el campo eléctrico E como variables independientes y se denomina formulación indirecta. Esta es común cuando el transductor se comporta como un actuador. Mencionar también que en algunas constantes se utilizan superíndices que indican las condiciones en las que se ha medido ese parámetro. Es decir, una constante con superíndice T , indica que el valor de esa constante se ha medido con una tensión mecánica T .

$$\begin{aligned} S &= s^E T + dE \\ D &= dT + \varepsilon^T E \end{aligned} \quad (2.27)$$

De manera similar, también se puede utilizar la formulación directa. En este caso, la tensión mecánica T y el desplazamiento dieléctrico D son las variables independientes. Esta es común cuando el transductor actúa como recolector de energía.

$$\begin{aligned} E &= -gT + \frac{D}{\varepsilon^T} \\ S &= s^D T + gD \end{aligned} \quad (2.28)$$

donde s^E es la conformidad medida con un campo eléctrico constante, ε^T la permitividad dieléctrica medida cuando se aplica una carga mecánica y s^D la conformidad medida con desplazamiento dieléctrico constante.

La Figura 2.34 muestra la representación del circuito eléctrico equivalente del generador piezoeléctrico con una carga resistiva R_L . C es la capacitancia entre los electrodos y R_S es la resistencia del material piezoeléctrico. La fuente de voltaje, V_{OC} , es la tensión de

circuito abierto resultante de las ecuaciones anteriores cuando el desplazamiento eléctrico es cero.

$$V_{OC} = -\frac{d \cdot t}{\epsilon^T} T \quad (2.29)$$

donde t es el espesor del material piezoeléctrico.

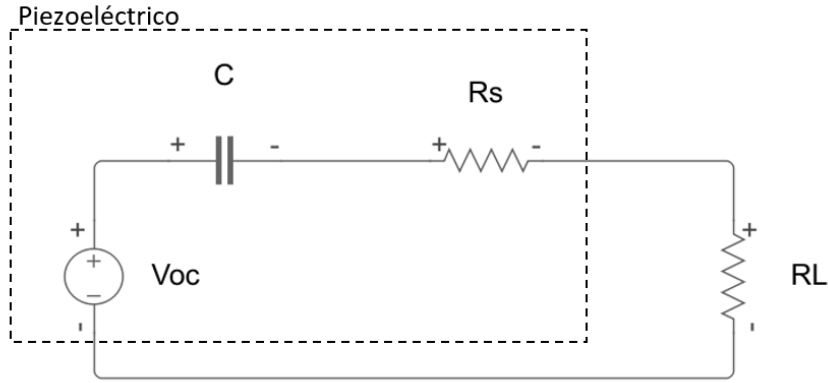


Figura 2.34 Circuito eléctrico equivalente de un transductor piezoeléctrico. Adaptado de [81]

Una expresión para el coeficiente de amortiguación piezoeléctrico es:

$$b_e = \frac{2mw_r^2k^2}{2\sqrt{w_r^2 + \frac{1}{R_L C_L}}} \quad (2.30)$$

donde C_L es la capacitancia de la carga. De manera general, se puede utilizar R_L para optimizar la energía recolectada y el valor óptimo puede encontrarse a partir de la ecuación 2.31. De nuevo, la potencia máxima se da cuando $\zeta_m = \zeta_e$.

$$R_{opt} = \frac{1}{w_r C} \frac{2\zeta_m}{\sqrt{4\zeta_m^2 + k^4}} \quad (2.31)$$

Por último y con relación a la ecuación anterior, la potencia máxima de salida se puede escribir como:

$$P_{max} = \frac{1}{w_r^2 (4\zeta_m^2 + k^4)(R_L C w_r)^2 + 4\zeta_m k^2 (R_L C w_r) + 2\zeta_m^2} R_L C^2 \left(\frac{2Ydtb^*}{\epsilon} \right)^2 a^2 \quad (2.32)$$

donde b^* es una constante relacionada con las dimensiones del generador piezoeléctrico y a es la aceleración de la vibración.

2.8.3.2 Transductores electromagnéticos

Los transductores electromagnéticos se basan en el fenómeno de la inducción electromagnética (ley de Faraday), es decir, la generación de una diferencia de potencial a través de un conductor cuando este es expuesto a un campo magnético variable. Para que esto ocurra, se debe realizar un movimiento relativo entre un imán permanente (o electroimán) y una bobina. Es por ello que existen dos maneras de producir este movimiento relativo; moviendo el imán o la bobina y dejando la otra fija. En la práctica se suele dejar la bobina fija y mover el imán ya que de la otra manera implicaría rotar cables eléctricos, lo que no es algo práctico. La energía generada del transductor dependerá, como se verá en esta sección, de la intensidad del campo magnético, del movimiento relativo y del número de vueltas de la bobina.

Estos sistemas muestran un comportamiento complementario en términos de ancho de banda de frecuencia y carga óptima en relación con las técnicas piezoeléctricas, como se discutirá más adelante. Además, son recomendados para frecuencias bajas (2-20 Hz) e impedancia pequeña.

La Figura 2.35 muestra el esquema de un generador electromagnético.

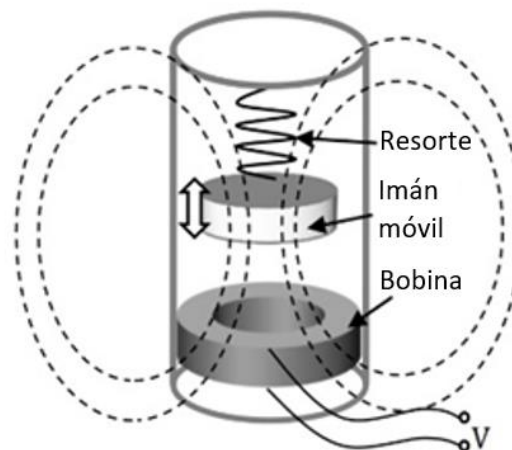


Figura 2.35 Esquema de un generador electromagnético. Adaptado de [94]

La tensión inducida, también llamada fuerza electromotriz emf , viene dada por

$$\varepsilon = -\frac{d\varphi}{dt} = -\left(\frac{dA}{dt}B + \frac{dB}{dt}A\right) \quad (2.33)$$

donde φ indica el flujo magnético, A el área encerrada por la bobina y B la densidad de flujo magnético o campo magnético. Esta ecuación muestra que para la inducción magnética no importa si el campo magnético es cambiante durante el área constante o el área es cambiante durante un campo magnético constante. Esta particularidad, ofrece una amplia gama de implementaciones del acoplamiento electromagnético. El cambio de área

de solapamiento para una bobina con N devanados es el siguiente; $N \cdot \frac{dA}{dt} = Nl \cdot \frac{dz}{dt} = Nl\dot{z}$. Con ello, el voltaje emf toma la siguiente forma

$$\varepsilon = -NBl\dot{z} = k_t \cdot \dot{z} \quad (2.34)$$

donde k_t es el llamado factor de transducción o factor de acoplamiento electromagnético.

En los transductores electromagnéticos, su circuito equivalente puede representarse mediante una resistencia R_L en serie con la resistencia de la bobina R_{coil} y la inductancia de la bobina L_{coil} , como se muestra en la Figura 2.36

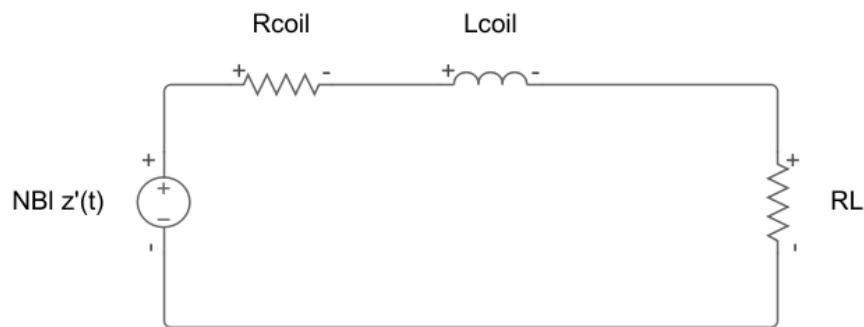


Figura 2.36 Circuito eléctrico equivalente de un transductor electromagnético. Adaptado de [13]

La ecuación que gobierna el circuito es la siguiente

$$(R_{coil} + R_L) \cdot i(t) + L_{coil} \cdot \dot{i}(t) = -NBl\dot{z}(t) = -emf \quad (2.35)$$

La misma se puede escribir en el dominio de Laplace como

$$\frac{V(s)}{Z(s)} = \frac{-NBlR_L s}{R_{coil} + R_L + L_{coil}s} \quad (2.36)$$

donde $V(s)$ indica la tensión obtenida en la carga

El coeficiente de amortiguamiento inducido por la transducción electromagnética, b_e , es el siguiente:

$$b_e = \frac{k_t^2}{R_{coil} + R_L + j\omega L_{coil}} = \frac{(NBl)^2}{R_{coil} + R_L + j\omega L_{coil}} \quad (2.37)$$

Para simplificar los cálculos, se puede despreciar la inductancia de la bobina ya que esta suele tomar un valor bastante bajo en comparación con la impedancia resistiva, estando muy por debajo del 10% de la resistencia. Más aun, esto se hace más significativo cuando se está operando con bajas frecuencias. Por tanto, el coeficiente de amortiguamiento se puede escribir como:

$$b_e = \frac{k_t^2}{R_{coil} + R_L} \quad (2.38)$$

Con ello, la relación de amortiguación eléctrica ζ_e es:

$$\zeta_e = \frac{k_t^2}{2mw(R_L + R_{coil})} \quad (2.39)$$

Esta ecuación muestra cómo R_L puede utilizarse para ajustar b_e y hacer que coincida con b_m para así maximizar la potencia de salida, aunque esto debe hacerse con los parámetros de la bobina. La resistencia de carga óptima entonces se puede escribir como muestra la ecuación 2.40 y la potencia media máxima entregada a esta en condiciones de resonancia se muestra en la ecuación 2.41

$$R_{L,opt} = R_{coil} + \frac{k_t^2}{b_m} \quad (2.40)$$

donde b_m denota los efectos de amortiguación mecánicos no deseados.

$$P_e = \frac{ma^2}{16\zeta_m w_r \left(1 - \frac{R_c}{R_L}\right)} \quad (2.41)$$

Por último, la Tabla 2-5 muestra las características de diferentes imanes utilizados de manera general en este tipo de transductores. En base a esto, se está investigando en la fabricación de micro imanes como el FePt o el CoPt, materiales con una alta densidad.

Tabla 2-5 Características de diferentes imanes. Adaptado de [93]

Material	Composición	Características
Cerámica	- Hierro y bario (BaFe_2O_3) - Óxido de estroncio (SrFe_2O_3)	Duro, frágil, baja densidad de flujo.
Neodimio-Hierro-Boro	- Combinación de Nd, Fe y B	Alto campo magnético, escasa resistencia a la corrosión, baja temperatura de trabajo.
Alnico	- Combinación de Al, Ni, Co, Cu, Fe, Ti (Porcentajes diferentes)	Baja sensibilidad a la temperatura, buena resistencia a la corrosión.
Samarium-Cobalto	- Combinación de Sm, Co	Alto campo magnético, buena estabilidad térmica, moderada resistencia a la corrosión.

2.8.3.3 Transductores electroestáticos

Los transductores electroestáticos producen energía eléctrica gracias al movimiento relativo entre placas conductoras, las cuales están aisladas eléctricamente por el aire o por un dieléctrico, formando así un condensador. Este cambio de la capacitancia puede lograrse al variar la distancia entre las placas, el área común entre estas o el material dieléctrico presente, siendo esta entonces únicamente dependiente de los valores geométricos y estructurales. Así, por ejemplo, para un condensador de placas paralelas, la capacidad toma el valor de $C = \epsilon A/d$, donde ϵ es la permitividad del material dispuesto entre las placas, A el área de las placas y d la distancia entre estas.

El mecanismo de conversión se basa en el acoplamiento físico del dominio eléctrico y mecánico mediante una fuerza electroestática. La fuerza electroestática se induce entre cargas opuestas almacenadas en dos electrodos opuestos. La cantidad de carga Q que se acumula en los electrodos es función de la diferencia de potencial V entre los electrodos y la capacitancia C según la relación $Q = CV$. La energía almacenada en el campo eléctrico que se establece entre los electrodos se deduce de la ecuación $E = \frac{1}{2} CV^2$ o $E = \frac{1}{2C} Q^2$. Para convertir la energía mecánica en eléctrica debe existir una variación de la capacitancia respecto al tiempo. El principio físico del ciclo de conversión de energía depende de cómo se conecte el condensador variable en el circuito eléctrico.

Existen dos esquemas principales que pueden aplicarse para la incorporación de un condensador variable en un circuito eléctrico para formar el sistema transductor: sistemas conmutados y sistemas continuos. En esta ocasión, se procederá a explicar el sistema conmutado ya que es el más típico y el que presenta un mayor interés. Dentro de este, se debe hacer una clasificación según su modo de funcionamiento. Este funcionamiento puede estar basado en un ciclo de conversión con carga restringida o con tensión restringida (Figura 2.37), generando en cada uno de ellos la energía eléctrica. Los dos posibles ciclos de conversión se explican a continuación.

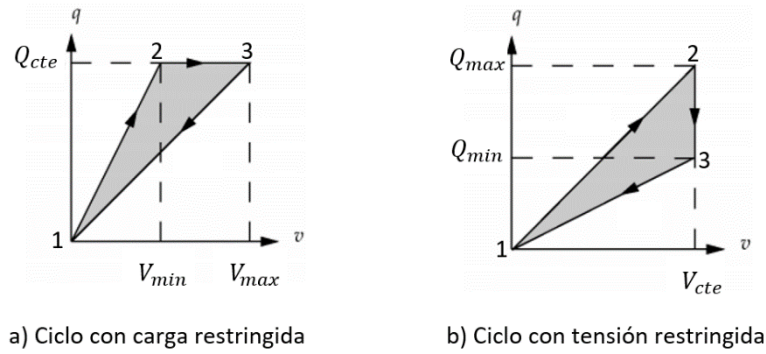


Figura 2.37 Ciclos de conversión electrostática. Adaptada de [98]

El ciclo con carga restringida (Figura 2.37a) comienza cuando se tiene la máxima capacitancia C_{max} , es decir, la mínima distancia entre placas (Punto 1). En esta posición, se carga el condensador gracias a una fuente externa de polarización a una tensión V_{min} hasta llegar al punto 2, donde se tiene una carga almacenada Q_{cte} . Una vez aquí, se deja en circuito abierto y posteriormente las placas se desplazan, por lo que la tensión aumenta y la capacitancia disminuye, hasta llegar al punto 3, donde se tiene V_{max} y C_{min} . Luego, se conecta una carga para que el condensador se descargue, volviendo de nuevo al punto 1.

La cantidad total de energía convertida en cada ciclo toma la siguiente forma:

$$E_{Q=cte} = \frac{1}{2} Q_{cte}^2 \cdot \left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) \tag{2.42}$$

El ciclo con tensión restringida (Figura 2.37b) también comienza, al igual que el caso anterior, cuando se tiene la máxima capacitancia C_{max} , es decir, la mínima distancia entre las placas (Punto 1). El condensador ahora se polariza a una tensión V_{cte} mediante una fuente de externa, llegando al punto 2. Esta tensión V_{cte} permanece constante durante todo el ciclo de conversión. En este punto, se varía la distancia entre las placas hasta llegar el punto 3, donde se tiene C_{min} y como la tensión es constante, se produce una variación de la carga y con ello una generación de corriente que puede ser almacenada.

La cantidad total de energía convertida en cada ciclo es:

$$E_{V=cte} = V_{cte}^2 \cdot (C_{max} - C_{min}) \tag{2.43}$$

Estos dos ciclos explicados pueden darse para arquitecturas distintas de condensador variable. Es por ello que, de manera general, existen tres geometrías diferentes de electrodos, como se muestra en la Figura 2.38.

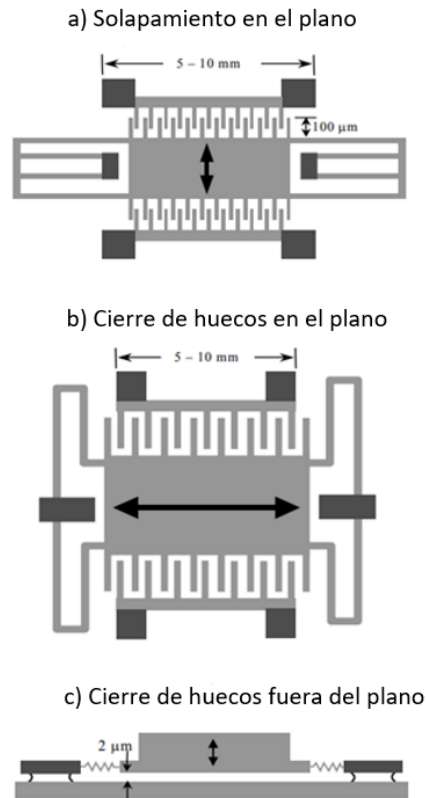


Figura 2.38 Geometrías de electrodos. Adaptado de [97]

Cada tipo de arquitectura presenta ventajas e inconvenientes de las cuales, las más importantes corresponden a que las estructuras de cierre de hueco fuera del plano permiten una gran variación de la capacitancia pero incorporan topes mecánicos, mientras que las estructuras de cierre de hueco en el plano presentan una variación de la capacitancia menor pero no requieren de topes mecánicos. Mencionar también que a la hora de elegir la configuración, se deberán tener presentes las condiciones de funcionamiento, es decir, la frecuencia de excitación y la amplitud de la aceleración para conseguir el sistema más eficiente.

Un circuito eléctrico simplificado de un transductor electrostático conmutado y con carga restringida se muestra en la Figura 2.39. V_{in} es la fuente externa mencionada, siendo por ejemplo un condensador o una batería recargable. C_V representa el condensador variable, el cual puede tomar la forma de una de las arquitecturas detalladas anteriormente. C_{par} es la capacidad parásita asociada a la estructura del condensador variable y cualquier interconexión, limitando por tanto la tensión máxima. C_{sto} representa el elemento de almacenamiento.

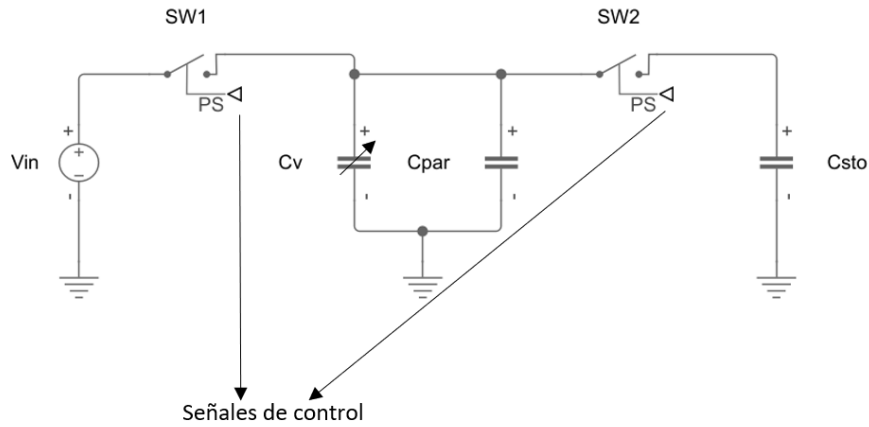


Figura 2.39 Circuito eléctrico equivalente de un transductor electrostático. Adaptado de [99]

El voltaje máximo a través de la carga viene dado por:

$$V_{max} = \frac{C_{max} + C_{par}}{C_{min} + C_{par}} V_{in} \quad (2.44)$$

La potencia disipada por el amortiguador puede ser escrita como muestra la ecuación 2.45, donde viene dada por el producto fuerza-distancia.

$$P = \frac{4YFw\omega_c^2}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{1 - \omega_c^2} - \left(\frac{FU}{mYw^2\omega_c}\right)^2} \quad (2.45)$$

donde F es la fuerza de amortiguación e Y es el desplazamiento de la estructura. Por otro lado, $\omega_c = w/w_r$ y $U = \frac{\sin(\pi/w_c)}{1 + \cos(\pi/w_c)}$

Por último, la fuerza que optimiza la potencia de salida, F_{opt} , es decir, $dP/dF = 0$, viene dada por la ecuación siguiente

$$F_{opt} = \frac{Yw^2m}{\sqrt{2}} \frac{\omega_c}{|(1 - \omega_c^2)U|} \quad (2.46)$$

2.8.3.4 Conclusiones

En este apartado se discutirá sobre los distintos transductores cinéticos comentados. Se ha podido observar cómo la energía obtenida depende en gran medida la cantidad de energía cinética, de la eficiencia del generador y de la electrónica, así como de las propiedades de los materiales utilizados y su configuración elegida. Como objetivo principal a modo de obtener la máxima potencia, se debe conseguir que el generador opere a la frecuencia de resonancia.

Cada transductor presenta ventajas e inconvenientes las cuales se mencionan a continuación. Por ejemplo, los transductores piezoeléctricos son buenos para pequeñas

escalas, sin embargo, el acoplamiento disminuye rápidamente cuando se trata de escalas micrométricas por lo que se requieren impedancias de carga grandes para alcanzar el punto de trabajo óptimo. Otros de los inconvenientes vienen derivados de los efectos del envejecimiento, ya que implican despolarización y fragilidad. Por otro lado, los transductores electromagnéticos tienen como desventaja que no son recomendables para aplicaciones a escalas micrométricas (al igual que los transductores piezoeléctricos), siendo solo recomendables para escalas mayores. Estos son recomendables para frecuencias bajas (2-20 Hz) e impedancias pequeñas. Por último, los transductores electrostáticos tienen como desventaja principal que deben disponer de una fuente de alimentación externa y que la potencia de salida suele ser menor que los otros dos transductores cinéticos. Sin embargo, en este caso sí que son recomendables para escalas micrométricas. La Tabla 2-6 muestra un resumen de las ventajas y desventajas de cada transductor cinético.

Tabla 2-6 Ventajas y desventajas de cada transductor cinético. Adaptado de [73], [79], [82]

Tipo	Ventajas	Desventajas
Piezoeléctricos	<ul style="list-style-type: none"> - No necesitan una fuente de tensión externa. - Altas salidas de tensión (2-10 V) - Configuración compacta <ul style="list-style-type: none"> - Compatible con aplicaciones a pequeña escala - Alto acoplamiento - No se necesita controlar los límites de la vibración 	<ul style="list-style-type: none"> - Con el tiempo sufren despolarización y se vuelven más frágiles - Alta impedancia de salida - No son compatibles para aplicaciones a microescala
Electromagnéticos	<ul style="list-style-type: none"> - No necesitan una fuente de tensión externa - Altas corrientes de salida 	<ul style="list-style-type: none"> - Máxima tensión de salida de 0.1 V - No recomendables para pequeña escala - No recomendables para microescalas - Gran tamaño
Electroestáticos	<ul style="list-style-type: none"> - Altas salidas de tensión (2-10 V) - Compatibles con escalas micrométricas 	<ul style="list-style-type: none"> - Necesitan fuente de tensión externa - Limitaciones mecánicas

Con todo ello, para este trabajo en específico se ha optado por utilizar un transductor cinético basado en el fenómeno piezoeléctrico, ya que este presenta una alta compatibilidad, es fácil de implementar y es el más eficiente para la aplicación final.

3 Módulo de evaluación

3.1 Introducción

En este apartado se procederá a explicar el funcionamiento del módulo seleccionado para los sistemas de bajo consumo [100], [101], [110], [111], [102]–[109], el cual es el DEV-BLE-NS de la empresa PowerFilm Solar. Este módulo de evaluación (EVM, por sus siglas en inglés, *Evaluation Module*), el cual extrae energía de diferentes fuentes, incorpora un sistema Bluetooth de bajo consumo (BLE, por sus siglas en inglés, *Bluetooth Low Energy*) de la empresa Nordic Semiconductor y, aparte, dos paneles solares modelo LL200-3.6-75 para interiores y una batería polímero de litio recargable de 60 mAh, formando así el kit de desarrollo (Figura 3.1)

Este kit está orientado para extraer la energía de manera eficiente, de tal modo que permite cargar sistemas de almacenamiento, suministrar energía a dispositivos con unas condiciones estrictas de alimentación y al circuito Nordic nRF52832 BLE. El módulo en conjunto, incluye dos módulos de recolección de energía que son seleccionables por el usuario, uno es el llamado “Cap-Charger” dedicado para aplicaciones sin batería y el otro es un circuito integrado (IC, por sus siglas en inglés, *Integrate Circuit*) diseñado para aplicaciones de bajo consumo, el BQ25570 de Texas Instruments.

Como ya se introdujo al inicio de este trabajo, el interés por los sistemas de bajo consumo tales como sensores han crecido de forma notoria en los últimos años en conjunto con la conectividad inalámbrica, formando una parte considerable del conocido IoT. Un número elevado de aplicaciones de esta área pueden funcionar mediante bajos niveles de potencia, gracias a las fuentes de energía naturales como puede ser la luz solar. Entre estos sensores, se pueden distinguir sensores de temperatura, de humedad, de presión, de nivel de agua... que pueden ser utilizados en infinidad de aplicaciones de IoT, como edificios inteligentes, automatización del hogar...etc. Para este trabajo, como ya se dijo, los sensores a utilizar serán sensores de localización y posición para interiores.

La ventaja de utilizar estos sistemas es que se alarga la vida de las baterías, por lo que el mantenimiento sería mucho menor, algo muy importante a considerar en el futuro ya que, por ejemplo, las casas inteligentes podrían tener cientos de nodos, y un agotamiento a corto plazo de los sistemas de alimentación provocaría que no fuese óptimo su implementación.

Por último, se debe destacar que este kit de desarrollo está pensado para obtener energía gracias a la luz tanto solar como artificial por medio de las células solares, pero eso no implica que no puedan conectarse otros transductores que permitan la extracción de energía. Con lo cual, se conectarán también transductores piezoeléctricos para obtener energía a partir de las vibraciones presentes en el medio.

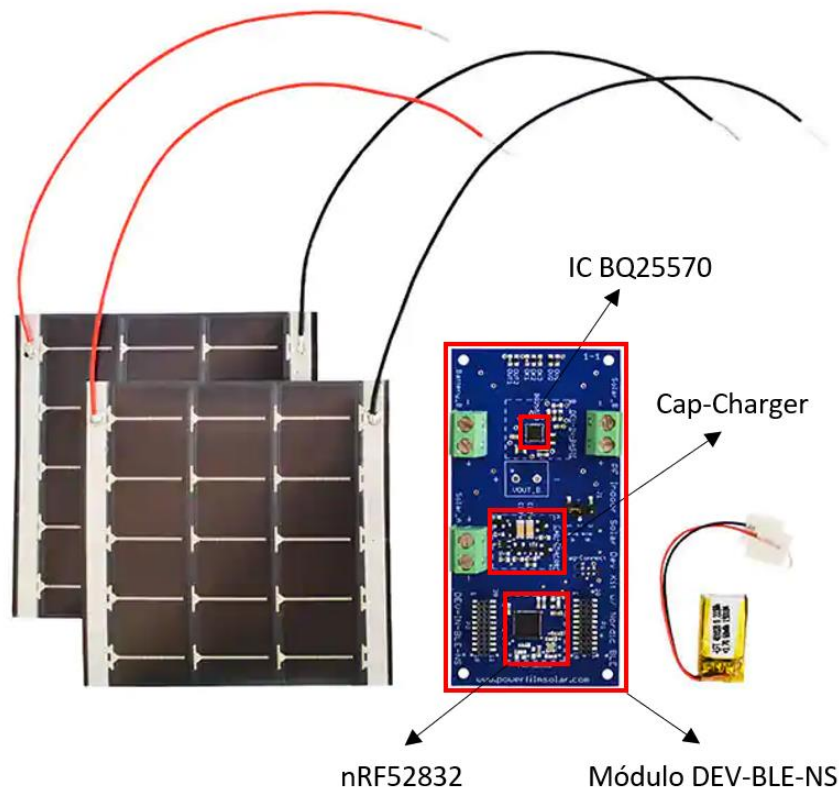


Figura 3.1 Kit de desarrollo DEV-BLE-NS. Adaptado de [100]

3.2 Principio de funcionamiento

El módulo DEV-BLE-NS se constituye por tanto de dos partes diferenciales, por una parte, el sistema recolector de energía y por otra el módulo BLE. El sistema recolector sirve para además de almacenar energía, para alimentar este módulo BLE. Ambas partes serán explicadas en los apartados posteriores.

3.2.1 Módulo Nordic nRF52832 BLE

El módulo BLE está configurado para una operación de energía ultra baja, pudiéndose conectar a dispositivos iOS y Android a través de la aplicación móvil nRF ToolBox, la cual permite interactuar con los sensores conectados. En este caso, por defecto viene integrado un sensor de frecuencia cardiaca de Nordic a modo de demostración. Los datos de este sensor son transmitidos al dispositivo conectado una vez por segundo.

El circuito integrado nRF52832 (Figura 3.2) puede ser reprogramado a través de la interfaz de programación Tag-Connect de 6 pines. Dispone también de puertos E/S para poder conectar componentes externos.

