



Proyecto SEM - Self Energy Meter

Instituto de Ingeniería Eléctrica

Facultad de Ingeniería

Universidad de la República

Autores:

Carlos A. Fernández

Diego Bouvier

Jorge Villaverde

Tutores:

Julián Oreggioni

Leonardo Steinfeld

16 de Julio de 2013

Se diseñó e implementó un método de medida y su circuito, llamado SEM (Self Energy Meter), que agrega al nodo de una red de sensores inalámbricos la capacidad de medir su propio consumo de energía. Dicha información permitiría, en campo y en tiempo real, modificar parámetros de operación como ser la tasa de envío de datos o la ruta de los mismos, a partir de una estimación del tiempo de vida remanente del nodo. También permitiría detectar funcionamientos anómalos. Durante el desarrollo permitiría realizar un *power profiling* para optimizar algoritmos, protocolos de comunicación, etc.

El método de medida propuesto reduce el problema de medir un rango dinámico de consumo de cinco décadas (desde unos pocos μA hasta decenas de mA) a dos décadas (desde unos pocos mA hasta decenas de mA), mediante la medición diferida del consumo del modo *sleep* del nodo. Esto se realiza midiendo la corriente de recarga del condensador que se utiliza como fuente de alimentación mientras el nodo está en *sleep*.

El circuito de medida diseñado y fabricado está formado por una resistencia *shunt* que genera un voltaje proporcional a la corriente a medir, a partir de la cual una fuente de corriente controlada por voltaje y un oscilador controlado por corriente generan una señal cuya frecuencia es proporcional al consumo.

El SEM fue testeado usando un TelosB con ContikiOS. Los resultados experimentales muestran que el SEM tiene una alta linealidad (coeficiente de determinación de 0,996), presenta una muy baja deriva térmica y es independiente del voltaje en las baterías. Su consumo extremadamente bajo (desde $6,6\mu A$ hasta $18,4\mu A$ en medición) determina una mínima influencia en la duración de las baterías (menor a 1 % para cualquier ciclo de trabajo). Se compararon las medidas con los resultados de una estimación por *software*, donde se mejoran los resultados fuera de las condiciones de laboratorio, tanto ante variaciones de la temperatura, de la fuente de alimentación o consumos extras provocados por el comportamiento anómalo de algún componente.

El costo del circuito representa menos de 5% del costo del nodo favoreciendo su amplia adopción.

Los autores desean agradecer a:

Leonardo Steinfeld y Julián Oreggioni por el apoyo más allá de sus obligaciones.

Al IIE por el laboratorio y los nodos de red.

A Luciana, Martina, Verónica y muy especialmente a Lucía por su paciencia y comprensión durante el tiempo que duró este trabajo.

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Antecedentes	3
1.3. Perfil de consumo de un nodo de red	5
1.4. Objetivos y requerimientos	6
2. Revisión de métodos de medida de consumo	9
2.1. Introducción	9
2.2. Métodos de estimación	9
2.2.1. Energest	9
2.3. Métodos de medida directa	10
2.3.1. Requerimientos de consumo	11
2.4. Métodos de medida analizados	12
2.4.1. Resistencia <i>shunt</i>	12
2.4.2. Transferencia de carga	13
2.4.3. Método de medida basado en un oscilador controlado por voltaje	16
2.4.4. Integrado específico - Coulomb Meter	20
2.5. Método de medida	23
3. Circuito de medida propuesto	25
3.1. Introducción	25
3.2. Descripción general	25
3.3. Modelo simplificado	26
3.3.1. Descripción del funcionamiento en estado activo	27
3.3.2. Relación de la frecuencia con el voltaje de entrada	28
3.3.3. Fuente de corriente	29
3.4. Modelo completo	31
3.4.1. Conversor corriente-corriente	31
3.4.2. Conversor corriente-frecuencia	31
3.4.3. Medida en diferido	34
3.5. Ecuación de respuesta completa	37
3.5.1. Offset en la frecuencia de salida	38
3.6. Selección de componentes	39
3.6.1. Conversor corriente-frecuencia	40
3.6.2. Conversor corriente-corriente	41
3.6.3. Medida en diferido	43
3.6.4. Resumen de componentes utilizados	44
3.6.5. Esquemático	45
4. Software embebido	49
4.1. Introducción	49
4.2. SEM Software Core	49
4.2.1. Procesamiento de la señal del circuito de medida	49

4.2.2. Control del SEM	53
4.3. Ejemplo de implementación	55
4.3.1. ContikiOS	55
4.4. Implementación en un TelosB con ContikiOS	56
5. Resultados	59
5.1. Relevamiento en laboratorio	59
5.1.1. Gráficas de resultados	61
5.2. SEM con medida de <i>sleep</i> diferida - modo DC	63
5.3. Comparación con Energest	64
5.4. Facilidad de integración	65
5.5. Limitaciones del SEM en modo DC	66
5.6. Costo del método	67
6. Conclusiones	69
A. Anexo	71
A.1. Duración de la batería y ciclo de trabajo	71
A.2. Análisis de las formas de conexión de R_{shunt}	73
A.3. Fuentes de corriente	73
A.4. Tiempos de carga y descarga para el método de transferencia de carga	75
A.5. Modelado del convertor corriente-corriente	77
A.5.1. Efecto del voltaje de offset y ganancia finita del transistor	77
A.5.2. Efecto de la corriente de polarización	79
A.6. VCO con configuración astable de un 555	79
A.7. Eficiencia energética en la carga de un capacitor	80
A.8. Código fuente	81
A.9. Datos relevados	82
A.9.1. Medidas a diferente V_{cc} y temperatura	82
Glosario	91

2.1. Estados registrados por <i>Energest</i>	10
2.2. Método con resistor <i>shunt</i> . Datos para la estimación de consumo máximo permitido.	14
2.3. Método con circuito VCO basado en CSS555. Datos para la estimación de consumo máximo permitido	21
2.4. Método basado en DS2740. Datos para la estimación del consumo máximo permitido. Método con DS2740	21
3.1. Efectos de la variación de valores de componentes	39
3.2. Comparación de amplificadores operacionales	43
3.3. Listado de componentes principales	44
5.1. Voltajes de alimentación y temperaturas para las medidas.	60
5.2. Comparación de medidas utilizando distintos métodos	63
5.3. Costo monetario del método de medida desarrollado correspondiente a Julio de 2013	68
6.1. Principales características del SEM.	69
A.1. Datos obtenidos para $V_{cc} = 2,1V$ y $T = 25^{\circ}C$	83
A.2. Datos obtenidos para $V_{cc} = 3,3V$ y $T = 25^{\circ}C$	84
A.3. Datos obtenidos para $V_{cc} = 3,2V$ y $T = 51^{\circ}C$	85

1.1.	Esquema de un nodo de RSI genérico	1
1.2.	Esquema de una red de sensores inalámbricos genérica	2
1.3.	Perfil de corriente de un nodo de red ejecutando ContikiOS	5
2.1.	Opciones de conexión para medir el consumo de un nodo	11
2.2.	Consumo máximo permitido para método con R_{shunt}	13
2.3.	Diagrama de bloques del método de transferencia de carga	14
2.4.	Voltajes en los capacitores (carga y descarga)	15
2.5.	Circuito automático de control de carga y descarga	16
2.6.	Diagrama de bloques del método de medida basado en un oscilador controlado por voltaje	17
2.7.	Diagrama de Bloques del circuito VCO implementado	20
2.8.	Consumo máximo permitido y consumo del método de medida	20
2.9.	Consumo máximo permitido para método con el DS2740	22
3.1.	Diagrama completo del sistema de auto-medida.	26
3.2.	Circuito simplificado para medida en estado activo.	27
3.3.	Voltajes V_{C_T} y V_{out}	28
3.4.	Fuente de corriente controlada por voltaje.	29
3.5.	Bloque conversor corriente-frecuencia.	32
3.6.	Diagrama de tiempos de propagación del CSS555.	34
3.7.	Posiciones de las llaves para los estados del método de medida diferido.	35
3.8.	Diagrama de tiempo cualitativo, del sistema propuesto.	36
3.9.	Esquemático completo del circuito implementando.	46
3.10.	Placa diseñada, cara de componentes y posterior.	47
3.11.	SEM conectado a un nodo de red TelosB.	47
4.1.	Máquina de estados del SEM	54
4.2.	Modificación del TelosB	57
5.1.	Configuración para las medidas.	60
5.2.	Frecuencia de salida medida, modelada y simulada en función de I_{Nodo}	61
5.3.	Frecuencia de salida y consumo del SEM en función de I_{Nodo}	62
5.4.	<i>Cuanto</i> de carga en función de I_{Nodo}	63
5.5.	Comparación de SEM en modo continuo y Energest	64
5.6.	Comparación de SEM en modo DC y Energest	65
5.7.	Comparación de SEM en modo DC y Energest con consumo anómalo	66
5.8.	Medida de consumo en corriente con SEM	67
A.1.	Definición de ciclo de trabajo	71
A.2.	Posibles maneras de conexión de la R_{shunt}	73
A.3.	Fuente de corriente controlada por voltaje con dos Amp. Operacionales	74
A.4.	Fuente de corriente controlada por voltaje con un Amp. Operacional	75
A.5.	Modelado eléctrico	75
A.6.	Circuito para el modelado del conversor voltaje-corriente	78

A.7. VCO en configuración astable del chip 555	80
A.8. Resultados relevados para consumos del nodo entre $200\mu A$ y $100mA$	86

1.1. Motivación

En la actualidad, son cada vez más comunes los dispositivos electrónicos que funcionan a baterías, o recolectando energía solar o eólica del ambiente que los rodea. Este tipo de alimentación es finita o no está disponible permanentemente. Para utilizarla eficientemente, se debe tener especial cuidado con el gasto de energía del dispositivo, no solo en promedio, sino también en como se distribuyen en el tiempo los momentos de máximo consumo.

Tanto para el desarrollo de una aplicación como para implementar soluciones más robustas e inteligentes, una herramienta que permita a un dispositivo conocer su consumo real de energía brinda nuevas oportunidades. Por ejemplo, detectar la falla en un componente, predecir con mayor precisión el tiempo de vida remanente y en consecuencia modificar la tasa de muestreo de algún sensor, o en el caso de una aplicación con comunicaciones inalámbricas, cambiar la tasa de envío de datos o la ruta de los mismos, permitiría administrar la energía de una manera más eficiente. Desde el punto de vista del desarrollo, sería posible optimizar algoritmos, protocolos de comunicación, o distribución de carga computacional en el tiempo, evitando grandes consumos en cortos períodos si se utiliza una alimentación a baterías, o concentrando el gasto energético para el caso de una alimentación no permanente, en momentos en los que la generación es máxima.

Un caso particular, en el que es de importancia la correcta administración de la energía, es un nodo de una RSI (Red de Sensores Inalámbricos). Estos nodos son pequeños dispositivos electrónicos alimentados a batería, que cuentan con al menos un microcontrolador, una radio para comunicaciones y un sensor, en la figura 1.1 se muestra un esquema del mismo.

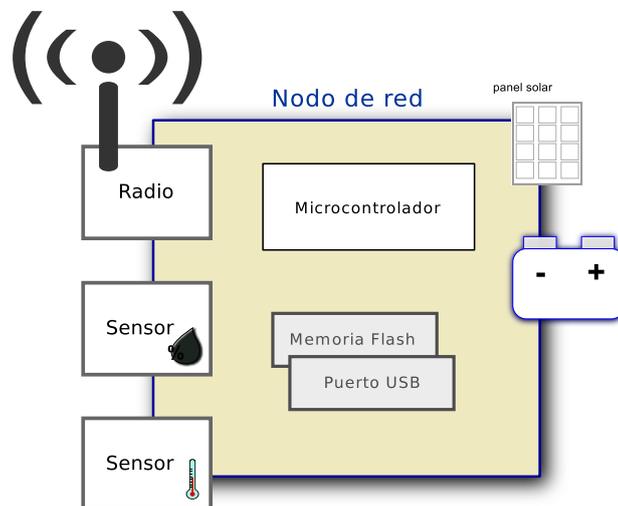


Figura 1.1: Esquema de un nodo de red.

Una RSI está formada por múltiples nodos, en algunos casos cientos de ellos. Esta gran densidad de nodos, provee a la red de caminos redundantes para el ruteo de la información. Por lo tanto, los protocolos de comunicación entre los nodos y los protocolos de ruteo de esta información son fundamentales y ocupan gran parte del gasto de energía de la red. Una aplicación típica de las RSI es la de recolección de datos,

donde cada uno de estos nodos adquiere información de sus sensores y la envía cada cierto tiempo a un concentrador. Este último oficia además de enlace a Internet a través de WiFi o vía la red celular. En la figura 1.2 se presenta un ejemplo, donde se puede ver la red de sensores interconectada a través del estándar IEEE 802.15.4 [1], el concentrador (nodo que sirve de enlace a la red) y un servidor para almacenar los datos y publicarlos a través de Internet.

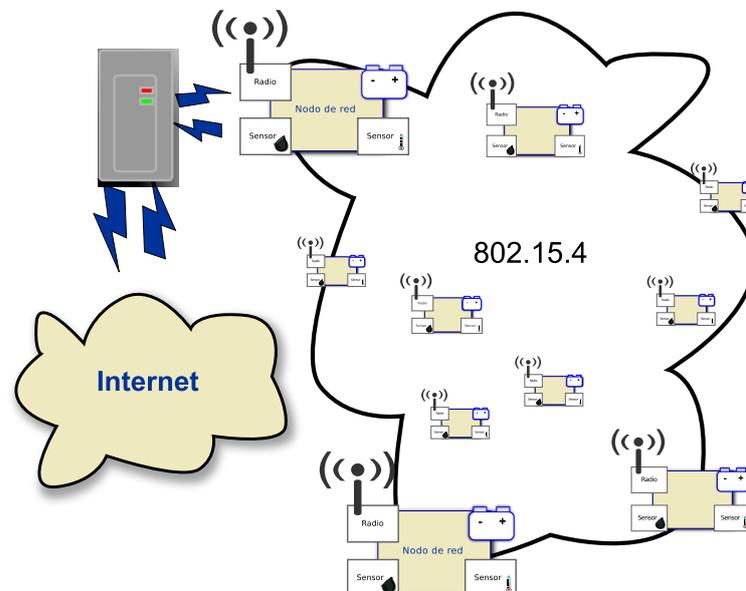


Figura 1.2: Esquema de una RSI.

Se han dedicado muchos esfuerzos, mayoritariamente de aplicación en laboratorio, para desarrollar métodos que permitan conocer el consumo de un nodo, de forma de optimizar distintos parámetros de diseño u operación que afectan el consumo, por ejemplo de los protocolos de ruteo de paquetes, y del comportamiento general del nodo. En la sección 1.2 se hace una breve recopilación de estos métodos.

Fundamentalmente hay dos maneras de obtener el consumo de un nodo de red: mediante estimación o mediante la medición directa de alguna de las magnitudes asociadas: corriente, carga, potencia o energía.

Los métodos de medición directa introducen un consumo extra al nodo mayor que los métodos de estimación, por lo que la utilización de éstos métodos en aplicaciones fuera del laboratorio en las que el nodo se alimenta de una batería, podría limitar su autonomía energética. Por ello usualmente la medida es realizada por un segundo dispositivo con alimentación independiente y en caso de realizar medidas en campo, su uso es limitado a unos pocos nodos de la red. Otro punto a considerar es el sobrecosto monetario de agregar componentes para realizar la medida.

El presente proyecto continúa con la línea de investigación que persigue el objetivo de integrar en un nodo (de una RSI) la capacidad de medir su propio consumo en campo durante su operación normal [2]. En este contexto los recursos son escasos, por lo que durante el diseño se debe prestar especial cuidado al sobrecosto de energía, tamaño, memoria y costo monetario, así como a la facilidad de integración.

Otro gran desafío a enfrentar es el gran rango dinámico de la corriente que consume el nodo de red, a ser medido (desde algunos μA a varias decenas de mA). Este gran rango dinámico se debe a que el nodo pasa de

un estado activo, de gran consumo de corriente debido a sensores, microcontrolador y/o radio, a un estado de inactividad o hibernación (llamado *sleep*) donde disminuye el consumo de corriente. La alternancia entre un estado y otro define el ciclo de trabajo del nodo, DC (Ciclo de Trabajo, por su sigla en inglés).

La capacidad de que cada nodo de red conozca su propio consumo en aplicaciones fuera del laboratorio tiene las siguientes aplicaciones:

- Desde el punto de vista del desarrollo e implementación de la RSI, permite detectar un funcionamiento no esperado de uno o un conjunto de nodos. Para detectar este funcionamiento no esperado en el laboratorio deben monitorearse los consumos de todos los nodos. Relevar esta información con instrumentos de medición convencionales (multímetros u osciloscopios) requiere una gran cantidad de equipamiento, que debe estar interconectado para relacionar la medida con eventos de la red. En cambio, si cada paquete de datos de cada nodo incluye su consumo, es posible determinar el estado de operación de forma sencilla y automática.
- Desde el punto de vista de operación, permite que un nodo particular o la RSI pueda cambiar su comportamiento en función del consumo actual o en una estimación del tiempo de vida restante. Por ejemplo, permitiría tomar decisiones respecto al ruteo de paquetes, evitando el ruteo a través de nodos con menos expectativa de vida considerando una estimación de la carga remanente en sus baterías. Finalmente es posible determinar si el *hardware* del nodo opera de acuerdo a lo previsto, permitiendo detectar por ejemplo fugas debido a una falla en un componente.

Estos comportamientos no pueden ser modificados o pronosticados sino con medidas del consumo real de cada nodo de red en la aplicación de campo, ya que hay factores que solo pueden ser tomados en cuenta de ésta manera.

1.2. Antecedentes

La medición del consumo de sistemas embebidos es un área de investigación activa. Dependiendo de las características del sistema que se está midiendo, se han realizado diferentes propuestas.

Estos métodos de medición pueden agruparse en dos: los métodos en los que el nodo mide su propio consumo, y aquellos en los que un segundo dispositivo mide el consumo del nodo.

En [3] se plantea un método de medida mediante transferencia de carga. En este método se utilizan un par de capacitores de manera que mientras uno de los capacitores es cargado desde la alimentación, el otro se encuentra alimentando al sistema bajo medida. Esta conmutación se realiza a la frecuencia de reloj del sistema bajo medida, midiendo en cada ciclo los voltajes máximos y mínimos alcanzados por el capacitor que alimenta al sistema y enviando estos datos a un PC para su análisis posterior. De esta manera se puede obtener la energía transferida al sistema en cada ciclo de reloj. Este método de medida tiene grandes ventajas en cuanto a la resolución temporal de la medida realizada, pudiéndose medir el consumo de una instrucción en forma aislada, el acceso a registros o la decodificación de una instrucción, por mencionar algunos. En este trabajo también se hace referencia a los problemas de realizar este tipo de medición en sistemas digitales, debido a que el consumo tiene forma de picos con cientos de MHz de ancho de banda. Por otro lado, este sistema requiere de una computadora para realizar la medida del consumo, lo que lo hace impracticable para aplicaciones fuera del laboratorio.

El sistema propuesto en [4], también utiliza un método basado en la medición de la carga transferida mediante la conmutación de un par de capacitores. A diferencia del anterior, en este caso la conmutación de los capacitores se realiza a tensiones constantes, por lo que la carga transferida en cada ciclo es constante. Para la medición del consumo, alcanza con contar la cantidad de veces que se conmutan los capacitores. Al igual que en el caso anterior, este método requiere de una computadora para realizar la medida de consumo.

El método propuesto en [2] llamado *SEM*, también realiza la medida de consumo a través de la medición de la carga transferida mediante la conmutación de un par de capacitores. En este caso el propio sistema bajo medida es quien realiza la medición del consumo, contando al igual que el anterior, la cantidad de conmutaciones de los capacitores. Esto presenta una gran ventaja respecto a los dos métodos anteriores, pues este método si es aplicable fuera del laboratorio. Por otro lado, el consumo de la implementación del método presentada ($67\mu A$) podría afectar la duración de la batería, en aplicaciones con ciclos de trabajo muy bajos.

El método presentado en [5] llamado *SPOT*, se puede ver en su conjunto como un conversor corriente-frecuencia, donde se utiliza un resistor *shunt* para realizar la medida de la corriente consumida. En un segundo bloque se utiliza un adaptador de voltaje y un oscilador controlado por voltaje para generar una señal cuya frecuencia varía con la corriente consumida. Esta señal es utilizada por el propio nodo para medir su consumo, en términos de energía. Este método presenta una buena resolución tanto en cuanto a la energía medida, como en resolución temporal. Al igual que en el caso anterior, este método es aplicable fuera del laboratorio. Sin embargo en este trabajo no se realiza un análisis del sobre costo de consumo del propio método de medida, un parámetro importante a tener en cuenta cuando se desarrolla un método de automedida a ser utilizado en aplicaciones de campo.

El método propuesto en [6] llamado *iCount*, aprovecha el voltaje presente en el inductor de un regulador de voltaje *switchhead*. La frecuencia de este voltaje mantiene una relación casi lineal con la corriente que entrega el regulador, por lo que contando los pulsos mediante un contador del microcontrolador se puede medir la energía consumida. Este método tiene la ventaja de tener un bajo error, menor a $\pm 15\%$ en un rango de corrientes que abarca 5 décadas de consumo, desde $5\mu A$ a $50mA$. Por otro lado la sola existencia de un regulador reduce la duración de las baterías respecto al sistema sin éste. Esta reducción está determinada por la eficiencia del regulador, que para el caso del *Step-Up* utilizado en este método no supera el 85% para un voltaje de salida de $3,3V$ [7, pág. 4].

El método de estimación planteado en [8] propone otro enfoque en el que no se mide el consumo real, sino que se estima midiendo el tiempo que el nodo permanece en ciertos estados. A partir de un mapeo entre los tiempos en esos estados y una caracterización realizada en el laboratorio del consumo en cada uno de los estados es posible estimar el consumo total. La implementación de este método sobre *ContikiOS* [9] se llama *Energest*.

Basado en el método de estimación anterior en [10] se implementa un *Power Profiler*. Este método estima el consumo con una precisión del 94% . Por otro lado el impacto sobre la capacidad de transmisión, debido al código necesario en la aplicación del nodo para poder realizar la estimación, puede ser tan alto como $4,6\%$ en ciertas condiciones.

El método de estimación planteado en [8] es comparado con el consumo real de un nodo en [11]. En este estudio se reporta que existen factores que no son tenidos en cuenta por un método de estimación, dando cuenta de una diferencia de consumo observada de dos nodos semejantes realizando la misma operación del 4% . En el mismo se atribuye la diferencia de consumo a dispersión de fabricación en los componentes del

nodo.

1.3. Perfil de consumo de un nodo de red

El consumo de corriente de un nodo de una RSI presenta un perfil de consumo típico que alterna entre consumos muy bajos (donde sus componentes están en el estado de operación de menor consumo) y periodos cortos de actividad con picos de consumo relativamente altos. Este perfil de consumo típico está dado por su estrategia para reducir el consumo, mantenerse la mayor parte del tiempo en estados con el menor consumo posible.

En la Figura 1.3 se puede observar la caída de tensión en un resistor¹ conectado en serie con la alimentación del nodo, medido en un osciloscopio. Se pueden observar los diferentes consumos según la actividad. En la zona A, el nodo se encuentra en *sleep*, en la zona B y C enciende la radio y transmite, y en las zonas D y E el microcontrolador es el único elemento activo. El consumo corresponde a un TelosB [12], ejecutando una aplicación de ContikiOS.

El TelosB es un nodo de red de muy bajo consumo, para la implementación de redes de sensores inalámbricos para desarrollo y experimentación. Estos nodos fueron desarrollados con tres objetivos principales: mínimo consumo, facilidad de uso y robustez de *hardware* y *software*. Cuentan con un microcontrolador de la familia MSP430 [13], un chip de radio[14] compatible con el estándar IEEE 802.15.4 y sensores de: temperatura, humedad y nivel de luz.

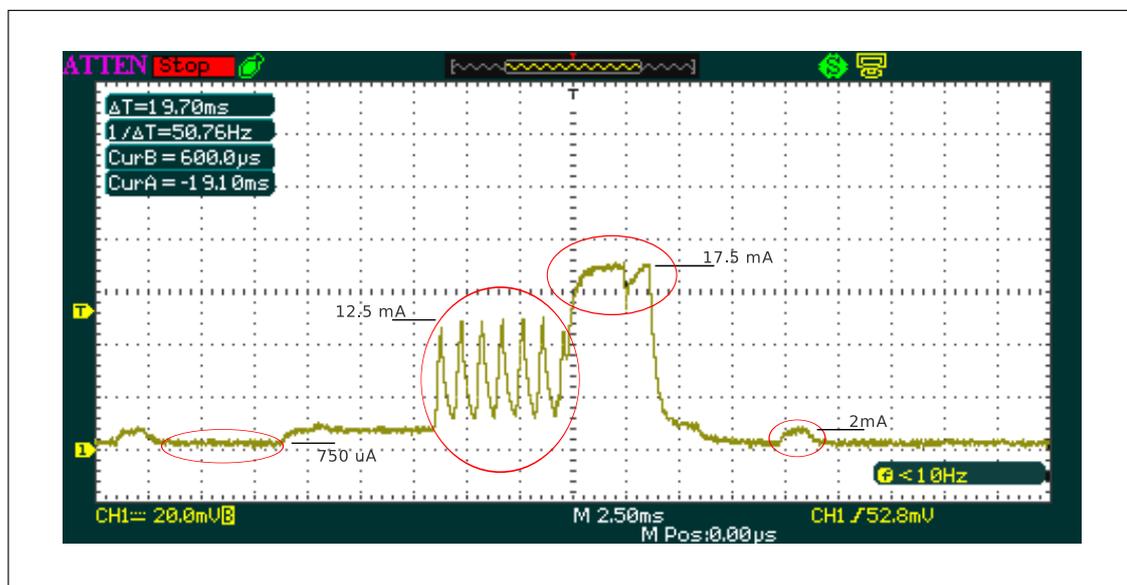


Figura 1.3: Consumo típico de un nodo de red.

La validación del sistema de medida se hizo utilizando un RTOS (Real Time Operating System), ContikiOS [9]. La ventaja de utilizar un sistema operativo es la independencia de la plataforma de *hardware* y la

¹El valor del resistor utilizado es 4Ω .

funcionalidad incluida en el sistema, como ser el manejo de los periféricos, la radio y algunos sensores incluidos en las plataformas compatibles. Además este sistema operativo en particular tiene incorporado el sistema de estimación de consumo *Energest*.

1.4. Objetivos y requerimientos

El objetivo del presente proyecto es estudiar las diferentes alternativas y realizar la implementación para que un nodo de red pueda medir su propio consumo entre dos tiempos arbitrarios durante su funcionamiento normal.²

Para cumplir con este objetivo se diseñó y fabricó el *hardware* del método de medida, así como un módulo de *software* que permite medir el consumo del sistema, buscando que la incorporación de este método de medida a un nodo de red sea sencilla y poco invasiva, tanto para el caso del nodo particular que se utilizó durante este proyecto como para otros.

Para la evaluación de esta propuesta se comparará con un método de estimación, procurando mostrar las diferencias entre la medida real de consumo en contraposición a las estimaciones, evaluando especialmente como se comportan ante variaciones de la temperatura y el voltaje en las baterías.

Requerimientos

Se realizó un análisis del consumo típico de un nodo de red, teniendo en cuenta los valores de consumo de corriente y los periodos de tiempo de estos consumos, para obtener los requerimientos del método de medida. Se definieron también otros requerimientos del sistema a desarrollar para que este sea sencillo de utilizar.

Los requerimientos del método de medida son:

- Consumo: El método de medida no debe modificar la duración de las baterías del sistema embebido que lo utiliza en más de un 10%.
- Linealidad: la linealidad de la medida deberá ser mayor al 2%.
- Resolución: la resolución en términos de carga del método debe permitir la medida del consumo (del evento de menor consumo) con una resolución de al menos 10%.
- Rango de alimentación: el método no debe afectar en más de un 5% (2.5% para el límite inferior y 2.5% para el límite superior) el voltaje de alimentación en que opera el nodo ($V_{Nodo}^{min} = 2,1V$, $V_{Nodo}^{max} = 3,3V$).
- Rango de medida: el método debe poder medir consumos entre $5\mu A$ y $30mA$.
- Variación con la temperatura: la medida no debe variar mas que $100\text{ ppm}/^{\circ}C$, para el rango de temperaturas entre $0^{\circ}C$ y $50^{\circ}C$.
- Variación con el voltaje de alimentación: la variación de la medida no debe superar un 1%, para todo el rango de tensiones de alimentación.

²El concepto de la propuesta y resultados preliminares fueron presentados en la conferencia IEEE-DCOSS este año [15].

Cabe destacar que el método de medida de consumo desarrollado durante este proyecto no está vinculado específicamente a nodos de RSI, o al funcionamiento con un RTOS en particular. Cualquier dispositivo que cuente con un microcontrolador que incluya un contador, y cumpla con ciertos requerimientos respecto a su rango de consumo, puede utilizar el método de auto-medida de consumo desarrollado en el presente trabajo.

1.4. Objetivos y requerimientos

2 Revisión de métodos de medida de consumo

2.1. Introducción

En la sección 1.1 se clasifican los métodos de medida en dos tipos: métodos de estimación y métodos de medición directa. Este capítulo comienza con la presentación de los métodos de estimación y se presenta un ejemplo particular de aplicación. Luego se analizan los métodos de medición directa y las diferentes posibilidades de conexión para incluir o no el consumo del propio método. En la sección 1.4 se presentan los requerimientos que debe cumplir el método directo y se obtiene una expresión que da una cota sobre el consumo del método de medida en función del consumo del nodo de red y su ciclo de trabajo.

Los métodos de medición directa presentados, son aquellos que fueron considerados para la solución a partir de la revisión primaria. Se analizan los pro y contras en función de los requerimientos. El capítulo finaliza con las conclusiones de la revisión y la selección del método en que se basará la solución propuesta.

2.2. Métodos de estimación

Los métodos de estimación, como se adelantó en la sección 1.2, son métodos basados en medición de tiempos y no utilizan un transductor para convertir el valor de la corriente en un valor digital. Estos métodos se basan en la medición del tiempo en que el nodo permanece en cada uno de los diferentes estados, como ser: transmisión, recepción, sensado, sleep, etc. Para cada uno de los estados se lleva un registro donde se acumula el tiempo de permanencia. El consumo de cada estado se estima multiplicando el tiempo acumulado por el valor de corriente promedio medido previamente en el laboratorio. Finalmente el consumo total se obtiene sumando los consumos de todos los estados.

Esta aproximación tiene algunos inconvenientes:

El primer inconveniente resulta de suponer que el consumo del nodo en un estado determinado es constante. El consumo del nodo cambia con la temperatura a la que opera, por lo tanto puede existir un error en la medida si el ambiente de operación del nodo no coincide con el de la caracterización en el laboratorio. Por ejemplo, la variación de consumo en función de la temperatura del micro controlador presente en un nodo TelosB [12] en función de la temperatura puede superar el 20% en ciertos casos [16] (Pág. 26), lo que hace que el método sea impreciso al no tomar en cuenta esta condición de operación. En aplicaciones de campo es normal tener oscilaciones de temperatura de un nodo entre $-10^{\circ}C$ y $40^{\circ}C$.

El segundo inconveniente surge de que el método de estimación no puede conocer de antemano el *hardware* que puede ser agregado al nodo luego de realizada la caracterización del consumo del nodo de red. Al agregar *hardware* al nodo la estimación de consumo y el valor real de este diferirán. En este caso la manera en la que este consumo adicional puede ser tenido en cuenta en la estimación es realizar una nueva caracterización del consumo del nodo, lo que en el mejor de los casos no resulta práctico.

2.2.1. Energest

Existen varios métodos de estimación de consumo, en particular para el sistema operativo ContikiOS [9] se encuentra implementado un método llamado Energest.

Esta estimación mide el tiempo total en que el nodo está en cada uno de los siguientes estados:

Estado	Tiempo acumulado	Corriente	Descripción
CPU	T_{CPU}	I_{CPU}	CPU activa y radio apagada
LPM	T_{LPM}	I_{LPM}	CPU en sleep y radio apagada
Tx	T_{Tx}	I_{Tx}	CPU activa y radio transmitiendo
Rx	T_{Rx}	I_{Rx}	CPU activa y radio en recepción
Ci	T_{Ci}	I_{Ci}	CPU activa y sensor i activo

Tabla 2.1: Discriminación de los diferentes estados que son registrados por *Energest*

Utilizando la nomenclatura de la Tabla 2.1, el consumo total estimado, viene dado por la Ecuación 2.1, donde las corrientes deben ser relevadas a temperatura constante en un laboratorio.

$$Q = T_{CPU} \cdot I_{CPU} + T_{LPM} \cdot I_{LPM} + T_{Tx} \cdot I_{Tx} + T_{Rx} \cdot I_{Rx} + \sum T_{Ci} \cdot I_{Ci} \quad (2.1)$$

Este sistema de estimación tiene el inconveniente que no toma en cuenta que las variaciones de temperatura alteran al consumo y que como se reporta en [11] existen diferencias de consumo entre dos nodos semejantes, realizando la misma operación, las cuales pueden ser atribuidas a la inherente dispersión en el proceso de fabricación de los componentes.