Entre las principales características se pueden señalar:

- Pines E/S para componentes adicionales o sensores
- Conectividad Bluetooth iOS y Android
- Diseño reducido

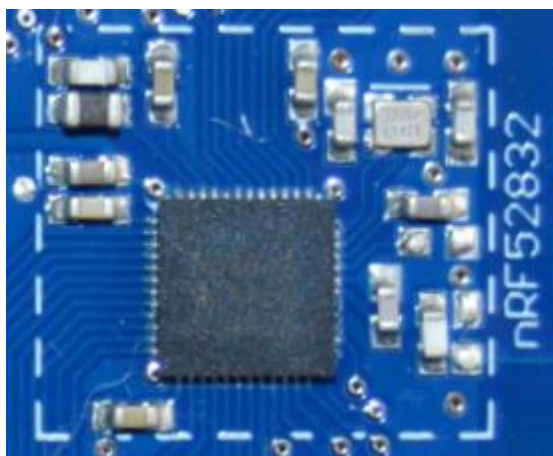


Figura 3.2 Circuito nRF52832

3.2.2 Módulos de recolección de energía

El módulo DEV-BLE-NS dispone de dos módulos de recolección de energía, uno es un cargador de condensadores sin batería externa (Cap-Charger) personalizado y el segundo es el circuito integrado BQ25570 de Texas Instruments, el cual es capaz de, como se verá en apartados posteriores, extraer la máxima energía de los transductores conectados a la entrada del sistema. El circuito de carga deseado se puede elegir mediante el puente J1, y el funcionamiento de cada uno de ellos será explicado en los siguientes apartados.

3.2.2.1 Cap-Charger

Este circuito de carga (Figura 3.4) permite que el módulo en su conjunto funcione sin un elemento de almacenamiento externo, incorporando en su lugar dos capacitores de 220 μF cada uno. Si se asume un estado totalmente descargado, este circuito se cargará y en menos de 30 segundos, con una iluminación de 200 lx, empezará a alimentar a los demás circuitos. Para evitar que la carga se atasque en un bucle de encendido, el Cap-Charger implementa una desconexión de la misma de bajo voltaje con una histéresis amplia (1.5 V – 2.9 V). También, para evitar que los condensadores se carguen por encima del nivel de voltaje máximo del módulo nRF52832 (3.6 V), el Cap-Charger incorpora una desconexión de carga de los condensadores cuando esto sucede.

Entre sus principales características, entonces, se pueden destacar su rápida carga durante el estado de apagado inicial (0-2 V), su alto rendimiento en comparación con otros circuitos integrados de recolección de energía, su bajo coste y su reducido tamaño. El esquema equivalente de dicho circuito se presenta a continuación (Figura 3.3)

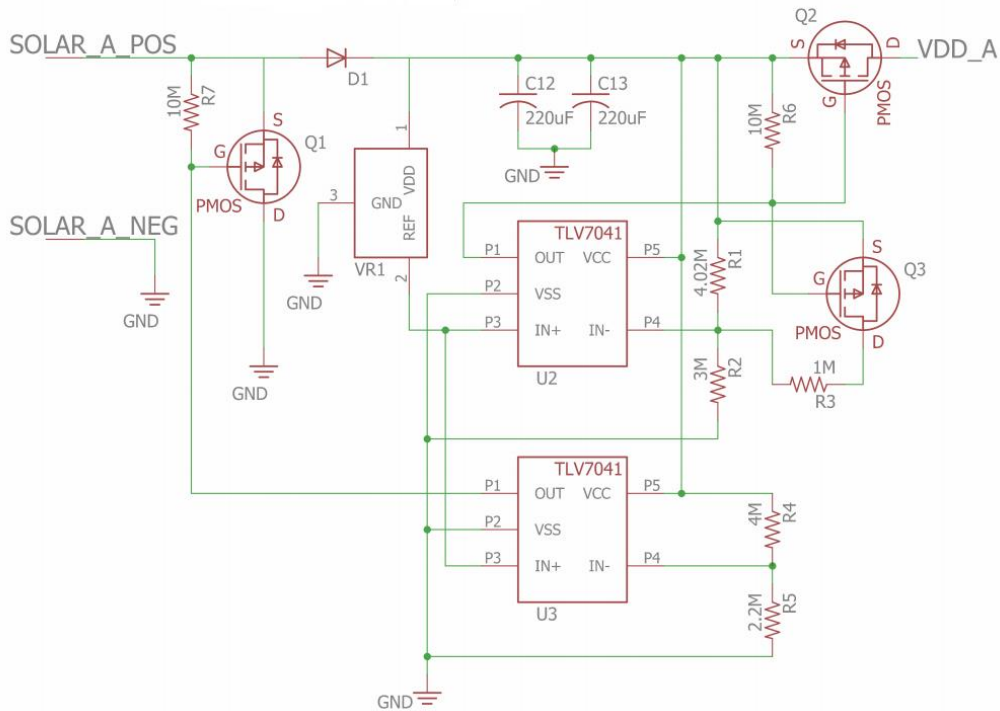


Figura 3.3 Esquema eléctrico del circuito Cap-Charger. [107]

Como se puede observar, este circuito implementa dos comparadores TLV7041 que son los encargados de desconectar y conectar el circuito con la salida, operando en conjunto con tres transistores tipo PMOSFET. El primero (transistor $Q1$) de ellos se encarga de desconectar la célula solar con el circuito cuando la tensión almacenada en los condensadores (V_{cond}) supera los 3.6 V. Esto se puede explicar de tal manera que, cuando V_{ref} (1.24 V) es menor que $V_{cond} \cdot 11/31$, es decir, V_{cond} es mayor de 3.6 V, V_{out} (de $U3$) es igual a GND . Cuando esto sucede, $V_{SG_{Q1}} = V_{panel}$ por lo que el transistor pasa a ON , de tal modo que desconecta la célula solar del circuito.

El diodo $D1$ tiene la función de permitir el paso de corriente en una única dirección, con ello, el panel solar solo podrá cargar los condensadores, y esto se da siempre y cuando la tensión del panel solar sea mayor que la tensión en los condensadores. En caso contrario, la tensión en el cátodo será mayor que en el ánodo y el diodo pasará a OFF , restringiendo el paso de corriente hacia la célula solar.

El transistor $Q2$ se encarga de conectar o desconectar la salida del circuito. Este, a su vez, depende del transistor $Q3$ y de la salida del comparador $U2$, de tal modo que el paso de OFF a ON (salida habilitada) se dé cuando la tensión acumulada en los condensadores supere los 2.9 V y el paso de ON a OFF (salida restringida) se dé cuando la tensión baje de 1.5 V.

La referencia de tensión $VR1$ tiene la función de actuar como valor constante para poder comparar entre unos valores u otros y en función de esta comparación y en conjunto con las resistencias, permitir los cambios que se dan en el sistema, ya que como se puede observar este valor de tensión se introduce como valor de comparación en los comparadores del circuito.

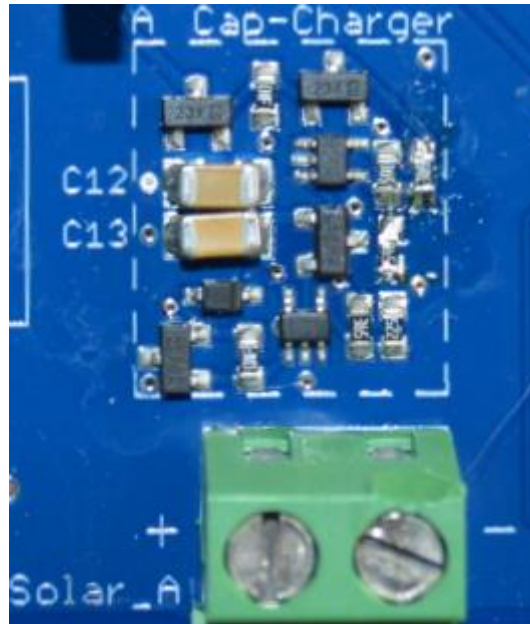


Figura 3.4 Circuito "Cap-Charger"

3.2.2.2 Circuito integrado BQ25570

El circuito integrado BQ25570 se encuentra dentro del módulo DEV-IN-BASIC (diferente del módulo DEV-BLE-NS, y que constituye el circuito de carga B) con una configuración específica dada que se mostrará más adelante. Este está diseñado principalmente para extraer de manera eficiente la potencia del orden de μW hasta mW proveniente de una alta variedad de fuentes de corriente continua, como generadores fotovoltaicos, termoelectricos o, con el uso de un convertidor AC/DC, los generadores derivados de las vibraciones. Este módulo permite que la batería conectada a modo de almacenador no se sobrecargue con esta energía extraída, manteniendo siempre la misma dentro de los valores de voltaje de funcionamiento. Aparte del sistema cargador de batería, configurado a 4.2 V, el módulo también integra un convertidor reductor para proporcionar una salida con unos niveles de alimentación fijos y estables, de modo que se puedan alimentar de manera eficaz los dispositivos conectados a su salida, siendo esta tensión de 3 V.

Como principales características se pueden destacar las siguientes:

- Salida programable mediante un convertidor reductor
 - Corrientes de salida de hasta 110 mA
 - Una eficiencia de hasta un 93%
- Protección contra batería
 - Nivel de sobretensión configurado por el usuario
 - Nivel de subtensión configurado internamente
- Seguimiento programable del punto de máxima potencia (MPPT)
 - Permite aprovechar la energía de la mejor manera posible de los transductores conectados a la entrada del sistema, como transductores fotovoltaicos, termoelectricos o piezoeléctricos.

- Convertidor elevador con un consumo ultra bajo
 - Puede recolectar energía de forma continua a partir de una tensión de entrada tan baja como 100 mV
 - Para un arranque en frío del sistema necesita tan solo una tensión de entrada mayor de 600 mV
 - Corriente de reposo operando de manera completa de 448 nA
 - Modo deshabilitado con una corriente menor que 5 nA de la batería.

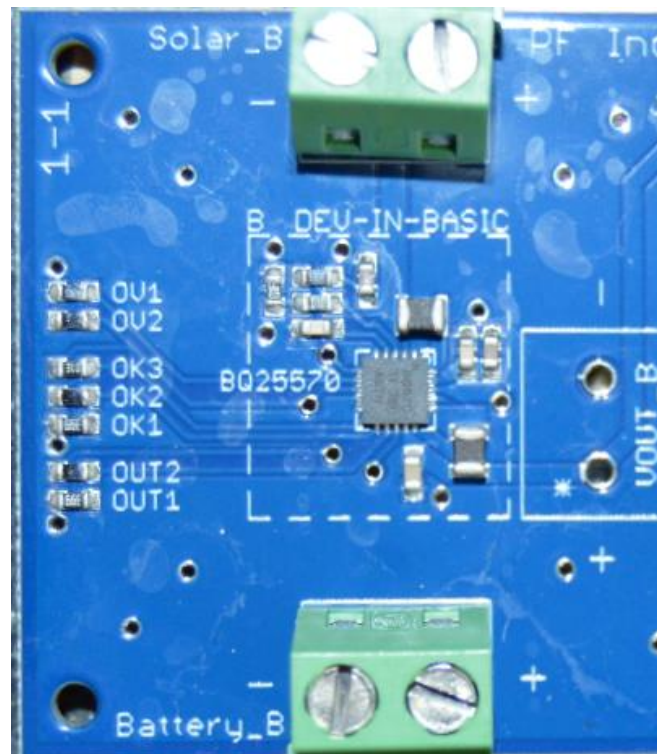


Figura 3.5 Módulo DEV-IN-BASIC

3.2.2.2.1 Configuración y función de los pines

A continuación (Figura 3.6), se muestra los pines de los que está dispuesto el BQ25570, junto con su descripción y con la configuración recomendada que se debe dar a cada uno en la Tabla 3-1. Esta descripción integra elementos y funciones que serán vistos más adelante.

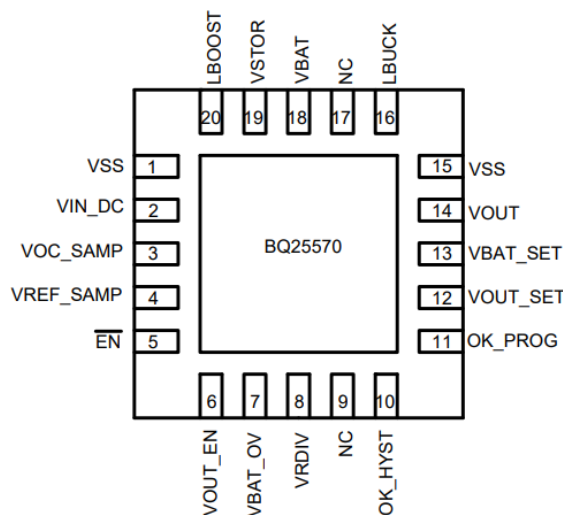


Figura 3.6 Pines del IC BQ25570. Adaptado de [108]

Nombre	Número	E/S	Descripción
VSS	1	E	Referencia del circuito de entrada.
VIN_DC	2	E	Entrada de la fuente de corriente continua. Se debe conectar al menos un condensador de 4.7 μ F lo más cerca posible entre este pin y el pin 1.
VOC_SAMP	3	E	Pin de muestreo para el MPPT. Conectar a VSTOR si se quiere muestrear al 80% del voltaje a circuito abierto de la fuente de entrada. Si se quiere muestrear al 50%, se debe conectar a GND.
VREF_SAMP	4	E	Se debe conectar un condensador de 0.01 μ F entre este pin y GND para almacenar la tensión a la que se regulará VIN_DC. Este voltaje es proporcionado por el circuito de muestreo MPPT.
$\overline{\text{EN}}$	5	E	Entrada para conectar o desconectar el circuito integrado. Conectar a GND para habilitar el mismo.
VOUT_EN	6	E	Entra para habilitar o deshabilitar el convertidor reductor. Conectar a VSTOR si se quiere habilitar.
VBAT_OV	7	E	Pin para configurar el nivel de sobretensión de VBAT. Se debe conectar al punto medio del divisor resistivo entre VRDIV y GND.
VRDIV	8	S	Voltaje necesario para alimentar los divisores resistivos.

NC	9	E	No conectar.
OK_HYST	10	E	Pin para establecer el umbral de histéresis de VBAT_OK cuando la tensión está aumentando. Se debe conectar al punto medio del divisor resistivo externo entre VRDIV y GND. Si no se utiliza, conectar a GND.
OK_PROG	11	E	Pin para establecer el umbral de VBAT_OK cuando la tensión está disminuyendo. Se debe conectar al punto medio del divisor resistivo externo entre VRDIV y GND. Si no se utiliza, conectar a GND.
VOUT_SET	12	E	Pin para establecer el nivel de ajuste de VOUT. Se debe conectar al punto medio del divisor resistivo entre VRDIV y GND.
VBAT_OK	13	S	Salida digital que indica que la batería está en el umbral de funcionamiento. Internamente referenciado al voltaje VSTOR. Si no se usa, no conectar.
VOUT	14	S	Salida del convertidor reductor. Se debe conectar al menos un condensador de 22 μ F entre este pin y VSS.
VSS	15	E	Referencia del circuito de salida.
LBUCK	16	E/S	Pin de conexión del inductor del convertidor reductor. Se debe conectar al menos un inductor de 22 μ H entre este pin y VIN_DC.
NC	17	E	No conectar.
VBAT	18	E/S	Se debe conectar un dispositivo de almacenamiento recargable de al menos 100 μ F entre este pin y cualquiera de los pines VSS.
VSTOR	19	S	Pin de salida del convertidor elevador. Se debe conectar al menos un condensador de 4.7 μ F en paralelo con uno de 0.1 μ F lo más cerca posible entre este pin y el pin 1 (VSS).
LBOOST	20	E/S	Pin de conexión del inductor del convertidor elevador. Se debe conectar al menos un inductor de 22 μ H entre este pin y VIN_DC.

Tabla 3-1 Funciones de los pines del IC BQ25570. Adaptado de [108]

3.2.2.2.2 Nomenclatura componentes externos

En posteriores apartados se utilizarán componentes exteriores para configurar el circuito integrado. Es por ello que se mencionan a continuación los componentes dichos junto con su utilidad.

Estos componentes externos son necesarios y elegibles por el usuario, con el fin de crear cualquier tipo de sistema, aunque por defecto se recomienda utilizar unos valores de estos concretos. A continuación, la Tabla 3-2 detalla los componentes mencionados, junto con el sistema entero que integra al BQ25570 y los componentes conectados a este (Figura 3.7). Este circuito en total correspondería con el circuito DEV-IN-BASIC (Figura 3.5)

CIN	Capacitancia en el pin VIN_DC
CSTOR	Capacitancia en el pin VSTOR
COUT	Capacitancia en el pin VOUT
CBAT	Capacitancia o batería conectada en el pin VBAT.
CREF	Capacitancia en VREF_SAMP que almacena la referencia de VIN muestreada
R_{OC1} + R_{OC2}	Resistencia total para ajustar la referencia de MPPT.
R_{OK1} + R_{OK2} + R_{OK3}	Resistencia total para configurar el umbral de tensión de VBAT_OK
R_{OUT1} + R_{OUT2}	Resistencia total para configurar el umbral de tensión VOUT.
R_{OV1} + R_{OV2}	Resistencia total para configurar la tensión VBAT_OV
L1	Inductancia en el pin LBOOST.
L2	Inductancia en el pin LBUCK.

Tabla 3-2 Componentes externos del IC BQ25570. Adaptado de [108]

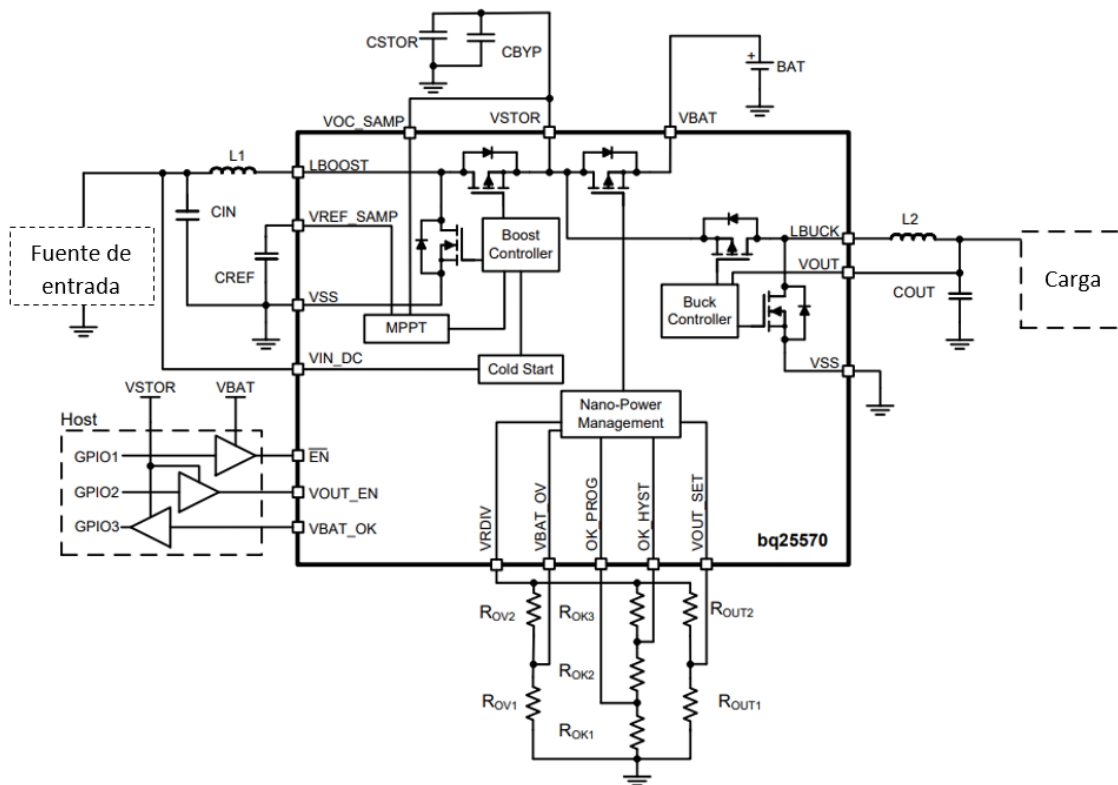


Figura 3.7 Circuito total con el IC BQ25570. Adaptado de [108]

3.2.2.2.3 Descripción detallada

En este apartado se describirá el funcionamiento del BQ25570, incorporando un resumen a modo de introducción y a posterior continuación sus características más específicas, siendo estas la protección de la batería y el sistema del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT)

3.2.2.2.3.1 Resumen general

El circuito integrado BQ25570, como ya se introdujo al inicio de esta sección, es un dispositivo recolector de energía diseñado para las aplicaciones de niveles de energía ultra bajas. Este, es capaz de convertir la potencia derivada de las fuentes de corriente continua que se conectan a la entrada (del orden de μW) hasta el orden de mW de potencia. Con esta energía almacenada, se pueden satisfacer los niveles de alimentación que requieren los dispositivos conectados a la salida, tales como sensores. Cabe destacar que, para el caso de fuentes de corriente alterna, simplemente se conecta un convertidor AC/DC a la salida del generador, de tal modo que pueda conectarse de la misma forma al circuito integrado BQ25570.

El elemento principal de almacenamiento se alimenta desde la salida del convertidor elevador, VSTOR. Cuando el voltaje en VSTOR supera el nivel de voltaje VSTOR_CHGEN (1.8 V típicos), la energía extraída de la fuente de entrada se realiza de la manera más efectiva posible, llegando incluso a operar de esta manera cuando tan solo se tienen a la entrada 100 mV. No ocurre lo mismo en el caso de arranque en frío (todo descargado), puesto que se necesitan como mínimo 600 mV a la entrada hasta llegar a 1.8 V en VSTOR. Cabe destacar que el dispositivo de almacenamiento conectado en VBAT sirve también para cargar el dispositivo de almacenamiento conectado a VSTOR en el caso de que este esté por debajo de 1.8 V. Con lo cual, siempre se tiene prioridad sobre el dispositivo conectado en VSTOR, para así empezar a extraer la energía de la manera más eficaz posible.

Este circuito integrado implementa una red de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) programable, por la cual la transferencia de energía se maximiza. La tensión de circuito abierto que se muestrea y mantiene se puede configurar mediante el pin VOC_SAMP, ya que si este se conecta a VSTOR se establece un umbral de MPPT del 80% de circuito abierto (caso de paneles solares), si se conecta a GND un umbral del 50%, o, por el contrario, se puede configurar mediante resistencias externas. Esta tensión muestreada se mantiene por medio de un circuito de muestreo interno y un condensador externo (CREF) en el pin VREF_SAMP. De este modo, el circuito integrado regula la tensión de entrada para garantizar que la tensión en VIN_DC no caiga por debajo de CREF, siendo este valor el 80% de la tensión a circuito abierto de la célula solar.

Es importante señalar que los sistemas de almacenamiento deben funcionar entre rangos de voltaje máximo y mínimo para evitar daños. Es por ello que el circuito integrado incorpora un sistema que evita esto, ya que estos niveles pueden ser controlados con respecto a los niveles de sobretensión (OV) programables y subtensión (UV). En este mismo contexto, se incorpora una salida digital (VBAT_OK) pensada para utilizar microcontroladores, ya que avisan a estos cuándo la batería se encuentra en los niveles de funcionamiento que se han programado.

Por último, el circuito integrado incorpora un convertidor reductor el cual se alimenta a través del dispositivo de almacenamiento conectado en VSTOR. De esta forma, se pueden establecer unas condiciones de alimentación estables, perfectas para circuitos que lo

requieran, como las redes de sensores inalámbricas. Las corrientes de salida pueden ir desde valores menores de 10 μ A hasta unos 110 mA.

3.2.2.2.3.2 Diagrama de bloques funcional

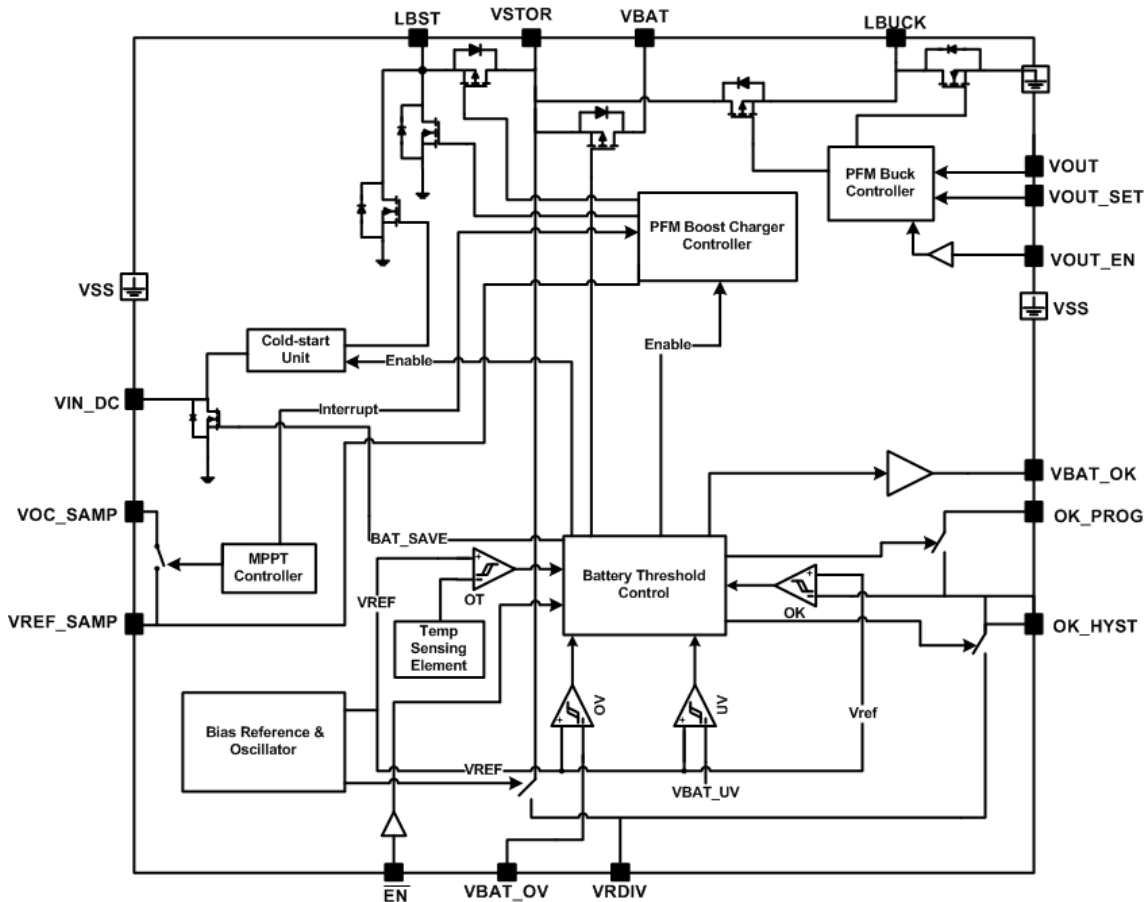


Figura 3.8 Diagrama de bloques funcional del IC BQ25570. [108]

3.2.2.2.3.3 Máximo punto de potencia

Con el propósito de obtener la máxima energía de los sistemas conectados a la entrada, el circuito integrado BQ25570 implementa un sistema de seguimiento del punto de máxima potencia. Existen diferentes métodos, cada uno con sus ventajas y sus inconvenientes, pero en este caso solo se explicará el que implementa el BQ25570, el cual es el método de la medición de tensión de circuito abierto (FOC, por sus siglas en inglés, *Fractional Open Circuit*)

Primeramente, se debe mencionar que la energía que proporciona el generador conectado a la entrada (por ejemplo, un generador fotovoltaico) depende en gran medida de las condiciones ambientales. Si se considera una célula fotovoltaica, esta genera una tensión en función de la radiación, pero también se forma una resistencia interna que depende por ejemplo de la temperatura. Es por ello que existen unas curvas I-V que son únicas para cada valor de las condiciones externas como ya se mencionó en la sección 2.2, tal y como se muestra en la Figura 3.9

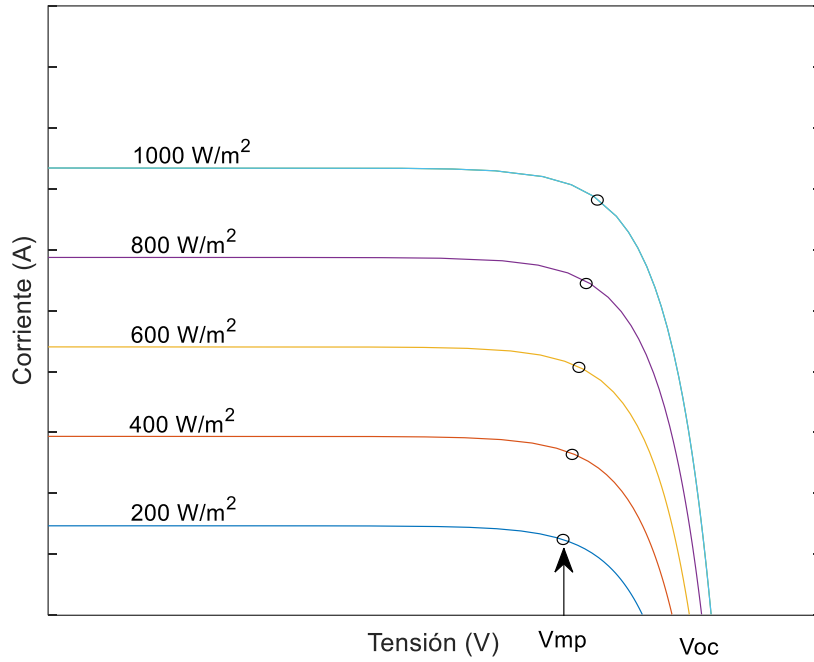


Figura 3.9 Curvas I-V para cada nivel de radiación.