2.3. Métodos de medida directa

Una forma de que el microcontrolador mida y tenga a disposición su consumo, en tiempo real, es mediante la medición directa de alguna magnitud de consumo (carga, corriente, energía, potencia) a través de algún circuito externo. La elección de la magnitud a medir, puede depender de las características de la fuente de alimentación del nodo. A modo de ejemplo, en el caso de alimentar el nodo con un supercapacitor, podría ser conveniente conocer el consumo en términos de carga, mientras que para el caso de una batería podría ser conveniente conocer el consumo en términos de corriente.

El presente trabajo tiene por objetivo medir el consumo de manera directa y fuera del laboratorio o en campo, por lo que requiere colocar algún circuito de medida directo entre la alimentación y el nodo, para obtener una cantidad relacionada con el consumo a medir que pueda ser adquirida, procesada y almacenada por el microcontrolador.

Para el caso que este dispositivo de medida utilice la misma fuente de alimentación que el nodo (por ejemplo batería), existen dos formas de conexión, en las cuales los valores medidos son diferentes. Se puede conectar de forma tal de medir solamente el consumo del nodo o que también se incluya el consumo del propio método de medida. Por ejemplo, si el método presentara un consumo significativo en comparación con el

nodo, podría optarse por no medir su consumo (configuración de la figura 2.1(a)) aunque tome energía de la fuente.

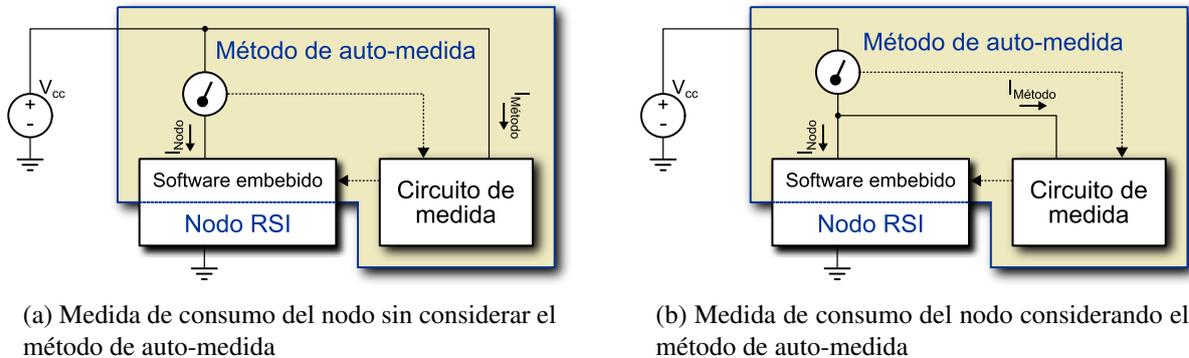


Figura 2.1: Opciones de conexión para medir el consumo de un nodo

A continuación se presentan los requerimientos de consumo del método de medida (sección 2.3.1), luego se presentan los métodos encontrados en bibliografía que en un primer análisis parecían viables en función de los requerimientos listados anteriormente y luego del análisis en profundidad de cada una de estos métodos se presenta el método seleccionado (sección 2.5).

2.3.1. Requerimientos de consumo

El consumo del nodo depende principalmente de los modos de operación de los componentes que lo conforman. La radio y el microcontrolador son dispositivos que presentan consumos altos. Para minimizar el consumo, el nodo generalmente apaga la radio cuando no necesita transmitir o recibir, por otro lado el microcontrolador pasa a estado de sleep cuando no tiene operaciones pendientes. Dado que mientras la radio está activa es necesario mantener al microcontrolador activo, se tiene tres niveles de consumo:

- Consumo en modo *sleep*: microcontrolador en modo sleep, radio apagada: $\simeq 750\mu A$
- Consumo en modo microcontrolador activo y radio apagada: $\simeq 2mA$
- Consumo en modo activo: microcontrolador encendido, radio encendida (en transmisión o recepción): $\simeq 17,5mA$

Estos consumos fueron presentados en la sección 1.3 y se pueden ver en la figura 1.3.

A los efectos de calcular una cota para el consumo del método de medida, se parte de la capacidad de una batería y la corriente consumida total. De esta forma, sabiendo que esa corriente es la suma de la consumida por el nodo y la consumida por el método de auto-medida y relacionándola además con el ciclo de trabajo, se llega a una expresión para la corriente promedio máxima que puede consumir el método de auto-medida en función de lo que se pretenda que el método afecte a la duración de la batería.

Este análisis surge ante la imposibilidad de saber de antemano los tiempos del nodo en cada estado, los cuales son dependientes de la aplicación que el mismo tenga cargada. También se observa que el consumo promedio (que es lo que en definitiva determina la duración de las baterías) del nodo depende tanto de los consumos en modo activo y sleep, como del ciclo de trabajo.

La ecuación 2.2 representa una estimación para la cota del consumo máximo promedio permitido para el método. Donde, DC es el ciclo de trabajo del nodo, I_{Activo}^{Nodo} es el consumo del nodo en su estado con microcontrolador activo, I_{Sleep}^{Nodo} es el consumo del nodo en su estado *sleep* y x es la duración de la batería para el sistema (*Nodo+Método*) relativa a la duración de la batería para el nodo, expresado en porcentaje.

En el anexo A.1 se encuentra el desarrollo que permite llegar a esta expresión.

Resultado 1: Máximo consumo permitido para el método

$$I_{Prom}^{Metodo} \leq \left(I_{Activo}^{Nodo} \cdot DC + I_{Sleep}^{Nodo} \cdot (1 - DC) \right) \cdot \left(\frac{1 - x}{x} \right) \quad (2.2)$$

Esta ecuación permite evaluar si el consumo promedio del método de medida cumple con el requerimiento respecto a la duración de la batería, en función del ciclo de trabajo. Por otro lado, una vez determinado el método de medida y habiendo caracterizado su consumo (consumo en *sleep* y activo), permite estimar cuanto será la duración de la batería para el sistema (*Nodo+Método*).

2.4. Métodos de medida analizados

Dada la cantidad de posibles opciones existentes para la medida del consumo presentadas en la sección 1.2, se analizaron aquellas que parecían más viables para la implementación de un método de auto-medida con las características deseadas.

En esta sección se presentan estos métodos explicando sus principales características para estudiar y analizar si cumplen los requerimientos planteados en la sección 1.4. En particular se realiza para cada método un estudio de su consumo, ya que este es uno de los limitantes más importantes y sencillos de comprobar.

2.4.1. Resistencia *shunt*

La utilización de una resistencia *shunt* R_{shunt} como método de medida consiste en que ésta funcione como un conversor corriente-voltaje. La corriente que circula por la rama formada por la resistencia y el nodo genera una diferencia de tensión en los bornes de la resistencia, la cual puede ser medida para obtener el consumo instantáneo.

Este método de medida ha sido usado en aplicaciones de laboratorio en diversas ocasiones para medir el consumo de un nodo de red, ya que su punto más fuerte es la facilidad de implementación. En estas aplicaciones generalmente se utiliza un osciloscopio o un multímetro para registrar el voltaje en esta resistencia y de esta manera obtener el consumo del nodo.

La utilización de un osciloscopio o un multímetro no es una opción válida como método de medida, ya que el método a desarrollar debe poder ser usado en aplicaciones fuera del laboratorio y de bajo costo. La solución para poder registrar el voltaje instantáneo en la resistencia *shunt* es utilizar uno de los conversores A/D de que dispone el microcontrolador del nodo de red.

Dado que la resistencia *shunt* se conecta en serie con el nodo, esta conexión puede realizarse de dos maneras, entre V_{cc} y el nodo o entre el nodo y tierra. En el anexo A.2 se analizan estos dos métodos de conexión y la manera en que puede medirse el consumo para cada una de ellos.

El valor de la resistencia *shunt* debe ser lo más baja posible pues la caída de tensión en ésta limita el rango de funcionamiento del nodo. Por otro lado debe ser suficientemente alta para permitir medir la mínima corriente deseada, lo que está determinado por la resolución del convertidor A/D.

Consumo:

El consumo del método está dado por el consumo del módulo convertidor A/D y sus componentes asociados.

A partir de la hoja de datos del microcontrolador [16, pág. 39] se puede ver que el consumo típico del convertidor A/D es de $800\mu A$ cuando el voltaje de alimentación es de 3V, mientras que el consumo típico de la referencia interna es de $500\mu A$, independientemente del voltaje de alimentación.

No es posible apagar la referencia de tensión del convertidor A/D (debido a que los tiempos de estabilización no son compatibles con la resolución temporal requerida), y por lo tanto el consumo se toma como constante.

Teniendo en cuenta la ecuación 2.2 presentada en la sección 2.3.1, para un consumo promedio del método de $1,3mA$, se concluye que no se puede cumplir con el requerimiento respecto a la duración de la batería para ciclos de trabajo inferiores al 66% aproximadamente. En la figura 2.2 se muestran el consumo máximo permitido y el consumo del método para todos los ciclos de trabajo del nodo de red.

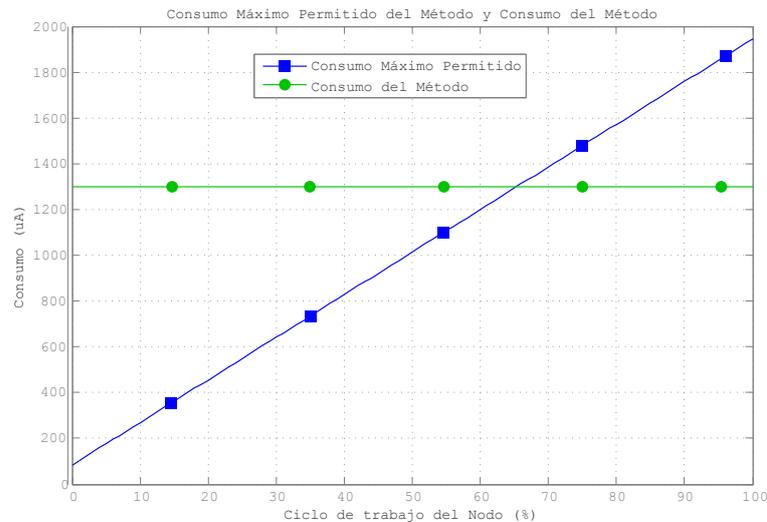


Figura 2.2: Consumo máximo permitido para método con R_{shunt} .

Los datos utilizados para la estimación se muestran en la tabla 2.2.

2.4.2. Transferencia de carga

Este método se basa en alimentar al nodo en forma alternada mediante un par de capacitores. Debido a que los capacitores almacenan carga, a partir de la relación $Q = C \cdot \Delta V$ se puede saber cuánta carga consume el nodo.

Parámetro	Valor
I_{Activo}^{Nodo}	17,5mA
I_{Sleep}^{Nodo}	750μA
I_{Prom}^{Metodo}	1,30mA
Duración de la Batería	90,0%

Tabla 2.2: Método con resistor *shunt*. Datos para la estimación de consumo máximo permitido.

Para lograr este funcionamiento se utilizan llaves analógicas mediante las cuales se van conectando los capacitores, a la fuente y al nodo en forma alternada. Mientras uno de los capacitores se carga desde la fuente, el otro alimenta al nodo.

En la figura 2.3 se muestra un diagrama simplificado de este método.

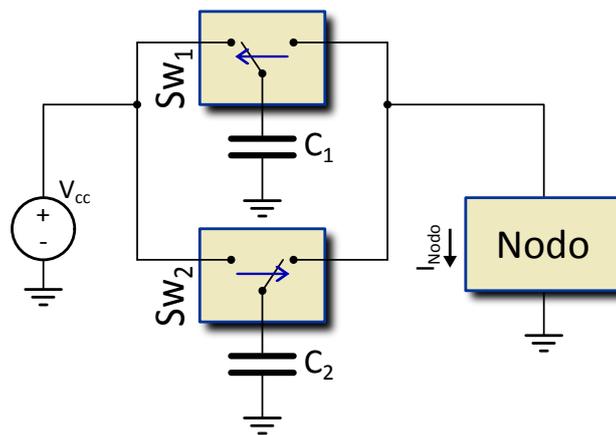


Figura 2.3: Diagrama de bloques del método de transferencia de carga

La secuencia de funcionamiento es la siguiente:

- Se carga C_1 , mientras el nodo se alimenta de C_2 .
- Cuando C_2 alcanza un voltaje mínimo (V_{ref}), se invierten las llaves.
- Se carga C_2 , mientras el nodo se alimenta de C_1 .
- Cuando C_1 alcanza un voltaje mínimo (V_{ref}) se invierten las llaves, con lo que se vuelve al paso 1.

Para esta secuencia de funcionamiento, los voltajes en los capacitores C_1 y C_2 evolucionan como se muestra en la figura 2.4.

Automatización del método:

El control de las llaves analógicas puede ser realizado directamente por el microcontrolador. Esto se realiza

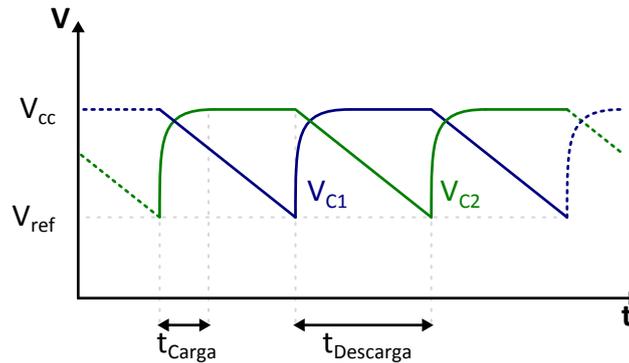


Figura 2.4: Voltajes en los capacitores (carga y descarga)

mediante una interrupción externa generada cada vez que alguno de los capacitores alcanza el voltaje mínimo. En el código correspondiente a la rutina de atención a esta interrupción se incrementa la cuenta del consumo del nodo y se alternan las llaves analógicas. Esto debe ser realizado incluso cuando el nodo está en estado de *sleep*.

Esta forma de manejar las llaves tiene algunos inconvenientes. La resolución en la medida de consumo está dada por la carga transferida en cada ciclo, por lo que para obtener una alta resolución en la medida, la carga transferida debe ser lo menor posible. Esto provoca que la frecuencia de las interrupciones sea alta y que aumente el ciclo de trabajo al estar el nodo más tiempo en estado activo, lo que a su vez provoca un incremento del consumo medio del nodo de red.

Para que este método funcione sin requerir la intervención del microcontrolador es necesario que la conmutación de las llaves se realice en forma automática. Esta conmutación debe ocurrir a un voltaje mayor al mínimo voltaje de alimentación del nodo. Para esto, se diseñó un circuito capaz de realizar la conmutación de las llaves analógicas en forma automática, el cual se muestra en la figura 2.5.

De esta manera se evita el incremento de consumo medio del nodo y a su vez se aumenta el tiempo de procesamiento disponible del microcontrolador para un mismo consumo medio del nodo.

Si se analiza el circuito de la figura 2.5 se puede observar que cada vez que el voltaje V_{Nodo} , o lo que es lo mismo el voltaje en el capacitor que se encuentra alimentando al nodo, alcanza el voltaje mínimo V_{ref} , el comparador cambia su estado, generando un flanco de subida en la entrada de reloj del FF, haciendo que sus salidas cambien de estado. Esto provoca que cambien los voltajes de las señales de control de las llaves analógicas haciendo que las mismas conmuten. Adicionalmente el voltaje en la entrada negativa del comparador vuelve a estar por encima del voltaje mínimo V_{ref} , lo que a su vez vuelve al estado bajo la señal de reloj del FF. La figura 2.4 muestra el voltaje de los dos capacitores, que facilita la comprensión del funcionamiento de este circuito.

El voltaje V_{ref} debe ser lo más bajo posible pues cuando el voltaje de la batería (V_{cc}) baja hasta el nivel de V_{ref} el método deja de funcionar, lo mismo que el nodo. Por otro lado V_{ref} debe ser superior al voltaje mínimo de alimentación para el cual funciona el nodo, ya que de otro modo éste se apagaría con cada conmutación.

En la figura 2.4 se puede observar que el voltaje de alimentación del nodo tiene un nivel de *ripple* igual a la diferencia entre V_{cc} y V_{ref} .

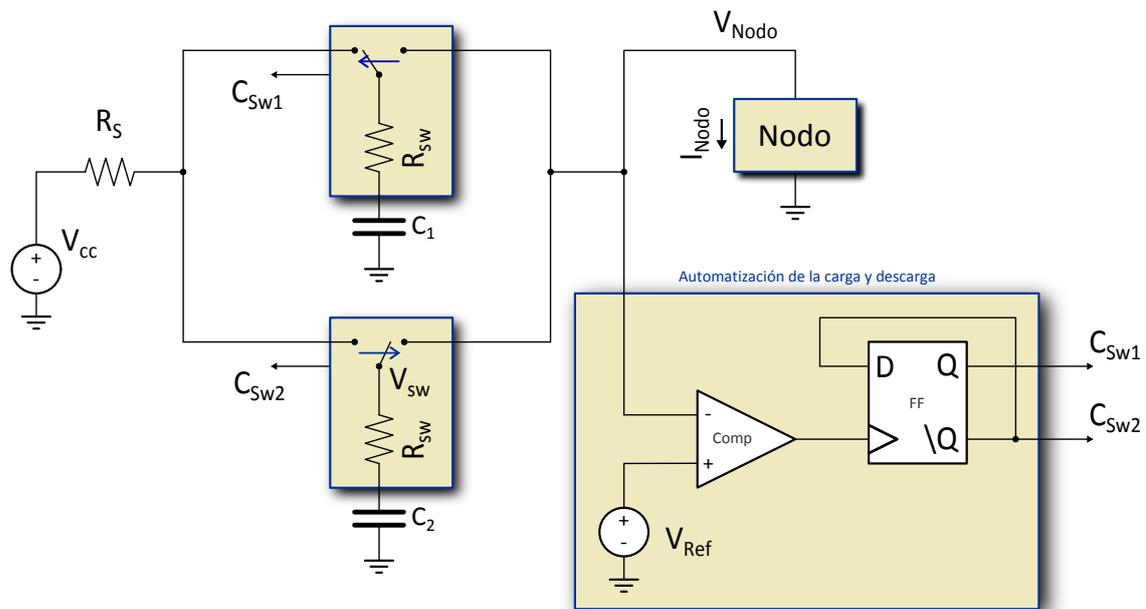


Figura 2.5: Circuito automático de control para la carga y descarga de los capacitores

Un problema que presenta este método es que a medida que el voltaje de la batería cae, la frecuencia de conmutación aumenta. Dado que la carga en cada conmutación es proporcional a la diferencia de tensión y esta carga disminuye a medida que se descarga la batería, es necesario medir cada cierto tiempo el voltaje de la batería y ajustar el consumo medido. De manera alternativa se podría utilizar un segundo voltaje de referencia que fije el voltaje máximo de carga de los capacitores, para mantener fijos ambos voltajes de conmutación y a su vez la carga transferida en cada conmutación.

Para que el microcontrolador mida la carga consumida por el nodo, se conecta la salida del FF a la entrada de uno de los contadores del mismo, El valor del contador corresponde a la cantidad de conmutaciones, pudiéndose calcular la carga entregada al nodo.

En el anexo A.4 se presenta el análisis de los tiempos de carga y descarga de los capacitores C_1 y C_2 , para el circuito de la figura 2.5. Se puede ver en dicho anexo que debido a la cantidad de parámetros a tener en cuenta: resistencia interna de las llaves, resistencia interna de la batería, valor del capacitor variaciones de voltaje, etc. los grados de libertad son muchos.

2.4.3. Método de medida basado en un oscilador controlado por voltaje

Un oscilador controlado por voltaje VCO (Oscilador Controlado por Voltaje, por su sigla en inglés), es un oscilador de frecuencia variable, en el que la frecuencia de salida varía en función del voltaje de entrada. Dado que lo que se desea medir es una corriente, mediante un resistor *shunt* se obtiene una caída de tensión proporcional a la corriente que circula a través de él. Si esta caída se usa como entrada del VCO a la salida obtiene una señal cuya frecuencia varía con el consumo. De esta manera midiendo la frecuencia de la señal de salida es posible conocer el consumo.

Esta variación de frecuencia puede ser o no lineal respecto al voltaje de entrada, dependiendo de la implementación particular del circuito. En el caso que se tenga una relación lineal entre el consumo y la frecuencia de salida de la forma $f_{out} = a \cdot V_{in} + b$, si $b \neq 0$ la frecuencia de oscilación es distinta de cero para un voltaje de entrada nulo.

A los efectos de realizar la conversión de la frecuencia medida en un valor de consumo es deseable no solo que la relación sea lineal, sino que sea de la forma: $f_{out} = a \cdot V_{in}$, es decir sin término independiente. Esto tiene dos efectos. Por un lado se evita la necesidad de realizar operaciones extra al realizar la medida de consumo para eliminar el efecto del término independiente y por otro, en caso de medidas acumuladas se evita la divergencia monótona del valor de consumo medido respecto al consumo real.

Por último si en cierto intervalo de tiempo se supone la corriente constante $i(t) = I_0$ a partir de la relación entre carga y corriente dada por $i(t) = \frac{dQ}{dt}$ se obtiene que $\Delta Q = I_0 \cdot \Delta t$. Por lo tanto, como se puede ver a continuación, contando pulsos en lugar de medir la frecuencia de salida del circuito VCO, se logra medir *cuantos* de carga.

A partir del resultado anterior, para medir el consumo del nodo alcanza con conectar la salida del circuito VCO a un contador del microcontrolador, de manera que cada cuenta en el contador equivale a un *cuanto* de carga.

En la figura 2.6 se muestra un diagrama de bloques del método de medida planteado.

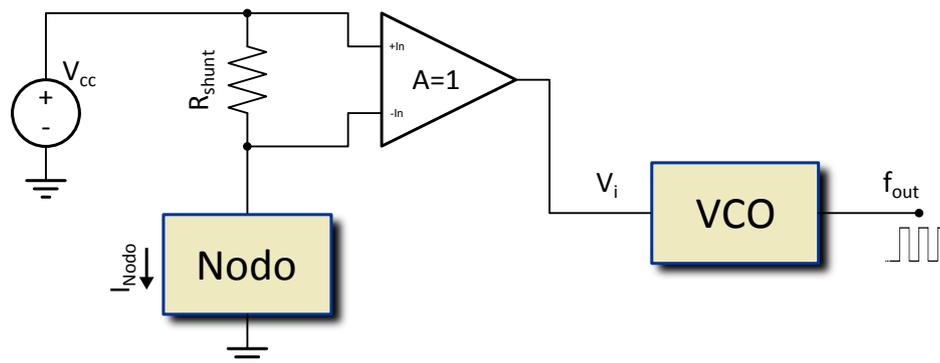


Figura 2.6: Diagrama de bloques del método de medida basado en un oscilador controlado por voltaje

Si el circuito VCO es afín (es decir lineal y *offset* no nulo), la frecuencia instantánea en la salida varía según la ecuación 2.3, donde a y b son constantes que dependen de la implementación.

$$f(V_i) = a \cdot V_i + b \quad (2.3)$$

Como $V_i = I_{Nodo} \cdot R_{shunt}$, sustituyendo en la ecuación 2.3 se obtiene que:

$$f(I_{Nodo}) = a(I_{Nodo} \cdot R_{shunt}) + b \quad (2.4)$$

Integrando en el tiempo la ecuación 2.4 se obtiene que:

$$\int_{t_1}^{t_2} f(I_{Nodo})dt = a \cdot R_{shunt} \left(\int_{t_1}^{t_2} I_{Nodo} \cdot dt \right) + b \int_{t_1}^{t_2} dt \quad (2.5)$$

Como $I_{Nodo} = \frac{dQ_{Nodo}}{dt}$. Entonces a partir de la ecuación 2.5 se obtiene que:

$$\int_{t_1}^{t_2} f(I_{Nodo}) \cdot dt = a \cdot R_{shunt} \left(\int_{t_1}^{t_2} dQ_{Nodo} \right) + b \int_{t_1}^{t_2} dt \quad (2.6)$$

Suponiendo que la corriente es constante en el periodo de integración, entonces $f(I_{Nodo})$ es independiente del tiempo. Como además $f(I_{Nodo}) = \frac{1}{T}$, a partir de la ecuación 2.6 se obtiene que:

$$\frac{\Delta t}{T} = a \cdot R_{shunt} \cdot \Delta Q_{Nodo} + b \cdot \Delta t \quad (2.7)$$

Reordenando la ecuación 2.7 y teniendo en cuenta que $\frac{\Delta t}{T} = N$, donde N es la cantidad de pulsos de la señal de salida en el tiempo Δt , se obtiene:

$$\Delta Q_{Nodo} = \frac{N - b \cdot \Delta t}{a \cdot R_{shunt}} \quad (2.8)$$

Dividiendo entre N a ambos lados de la ecuación y teniendo en cuenta que $Q = \frac{\Delta Q_{Nodo}}{N}$ se obtiene que:

$$Q_{Nodo} = \frac{1 - b \cdot T}{a \cdot R_{shunt}} \quad (2.9)$$

La ecuación 2.9 permite conocer el consumo en términos de carga, a partir de la cuenta de pulsos y la medida del tiempo T transcurrido entre ellos.

Si además se cumple que $b \cdot T \ll 1$, a partir de la ecuación 2.9 se obtiene la ecuación 2.10, que es la expresión para el *cuanto* de carga.

Resultado 2: *Cuanto* de carga para el método basado en circuito VCO

$$Q_{Nodo} = \frac{1}{a \cdot R_{shunt}} \quad (2.10)$$

A partir de la ecuación 2.10, se obtiene que por cada pulso en el contador del microcontrolador se habrá consumido un *cuanto* de carga Q_{Nodo} .

Una observacion interesante es que de la ecuación 2.9 se desprende que si el circuito VCO funciona correctamente para voltajes $V_i < 0$, entonces el sistema sería capaz de medir no solo la carga consumida sino que además su sentido. Esto último esta fuera del alcance de presente trabajo.

Circuitos osciladores controlados por voltaje analizados:

Un circuito VCO puede implementarse de diversas maneras. Debido a los requerimientos exigentes en términos de consumo, linealidad y baja variación con la temperatura presentados en la sección 1.4 las opciones de implementación son reducidas.

Se buscaron en la bibliografía implementaciones que, si bien no fueran directamente aplicables a la solución del problema, pudieran servir de base para el diseño. En [17, pág. 246], [18] y [19], se presentan diseños de circuitos VCO, los que fueron analizados y en algunos casos simulados obteniéndose como resultado que ninguno de ellos ni una variante de ellos cumplían con los requerimientos, ya sea de linealidad de consumo o de variación con la temperatura.

A partir de una búsqueda de osciladores se encontró que existe un componente integrado que tiene una estructura adecuada para la implementación de un circuito VCO, el temporizador 555.

En primera instancia se analizó la utilización de este chip en su configuración clásica como oscilador astable. En esta configuración se conecta el voltaje de un conversor corriente-voltaje (proporcional a la corriente a medir) a la $V_{control}$ del integrado. Una variación en el voltaje en esta entrada provoca una variación en la frecuencia de la señal de salida. En el análisis presentado en el anexo A.6 se muestra que para esta configuración la frecuencia de salida no es lineal con el voltaje de entrada.

Para cumplir con el requerimiento de linealidad, se tomo la idea de [20, pág. 383], modificando la típica configuración astable a una configuración que no es ninguna de las presentadas en las hojas de datos del fabricante para las cuales brinda especificaciones de consumo, temporización o variación con la temperatura. Luego que se logró obtener un circuito VCO lineal, se buscaron versiones de bajo y muy bajo consumo de este integrado, encontrándose el CSS555 [21].

Circuito oscilador controlado por voltaje implementado:

Esta implementación del método de medida se basa en la utilización de un CSS555 [21] en configuración astable para la implementación del circuito VCO. El voltaje de entrada (V_{in}) al circuito VCO es el resultado de la medición de la corriente consumida por el nodo a partir de un resistor *shunt*.

En la figura 2.7 se muestra un diagrama de bloques del método de medición donde se muestra el bloque conversor voltaje-corriente, modelado como una fuente de corriente controlada por voltaje y su conexión al CSS555.

Al igual que para los otros métodos se puede ver si el método planteado cumple con los requerimientos de consumo a partir del estudio presentado en la sección 2.3.1. En la figura 2.8 se muestran el consumo máximo permitido y el consumo del método, tomando en cuenta el consumo típico del nodo (presentado en la sección 1.3).

A partir de la hoja de datos del CSS555 [21, pág. 4] se ve que su consumo es de $3,1\mu A$. La etapa de conversión voltaje-corriente se implementa mediante un amplificador operacional de bajo consumo, por ejemplo el OPA379 [22]. A partir de la hoja de datos de este componente [22, pág. 5] se puede ver que su consumo es de $2,9\mu A$, por lo que en este caso se obtiene un consumo promedio del método de $6,0\mu A$.

En la figura 2.8 se muestra el consumo del método de medida y el umbral para el mismo evaluados con la ecuación 2.2. Se puede ver en la misma que el método de medida tiene consumos bajo el umbral para no afectar la duración de la batería mas de un 10%, para cualquier ciclo de trabajo.

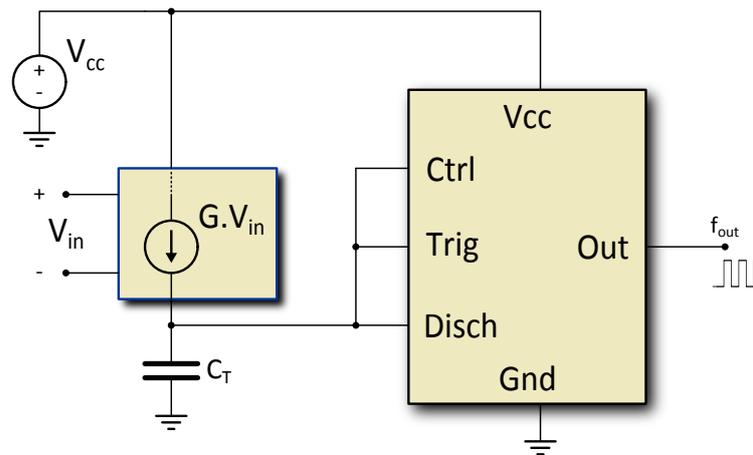


Figura 2.7: Diagrama de Bloques del circuito VCO implementado

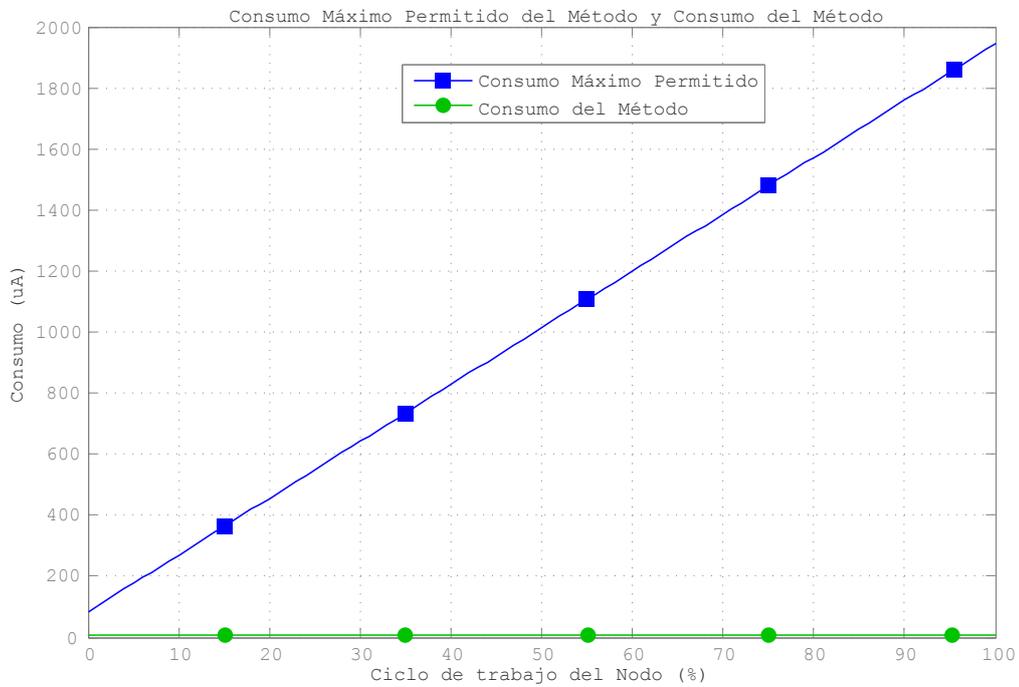


Figura 2.8: Consumo máximo permitido y consumo del método de medida

Los datos utilizados para la estimación se muestran en la tabla 2.3.