Como se puede observar en la figura, para cada nivel de irradiancia existe una gráfica diferente. Es importante destacar dónde se sitúa el punto de máxima potencia, el cual se da lugar, para el caso de células fotovoltaicas, entre un 70% y un 80% de la tensión de circuito abierto (V_{oc}) y este punto es conocido como la tensión de máxima potencia (V_{MP}). Con este conocimiento de dónde se sitúa el punto de máxima potencia, es posible generar un algoritmo que sea capaz de mantenerse en él (Figura 3.14). El funcionamiento de este algoritmo se basa primeramente en desconectar, cada 16 segundos, la célula del circuito de carga, durante aproximadamente 256 ms. Con esto se consigue obtener la tensión de circuito abierto y con ello la tensión del punto de máxima potencia multiplicando la anterior por 0.8 (si está configurado de esa manera). Este resultado se conoce ahora entonces como la tensión de referencia $VREF_SAMP$. Para este valor, se modula la impedancia necesaria cambiando el ciclo de trabajo del convertidor elevador para establecer la máxima transferencia de energía.

En relación con lo anterior, la resistencia de entrada de un convertidor elevador se puede definir como muestra la ecuación 3.1

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_o(1-D)}{\frac{I_o}{1-D}} = \frac{V_o}{I_o}(1-D)^2 = R_o(1-D)^2 \quad (3.1)$$

Donde V_i e I_i son la tensión y corriente de entrada del convertidor respectivamente, V_o e I_o son la tensión y corriente de salida del convertidor respectivamente, D el ciclo de trabajo y R_o la resistencia de salida del convertidor.

Si se representa esta ecuación para un valor fijo de resistencia de salida R_o se obtiene lo que se muestra en la Figura 3.10.

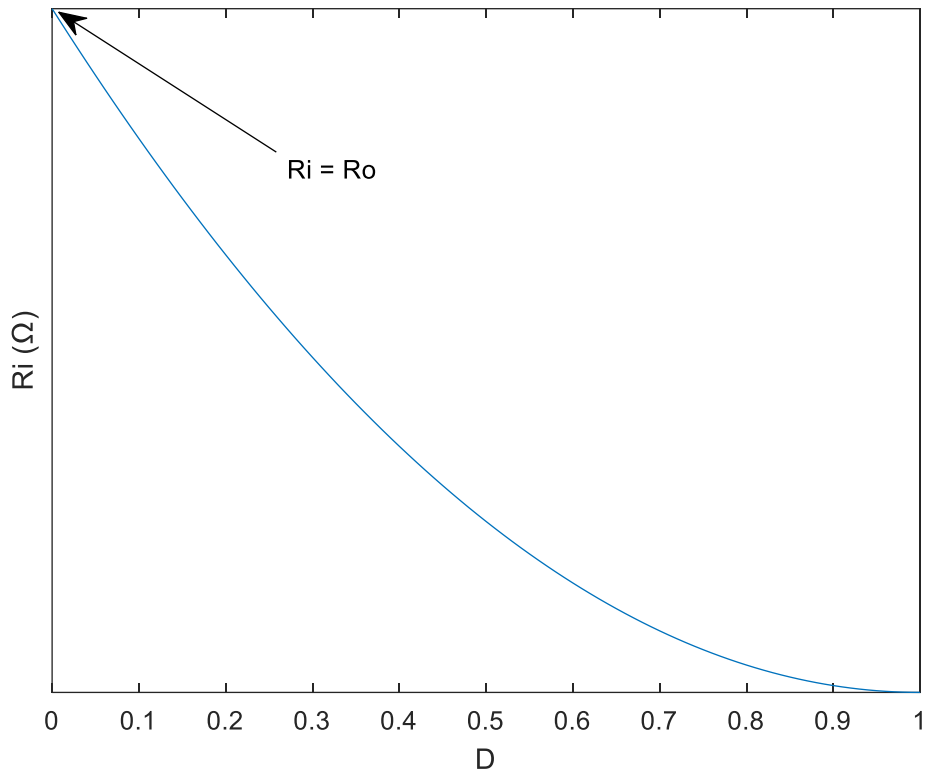


Figura 3.10 Curva teórica R_i - D

Como se puede observar, si se quiere aumentar la resistencia de entrada del convertidor, lo que se debe hacer es decrementar el ciclo de trabajo D y viceversa.

Con el propósito de comprobar esta ecuación, se ha decidido implementar de manera simulada en Matlab Simulink un convertidor elevador para así hallar la resistencia de entrada del mismo en función del ciclo de trabajo y poder observar su resultado. El circuito diseñado se muestra en la Figura 3.11, donde se han establecido los siguientes valores para cada componente:

$$\begin{aligned}
 V_i &= 10 \text{ V} \\
 L &= 100 \text{ mH} \\
 C &= 100 \text{ } \mu\text{F} \\
 R_o &= 10 \text{ } \Omega
 \end{aligned}$$

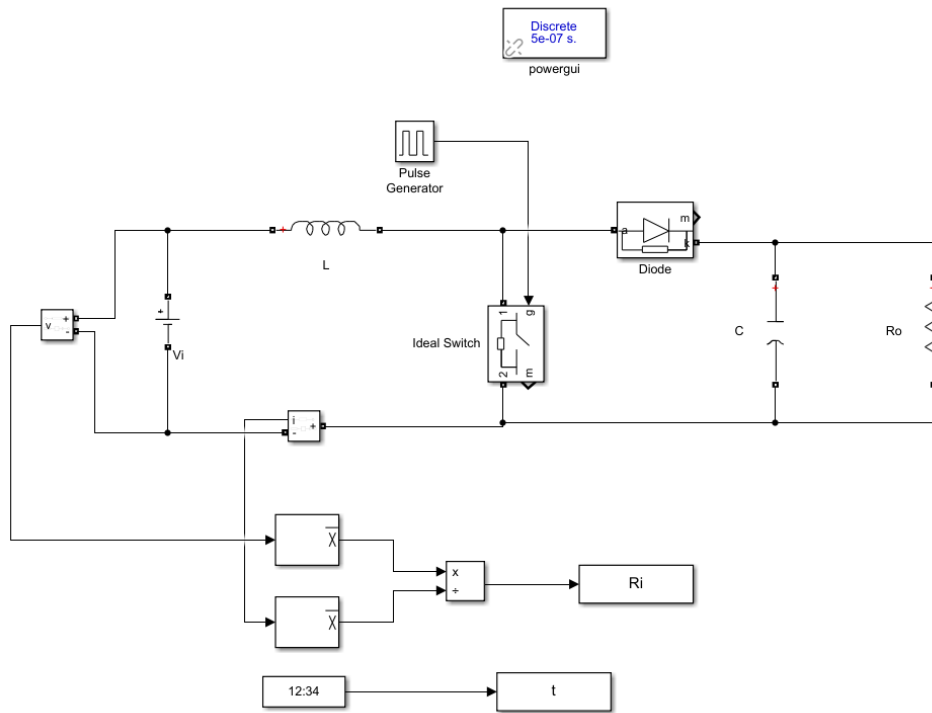


Figura 3.11 Circuito simulado para la obtención de R_i -D

Lo siguiente es realizar una simulación paramétrica para poder representar la resistencia de entrada R_i en función del ciclo de trabajo, como se muestra en la Figura 3.12.

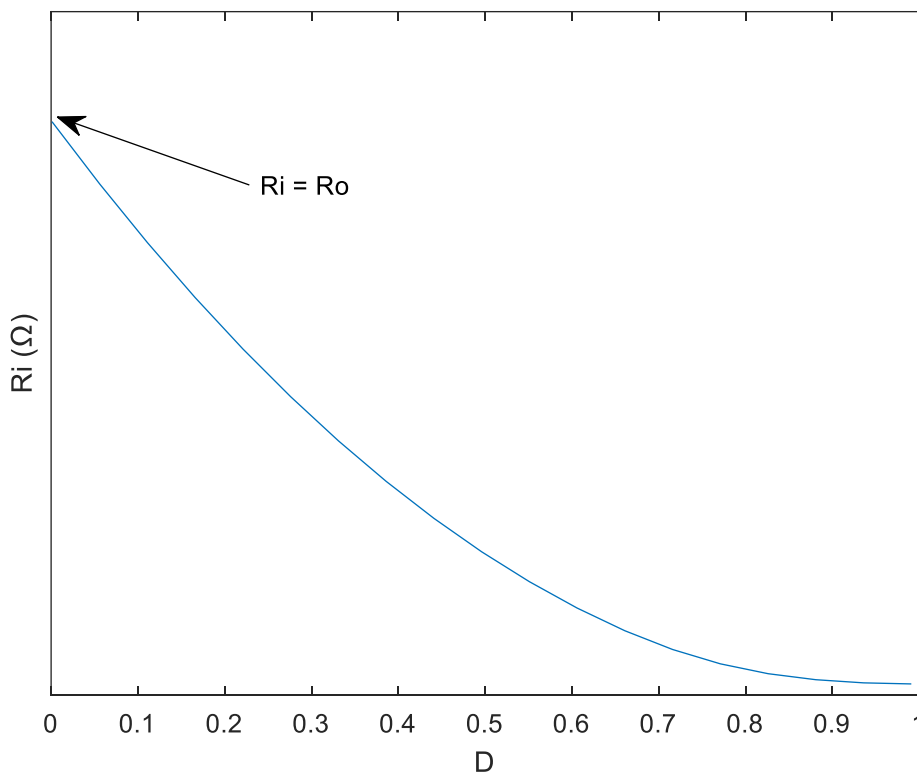


Figura 3.12 Curva simulada R_i -D

De este modo se puede confirmar que la resistencia de entrada del convertidor elevador sigue dicha forma, ya que se ha comprobado de forma teórica y simulada. Cabe resaltar que, para este último caso, como se puede ver, el ciclo de trabajo D no llega a ser 0 ni 1 exactamente, ya que el bloque *Pulse Generator* no acepta dichos valores.

Una vez se ha comprobado cómo cambia la resistencia de entrada del convertidor, se puede entonces modular esta mediante el ciclo de trabajo y mantener el sistema en el punto de máxima potencia. Por último, la Figura 3.13 muestra, para unas condiciones externas fijas, cuál es la forma que adquiere la potencia para cada valor de corriente y tensión de salida. Como se puede observar, la potencia toma su valor máximo cuando la tensión de salida se encuentra aproximadamente comprendida entre el 70% y 80% de la tensión de circuito abierto.

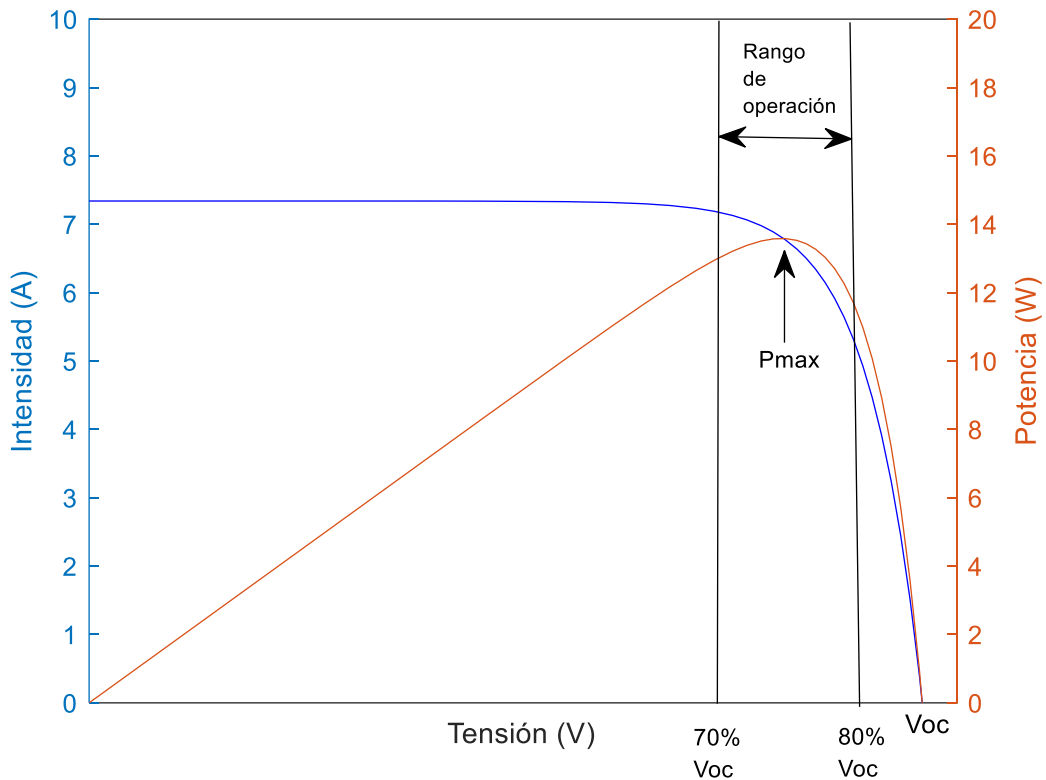


Figura 3.13 Curva de la potencia de salida de una célula fotovoltaica.

Volviendo a lo anterior, el proceso mencionado se repite una y otra vez cada 16 segundos como se había indicado. La principal desventaja de este método es que se debe desconectar la fuente de entrada, lo que se traduce en una pérdida de potencia. Como ventaja, cuenta con que es un método sencillo de implementar. La Figura 3.14 muestra el algoritmo que se implementa, donde V_{act} es la tensión de funcionamiento de la célula, K es el factor comprendido entre 0.7 y 0.8 de manera habitual (y configurable por el usuario) y D el ciclo de trabajo.

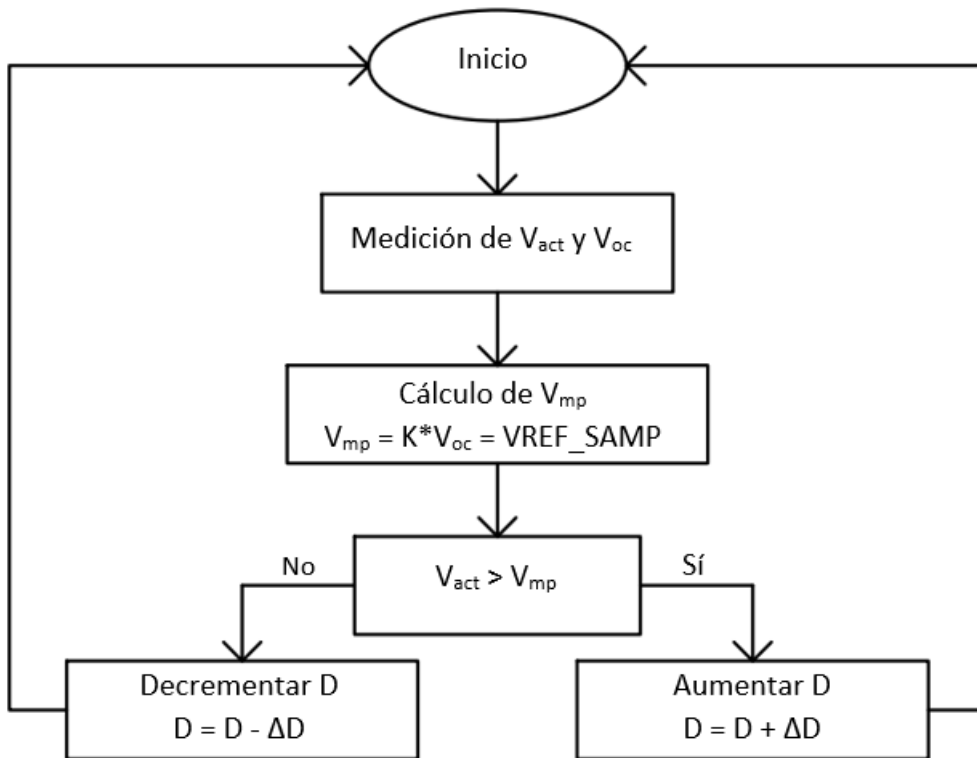


Figura 3.14 Algoritmo FOC. Adaptado de [110], [111]

Por último, decir que se había puesto de ejemplo el caso de células fotovoltaicas, pero este valor del punto de máxima potencia varía según la fuente, ya que en el caso de generadores termoeléctricos este valor se sitúa en el 50% de la tensión de circuito abierto. Si se quiere establecer un valor del 80%, se debe conectar VOC_SAMP a VSTOR y si se quiere establecer un valor del 50%, se debe conectar a GND.

Si se quiere establecer otro valor distinto, se utiliza la siguiente formula:

$$VREF_SAMP = V_{oc} \left(\frac{R_{oc1}}{R_{oc1} + R_{oc2}} \right) \quad (3.2)$$

3.2.2.2.3.4 Protección contra sobretensión y subtensión de la batería

Para evitar que el dispositivo de almacenamiento sufra daños por un agotamiento completo, el convertidor elevador tiene un umbral de sobretensión (VBAT_UV) más una tensión de histéresis interna (VBAT_UV_HYST). Cuando el voltaje de la batería está disminuyendo, este voltaje de subtensión se establece internamente en 1.95 V. Cuando la tensión está aumentando, el umbral de subtensión viene dado por VBAT_UV (1.95 V típicos) más VBAT_UV_HYST (15 mV típicos). Cuando esto sucede, por medio del PMOS FET interno, VBAT y VSTOR se cortocircuitan, por lo que la batería comienza a cargarse. Este interruptor permanece cerrado hasta que el voltaje cae por debajo de VBAT_UV. Para que el umbral VBAT_UV funcione correctamente, la carga del sistema debe estar conectada a VSTOR y el elemento de almacenamiento en VBAT.

De manera opuesta, también se necesita un sistema para proteger a los sistemas de almacenamiento de tensiones excesivas que estén por encima del rango de funcionamiento. Es por ello que se establece un umbral de sobretensión (VBAT_OV) el cual se puede configurar mediante resistencias externas (ecuación 3.3). Cuando haya la suficiente energía a la entrada, este es el valor al que el convertidor elevador regulará el pin VSTOR. Cuando el voltaje supere este nivel de sobretensión, el convertidor elevador se desactiva.

$$VBAT_{OV} = \frac{3}{2}VBIAS \left(1 + \frac{R_{OV2}}{R_{OV1}} \right) \quad (3.3)$$

siendo $VBIAS = 1.21 \text{ V}$

Por otro lado, si se quiere establecer un umbral de sobretensión y subtensión diferente, el convertidor proporciona una salida digital (VBAT_OK) que indica que el voltaje en VSTOR es el indicado, estableciendo el mismo mediante resistencias externas. Este voltaje será el mismo en VBAT cuando el interruptor PMOSFET se cierra. La ecuación 3.14 muestra el umbral cuando el voltaje en la batería está disminuyendo, y la ecuación 3.5 muestra el umbral el voltaje en la batería aumenta.

$$VBAT_{OK_PROG} = VBIAS \left(1 + \frac{R_{OK2}}{R_{OK1}} \right) \quad (3.4)$$

$$VBAT_{OK_HYST} = VBIAS \left(1 + \frac{R_{OK2} + R_{OK3}}{R_{OK1}} \right) \quad (3.5)$$

3.2.2.2.3.5 Voltaje de salida

La tensión de salida V_{OUT} se puede programar mediante resistencias externas según la ecuación 3.6. Esta tensión la proporciona el convertidor reductor que incorpora el BQ25570, el cual se alimenta mediante la tensión dispuesta en V_{STOR} . Este convertidor se desactiva cuando el voltaje en V_{STOR} cae por debajo de V_{BAT_UV} . Por último, el convertidor opera en forma de paso (ciclo de trabajo del 100%) cuando V_{STOR} es mayor que V_{BAT_UV} y menor que V_{OUT} .

$$V_{OUT} = V_{BIAS} \left(\frac{R_{OUT2} + R_{OUT1}}{R_{OUT1}} \right) \quad (3.6)$$

3.2.2.2.4 Diagrama DEV-BLE-NS

Se ha visto en apartados anteriores cómo el circuito integrado BQ25570 se puede configurar mediante componentes externos. En este contexto, la Figura 3.15 muestra el esquema de los utilizados en el módulo DEV-BLE-NS. Este circuito de carga es el mencionado DEV-IN-BASIC (Figura 3.5), que incluye al circuito integrado BQ25570.

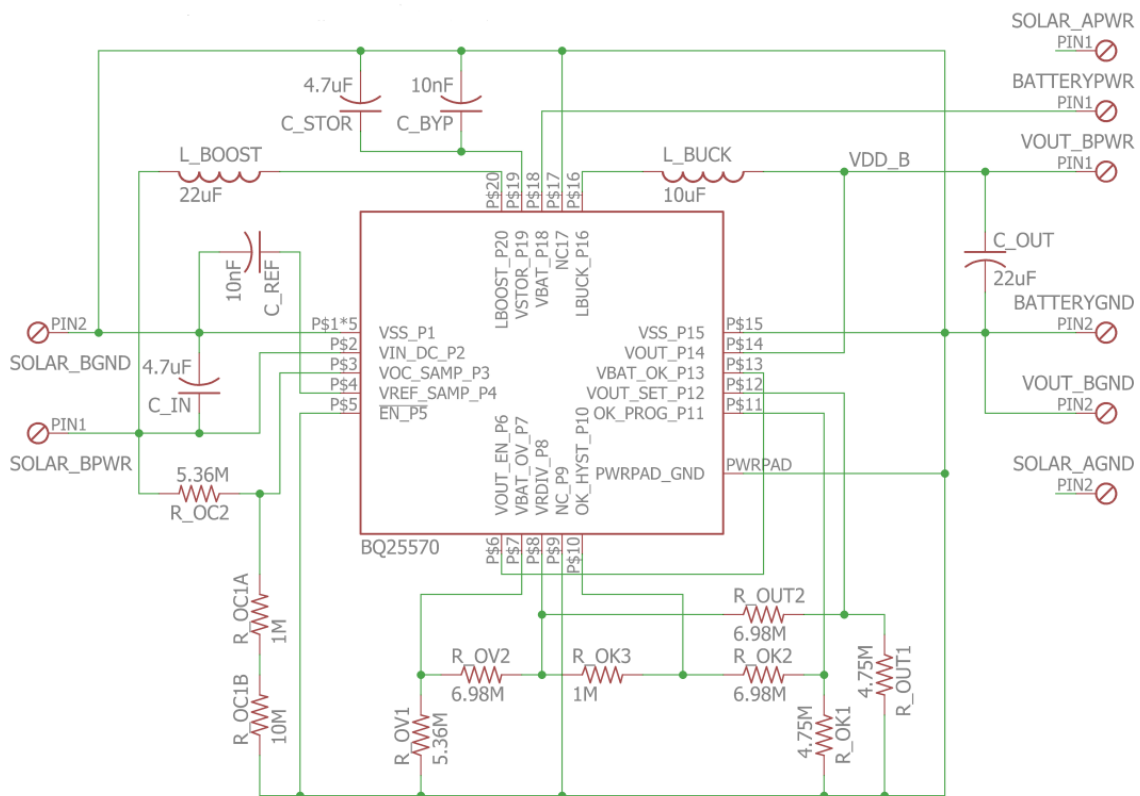


Figura 3.15 Esquema eléctrico DEV-IN-BASIC. [107]

Con estos valores de resistores, se obtienen los siguientes resultados en base a las ecuaciones anteriores, los cuales coinciden con los establecidos en las características del módulo DEV-BLE-NS.

$$VREF_{SAMP} = V_{oc} \left(\frac{R_{OC1}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \right) = V_{oc} \left(\frac{10M + 1M}{10M + 1M + 5.36M} \right) = V_{oc} \cdot 0.67 \quad (3.7)$$

$$VBAT_{OV} = \frac{3}{2} VBIAS \left(1 + \frac{R_{OV2}}{R_{OV1}} \right) = \frac{3}{2} \cdot 1.21 \cdot \left(1 + \frac{6.98M}{5.36M} \right) = 4.17 V \quad (3.8)$$

$$VBAT_{OK_PROG} = VBIAS \left(1 + \frac{R_{OK2}}{R_{OK1}} \right) = 1.21 \cdot \left(1 + \frac{6.98M}{4.75M} \right) = 2.98 V \quad (3.9)$$

$$VBAT_{OK_HYST} = VBIAS \left(1 + \frac{R_{OK2} + R_{OK3}}{R_{OK1}} \right) = 1.21 \cdot \left(1 + \frac{6.98M + 1M}{4.75M} \right) = 3.24 V \quad (3.10)$$

$$VOUT = VBIAS \left(\frac{R_{OUT2} + R_{OUT1}}{R_{OUT1}} \right) = 1.21 \cdot \left(\frac{6.98M + 4.75M}{4.75M} \right) = 2.98 V \quad (3.11)$$

3.3 Consideraciones finales

Como ya se mencionó en apartados anteriores y a modo de recapitulación, el módulo DEV-BLE-NS dispone de dos circuitos de carga que pueden ser elegidos por el usuario mediante el puente J1 para ejecutar el módulo BLE nRF52832, almacenar la energía dispuesta y alimentar componentes externos. El primero de ellos está denominado como el circuito de carga “A”, el cual utiliza el “Cap-Charger” y no necesita ningún tipo de almacenamiento externo. El segundo es el circuito de carga “B”, el cual utiliza el circuito integrado BQ25570, dispuesto también para recargar el elemento de almacenamiento externo a 4.2 V como máximo. La Figura 3.16 muestra el diagrama de bloques de todo el conjunto.

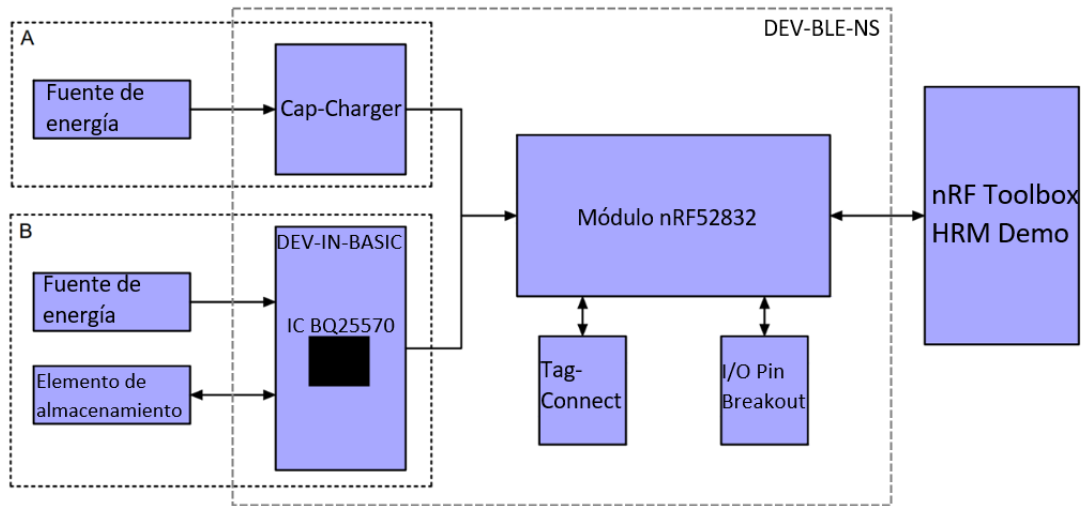


Figura 3.16 Diagrama de bloques del módulo DEV-BLE-NS. Adaptado de [101]

3.3.1 Tag-Connect

Este sistema de 6 pines está diseñado para reprogramar el módulo nRF52832.



Figura 3.17 Tag-Connect

3.3.2 Pines E/S

Los pines P1 y P2 permiten el acceso a las E/S del módulo nRF52832 para fines de desarrollo. Estos incorporan la salida de tensión VDD_NRF, la cual es la misma que alimenta al circuito BLE y será donde se conecten los circuitos electrónicos que se deseen alimentar, entre este pin y GND.

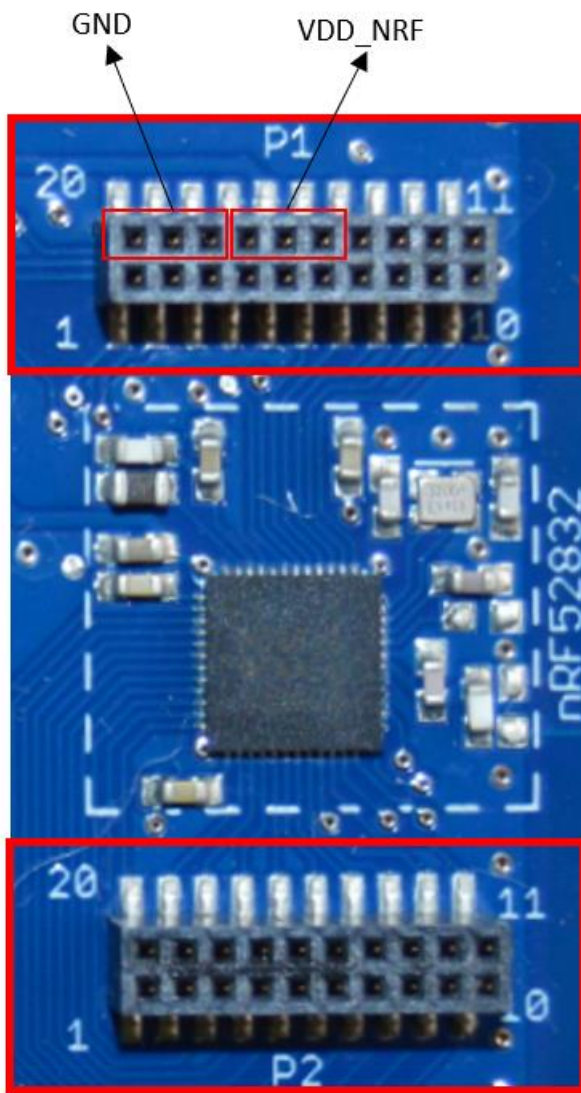


Figura 3.18 Pines E/S

4 PRUEBAS

Una vez se ha descrito el funcionamiento del módulo DEV-BLE-NS, en este apartado se muestran los resultados obtenidos de las distintas pruebas realizadas con el mismo en conjunto con las fuentes de energía, así como una discusión final de estos resultados en la sección 5. Como ya se mencionó al inicio del apartado anterior, este módulo está pensado para ser alimentado mediante las células solares las cuales incorpora en el kit, pero eso no quita que no se pueda alimentar mediante otras fuentes. En este caso, se alimentará también mediante transductores piezoeléctricos, a modo de poder comparar cuál de las dos fuentes es más rentable para una posible aplicación de alimentación de sensores. En cada medición realizada se ha introducido también una imagen de la forma en la que se han obtenido estos resultados a modo de poder aclarar en cada momento lo que se estaba midiendo.