2.4.4. Integrado específico - Coulomb Meter

Los dos integrados específicos de medida de consumo basan su funcionamiento en la conexión de un resistor *shunt* en serie con la carga, para de esta manera medir el consumo.

Parámetro	Valor
I_{Activo}^{Nodo}	17,5mA
I_{Sleep}^{Nodo}	750 μ A
I_{Prom}^{Metodo}	6,00 μ A
Duración de la Batería	90,0%

Tabla 2.3: Método con circuito VCO basado en CSS555. Datos para la estimación de consumo máximo permitido

La principal ventaja de utilizar éste tipo de integrados es la simplicidad de integración en un sistema que cuenta con un microcontrolador, ya que solo requiere un resistor para realizar la medición de la corriente consumida.

Maxim Integrated - DS2740

El *Coulomb Meter* DS2740 [23] es un integrado diseñado por Dallas Semiconductor para medir el consumo de corriente de un circuito electrónico. Este integrado cuenta con una interfaz *I-Wire* a través de la cual es posible leer el consumo en corriente, o el consumo en *Coulombs* que resulta de integrar la corriente.

Al igual que para la evaluación de la resistencia *shunt* como método de medida, el primer parámetro analizado es el consumo.

Según se especifica en la hoja de datos [23, pág. 15] el consumo típico es de 50 μ A. En la figura 2.9 se muestra según lo especificado en la sección 2.3.1, el consumo máximo permitido y el consumo del método. Los datos utilizados para la estimación se muestran en la tabla 2.4.

Parámetro	Valor
I_{Activo}^{Nodo}	17,5mA
I_{Sleep}^{Nodo}	750 μ A
I_{Prom}^{Metodo}	50 μ A
Duración de la Batería	90%

Tabla 2.4: Método basado en DS2740. Datos para la estimación del consumo máximo permitido. Método con DS2740

Como se puede ver en la figura 2.9, el consumo de este dispositivo permite su utilización como método de medida, respecto a la limitación en la duración de la batería.

Otra aspecto a tener en cuenta es que el mínimo voltaje de alimentación es de 2,7V.

2.4. Métodos de medida analizados

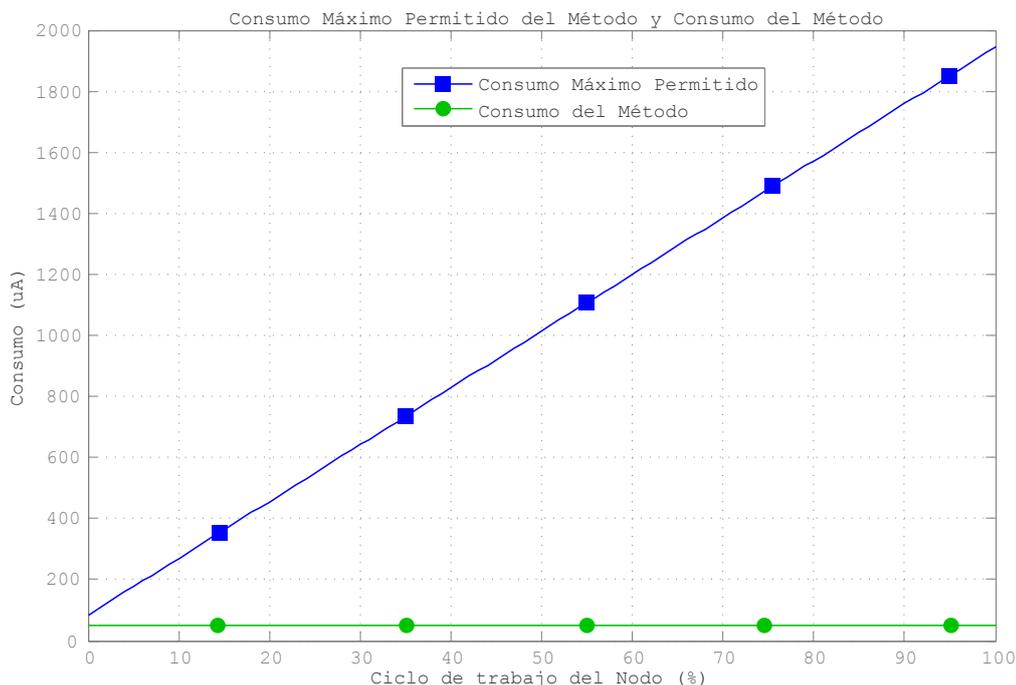


Figura 2.9: Consumo máximo permitido para método con el DS2740

Por último, el tiempo de conversión ¹ para el cálculo del consumo en *Coulombs* es de 0,878s, pese a que el integrado muestrea la corriente a 18,6kHz [23, pág. 6].

Linear Technology - LTC4150

El *Coulomb Meter* LTC4150 [24] es un integrado diseñado por Linear Technology para medir el consumo de corriente de un circuito electrónico. Este integrado a diferencia del DS2740, genera pulsos en una de sus salidas, los cuales equivalen a una cantidad fija de carga en *Coulombs*.

Este integrado tiene un consumo similar al del DS2740. Se puede ver en la hoja de datos [24, pág. 3] que el consumo es de 80μA para un voltaje de alimentación de 2,7V, siendo este voltaje el mínimo necesario para su correcto funcionamiento.

Por otro lado a partir de la hoja de datos [24, pág. 8], la resistencia de sensado R_{sens} debe ser tal que: $R_{sens} = \frac{50mV}{I_{max}}$. Dado que la máxima corriente consumida por el nodo es de $I_{max} = 30mA$, debe ser $R_{sens} = \frac{5}{3}\Omega$. Con este valor de resistencia, la frecuencia de los pulsos de salida es a partir de la hoja de datos [24, pág. 8] de: $f = 32,55 \cdot I_{Nodo} \cdot R_{sens}$, por lo que para la corriente mas baja consumida por el nodo (1mA) se obtendría un pulso cada 18,4s equivalente a una frecuencia de 0,054Hz.

En base al análisis realizado, se concluye que pese a que desde el punto de vista del consumo estos dos integrados cumplen con el requerimiento, no es posible utilizarlos como método de medida. En ambos casos o bien el tiempo de conversión (DS2740) o bien el tiempo transcurrido entre dos pulsos en la salida (LTC4150) son insuficientes para cumplir con el requerimiento respecto a la resolución en la medida.

¹Para el DS2740BU

Por último, debido a que ambos integrados requieren un voltaje de alimentación superior a 2,7V solo es posible medir el consumo para voltajes de alimentación entre 2,7V y 3,2V, lo que (teniendo en cuenta que el nodo funciona con voltajes de alimentación tan bajos como 2,1V), representa tan solo el 50% del rango de operación.

2.5. Método de medida

A partir del análisis realizado en 2.4, se descartaron algunos de los métodos de medida que surgieron a partir del estudio bibliográfico que se presenta en la sección 1.2. En esta sección se resumen los motivos que llevaron a descartarlos y se presenta brevemente el método de medida implementado, el cual es analizado en profundidad en el capítulo 3.

El método de medida basado en el uso de una R_{shunt} y el conversor A/D fue descartado debido a los altos consumos del conversor A/D y sus componentes asociados.

El método de transferencia de carga presenta una alta complejidad desde el punto de vista de la temporización de sus componentes. Además tiene un problema que no es posible solucionar ya que es inherente al método de medida, el *ripple* en el voltaje de alimentación.

El método basado en un circuito VCO implementado con un CSS555 no puede ser descartado por el consumo, sin embargo presenta dos problemas: la dependencia de la frecuencia respecto al voltaje de alimentación y la no linealidad de la frecuencia de salida respecto al consumo del nodo. En el capítulo siguiente se presentan condiciones para minimizar los efectos de la no linealidad y una solución de *hardware* en el caso de la dependencia con la fuente de alimentación.

Los métodos mediante los circuitos integrados DS2740 y LTC4150 (*Coulomb Meters*) son descartados por dos motivos: el mínimo valor del rango de voltajes de alimentación es más elevado que el necesario para cumplir con el rango de operación requerido y el otro motivo es la baja resolución temporal.

Se tienen entonces dos métodos que cumplen con los requerimientos:

- Transferencia de carga: utilizar un par de capacitores para transferir carga al sistema a medir, alternando ciclos de carga y de descarga.
- Método basado en un oscilador controlado por voltaje: utilizar un oscilador cuya frecuencia de salida varíe linealmente con la corriente consumida por el sistema a medir.

Para la selección de uno de estos métodos para su implementación, se comparan ambos desde ciertos puntos de vista que resultan de interés en el marco del proyecto.

El método de transferencia de carga tiene una gran complejidad ya que presenta varios desafíos respecto a la temporización de sus componentes, la cual no esta presente en el caso del método de medida basado en el circuito con VCO.

El circuito de medida mediante transferencia de carga presenta *ripple* en la alimentación del nodo. El *ripple* en la alimentación es algo no deseable en ningún circuito electrónico.

El método de medida basado en transferencia de carga requiere que los capacitores utilizados sean de valor independiente de la temperatura y de gran precisión. Esto hace que estos componentes sean de elevado costo.

El método de medida basado en transferencia de carga presenta una menor robustez ante fallas en sus componentes. Esto se debe a que cualquier falla en el método de medida basado en transferencia de carga provoca que el nodo se apague. En el caso del método basado en el circuito VCO el nodo sigue funcionando normalmente para algunas posibles fallas.

En base a los argumentos antes expuestos, se concluyó que el método de medida más adecuado es el método basado en el circuito con VCO.

Si bien el método seleccionado cumple con el requerimiento respecto a su consumo se buscó la forma de reducir aun más su consumo. Esto se debe a que el nodo y software (ContikiOS) particular para el que se está desarrollando el método de medida presenta un consumo bastante elevado en estado de *sleep*, lo que provoca que el requerimiento respecto al consumo del método no sea exigente. En caso de utilizar el método de medida en otro nodo, con un consumo en estado de *sleep* más reducido, el requerimiento respecto al consumo dejaría de cumplirse afectando la duración de la batería.

Esta mejora consiste en medir en forma diferida el consumo durante el tiempo que el nodo se encuentra en estado de *sleep*, la cual se realiza utilizando un capacitor llamado C_{sleep} . Cuando el nodo sale del estado de *sleep* se mide la corriente necesaria para recargar el capacitor utilizando el método de medida basado en el circuito con VCO. Mediante la medida de la recarga del capacitor se obtiene la carga que consumió el nodo durante el tiempo que estuvo en estado de *sleep*.

La aplicación de la medida en diferido también supone un sobre costo de energía ya que en la carga de un capacitor existe una fracción de la energía entregada por la batería que es disipada. Un estudio de la eficiencia en la carga se puede ver en el anexo A.7. Esto impone una cota para la utilización y es que la energía perdida por la carga del capacitor sea menor que la energía consumida por el método de medida en activo. Los detalles se presentan en la sección 3.4.3.

Este método híbrido, derivado del método de medida basado en el circuito con VCO, tiene la ventaja de presentar un consumo menor respecto al método en que se utiliza el circuito basado en VCO durante todo el tiempo. Esto se debe a que es posible inhibir las oscilaciones en la salida del CSS555 gracias a una pata de *reset* mientras el nodo se encuentra en estado de *sleep*. Esto baja el consumo promedio del método de medida.

Para alternar el capacitor entre sus estados de recarga y alimentación del nodo, se utiliza una doble llave analógica la que es controlada por el microcontrolador. En la sección 3.4.3 se explica en detalle el funcionamiento de la medida en diferido.

3 Circuito de medida propuesto

3.1. Introducción

En esta sección se presenta el método de auto-medida propuesto, de aquí en adelante SEM y su *hardware* completo.

En la sección 3.3 se describe mediante un modelo simplificado el funcionamiento del circuito conversor corriente-frecuencia, partiendo del circuito VCO visto en 2.5.

Luego en la sección 3.4 se analizan en detalle los bloques que componen al conversor corriente-frecuencia y el bloque que contiene al capacitor que alimenta al nodo durante el estado de *sleep*. El análisis de estos bloques tiene en cuenta los requerimientos presentados en la sección 1.4 y se obtiene una expresión para la frecuencia de salida considerando las no idealidades de los componentes. A partir de dicha ecuación se obtiene el *cuanto* de carga, que es el valor de consumo que el sistema adquiere.

En la sección 3.6 se realiza la selección de los componentes que minimizan el error en la medida, teniendo en cuenta la variación en los parámetros que afectan el método de medida. Se presenta el esquemático del circuito final y la incorporación para su aplicación sobre un nodo de red TelosB.

3.2. Descripción general

Como se menciona en la sección 2.5 para reducir aun más el consumo del SEM y hacerlo compatible no solo con el nodo para el que se esta desarrollando el método de medida, se encontró una solución que consiste en medir el consumo durante el estado *sleep* del nodo de forma diferida al regresar al estado activo. El SEM tiene entonces al igual que el nodo dos estados.

Esta solución no solo reduce el consumo promedio del método de medida sino que balancea el compromiso entre consumo y rango dinámico.

Mientras el nodo se encuentra en estado activo, el consumo es medido mediante el método basado en el circuito VCO que utiliza al integrado CSS555 visto en la sección 2.4.3. Este método se encuentra formado por los bloques: conversor corriente-corriente y conversor corriente-frecuencia.

La señal de salida del CSS555, una señal cuadrada cuya frecuencia varía con la corriente consumida por el nodo, será la entrada de uno de los contadores presentes en el microcontrolador del propio nodo. Como se explica en la sección 4 cada incremento en el contador se corresponde con la mínima unidad de consumo medida. La unidad que el SEM medirá será carga.

Tomando la idea del método de transferencia de carga visto en el capítulo 2, se utiliza un capacitor para alimentar al nodo, pero a diferencia del método mencionado, el nodo recibe carga de este capacitor solamente cuando se encuentra en estado *sleep*. Este capacitor llamado C_{sleep} , pierde una cantidad de carga que está directamente relacionada al consumo del nodo durante el tiempo que se encuentra en este estado. Mientras el nodo se encuentra en estado de *sleep* se inhibe la oscilación del CSS555 bajando la señal de *reset* que mantiene su salida en un valor fijo, bajando el consumo.

3.3. Modelo simplificado

Al retornar el nodo al estado activo se vuelve a permitir la oscilación del CSS555 y se carga el capacitor C_{sleep} . A partir de la medida de la carga recuperada por el capacitor C_{sleep} mediante el VCO, se mide en forma diferida el consumo acumulado del nodo durante su estado de *sleep*.

En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del *hardware* del SEM, el cual está compuesto de tres bloques.

En primer lugar el conversor corriente-corriente encargado de generar una corriente (I_{out}) proporcional a la corriente consumida por el nodo (I_{Nodo}). En segundo lugar el conversor corriente-frecuencia encargado de generar una señal cuya frecuencia (f_{out}) es proporcional a su corriente de entrada (I_{out}). Por último el bloque formado por el capacitor de *sleep* (C_{sleep}) y las llaves encargadas de conmutar la alimentación del nodo entre la batería y dicho capacitor.

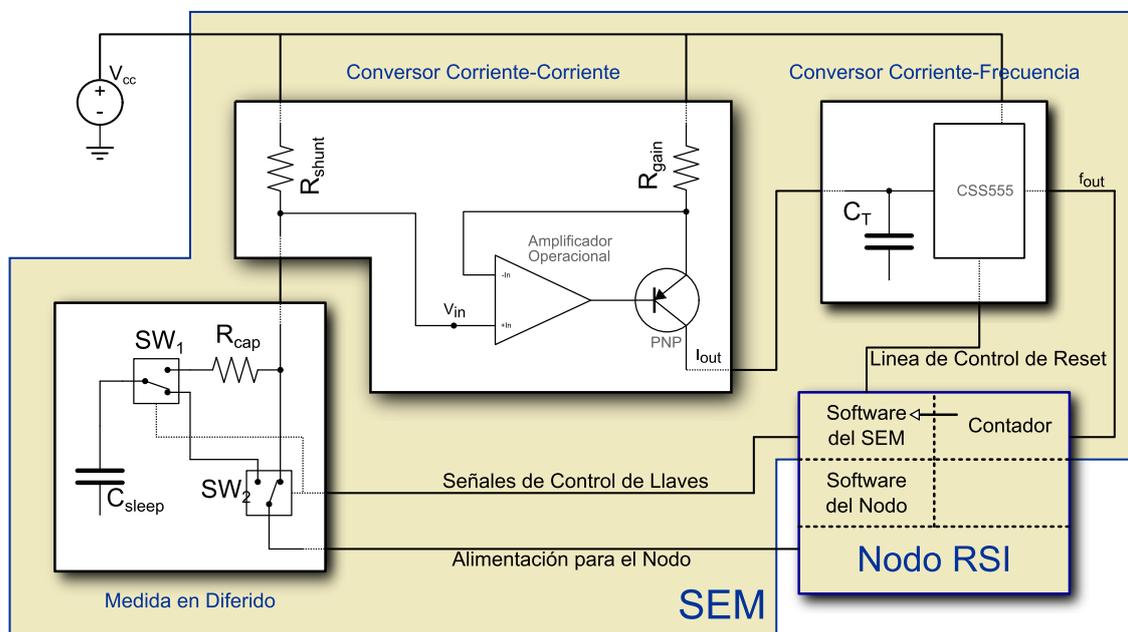


Figura 3.1: Diagrama completo del sistema de auto-medida.

Se consideró brindar la opción al usuario de permitir incluir o no el consumo del propio SEM a la medida realizada mediante un puente triple en la placa. Este permite modificar la conexión entre el SEM y el nodo contemplando las dos formas de conexión posibles mostradas en la figura 2.1.

3.3. Modelo simplificado

En esta sección se presenta y analiza un modelo simplificado del circuito que implementa el método de medida de consumo.

3.3.1. Descripción del funcionamiento en estado activo

A continuación se describe la operación del circuito propuesto mostrado en la figura 3.2, que corresponde al circuito de la figura 2.7 detallando la estructura interna del CSS555.

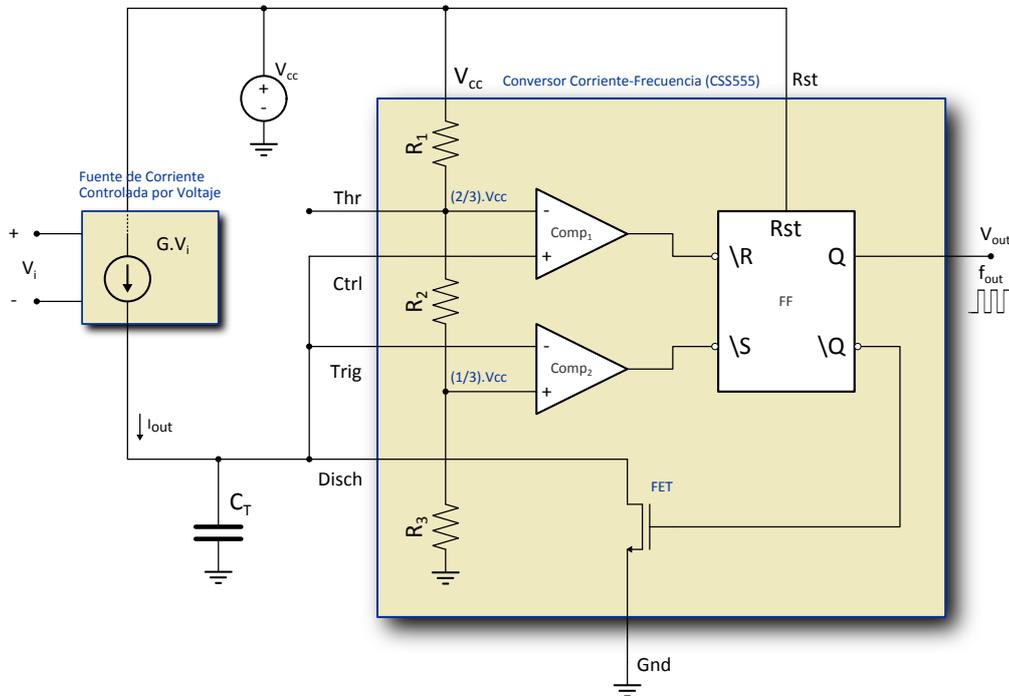


Figura 3.2: Circuito simplificado para medida en estado activo.

En la estructura interna del CSS555 [21, pág. 2] hay un divisor resistivo entre V_{cc} y tierra formado por R_1 , R_2 y R_3 ¹ que fija los voltajes: $\frac{2}{3}V_{cc}$ en la entrada inversora de $Comp_1$ y $\frac{1}{3}V_{cc}$ en la entrada no inversora de $Comp_2$. Las salidas de los comparadores $Comp_1$ y $Comp_2$ son las entradas *set* y *reset* de un FF SR respectivamente. La salida Q del FF SR es el pin de salida del CSS555 y \bar{Q} controla el transistor de descarga.

Durante la carga de C_T en régimen² la salida Q se mantiene fija a V_{cc} ya que V_{C_T} es mayor a $\frac{1}{3}V_{cc}$.

Al llegar V_{C_T} a $\frac{2}{3}V_{cc}$ el comparador $Comp_1$ conmuta haciendo que Q pase a $0V$ y \bar{Q} a V_{cc} . Al pasar \bar{Q} a V_{cc} se activa el transistor descarga y comienza a descargarse el capacitor C_T a través de él.

Finalmente cuando el voltaje en bornes del condensador V_{C_T} llega a $\frac{1}{3}V_{cc}$ el comparador $Comp_2$ conmuta provocando Q pase a V_{cc} y \bar{Q} pase a $0V$ respectivamente. Esto hace que se repita el ciclo.

Para simplificar el siguiente análisis se supone que el nodo consume una corriente constante durante un ciclo de carga del capacitor, por lo que el voltaje en sus bornes aumenta linealmente a medida que se carga. Esta suposición no afecta al resultado ya que cada pulso de salida depende de la carga del capacitor entre dos voltajes fijos.

¹Estos resistores tienen todos el mismo valor: $\approx 2M\Omega$ [21, pág. 2]

²Se supone que el voltaje del capacitor V_{C_T} es mayor a $\frac{1}{3}V_{cc}$ y menor a $\frac{2}{3}V_{cc}$.

3.3. Modelo simplificado

El período de la señal V_{out} está determinado por la suma del tiempo de carga más el tiempo de descarga del capacitor C_T . El tiempo de carga esta dado por el tiempo que tarda el capacitor en cargarse desde el voltaje en la entrada no inversora del comparador $Comp_2$ ($\frac{1}{3}V_{cc}$) hasta el voltaje en la entrada inversora del comparador $Comp_1$ ($\frac{2}{3}V_{cc}$). El tiempo de descarga está determinado por la resistencia interna del transistor de descarga.

Para calcular los tiempos de carga y descarga se utiliza la ecuación del capacitor:

$$i(t) = C_T \frac{dV_{C_T}(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Si se considera $i(t) = K$ constante, integrando la ecuación 3.1 se obtiene: $V_{C_T} = \frac{K}{C_T}t + V_{C_T}^*$, donde $V_{C_T}^*$ es el voltaje inicial en el capacitor. Esta es la ecuación de una recta cuya pendiente es proporcional a la corriente de entrada.

Entonces la forma de onda del voltaje en el capacitor es la que muestra la figura 3.3(a), mientras que la forma de onda de V_{out} se muestra en la figura 3.3(b).

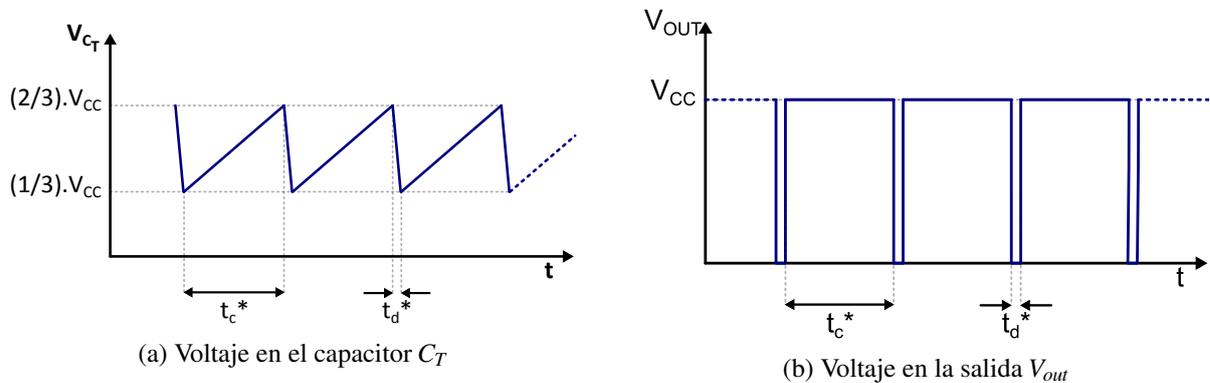


Figura 3.3: Voltajes V_{C_T} y V_{out}

3.3.2. Relación de la frecuencia con el voltaje de entrada

Incorporando la ecuación de la fuente de corriente controlada por voltaje $i(t) = G \cdot V_i$. Donde G es la constante de proporcionalidad de la fuente de corriente o ganancia de transconductancia. Combinando con la ecuación 3.1 e integrando en el tiempo considerando la condición inicial del voltaje en el capacitor, se obtiene que:

$$V_{C_T}(t) = \frac{G \cdot V_i}{C_T}t + \frac{1}{3}V_{cc} \quad V_{C_T} \in \left[\frac{1}{3}V_{cc}, \frac{2}{3}V_{cc} \right] \quad (3.2)$$

Sustituyendo V_{C_T} por su valor final, $\frac{2}{3}V_{cc}$ se obtiene que:

$$\frac{2}{3}V_{cc} = \frac{G \cdot V_i}{C_T}t + \frac{1}{3}V_{cc} \quad (3.3)$$

Despejando t de la ecuación 3.3, el tiempo de carga queda:

$$t_c^* = \frac{C_T \cdot V_{cc}}{3 \cdot G \cdot V_i} \quad (3.4)$$

Suponiendo un tiempo de descarga fijo y arbitrario t_d^* , se obtiene entonces que la frecuencia de oscilación a la salida es:

$$f(V_i) = \frac{1}{t_c^* + t_d^*} = \frac{1}{\frac{C_T \cdot V_{cc}}{3 \cdot G \cdot V_i} + t_d^*} \quad (3.5)$$

Donde V_i es la entrada al oscilador controlado por voltaje.

3.3.3. Fuente de corriente

La mayor complejidad del circuito VCO (figura 3.2) está en obtener una corriente proporcional al consumo del nodo que cumpla con los requisitos de linealidad, bajo consumo y baja deriva térmica. En el anexo A.3 se discuten diferentes alternativas para la implementación esta fuente de corriente.

La figura 3.4 muestra la implementación seleccionada para la fuente de corriente controlada por voltaje de la figura 3.2, que proporciona una corriente proporcional a la corriente consumida por el nodo.

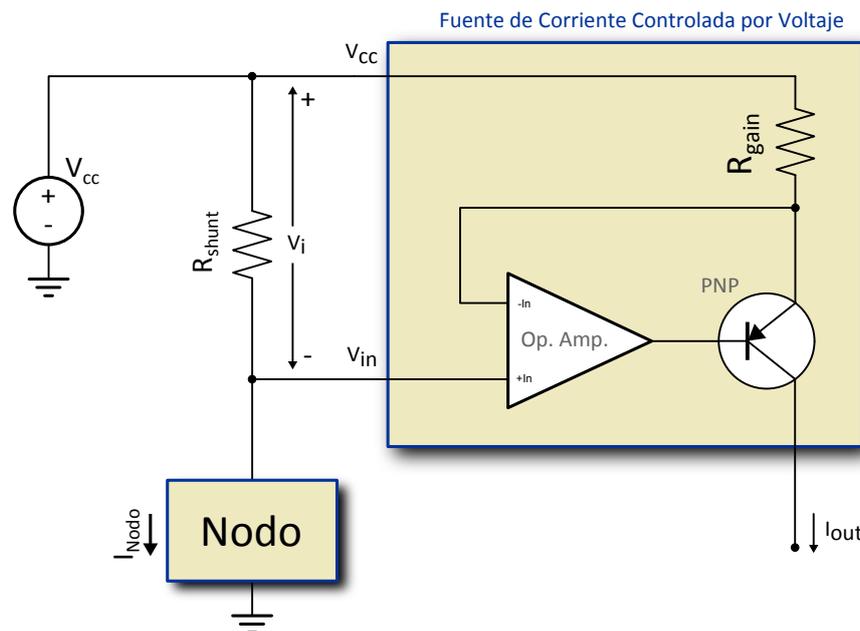


Figura 3.4: Fuente de corriente controlada por voltaje.

Si la corriente que circula por el nodo es I_{Nodo} , entonces el voltaje en la entrada de la fuente de corriente (nodo V_{in}) estará dado por la ecuación 3.6.

$$V_{in} = V_{cc} - R_{shunt} I_{Nodo} \quad (3.6)$$

3.3. Modelo simplificado

A partir de que $V_i = V_{cc} - V_{in}$ y la ecuación 3.6 se obtiene que:

$$V_i = I_{Nodo} R_{shunt} \quad (3.7)$$

Por otro lado, la corriente en el resistor R_{gain} , despreciando cualquier tipo de no idealidad en el circuito, es:

$$I_{R_{gain}} = \frac{V_{cc} - V_{in}}{R_{gain}} \quad (3.8)$$

Sustituyendo 3.6 en 3.8, se obtiene que la corriente en el resistor R_{gain} es:

$$I_{R_{gain}} = I_{Nodo} \frac{R_{shunt}}{R_{gain}} \quad (3.9)$$

Despreciando la corriente de polarización del amplificador operacional y la corriente de base en el transistor, se obtiene que $I_{out} = I_{R_{gain}}$. Entonces la corriente de salida de la fuente de corriente en función de la corriente consumida por el nodo es:

$$I_{out} = I_{Nodo} \frac{R_{shunt}}{R_{gain}} \quad (3.10)$$

A partir de la figura 3.4 se puede ver que $V_i = R_{shunt} I_{Nodo}$, por lo que de dado que el parámetro G esta dado por $G = \frac{I_{out}}{V_i}$, se obtiene que:

$$G = \frac{I_{Nodo} \frac{R_{shunt}}{R_{gain}}}{R_{shunt} I_{Nodo}} = \frac{1}{R_{gain}} \quad (3.11)$$

A partir entonces de las ecuaciones 3.5, 3.7 y 3.11 se obtiene que la frecuencia de salida del oscilador, en función de la corriente consumida por el nodo es la que se muestra en la ecuación 3.12.

Resultado 3: Frecuencia en función de la corriente en el nodo

$$f(I_{Nodo}) = \frac{1}{\frac{V_{cc} C_T R_{gain}}{3 I_{Nodo} R_{shunt}} + t_d^*} \quad (3.12)$$

Como se puede ver en la ecuación 3.12 la frecuencia obtenida a la salida del circuito VCO depende del voltaje de alimentación V_{cc} y no es una función lineal de la corriente consumida por el nodo I_{Nodo} .

Sin embargo, si se cumple la siguiente condición,

$$\frac{V_{cc} C_T R_{gain}}{3 I_{Nodo} R_{shunt}} \gg t_d^* \quad (3.13)$$

la frecuencia de salida sí es una función lineal de la corriente consumida, como se muestra en la ecuación 3.14.

$$f(I_{Nodo}) = \frac{3R_{shunt}}{V_{cc}C_T R_{gain}} I_{Nodo} \quad (3.14)$$

La elección de los componentes del circuito debe realizarse de manera tal de cumplir con los requerimientos, no siendo una tarea trivial ya que algunos resultan en condiciones contrapuestas. De la misma manera que en el caso del método mediante una R_{shunt} , la resistencia utilizada debe ser lo más baja posible. Por otro lado los valores de la resistencia R_{gain} y el capacitor C_T deben ser seleccionados para obtener una frecuencia que permita cumplir con el requerimiento de resolución y a su vez lograr cumplir con la condición 3.13, ya que este factor afecta la linealidad de $f(I_{Nodo})$.

3.4. Modelo completo

En esta sección se presenta el modelado eléctrico completo del SEM, al cual se le han incluido algunas modificaciones respecto a la propuesta inicial (sección 3.3) para cumplir con todos los requerimientos.

A partir de este modelado se obtienen las condiciones que deben cumplir los valores de los componentes para cumplir con los requerimientos establecidos.