4.1 Energía cinética

Mediante dos fuentes de vibraciones y dos transductores piezoeléctricos distintos se ha medido la tensión que estos pueden generar mediante el osciloscopio RTH1004. Uno de los transductores es un transductor tipo lámina (Figura 4.1a) y el otro es un transductor tipo botón (Figura 4.1b), con características diferentes que se pueden ver en detalle en el apartado de anexos. Las fuentes vibratorias que se han seleccionado han sido un motor de continua de 24 V (Figura 4.1c, donde ya se ha dispuesto el piezoeléctrico tipo lámina) y un ventilador de 12 V (Figura 4.1d) al cual se le ha eliminado una de sus aspas para producir las vibraciones por el efecto de la descompensación.

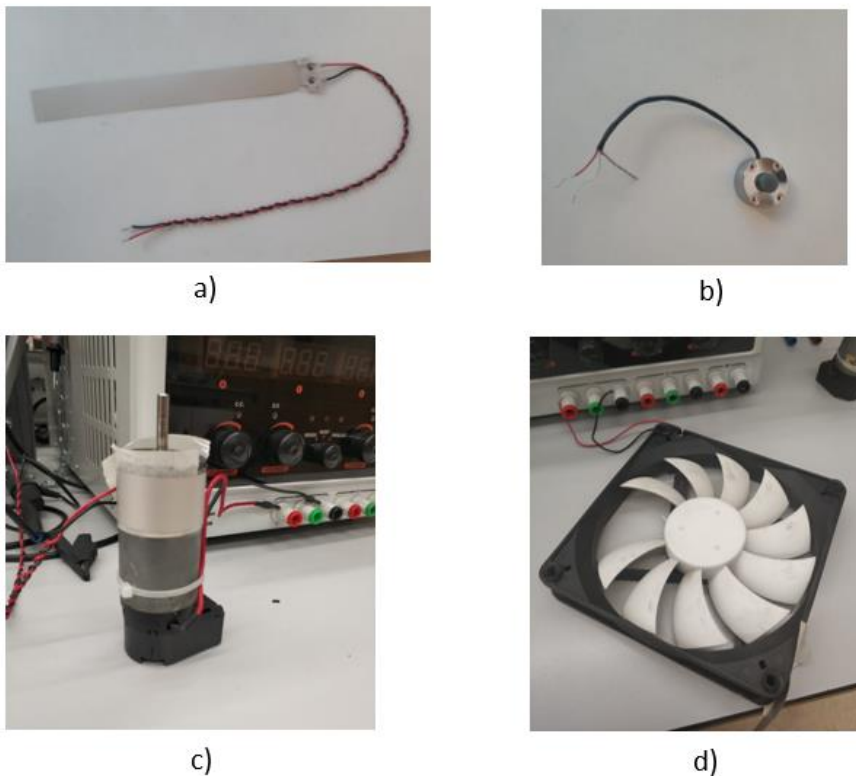


Figura 4.1 Transductores piezoeléctricos y fuentes vibratorias utilizadas

4.1.1 Piezoeléctrico tipo lámina

Este transductor, el cual se activa mediante deformación, se ha dispuesto sobre las dos fuentes vibratorias mencionadas y se ha medido en primer lugar la tensión de salida de este de forma directa. Posteriormente, ya que la tensión que este transductor proporciona es alterna, se ha medido la tensión de salida de un puente de diodos para que rectificara esta tensión y pudiera alimentar al circuito DEV-BLE-NS.

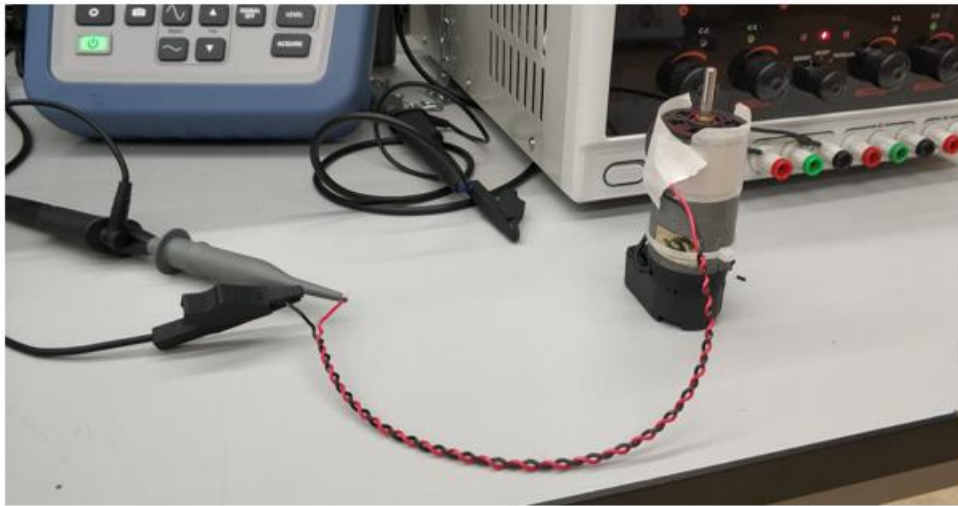
4.1.1.1 Pruebas sobre el motor

La Figura 4.2 muestra la disposición de este transductor con el motor de 24 V seleccionado. Para la prueba, se ha unido el piezoeléctrico mediante cinta carrocero al motor y posteriormente se ha alimentado este con una tensión de 24 V para poder observar la tensión de salida resultante.

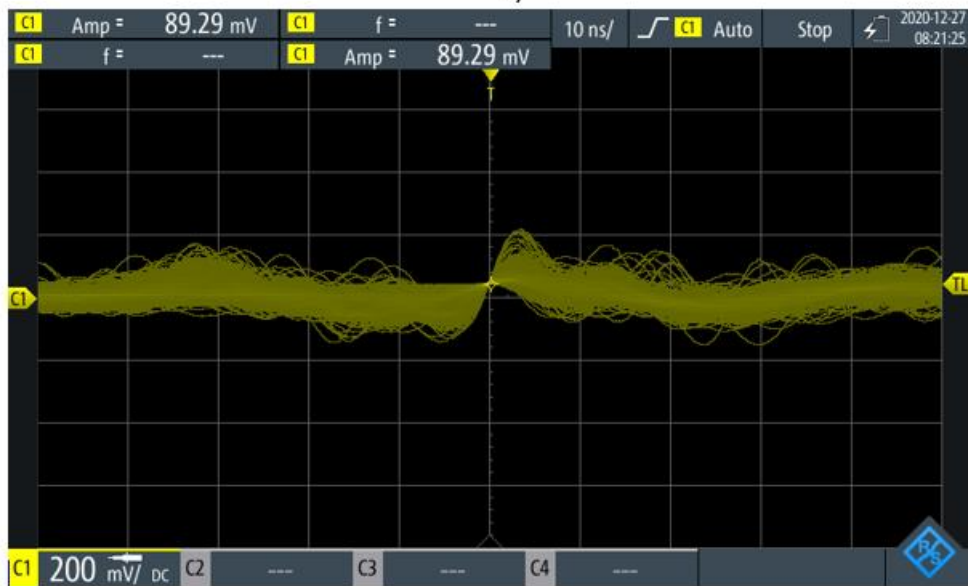


Figura 4.2 Piezoeléctrico tipo lámina acoplado al motor

La forma de medición de esta prueba así como la tensión de salida obtenida se muestran en la Figura 4.3a y 4.3b respectivamente.



a)

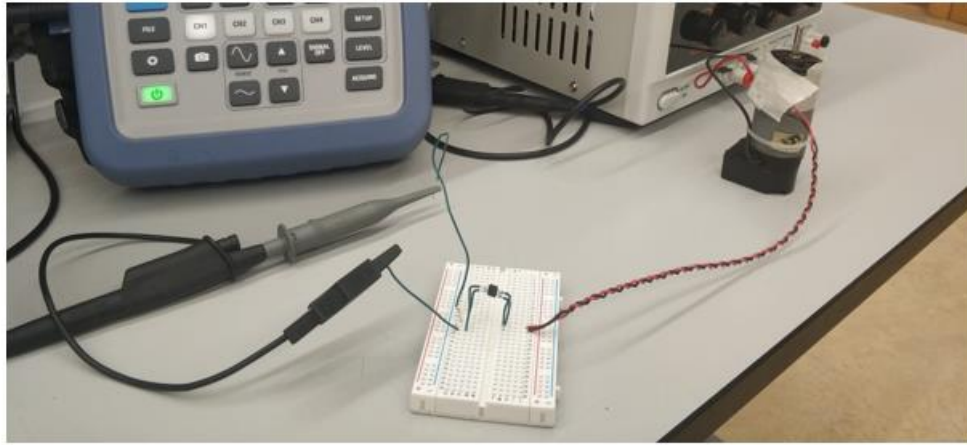


b)

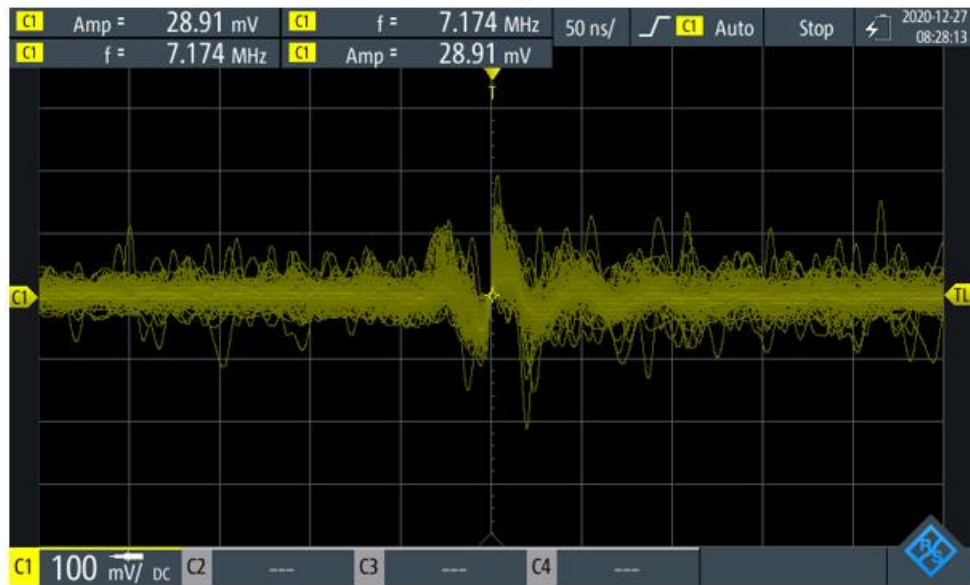
Figura 4.3 Medición de la tensión de salida del transductor tipo lámina acoplado al motor

Como se puede observar y como marca el osciloscopio, la mayoría de la tensión que se obtiene es ruido y se puede apreciar una forma de onda que no sería ruido la cual tiene una amplitud de 89.29 mV.

Lo siguiente que se ha realizado es conectar esta salida del transductor con un puente de diodos para comprobar la tensión de salida resultante. Del mismo modo, se presenta en la Figura 4.4a y 4.4b la forma de medición y los resultados obtenidos respectivamente.



a)



b)

Figura 4.4 Medición de la tensión de salida del rectificador

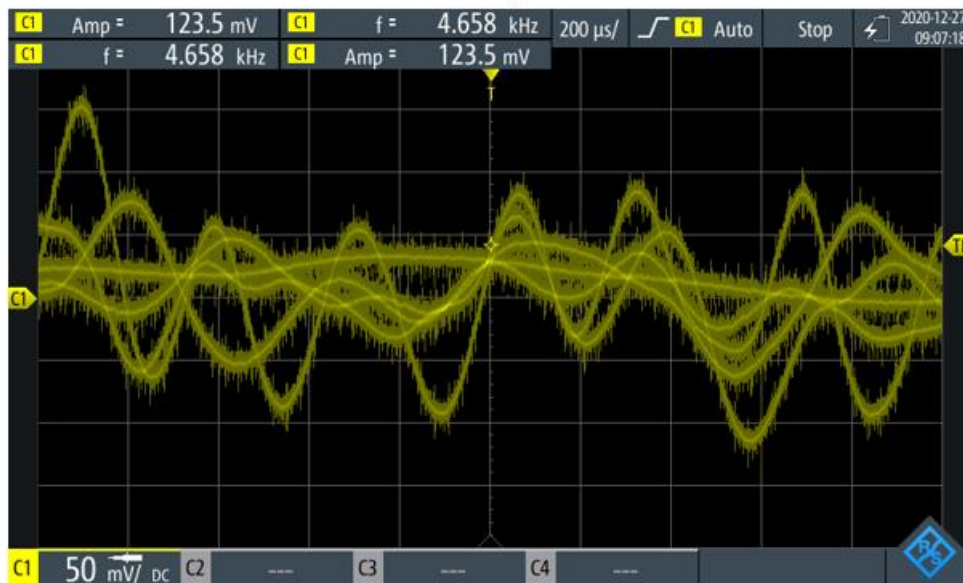
De igual manera que en el caso anterior se puede observar bastante ruido que tapa a la señal de salida. En cualquier caso, esta tensión de salida no es suficiente para poder alimentar al módulo DEV-BLE-NS por lo que esta opción no es válida para una posible implantación. En la sección posterior se mostrarán las pruebas realizadas sobre el ventilador para poder validar o no este tipo de transductor.

4.1.1.2 Pruebas sobre el ventilador

La Figura 4.5a muestra, al igual que en el apartado anterior, la disposición de este transductor con el ventilador de 12 V mencionado. En este caso se ha pegado el transductor a un punto fijo y la fuente vibratoria se ha acoplado al cuerpo de este de tal forma que se pudiera obtener la máxima amplitud de vibración, ya que de acuerdo con la ecuación (2.21), así se maximiza la energía obtenida. La Figura 4.5b muestra la tensión de salida medida.



a)



b)

Figura 4.5 Medición de la tensión de salida del piezoeléctrico tipo lámina acoplado al ventilador

En este caso, a diferencia del anterior, sí se puede apreciar la tensión de salida del transductor, aunque como se ve, no opera en un único modo de vibración, sino que se tienen varios como era de esperar. Lo siguiente por tanto es rectificar esta tensión que se tiene, obteniendo los resultados que se muestra en la Figura 4.6.

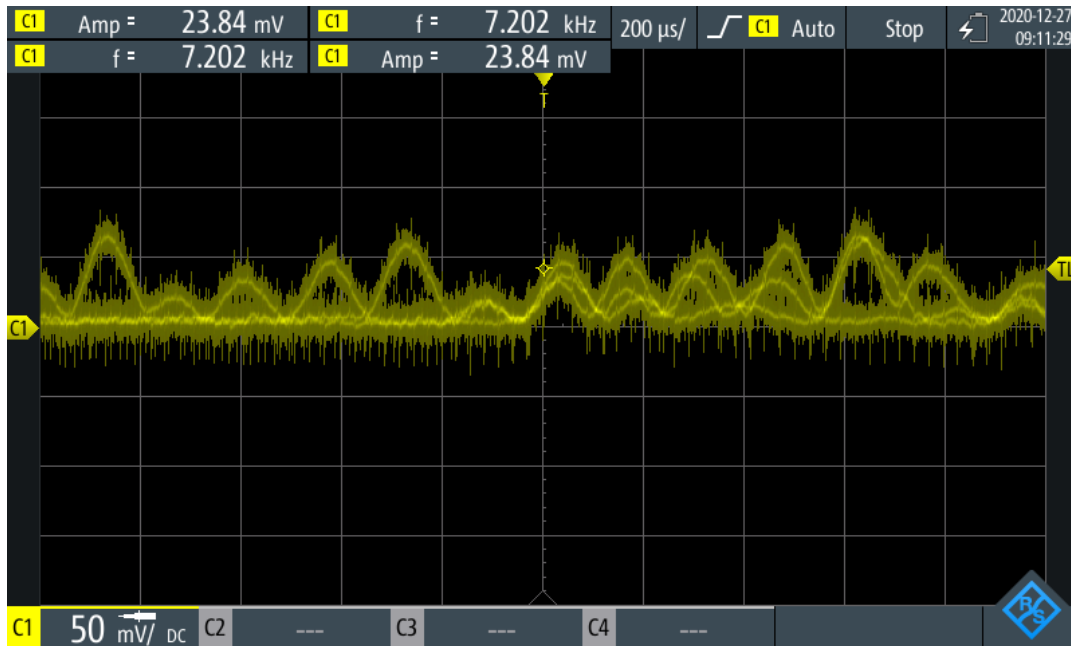


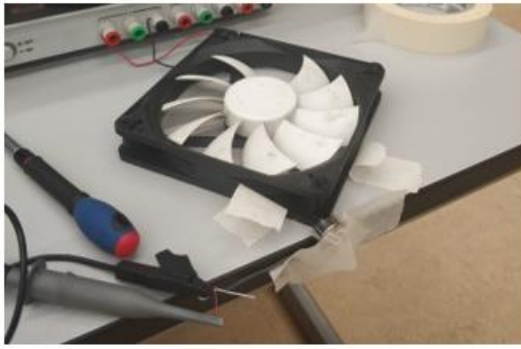
Figura 4.6 Medición de la tensión de salida del rectificador

Como se aprecia, la tensión de salida del puente de diodos permanece prácticamente en el semiplano positivo. Esto quiere decir que la tensión ha sido rectificada y que puede utilizarse para alimentar al circuito DEV-BLE-NS, aunque, al igual que el caso anterior, esta tensión que se obtiene no es suficiente para hacer funcionar al sistema. En el apartado posterior se utilizará otro transductor para poder validar o no los sistemas piezoeléctricos con estos niveles de vibración.

4.1.2 Piezoeléctrico tipo botón

En este apartado se muestra la tensión de salida del transductor piezoeléctrico de activación por contacto o tipo botón. En este caso, no ha sido necesario incorporar un rectificador ya que el mismo transductor lo lleva integrado internamente. Además, para este caso, únicamente se ha utilizado el ventilador como fuente vibratoria ya que en el caso del motor no ha sido posible implementar el sistema.

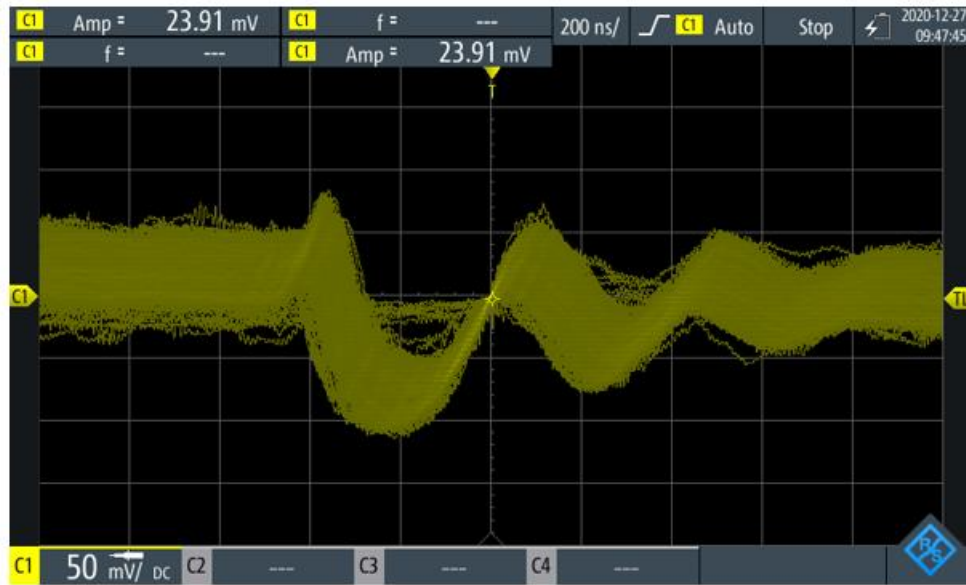
A continuación, la Figura 4.7a y 4.7b muestran la disposición de esta medida y la Figura 4.7c los resultados obtenidos. Como se observa, se ha dispuesto el sistema de tal forma que cuando el ventilador vibra, este golpee al transductor para generar la tensión de salida.



a)



b)



c)

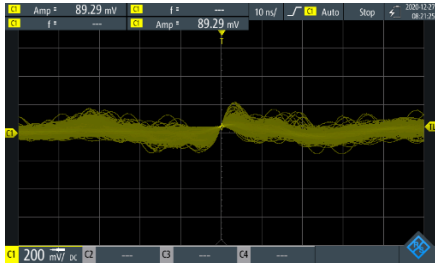
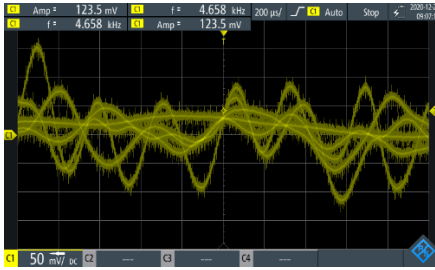
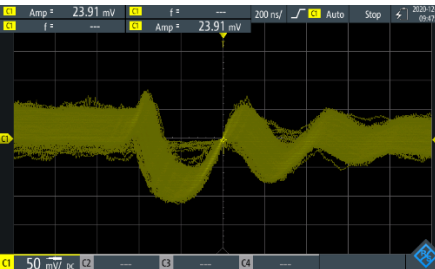
Figura 4.7 Medición de la tensión de salida del piezoeléctrico tipo botón acoplado al ventilador

Como se observa en la medición, la tensión de salida resultante es prácticamente ruido del sistema por lo que esta opción, al igual que las anteriores, no es apta para poder alimentar al sistema DEV-BLE-NS.

4.1.3 Comparación

La Tabla 4-1 muestra los distintos resultados obtenidos en cada prueba realizada con los transductores piezoeléctricos, de tal forma que se puedan visualizar estos de una forma resumida y compacta.

Tabla 4-1 Resultados obtenidos de los transductores piezoeléctricos

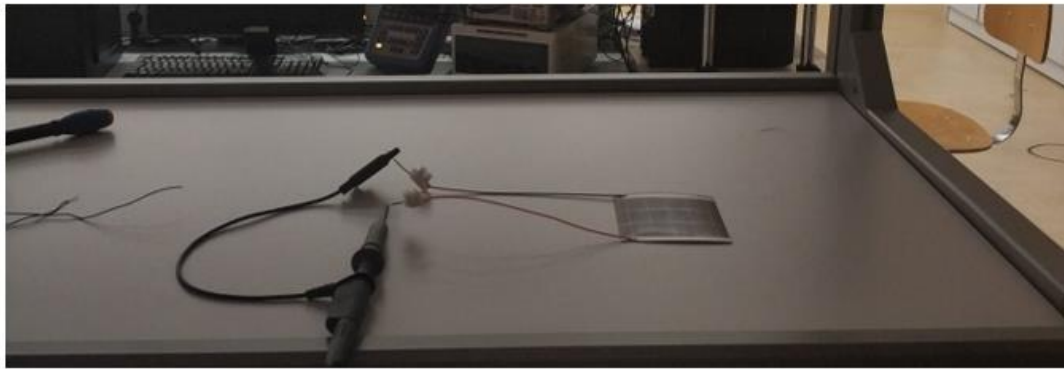
	Tensión de salida	
	Motor	Ventilador
Piezoeléctrico tipo lámina		
Piezoeléctrico tipo botón		

4.2 Energía lumínica

En este apartado se muestran las pruebas realizadas con la célula solar que incorpora el módulo DEV-BLE-NS. Estas células están pensadas para interiores por lo que las mediciones se han realizado en estas condiciones. Mediante una aplicación móvil se ha medido el nivel de iluminación en cada prueba para poder observar la tensión de salida que se obtiene en cada situación y, posteriormente, se ha seleccionado una de estas situaciones de iluminación para estudiar cómo alimenta al circuito DEV-BLE-NS y si es o no factible este tipo transductor.

4.2.1 Situación 1. Nivel de iluminación de 15 lx

En esta primera situación se ha medido la tensión en circuito abierto de la célula solar expuesta a un nivel de iluminación de 15 lx. La Figura 4.8a muestra la disposición de la medición y condiciones de esta prueba y la Figura 4.8b muestra los resultados obtenidos.



a)



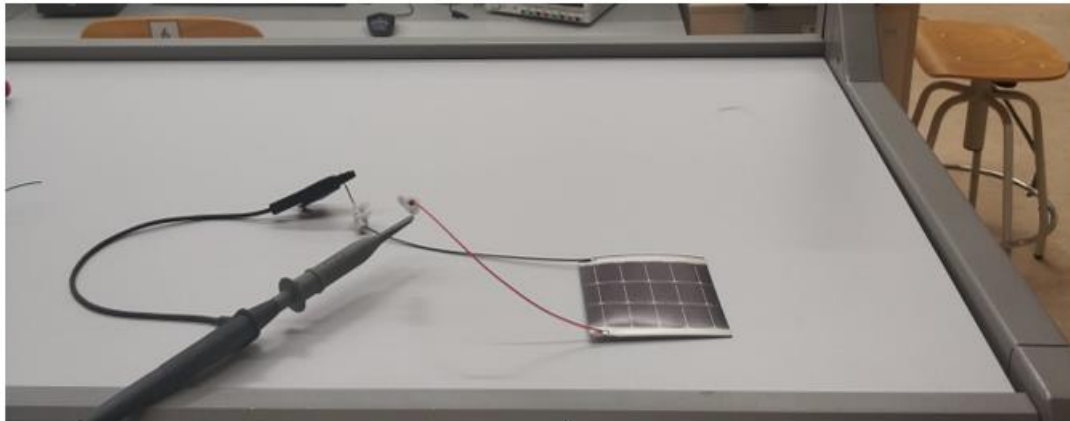
b)

Figura 4.8 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 15 lx

Como se puede observar, con un nivel de iluminación tan bajo como 15 lx, se obtiene a la salida una tensión de 2.2 V. Este valor, sin embargo, no es suficiente para alimentar al circuito, sobre todo cuando el sistema está descargado totalmente, ya que necesita cargarse hasta 2.9 V como mínimo para superar el umbral de histéresis que incorpora.

4.2.2 Situación 2. Nivel de iluminación de 260 lx

De la misma forma que en el apartado anterior, se muestra en la Figura 4.9a la disposición de esta medición y en la Figura 4.9b los resultados obtenidos.



a)



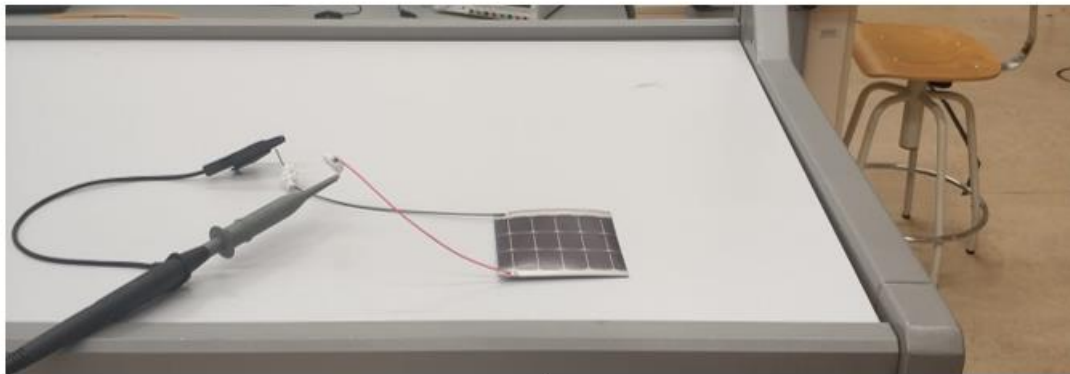
b)

Figura 4.9 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 260 lx

Como se observa, con un nivel de iluminación de 260 lx, se obtiene a la salida una tensión de 2.7 V. Para este caso, con este nivel de iluminancia, el sistema es capaz de alimentar al circuito BLE de forma constante siempre que en algún momento se superen los 2.9 V para activar la salida.

4.2.3 Situación 3. Nivel de iluminación de 443 lx.

Esta última prueba se ha realizado para un nivel de iluminación de 443 lx aproximadamente. El procedimiento ha sido el mismo que en los dos casos anteriores, por lo que en la Figura 4.10a se muestra la disposición de esta medición y en la Figura 4.10b los resultados obtenidos.



a)



b)

Figura 4.10 Medición de la tensión a circuito abierto de la célula solar con 443 lx

Para este caso, la tensión obtenida ha sido de 2.9 V, por lo que en estas circunstancias el sistema es capaz de alimentar al circuito sin ninguna condición, ya que es capaz de llegar a los 2.9 V que se necesitan para superar el umbral de histéresis.