3.4.1. Conversor corriente-corriente

Las ecuación 3.15 considera los efectos de las no idealidades del amplificador operacional que forma parte del conversor corriente-corriente cuyo análisis se presenta en el anexo A.5. En esta ecuación se agrega al modelado obtenido en la ecuación 3.10, el efecto del voltaje de *offset* (V_{off}) y de las corrientes de polarización a la entrada del amplificador operacional (I_b).

$$I_{out} = \frac{R_{shunt}}{R_{gain}} I_{Nodo} \pm \left[I_b \left(\frac{R_{shunt}}{R_{gain}} - 1 \right) - \frac{V_{off}}{R_{gain}} \right] \quad (3.15)$$

La corriente de salida de este bloque (I_{out}) será la entrada al bloque siguiente, el conversor corriente-frecuencia, como se puede ver en la figura 3.5.

Es de destacar que la corriente I_{out} forma parte del consumo del SEM, por lo cual debe ser significativamente menor que I_{Nodo} , para ello se debe cumplir que $R_{gain} \gg R_{shunt}$. En la sección 3.6 se determinan estos valores.

3.4.2. Conversor corriente-frecuencia

El conversor corriente-frecuencia se implementa mediante un circuito VCO basado en el temporizador integrado CSS555. En la figura 3.5 se muestra la conexión de este bloque al conversor corriente-corriente, mediante la cual se obtiene entonces una señal de salida (V_{out}) cuya frecuencia depende de la corriente instantánea consumida por el nodo I_{nodo} .

3.4. Modelo completo

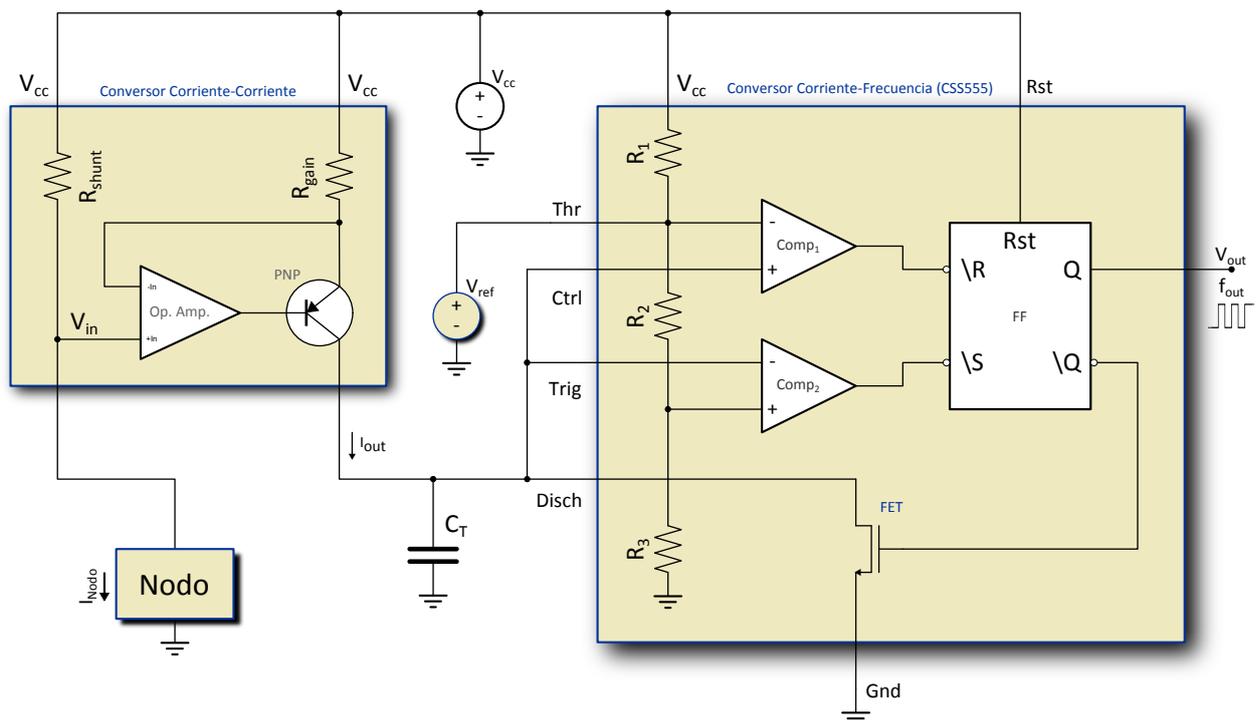


Figura 3.5: Bloque conversor corriente-frecuencia.

Este conversor corriente-frecuencia fue analizado en la sección 3.3 obteniéndose una expresión para la relación entre la frecuencia de la señal de salida y su corriente de entrada. La ecuación 3.12 obtenida en esa sección será el punto de partida para llegar a la ecuación final considerando los parámetros de *hardware* específicos para los componentes utilizados.

Uno de los requerimientos del método es que la medida de consumo no debe variar más de 1% para todo el rango de voltajes de alimentación del nodo. La ecuación 3.12 contiene el término V_{cc} , por lo que hasta aquí el método no cumple con este requerimiento.

Este término, como se muestra en la sección 3.3.2, es debido a los umbrales de los comparadores internos del CSS555 los que son fijados por el divisor resistivo formado por R_1 , R_2 y R_3 y dependen del voltaje de alimentación V_{cc} .

Para lograr independizar la frecuencia de la salida del voltaje de alimentación V_{cc} existen dos opciones:

- Modificar el bloque conversor corriente-corriente para que incluya una constante de proporcionalidad entre la entrada y la salida, de la forma $\frac{N}{V_{cc}}$. Esto implica diseñar el bloque para que cumpla con el requisito adicional, lo que compromete el requisito de bajo consumo y agrega complejidad.
- Fijar el voltaje en la entrada de nivel de disparo (*Threshold*) del CSS555. Para esto se requiere de una referencia de voltaje V_{ref} conectada a la entrada de *Threshold*, lo que aumenta el consumo.

Debido a su menor complejidad y a que existen referencias de voltaje con muy buena precisión, que tienen una variación con la temperatura muy baja y cuyo consumo es adecuado, se optó por la segunda opción.

Al agregar la referencia de voltaje que fija el valor de la entrada *Threshold* en V_{ref} los umbrales en las entradas de los comparadores pasan a ser $\frac{V_{ref}}{2}$ y V_{ref} , para cualquier valor de V_{cc} .

Repitiendo los cálculos realizados en la sección 3.3.2 se obtiene que el tiempo de carga del capacitor C_T es: $t_c^* = \frac{V_{ref}R_{gain}C_T}{2I_{Nodo}R_{shunt}}$. Por lo que repitiendo el razonamiento de la sección 3.3.3 se obtiene que la frecuencia de salida es:

$$f(I_{Nodo}) = \frac{1}{\frac{V_{ref}R_{gain}C_T}{2I_{Nodo}R_{shunt}} + t_d^*} \quad (3.16)$$

Estudio de t_d^*

El tiempo t_d^* en la ecuación 3.16 modela el tiempo de descarga del condensador C_T y su valor afecta la linealidad del resultado obtenido a partir de esta ecuación. Es entonces importante comprender no solo a que se debe sino conocer su valor.

Este tiempo esta dado por varios factores:

- Los comparadores tienen un retraso entre sus entradas y la salida debido al tiempo de propagación.
- El FF tiene un retraso entre sus entradas y su salida debido en parte al tiempo de propagación y en parte al sistema “*break-before-make*”.³

En la figura 3.6 se muestra un esquema de los retardos en las señales internas del CSS555. La señal V_{C_T} es el voltaje en el capacitor C_T , las señales $V_{Comp1/2}$ son las salidas de los comparadores $Comp_1$ y $Comp_2$ y V_{out} es la salida del CSS555. En esta figura se muestra también a que se llama tiempo de carga t_c^* y tiempo de descarga t_d^* .

A partir de la hoja de datos del CSS555 [21, fig. 25] se puede ver que el tiempo de propagación total varía entre $1,0\mu s$ y $1,2\mu s$ para un rango de voltajes de alimentación de entre $2,0V$ y $3,0V$, este tiempo de propagación se corresponde a $\frac{t_d^* - t_d}{2}$ en la figura 3.6.

El tiempo t_d^* esta dado entonces por: los tiempos de propagación de los comparadores y del FF, t_a y t_b respectivamente y el tiempo de descarga del capacitor t_d , desde su valor máximo hasta $\frac{V_{ref}}{2}$. Se obtiene entonces que el tiempo de descarga modelado es el siguiente: $t_d^* = 2(t_a + t_b) + t_d$.

La existencia de este retardo entre el cambio en las entradas de los comparadores que invierten la salida del FF y la salida del CSS555 provoca que para el circuito implementado el transistor de descarga permanezca activo por el tiempo $t_a + t_b$ luego que el voltaje en el capacitor alcanza el valor $\frac{V_{ref}}{2}$ durante su descarga. Este retardo es mayor que el tiempo de descarga del capacitor hasta que el voltaje en sus bornes vale $0V$, por lo tanto el voltaje final del ciclo de descarga no es $\frac{V_{ref}}{2}$.

Debido a que el capacitor se descarga completamente, la variación de voltaje en el ciclo de carga aumenta al doble, pasando de un ciclo de carga desde $\frac{V_{ref}}{2}$ hasta V_{ref} a un ciclo de carga desde $0V$ hasta V_{ref} . Como la carga es a corriente constante, el tiempo de carga también aumenta al doble. Este aumento en el tiempo de carga disminuye la frecuencia de oscilación de la señal de salida.

³Mecanismo de protección que retarda las conmutaciones a la salida de un circuito.

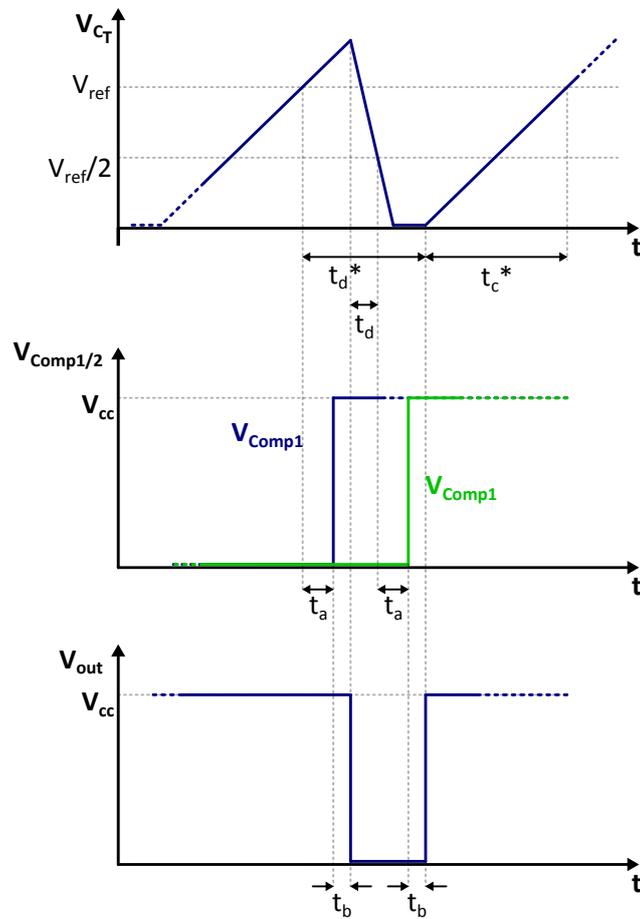


Figura 3.6: Diagrama de tiempos de propagación del CSS555. V_C voltaje en el capacitor C_T . $V_{Comp1/2}$ voltaje a la salida de los comparadores $Comp_1$ y $Comp_2$. V_{out} voltaje en la salida del CSS555.

Por lo tanto el tiempo de carga del capacitor debido al efecto del retardo pasa a ser: $t_c^* = \frac{V_{ref}R_{gain}C_T}{I_{Nodo}R_{shunt}}$, y la frecuencia de la señal de salida es entonces:

Resultado 4: Frecuencia de salida con V_{ref} incorporado y efecto de t_d^*

$$f(I_{Nodo}) = \frac{1}{\frac{V_{ref}R_{gain}C_T}{I_{Nodo}R_{shunt}} + t_d^*} \quad (3.17)$$

3.4.3. Medida en diferido

Se adelantó en la sección 2.5 que la solución que resuelve el compromiso entre el rango dinámico y el consumo del SEM, es medir el consumo en *sleep* de forma diferida tal como se presenta en [15].

El método de medida en diferido consiste en alimentar al nodo durante el estado *sleep* mediante un capacitor. Al salir el nodo de este estado se mide el consumo durante el estado de *sleep*, mediante la medida de la corriente necesaria para recargar dicho capacitor.

El bloque de medida en diferido esta formado por el capacitor C_{sleep} , dos llaves analógicas SW_1 y SW_2 del tipo SPDT (Llave unipolar con dos salidas, por su sigla en inglés) y un resistor R_{cap} a través del cual se carga C_{sleep} . Las llaves analógicas son controladas por el microcontrolador del nodo mediante dos patas de salida de uno de sus puertos digitales.

Mediante estas dos llaves de dos posiciones se tienen 4 combinaciones, siendo una de ellas no compatible con el sistema de medida y otra no utilizada. Las dos combinaciones que se utilizan durante el funcionamiento normal del método de medida se muestran en la figura 3.7. El voltaje V_{in} es la entrada del amplificador operacional que forma el convertor corriente-corriente y es el punto donde se mide la corriente consumida (ver figura 3.5).

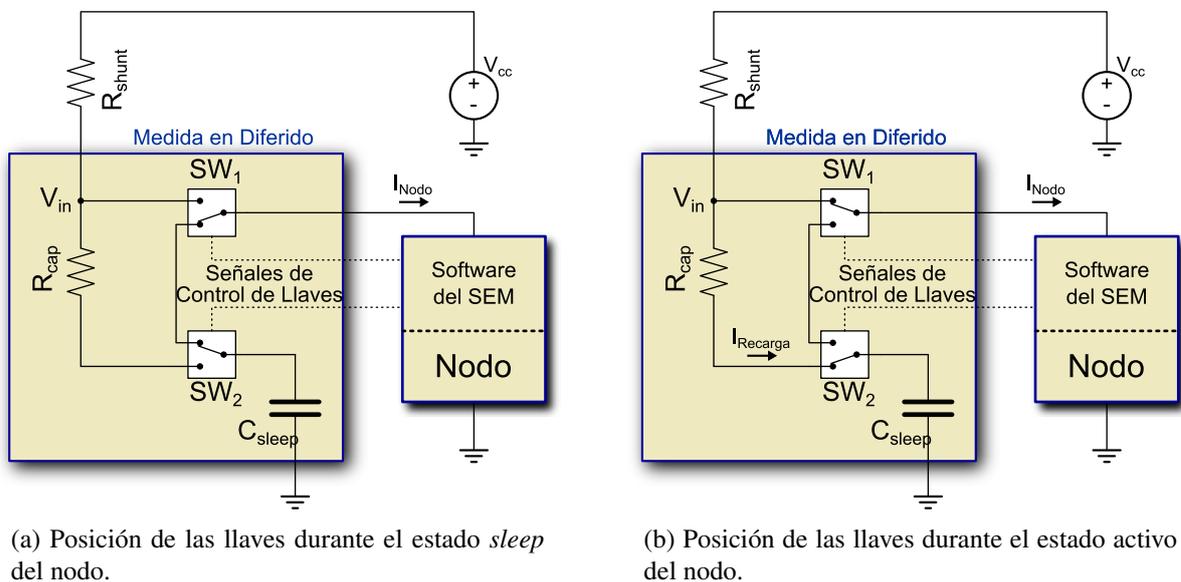


Figura 3.7: Posiciones de las llaves para los estados del método de medida diferido.

Cuando el nodo se encuentra en estado de *sleep* las llaves se encuentran en una posición tal que el nodo es alimentado por C_{sleep} como se muestra en la figura 3.7(a).

Cuando el nodo vuelve al estado activo conmuta ambas llaves. Una de ellas conecta la alimentación del nodo a la batería a través de R_{shunt} y la otra conecta C_{sleep} a R_{cap} para su recarga como se muestra en la figura 3.7(b).

Debido a que la corriente que recarga C_{sleep} circula a través de R_{shunt} , ésta es medida con el convertor corriente-frecuencia obteniéndose el consumo del nodo durante el estado de *sleep*.

Dado que durante la recarga del capacitor C_{sleep} se solapa el consumo del propio nodo con la corriente de recarga del capacitor, es necesario que el consumo del nodo mientras dure la recarga sea lo menor posible. Para esto el nodo es enviado nuevamente al estado de *sleep* mientras se recarga el condensador C_{sleep} . Una

vez finalizada la recarga del capacitor el nodo puede pasar finalmente al estado activo.

Por ultimo, antes de pasar nuevamente al estado de *sleep* el nodo debe conmutar nuevamente las llaves de manera de alimentarse de C_{sleep} , completando de esta manera el ciclo.

Pese a que el nodo cuenta con capacitores de desacople [25, pág. 7] es conveniente que las conmutaciones al pasar de un estado a otro se realicen en el siguiente orden para evitar que el nodo se pueda apagar:

- De *sleep* a activo: primero se conmuta SW_1 y luego se conmuta SW_2
- De activo a *sleep*: primero se conmuta SW_2 y luego se conmuta SW_1

En la figura 3.8 se muestra un diagrama de tiempos cualitativo en el que se muestra los distintos estados del nodo, cual es su alimentación, el voltaje que se espera ver en el capacitor C_{sleep} y los niveles de consumo del nodo en estos estados. En esta figura tanto los tiempos como las variaciones de voltaje se han exagerado para facilitar su comprensión.

En I el nodo se encuentra en estado activo alimentándose de la batería. En II el nodo se encuentra en estado de *sleep*. En III el nodo realiza la conmutación de las llaves analógicas para la medida diferida del consumo. En IV se recarga el capacitor y se realiza la medida diferida del consumo durante II y III. En V el nodo vuelve al estado activo.

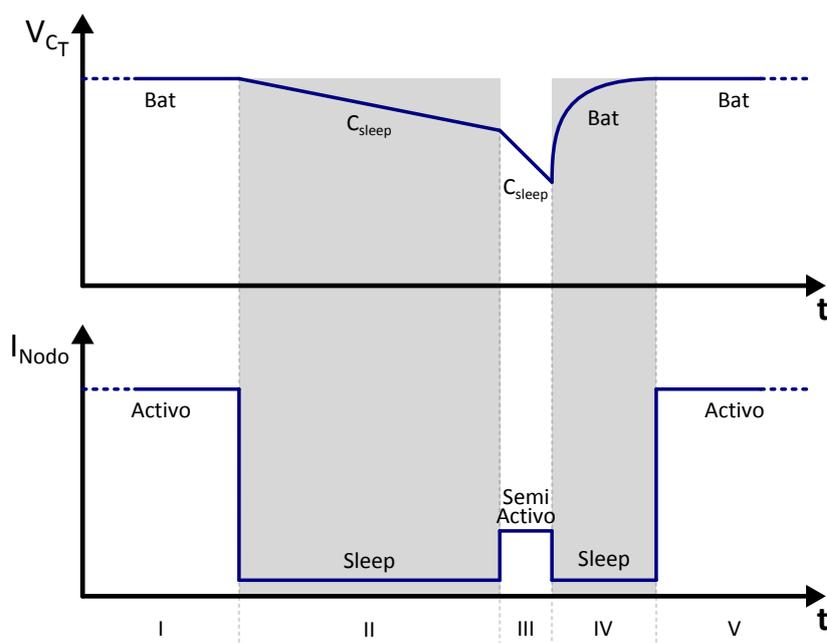


Figura 3.8: Diagrama de tiempo cualitativo, del sistema propuesto.

En la sección 2.5 se adelantó que la medida en diferido también supone un sobrecosto de energía debido a la pérdida durante la carga del capacitor C_{sleep} . En el anexo A.7 se analiza la energía perdida debido a la carga del capacitor, obteniéndose un eficiencia energética menor al 100% ya que naturalmente existe una variación de en bornes del capacitor (voltaje mínimo de descarga y voltaje final de carga).

En el caso de que exista esa variación de voltaje, se debe asumir la pérdida de energía útil como un costo, el

cual debe ser menor al costo en energía debido a dejar el SEM en su estado activo durante el ciclo de *sleep* del nodo.

La condición de utilizar la medida en diferido en lugar de medir directamente es entonces: la suma de la energía consumida por el SEM en *sleep* más la pérdida durante la carga de C_{sleep} debe ser menor que la energía que consume el SEM en activo. Se expresa en la siguiente ecuación:

$$E_{SEM}^{sleep} + E_{perd} \leq E_{SEM}^{act} \quad (3.18)$$

Donde E_{SEM}^{sleep} es la energía consumida por el SEM en su estado *sleep*, E_{perd} es la energía perdida durante la carga de C_{sleep} , y E_{SEM}^{act} es la energía consumida por el SEM en su estado activo durante el ciclo de *sleep* del nodo.

Si E_{SEM}^{sleep} y E_{SEM}^{act} se sustituyen en la ecuación 3.18 por sus valores promedio: VIt , donde V es el voltaje nominal de la fuente, I es la corriente promedio consumida en cada estado y t es el tiempo del ciclo de *sleep* y el término E_{perd} se sustituye por la expresión de la energía disipada en el resistor, mostrada en el anexo A.7, se obtiene la condición de aplicación de la solución de medida en diferido:

$$VI_{SEM}^{sleep}t_{sleep} + \frac{(V - V_0)^2 C_{sleep}}{2} \leq VI_{SEM}^{act}t_{sleep} \quad (3.19)$$

La carga que consume el nodo durante el ciclo de *sleep* está dada por: $Q_{Nodo}^{sleep} = I_{Nodo}^{sleep}t_{sleep}$ donde I_{Nodo}^{sleep} es la corriente promedio. Utilizando la ecuación $\Delta Q = C_{sleep}\Delta V$ se puede modificar la ecuación 3.19 para determinar una condición para la utilización de la solución de medida en diferido en función de la corriente que consume el nodo y el tiempo del ciclo de *sleep*.

$$I_{Nodo}^{sleep^2}t_{sleep} \leq 2V(I_{SEM}^{act} - I_{SEM}^{sleep})C_{sleep} \quad (3.20)$$

La ecuación 3.20 permite en base a una estimación del tiempo en estado *sleep* y la corriente en *sleep*, determinar en cuales casos es conveniente utilizar la medida en diferido ya que tanto el voltaje de alimentación como el consumo del SEM son conocidos.

La otra limitante que tiene la medida en diferido se debe a que la energía entregada por el capacitor es finita por lo que se debe recargar el mismo antes de que alcance el voltaje donde el nodo deja de funcionar. Además aumentaría la pérdida durante la carga por ser mayor la diferencia de voltajes. Existe un compromiso entonces, entre la pérdida de energía en la recarga y la mínima corriente de recarga medible por el circuito del SEM activo.

En el capítulo 4 se presenta con mayor detalle el control de la conmutación de la alimentación realizada por el microcontrolador, mostrándose también la máquina de estados correspondiente.

3.5. Ecuación de respuesta completa

El modelado realizado en la sección 3.4 permite lograr mayor precisión en la expresión que determina la frecuencia de salida y también el valor del *cuanto* de carga Q que es la unidad de medida del SEM. De esta

manera se tienen más elementos para una mejor elección de los componentes.

3.5.1. Offset en la frecuencia de salida

Tanto el efecto del tiempo de retardo en el CSS555 dado por el término t_d^* , como el voltaje de offset (V_{off}) del amplificador operacional del conversor corriente-corriente, provocan que la curva de frecuencia de salida en función de la corriente I_{Nodo} no sea lineal y tenga un valor distinto de cero cuando $I_{Nodo} = 0$. A este valor de frecuencia se la llamará frecuencia de offset f_{off} .

Es de interés para obtener mayor precisión en la medida que el valor de f_{off} tienda a cero, porque como se puede observar en la ecuación 2.9, si el término independiente b no es cero, el *cuanto* de carga varía con la frecuencia.

Si se agrega el valor del voltaje de offset (V_{off}) y de las corrientes de polarización (I_b) en las entradas del amplificador operacional, que afecta a la corriente medida como consumo del nodo según se muestra en la ecuación 3.15, la expresión de la frecuencia de salida dada por la ecuación 3.17, pasa a ser:

Resultado 5: Frecuencia en función de I_b y V_{off}

$$f(I_{Nodo}) = \frac{1}{\left[\frac{R_{gain} C_T V_{ref}}{R_{shunt} I_{Nodo} \pm (I_b (R_{shunt} - R_{gain}) - V_{off})} \right] + t_d^*} \quad (3.21)$$

El término t_d^* en el denominador de la ecuación 3.21 impone un comportamiento no lineal de la frecuencia de salida respecto a la variación de I_{Nodo} . Además este término tanto como I_b y V_{off} provocan que la frecuencia $f(I_{Nodo})$ sea distinta de cero cuando la corriente consumida es nula.

Seleccionando los valores adecuados para los componentes, se pueden minimizar los efectos de no linealidad y no pasaje por cero que causan error en la medida, de forma de cumplir con los requerimientos.

A partir de la ecuación 3.21 se determina el *cuanto* de carga que representa cada pulso de la señal de salida. O sea la resolución de la medida y también se visualiza el error cometido y cuales son las variables que lo afectan.

$$Q = \frac{I_{Nodo}}{f(I_{Nodo})} \quad (3.22)$$

Despejando de la ecuación 3.22 I_{Nodo} y sustituyendo en la ecuación 3.21, se obtiene el siguiente resultado para el *cuanto* de carga en función del voltaje de *offset*:

Resultado 6: *Cuanto* de carga Q en función de V_{off}

$$Q = \frac{R_{gain} C_T V_{ref}}{R_{shunt}} \left(\frac{1}{1 - f \cdot t_d^*} \right) \pm \frac{V_{off} - I_b (R_{shunt} - R_{gain})}{f \cdot R_{shunt}} \quad (3.23)$$

Entonces analizando la ecuación 3.23, se puede observar que hay dos términos aditivos y un término que incide proporcionalmente en el valor del *cuanto* de carga. Los efectos de los términos aditivos son más notorios a frecuencias bajas y disminuyen a medida que aumenta la frecuencia. En cambio el término proporcional provoca un aumento en el error al aumentar la frecuencia. Minimizar los errores implica hacer tender a cero los términos aditivos y a uno el término proporcional.

I_b y V_{off} corresponden al amplificador operacional y se deben considerar en la selección. En cambio t_d^* depende del CSS555 y por lo tanto ya está definido. Se puede aumentar el tiempo de carga del capacitor pero existe un compromiso con la resolución.

3.6. Selección de componentes

En esta sección se presentan los componentes seleccionados, sus valores y los criterios utilizados para tal selección.

A partir de las ecuaciones 3.21 y 3.23 y las condiciones que determinan los distintos requerimientos se construye la tabla 3.1. En la misma se analiza como afecta la variación de cada valor manteniendo los otros constantes. Para cada resultado en la tabla se considera una variación positiva de cada valor, ocurriendo lo contrario para variación negativa salvo que se especifique lo contrario.

La condición de linealidad es la establecida en la ecuación 3.13, la condición de consumo es basado en la corriente por la rama de R_{gain} y para la frecuencia y el error se usan 3.21 y 3.23 respectivamente.

Componente	Linealidad	Consumo SEM	Frecuencia	Error
$R_{gain} \nearrow$	aumenta	disminuye	disminuye	aumenta [†]
$R_{shunt} \nearrow$	disminuye	no cambia	aumenta	disminuye
$C_T \nearrow$	aumenta	no cambia	disminuye	no cambia
$V_{off} \nearrow$	aumenta	disminuye	disminuye	aumenta ^{††}
$I_b \nearrow$	disminuye	aumenta	aumenta	aumenta ^{††}

[†] el error introducido es despreciable por ser $V_{off} \gg I_b R_{gain}$

^{††} considerando el valor absoluto

Tabla 3.1: Efectos de la variación de valores de componentes

A partir del requerimiento de resolución que especifica que ésta debe ser tal que permita medir el evento de menor consumo con una resolución de al menos 10% y sabiendo que el método mide carga, se obtiene el *cuanto* de carga mínimo del método de medida.

El evento de menor consumo, desde el punto de vista de la carga consumida, es el CCA (Verificación de Canal Libre, por su sigla en inglés), debido a su bajo consumo de corriente en un tiempo muy corto. Para obtener el consumo del CCA en términos de carga hay que calcular el área bajo la curva $I(t)$ para uno de estos eventos. Se puede ver a partir de la figura 1.3 que el máximo consumo de corriente del CCA es de

12,5mA y su duración es de 920μs. Aproximando el comportamiento del consumo del CCA por un triángulo, se determina que el consumo en carga de este evento es de $Q_{CCA} \leq \frac{920\mu s \cdot 12,5mA}{2} = 5,75\mu C$.

A partir de este resultado, se obtiene que la resolución del método de medida en *cuantos* de carga debe ser menor a:

Resultado 7: Máximo cuanto de carga para el método de medida

$$Q^{max} = 0,58\mu C \quad (3.24)$$

3.6.1. Conversor corriente-frecuencia

Integrado temporizador CSS555:

Este desarrollo partió de un oscilador controlado por voltaje utilizando el chip CSS555 seleccionado por su bajo consumo y baja deriva térmica y con un rango de voltajes de alimentación entre 1,8V y 5,5V⁴, por lo tanto éste será el primer componente seleccionado. Pero aprovechando además la existencia de una versión que incluye un capacitor NP0 (Capacitor que no varía su valor con la temperatura) integrado, la opción es CSS555C. Las ventajas de que el capacitor esté integrado son que viene calibrado al valor nominal, se evitan capacidades parásitas por pistas y soldaduras y el costo es menor que agregar un capacitor externo.

De la ecuación 3.17, que no considera las no idealidades del amplificador operacional, se ve que la frecuencia disminuye con el aumento de C_T , entonces para mantener al máximo la frecuencia de salida para no perder resolución en la medida, se fija C_T en el valor nominal del capacitor interno del chip: $C_T = 100pF$

Referencia de voltaje V_{ref} :

Para la selección de la referencia de voltaje, que fija un valor en la entrada *Threshold* del chip CSS555C, se estableció que dicho valor debe ser lo más cercano posible a $\frac{2}{3}V_{cc}$ cuando las baterías están a su voltaje nominal. Además de fijar dicho valor y siguiendo con los requerimientos fundamentales para este trabajo, la referencia debe tener muy bajo consumo, muy baja deriva térmica y un rango de voltaje de alimentación tal que no deje de funcionar antes que el nodo. Cumpliendo con estos requerimientos para el componente, se seleccionó el chip LT6656 [26] de Linear Technology con un consumo típico de 0,85μA y máximo de 1μA. La variación del voltaje de salida con la temperatura es de 5ppm/°C. El valor del voltaje de salida es de 2,048V.

Si bien la referencia de voltaje seleccionada es la recién mencionada, por disponibilidad en la placa con la que se realizaron las pruebas se utilizó el chip MAX6018 [27] de Maxim Integrated con un consumo típico de 3μA y una variación con la temperatura de 16ppm/°C. La referencia utilizada tiene mayor consumo y mayor deriva térmica que la seleccionada pero mantiene el valor del voltaje de salida.

⁴Configurado para un rango de V_{cc} estándar. Se puede configurar para un rango bajo en el que el mínimo V_{cc} es 1,2V.

3.6.2. Conversor corriente-corriente

Los componentes principales que integran al conversor corriente-corriente son: R_{shunt} , R_{gain} , amplificador operacional y transistor PNP.

Resistor R_{shunt} :

El resistor shunt debe cumplir los requisitos de precisión, bajas derivas térmicas y el valor elegido no disminuye el rango de alimentación de funcionamiento del nodo.

El requerimiento respecto al rango de voltaje de alimentación, establece que el SEM no debe afectar en más de 2,5% los voltajes mínimo y máximo de operación normal del nodo, los cuales son 2,1V y 3,2V respectivamente. Desde este punto de vista hay dos limitantes, el rango de voltajes de operación de los componentes del método y la caída en el resistor *shunt*.

La máxima caída en el resistor *shunt* se da para la mayor corriente a ser medida por el método, que según lo establecido en el requerimiento respecto al rango de medida es $I_{Nodo}^{max} = 30mA$. Dado que el mínimo voltaje de operación del nodo es de 2,1V [25, pág. 4], entonces el valor del resistor *shunt* debe ser tal que $R_{shunt} \cdot I_{Nodo}^{max} \leq 52,5mV$, por lo que:

$$R_{shunt} \leq 1,75\Omega \quad (3.25)$$

Cumpliendo con este requisito se seleccionó un resistor al 1% de valor 1 Ω .

Resistor R_{gain} :

El otro resistor a determinar es R_{gain} , este valor determina la ganancia del conversor, además incide en la resolución de la medida y en la linealidad. Para establecer una cota mínima para R_{gain} se toma como punto de partida a la ecuación 3.17 donde se pretende minimizar el efecto del tiempo de retardo t_d^* , que como se vio causa pérdida de linealidad.