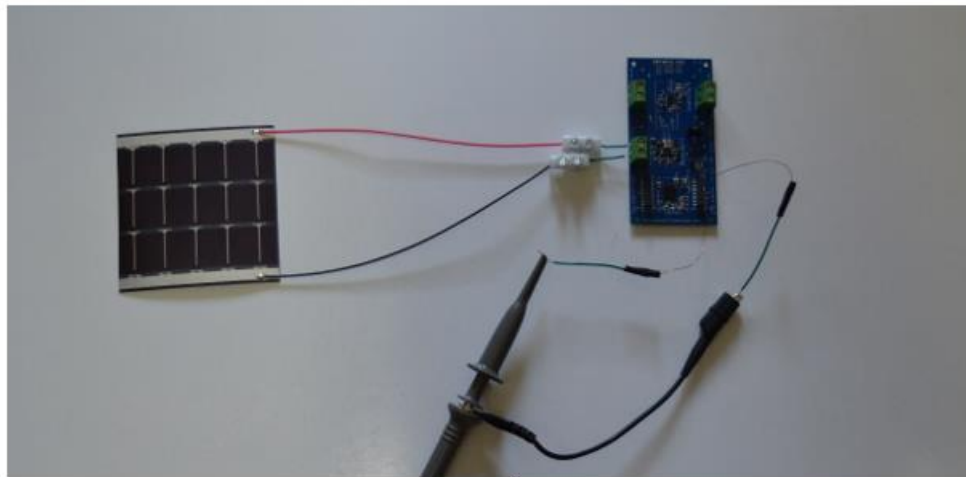
4.2.4 Alimentación módulo DEV-BLE-NS

Como ya se describió en la sección pasada, el módulo DEV-BLE-NS puede ser alimentado mediante dos circuitos de carga. Uno de ellos es el circuito de carga A o Cap-Charger y el otro es el circuito de carga B, el cual implementa el circuito integrado BQ25570. Dado que no se ha podido implementar el sistema con los transductores piezoeléctricos, se usarán en esta ocasión las células solares para poder comprobar de forma definitiva si son válidas o no para aplicaciones de alimentación de sensores, tal y como se indicó en los objetivos de este TFG.

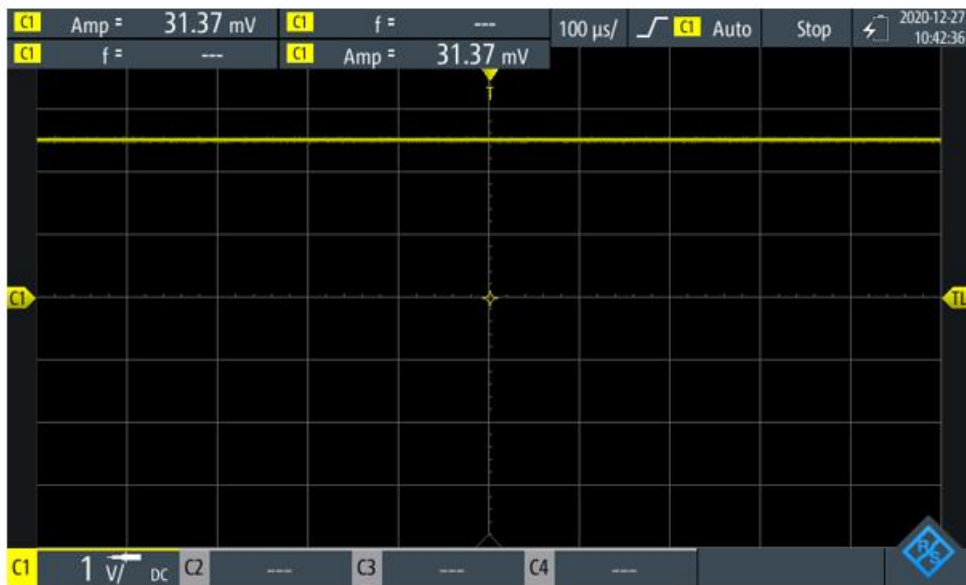
4.2.4.1 Alimentación mediante el circuito de carga A

Este circuito de carga A, también llamado circuito Cap-Charger, utiliza una configuración electrónica de tal forma que no es necesaria una batería externa para su utilización, ya que en su defecto incorpora dos condensadores de 220 μF cada uno. Una de las características más importantes en este tipo de sistemas es el tiempo que tarda en alimentar a los circuitos electrónicos que se conecten a la salida. En este caso, la tensión de salida de este circuito de carga está conectada directamente con el circuito BLE nRF52832 y, este, a su vez, dispone de unos pines E/S que permiten llevar esa misma alimentación hacia el exterior, de tal manera que desde esa salida se puedan alimentar otros componentes electrónicos. Esta salida que proporciona el circuito BLE es la que será objeto de estudio ya que es la que proporciona la alimentación a los sensores que se quieran conectar.

En este sentido, se ha realizado la prueba con un nivel de iluminación de 260 lx, siendo este valor de iluminancia relativamente bajo, comprobando si incluso con poca iluminación el sistema es capaz de funcionar. Para ello, se ha conectado la célula solar al circuito de carga y, con los condensadores de 220 μF prácticamente descargados, tan solo ha tardado 15 segundos en proporcionar alimentación a los pines de salida mencionados. La disposición de esta medición y los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.11a y 4.11b respectivamente.



a)



b)

Figura 4.11 Medición de la tensión de salida del módulo DEV-BLE-NS utilizando el circuito de carga A

Como se puede observar, la tensión que proporciona a la salida es de 2.5 V, suficiente para alimentar al circuito BLE y, en función de lo que consuma la posible carga conectada, será válida o no dicha tensión. El gran problema de este circuito de carga y que será comentado en la sección 5, es que la tensión que proporciona no es fija, por lo que este circuito de carga no es válido para alimentar circuitos en los que las tensiones de alimentación son estrictas. La Figura 4.12 muestra el funcionamiento completo con este circuito de carga, en el que, una vez se activa el circuito BLE, este se puede conectar con el móvil mediante la aplicación nRF ToolBox, transfiriendo los resultados de un sensor de frecuencia cardiaca a modo de demostración.

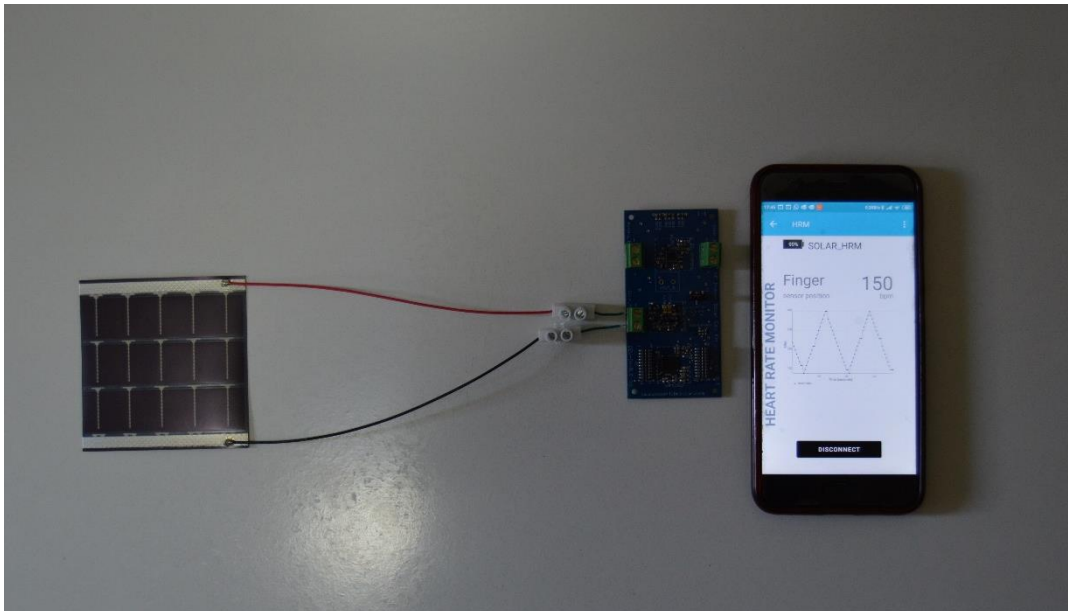


Figura 4.12 Funcionamiento completo del sistema utilizando el circuito de carga A

El otro parámetro importante en el que hay que fijarse es el tiempo de carga de los condensadores. En este caso, mediante el osciloscopio LHT00SU1 y el programa PulseView, se ha comprobado este parámetro, como se muestra en la Figura 4.13

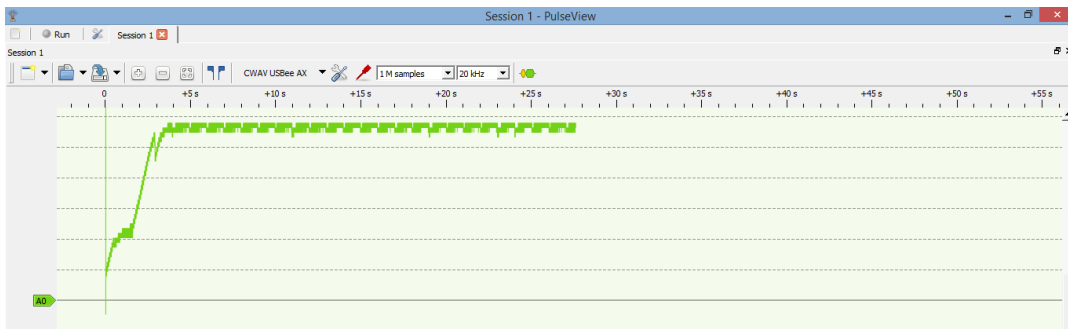


Figura 4.13 Medición del tiempo de carga de los condensadores

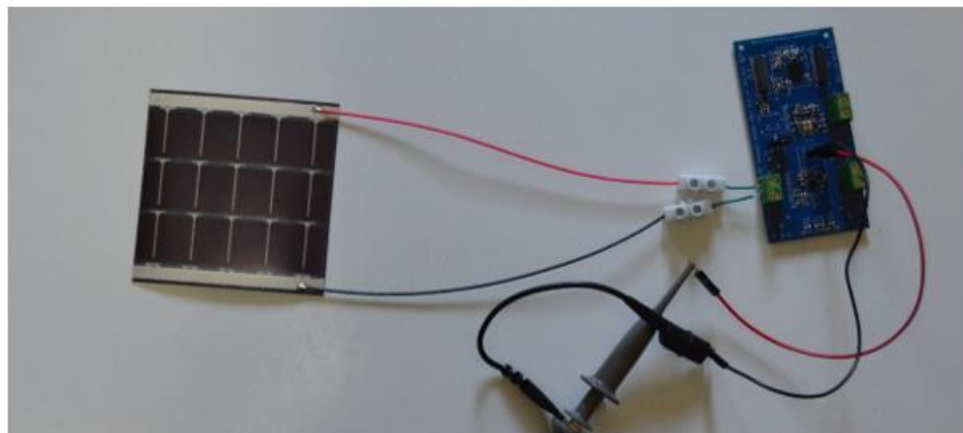
Se puede ver cómo el tiempo de carga de los condensadores es rápido de modo que también se puede alimentar a la salida en poco tiempo como ya se había comprobado. El problema del uso de estos condensadores es que no disponen de una alta capacidad de almacenamiento como lo pueden tener las baterías o los supercondensadores, por lo que ante una carga que consuma una corriente elevada, estos se descargan de forma rápida y el sistema deja de funcionar.

4.2.4.2 Alimentación mediante el circuito de carga B

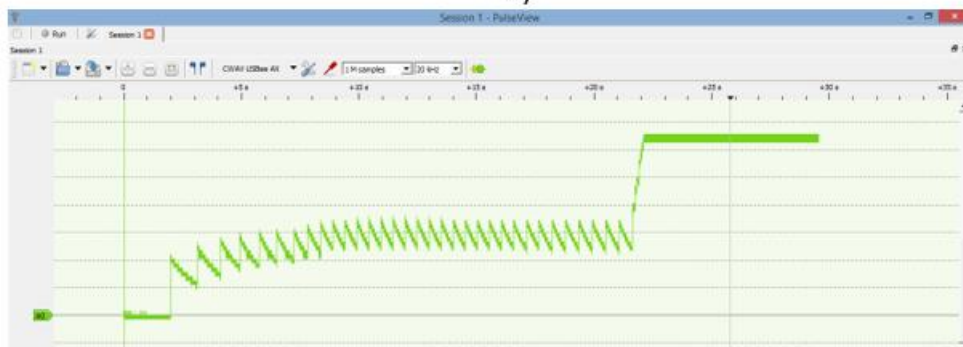
Este circuito de carga B, el cual implementa el circuito integrado BQ25570, da la opción de poder conectar a una de sus salidas un elemento de almacenamiento como una batería o un supercondensador el cual se cargará a 4.2 V, de tal modo que se pueda recolectar la energía sobrante.

Este integra un convertidor reductor para proporcionar una tensión de salida fija de 3 V, alimentando así al circuito BLE y con los pines que este dispone, alimentar con esa misma tensión a los circuitos electrónicos que se desee.

Al igual que en el caso anterior, se ha medido el tiempo que tarda en proporcionar esta tensión con el mismo nivel de iluminación, es decir, de unos 260 lx. Se ha podido comprobar que el valor de este tiempo es de aproximadamente 22 segundos, tal y como se muestra en la Figura 4.14b, donde se puede observar que se proporcionan los 3 V fijados. La Figura 4.14a muestra la disposición de esta medición.



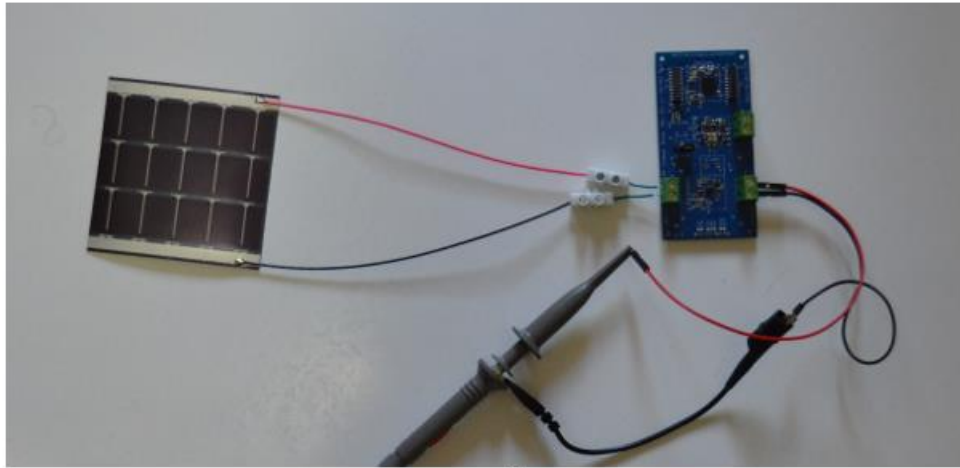
a)



b)

Figura 4.14 Medición de la tensión de salida fija de 3 V del circuito de carga B

Ya que este circuito dispone una salida destinada a alimentar un elemento de almacenamiento a 4.2 V, se ha medido de la misma manera que en el apartado anterior esta salida, como se muestra en la Figura 4.15b. La Figura 4.15a muestra la disposición de esta medición.



a)



b)

Figura 4.15 Medición de la tensión de salida fija de 4.2 V del circuito de carga B

De igual manera, esta tensión de salida de 4.2 V vuelve a ser un valor fijo, ya que es la tensión a la que se regula el convertidor elevador.

Del mismo modo que el caso anterior, se muestra a continuación el funcionamiento completo mediante este circuito de carga B, estableciéndose la conexión entre el circuito BLE y el móvil mediante la aplicación nRF Toolbox.

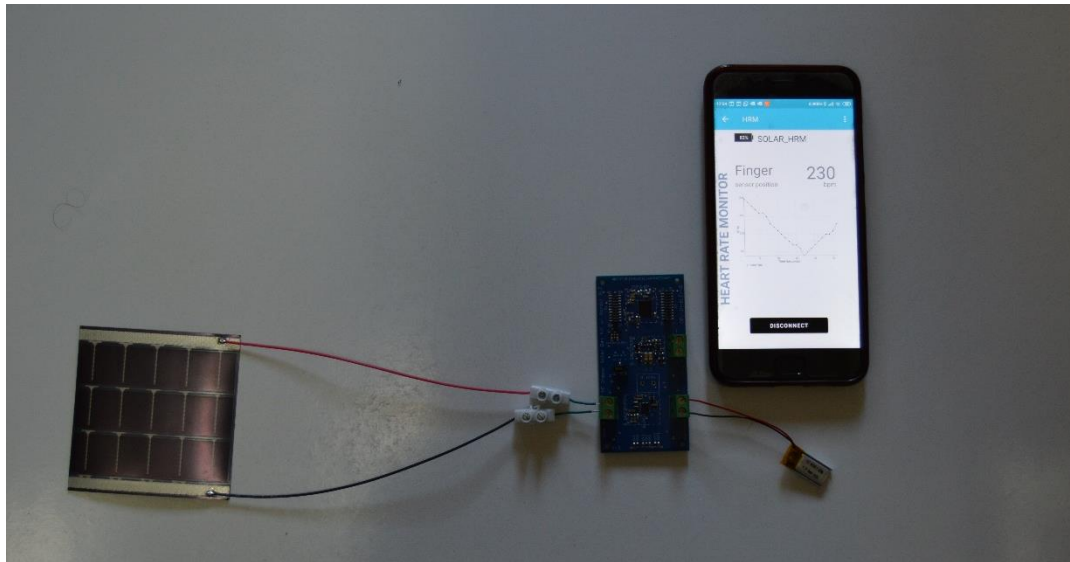


Figura 4.16 Funcionamiento completo del sistema utilizando el circuito de carga B

Cabe resaltar para este caso que, desde un estado descargado de la batería, al sistema le es difícil de arrancar ya que el tiempo de carga de esta es mucho más alto que el de los condensadores que se implementan en el circuito de carga A. No obstante, una vez que la batería está cargada, esta puede hacer funcionar al sistema incluso sin ningún tipo de iluminación durante un tiempo prolongado, a diferencia del circuito de carga A, haciendo por tanto un sistema más fiable.

5 CONCLUSIONES

Se ha podido comprender en este TFG cómo a partir de las distintas fuentes naturales de energía de las que se dispone en el medio se puede obtener energía eléctrica por medio de los transductores adecuados. En cada tipo de transductor descrito se ha presentado su circuito equivalente eléctrico ya que para este tema de TFG era importante conocer dicho modelo de cara a comprender en profundidad el comportamiento del mismo. Mediante un análisis de las distintas fuentes, se optó por elegir la energía procedente de las vibraciones, fundamentalmente por su densidad de potencia, su omnipresencia y su integrabilidad. Por ello, se realizó un estudio aún más detallado de esta forma de conversión de energía, destacando tres transductores; los transductores piezoeléctricos, electromagnéticos y electrostáticos. Se pudo ver que los tres tenían características muy diferentes ya que operaban de una forma desigual, por lo que, para poder seleccionar uno de ellos tres, había que fijarse en las características de la fuente vibratoria para poder aprovechar el máximo de esta energía. Es por ello que se seleccionó el transductor piezoeléctrico para este sistema ya que, de los tres, es el que se podía adaptar mejor a las vibraciones del medio y su forma de operar era la más sencilla.

Una vez se realizó este estudio de las fuentes y se seleccionó el transductor adecuado para la aplicación final, lo siguiente fue describir el módulo empleado, el cual fue el DEV-BLE-NS. Este módulo venía dentro del kit de desarrollo adquirido, el cual traía además del módulo en sí, dos paneles solares para interiores y una batería de polímero de litio recargable de 60 mAh. Este módulo daba la posibilidad de elegir entre dos circuitos de carga para, en primer lugar, alimentar a un circuito BLE y, gracias a los pines E/S de este último, alimentar circuitos electrónicos externos como sensores. Una vez se explicó y comprendió cómo funcionaban estos circuitos de carga, lo siguiente fue realizar las pruebas prácticas sobre este módulo mediante el uso de paneles solares y transductores piezoeléctricos.

En este último apartado de pruebas, se eligieron dos transductores piezoeléctricos distintos en conjunto con dos fuentes vibratorias para poder ver los resultados obtenidos, así como la utilización de las células solares para el mismo fin. En cuanto a los transductores vibratorios, se pudo observar que el piezoeléctrico tipo botón no emitió apenas niveles de tensión al igual que el piezoeléctrico tipo lámina en la utilización con el motor como fuente vibratoria. Por otro lado, el piezoeléctrico tipo lámina actuando con el ventilador como fuente de vibración, sí que se pudieron observar niveles de tensión en comparación con los otros casos, aunque estos no fueron suficientes para alimentar al módulo DEV-BLE-NS. El otro caso que quedaba por estudiar era la utilización de las células solares como fuente de alimentación y, en este caso, los resultados fueron bastante favorables ya que, incluso con pocos niveles de iluminación, la tensión a la salida medida era suficiente para activar al circuito BLE y con ello a los circuitos electrónicos que se deseara. Dado que el módulo DEV-BLE-NS disponía de dos circuitos de carga, se observaron las diferencias al elegir uno u otro. La principal diferencia entre estos circuitos de carga es que en el caso del circuito de carga A, la tensión que proporciona a su salida no es fija a diferencia del circuito de carga B, el cual incorpora un convertidor reductor para mantener esta tensión fija a 3 V, de manera que puede alimentar a circuitos electrónicos con unas condiciones estrictas de alimentación, además de disponer de una salida adicional para conectar un elemento de almacenamiento como una batería o un supercondensador para recolectar la energía sobrante. Esta última característica es posiblemente la más importante de este circuito de carga ya que puede servir de alimentación a los demás circuitos incluso sin iluminación durante un tiempo prolongado,

por lo que es la mejor opción entre las dos a largo plazo. En el caso del circuito de carga A, sin iluminación alguna este no es capaz de operar ya que prácticamente depende de manera continua de la energía procedente de las células solares al incorporar únicamente dos condensadores de 220 μF cada uno. La única ventaja de este circuito de carga frente al B, es la rápida activación del circuito BLE desde un estado totalmente descargado.

Por lo tanto, se ha podido comprobar de manera experimental que el uso de transductores piezoeléctricos no es apto para este sistema con las fuentes vibratorias utilizadas, ya que los niveles de tensión proporcionados no han sido significativos. Este hecho no implica que este tipo de transductores no sea válido en todos los sistemas de recolección de energía, sino que estas fuentes vibratorias no son suficientes para alimentar al circuito BLE y con ello a los demás circuitos electrónicos. En el caso de las células solares, se ha podido validar la propuesta ya que incluso con unas condiciones desfavorables de iluminación, estas han sido capaces de alimentar al sistema. Destacar también que en este caso de medición, únicamente se ha dispuesto de una célula, pero se pueden disponer de varias de ellas en serie para aumentar aún más esta tensión de alimentación y con ello crear un sistema más fiable, con la ventaja de que son transductores que no necesitan una instalación compleja, dado que simplemente se deben exponer a la luz solar o artificial para generar energía.

Como trabajo futuro cabe destacar notoriamente que este TFG ha permitido conocer el proceso de conversión de energía así como qué fuente de alimentación es la óptima para alimentar al módulo DEV-BLE-NS. En este sentido, el módulo alimentado ofrece una amplísima gama de sistemas que se pueden desarrollar y crear gracias al circuito BLE que incorpora, ya que con este se pueden enviar los datos que proporcionan los sensores conectados mediante Bluetooth, entre otras muchas aplicaciones, siempre que se programe el circuito nRF52832. Esta posibilidad de interactuar con el circuito BLE y los sensores conectados es de altísima importancia de cara al futuro ya que, como se ha mencionado varias veces, en un corto periodo de tiempo se espera tener una gran cantidad de dispositivos interconectados, siendo esta una de las maneras.

Para concluir con este trabajo, debe señalarse la importancia de estos sistemas de recolección de energía ya que una de sus características más importantes es la de que estos sensores puedan funcionar de forma autónoma, sin que haya que cambiar las baterías que los alimentan por unas nuevas ya que estos están dispuestos para cargarlas de manera automática, tal y como se ha podido comprobar.

V BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. Stiefel, "Market Research on Energy Harvesting for IoT Device," 2014, doi: 10.7767/9783205793670-toc.
- [2] C. V. Ford, "Dimensions of somatization and hypochondriasis," *Neurol. Clin.*, vol. 13, no. 2, 1995, doi: 10.1016/s0733-8619(18)30043-4.
- [3] H. Elahi, K. Munir, M. Eugeni, S. Atek, and P. Gaudenzi, "Energy harvesting towards self-powered iot devices," *Energies*, vol. 13, no. 21, 2020, doi: 10.3390/en13215528.
- [4] C. Savard and E. V. Iakovleva, "A suggested improvement for small autonomous energy system reliability by reducing heat and excess charges," *Batteries*, vol. 5, no. 1, 2019, doi: 10.3390/batteries5010029.
- [5] A. Valenzuela, "Energy Harvesting for No-Power Embedded Systems," *Texas Instruments*. 2008.
- [6] "What is energy harvesting? - ONiO." <https://www.onio.com/article/what-is-energy-harvesting.html> (accessed Sep. 05, 2021).
- [7] B. Jan, "Low-Power System Design Plan for Today," 2019.
- [8] A. Romani, "for energy harvesting applications • Introduction to power management for energy."
- [9] Y. K. Tan, "Realization of Energy Harvesting Wireless Sensor Network (EH - WSN) - with special focus on the energy harvesting systems Research Motivations (cont ' d) Architecture of Smart Environment," *Comput. Eng.*, 2009.
- [10] S. Akbari, "Energy harvesting for wireless sensor networks review," *2014 Fed. Conf. Comput. Sci. Inf. Syst. FedCSIS 2014*, vol. 2, 2014, doi: 10.15439/2014F85.
- [11] G. Zhou, L. Huang, W. Li, and Z. Zhu, "Harvesting ambient environmental energy for wireless sensor networks: A survey," *J. Sensors*, vol. 2014, 2014, doi: 10.1155/2014/815467.
- [12] Y. Kheng and S. Kumar, "Review of Energy Harvesting Technologies for Sustainable WSN," *Sustain. Wirel. Sens. Networks*, no. February, 2010, doi: 10.5772/13062.
- [13] P. Spies, M. Pollak, and L. Mateu, *Handbook of energy harvesting power supplies and applications*. 2015.
- [14] O. Menéndez, L. Romero, and F. A. Cheein, "Serial switch only rectifier as a power conditioning circuit for electric field energy harvesting," *Energies*, vol. 13, no. 20, 2020, doi: 10.3390/en13205279.
- [15] P. Visconti, P. Primiceri, R. Ferri, M. Pucciarelli, and E. Venere, "An overview on state-of-art energy harvesting techniques and choice criteria: A WSN node for goods transport and storage powered by a smart solar- based EH system," *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 7, no. 3, 2017.
- [16] L. Mateu and F. Moll, "Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics," *VLSI Circuits Syst. II*, vol. 5837, no. June 2005, 2005, doi: 10.1117/12.613046.
- [17] S. P. Beeby and T. O'Donnell, *Electromagnetic energy harvesting*. 2009.
- [18] "Termopar - EcuRed." <https://www.ecured.cu/index.php/Termopar> (accessed Sep. 05, 2021).
- [19] Y. W. Chong, W. Ismail, K. Ko, and C. Y. Lee, "Energy Harvesting for Wearable Devices: A Review," *IEEE Sens. J.*, vol. 19, no. 20, 2019, doi: 10.1109/JSEN.2019.2925638.
- [20] J. R. Farmer, "A comparison of power harvesting techniques and related energy storage issues by A comparison of power harvesting techniques and related energy storage issues," *Mech. Eng.*, vol. 135, no. January 2007, 2007, [Online]. Available:

- <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-05212007-200815/>.
- [21] X. Lu and S. H. Yang, "Thermal energy harvesting for WSNs," *Conf. Proc. - IEEE Int. Conf. Syst. Man Cybern.*, 2010, doi: 10.1109/ICSMC.2010.5641673.
- [22] "Termopar: Punta Termopar Tipo K De Menos 50 A 700c Bq27 | Mercado Libre." https://articulo.mercadolibre.com.mx/MLM-550277413-termopar-punta-termopar-tipo-k-de-menos-50-a-700c-bq27-_JM#&gid=1&pid=1 (accessed Sep. 05, 2021).
- [23] Z. G. Wan, Y. K. Tan, and C. Yuen, "Review on energy harvesting and energy management for sustainable wireless sensor networks," *Int. Conf. Commun. Technol. Proceedings, ICCT*, 2011, doi: 10.1109/ICCT.2011.6157897.
- [24] "1280px-CellPVeFF(rev200708).png (1280×676)." <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/8/89/CellPVeFF%28rev200708%29.png/1280px-CellPVeFF%28rev200708%29.png> (accessed Sep. 05, 2021).
- [25] T. W. Principle and S. Cell, "The Working Principle of a Solar Cell," *Sol. Energy*, vol. 1, 1921.
- [26] "How Solar Cells Work -- Components & Operation Of Solar Cells --." <https://solarlove.org/how-solar-cells-work-components-operation-of-solar-cells/> (accessed Sep. 05, 2021).
- [27] "Molecular Expressions Microscopy Primer: Physics of Light and Color - Solar Cell Operation: Interactive Tutorial." <https://micro.magnet.fsu.edu/primer/java/solarcell/> (accessed Sep. 05, 2021).
- [28] "▷ Paneles Solares o Módulos Fotovoltaicos 2020 | Lima - Perú." <https://voltaika.net/paneles-solares-o-modulos-fotovoltaicos-2020/> (accessed Sep. 05, 2021).
- [29] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, E. Org, J. Friedman, and M. Srivastava, "Design Considerations for Solar Energy Harvesting Wireless Embedded Systems," 2005.
- [30] N. Javanmard, G. Vafadar, and A. Nasiri, "Indoor power harvesting using photovoltaic cells for low power applications," *2009 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE '09*, vol. 56, no. 11, 2009.
- [31] E. Huerta Mascotte, R. I. Mata Chávez, J. M. Estudillo Ayala, J. M. Sierra Hernández, I. Guryev, and R. A. Lizárraga Morales, "Solar cell characteristics study for solar energy efficient use," *Acta Univ.*, vol. 26, no. NE-1, 2016, doi: 10.15174/au.2016.868.
- [32] "YUBASOLAR: POTENCIA PICO DE UN MÓDULO FOTOVOLTAICO." <http://www.yubasolar.net/2015/08/potencia-pico-de-un-modulo-fotovoltaico.html> (accessed Sep. 05, 2021).
- [33] A. E. Ostfeld, A. M. Gaikwad, Y. Khan, and A. C. Arias, "High-performance flexible energy storage and harvesting system for wearable electronics," *Sci. Rep.*, vol. 6, no. May, 2016, doi: 10.1038/srep26122.
- [34] I. Whitaker, M. Bocharnikov, "Chapter 1: Energy Harvesting," *Energy Convers.*, no. 8, 2010, [Online]. Available: <https://doi.org/10.1117/3.2256429.ch01>.
- [35] L. Wang *et al.*, "Radio frequency energy harvesting technology," *ISOC 2016 - Int. SoC Des. Conf. Smart SoC Intell. Things*, no. November, 2016, doi: 10.1109/ISOC.2016.7799866.
- [36] A. NECHIBVUTE, A. CHAWANDA, N. TARUVINGA, and P. LUHANGA, "Radio Frequency Energy Harvesting Sources," *Acta Electrotech. Inform.*, vol. 17, no. 4, 2017, doi: 10.15546/aei-2017-0030.
- [37] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 2, 2015, doi: 10.1109/COMST.2014.2368999.

- [38] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 2, 2015, doi: 10.1109/COMST.2014.2368999.
- [39] V. Talla, S. Pellerano, H. Xu, A. Ravi, and Y. Palaskas, "Wi-Fi RF energy harvesting for battery-free wearable radio platforms," *2015 IEEE Int. Conf. RFID, RFID 2015*, 2015, doi: 10.1109/RFID.2015.7113072.
- [40] Z. W. Sim, "Radio Frequency Energy Harvesting for Embedded Sensor Networks in the Natural Environment," 2011.
- [41] L. Fadel, L. Oyhenart, R. Bergès, V. Vigneras, and T. Taris, "A concurrent 915/2440 MHz RF energy harvester," *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 8, no. 3, 2016, doi: 10.1017/S1759078716000179.
- [42] "article-2015october-rf-energy-harvesting-fig1 - WND Group." <https://www.wndgroup.io/2017/01/25/de-que-forma-podemos-recolectar-energia-del-ambiente-para-alimentar-los-dispositivos-sigfox/article-2015october-rf-energy-harvesting-fig1/> (accessed Sep. 05, 2021).
- [43] R. Moghe, D. Divan, and F. Lambert, "Powering low-cost utility sensors using energy harvesting," *Proc. 2011 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE 2011*, 2011.
- [44] J. Moon and S. B. Leeb, "Analysis Model for Magnetic Energy Harvesters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2357448.
- [45] S. Yuan, Y. Huang, J. Zhou, Q. Xu, C. Song, and G. Yuan, "A high-efficiency helical core for magnetic field energy harvesting," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2610323.
- [46] S. Yuan, Y. Huang, J. Zhou, Q. Xu, C. Song, and P. Thompson, "Magnetic Field Energy Harvesting under Overhead Power Lines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2436702.
- [47] M. P. Dos Santos, D. A. Vieira, Y. P. M. Rodriguez, C. P. De Souza, T. O. De Moraes, and R. C. S. Freire, "Energy harvesting using magnetic induction considering different core materials," *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, no. May, 2014, doi: 10.1109/I2MTC.2014.6860881.
- [48] "MATERIALES MAGNÉTICOS Y PERMEABILIDAD." <https://teorelectro2019.blogspot.com/2019/03/materiales-magneticos-y-permeabilidad.html> (accessed Sep. 05, 2021).
- [49] D. A. Howey, A. Bansal, and A. S. Holmes, "Design and performance of a centimetre-scale shrouded wind turbine for energy harvesting," *Smart Mater. Struct.*, vol. 20, no. 8, 2011, doi: 10.1088/0964-1726/20/8/085021.
- [50] X. Wu and D. W. Lee, "An electromagnetic energy harvesting device based on high efficiency windmill structure for wireless forest fire monitoring application," *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 219, 2014, doi: 10.1016/j.sna.2014.09.002.
- [51] D. Ramasur and G. P. Hancke, "A wind energy harvester for low power wireless sensor networks," *2012 IEEE I2MTC - Int. Instrum. Meas. Technol. Conf. Proc.*, 2012, doi: 10.1109/I2MTC.2012.6229698.
- [52] J. A. R. Azevedo and F. E. S. Santos, "Energy harvesting from wind and water for autonomous wireless sensor nodes," *IET Circuits, Devices Syst.*, vol. 6, no. 6, 2012, doi: 10.1049/iet-cds.2011.0287.
- [53] F. Xu, F.-G. Yuan, L. Liu, J. Hu, and Y. Qiu, "Performance Prediction and Demonstration of a Miniature Horizontal Axis Wind Turbine," *J. Energy Eng.*, vol. 139, no. 3, 2013, doi: 10.1061/(asce)ey.1943-7897.0000125.
- [54] M. Shuwa, "Aerodynamic Design and Performance Prediction of a Micro Horizontal Axis Wind Turbine Blade," *Int. J. Eng. Res.*, vol. V8, no. 09, 2019, doi: 10.17577/ijertv8is090099.
- [55] A. Jushi, A. Pegatoquet, and T. N. Le, "Wind Energy Harvesting for Autonomous

- Wireless Sensor Networks,” *Proc. - 19th Euromicro Conf. Digit. Syst. Des. DSD 2016*, 2016, doi: 10.1109/DSD.2016.43.
- [56] C. Santos, “Centrales eléctricas,” 2020.
- [57] “Máquinas hidráulicas.” <http://maquinashid.blogspot.com/2015/05/informe-de-laboratorio-n-3-practica-n-3.html> (accessed Sep. 05, 2021).
- [58] A. Cuadras, M. Gasulla, and V. Ferrari, “Thermal energy harvesting through pyroelectricity,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 158, no. 1, 2010, doi: 10.1016/j.sna.2009.12.018.
- [59] F. Y. Lee, A. Navid, and L. Pilon, “Pyroelectric waste heat energy harvesting using heat conduction,” *Appl. Therm. Eng.*, vol. 37, 2012, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2011.12.034.
- [60] M. Xie, D. Zabek, C. Bowen, M. Abdelmageed, and M. Arafa, “Wind-driven pyroelectric energy harvesting device,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 25, no. 12, 2016, doi: 10.1088/0964-1726/25/12/125023.
- [61] A. S. Siao, C. K. Chao, and C. C. Hsiao, “Study on pyroelectric harvesters with various geometry,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 15, no. 8, 2015, doi: 10.3390/s150819633.
- [62] R. A. Kishore and S. Priya, “A Review on low-grade thermal energy harvesting: Materials, methods and devices,” *Materials (Basel)*, vol. 11, no. 8, 2018, doi: 10.3390/ma11081433.
- [63] X. Peng, Y. Wen, P. Li, A. Yang, and X. Bai, “Enhanced acoustoelectric coupling in acoustic energy harvester using dual helmholtz resonators,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 60, no. 10, 2013, doi: 10.1109/TUFFC.2013.2802.
- [64] F. U. Khan and I. Izhar, “Acoustic-Based Electrodynamical Energy Harvester for Wireless Sensor Nodes Application,” *Int. J. Mater. Sci. Eng.*, vol. 1, no. 2, 2013, doi: 10.12720/ijmse.1.2.72-78.
- [65] F. U. Khan and Izhar, “State of the art in acoustic energy harvesting,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 25, no. 2, 2015, doi: 10.1088/0960-1317/25/2/023001.
- [66] M. Yuan, Z. Cao, J. Luo, J. Zhang, and C. Chang, “An efficient low-frequency acoustic energy harvester,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 264, 2017, doi: 10.1016/j.sna.2017.07.051.
- [67] S. B. Horowitz, M. Sheplak, L. N. Cattafesta, and T. Nishida, “A MEMS acoustic energy harvester,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 16, no. 9, 2006, doi: 10.1088/0960-1317/16/9/S02.
- [68] S. B. HOROWITZ, “Development of a Mems-Based Acoustic Energy Harvester,” *J. Chem. Inf. Model.*, vol. 53, no. 9, 2013.
- [69] F. U. Khan and I. Izhar, “Electromagnetic-based acoustic energy harvester,” *2013 16th Int. Multi Top. Conf. INMIC 2013*, 2013, doi: 10.1109/INMIC.2013.6731337.
- [70] R. Gherca and R. Olaru, “Harvesting Vibration Energy by Electromagnetic Induction,” *Ann. Univ. Craiova, Electr. Eng. Ser.*, no. 35, 2011.
- [71] Y. Guo, “Selected topics in micro/nano-robotics for biomedical applications,” *Sel. Top. Micro/Nano-robotics Biomed. Appl.*, vol. 9781441984, no. August 2015, 2010, doi: 10.1007/978-1-4419-8411-1.
- [72] V. R. Challa, M. G. Prasad, and F. T. Fisher, “A coupled piezoelectric-electromagnetic energy harvesting technique for achieving increased power output through damping matching,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 18, no. 9, 2009, doi: 10.1088/0964-1726/18/9/095029.
- [73] L. H. Fang, S. I. S. Hassan, R. Bin Abd Rahim, and M. F. Abd Malek, “A study of vibration energy harvester,” *ARNP J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 11, no. 8, 2016.
- [74] L. Dong, A. B. Closson, C. Jin, I. Trase, Z. Chen, and J. X. J. Zhang, “Vibration-

- Energy-Harvesting System: Transduction Mechanisms, Frequency Tuning Techniques, and Biomechanical Applications,” *Adv. Mater. Technol.*, vol. 4, no. 10, 2019, doi: 10.1002/admt.201900177.
- [75] E. Harvesting and T. Mechanical, “Energy harvesting through mechanical vibration,” 2015.
- [76] P. D. Mitcheson, T. C. Green, E. M. Yeatman, and A. S. Holmes, “Architectures for vibration-driven micropower generators,” *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 13, no. 3, 2004, doi: 10.1109/JMEMS.2004.830151.
- [77] S. P. Beeby, M. J. Tudor, and N. M. White, “Energy harvesting vibration sources for microsystems applications,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 17, no. 12, 2006, doi: 10.1088/0957-0233/17/12/R01.
- [78] N. G. Stephen, “On energy harvesting from ambient vibration,” *J. Sound Vib.*, vol. 293, no. 1–2, 2006, doi: 10.1016/j.jsv.2005.10.003.
- [79] I. Caluwé, “Design and validation of piezoelectric energy harvesting systems.” 2011.
- [80] P. D. Mitcheson, “Vibration Energy Harvesting - Basics,” *NIPS Work. 2014*, 2014.
- [81] H. Kim, S. Priya, and K. Uchino, “Modeling of piezoelectric energy harvesting using cymbal transducers,” *Japanese J. Appl. Physics, Part 1 Regul. Pap. Short Notes Rev. Pap.*, vol. 45, no. 7, 2006, doi: 10.1143/JJAP.45.5836.
- [82] L. Wang, “Development of energy harvesting systems based on new electroactive materials and structures,” no. November 2014, 2016.
- [83] R. Banks, R. L. O’Leary, and G. Hayward, “Enhancing the bandwidth of piezoelectric composite transducers for air-coupled non-destructive evaluation,” *Ultrasonics*, vol. 75, 2017, doi: 10.1016/j.ultras.2016.10.007.
- [84] K. Valerie, E. E. Henderson, and J. K. De Riel, *Expression of a cloned denV gene of bacteriophage T4 in Escherichia coli*, vol. 82, no. 14. 1985.
- [85] P. Dhingra, “Energy Harvesting using Piezoelectric Materials Energy Harvesting using Piezoelectric Materials,” no. October, 2014.
- [86] R. Ankit, “Energy Harvesting from Lead-free Piezoelectric materials,” no. July, 2020.
- [87] S. Saadon and O. Sidek, “A review of vibration-based MEMS piezoelectric energy harvesters,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 52, no. 1, 2011, doi: 10.1016/j.enconman.2010.07.024.
- [88] M. Kurvey and A. Kunte, *RF Energy Harvesting System*. 2018.
- [89] D. Briand, E. Yeatman, and S. Roundy, *Micro Energy Harvesting*. 2015.
- [90] E. Arroyo and A. Badel, “Electromagnetic vibration energy harvesting device optimization by synchronous energy extraction,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 171, no. 2, 2011, doi: 10.1016/j.sna.2011.06.024.
- [91] S. P. Beeby *et al.*, “A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 17, no. 7, 2007, doi: 10.1088/0960-1317/17/7/007.
- [92] L. Wang and F. G. Yuan, “Vibration energy harvesting by magnetostrictive material,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 17, no. 4, 2008, doi: 10.1088/0964-1726/17/4/045009.
- [93] A. Mohanty, S. Parida, R. K. Behera, and T. Roy, “Vibration energy harvesting: A review,” *J. Adv. Dielectr.*, vol. 9, no. 4, 2019, doi: 10.1142/S2010135X19300019.
- [94] “Introduction to Vibration Energy Harvesting - Technical Articles.” <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/introduction-to-vibration-energy-harvesting/> (accessed Sep. 06, 2021).
- [95] S. Boisseau, G. Despesse, and B. Ahmed, “Electrostatic Conversion for Vibration Energy Harvesting,” *Small-Scale Energy Harvest.*, 2012, doi: 10.5772/51360.
- [96] R. T. Aljadiri, L. Y. Taha, and P. Ivey, “Electrostatic Energy Harvesting Systems:

- A Better Understanding of Their Sustainability Electrostatic Energy Harvesting Systems: A Better Understanding of Their Sustainability,” *J. Clean Energy Technol.*, vol. 5, no. 5, 2017, doi: 10.18178/jocet.2017.5.5.407.
- [97] P. K. Wright, S. Roundy, and K. Pister, “MICRO-ELECTROSTATIC VIBRATION-TO-ELECTRICITY CONVERTERS,” 2016.
- [98] J. O. Mur-miranda, “Electrostatic Vibration-to-Electric Energy Conversion,” no. May 2005, 2016.
- [99] “Energy-harvesting chips and the quest for everlasting life | EE Times.” <https://www.eetimes.com/energy-harvesting-chips-and-the-quest-for-everlasting-life/#> (accessed Sep. 06, 2021).
- [100] “DEV-BLE-NS PowerFilm Inc. | Placas de desarrollo, kits, programadores | DigiKey.” <https://www.digikey.es/product-detail/es/powerfilm-inc/DEV-BLE-NS/1996-DEV-BLE-NS-ND/12088517> (accessed Sep. 09, 2021).
- [101] PowerFilm, “DEV-BLE-NS Operation Guide.” 2021.
- [102] PowerFilm, “Solar Development Kit with Nordic BLE Quick Start Guide.”
- [103] PowerFilm, “Solar Development Kit with Nordic BLE (DEV-BLE-NS),” 2021.
- [104] “Solar Development Kit with Nordic BLE (DEV-BLE-NS) | PowerFilm Solar Inc.” <https://www.powerfilmsolar.com/products/development-kits/solar-development-kit-with-nordic-ble> (accessed Sep. 09, 2021).
- [105] “Solar Energy Harvesting vs Coin Cell Battery: Which is Better?” <https://blog.powerfilmsolar.com/education/the-horizon-blog/2020/08/04/solar-energy-harvesting-vs-coin-cell-battery-which-is-better> (accessed Sep. 09, 2021).
- [106] N. S. ASA, “nRF52832 product brief,” no. X.
- [107] PowerFilm, “DEV-IN-BLE-NS Schematic.” .
- [108] Texas Instruments, “Bq25570 Nano Power Boost Charger and Buck Converter,” *Datasheet*, no. V, 2019, [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf>.
- [109] Texas, “User ’ s Guide for bq25505 Battery Charger Evaluation,” *Datasheet*, no. August, 2014.
- [110] K. R. Bharath and E. Suresh, “Design and implementation of improved fractional open circuit voltage based maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications,” *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 7, no. 3, 2017.
- [111] M. A. Ebrahim and R. G. Mohamed, “Comparative Study and Simulation of Different Maximum Power Point Tracking (MPPT) Techniques Using Fractional Control & Grey Wolf Optimizer for Grid Connected PV System with Battery,” *Electr. Power Convers.*, May 2019, doi: 10.5772/INTECHOPEN.82302.

VI ANEXOS

1 CÓDIGO EMPLEADO

Se muestra en este apartado en código empleado en Matlab para la representación de la gráfica teórica (Figura 3.10) y simulada (Figura 3.12) de la sección IV3.2.2.2.3.3. Del mismo modo, también se incluye el código empleado para la representación de las curvas I-V en función del nivel de radiación (Figura 3.9), el código para la representación de la figura de la potencia de salida (Figura 3.13) y sus modelos empleados en Matlab Simulink.

Teórica

```
%Valores iniciales
D = 0:0.01:1;
Ro = 10;
Ri = Ro*(1-D).^2;
%Representacion
figure(1);
plot(D,Ri);
xlabel('D');
ylabel('Ri (?)');
set(gca, 'YTick', []);
```

Simulada

```
%Valores iniciales
L = 100e-3;
C = 100e-6;
Ro = 10;
fs = 10e3;
Ts = 1/fs;
Vi = 50;

%% Simulacion parametrica
D_test = [0.001:0.055:0.991];

for i = 1 : length(D_test)

    D = D_test(1,i);
    sim('Ri_Boost');
    Ri_D(1,i) = Ri(end,1);
end
%Representacion
figure(1);
plot(D_test,Ri_D);
xlabel('D');
ylabel('Ri (?)');
set(gca, 'YTick', []);
```

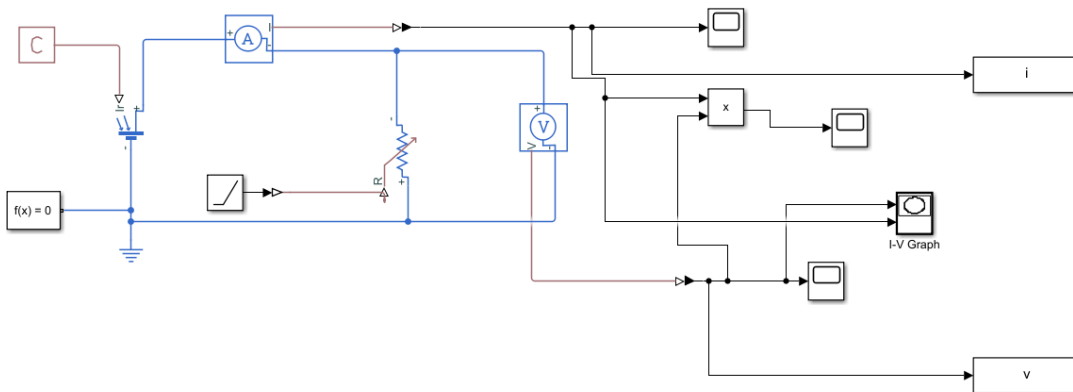
Curvas I-V en función del nivel de radiación

- Código

```
%% Curvas I-V en función de la radiación
C_test = [200:200:1000];

for i = 1 : length(C_test);
    C = C_test(1,i);
    sim('Curva_IV_Radiacion');
    plot(v,i);
    xlabel('Tensión (V)');
    ylabel('Corriente (A)');
    hold on
end
plot(v,i);
axis([0,7,0,10]);
```

- Modelo Simulink



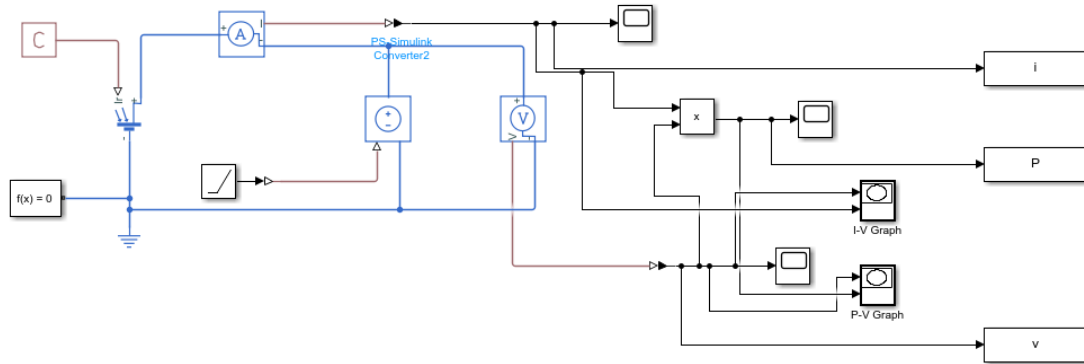
Curva de la potencia de salida

- Código

```
%% Potencia de salida
figure(1)
yyaxis left;
plot(v,i,'b');
axis([0,2.5,0,10])
xlabel('Tensión (V)');
ylabel('Intensidad (A)');

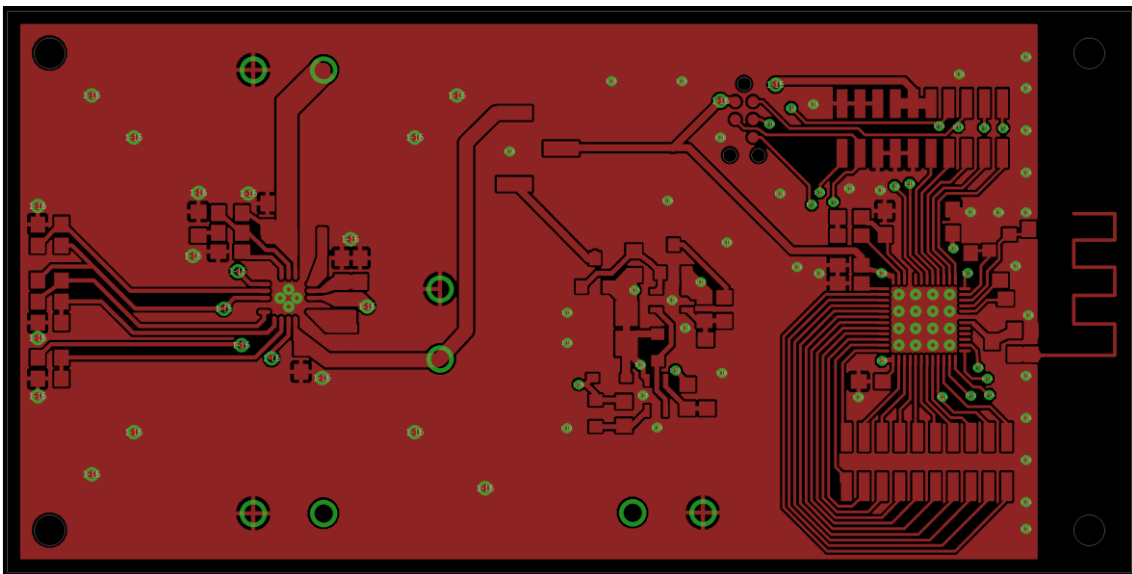
text(2.35,-0.3,'Voc');
yyaxis right;
plot(v,P);
axis([0,2.5,0,20]);
ylabel('Potencia (W)');
set(gca, 'XTick', []);
```

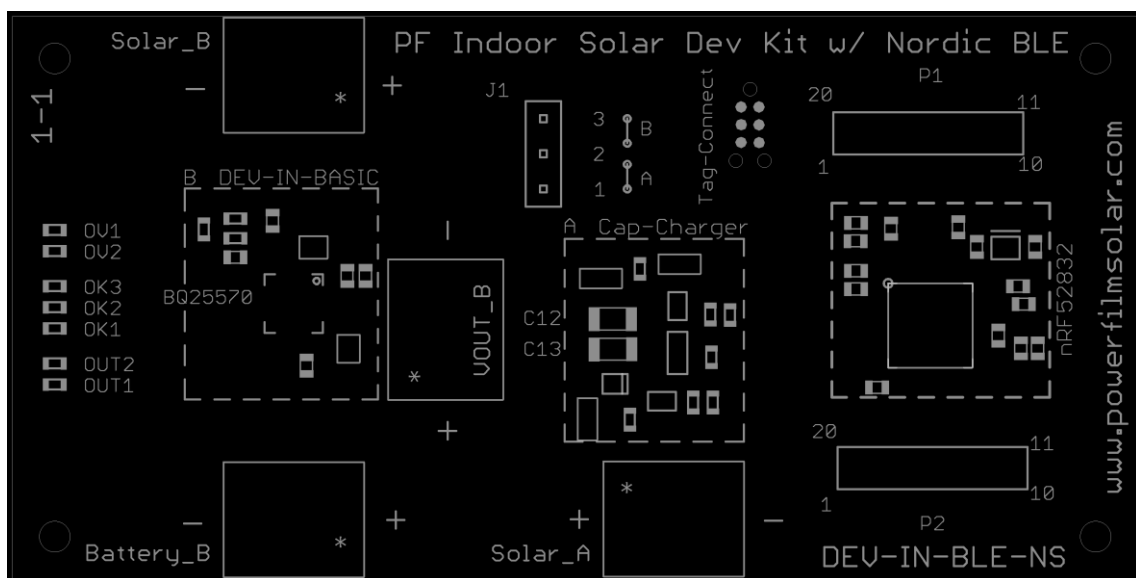
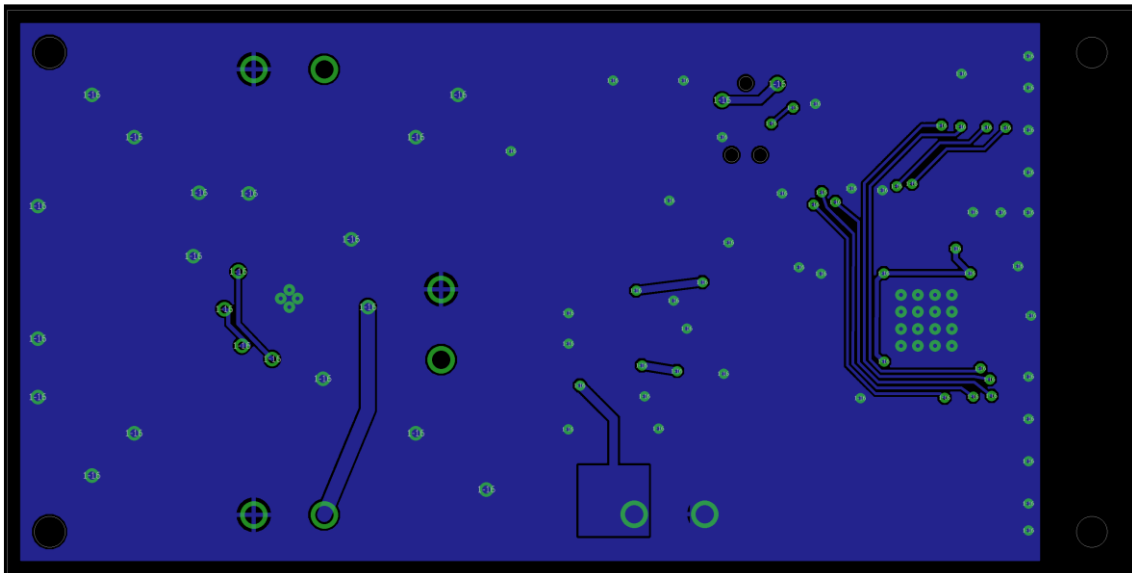
- Modelo Simulink



2 PLANOS

En este apartado se muestra el diseño de la placa DEV-BLE-NS utilizada en este TFG.





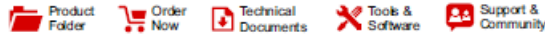
3 PLIEGO DE CONDICIONES

En este apartado se muestran las características eléctricas de los componentes utilizados en el sistema. En el caso de exceder en cuanto a información, se presentarán las características más importantes.

La principal condición para un buen funcionamiento del sistema que es común a todos los componentes se basa en mantener al sistema en unos valores de temperatura y tensiones adecuados.

3.1 Módulo DEV-BLE-NS

3.1.1 IC BQ25570



bq25570

SLUSBH2G – MARCH 2013 – REVISED MARCH 2019

bq25570 nano power boost charger and buck converter for energy harvester powered applications

1 Features

- Ultra Low Power DC-DC Boost Charger
 - Cold-Start Voltage: $V_{IN} \geq 600$ mV
 - Continuous Energy Harvesting From V_{IN} as low as 100 mV
 - Input Voltage Regulation Prevents Collapsing High Impedance Input Sources
 - Full Operating Quiescent Current of 488 nA (typical)
 - Ship Mode with < 5 nA From Battery
- Energy Storage
 - Energy can be Stored to Re-chargeable Li-ion Batteries, Thin-film Batteries, Supercapacitors, or Conventional Capacitors
- Battery Charging and Protection
 - Internally Set Undervoltage Level
 - User Programmable Overvoltage Levels
- Battery Good Output Flag
 - Programmable Threshold and Hysteresis
 - Warn Attached Microcontrollers of Pending Loss of Power
 - Can be Used to Enable or Disable System Loads
- Programmable Step Down Regulated Output (Buck)
 - High Efficiency up to 93%
 - Supports Peak Output Current up to 110 mA (typical)
- Programmable Maximum Power Point Tracking (MPPT)
 - Provides Optimal Energy Extraction From a Variety of Energy Harvesters including Solar Panels, Thermal and Piezo Electric Generators

2 Applications

- Energy Harvesting
- Solar Chargers
- Thermal Electric Generator (TEG) Harvesting
- Wireless Sensor Networks (WSN)
- Low Power Wireless Monitoring
- Environmental Monitoring
- Bridge and Structural Health Monitoring (SHM)
- Smart Building Controls
- Portable and Wearable Health Devices
- Entertainment System Remote Controls

3 Description

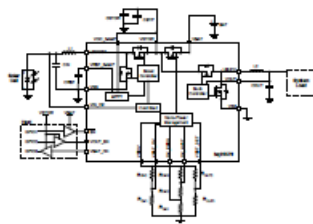
The bq25570 device is specifically designed to efficiently extract microwatts (μ W) to milliwatts (mW) of power generated from a variety of high output impedance DC sources like photovoltaic (solar) or thermal electric generators (TEG) without collapsing those sources. The battery management features ensure that a rechargeable battery is not overcharged by this extracted power, with voltage boosted, or depleted beyond safe limits by a system load. In addition to the highly efficient boosting charger, the bq25570 integrates a highly efficient, nano- power buck converter for providing a second power rail to systems such as wireless sensor networks (WSN) which have stringent power and operational demands. All the capabilities of bq25570 are packed into a small foot-print 20-lead 3.5-mm x 3.5-mm QFN package (RGR).