Sin considerar a V_{off} , para despreciar el efecto de t_d^* , se debe cumplir que $\frac{R_{gain}CV_{ref}}{R_{shunt}I_{Nodo}} \gg t_d^*$ entonces el resistor R_{gain} queda acotado por:

$$R_{gain} \gg \frac{R_{shunt}I_{Nodo}t_d^*}{C_T V_{ref}} \quad (3.26)$$

Sustituyendo por los valores de R_{shunt} , C_T y V_{ref} ya seleccionados, para $t_d^* = 1\mu s$ y $I_{Nodo} = 30mA$, por ser el valor que impone la cota, queda entonces $R_{gain} \gg 146\Omega$.

En base a las consideraciones anteriores el valor seleccionado para R_{gain} es de 1,5k Ω . Un valor mayor para este resistor mejoraría la linealidad y el consumo del SEM, pero como existe un compromiso con la frecuencia de salida, no se aumentó más que el primer valor disponible superada la cota.

A partir de los valores obtenidos de C_T , R_{shunt} , R_{gain} y el valor de t_d^* es posible evaluar la ecuación 3.21 despreciando el efecto de V_{off} e I_b obteniéndose que:

$$f(I_{Nodo}) = \frac{1}{\frac{307,2 \times 10^{-9}}{I_{Nodo}} + 1 \mu s} \quad (3.27)$$

Amplificador operacional:

El amplificador operacional debe cumplir que:

- El rango de alimentación debe abarcar al rango del nodo.
- El consumo de energía del circuito que éste chip integra cumpla con la cota establecida en la ecuación 2.2. Para este requerimiento se analizaron dos opciones, primero mantener un consumo estático constante durante todo el rango de operación y segundo que el operacional tenga la opción de *shutdown* de forma de operar en los dos estados definidos en sección 1.4. Si bien el uso de un estado de *shutdown* baja el consumo del SEM durante el ciclo de *sleep*, es necesario que el tiempo de restablecimiento sea lo suficientemente rápido para nuestra aplicación. Por lo tanto se eligió la primera opción en la que el operacional mantiene su consumo estático inclusive en el estado de *sleep*.
- Debe ser rail to rail por ser los voltajes de entrada muy cercanos a la alimentación.
- El *Slew Rate* debe ser al menos de $0.03V/\mu s$. Este valor surge de un análisis experimental y simulaciones. Cada vez que se comienza a cargar el capacitor C_T , la corriente por el transistor experimenta un pico de muy corta duración, cambiando el voltaje de la entrada inversora del amplificador operacional. Si la salida del operacional no se restablece a tiempo, la curva de carga no tiene la forma esperada. Este efecto se vio utilizando el OPA369. Con el OPA379 ya deja de ser perceptible y de este operacional se toma la cota para el *Slew Rate*.
- El voltaje de offset debe ser el más bajo posible, ya que esta cantidad se suma al voltaje de entrada y afecta directamente a la corriente de salida. En caso de no poder despreciar su efecto se debería calibrar previo a su uso. Para que el valor del *offset* sea despreciable se debe cumplir entonces: $V_{ff} \ll R_{shunt} I_{Nodo}$. Como la corriente mínima a medir corresponde a la mínima corriente del nodo en activo ($1mA$) y R_{shunt} se seleccionó de 1Ω se obtiene la cota máxima para el voltaje de offset.

$$V_{off} < \frac{1\Omega \cdot 1mA}{10} = 100\mu V \quad (3.28)$$

- Debe presentar una mínima variación con la temperatura de V_{off} .

En la tabla 3.2 se encuentran algunos de los amplificadores operacionales que podrían cumplir con los requerimientos, como es de gran importancia el efecto del voltaje de offset en la medida se seleccionó el operacional cuyo valor es el menor, este es el OPA333, que a pesar de tener mayor consumo que el OPA369 o el OPA379, éste es lo suficientemente bajo como para cumplir con el requerimiento de consumo indicado en la sección 2.3.1. Esto se verifica en las siguientes secciones.

Transistor de Salida:

El transistor de salida utilizado es el MMBT3906[28], que es un transistor PNP de propósito general, en encapsulado SOT-23. Este transistor cumple con la hipótesis de tener $\beta \gg 1$.

<i>Operacional</i>	$V_{min}(V)$	$V_{max}(V)$	$SR(\frac{V}{\mu s})$	$V_{off}(mV)$	$I_q(\mu A)$	$\frac{\Delta V_{off}}{\Delta T} (\frac{\mu V}{^\circ C})$	$R - R$
LPV521	1.6	5.5	0.0024	0.1	0.35	0.4	SI
OPA330	1.8	5.5	0.16	0.008	21	0.02	SI
OPA333	1.8	5.5	0.16	0.002	17	0.02	-3mV
OPA336	2.3	5.5	0.03	0.06	20	1.5	SI
OPA348	2.1	5.5	0.5	5	45	4	SI
OPA369	1.8	5.5	0.005	0.25	0.8	0.4	SI
OPA379	1.8	5.5	0.03	1.5	2.9	1.5	SI

Tabla 3.2: Comparación de amplificadores operacionales

3.6.3. Medida en diferido

Llaves SW_1 y SW_2 :

Las llaves llamadas SW_1 y SW_2 mostradas en la figura 3.7 están ambas integradas en el circuito integrado ADG8884 [29] de Analog Devices. Este integrado fue seleccionado por su bajo consumo, cuyo valor típico es de $3nA$ y su baja resistencia entre la entrada y la salida, cuyo valor típico es de $0,4\Omega$.

Capacitor C_{sleep} :

El capacitor C_{sleep} alimenta al nodo durante el tiempo que este permanece en estado *sleep*, por lo tanto se debe seleccionar de tal forma que el voltaje en sus bornes no baje del menor voltaje especificado para el funcionamiento del nodo durante ese lapso. Para calcular su valor es necesario entonces, saber el consumo en *sleep* del nodo, el tiempo máximo que el nodo permanece en este estado y el mínimo voltaje de alimentación del SEM.

Los valores utilizados para la corriente por nodo en estado *sleep* y y el tiempo que dura este estado, fueron los medidos en laboratorio para el nodo RSI TelosB. Donde $I_{sleep} = 750\mu A$ y $t_{sleep} = 125ms$.

La variación máxima de voltaje en el condensador C_{sleep} durante el estado *sleep*, se fijó en $1V$. Esta elección es porque nos da el capacitor más pequeño, y el que demora menos tiempo en recargar. La ecuación 3.29 fija el mínimo valor de C_{sleep} .

$$C_{sleep}^{min} = \frac{I_{sleep} t_{sleep}}{\Delta V_{C_{sleep}}} = 93,75\mu F \quad (3.29)$$

El valor final utilizado para C_{sleep} es de $100\mu F$.⁵

⁵Por problemas de disponibilidad, la capacidad de C_{sleep} en la placa es de $94\mu F$ implementado con dos capacitores de $47\mu F$ en paralelo.

Resistor R_{cap} :

La resistencia R_{cap} limita la corriente de carga al capacitor C_{sleep} y junto con R_{shunt} fijan la constante de tiempo para que esta carga se realice. Se tomó como criterio arbitrario que el tiempo debía ser de al menos diez pulsos del VCO durante la recarga.

Para determinar R_{cap} se establece que la corriente de carga promedio se encuentre en la mitad del rango de medida (1mA a 30mA) en estado activo: 15mA. Evaluando la ecuación 3.27 para esta corriente se obtiene que $f(15mA) = 46,5kHz$. El tiempo de carga debe superar 5 períodos correspondientes a dicha frecuencia. Entonces el tiempo de carga debe ser $t > \frac{10}{46,5kHz} = 214,8\mu s$. Por lo tanto la resistencia R_{cap} se determina como:

$$R_{cap} > \frac{t}{C_{sleep}} - R_{shunt} = 1,07\Omega \quad (3.30)$$

El valor fijado para R_{cap} es de 1Ω con una tolerancia de 1%. Se reduce un poco el tiempo de carga ($100\mu s$), pero gracias a esto no existe solapamiento entre la medida del consumo durante *sleep* con el consumo del nodo en activo durante esta medida. Este efecto fue explicado en la sección 3.4.3.

3.6.4. Resumen de componentes utilizados

Se muestra en la tabla 3.3 la lista de todos los componentes seleccionados para cumplir con todos los requerimientos del método de auto-medida.

Componente	Referencia	Valor/Parte	Observaciones
Timer 555	U5	CSS555	bajo consumo, baja deriva
Capacitor	C_T	100pF	NP0, integrado en el CSS555C
Amplificador operacional	U2	OPA333	bajo offset
Resistor	R_{gain}	1,5k Ω	1 %
Resistor	R_{shunt}, R_{cap}	1 Ω	1 %
Capacitor	C_{sleep}	100 μF	NP0
Transistor	Q1	MMBT3906	
Llave analógica	U1	ADG884	2 llaves integradas
Referencia de voltaje	U3	MAX6018	bajo consumo, baja deriva

Tabla 3.3: Listado de componentes principales

La variación de los componentes debido a las tolerancias introducen una incertidumbre menor al 1% en el peor caso ($R_{shunt} \pm \delta_{max_s}$ y $R_{gain} \mp \delta_{max_g}$).

3.6.5. Esquemático

En la figura 3.9 se muestra el esquemático completo del circuito implementado.

El nodo de red se conecta en el conector *P11* a través del cual:

- Recibe la alimentación (*VccMote* y *Gnd*)
- Recibe la señal de salida del SEM (*Fout*)
- Controla las llaves analógicas (*CtrlA*, *CtrlB* y *CtrlC*)

La señal *CtrlA* controla la llave analógica *S2* (*SW₂* en la figura 3.7) mediante la cual se conecta el capacitor *C_{sleep}* a la llave *S1* (para alimentar el nodo) o a *R_{cap}* para su recarga.

La señal *CtrlB* controla la llave analógica *S1* (*SW₁* en la figura 3.7) mediante la cual se conecta el nodo a la llave *S2* (para alimentar el nodo) o a *R_{shunt}*.

La señal *CtrlC* permite inhibir la oscilación en la salida del CSS555C.

Todas las señales de control tienen prevista la colocación de un resistor Pull-Down (Resistor de puesto a tierra) indicados como *R5*, *R6* y *R7*. En el caso de las señales de control de las llaves analógicas esto es para llevarlas a un estado conocido al alimentar el circuito. En el caso de la señal de control *CtrlC* se previó además la colocación de un Pull-Up (Resistor de puesto a *V_{cc}*).

El resistor *R6* es necesario para que el sistema funcione correctamente asegurando que al alimentar al sistema *Nodo + SEM* el nodo se alimente de *R_{shunt}*. En caso contrario el nodo no recibe alimentación y dado que es este quien controla las llaves el sistema nunca enciende.

El resistor *R7* asegura que el capacitor *C_{sleep}* se comience a cargar en cuanto se alimenta el sistema, lo cual es deseable en caso que el nodo pueda pasar a estado de *sleep* inmediatamente luego de encenderse. En caso que ocurra esto, si el capacitor *C_{sleep}* no se encuentra cargado el nodo se apaga.

Por último los resistores *R5* y *R8* permiten hacer que el CSS555C arranque oscilando o no al conectar la alimentación.

En el diseño se previó la colocación de algunos capacitores de *Bypass* (*C2* y *C6*) para los componentes activos y de mayor consumo, los cuales no fueron necesarios. En caso que se hubiera detectado la presencia de ruido en el voltaje de alimentación se deberían haber colocado estos componentes, siendo un valor razonable *100nF* en caso que el ruido sea de alta frecuencia.

También fue prevista la posibilidad de utilizar el CSS555⁶ y un capacitor *C_T* externo indicado como *C7*.

La referencia de voltaje LT6656⁷ requiere de dos capacitores de *Bypass* *C3* y *C4* cuyos valores son *1μF* y *100nF* respectivamente.

El triple puente *J1* permite incluir o no el consumo del propio SEM a la medida de consumo realizada. Conectando las patas 1 y 2 no se incluye en consumo del SEM dentro de la medida, mientras que conectando las patas 2 y 3 sí se incluye.

⁶A diferencia del CSS555C, el CSS555 no cuenta con el capacitor *C_T* integrado.

⁷Se recuerda que la referencia de voltaje finalmente utilizada es el MAX6018.

3.6. Selección de componentes

Se previó la posibilidad de controlar las llaves $S1$ y $S2$ mediante una sola pata del microcontrolador cortocircuitando las patas 1 y 2 del puente $J2$ que cortocircuita las señales $Ctrl_A$ y $Ctrl_B$. Para evitar que el nodo pueda llegar a apagarse se optó por realizar el manejo en forma independiente.

También se previó la posibilidad de controlar todas las señales de control con una sola pata del microcontrolador cortocircuitando las patas 1, 2 y 3 del puente $J2$.

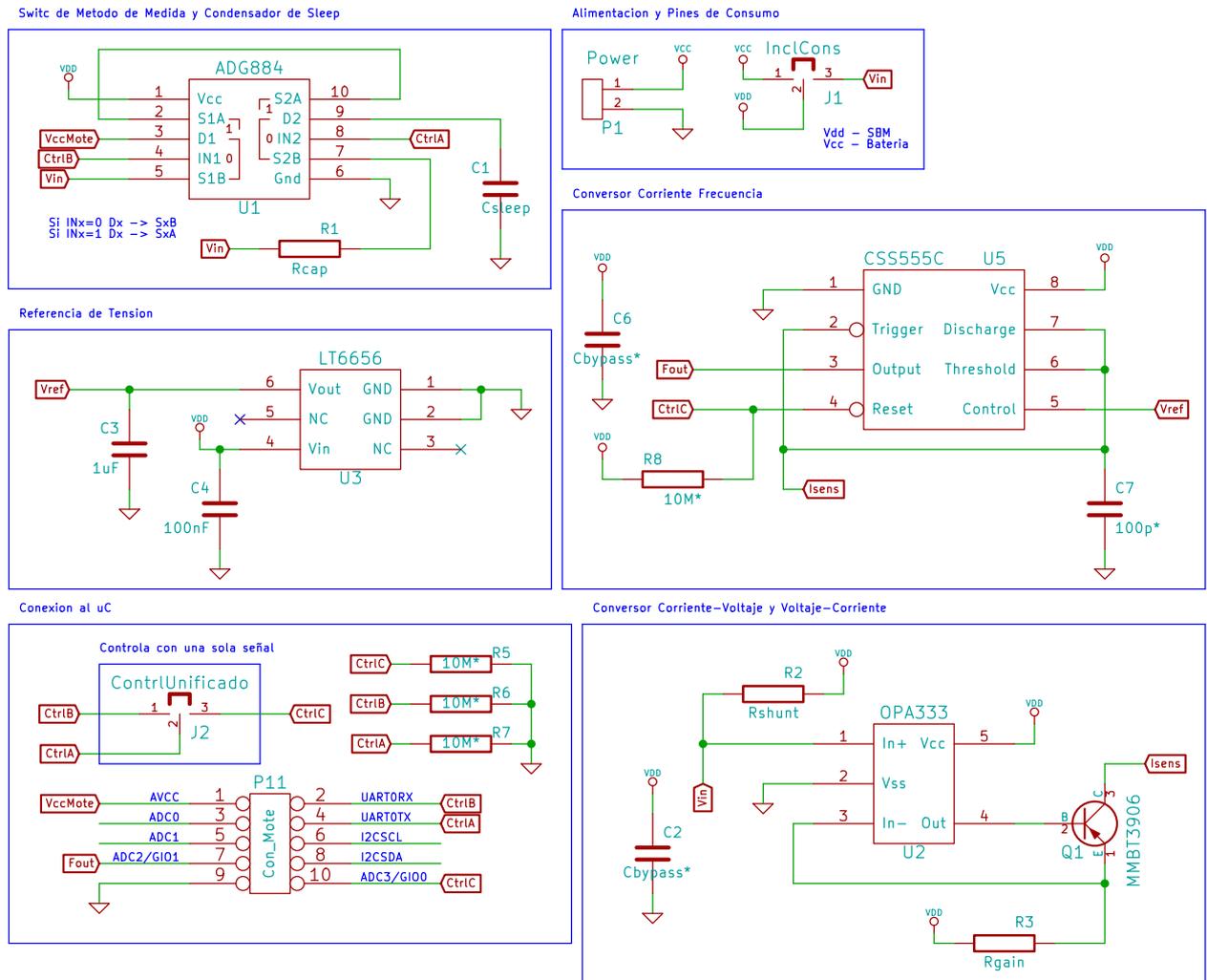


Figura 3.9: Esquemático completo del circuito implementando.

En la figura 3.10 se muestra la placa de circuito impreso diseñada y utilizada para la implementación del SEM.

En la figura 3.11 se muestra una foto del SEM conectado a un nodo de red TelosB.

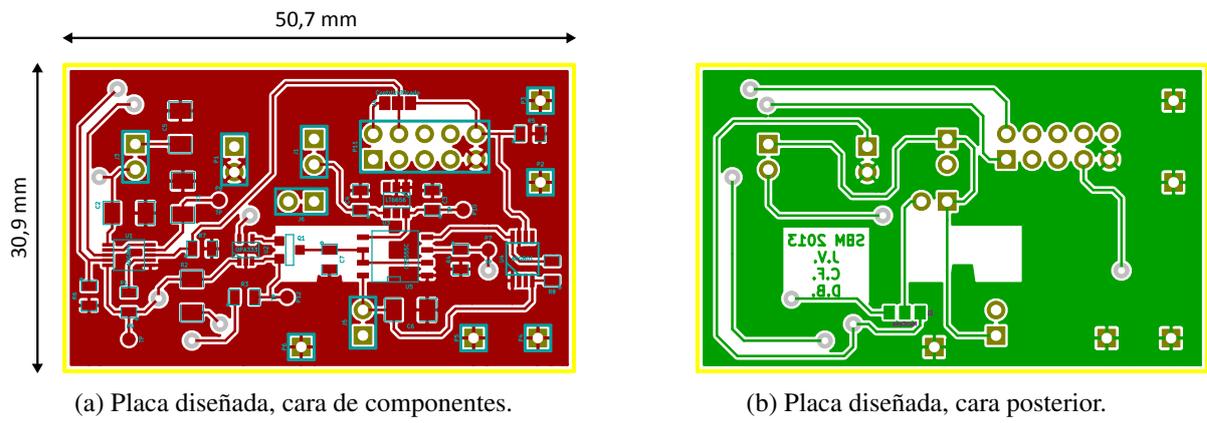


Figura 3.10: Placa diseñada, cara de componentes y posterior.

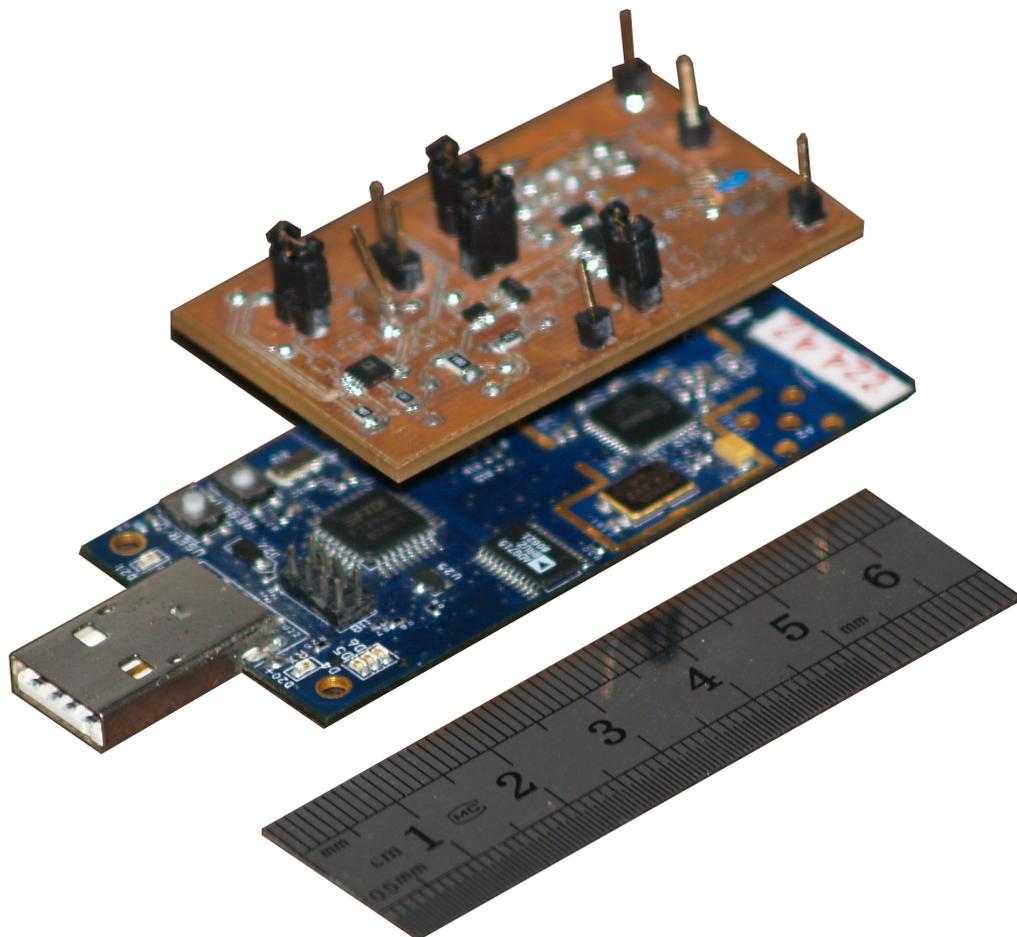


Figura 3.11: SEM conectado a un nodo de red TelosB.

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los conceptos más importantes para la implementación del *software* embebido de control y medida de consumo utilizando el SEM.

Se muestran diferentes opciones para implementar la medida en el nodo, estimando los recursos necesarios y haciendo un breve raconto de ventajas y desventajas.

Además se presenta un ejemplo de implementación del SEM en ContikiOS, un RTOS para nodos de RSI que incluye un sistema de estimación de consumo (Energest). Finalmente se muestra como obtener la misma medida utilizando SEM.

4.2. SEM Software Core

En esta sección se describe la funcionalidad mínima que debe implementarse en el *software* para poder utilizar correctamente el SEM, ya sea la medida continua o diferida de *sleep*.

Además se incluyen algunas consideraciones sobre las diferentes opciones de implementación de la medida, aclarando en detalle por que fueron descartadas para el ejemplo presentado.

4.2.1. Procesamiento de la señal del circuito de medida

Como se vió en el capítulo 3, la señal de salida del circuito de medida del SEM es una onda cuadrada cuya frecuencia depende de la corriente por R_{shunt} .

Dependiendo del estado de las llaves de control, la corriente sensada corresponde al consumo del nodo solamente, o al consumo actual del nodo más el consumo del nodo en el último ciclo de *sleep*. Además según la conexión del puente triple $J1$ se puede incluir o no el consumo del SEM en la medida del consumo del nodo.

Existen diferentes opciones para procesar los pulsos. Se puede utilizar la relación presentada para el VCO en la sección 2.4.3 y considerar la carga asociada a cada pulso a la salida del circuito. También podría medirse la frecuencia o período de la señal del circuito de medida para obtener el valor de la corriente. Se podría calcular directamente o mediante una tabla que relaciona la frecuencia con la corriente.

En todos los casos es necesario tener disponible uno o más *Timer/Counter* del microcontrolador, que dependiendo del método elegido se utilizan como contadores o cronómetros y el consumo se obtiene como carga o como corriente.

En cuanto a la obtención del valor de la corriente mediante la medición del período o frecuencia de la señal de salida, hay que considerar los siguientes factores:

- precisión
- resolución temporal

- uso de recursos

La frecuencia de una señal es el inverso del período de la misma, pero pasar de una a otra en un microcontrolador es en general un proceso costoso en términos del cálculo. Las operaciones llevan tiempo si no se cuenta con una unidad de punto flotante, en cambio si se cuenta con ella, se opera en menor tiempo pero aumentando el gasto de energía.

Por esta razón, la elección de la variable a medir y la implementación de dicha medida forman parte de una decisión muy importante ya que determinan los límites de precisión, resolución y recursos necesarios.

La medición de frecuencia se realiza con un *Timer* y un *Counter* de la siguiente manera: se fija la base de tiempos en el *Timer* y se cuentan los ciclos con el *Counter* durante ese intervalo de tiempo. La división entre el valor del *Counter* y el tiempo del *Timer* da la frecuencia. La resolución queda determinada por la cantidad de pulsos que pueda contar. Por lo tanto, si la frecuencia a medir es relativamente baja, el tiempo durante el cual se deben contar los pulsos debe ser largo, y por lo tanto, la resolución temporal será necesariamente baja. Para el caso de frecuencias altas, el contador deberá tener la capacidad necesaria para evitar la pérdida de información por *overflow*. En todos los casos, una buena práctica es utilizar un *Timer* con una base de tiempos que sea múltiplo de 2. De esta forma, la división o multiplicación necesaria para obtener el valor de la frecuencia a partir del valor del *Counter* se reduce a un *shift* del registro, ahorrando tiempo de cálculo del procesador.

La medición de período se realiza con un *Timer*, midiendo directamente la duración de cada pulso. El valor que se obtiene es en la base de tiempo del *Timer*. La resolución de la medida depende de la frecuencia de la base de tiempos. Para períodos largos (donde la frecuencia es mucho menor a la base de tiempos), se debe tener en cuenta el largo del registro del *Timer*, donde una duración del período superior al máximo valor del *Timer* produciría una pérdida de información por *overflow*.

Una vez que se obtiene el valor de frecuencia o período, es posible obtener el valor de corriente mediante una tabla en la que se almacena una serie de valores posibles. El resultado de la medida se puede aproximar por el valor más cercano en la tabla. También se puede no almacenar ningún valor y utilizar la relación matemática 3.21 entre la frecuencia y la corriente para calcular esta última. La ventaja de utilizar éstos métodos es que no importa si la relación entre la entrada y la salida es lineal.

En el caso de medición de carga consumida, los cálculos son más simples si el circuito tiene salida lineal. De esta forma se requiere de un único *Counter*. En él se lleva una cuenta parcial, y con cada *overflow* se incrementa una variable que lleva registrada la cantidad de *overflows*. El total de la carga consumida resulta de la suma del *Counter* con el producto de los *overflows* por el máximo valor de cuentas del *Counter*. La resolución temporal de este método depende del menor consumo de corriente a medir.

Si no se dispone de *Timers/Counters*, es posible utilizar otros métodos para realizar la medida. En este caso se precisa un puerto de entrada para el caso de una implementación con *polling*, o un puerto de entrada con capacidad de interrupción para hacerlo utilizando una interrupción con cada pulso.

Polling

Hacer *polling* es la menos eficiente de todas. Es una técnica en general muy básica, donde se lee constantemente el valor de un bit específico de un puerto, utilizando tiempo útil del microcontrolador. Tiene la ventaja

de tener el tiempo de respuesta más rápido, ya que es una lectura de puerto y una instrucción de comparación y salto.

Para contar los pulsos, basta contar las transiciones 0 a 1 de la señal que existen en el período de interés. No importa detectar el flanco en el momento que ocurre, es suficiente con que dos lecturas consecutivas tengan diferente valor para contabilizar los *cuantos* de carga.

Para cada valor de corriente a ser medido se corresponde un valor de frecuencia de la señal de onda cuadrada periódica de salida. Entonces para obtener las transiciones entre 0 y 1 se debe leer el puerto al menos con una frecuencia del doble de la de la señal de entrada. Por ejemplo, si la señal tiene una frecuencia de 100kHz entonces se debe consultar al puerto 200.000 veces por segundo.

Si el microcontrolador tiene un reloj de 4MHz , ejecuta 4.000.000 instrucciones por segundo. El acceso al puerto, el salto condicional y la actualización del contador lleva no menos de 15 instrucciones. Se puede ver el código en assembler necesario para chequear el bit en un puerto e incrementar el contador de carga.

Listado de código fuente 4.1: Implementacion de SEM con polling

1	CALL	#0x0405e	; llamada a la subrutina
2			; que chequea el puerto
3	..		
4	0x045e :		
5	BIT.B	#0x001 , &0x0020	; 0x0020 corresponde a la
6			; direccion del puerto
7	JZ	0x0407e	
8	INC	&0x01100	; incremento del long que
9	ADC	&0x01102	; lleva la cuenta de carga
10	RET		

De esto se desprende que se necesitan $200,000 \cdot 15 = 3,000,000$ de ciclos de reloj por segundo para consultar el puerto. Por lo tanto la utilización de polling, ocupa un 75 % de los ciclos útiles del microcontrolador.

Lo anterior vale para una señal con un ciclo de trabajo del 50%. En el caso de la señal generada por el *hardware* del SEM que tiene un ciclo de trabajo mayor al 90 %, la frecuencia necesaria de lectura del puerto sería mayor aún. Por lo tanto no es posible utilizar esta opción para el *software* del SEM, ya que la medida de consumo no debe afectar significativamente a la aplicación.

Interrupción

Otra opción es utilizar un puerto que interrumpa al microcontrolador con cada pulso de la señal de entrada. La validez de esta opción depende de la frecuencia con la que ocurran las interrupciones. Es decir que si el microcontrolador dedica un tiempo a la ISR (Rutina de atención a interrupciones, por su sigla en inglés) que no es despreciable respecto al tiempo de proceso de la aplicación principal, esta alternativa pierde validez. En cambio si la frecuencia de las interrupciones es baja o es fundamental para la aplicación la obtención del conteo de *cuantos* de carga, este es un método válido para ser implementado como *software* embebido del SEM.

Aplicando el anterior criterio de validación al caso en estudio, con la frecuencia de la señal en el rango visto en el capítulo 3 (del orden de 100kHz), se tendría una interrupción cada $10\mu\text{s}$. Teniendo en cuenta que una

atención a interrupción lleva 11 ciclos de entrada y salida¹, más 4 ciclos para actualizar el contador de carga, atender cada pulso del SEM lleva 15 ciclos de reloj. Considerando que el ciclo de reloj es de $250ns$ (para una frecuencia de $4MHz$), el tiempo total de atención para cada pulso resulta ser $3,75\mu s$.

En resumen, si bien es una mejora con respecto al polling, se utilizan $3,75\mu s$ cada $10\mu s$, o sea un 37.5% del tiempo útil del microcontrolador. Y por lo tanto no es posible utilizar este método para la configuración elegida del SEM.

Si la frecuencia de operación del SEM fuera menor (es decir, que también se disminuye la resolución en carga), podría ser posible realizar esta implementación. Por ejemplo si nuestro límite es no ocupar más de un 1% del tiempo del procesador, entonces la mayor frecuencia utilizable sería $2,6kHz$.

Medición de carga

Si bien las posibilidades de procesamiento de la medida son varias, el circuito se diseñó para medir carga. Por esta razón se tuvo especial cuidado en lograr un *hardware* con transferencia lineal.

Tal como resulta de lo visto en la sección 3.5, la respuesta del circuito de medida no es perfectamente lineal. Por lo tanto tomar un valor de carga fijo para cada pulso introduce un error.

Considerando al conversor corriente-frecuencia linealizado, se pueden escribir las relaciones siguientes:

$$T(I) = k \frac{1}{I}$$

donde $T(I)$ es el período de la señal en función de la corriente consumida.

$$I(f) = kf$$

donde f es la frecuencia de la señal. Entonces, si hay N pulsos por segundo se puede escribir

$$Q(N) = kN$$

Siendo $Q(N)$ la carga consumida en un segundo. De esta forma, cada pulso de salida del SEM corresponde con una carga $Q(1) = k$, característica de transferencia del conversor.

Por lo tanto, se debe elegir un coeficiente k que minimice el error de conversión. Se eligió como medida de error a la distancia entre la recta linealizada $Carga = kN$ y la curva de salida real, relevada como parejas (x_i, y_i) .

Entonces, se define el error medio cuadrático e_{RMS} como :

$$e_{RMS} = \sqrt{\sum (x_i - \frac{y_i}{k})^2} \quad (4.1)$$

¹los ciclos de entrada y salida incluyen la copia del SR y PC, el borrado del SR para que el microcontrolador salga del modo de bajo consumo y el GIEbit esté deshabilitado, y la restauración posterior del contexto

El término dentro de la raíz es siempre positivo y la radicación es monótona, entonces se puede buscar el k que minimice la suma de cuadrados.

Desarrollando el término genérico dentro de la sumatoria

$$\sum \left(x_i - \frac{y_i}{k}\right)^2 = \sum x_i^2 + \frac{1}{k^2} \cdot y_i^2 - 2 \cdot \frac{y_i \cdot x_i}{k}$$

Separando los términos, sacando $k^{-1} = \theta$ fuera de las sumatorias y cambiando el nombre de los parámetros, se reduce el problema a encontrar el mínimo de una parábola en θ .

$$y = \theta^2 \cdot \alpha - \beta \cdot \theta + \gamma$$

Deshaciendo los cambios de variables se obtiene el valor de k que minimiza al error e_{RMS} como:

Resultado 8: Linealización óptima

$$k = \frac{\sum y_i^2}{\sum y_i \cdot x_i} \quad (4.2)$$

Evaluando la ecuación 4.2 para los valores relevados se obtiene el valor mínimo de k y a partir del mismo, se obtiene el valor del *cuanto* que minimiza el error $Q = 0,35\mu C$.