Device Information⁽¹⁾

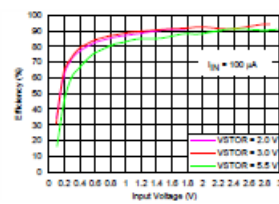
PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
bq25570	VQFN (20)	3.50 mm x 3.50 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the datasheet.

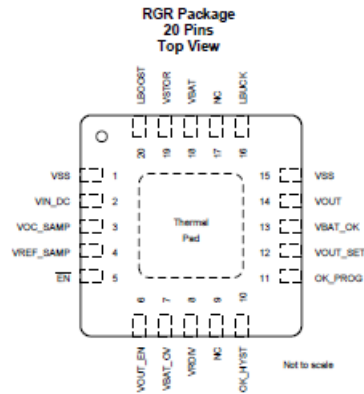
Typical Application Schematic



Charger Efficiency vs Input Voltage



5 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	NO.			
EN	5		I	Active low digital programming input for enabling/disabling the IC. Connect to GND to enable the IC.
LBOOST	20		I/O	Inductor connection for the boost charger switching node. Connect a 22 μ H inductor between this pin and pin 2 (VIN_DC).
LBUCK	16		I/O	Inductor connection for the buck converter switching node. Connect at least a 4.7 μ H inductor between this pin and pin 14 (VOUT).
NC	9		I	Connect to ground using the IC's PowerPAD™.
NC	17		I	Connect to ground using the IC's PowerPAD.
OK_HYST	10		I	Connect to the mid-point of external resistor divider between VRDIV and GND for setting the VBAT_OK hysteresis threshold. If not used, connect this pin to GND.
OK_PROG	11		I	Connect to the mid-point of external resistor divider between VRDIV and GND for setting the VBAT_OK threshold. If not used, connect this pin to GND.
VBAT	18		I/O	Connect a rechargeable storage element with at least 100 μ F of equivalent capacitance between this pin and either VSS pin.
VBAT_OK	13		O	Digital output for battery good indicator. Internally referenced to the VSTOR voltage. Leave floating if not used.
VBAT_OV	7		I	Connect to the mid-point of external resistor divider between VRDIV and GND for setting the VBAT overvoltage threshold.
VIN_DC	2		I	DC voltage input from energy harvesting source. Connect at least a 4.7 μ F capacitor as close as possible between this pin and pin 1.
VOC_SAMP	3		I	Sampling pin for MPPT network. Connect to VSTOR to sample at 80% of input source open circuit voltage. Connect to GND for 50% or connect to the mid-point of external resistor divider between VIN_DC and GND.
VOUT	14		O	Buck converter output. Connect at least 22 μ F output capacitor between this pin and pin 15 (VSS).
VOUT_EN	6		I	Active high digital programming input for enabling/disabling the buck converter. Connect to VSTOR to enable the buck converter.
VOUT_SET	12		I	Connect to the mid-point of external resistor divider between VRDIV and GND for setting the VOUT regulation set point.
VREF_SAMP	4		I	Connect a 0.01- μ F low-leakage capacitor from this pin to GND to store the voltage to which VIN_DC will be regulated. This voltage is provided by the MPPT sample circuit.
VRDIV	8		O	Connect high side of resistor divider networks to this biasing voltage.
VSS	1		I	Power ground for the boost charger.
VSS	15		—	Power ground for the buck converter and analog/signal ground for the resistor dividers and VREF_SAMP capacitor.
VSTOR	19		O	Connection for the output of the boost charger. Connect at least a 4.7 μ F capacitor in parallel with a 0.1 μ F capacitor as close as possible to between this pin and pin 1 (VSS).

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) ⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
Input voltage VIN_DC, VOC_SAMP, VREF_SAMP, VBAT_OV, VRDIV, OK_HYST, OK_PROG, VBAT_OK, VBAT_VSTOR, LBOOST, EN, VOUT_EN, VOUT_SET, LBUCK, VOUT ⁽²⁾	-0.3	5.5	V
Peak Input Power, PIN_PK		510	mW
Operating junction temperature, T _J	-40	125	°C
Storage temperature, T _{stg}	-65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltage values are with respect to V_{SS}/ground terminal.

6.2 ESD Ratings

		VALUE	UNIT
V _(ESD)	Electrostatic discharge	Human-body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾	±2000
		Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾	±500

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
VIN(DC)	DC input voltage into VIN_DC ⁽¹⁾			V
VBAT, VOUT	Voltage range ⁽²⁾			V
CIN	Capacitance on VIN_DC pin			μF
CSTOR	Capacitance on VSTOR pin			μF
COU	Capacitance on VOUT pin			μF
CBAT	Capacitance or battery with at least the same equivalent capacitance on VBAT pin			μF
CREF	Capacitance on VREF_SAMP that stores the sampled VIN reference			nF
R _{OC1} + R _{OC2}	Total resistance for setting for MPPT reference if needed			MΩ
R _{OK1} + R _{OK2} + R _{OK3}	Total resistance for setting VBAT_OK threshold voltage.			MΩ
R _{OUT1} + R _{OUT2}	Total resistance for setting VOUT threshold voltage.			MΩ
R _{OV1} + R _{OV2}	Total resistance for setting VBAT_OV voltage.			MΩ
L1	Inductance on LBOOST pin			μH
L2	Inductance on LBUCK pin			μH
T _A	Operating free air ambient temperature			°C
T _J	Operating junction temperature			°C

(1) Maximum input power ≤ 400 mW. Cold start has been completed

(2) VBAT_OV setting must be higher than VIN_DC

6.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		bq25570		UNIT
		RGR		
		20 PINS		
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance	34.6		°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	49.0		
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	12.6		
Ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	0.5		
Ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	12.6		
$R_{\theta JC(bot)}$	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	1.0		

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics* application report.

6.5 Electrical Characteristics

Over recommended temperature range, typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Unless otherwise noted, specifications apply for conditions of $V_{STOR} = 4.2\text{ V}$, $V_{OUT} = 1.8\text{ V}$. External components, $C_{IN} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L1 = 22\ \mu\text{H}$, $C_{STOR} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L2 = 10\ \mu\text{H}$, $C_{OUT} = 22\ \mu\text{F}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
BOOST CHARGER						
V_{INDC}	DC input voltage into VIN_DC	Cold-start completed	100		5100	mV
$I_{CHG(CBC_LIM)}$	Cycle-by-cycle current limit of charger	$0.5\text{ V} < V_{IN} < 4.0\text{ V}$; $V_{STOR} = 4.2\text{ V}$		230	285	mA
P_{IN}	Input power range for normal charging	$VBAT_OV > V_{STOR} > V_{STOR_CHGEN}$	0.005		510	mW
$V_{IN(ICS)}$	Minimum input voltage for cold start circuit to start charging VSTOR	$VBAT < VBAT_UV$; $V_{STOR} = 0\text{ V}$; $0^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$		600	700	mV
$V_{STOR(CHGEN)}$	Voltage on VSTOR when cold start operation ends and normal charger operation commences		1.6	1.73	1.9	V
$P_{IN(ICS)}$	Minimum cold-start input power for VSTOR to reach $V_{STOR(CHGEN)}$ and allow normal charging to commence	$V_{STOR} < V_{STOR(CHGEN)}$ VIN_DC clamped to $V_{IN(ICS)}$ by cold start circuit $VBAT = 100\ \mu\text{F}$		15		μW
$t_{BAT_HOT_PLUG}$	Time for which switch between VSTOR and VBAT closes when battery is hot plugged into VBAT	Battery resistance = 300 Ω , Battery voltage = 3.3V		50		ms
QUIESCENT CURRENTS						
I_Q	$\overline{EN} = 0$, $V_{OUT_EN} = 1$ - Full operating mode	$VIN_DC = 0\text{ V}$; $V_{STOR} = 2.1\text{ V}$; $T_J = 25^\circ\text{C}$		488	700	nA
		$VIN_DC = 0\text{ V}$; $V_{STOR} = 2.1\text{ V}$; $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$			900	
	$\overline{EN} = 0$, $V_{OUT_EN} = 0$ - Partial standby mode	$VIN_DC = 0\text{ V}$; $V_{STOR} = 2.1\text{ V}$; $T_J = 25^\circ\text{C}$		445	615	
		$VIN_DC = 0\text{ V}$; $V_{STOR} = 2.1\text{ V}$; $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$			815	
$\overline{EN} = 1$, $V_{OUT_EN} = x$ - Ship mode	$VBAT = 2.1\text{ V}$; $T_J = 25^\circ\text{C}$; $V_{STOR} = VIN_DC = 0\text{ V}$			1	5	
	$VBAT = 2.1\text{ V}$; $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$; $V_{STOR} = VIN_DC = 0\text{ V}$				30	
MOSFET RESISTANCES						
$R_{DS(on)-BAT}$	ON resistance of switch between VBAT and VSTOR	$VBAT = 4.2\text{ V}$		0.95	1.50	Ω

Electrical Characteristics (continued)

Over recommended temperature range, typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Unless otherwise noted, specifications apply for conditions of $V_{\text{STOR}} = 4.2\text{ V}$, $V_{\text{OUT}} = 1.8\text{ V}$. External components, $C_{\text{IN}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_1 = 22\ \mu\text{H}$, $C_{\text{STOR}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_2 = 10\ \mu\text{H}$, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$R_{\text{DS(ON)CHG}}$	Charger low side switch ON resistance	VBAT = 4.2 V		0.70	0.90	Ω
	Charger high side switch ON resistance			2.30	3.00	
	Charger low side switch ON resistance	VBAT = 2.1 V		0.80	1.00	
	Charger high side switch ON resistance			3.70	4.80	
$R_{\text{DS(ON)BUCK}}$	Buck low side switch ON resistance	VBAT = 4.2 V		0.80	1.00	Ω
	Buck high side switch ON resistance			1.60	2.00	
	Buck low side switch ON resistance	VBAT = 2.1 V		1.00	1.20	
	Buck high side switch ON resistance			2.40	2.90	
$f_{\text{SW_CHG}}$	Maximum charger switching frequency			1		MHz
$f_{\text{SW_BUCK}}$	Maximum buck switching frequency			500		kHz
$T_{\text{TEMP_SD}}$	Junction temperature when charging is discontinued	VBAT_OV > VSTOR > 1.8V		125		C
BATTERY MANAGEMENT						
VBAT_OV	Programmable voltage range for overvoltage threshold	VBAT increasing	2.2		5.5	V
VBAT_OV_HYST	Battery over-voltage hysteresis (internal)	VBAT decreasing; VBAT_OV = 5.25V		24	55	mV
VDELTA	VBAT_OV - VIN(DC)	Main boost charger on; MPPT not sampling VOC	400			mV
VBAT_UV	Under-voltage threshold	VBAT decreasing	1.91	1.95	2.0	V
VBAT_UV_HYST	Battery under-voltage hysteresis (internal)	VBAT increasing		15	32	mV
VBAT_OK_HYST	Programmable voltage range of digital signal indicating VSTOR (=VBAT) is OK	VBAT increasing	VBAT_UV		VBAT_OV	V
VBAT_OK_PROG	Programmable voltage range of digital signal indicating VSTOR (=VBAT) is OK	VBAT decreasing	VBAT_UV		VBAT_OK_HYST - 50	mV
VBAT_ACCURACY	Overall Accuracy for threshold values VBAT_OV, VBAT_OK	Selected resistors are 0.1% tolerance	-2%		2%	
VBAT_OK(H)	VBAT_OK (High) threshold voltage	Load = 10 μA			VSTOR - 200	mV
VBAT_OK(L)	VBAT_OK (Low) threshold voltage	Load = 10 μA			100	mV
ENABLE THRESHOLDS						
EN(H)	Voltage for EN high setting. Relative to VBAT.	VBAT = 4.2V		VBAT - 0.2		V
EN(L)	Voltage for EN low setting	VBAT = 4.2V			0.3	V
VOUT_EN(H)	Voltage for VOUT_EN High setting.	VSTOR = 4.2V		VSTOR - 0.4		V
VOUT_EN(L)	Voltage for VOUT_EN Low setting.	VSTOR = 4.2V			0.3	V
BIAS and MPPT CONTROL STAGE						
VOC_SAMPLE	Time period between two MPPT samples			16		s
VOC_STLG	Settling time for MPPT sample measurement of VIN_DC open circuit voltage	Device not switching		256		ms
VIN_REG	Regulation of VIN_DC during charging	0.5 V < VIN < 4 V; IIN(DC) = 10 mA			10%	
MPPT_80	Voltage on VOC_SAMP to set MPPT threshold to 0.80 of open circuit voltage of VIN_DC			VSTOR - 0.015		V

Electrical Characteristics (continued)

Over recommended temperature range, typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Unless otherwise noted, specifications apply for conditions of $V_{\text{STOR}} = 4.2\text{ V}$, $V_{\text{OUT}} = 1.8\text{ V}$. External components, $C_{\text{IN}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_1 = 22\ \mu\text{H}$, $C_{\text{STOR}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_2 = 10\ \mu\text{H}$, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
MPPT_50	Voltage on VOC_SAMP to set MPPT threshold to 0.50 of open circuit voltage of VIN_DC			15	mV	
VBIAS	Internal reference for the programmable voltage thresholds	VSTOR ≥ VSTOR_CHGEN	1.205	1.21	1.217	V

6.6 Electrical Characteristics

Over recommended ambient temperature range, typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Unless otherwise noted, specifications apply for conditions of $V_{\text{STOR}} = 4.2\text{ V}$, $V_{\text{OUT}} = 1.8\text{ V}$. External components, $C_{\text{IN}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_1 = 22\ \mu\text{H}$, $C_{\text{STOR}} = 4.7\ \mu\text{F}$, $L_2 = 10\ \mu\text{H}$, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
BUCK CONVERTER						
VOUT	Output regulation (excluding resistor tolerance error)	$I_{\text{OUT}} = 10\ \text{mA}$; $1.3\ \text{V} < V_{\text{OUT}} < 3.3\ \text{V}$	-2%		2%	
	Output line regulation	$I_{\text{OUT}} = 10\ \text{mA}$; VSTOR = 2.1 V to 5.5 V, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$		0.09	%/V	
	Output load regulation	$I_{\text{OUT}} = 100\ \mu\text{A}$ to 95 mA, VSTOR = 3.6 V, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$		-0.01	%/mA	
	Output ripple	VSTOR = 4.2V, $I_{\text{OUT}} = 1\ \text{mA}$, $C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$		30	mVpp	
	Programmable voltage range for output voltage threshold		1.3		VSTOR - 0.2 ⁽¹⁾	V
IOUT	Output Current	VSTOR = 3.3V; $V_{\text{OUT}} = 1.8\ \text{V}$	93	110	mA	
t _{START-STBY}	Startup time with EN low and VOUT_EN transition to high (Standby Mode)	$C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$		250	μs	
t _{START-SHP}	Startup time with VOUT_EN high and EN transition from high to low (ShiP Mode)	$C_{\text{OUT}} = 22\ \mu\text{F}$		100	ms	
I-BUCK(CBC-LIM)	Cycle-by-cycle current limit of buck converter	$2.4\ \text{V} < V_{\text{STOR}} < 5.5\ \text{V}$; $1.3\ \text{V} < V_{\text{OUT}} < 3.3\ \text{V}$	160	185	205	mA

(1) The dropout voltage can be computed as the maximum output current times the buck high side resistance.

3.1.2 Cap-Charger

- Comparador TLV7041



TLV703x and TLV704x Small-Size, Nanopower, Low-Voltage Comparators

1 Features

- Ultra-small X2SON, WSON, WQFN packages
- Tiny SOT-23, SC70, VSSOP, and TSSOP packages
- Wide supply voltage range of 1.6 V to 6.5 V
- Quiescent supply current of 315 nA
- Low propagation delay of 3 μ s
- Rail-to-rail common-mode input voltage
- Internal hysteresis
- Push-pull output (TLV703x)
- Open-drain output (TLV704x)
- No phase reversal for overdriven inputs
- -40°C to 125°C Operating temperature

2 Applications

- Mobile phones and tablets
- Headsets/headphones & earbuds
- PC & notebooks
- Gas Detector
- Smoke & heat detector
- Motion Detector
- Gas Meter
- Servo drive position sensor

3 Description

The TLV7031/TLV7041 (single-channel), TLV7032/42 (dual-channel), and TLV7034/44 (quad-channel) are low-voltage, nanoPower comparators. These devices are available in an ultra-small, leadless packages as well as standard 5-pin SC70, SOT-23, VSSOP, and TSSOP packages, making them applicable for space-critical designs like smartphones, smart meters, and other portable or battery-powered applications.



X2SON Package vs SC70 and US Dime

The TLV703x and TLV704x offer an excellent combination of speed and power, with a propagation delay of 3 μ s and a quiescent supply current of 315 nA. The benefit of fast response time at nanoPower enables power-conscious systems to monitor and respond quickly to fault conditions. With an operating voltage range of 1.6 V to 6.5 V, these comparators are compatible with 3-V and 5-V systems.

The TLV703x and TLV704x also ensure no output phase inversion with overdriven inputs and internal hysteresis, so engineers can use this family of comparators for precision voltage monitoring in harsh, noisy environments where slow-moving input signals must be converted into clean digital outputs.

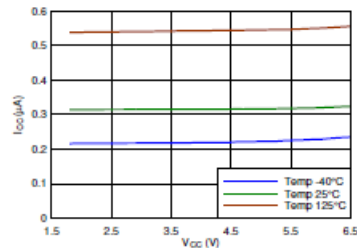
The TLV703x has a push-pull output stage capable of sinking and sourcing milliamps of current when controlling an LED or driving a capacitive load. The TLV704x has an open-drain output stage that can be pulled beyond V_{CC} , making it appropriate for level translators and bipolar to single-ended converters.

Device Information (1)

PART NUMBERS	PACKAGE (PINS)	BODY SIZE (NOM)
TLV7031, TLV7041	X2SON (5)	0.80 mm x 0.80 mm
	SC70 (5)	2.00 mm x 1.25 mm
	SOT-23 (5)	2.90 mm x 1.80 mm
TLV7032, TLV7042	VSSOP (8)	3.00 mm x 3.00 mm
	SOT-23 (8)	2.90 mm x 1.80 mm
	WSON (8)	2.00 mm x 2.00 mm
TLV7034, TLV7044	WQFN (16)	3.00 mm x 3.00 mm
	TSSOP (14) (2)	4.40 mm x 5.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

(2) Preview only.



I_{CC} vs. Supply Voltage

An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

5 Pin Configuration and Functions

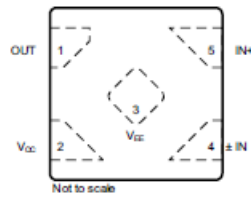


Figure 5-1. DPW Package
 5-Pin X2SON
 Top View

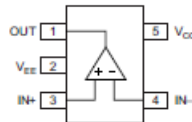


Figure 5-2. DBV and DCK Package
 5-Pin SOT-23 and SC70
 Top View

Pin Functions

X2SON ⁽¹⁾	PIN		I/O ⁽²⁾	DESCRIPTION
	SOT-23, SC70	NAME		
1	1	OUT	O	Output
2	5	V _{CC}	P	Positive (highest) power supply
3	2	V _{EE}	P	Negative (lowest) power supply
4	4	IN ⁻	I	Inverting input
5	3	IN ⁺	I	Noninverting input

(1) The application report *Designing and Manufacturing With TI's X2SON Packages* (SCEA055) provides more details on the optimal PCB designs.

(2) I = Input, O = Output, P = Power

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage $V_S = V_{CC} - V_{EE}$	-0.3	7	V
Input pins (IN+, IN-) ⁽²⁾	$V_{EE} - 0.3$	7	V
Current into input pins (IN+, IN-)		±10	mA
Output (OUT) (TLV703x) ⁽³⁾	$V_{EE} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	V
Output (OUT) (TLV704x)	$V_{EE} - 0.3$	7	V
Output short-circuit duration ⁽⁴⁾		10	s
Junction temperature, T_J		150	°C
Storage temperature, T_{stg}	-65	150	°C

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) Input terminals are diode-clamped to V_{EE} . Input signals that can swing 0.3V below V_{EE} must be current-limited to 10mA or less.
- (3) Output maximum is ($V_{CC} + 0.3$ V) or 7 V, whichever is less.
- (4) Short-circuit to ground, one comparator per package.

3.1.3 Módulo nRF52832

En este apartado se presentan las características del módulo nRF52832 facilitadas por el fabricante de este, así como el esquema eléctrico que se implementa en el módulo DEV-BLE-NS.

Información del fabricante



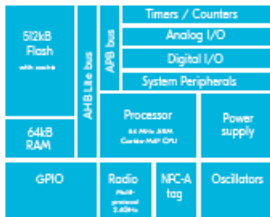
nRF52832

Multiprotocol Bluetooth 5, ANT/ANT+ and 2.4 GHz proprietary System-on-Chip

A new breed of Bluetooth 5-ready energy SoC

The nRF52832 takes Bluetooth Low Energy SoCs to the next level with its support for Bluetooth 5. It has an ARM Cortex M4 CPU at its heart, running at 64 MHz, it is capable of handling demanding application and communication tasks in a short timeframe. This frees up the CPU handle even more tasks, or to return to sleep mode, thus conserving precious battery energy.

The nRF52832, and all SoCs in the nRF52 Series family are flash-based SoCs and are ideal for Device Firmware Updates (DFU). DFU brings total flexibility and control to the firmware running in your product. Enabling new security updates, bug-fixing and feature additions in the field.



Rich peripheral flexibility

The nRF52832 has a plentiful array of peripherals and interfaces to enable complex single chip applications to be realized. All commonly found serial interfaces are supported. Additionally, there are dual PDM digital microphone inputs, GDEC and PWMs included on-chip. All peripherals and interfaces support EasyDMA memory mapping to improve performance, efficiency and simplicity when in use.

Power ON, Power OFF as required

There is an intelligent automated power distribution system internal to the device. This system ensures only system blocks that are required to carry out operations are energized. The power control system energizes ON or OFF blocks in real time as the application runs.

Bluetooth 5	nRF52810	nRF52811	nRF52832	nRF52840
2 Mbps	X	X	X	X
CSA #2	X	X	X	X
Advertising Extensions		(X)	X	X
Long Range		(X)		X

(X) Software support planned



KEY FEATURES

- Bluetooth 5
 - 2 Mbps
 - CSA #2
 - Advertising Extensions
- 64 MHz ARM® Cortex-M4F
- 512/256 KB Flash + 64/32 KB RAM
- Software stacks available as downloads
- Supports 1 Mbps and 2 Mbps Bluetooth LE modes
- 100 dB link budget
- Sensitivity of -96 dbm for Bluetooth LE
- Programmable output power +4 dBm to -20 dBm
- RSSI with 1 dB resolution
- RAM mapped FIFOs using EasyDMA
- Flexible and configurable 32 pin GPIO
- Programmable Peripheral Interface – PPI
- Automatic smart power management
- Full set of digital interfaces including: SPI/2-wire/I²S/UART/PDM/QDEC with EasyDMA
- 12-bit/200 ksps ADC
- 128-bit AES ECB/CCM/AAR co-processor
- Integrated balun with 50 Ω single-ended output
- Ultra low-power 32 kHz crystal and RC oscillators
- Wide supply voltage range (1.7 V to 3.6 V)
- On-chip DC/DC buck converter
- Individual power management for all peripherals
- QFN and WL-CSP package options

APPLICATIONS

- IoT
 - Smart Home
 - Sensor networks
 - Building automation
- Personal Area Networks
 - Health/fitness sensor and monitor devices
 - Medical devices
 - Key-fobs + wrist watches
- Interactive entertainment devices
 - Remote control
 - VR/AR
 - Gaming controller
- Beacons
- A4WP wireless chargers and devices
- Remote control toys
- Computer peripherals and I/O devices
 - Mouse + Keyboard
 - Multi-touch trackpad

nRF52832 Product Brief Version 2.2

Simpler, safer code development

The nRF52 Series all support SoftDevices for communication operations. SoftDevices are pre-compiled, event-driven protocol stacks supplied as downloadable binaries. SoftDevices have APIs allowing your application to interact with the protocol in a clearly defined, and predictable manner. SoftDevices are developed, tested and maintained by Nordic in-house. As you develop and build your applications the SoftDevice remains in exactly the same memory location and as a binary is unaffected by the successive recompilation of your application during development.

OTA DFU

The nRF52832 is supported by an Over-The-Air Device Firmware Update (OTA DFU) feature. This allows for in the field updates of application software and SoftDevice.

SI32 SoftDevice

The SI32 SoftDevice is an advanced Bluetooth 5 protocol stack for the nRF52832. High application throughput is available through the 2 Mbps bitrate of Bluetooth 5, and improved co-existence through CSA #2. It supports up to 20 connections in any combination of peripheral and central role.

Development tools

Nordic Semiconductor offer the nRF52 DK for development with the nRF52832 SoC. Segger Embedded Studio is available free of charge for developers using the nRF52 Series SoC family.

A broad range of development tools, utilities and apps are freely available to enhance your development experience and allow detailed evaluation and testing.

nRF52832 compatible SoftDevices

SI12	Memory-optimized Bluetooth 5 protocol stack for the nRF52810, nRF52811 and nRF52832 SoCs
SI32	High performance Bluetooth 5 protocol stack for the nRF52810 and nRF52832 SoCs
S212	ANT stack for the nRF52810 and nRF52832 SoCs
S332	Combined Bluetooth 5 and ANT protocol stack for the nRF52832 SoC

RELATED PRODUCTS

nRF52 DK	Development kit for nRF52810 and nRF52832 SoCs
Power Profiler Kit	Current measurement tool for embedded development

SPECIFICATIONS

Radio	
Band	2.4 GHz ISM
On-air data rate	2 Mbps and 1 Mbps Bluetooth LE 1 Mbps ANT 2 Mbps and 1 Mbps 2.4 GHz proprietary
Output power	Programmable: +4 to -20 dBm in 4 dB steps
Sensitivity	-96 dBm Bluetooth LE 1 Mbps -89 dBm Bluetooth LE 2 Mbps -93 dBm 1 Mbps ANT -30 dBm whisper mode
RSSI	1 dB resolution
Radio current consumption with DC/DC at 3V	7.5 mA – TX at +4 dBm output power 5.3 mA – TX at 0 dBm output power 5.4 mA – RX at 1 Mbps
Microcontroller	
CPU	ARM Cortex M4
Floating Point Unit	Yes
Memory	Flash 512 KB (+ cache) + 64 KB RAM Flash 256 KB (+ cache) + 32 KB RAM
GPIO	32 configurable
Peripherals	
NFC	NFC-A Tag
ADC	12-bit 200 kbps
Comparators	General purpose, low-power
Interfaces	SPI/2-wire/I ² S/I ² C/UART/PDM/GDEC
Security	AES-128/ECB/CCM/AAR
Timers/Counters	32-bit
System	
System peripheral bus	20-channel PPI
Power supply	Automatic system power DC/DC (1.7 V to 3.6 V), LDO (1.7 V to 3.6 V)
System current consumption DC/DC at 3V	0.3 µA – No RAM retention 1.2 µA – All peripherals in IDLE mode 1.6 µA – All peripherals IDLE mode (32 kHz + RTC) 20 nA per 4 KB – RAM retention
Performance	
Coremark	215 EEMBC CoreMark® (3.36 CoreMark/MHz) 58 CoreMark®/mA (Flash)
Package options	
QFN48	6 × 6 with 32 GPIOs
WLCSP50	3.0 × 3.2 with 32 GPIOs

WORLD WIDE OFFICE LOCATIONS

Headquarters:
Trondheim, Norway
Tel: +47 72 89 89 00

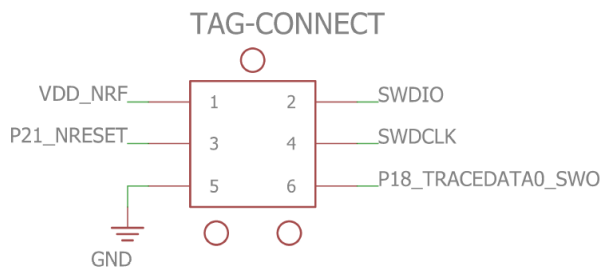
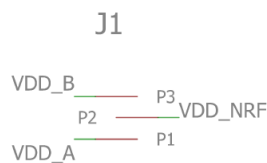
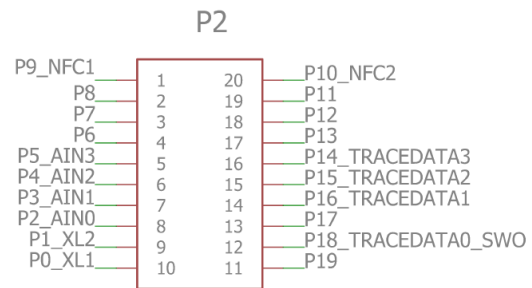
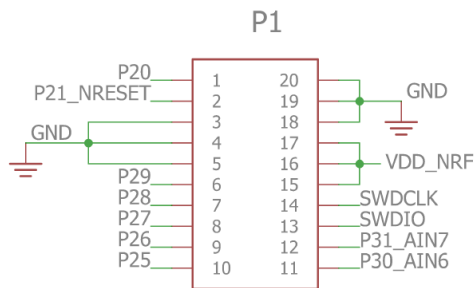
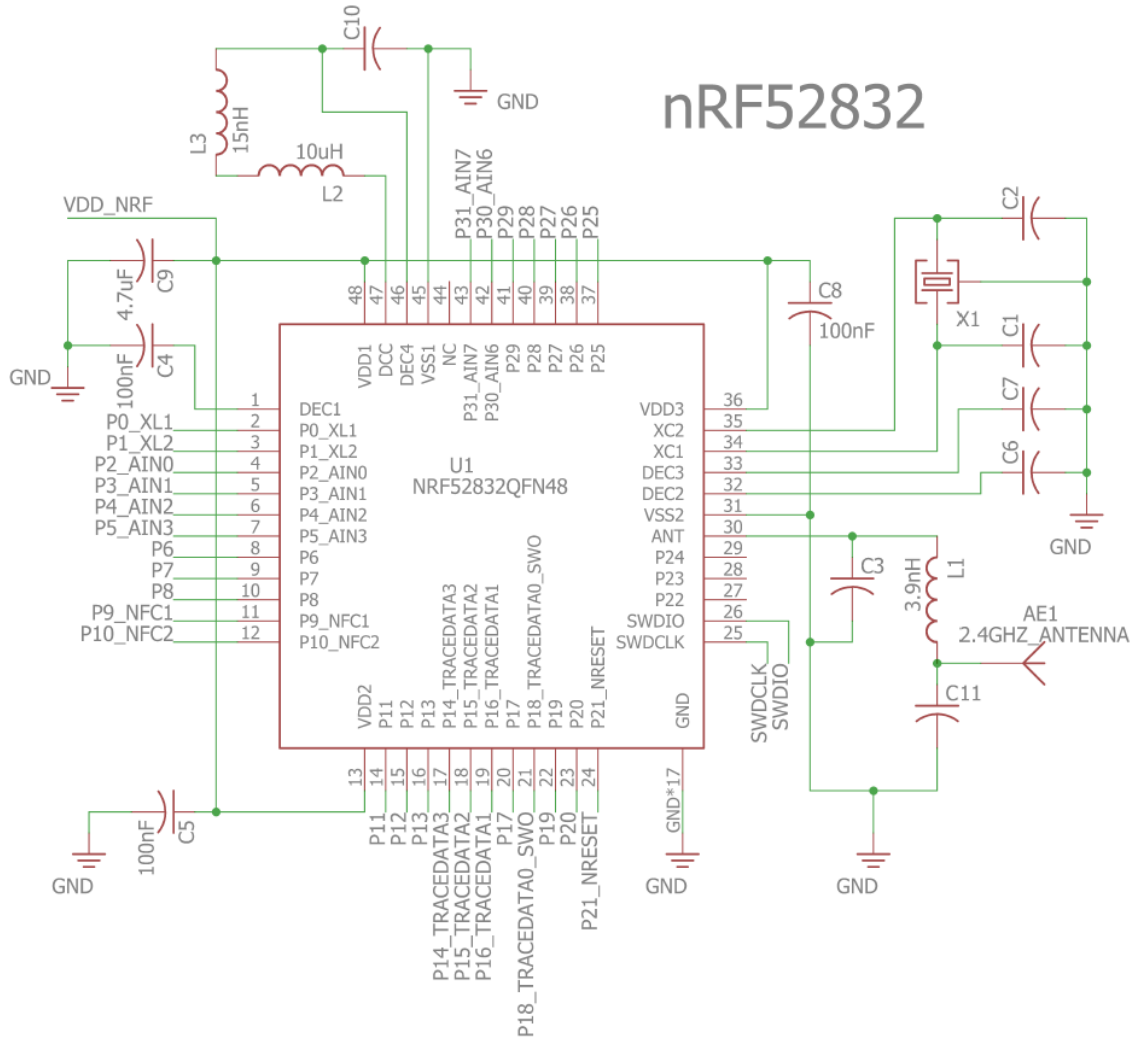
For more information
Visit nordicsemi.com for the complete product specification about this and any other wireless ULP products.