4.2.2. Control del SEM

El circuito de medida tiene consumos muy bajos en comparación con el consumo activo de un nodo. Sin embargo, por lo visto en el capítulo 2, si el nodo está en estado de *sleep* el consumo del método de medida es comparable al consumo del nodo, afectando la duración de la batería. Entonces la medida del consumo de *sleep* se realiza de manera diferida, cuando el microcontrolador pasa al estado activo. De esta manera el SEM también se pasa al estado *sleep* disminuyendo su consumo nuevamente a valores despreciables en relación al nodo. El consumo de *sleep* se realiza alimentando la carga de un capacitor, y midiendo la recarga del mismo al pasar a activo. La medición se realiza durante un tiempo fijo, en el cual la corriente por R_{shunt} resulta de la suma de la corriente de recarga de C_{sleep} y la corriente que consume el nodo durante la recarga.

En la figura 4.1 se muestra la máquina de estado UML del control del SEM.

El circuito de medición tiene tres estados posibles:

- *SEM_sleep*
- *SEM_Csleep_charge*
- *SEM_DUT_active_measure*

Los estados *SEM_Csleep_charge* y *SEM_DUT_active_measure* se agrupan en un estado *SEM_active* ya que en ambos casos el circuito de medida se encuentra encendido. En el estado *SEM_sleep*, el *hardware* del SEM se encuentra en el estado de menor consumo con su salida inhabilitada, es decir que no se generan pulsos y el consumo del circuito se reduce al mínimo.

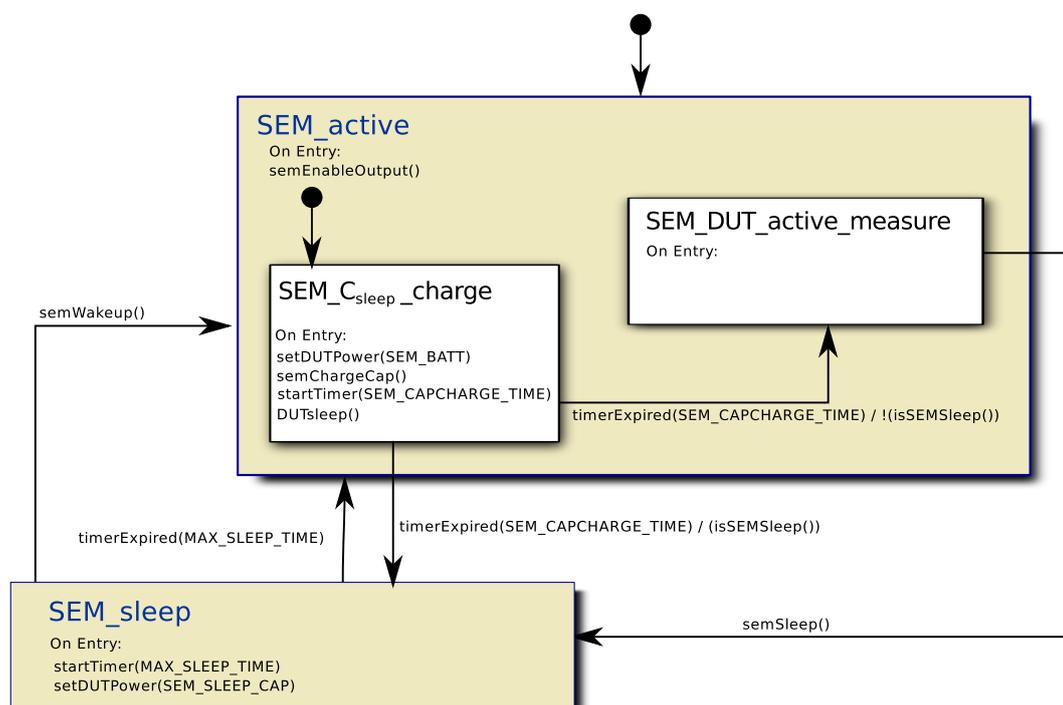


Figura 4.1: Máquina de estados jerárquica de la implementación del SEM en un sistema embebido.

Estos tres estados también se corresponden con el estado del *software* que procesa las señales del circuito de medida.

En la entrada del sistema al estado *SEM_active*, lo primero que se hace es habilitar la salida del circuito de medida (`semEnableOutput()`) y luego asegurarse que C_{sleep} se encuentre cargado (mediante la llamada a `semCapCharge()`) para que sea posible pasar al estado *SEM_sleep* sin pérdida de tiempo.

El estado *SEM_Csleep_charge* corresponde a la recarga de C_{sleep} . Al hacer la transición hacia este estado, el nodo cambia su fuente de alimentación a las baterías, la llave U1 (ver figura 3.9 - esta acción se lleva a cabo mediante la llamada a `setDUTPower(SEM_BATT)`), conecta V_{ccMote} y C_{sleep} a V_{in} . La carga se realiza durante un tiempo fijo (`startTimer(SEM_CAPCHARGE_TIME)`) durante el cual el nodo pasa a modo *sleep*.

Al expirar el tiempo de recarga de C_{sleep} (`timerExpired(SEM_CAPCHARGE_TIME)`), el siguiente estado dependerá de como se llegó a *SEM_Csleep_charge*. Si la recarga se genera porque la entrada a *SEM_active* viene por el evento `semWakeup()`, entonces `isSEMSleep()` devuelve `false` y el siguiente estado será *SEM_DUT_active_measure*. En caso contrario, la recarga se debe a que expiró el tiempo máximo permitido en *SEM_sleep* (`timerExpired(MAX_SLEEP_TIME)`).

En toda entrada al estado *SEM_sleep*, el nodo se conecta a C_{sleep} (mediante la llamada a `setDUTPower(SEM_SLEEP_CAP)`), y se lanza un timer `startTimer(MAX_SLEEP_TIME)` para evitar que el nodo agote la energía de C_{sleep} .

4.3. Ejemplo de implementación

En esta sección se presenta un ejemplo de implementación de auto-medida de consumo utilizando SEM. Se utilizó una RSI basada en nodos TelosB, y el *software* embebido se desarrolló sobre ContikiOS.

4.3.1. ContikiOS

ContikiOS es un sistema operativo en tiempo real, multitarea, desarrollado para dispositivos con pocos recursos de procesamiento y memoria. Está programado en lenguaje C y es de código abierto.

La ventaja de utilizar un sistema operativo es la de tener una capa de abstracción del *hardware* sobre el que se desarrolla la aplicación. Por ejemplo el manejo de la radio, los protocolos de comunicación entre nodos, acceso a periféricos, etc. Otra ventaja es que los sistemas operativos proveen algún modelo de concurrencia, ya sea basado en eventos (simples), multihilos cooperativo o expropiativo.

Esta capa de abstracción facilita el desarrollo de aplicaciones ya que sólo es necesario implementar el control del *hardware* específico. Sin embargo es necesario conocer como funciona el sistema para comprender los ejemplos.

La ejecución de un programa en ContikiOS se basa en procesos. Estos son instrucciones agrupadas en una estructura lógica con forma de bucle que puede interrumpir su ejecución en un punto determinado y ceder el control del CPU a otro proceso. De esta manera, los procesos comparten el tiempo del CPU. En general, un proceso se suspende en espera de un evento o el resultado de otro proceso.

Los procesos se almacenan en una cola circular, y son llamados en orden cronológico. Un proceso se ejecuta hasta suspenderse, y volverá a ejecutarse una vez que los procesos activos previos hayan cedido el CPU.

De esta forma el sistema operativo implementa un multitarea cooperativo.

Además de la estructura de procesos, el sistema operativo provee acceso a periféricos, donde los *Timers* forman una parte importante. Estos *Timers* generan eventos que pueden ser periódicos, o únicos. Existen tres tipos de *Timers*: los de eventos, los de *callback* y los de tiempo real. Estos últimos, son utilizados para generar eventos precisos, con un tiempo predecible.

En cuanto a las comunicaciones entre nodos, ContikiOS provee por defecto un acceso al medio de bajo consumo llamado ContikiMAC. Este mecanismo, permite utilizar ciclo de trabajo en la radio, bajando el consumo promedio del nodo. En la implementación por defecto, el nodo enciende la radio dos veces cada 125ms, y escucha por un total de 192us. En el caso que la radio detecte actividad en el canal, ContikiMAC mantendrá la radio encendida más tiempo para lograr recibir un paquete.

Entre otros sistemas, ContikiOS implementa un estimador de consumo llamado Energest. El mismo está implementado con macros, y almacena el tiempo que el nodo permanece en uno de los cuatro estados que define:

- CPU - almacena el tiempo en el que el microprocesador se encuentra activo pero con la radio apagada.
- LPM - Low Power Mode - almacena el tiempo en el que el nodo se encuentra en modo de bajo consumo

- LISTEN - lleva la cuenta del tiempo en el que la radio se encuentra en recepción.
- RECEIVE - lleva la cuenta del tiempo en el que la radio se encuentra transmitiendo información.

En la sección 2.2.1 donde se presentó un método de estimación, se ve que estos métodos suponen que la corriente que consume el nodo en cada uno de los estados es constante, Energest es capaz de estimar el consumo multiplicando la corriente por el tiempo.

4.4. Implementación en un TelosB con ContikiOS

Al ser uno de los objetivos la comparación con la estimación que provee ContikiOS, la cantidad de instrucciones del *software* embebido del SEM debe ser del orden de la cantidad de instrucciones que implementa Energest, para que el consumo de energía de procesamiento en la medida sea comparable al de la estimación.

ContikiOS utiliza ambos *timers/counters* presentes en el MSP430F1611. Por lo tanto se debió elegir uno de ellos y modificar el núcleo del sistema operativo para que fuera posible el funcionamiento utilizando solamente uno.

En la implementación de ContikiOS para TelosB, el tiempo se lleva por un reloj de $32768Hz$, implementado en el *TimerA* del microcontrolador. Este *timer* genera una interrupción cada una determinada cantidad de tiempo (aproximadamente $7,8ms$ en la configuración por defecto), y en la ISR se chequea una lista de eventos que cada aplicación *postea*, pudiéndose generar así, una cantidad n de timers en el sistema que son relativos al *TimerA*.

El otro timer es utilizado para calibrar el DCO (Digitally Controlled Oscillator) cada un intervalo fijo (30 segundos). Esta calibración es necesaria para que el puerto serie pueda comunicarse de forma más confiable, pero no es imprescindible para su funcionamiento. Como además la medida se realiza sobre nodos independientes, es decir no conectados a un PC, es posible evitar la calibración y utilizar el *TimerB* como contador. Para deshabilitar esta funcionalidad simplemente se deshabilitó la definición de un macro.

Luego de elegido el *timer*, se conectó la entrada de reloj del mismo (TBCLK) al conector de expansión del nodo de red. Además se redireccionó el bit del puerto que estaba siendo utilizado para una señal de control de la memoria Flash externa (*FLASH_HOLD*) como se ve en la figura 4.2. Se seleccionó una salida de uso general no utilizada (P4.0) y se conectó al *FLASH_HOLD* (modificando *platform-conf.h* - listado de código fuente A.8 - y el nodo de red, como se ve en la figura 4.2).

Se modificó Energest para que en lugar de contar tiempo, cuente carga. Esta modificación se realiza en los archivos:

- *.core/sys/energest.c* : definición de variables donde se almacena los tiempos/cuantos medidos
- *.core/sys/energest.h* : definición de los macros
- *.core/dev/cc2420.c* : *driver* de la radio, se incluyeron llamadas para evitar la alimentación del nodo desde el capacitor cuando la radio está encendida.
- *.core/net/mac/contikimac.c* : se modificaron los tiempos de *schedule* del CCA para incluir el tiempo de carga de *Csleep* sin afectar la sincronización.

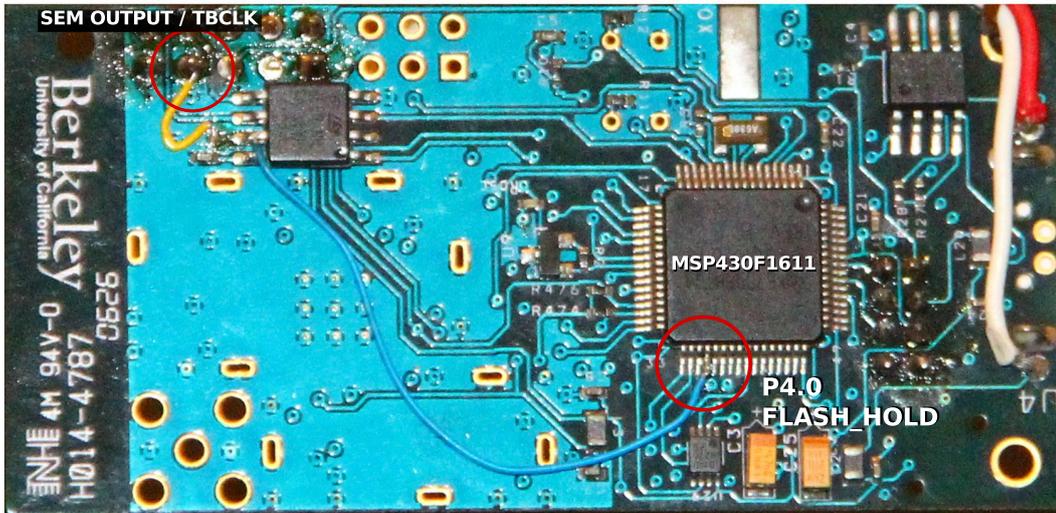


Figura 4.2: Modificación del TelosB. Se puede ver la nueva conexión P4.0, del microcontrolador directamente a la memoria Flash externa.

Se duplicaron las estructuras que utiliza Energest, llevando ambas cuentas para tener la posibilidad de realizar una comparación entre ambas.

Además se modificó la aplicación `collect-view` escrita en java. Esta aplicación recibe los paquetes de la red a través de un nodo conectado al puerto USB del PC que funciona como sumidero de la información. Luego, procesa los paquetes y permite visualizar la información en forma gráfica. Para que fuera posible la comparación de los valores de consumo relevados por Energest y por el SEM, se debió modificar la aplicación, corrigiendo la fórmulas del procesamiento de datos. Esta modificación se llevó a cabo en los siguientes archivos:

- `./tools/collect-view/src/se/sics/contiki/collect/SensorInfo.java` : aquí se almacenan las constantes de consumo del nodo para la conversión tiempo, potencia.
- `./tools/collect-view/src/se/sics/contiki/collect/SensorData.java` : esta es la clase que agrupa los datos del nodo y los presenta a la interfaz gráfica. Aquí es donde se hace la conversión entre tiempo y carga. Además interpreta si los datos llegan de un nodo usando SEM o Energest.
- `./tools/collect-view/src/se/sics/contiki/collect/SensorDataAgregate.java` : igual a la anterior pero permite mostrar los datos de varios sensores.
- `./tools/collect-view/src/se/sics/contiki/collect/CollectServer.java` : clase principal de la aplicación. Aquí se generan todas las vistas y pestañas. Se eliminaron algunas y se modificaron los títulos de otras.

Esta aplicación recibe originalmente el tiempo acumulado en cada estado y mediante unas constantes, convierte el tiempo acumulado en potencia consumida. Esto lo realiza asumiendo que el consumo se puede discretizar en diferentes estados, y que en cada estado el consumo es constante.

En el archivo `./tools/collect-view/src/se/sics/contiki/SensorInfo.java` se encuentran las definiciones del consumo, y se ve explícitamente que Energest considera constante a la tensión de alimentación.

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de la implementación del SEM.

En primer lugar se muestran los resultados del relevamiento en laboratorio, midiendo consumos conocidos y comparando los resultados con los esperados. Estos ensayos se realizaron también para analizar el comportamiento en la medida tanto con la variación de temperatura como con la variación del valor de la fuente de alimentación.

Luego se presentan los resultados de un caso de aplicación de ejemplo de ContikiOS, modificado para que fuera compatible con el SEM (`collect-view-sky`) donde se mide el consumo de un nodo TelosB. Los resultados fueron relevados utilizando una versión modificada de `collect-view`, una aplicación en lenguaje java, que se distribuye con ContikiOS.

Por último se muestra el costo monetario que tiene el circuito que implementa el método de medida diseñado.

5.1. Relevamiento en laboratorio

Se realizaron medidas de la frecuencia de salida del circuito convertidor corriente-frecuencia ante un rango de valores de corriente de entrada medidos con precisión. En primer lugar se realizaron medidas a voltaje de alimentación nominal y temperatura ambiente, luego se repitió el relevamiento variando las condiciones, tanto de temperatura como voltaje de alimentación. El relevamiento de las características del circuito diseñado se realizó utilizando el siguiente equipamiento:

- Multímetros: 2 Fluke 45, UNI-T UT60E, UNI-T UT58A
- Osciloscopios: ATTEN ADS1102CAL, Tektronix TDS220
- Fuentes reguladas: Tektronix PS280, ATTEN TPR3003T
- Estufa de temperatura regulada ¹

Para las medidas de corriente se utilizaron los multímetros Fluke, ya que tienen una gran resolución y precisión. Para las medidas de frecuencia así como para las capturas de pantalla presentadas en este trabajo se utilizó el osciloscopio ATTEN. La estufa de temperatura regulada se utilizó para realizar las pruebas a distintas temperaturas, no era de rigor tener precisión en la temperatura, lo importante era que se mantuviera estable durante el relevamiento.

Todos los relevamientos se realizaron para un rango de consumo a medir entre $200\mu A$ y $100mA$ aproximadamente. Dado que el rango de consumos que resulta de interés está comprendido entre $1mA$ y $30mA$, solo se muestran en esta sección los datos y resultados para este último.

La máxima corriente que el SEM debe medir, de acuerdo a los requerimientos establecidos, debe ser $30mA$. Esto permite cubrir no solo situaciones en las que se agrega *hardware* al nodo, sino que amplía el rango permitiendo que cualquier dispositivo que cuente con un microcontrolador cuyo consumo activo sea de entre $1mA$ y $30mA$ utilice a SEM.

¹La estufa fue construida especialmente para las pruebas, consistió en un elemento calefactor de 18W y un termostato que permitía variar desde temperatura ambiente a $83^{\circ}C$

Debido a la imposibilidad de hacer que un nodo real tenga un consumo estable y de valores convenientes para realizar un relevamiento de todo el rango, se utilizó un espejo de corriente con salida en configuración cascado para generar un consumo constante y ajustable, mediante el resistor variable R_{var} . En la figura 5.1 se muestra el esquemático completo del circuito utilizado durante las medidas.

El consumo del SEM se realiza colocando un medidor de corriente luego del resistor *shunt*, ya que de otro modo se estaría tomando en cuenta el consumo del nodo en el consumo del SEM.

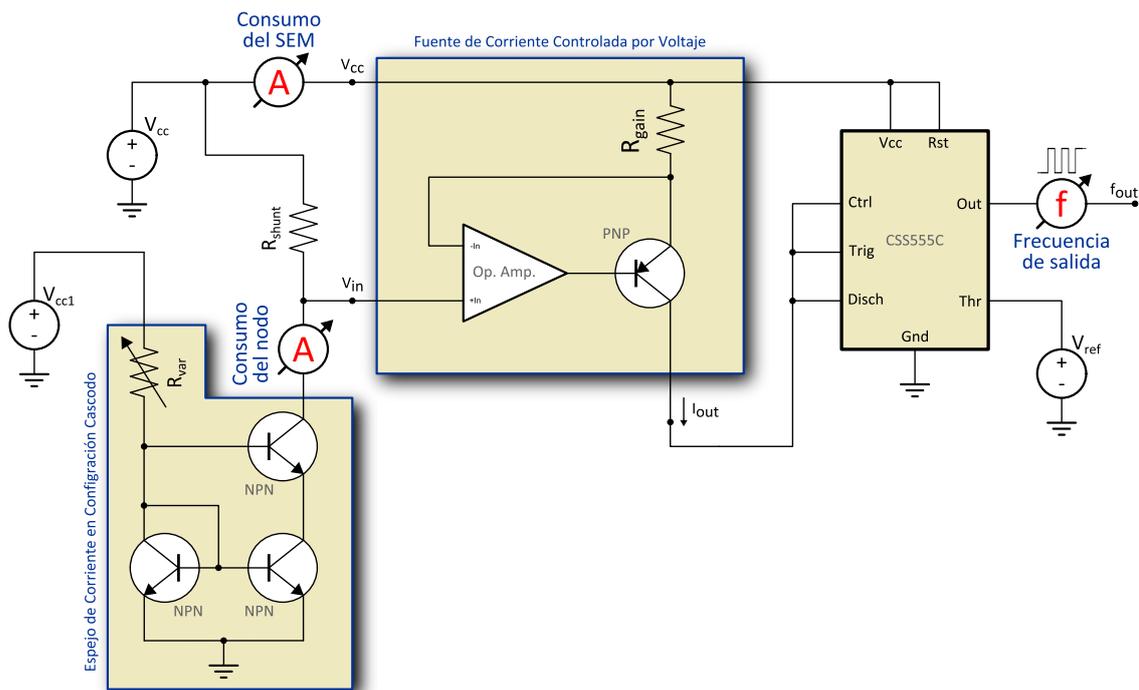


Figura 5.1: Configuración para las medidas.

Las medidas de consumo se realizaron para las siguientes combinaciones de voltaje de alimentación y temperatura.

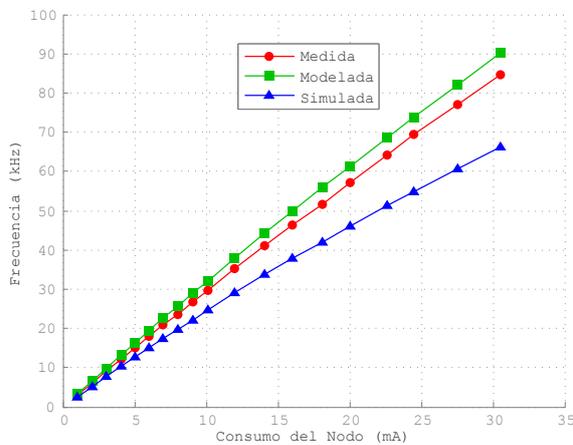
$V_{cc}(V)$	$Temp.(^{\circ}C)$
2.1	25
3.3	25
3.2	51

Tabla 5.1: Voltajes de alimentación y temperaturas para las medidas.

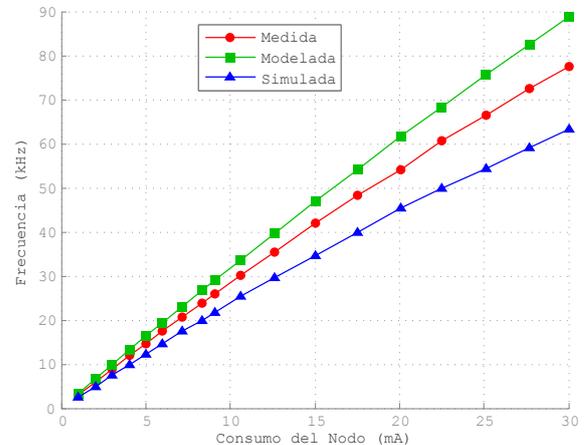
5.1.1. Gráficas de resultados

En la figura 5.2 se muestra la frecuencia de salida del *hardware* del SEM en función del consumo del nodo para los voltajes de alimentación y temperaturas indicadas en la tabla 5.1. En cada gráfica se muestra la frecuencia de salida, la frecuencia esperada a partir de la ecuación 3.21 y la frecuencia resultado de la simulación mediante SPICE.

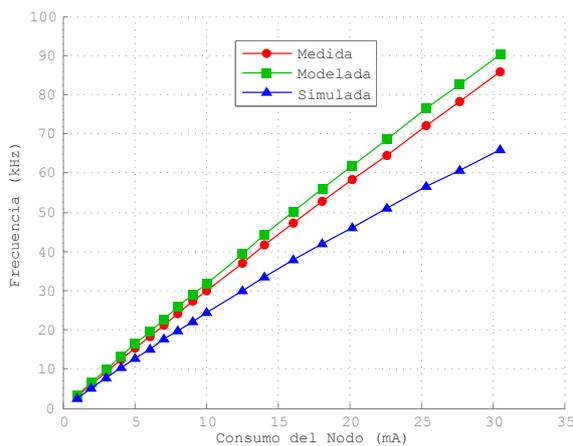
En las 3 gráficas de la figura 5.2 la curva que representa al modelo es la misma ya que la expresión alcanzada en el resultado 3.21 no incluye explícitamente ni a la temperatura ni al voltaje de alimentación. Analizando cualitativamente a las gráficas se ve en 5.2a y 5.2c que los datos relevados mantienen la misma diferencia respecto a la curva de la expresión analítica, en cambio se observa en la figura 5.2b que la diferencia con lo esperado es mayor. La diferencia se debe a que la referencia de voltaje está funcionando con un voltaje de entrada menor al mínimo que asegura una salida estable con un error menor al 2%.



(a) $V_{cc} = 3,3V$ y $Temp. = 25^{\circ}C$



(b) $V_{cc} = 2,1V$ y $Temp. = 25^{\circ}C$



(c) $V_{cc} = 3,2V$ y $Temp. = 51^{\circ}C$

Figura 5.2: Frecuencia de salida medida, modelada y simulada en función de I_{Nodo} .

Siguiendo en el análisis cualitativo, en las tres gráficas se observa que la respuesta del SEM medida es lineal. Las curvas que representan a los resultados de las simulaciones están siempre por debajo de las otras dos y se aprecia un comportamiento menos lineal. Esto se debe a que en el modelo SPICE del CSS555C el efecto “*break-before-make*”² está modelado con un circuito RC con una constante de tiempo de $2\mu s$, valor mayor que el estudiado y posteriormente medido para $t_d^* \simeq 1\mu s$.

En la figura 5.3 se muestran otros datos que son de interés: el consumo del SEM, en función del consumo del nodo y los datos de frecuencia relevados para los datos mostrados en la tabla 5.1 comparados entre sí. De la gráfica 5.3a se puede afirmar, además de lo visto en la figura 5.2 respecto al valor esperado, que el SEM no cambia su comportamiento con la temperatura pero si lo hace con una alimentación en el mínimo del rango de operación. De 5.3b se aprecia que el consumo del SEM no varía con la temperatura, manteniendo la relación con el consumo a medir. Al disminuir el voltaje de alimentación se tiene un menor consumo de por la rama del divisor resistivo del CSS555C por ser menor la diferencia entre V_{cc} y V_{ref} . El consumo estático del amplificador operacional también disminuye con V_{cc} .

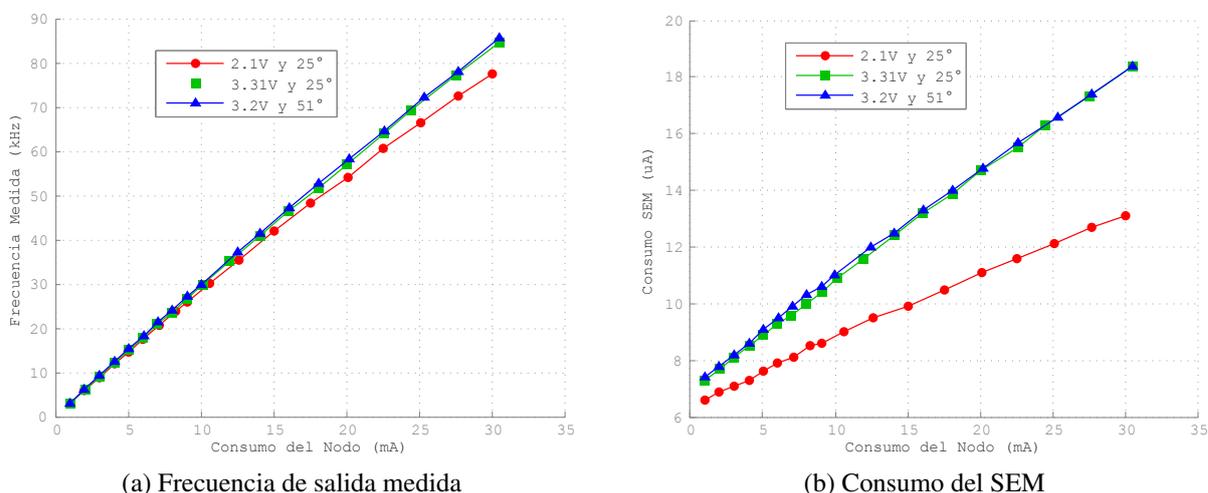
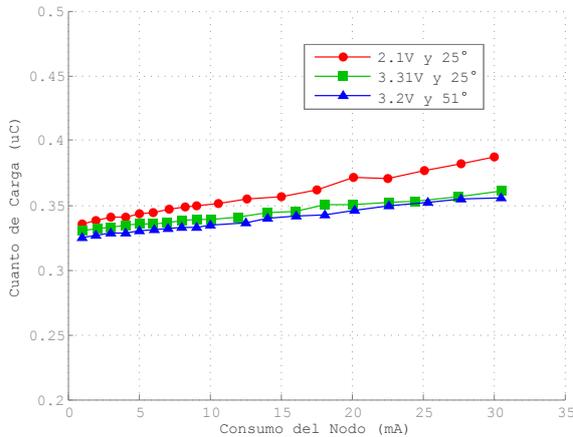
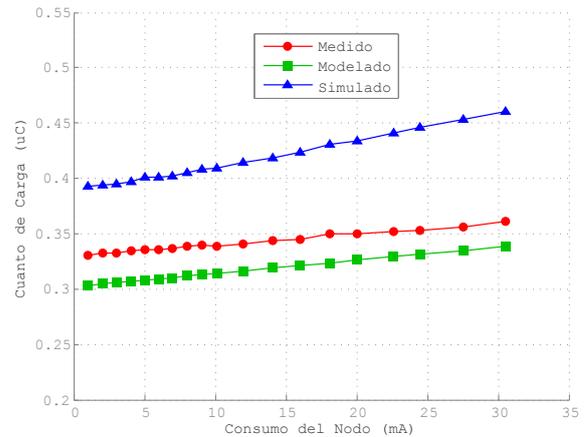


Figura 5.3: Frecuencia de salida y consumo del SEM en función de I_{Nodo} .

A partir del análisis del comportamiento de la frecuencia en función de la corriente del nodo, se obtiene el *cuanto* de carga del SEM como $Q = \frac{I_{Nodo}}{f(I_{Nodo})}$. En la figura 5.4 se muestran varias gráficas para el *cuanto* de carga en función de la corriente por el nodo. En 5.4a se encuentran las curvas relevadas que representan al *cuanto* en diferentes condiciones de temperatura y alimentación y en 5.4b se representa la comparación para los casos: analítico, simulado y medido. El *cuanto* ideal es constante, pero en realidad depende de la corriente por el nodo, dependencia dada por la ecuación 3.23. En la sección 3.5.1 se analizó cómo minimizar este error. Correspondiéndose con la figura 5.3a la curva del *cuanto* para cuando la alimentación está en el mínimo del rango, se separa de las relevadas a diferentes temperaturas.

²definido en sección 3.4.2

(a) *Cuanto* relevado en diferentes condiciones de temperatura y voltaje de alimentación(b) comparación *cuanto* medido con estimado, $V_{cc} = 3,31V$ y $T = 25^{\circ}C$ Figura 5.4: *Cuanto* de carga en función de I_{Nodo} .

Método	Corriente (mA)
SEM DC	$1,01 \pm 0,01$
SEM Continuo	$1,12 \pm 0,01$
UniT UT60E	$1,04 \pm 0,04$

Tabla 5.2: Comparación de medidas utilizando distintos métodos

5.2. SEM con medida de *sleep* diferida - modo DC

Uno de los principales desafíos fue lograr que el método de medición no influyera en el consumo global del nodo. Para lograrlo se debió implementar una medición diferida del consumo del nodo cuando éste se encuentra en el modo de menor consumo.

La medida debe ser independiente del método utilizado, bien sea en diferido o continuo. Por lo tanto, se comparó el resultado de ambas medidas, utilizando el mismo nodo, con los mismos parámetros de funcionamiento contra un instrumento.

Se analizó un minuto de información de consumo y se promedió el consumo total relevado con el SEM en modo continuo y en modo DC comparándolos contra la medida de un multímetro TrueRMS (UNI-T E60), y contra Energest modificado. El resultado se puede ver en la tabla 5.2. Se aprecia que la medición utilizando el SEM en modo DC es mejor que en modo continuo. Esto se debe principalmente al hecho que la medición en modo continuo opera en frecuencias bajas donde el error en el *cuanto* de carga es mayor.

La modificación a Energest consistió en calibrar el consumo en cada estado, dado que originalmente la estimación utiliza un consumo en *sleep* de $0,054mA$ y del relevamiento en laboratorio surge que el nodo consume $0,75mA$ en ese estado.

5.3. Comparación con Energest

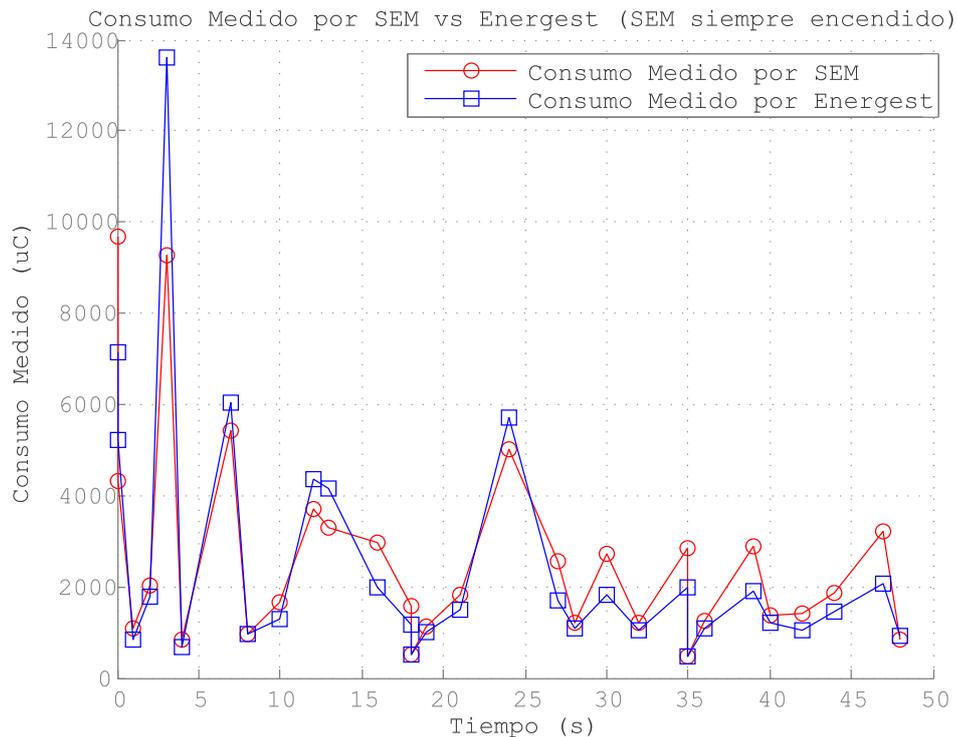


Figura 5.5: Comparación de las medidas de consumo obtenidas con el SEM en modo continuo y Energest.

En la figura 5.8, se aprecia el consumo promedio en mA obtenido con el SEM en modo DC. Los escalones corresponden al incremento de consumo generado por los LEDs del TelosB y los picos de consumo corresponden a la transmisión de *beacons*³.

5.3. Comparación con Energest

En las figuras 5.5 y 5.6 se puede ver la medida de consumo del SEM comparada con el consumo obtenido de la estimación de Energest modificado. Estas medidas fueron realizadas en las siguientes condiciones: temperatura $25^{\circ}C$ y $2,7V$ de alimentación. Los picos más altos de consumo corresponden a los envíos de *beacons*.

En la figura 5.7 se puede ver la diferencia entre el consumo medido con el SEM y el estimado con Energest durante el encendido de los LEDs del TelosB. Estos se configuraron para permanecer encendidos durante la transmisión de 13 paquetes y permanecer apagados durante los 13 paquetes siguientes. En este caso la modificación del consumo en los estados genera un error en la estimación de la carga, ya que el consumo de los LEDs no está previsto. El promedio del consumo medido con el multímetro UniT UT60E para el caso de los LEDs encendidos fue de $3,34mA \pm 0,070mA$, mientras que el consumo promedio informado

³Los beacons son paquetes enviados en modo *broadcast*, es decir con destino a todos los nodos visibles. Por esta razón, el preámbulo del paquete debe ser mayor al tiempo de *sleep*, de forma que un nodo que pase a este modo justo en el inicio de la transmisión tenga tiempo de volver a activo y recibir el paquete.

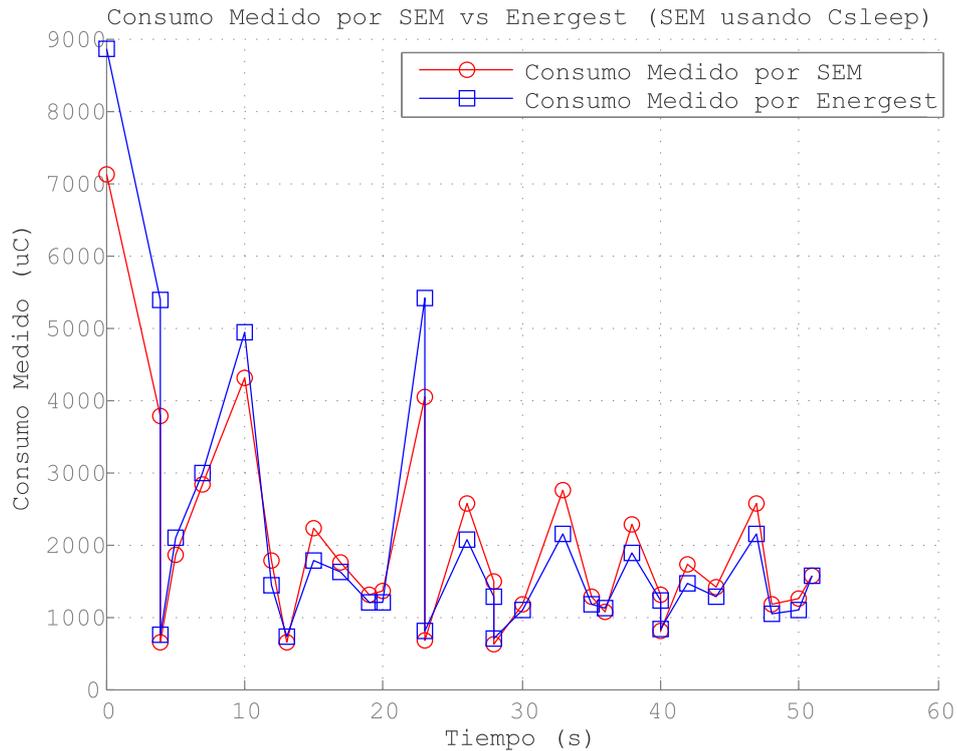


Figura 5.6: Comparación de las medidas de consumo obtenidas con el SEM en modo DC y Energest.

por el SEM en el mismo intervalo fue de $3,42mA \pm 0,034mA$. La medida fue realizada con el multímetro conectado en serie con la alimentación del conjunto nodo+SEM (se despreció el consumo del SEM por ser $18\mu A$ máximo, frente a medidas del orden del mA), y la información fue enviada a un PC por una conexión RS-232 optoacoplada.

5.4. Facilidad de integración

El SEM como elemento de medida de consumo es fácilmente integrable. Si una tolerancia máxima del 5% es aceptable para la aplicación entonces no es necesaria una calibración. Esto surge de la variación máxima en el *cuanto* de carga con las tolerancias de los componentes.

La medida en diferido se realiza midiendo la corriente de recarga de C_{sleep} , por lo tanto éste no requiere de calibración, ya que los tiempos durante los cuales se utiliza son breves, y las variaciones de temperatura o las pérdidas internas no afectan la carga almacenada. El valor de este capacitor afecta el tiempo máximo de sleep, así como también el tiempo de recarga, donde se debe alcanzar un compromiso entre el máximo tiempo de *sleep* y el mínimo tiempo de recarga para el gasto en ese período.

Una implementación mínima del SEM requiere de un puerto de entrada, y dos de salida para poder utilizar el SEM en modo DC. Si se utiliza en modo continuo solo requiere de un puerto de entrada libre. Para el modo DC con control total sobre las llaves, se requieren tres puertos.

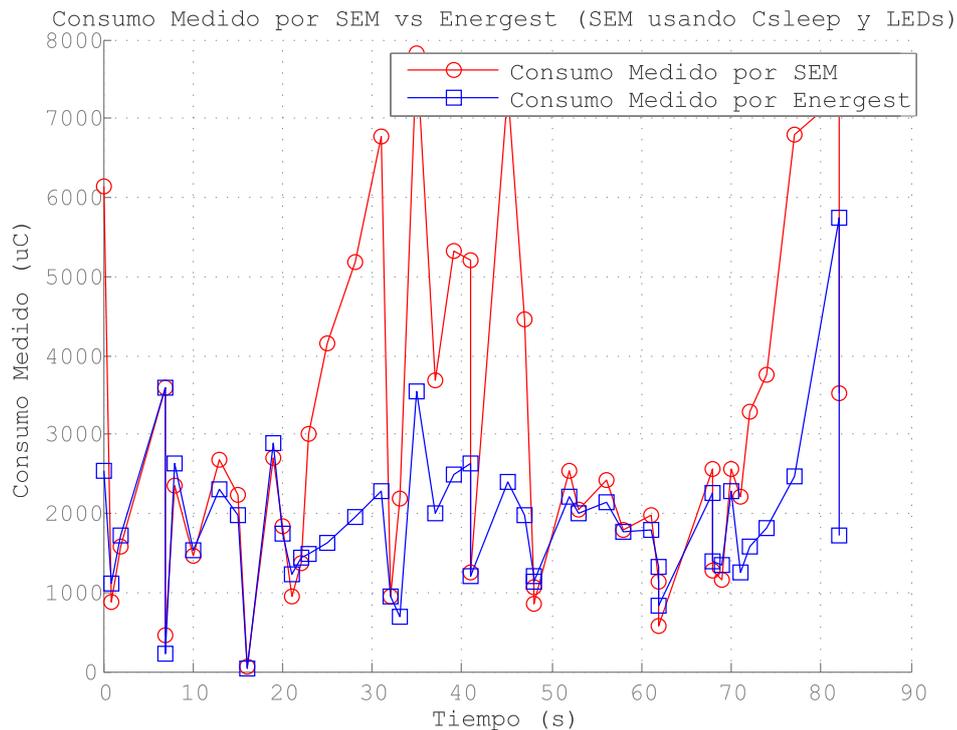


Figura 5.7: Comparación de las medidas de consumo obtenidas con el SEM en modo DC y Energest. El consumo del nodo fue modificado mediante el encendido alternado de los LEDs existentes en el TelosB cada 13 paquetes.

La recarga del capacitor de *sleep* durante un tiempo fijo permite incorporar el sistema de medida en aplicaciones que requieren que los tiempos sean predecibles. De esta forma es posible incorporar el SEM a sistemas existentes, y sólo es necesario una modificación mínima, que consiste en la corrección del tiempo de *sleep*, para incluir la recarga de C_{sleep} . En el caso de las RSI, esto resulta crucial ya que la transmisión y recepción se realizan a intervalos regulares, y requieren que el transmisor y receptor mantengan la sincronía.

El hecho de utilizar el mismo método de medida para todo el rango, evita realizar cálculos para tener una medida del consumo total. Además sólo requiere de una única calibración, ya que el elemento de medida es compartido.

5.5. Limitaciones del SEM en modo DC

La medición del consumo en modo diferido tiene algunas limitaciones.

- El tiempo de *sleep* máximo está limitado.
- Una falla en la llave puede ocasionar que el nodo quede inutilizado.

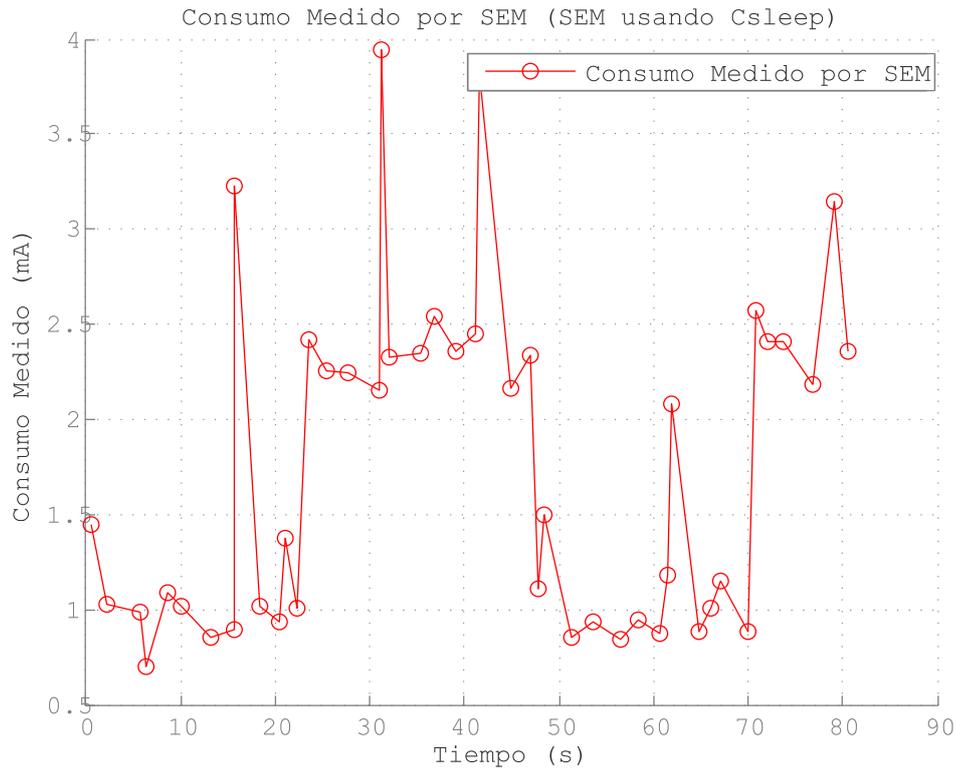


Figura 5.8: Medida de consumo del TelosB ciclando los LEDs. Se observan los picos de consumo generados por la transmisión de *beacons*.

- La alimentación del nodo tiene cambios al pasar de C_{sleep} a las baterías. Estos cambios pueden ocasionar un ripple de hasta 1V.

5.6. Costo del método

Uno de los requerimientos implícitos en el desarrollo del método de medida es que el costo de este sea convenientemente inferior al costo de un nodo de red.

En la tabla 5.3 se muestran los costos de los componentes tomando como base el armado de 500 de estos circuitos. En la categoría *Otros* se suman componentes varios como algunos resistores y condensadores cuyo costo individual es significativamente menor al resto. No se estimó el costo de otros materiales como la placa base y el costo de armado.

Teniendo en cuenta que el costo de un TelosB es de aproximadamente USD 100.-, el costo del circuito del SEM, sin incluir la placa base, equivale al 5,86% del costo del TelosB.

Componente	Número de Parte	Proveedor	Costo (USD)
CSS555C	CSS555C-IS	Jameco	1.39
ADG804	ADG804YRMZ	Digikey	1.57
OPA333	OPA333AIDCKR	Digikey	1.11
MAX6018	MAX6018BEUR21+T	Digikey	1.22
C_{sleep}	JMK325BJ107MM-T	Digikey	0.39
R_{shunt}	LTR18EZPF1R00	Digikey	0.03
R_{gain}	RMCF0805FT1K50	Digikey	0.01
Transistor	MMBT3906LT3G	Digikey	0.11
Otros	-	-	0.03
Total	-	-	5.86

Tabla 5.3: Costo monetario del método de medida desarrollado correspondiente a Julio de 2013

6 Conclusiones

El SEM es un sistema formado por *hardware* y *software* embebido que le permite a un nodo de red auto-medirse el consumo de energía. Esta medida es en términos prácticos, independiente de la temperatura y de la tensión de alimentación.

Se superaron diversos desafíos, como ser el rango de medición, mediante la medida en diferido del consumo del nodo en *sleep*. Se pudo probar el concepto y verificar que el nodo es capaz de cambiar la fuente de alimentación y funcionar correctamente.

Las restricciones del sistema respecto al consumo no permitieron adoptar soluciones existentes, proponiéndose una solución novedosa híbrida, difiriendo la medida de *sleep* utilizando un capacitor. La medida en diferido permite la utilización de un mismo método, para las medidas de todos los estados, evitando calibraciones y cálculos adicionales. Además, el hecho de utilizar un tiempo fijo para la recarga permite corregir los tiempos de *sleep* y evitar pérdidas de sincronización del nodo. Otro hecho significativo es que el capacitor no necesita caracterización, basta con que las pérdidas o cambios con la temperatura sean más lentos que los tiempos de los ciclos de carga y descarga.

La sencillez del método y su bajo coste, tanto en componentes como en espacio en el PCB lo hacen fácilmente integrable a sistemas embebidos que requieran tener una medida de consumo de energía. Dado su bajo consumo, el SEM puede ser utilizado en modo activo permanentemente, requiriendo de una única línea de entrada en el microcontrolador. Si el sistema no requiere medida en *sleep*, es posible mediante una única línea de control, setear al SEM en modo de bajo consumo. Para lograr toda la funcionalidad, y realizar las medidas de consumo en todo el rango haciendo DC, se requieren nada más que cuatro patas en un microcontrolador.

La elección de los valores de los parámetros de diseño es realizado en base a un cuidadoso balance de los requerimientos. En caso de ser necesario, se puede elegir otro conjunto de parámetros. Por ejemplo, es posible cambiar el rango de medida mediante la elección apropiada de la relación R_{gain}/R_{shunt} . El tiempo máximo de la medida en *sleep* puede modificarse mediante la sustitución de C_{sleep} .

En la tabla 6.1 se resumen las características relevadas en las secciones anteriores.

Parámetro	Mín.	Típ.	Máx.	Unidades
Consumo	6.6	-	18.4	μA
Alimentación	2.1	-	5.0	V
Frecuencia	3.02	-	84.6	kHz
Linealidad	-	-	2.6	%FS
Resolución	-	0.35	-	μC
Precisión	-	1 %	-	-

Tabla 6.1: Principales características del SEM.

Con respecto a Energest, se pudo ver que la estimación no es del todo buena, sobre todo por dos afirmaciones que realiza. La primera es que supone que la corriente en cada estado no varía. Esto no es verdad ya que la corriente depende de la temperatura y la tensión de alimentación. El otro factor que toma en cuenta, es el hecho de que la alimentación permanece constante en 3V. Además el consumo debe ser constante en cada estado, tal como se vió en el ejemplo del encendido de los LEDs. Por lo tanto se deben agregar tantos estados como niveles de consumo existan, incrementando la carga de información que debe manejar el nodo.

Estos inconvenientes son solucionables. Basta con medir la temperatura y la tensión de alimentación a intervalos regulares, y corregir la medida de consumo. Estas mediciones extra no afectan el desempeño del nodo ya que la variación de ambos parámetros es lenta en comparación con el cambio de estado.

La principal ventaja de tener un método de medición de consumo como SEM, es que le permite al nodo conocer la evolución del consumo con un costo energético muy bajo. Energest calcula el consumo en el PC, y de ser necesaria la información en el nodo se deben hacer operaciones aritméticas. En cambio con el SEM tan solo es necesario leer un registro y ese valor (a menos de un factor de escala) representa la carga consumida.

El sistema lo componen unos pocos componentes, todos de bajo costo y encapsulado pequeño. Esto permite integrarlo a diseños existentes sin comprometer el tamaño de los mismos, resultando una buena opción para tener una medida real del consumo.

En esta sección se muestra el detalle de ciertos estudios realizados en el marco del proyecto.

A.1. Duración de la batería y ciclo de trabajo

En esta sección se analiza el requerimiento respecto a la duración de la batería, relacionándolo con el ciclo de trabajo, tanto del nodo como del propio método de medida.

Se define el ciclo de trabajo a partir del tiempo que el nodo permanece en estado activo respecto al periodo, como se muestra en la figura A.1.

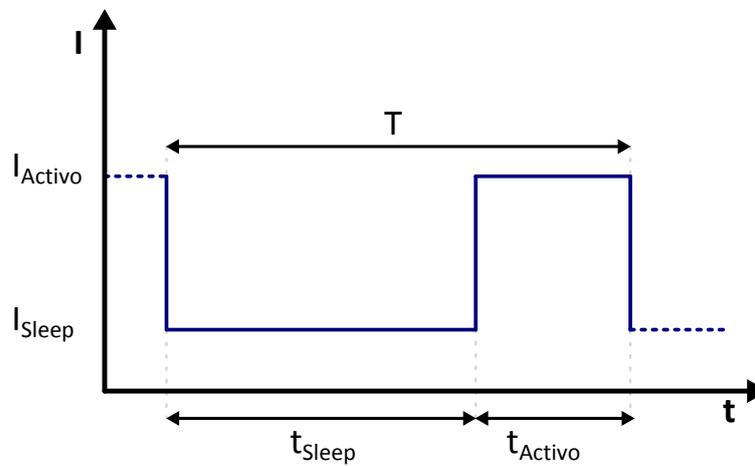


Figura A.1: Definición de ciclo de trabajo

Se define entonces el DC (Ciclo de Trabajo, por su sigla en inglés) como:

$$DC = \frac{t_{Activo}}{T} \quad (A.1)$$

A partir de la definición de ciclo de trabajo, teniendo en cuenta que $T = t_{Activo} + t_{Sleep}$, se puede deducir que:

$$\frac{t_{Sleep}}{T} = 1 - DC \quad (A.2)$$

Por otro lado, la corriente promedio para un sistema que alterna entre dos estados, activo y sleep, se puede definir como:

$$I_{Prom} = \frac{I_{Activo} \cdot t_{Activo} + I_{Sleep} \cdot t_{Sleep}}{t_{Activo} + t_{Sleep}} \quad (A.3)$$

A partir entonces de las ecuaciones A.2 y A.3 se obtiene que:

$$I_{Prom} = I_{Activo} \cdot DC + I_{Sleep} \cdot (1 - DC) \quad (A.4)$$

A.1. Duración de la batería y ciclo de trabajo

Se puede tomar como hipótesis que el ciclo de trabajo del método y del nodo son el mismo, ya que: para poder cumplir con los requisitos de consumo, el método de medida no puede ser el mismo para los estados activos e inactivos del nodo, y que aproximadamente el tiempo que permanece el método en cada estado es el mismo que permanece el nodo en cada estado. Bajo esta hipótesis vale entonces que: $DC^{Nodo} = DC^{Metodo}$.

Se puede escribir entonces la ecuación A.4 tanto para el método como para el nodo.

$$I_{Prom}^{Metodo} = I_{Activo}^{Metodo} \cdot DC + I_{Sleep}^{Metodo} \cdot (1 - DC) \quad (A.5)$$

$$I_{Prom}^{Nodo} = I_{Activo}^{Nodo} \cdot DC + I_{Sleep}^{Nodo} \cdot (1 - DC) \quad (A.6)$$

Teniendo en cuenta que la duración de una batería se puede calcular como:

$$Dur = \frac{Capacidad}{I_{Prom}} \quad (A.7)$$

y que no es deseable que la duración de esta baje mas de un cierto porcentaje x respecto a la duración sin el método de medida, se puede escribir:

$$Dur^{Nodo+Metodo} \geq x \cdot Dur^{Nodo} \quad (A.8)$$

Entonces, dado que $Dur^{Nodo+Metodo} = \frac{Capacidad}{I_{Prom}^{Metodo} + I_{Prom}^{Nodo}}$, a partir de la ecuación A.7 y la ecuación A.8 se obtiene que:

$$\frac{Capacidad}{(I_{Prom}^{Nodo} + I_{Prom}^{Metodo})} \leq x \cdot \frac{Capacidad}{(I_{Prom}^{Nodo})} \quad (A.9)$$

Despejando de la ecuación A.9 el valor de I_{Prom}^{Metodo} , se obtiene que:

$$I_{Prom}^{Metodo} \leq I_{Prom}^{Nodo} \cdot \left(\frac{1-x}{x} \right) \quad (A.10)$$

Si se cuenta con los valores de: I_{Activo}^{Nodo} y I_{Sleep}^{Nodo} , se puede sustituir en la ecuación A.10 para obtener:

$$I_{Prom}^{Metodo} \leq \left(I_{Activo}^{Nodo} \cdot DC + I_{Sleep}^{Nodo} \cdot (1 - DC) \right) \cdot \left(\frac{1-x}{x} \right) \quad (A.11)$$

En caso que el método de medida no tenga dos estados, el resultado es igualmente válido siendo en este caso I_{Prom}^{Metodo} el consumo del método de medida.

Es de destacar también que la ecuacion A.10 es igualmente válida para el caso en que se tienen más de dos estados *activos*, simplemente reescribiendo la ecuación A.10 para incluir el consumo en otros estados.

A.2. Análisis de las formas de conexión de R_{shunt}

Dado que el resistor *shunt* se conecta en serie con el nodo, esta conexión puede realizarse de dos maneras: entre el nodo y tierra como se muestra en la Figura A.2(a), o entre el nodo y el voltaje de alimentación como se muestra en la Figura A.2(b).

En ninguno de los dos esquemas presentados es posible la medición de la corriente instantánea mediante la conexión directa del voltaje obtenido (V_{shunt}) a la entrada del convertor A/D. En el caso de la conexión de la Figura A.2(a), el voltaje V_{shunt} coincide con la tierra del nodo, mientras que en el caso de la conexión de la Figura A.2(b), el voltaje V_{shunt} coincide con la alimentación del nodo.

Es necesario entonces adaptar en cualquiera de los dos casos, el voltaje obtenido (V_{shunt}) para su conexión a la entrada del convertor A/D.

En el caso de la conexión de la Figura A.2(a), esta adaptación se puede realizar mediante la configuración no inversora de un amplificador operacional, cuya salida es: $V_{out} = V_{shunt} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$, siendo R_2 el resistor de realimentación en la conexión del amplificador operacional.

Como $V_{shunt} = I_{Nodo} \cdot R_{shunt}$, entonces se obtiene que: $V_{out} = I_{Nodo} \cdot R_{shunt} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1})$

En el caso de la conexión de la Figura A.2(b), esta adaptación se puede realizar mediante un divisor de voltaje y un par de operacionales conectados en configuración seguidor. Los operacionales en configuración seguidor son necesarios para que las cargas no afecten la medida. En este caso se obtiene que: $V_{out} = I_{Nodo} \cdot R_{shunt} \cdot (\frac{R_2}{R_1 + R_2})$. Si se toma $R_2 \gg R_1$, se obtiene que: $V_{out} = I_{Nodo} \cdot R_{shunt} \cdot (\frac{R_2}{R_1})$.

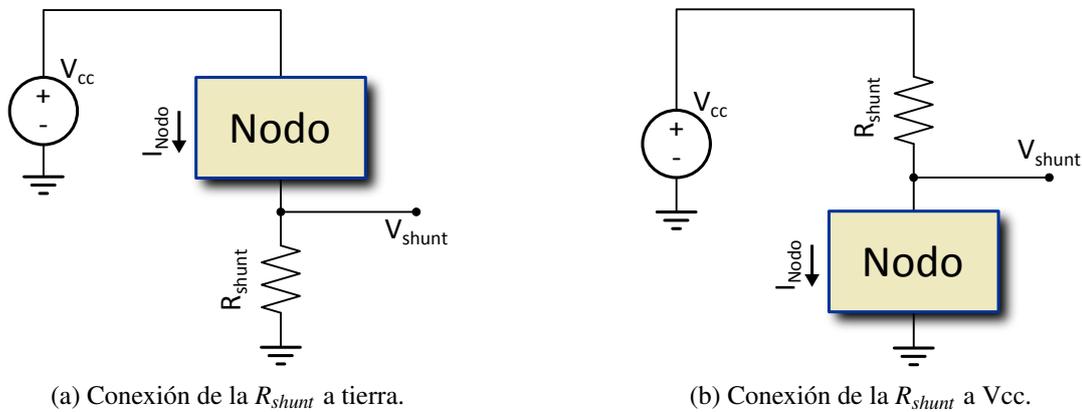


Figura A.2: Posibles maneras de conexión de la R_{shunt} .

A.3. Fuentes de corriente

1. **Espejo de corriente:** Para el caso de una fuente de corriente controlada por corriente, se utilizaría un espejo CMOS con la v_{gs} más baja posible, para no acortar la vida de la pila, con una relación de 1000, o sea si la corriente por el nodo es $1mA$, la corriente de carga de C_T es de $1\mu A$. No se encontró en plaza algún circuito integrado que realice lo anterior.

2. **Fuentes de corriente controladas por voltaje:** Las fuentes de corriente controladas por voltaje utilizan como entrada la caída de voltaje en R_{Shunt} .

La selección de la fuente de corriente también depende de donde se ubique esta resistencia (figura A.2).

- a) **Operacional más transistor npn:** En este caso la corriente es: $\frac{(V_{dd}-V_{in})}{R_{Shunt}}$ lo que hace que la corriente disminuya con V_{in} , que en principio no es lo buscado. Se podría usar esta alternativa teniendo mayor frecuencia para menor consumo.
- b) **Fuente de corriente con dos operacionales:** para que la corriente sea proporcional al voltaje de entrada se modifica el circuito anterior agregando otro operacional, transistor y resistencias (mayor consumo y derivas térmicas) la corriente con este esquema es $I_{out} = \frac{V_{in}}{R}$ [30]

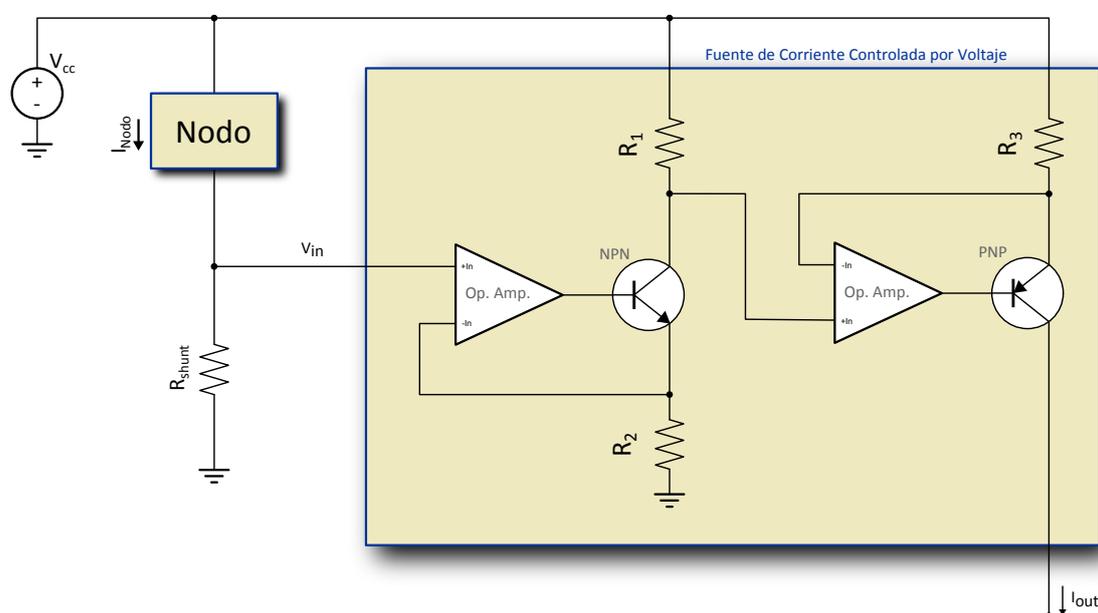


Figura A.3: Fuente de corriente controlada por voltaje con dos Operacionales

- c) **Adaptación de la fuente de corriente b) cambiando esquema de Rshunt:** La fuente de corriente anterior es útil para un voltaje de entrada V_{in} referido a tierra, éste voltaje de entrada es la caída de tensión en una resistencia en serie con el nodo colocada entre la tierra del dispositivo y la tierra de la fuente de alimentación, figura A.2(a).

Analizando la configuración de la fuente de corriente anterior se ve que en la entrada de la segunda etapa se tiene $V_{cc} - V_{in}$ que sería el valor luego de la resistencia shunt R_{Shunt} si la misma se colocara entre la fuente y el nodo, figura A.2(a)), de esta forma se logra eliminar una etapa de la fuente de corriente lo que favorece en cuanto al consumo y la dispersión de los componentes con los cambios de temperatura.