About Nordic Semiconductor
Nordic Semiconductor is a wireless semiconductor company specializing in ULP short-range wireless communication. Nordic is a public company listed on the Norwegian stock exchange.



nRF52832 Product Brief Version 2.2

Esquema eléctrico que se implementa en el módulo DEV-BLE-NS



3.2 Componentes piezoeléctricos

Piezoeléctrico tipo lámina

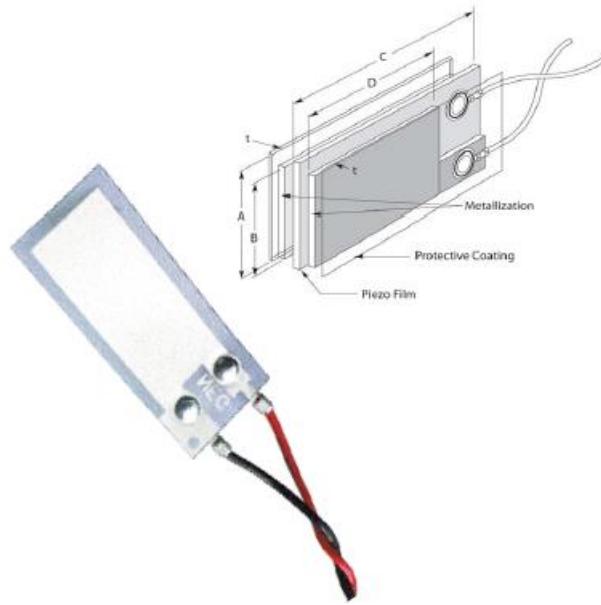
DT Series Elements with Lead Attachment

The DT series of piezo film sensors elements are rectangular elements of piezo film with silver ink screen printed electrodes. They are available in a variety of different sizes and thicknesses.

Lead attachment is accomplished using a riveted lug going to 12" (300 mm) of 28 AWG wire.

The DT film element produces more than 10 millivolts per micro-strain. The capacitance is proportional to the area and inversely proportional to the thickness of the element.

The DT elements are supplied with a thin urethane coating over the active electrode area to prevent oxidation to the top surface of the silver ink.



DIMENSIONS in INCHES (mm)

Description	A Film	B Electrode	C Film	D Electrode	t (μ m)	Cap (nF)	Part Number
DT1-028K/L w/rivets	.64 (16)	.484 (12)	1.63 (41)	1.19 (30)	40	1.38	1-1002908-0
DT1-052K/L w/rivets	.64 (16)	.484 (12)	1.63 (41)	1.19 (30)	64	.740	2-1002908-0
DT2-028K/L w/rivets	.64 (16)	.484 (12)	2.86 (73)	2.42 (62)	40	2.78	1-1003744-0
DT2-052K/L w/rivets	.64 (16)	.484 (12)	2.86 (73)	2.42 (62)	64	1.44	2-1003744-0
DT4-028K/L w/rivets	.86 (22)	.740 (19)	6.72 (171)	6.13 (156)	40	11.00	1-1002150-0
DT4-052K/L w/rivets	.86 (22)	.740 (19)	6.72 (171)	6.13 (156)	64	5.70	2-1002150-0

Effective: August 1st, 2008

Please contact the factory for pricing and custom part quotations.
800.745.8008

MEASUREMENT SPECIALTIES, INC. www.meas-spec.com (757) 766-1500 Fax (757) 766-4297

5



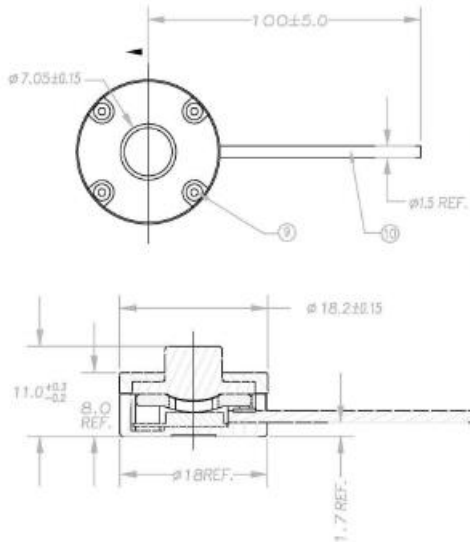
CONTACT MICROPHONE CM-01B

SPECIFICATIONS

- High Sensitivity
- Robust
- Low Noise
- Piezo Film Technology
- Shielded Cable

The CM-01B Contact Microphone uses sensitive but robust PVDF piezo film combined with a low-noise electronic preamplifier to provide a unique sound or vibration pick-up with buffered output. The design minimizes external acoustic noise while offering extremely high sensitivity to vibration applied to the central rubber pad. The CM-01B is ideal for detecting body sounds.

DIMENSIONS



FEATURES

- Broad Bandwidth
- High Sensitivity
- Excellent Impact Resistance
- Lightweight
- Low Cost

APPLICATIONS

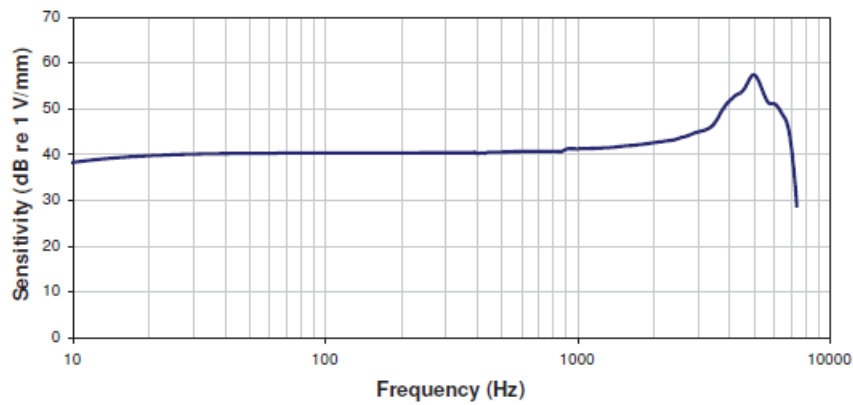
- Electronic Stethoscope
- Bone-conducted Sound Pickup
- General Purpose Contact Microphone
- Vibration/Impact Sensing

PERFORMANCE SPECIFICATIONS

CHARACTERISTICS	Min	Typ	Max	Units
Sensitivity		40		V/mm
Lower Limiting Frequency (-3 dB)		8		Hz
Upper Limiting Frequency (+3 dB)		2.2		kHz
Resonance Frequency		5		kHz
Spring Constant		20		N/m
Electronic Noise		1		mV _{pk-pk}
Supply Voltage	4	5	30	V-DC
Supply Current		0.1		mA
Operating Temperature	+5		+60	°C
Storage Temperature	-20		+85	°C

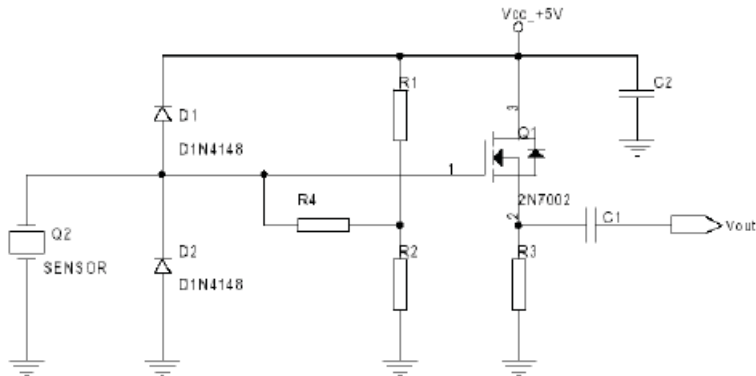
TYPICAL FREQUENCY RESPONSE

Typical Frequency Response



The above plot shows a typical frequency response curve for a device clamped below and subjected to piston-like displacement to the face of the rubber sensing pad.

INTERNAL SCHEMATIC



Shield (braid): GND
 Red wire: Vcc, +5 V
 Yellow wire: Vout
 R4 = 100 M Ω

C1 = C2 = 0.1 μ F
 R1 = R2 = 300 K Ω
 R3 = 10 K Ω

ORDERING INFORMATION

Model No.	Part No.
CM-01B	1007079-1

NORTH AMERICA

Measurement Specialties, Inc.,
 a TE Connectivity Company
 Tel: +1-800-522-6752
 Email: customercare_d1md@te.com

EUROPE

MEAS Deutschland GmbH
 a TE Connectivity Company
 Tel: +49-800-440-5100
 Email: customercare_d1md@te.com

ASIA

Measurement Specialties (China), Ltd.,
 a TE Connectivity Company
 Tel: +86 0400-820-6015
 Email: customercare_china@te.com

TE.com/sensorsolutions

Measurement Specialties, Inc., a TE Connectivity company.

Measurement Specialties, TE Connectivity, TE Connectivity (logo) and EVERY CONNECTION COUNTS are trademarks. All other logos, products and/or company names referred to herein might be trademarks of their respective owners.

The information given herein, including drawings, illustrations and schematics which are intended for illustration purposes only, is believed to be reliable. However, TE Connectivity makes no warranties as to its accuracy or completeness and disclaims any liability in connection with its use. TE Connectivity's obligations shall only be as set forth in TE Connectivity's Standard Terms and Conditions of Sale for this product and in no case will TE Connectivity be liable for any incidental, indirect or consequential damages arising out of the sale, resale, use or misuse of the product. Users of TE Connectivity products should make their own evaluation to determine the suitability of each such product for the specific application.

© 2015 TE Connectivity Ltd. family of companies. All Rights Reserved.

3.3 Puente de diodos

Low Vf Schottky Bridge Rectifiers



CDBHD140L-G Thru. CDBHD1100L-G

Reverse Voltage: 40 to 100 Volts

Forward Current: 1.0 Amp

RoHS Device

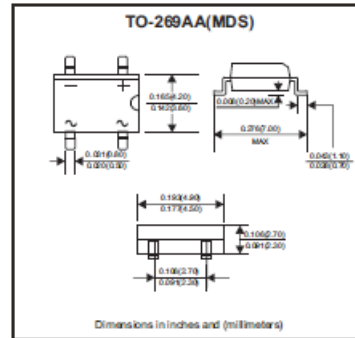


Features

- Schottky barrier chips in TO-269AA bridge.
- Metal semiconductor junction with guard ring.
- Silicon epitaxial planar chips.
- Very low forward drop down voltage.
- For use in low voltage, high efficiency inverters, free wheeling, and polarity protection applications.

Mechanical data

- Case: Molded plastic, TO-269AA(MDS)
- Epoxy: UL94-V0 rated flame retardant
- Terminals: Solder plated, solderable per MIL-STD-750, Method 2026
- Polarity: Marked on body
- Mounting Position: Any
- Weight: 0.13 grams(approx.).



Circuit diagram



Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	Symbol	CDBHD 140L-G	CDBHD 160L-G	CDBHD 1100L-G	Unit
Repetitive peak reverse voltage		V_{RRM}	40	60	100	V
Continuous reverse voltage		V_R	40	60	100	V
RMS voltage		V_{RMS}	28	42	70	V
Peak forward surge current	8.3ms single half sine-wave (JEDEC method)	I_{FSM}	30			A
Average forward rectified current	0.2x0.2"(5.0x5.0mm) copper pad, See fig.1	I_{AV}	1			A
Forward voltage	Per element at 1.0A peak	V_F	0.44	0.625	0.75	V
Reverse current	$V_R=V_{RRM}, T_J=25^{\circ}C$	I_R	0.5			mA
	$V_R=V_{RRM}, T_J=100^{\circ}C$	I_R	20			
Typ. thermal resistance	Junction to ambient	$R_{\theta JA}$	85			$^{\circ}C/W$
	Junction to lead	$R_{\theta JL}$	20			
Typ. Diode junction capacitance	$f=1MHz$ and applied 4V DC reverse voltage.	C_J	250			pF
Operating junction temperature Range		T_J	-55 to +125	-55 to +150		$^{\circ}C$
Storage temperature Range		T_{STG}	-65 to +175			$^{\circ}C$

Company reserves the right to improve product design, functions and reliability without notice.

QW-BL009

Comchip Technology CO., LTD.

REV.C
Page 1

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (CDBHD140L-G thru CDBHD1100L-G)

Fig.1 - Forward Current Derating Curve

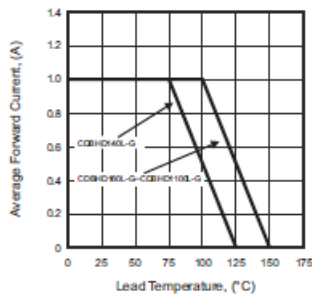


Fig.2 - Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

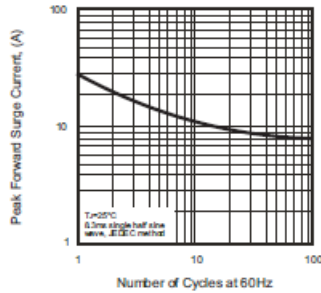


Fig.3 - Typical Instantaneous Forward Characteristics

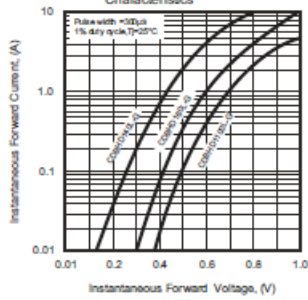


Fig.4A - Typical Reverse Characteristics

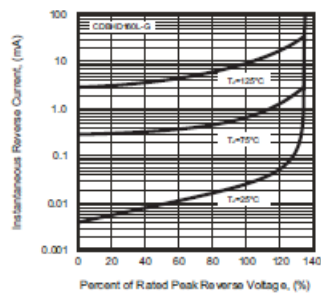


Fig.5 - Typical Junction Capacitance

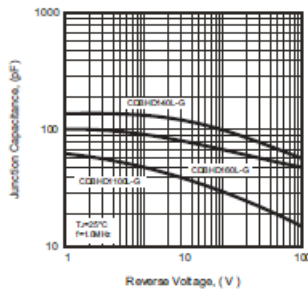
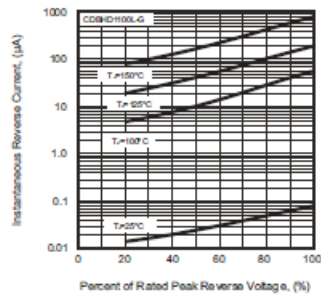
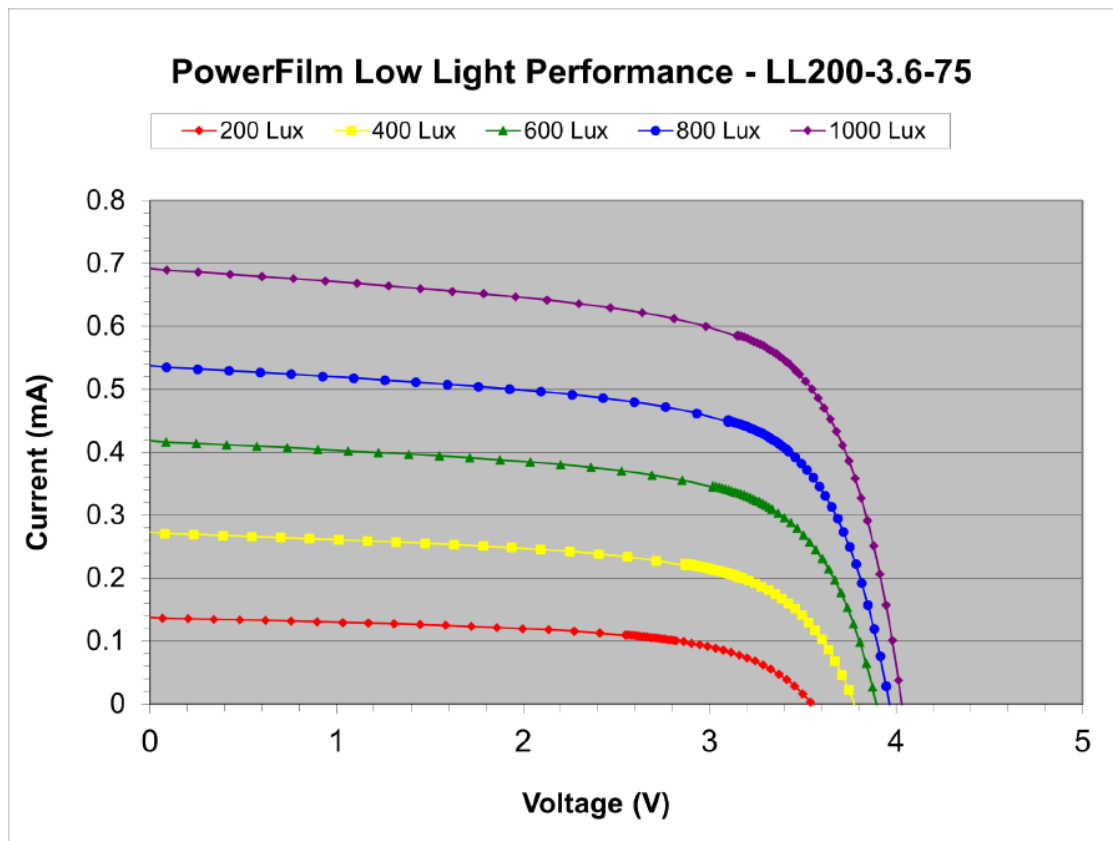
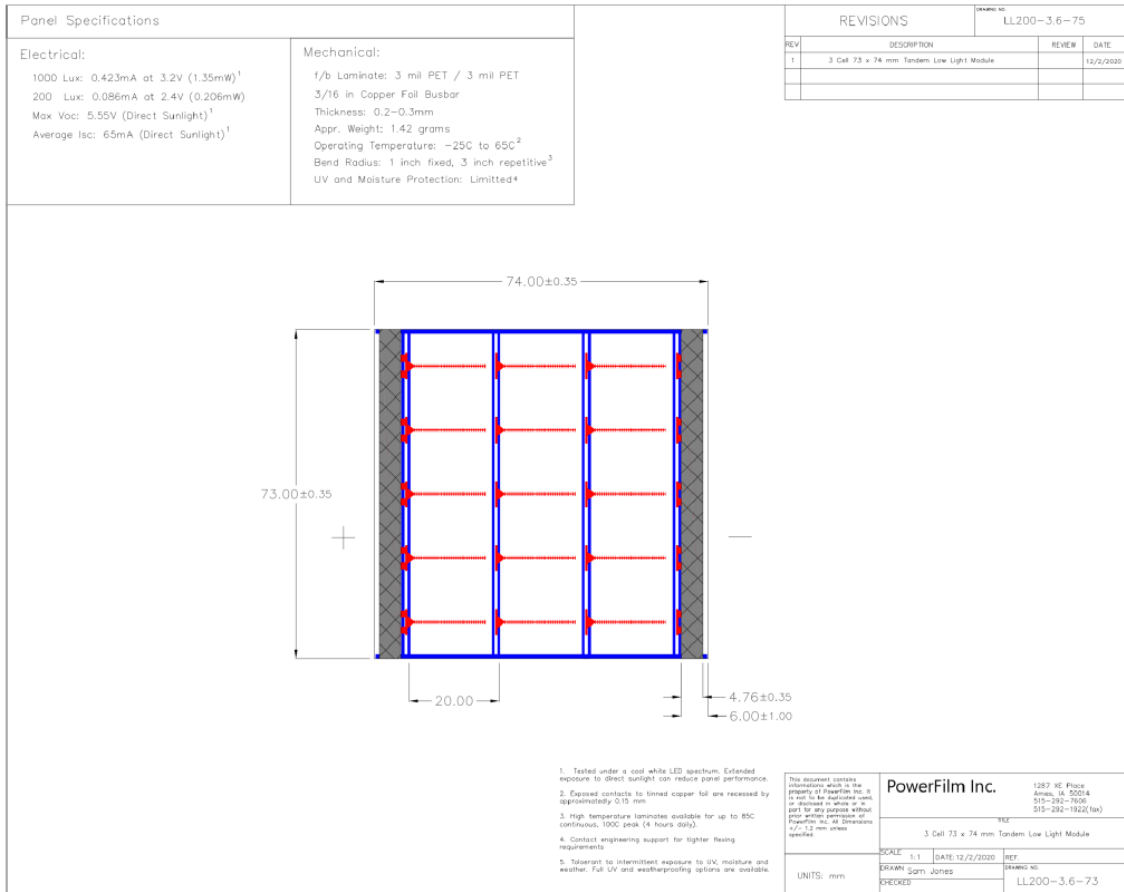


Fig.4B - Typical Reverse Characteristics



Company reserves the right to improve product design, functions and reliability without notice.

3.4 Célula fotovoltaica



3.5 Batería

Nombre del producto	3,7 v 60mah batería de polímero de litio
Tipo de batería	401020
Voltaje de carga	4,2 v
Tensión Nominal	3,7 v
Capacidad Nominal	60Mah 0,5C Descarga
Corriente de carga	De carga estándar: 0.5C Carga rápida: 1.0C
Max corriente de carga	1.0C
Max, corriente de descarga	1.0C
Tamaño	Espesor:4,0± 0,5mm ancho:10± 0,5mm de longitud:22± 0,5mm

4 PRESUPUESTO

Para la realización de este TFG se ha utilizado material el cual se detalla el precio del mismo en este apartado. Para el caso del material que no influye directamente en el sistema de recolección de energía creado, pero que ha sido necesario para implementar este (como material de medición), se establecerá su amortización. Para ello, se ha estimado un tiempo de vida de 3, 4 y 10 años para el caso del ordenador, del motor y del osciloscopio respectivamente.

También en este apartado se detalla el precio del personal, en el que se ha estimado un precio por hora de 70 €, siendo este concepto el más caro.

Equipo material

Material	Cantidad	Precio (€)	Subtotal (€)
Módulo DEV- BLE-NS	1	99,99	99,99
Piezoeléctrico tipo lámina	1	23,76	23,76
Piezoeléctrico tipo botón	1	54,58	54,58
Puente de diodos	1	4,2	4,2
Clema	1	0,70	0,70
Ordenador	1	1.000	166,66
Motor	1	100	0,01
Osciloscopio RTH1004	1	4.380	0,25
		Total	350,15 €

Equipamiento Software

Software	Cantidad	Precio (€)	Subtotal (€)
Matlab	1	250	125
AutoCAD	1	1.500	750
		Total	875 €

Coste de personal

Concepto	Cantidad (horas)	Precio (€/h)	Subtotal (€)
Trabajo	264	70	18.480
		Total	18.480 €

Coste total

Concepto	Precio (€)
Equipo material	350,15
Equipamiento software	875
Coste de personal	18.480
Total	19.705,15 €

5 MANUAL DE USUARIO

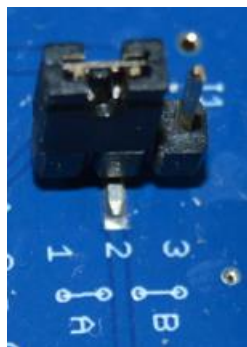
El manual de usuario de este trabajo consiste, primeramente, en cumplir con las condiciones de temperatura mencionadas en el apartado anterior, viendo las mismas en las hojas de características de los dispositivos. Si esto se cumple, lo siguiente que se debe hacer es conectar la fuente externa al módulo DEV-BLE-NS, utilizando para ello un destornillador adecuado. Mencionar que este módulo dispone de dos circuitos de carga; el Cap-Charger (opción A) y el BQ25570 (o DEV-IN-BASIC) (opción B) y es por ello que únicamente se debe seleccionar uno de ellos. La única diferencia es que en el caso del circuito de carga BQ25570, se da la opción de conectar una fuente de almacenamiento externa. Para seleccionar uno u otro se debe hacer mediante el puente J1. Los pasos se describen a continuación.

Opción A:

1. Se debe conectar la fuente externa a la entrada “Solar_A”, respetando las conexiones de positivo y negativo.



2. El siguiente paso es mantener el puente J1 entre los terminales 1 y 2.



Ir al paso 4

Opción B:

1. Conectar la batería en la entrada “Battery_B”



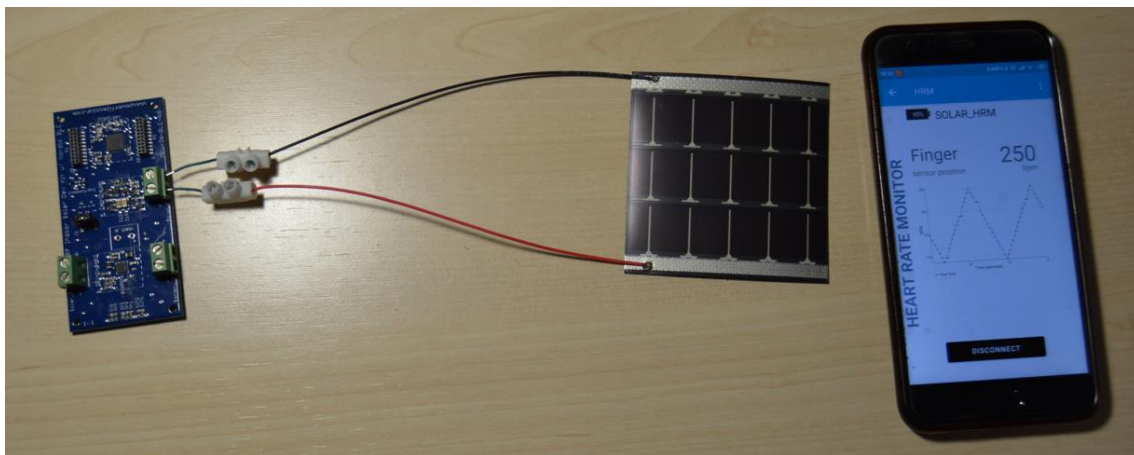
2. Conectar la fuente externa a la entrada “Solar_B”, respetando las conexiones de positivo y negativo.



3. Mantener el puente J1 entre los terminales 2 y 3.



4. Una vez se ha establecido el circuito de carga, este puede alimentar al circuito BLE y a los componentes externos que se desee. La siguiente imagen muestra la conexión de las células solares con el circuito de carga A, y cómo esta conexión puede alimentar al circuito BLE, de tal forma que se puede conectar con el móvil mediante la aplicación nRF Toolbox, ejecutando la demo de sensor de frecuencia cardiaca.





Universidad
de Alcalá