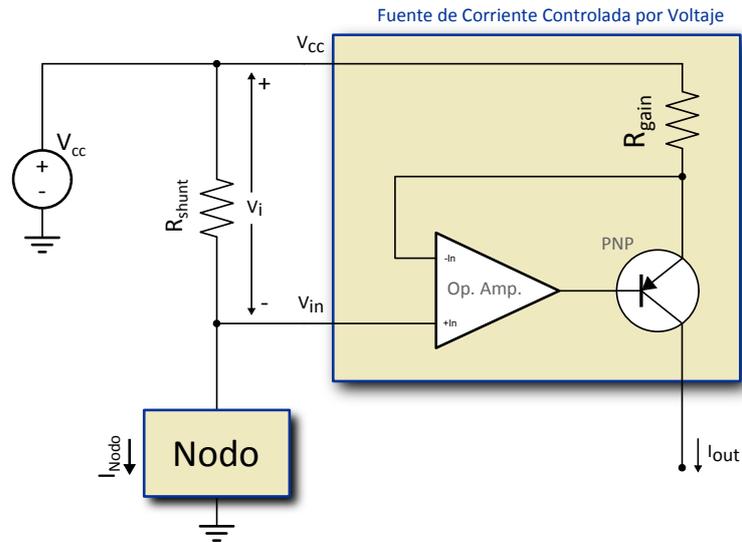


Figura A.4: Fuente de corriente controlada por voltaje con un Amp. Operacional

A.4. Tiempos de carga y descarga para el método de transferencia de carga

El primer aspecto que se debe analizar para este método son los tiempos de carga y descarga de los capacitores. En la Figura A.5 se muestra el modelo eléctrico de los principales elementos involucrados durante la carga y descarga de los capacitores. En este diagrama, V_{cc} y R_S corresponde al modelo Thévenin de la fuente que alimenta el sistema, R_{sw} es la resistencia interna de las llaves análogicas e I_{Nodo} es la corriente que toma el nodo.

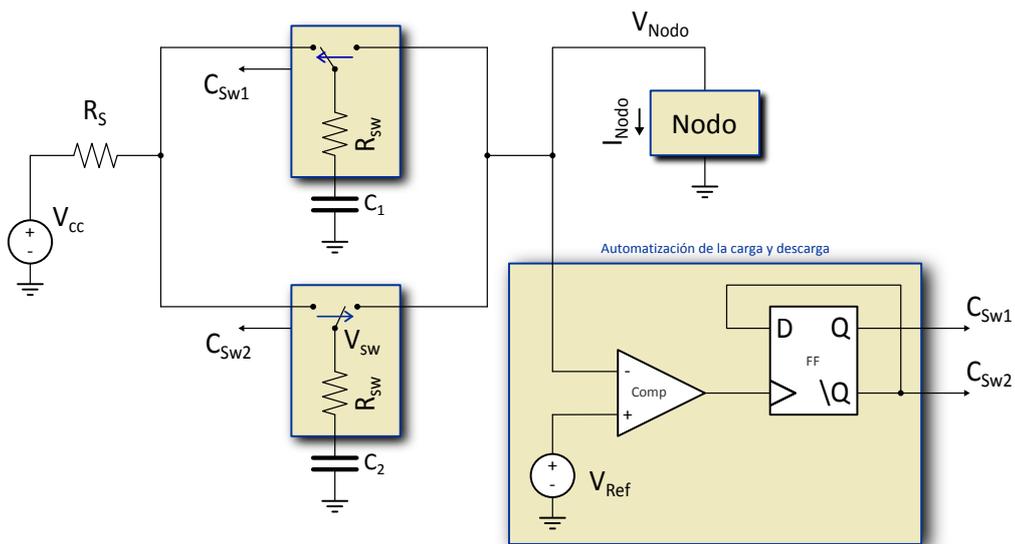


Figura A.5: Modelado eléctrico

Hay dos procesos de carga que ocurren durante la operación del circuito, la carga inicial, desde 0V hasta el voltaje de alimentación V_{cc} , y la carga una vez que el circuito de medida se encuentra en régimen, desde V_{ref} hasta V_{cc} .

Se asume para este análisis que ambos capacitores son idénticos, con lo cual el análisis vale tanto para C_1 como para C_2 , por lo tanto se le llamará C a cualquiera de estos capacitores.

Tiempo de Carga Inicial:

A partir del diagrama de la Figura A.5 se puede ver que C se carga a través de la resistencia interna de la fuente de alimentación R_S y de la resistencia interna de la llave analógica R_{sw} .

La corriente que circula por la malla para la carga inicial es entonces:

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R_{tot}} \cdot e^{-\frac{t}{R_{tot} \cdot C}} \quad (A.12)$$

siendo $R_{tot} = R_S + R_{sw}$.

Llamando V_{sw} al voltaje en el borne de la llave conectado a la resistencia R_{sw} , este evoluciona, para la carga inicial de la siguiente manera:

$$V_{sw} = V_{cc} \cdot \left(1 - \frac{R_S}{R_{tot}} \cdot e^{-\frac{t}{(R_{tot}) \cdot C}} \right) \quad (A.13)$$

A partir de la ecuación A.13 y definiendo $\tau = R_{tot} \cdot C$, se obtiene que el tiempo de carga inicial es el siguiente:

$$t_{carga} = \tau \cdot \ln \left(\frac{R_S}{R_{tot}} \cdot \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{sw}} \right) \quad (A.14)$$

Tiempo de Carga en Régimen:

Nuevamente a partir del diagrama de la Figura A.5 pero teniendo en cuenta que en régimen el capacitor se carga desde el voltaje V_{ref} hasta V_{cc} , la corriente que circula por la malla es entonces:

$$i(t) = \frac{V_{cc} - V_{ref}}{R_{tot}} \cdot e^{-\frac{t}{R_{tot} \cdot C}} \quad (A.15)$$

En este caso el voltaje en el borne de la llave evoluciona de la siguiente manera:

$$V_{sw} = V_{cc} \cdot \left(1 - \frac{R_S}{R_{tot}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + V_{ref} \cdot \frac{R_S}{R_{tot}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (A.16)$$

A partir de la ecuación A.16 y recordando que $\tau = R_{tot} \cdot C$, se obtiene que el tiempo de carga en régimen es el siguiente:

$$t_{carga} = \tau \cdot \text{Ln} \left(\frac{R_S}{R_{tot}} \cdot \frac{V_{ref} - V_{cc}}{V_{sw} - V_{cc}} \right) \quad (\text{A.17})$$

Tiempo de Descarga:

El siguiente paso es analizar el tiempo de descarga del capacitor. Nuevamente a partir de la Figura A.5, se puede ver que C se descarga a través de la resistencia interna de la llave analógica, debido a la corriente I_{Nodo} que toma el nodo.

Sabiendo que para un capacitor $i(t) = C \cdot \frac{dV}{dt}$, tomando la corriente $i(t)$ como constante durante el intervalo de tiempo dt , es posible escribir esta ecuación como $I_{Nodo} = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t}$, con lo que se obtiene:

$$\Delta t = C \cdot \frac{\Delta V}{I_{Nodo}} \quad (\text{A.18})$$

Se llega entonces a la primera restricción, ya que el tiempo de carga debe ser menor al tiempo de descarga. Si esto no fuera así, en cada ciclo los capacitores alcanzarían una carga cada vez menor hasta que el sistema se apagaría por completo. A partir de las ecuaciones A.17 y A.18, y teniendo en cuenta que $\tau = (R_S + R_{sw}) \cdot C$, se obtiene entonces que:

$$(R_S + R_{sw}) \cdot C \cdot \text{Ln} \left(\frac{R_S}{R_{tot}} \cdot \frac{V_{ref} - V_{cc}}{V_{sw} - V_{cc}} \right) \leq C \cdot \frac{\Delta V}{I_{Nodo}} \quad (\text{A.19})$$

A.5. Modelado del conversor corriente-corriente

En esta sección se analiza el efecto de algunas no idealidades del conversor corriente-corriente. Primero se analizan en conjunto el efecto producido a la salida de dicho bloque por el voltaje de offset del amplificador operacional y la ganancia en corriente del transistor. Luego se analiza el efecto en la salida de las corrientes de polarización en las entradas del amplificador operacional. En cada uno de estos análisis se obtiene una expresión para la relación entre la corriente de salida I_C y la corriente consumida por el nodo I_{Nodo} .

En la Figura A.6 se puede ver el circuito del conversor corriente-corriente, incluyendo las no idealidades del amplificador operacional.

Durante este análisis y para simplificar la notación se llamará R_s al resistor R_{shunt} y R_g al resistor R_{gain} .

A.5.1. Efecto del voltaje de offset y ganancia finita del transistor

Para la rama de la resistencia shunt R_s se tiene que:

$$\frac{V_{cc} - V_{in}}{R_s} = I_{Nodo} \quad (\text{A.20})$$

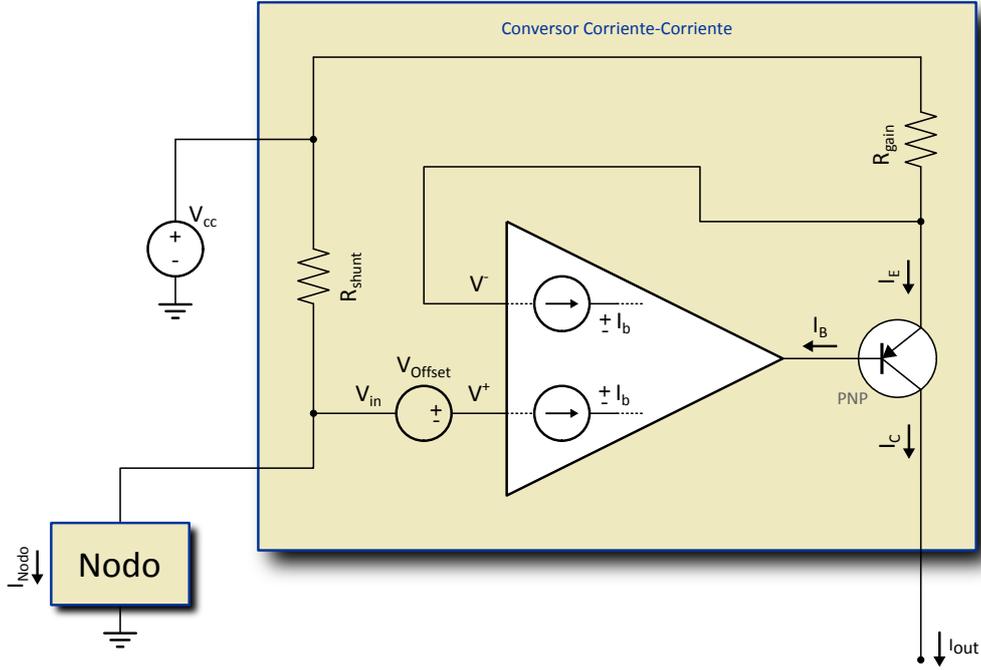


Figura A.6: Circuito para el modelado del convertor voltaje-corriente

despejando V_{in} de la ecuación A.20 y como $V^+ = V_{in} \pm V_{Off}$ se obtiene:

$$V^+ = V_{cc} - R_s \cdot I_{Nodo} \pm V_{Off} \quad (A.21)$$

Para la rama de la resistencia R_g , se tiene que:

$$I_{R_g} = \frac{V_{cc} - V^-}{R_g} \quad (A.22)$$

y como ademas:

$$I_{R_g} = I_E = I_B + I_C \quad (A.23)$$

Igualando las ecuaciones A.22 y A.23 y despejando I_C se obtiene:

$$I_C = \frac{V_{cc} - V^-}{R_g} - I_B \quad (A.24)$$

Como por tierra virtual $V^+ = V^-$, sustituyendo A.21 en A.24 se obtiene que:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_g} - \frac{V_{cc} - R_s \cdot I_{Nodo} \pm V_{Off}}{R_g} - I_B = \frac{R_s \cdot I_{Nodo} \mp V_{Off}}{R_g} - I_B \quad (A.25)$$

Como $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ sustituyendo y reagrupando los términos en I_C en la ecuación A.25 se obtiene:

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \left(\frac{R_s}{R_g} \cdot I_{Nodo} \mp \frac{V_{Off}}{R_g} \right) \quad (A.26)$$

Por último, si $\beta \gg 1$ se obtiene la siguiente expresión para el efecto del offset del amplificador operacional, en la corriente de salida:

$$I_C = \frac{R_s}{R_g} \cdot I_{Nodo} \mp \frac{V_{Off}}{R_g} \quad (A.27)$$

A.5.2. Efecto de la corriente de polarización

En este caso, para la rama de la resistencia shunt R_s se tiene:

$$\frac{V_{cc} - V_{in}}{R_s} = I_{Nodo} \pm I_b \quad (A.28)$$

despejando V_{in} de la ecuación A.28 y como $V^+ = V_{in}$ se obtiene que:

$$V^+ = V_{cc} - R_s \cdot (I_{Nodo} \pm I_b) \quad (A.29)$$

Para la rama de la resistencia R_g suponiendo que $I_E \simeq I_C$, se tiene que:

$$I_{R_g} = \frac{V_{cc} - V^-}{R_g} = \pm I_b + I_C \quad (A.30)$$

A partir de las ecuaciones A.29 y A.30, teniendo en cuenta que por tierra virtual $V^+ = V^-$ se obtiene que:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_g} - \frac{V_{cc} - R_s \cdot (I_{Nodo} \pm I_b)}{R_g} \mp I_b = \frac{R_s \cdot (I_{Nodo} \pm I_b)}{R_g} \mp I_b \quad (A.31)$$

A partir de la ecuación A.31, agrupando los términos debido a la corriente de polarización, se obtiene que:

$$I_C = \frac{R_s}{R_g} \cdot I_{Nodo} \pm I_b \cdot \left(\frac{R_s}{R_g} - 1 \right) \quad (A.32)$$

A.6. VCO con configuración estable de un 555

El circuito de la figura A.7 muestra una implementación de un VCO realizada con un 555 [30]. Esta misma configuración puede ser implementada utilizando CSS555C aprovechando las ventajas de éste chip.

A.7. Eficiencia energética en la carga de un capacitor

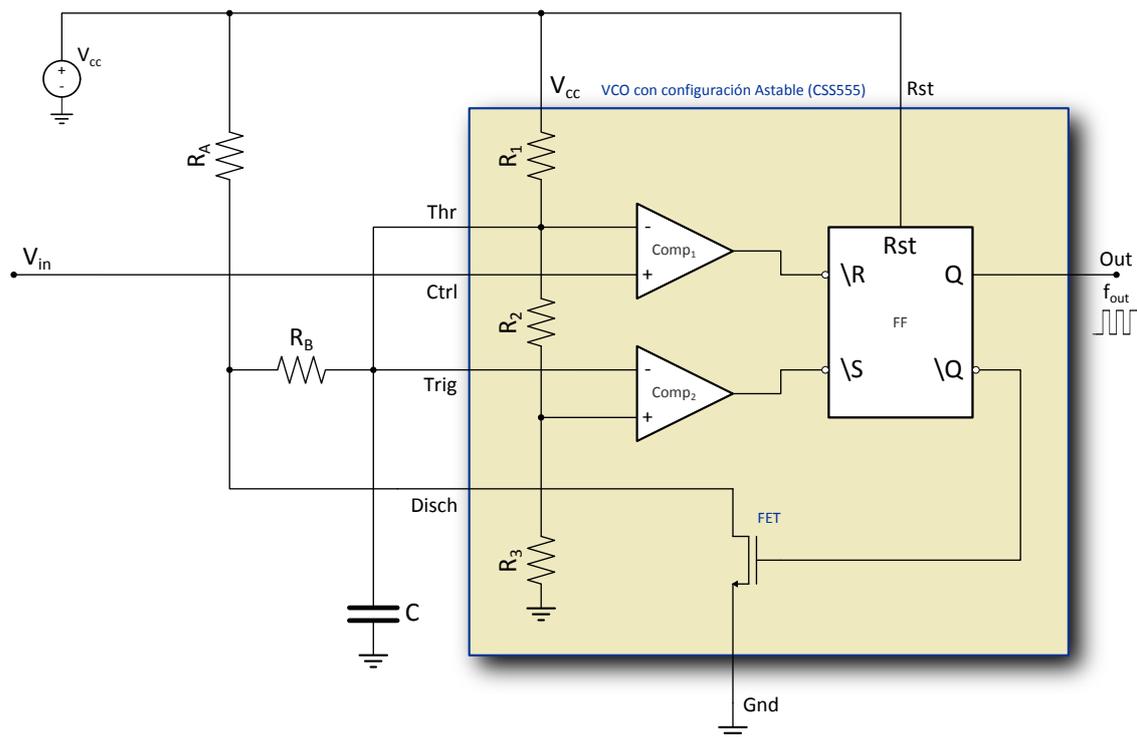


Figura A.7: VCO en configuración astable del chip 555

La ecuación A.33 muestra la relación entre la frecuencia de salida y el voltaje de entrada V_{in} . Esta relación es claramente no lineal y dependiente del voltaje de alimentación. Si bien la dependencia del voltaje de alimentación es corregible agregando una referencia de voltaje, corregir la linealidad presenta gran dificultad.

$$f = \frac{1}{(R_A + R_B)C \ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{in}}\right) + R_B C \ln(2)} \quad (\text{A.33})$$

A.7. Eficiencia energética en la carga de un capacitor

En el circuito RC alimentado por una fuente de continua por intermedio de una llave unipolar, se realiza un balance de energía en la carga.

Planteando la ley de mallas de Kirchoff se obtiene la siguiente ecuación transformada por Laplace:

$$\frac{V - V_0}{s} = \left(R + \frac{1}{sC}\right) I \quad (\text{A.34})$$

Despejando la corriente y antitransformando se obtiene la corriente en función del tiempo:

$$I = \frac{V - V_0}{R(s + \frac{1}{\tau})} \rightarrow i(t) = Y(t) \frac{V - V_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{A.35})$$

Utilizando la ecuación A.35 se puede obtener la energía que entrega la fuente, la energía que almacena el capacitor y la energía que disipa el resistor.

Energía que entrega la fuente:

$$E_F = \int_0^{+\infty} Vi(t)dt = V \int_0^{+\infty} \frac{V - V_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} dt = (V^2 - VV_0)C \quad (\text{A.36})$$

Energía disipada:

$$E_R = \int_0^{+\infty} Ri^2(t)dt = R \int_0^{+\infty} \left(\frac{V - V_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 dt = \frac{(V - V_0)^2 C}{2} \quad (\text{A.37})$$

Energía recibida por el capacitor:

$$E_C = \int_0^{+\infty} v_C i(t)dt = \int_0^{+\infty} [(V - V_0)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} + V_0)] \frac{V - V_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} dt = \frac{(V^2 - V_0^2)}{2} C \quad (\text{A.38})$$

Conociendo la energía que entrega la fuente y la energía útil que almacena en capacitor se puede determinar la eficiencia energética como:

$$\eta = \frac{E_C}{E_F} = \frac{\frac{(V^2 - V_0^2)C}{2}}{(V^2 - VV_0)C} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_0}{V} \right) \quad (\text{A.39})$$

De este resultado se concluye que la carga es más eficiente cuanto menor es la variación de voltaje en bornes del capacitor.

A.8. Código fuente

A continuación se adjunta el listado de los archivos fuente creados y modificados para agregar la funcionalidad del SEM a ContikiOS.

- ./platform/sky/SEM.c : Implementación de la funcionalidad del SEM, declaración de variables, rutinas de atención a interrupción del TimerB del MSP430F1611.
- ./platform/sky/SEM.h : Declaración de las funciones del SEM.
- ./core/dev/cc2420.c : Modificación al código de encendido y apagado de la radio para evitar que el nodo se alimente de Csleep durante la operación de la radio.
- ./core/net/mac/contikimac.c : Modificación de los tiempos de encendido y apagado durante los CCA para permitir al SEM cargar Csleep.
- ./core/sys/energgest.c : Agregado de variables para almacenar la información de consumo.

- `./core/sys/energest.h` : Modificación de los macros para implementar la medida con SEM.
- `./cpu/msp430/f1xxx/clock.c` : Modificación de los Timers.
- `./platform/sky/platform-conf.h` : Modificación de los puertos de entrada/salida, cambio de la señal FLASH_HOLD.
- `./platform/sky/contiki-sky-main.c` : Modificación al loop principal para agregar la inicialización del SEM y realizar el DutyCycle en la medida de consumo.

El código completo de ContikiOS, en su versión modificada para la utilización con TelosB, está adjunta en un disco compacto.

La carpeta `/archivos_mod` contiene a los archivos modificados, mientras que la carpeta `/contiki` contiene todo el código fuente del sistema.

El archivo `README.pdf` contiene el código fuente agregado o modificado.

A.9. Datos relevados

Los datos mostrados en esta sección fueron obtenidos mediante el circuito que se muestra en la figura 5.1.

Se muestran en las tablas los siguientes datos relevados:

- I_{Nodo} : Consumo del nodo de red
- I_{SEM} : Consumo del SEM
- f_{out}^{medida} : Frecuencia de salida del SEM
- Q : Cuanto de carga obtenido como $Q = \frac{f(I_{Nodo})}{I_{Nodo}}$

A.9.1. Medidas a diferente V_{CC} y temperatura

En la tabla A.1 se muestran los datos relevados para un voltaje de alimentación de 2,1V y a una temperatura de 25°C.

En la tabla A.2 se muestran los datos relevados para un voltaje de alimentación de 3,3V y a una temperatura de 25°C.

En la tabla A.2 se muestran los datos relevados para un voltaje de alimentación de 3,3V y a una temperatura de 25°C.

En la figura A.8 se muestra la comparación de los resultados obtenidos para la frecuencia de salida, el consumo y el cuanto de carga del SEM para el un rango de consumo del nodo entre 200μA y 100mA aproximadamente. El SEM deja de oscilar si el consumo del nodo es superior a 55,6mA para un voltaje de alimentación de 2,1V y una temperatura 25°C.

$I_{Nodo}(mA)$	$I_{SEM}(\mu A)$	$f_{out}^{medida}(kHz)$	$Q(\mu C)$
1.01	6.60	3.01	0.336
2.01	6.90	5.94	0.339
3.03	7.10	8.89	0.341
4.06	7.30	11.9	0.341
5.04	7.60	14.7	0.344
6.01	7.90	17.5	0.345
7.15	8.10	20.6	0.347
8.30	8.50	23.8	0.349
9.07	8.60	25.9	0.350
10.6	9.00	30.2	0.352
12.6	9.50	35.5	0.356
15.0	9.90	42.0	0.357
17.5	10.5	48.4	0.362
20.1	11.1	54.1	0.372
22.5	11.6	60.7	0.371
25.1	12.1	66.6	0.378
27.7	12.7	72.6	0.382
30.0	13.1	77.5	0.388

Tabla A.1: Datos obtenidos para $V_{cc} = 2,1V$ y $T = 25^{\circ}C$.

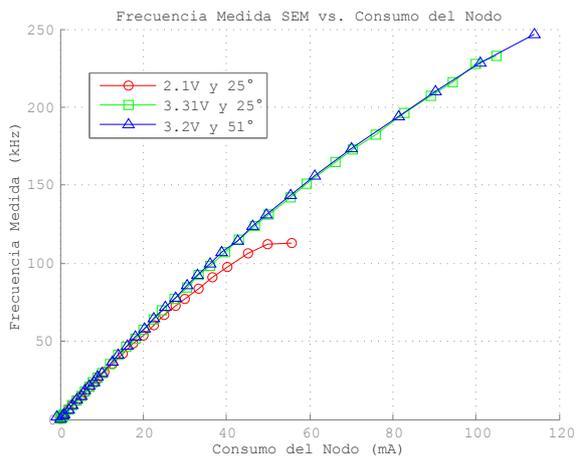
$I_{Nodo}(mA)$	$I_{SEM}(\mu A)$	$f_{out}^{medida}(kHz)$	$Q(\mu C)$
0.99	7.30	3.02	0.331
2.02	7.70	6.08	0.333
3.03	8.10	9.11	0.333
4.09	8.50	12.2	0.335
5.04	8.90	15.0	0.336
6.00	9.30	17.9	0.336
7.00	9.60	20.8	0.337
8.00	10.0	23.7	0.339
9.07	10.4	26.7	0.340
10.1	10.9	29.8	0.340
12.0	11.6	35.2	0.341
14.1	12.4	41.0	0.344
16.0	13.2	46.4	0.345
18.1	13.9	51.7	0.351
20.0	14.7	57.1	0.351
22.6	15.5	64.1	0.353
24.5	16.3	69.5	0.353
27.5	17.3	77.2	0.357
30.5	18.4	84.6	0.361

Tabla A.2: Datos obtenidos para $V_{cc} = 3,3V$ y $T = 25^{\circ}C$.

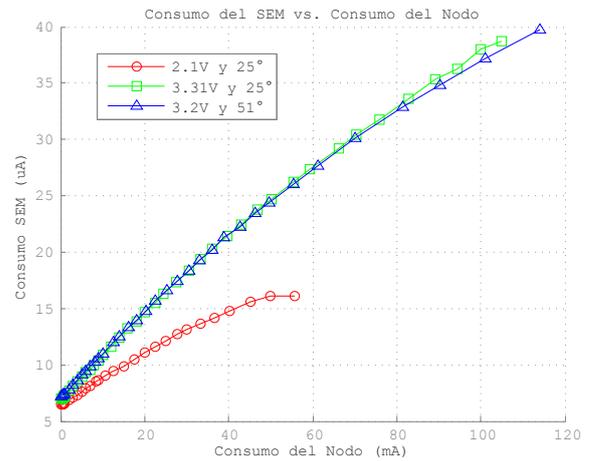
$I_{\text{Nodo}}(\text{mA})$	$I_{\text{SEM}}(\mu\text{A})$	$f_{\text{out}}^{\text{medida}}(\text{kHz})$	$Q(\mu\text{C})$
1.00	7.40	3.08	0.326
2.00	7.80	6.13	0.327
3.03	8.20	9.23	0.329
4.11	8.60	12.5	0.329
5.06	9.10	15.3	0.331
6.06	9.50	18.3	0.332
7.08	9.90	21.3	0.332
8.03	10.3	24.1	0.333
9.07	10.6	27.2	0.334
10.0	11.0	29.9	0.335
12.5	12.0	37.1	0.337
14.1	12.5	41.5	0.340
16.1	13.3	47.1	0.342
18.1	14.0	52.8	0.343
20.2	14.8	58.3	0.347
22.6	15.7	64.6	0.350
25.4	16.6	72.2	0.352
27.7	17.4	78.1	0.355
30.5	18.4	85.7	0.356

Tabla A.3: Datos obtenidos para $V_{cc} = 3,2V$ y $T = 51^{\circ}C$.

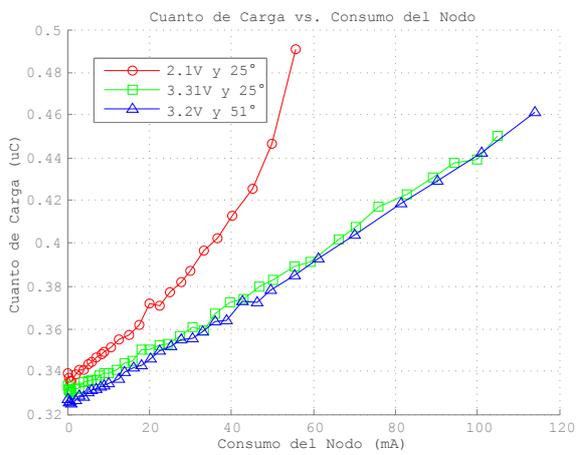
A.9. Datos relevados



(a) Frecuencia SEM vs. consumo del nodo.



(b) Consumo del SEM vs. consumo del nodo.



(c) Cuanto de carga vs. consumo del nodo.

Figura A.8: Resultados relevados para consumos del nodo entre $200\mu A$ y $100mA$.

- carga
 - capacitores, 14
 - cuanto, 18
 - resolución, 6
 - transferencia, 3, 13
- conmutación
 - capacitores, 4
 - frecuencia de, 16
 - llaves analógicas, 15
- consumo, 3
 - máximo permitido, 12
- ContikiOS, 5
- Energest, 6, 9
- error
 - conversión, 52
 - medio cuadrático, 52
- esquemático, 45
- estimación
 - método de, 4, 9
- frecuencia
 - de salida, 17
- linealidad, 6
- medida
 - directa con VCO, 16
- nodo de red, 6
 - consumo, 9
 - perfil de consumo, 5
- rango
 - de alimentación, 6
 - de medida, 6
 - de temperatura, 6
- requerimiento
 - resolución, 39
- requerimientos
 - de consumo, 11
 - método de medida, 6
- resolución, 6
- variación
 - temperatura, 6

- [1] “Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs),” Jun 2006.
- [2] J. Oreggioni and L. Steinfeld, “Automedida de consumo en dispositivos portables,” *En memorias de XIX Iberchip Workshop (IBERCHIP 2013)*, pp. 283 – 294, 2008.
- [3] N. Chang, K. Kim, and H. Gyu Lee, “Cycle accurate energy consumption measurement and analysis: Case study of ARM7TDMI,” *ISLPED '00 Proceedings of the 2000 international symposium on Low power electronics and design*, pp. 185 – 190, 2000.
- [4] J. Andersen and M. Tranberg Hansen, “Energy bucket: a tool for power profiling and debugging of sensor nodes,” *Sensor Technologies and Applications, 2009. SENSORCOMM '09. Third International Conference on*, pp. 132 – 138, 2009.
- [5] X. Jiang, P. Dutta, D. Culler, and I. Stoica, “Micro power meter for energy monitoring of wireless sensor networks at scale,” *IPSN '07 Proceedings of the 6th international conference on Information processing in sensor networks*, pp. 186–195, 2007.
- [6] P. Dutta, M. Feldmeier, J. Paradiso, and Culler D., “Energy metering for free: Augmenting switching regulators for real-time monitoring,” *Information Processing in Sensor Networks, 2008. IPSN '08. International Conference on*, pp. 283 – 294, 2008.
- [7] Maxim Integrated Inc., “MAX1722/MAX1723/MAX1724 1.5uA IQ, step-up DC-DC converters in thin SOT23-5,” Set 2012, Rev 1.
- [8] A. Dunkels, F. Osterlind, N. Tsiftes, and Z. He, “Software-based on-line energy estimation for sensor nodes,” in *Proceedings of the 4th workshop on Embedded networked sensors*. 2007, EmNets '07, pp. 28–32, ACM.
- [9] “Contiki: The open source OS for the internet of things,” .
- [10] A. Dunkels, J. Eriksson, N. Finne, and N. Tsiftes, “Powertrace: Network-level power profiling for low-power wireless networks,” Tech. Rep., SICS (Swedish Institute of Computer Science), May 2011.
- [11] P. Hurni, B. Nyffenegger, T. Braun, and A. Hergenroeder, “On the accuracy of software-based energy estimation techniques,” *Wireless Sensor Networks 8th European Conference*, pp. 49–64, 2011.
- [12] J. Polastre, R. Szewczyk, and D. Culler, “Telos: enabling ultra-low power wireless research,” in *Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on*, 2005, pp. 364–369.
- [13] Texas Instruments Inc., “MSP430x1xx family user’s guide,” Feb 2006, Revision F.
- [14] Texas Instruments Inc., “2.4 GHz IEEE 802.15.4 / ZigBee-ready RF transceiver,” Feb 2013, Rev. C.
- [15] C. Fernández, D. Bouvier, J. Villaverde, J. Oreggioni, and L. Steinfeld, “Low-power self-energy meter for wireless sensor network,” *IEEE International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems*, 2013.
- [16] Texas Instruments Inc., “MSP430F15x, MSP430F16x, MSP430F161x mixed signal microcontroller,” 2002, Revised March 2011.

-
- [17] J. Williams, *Analog Circuit Design: Art, Science, and Personalities*, EDN Series. Butterworth-Heinemann, 1991.
- [18] Texas Instruments Inc., “LM158-N, LM258-N, LM2904-N, LM358-N,” May 2004, Revised: Oct 2005.
- [19] NXP Inc., “ICM7555 general purpose CMOS timer,” Aug 2009, Rev. 02.
- [20] R. Coughlin and F. Driscoll, *Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales*, Pearson Educación, 1999.
- [21] Custom Silicon Solutions Inc., “CSS555C micropower timer (with internal timing capacitor),” May 2009, Version: 1.1.
- [22] Texas Instruments Inc., “1.8V, 2.9mA, 90kHz, Rail-to-Rail I/O operational amplifiers,” Nov. 2005, Revised May. 2008.
- [23] Dallas Semiconductors Inc., “High-precision coulomb counter,” Dic 2007, Rev. 4.
- [24] Linear Technology, “Coulomb counter/battery gas gauge,” Feb. 2010, Revision C.
- [25] Moteiv Corp., “tmote sky, low power wireless sensor module,” Nov 2006.
- [26] Linear Technology, “1uA precision series voltage referencer,” May 2011, Rev. B.
- [27] Maxim Integrated Inc., “Precision, micropower, 1.8V supply, low-dropout, SOT23 voltage reference,” Dic. 2012.
- [28] NXP Semiconductors, “MMBT3906 PNP switching transistor,” 2003, Revised May 2007.
- [29] Analog Devices Inc., “0.5 ohm CMOS, dual 2:1 MUX/SPDT audio switch,” Rev. D.
- [30] A. Malvino, *Principios de electrónica*, Mc Graw Hill, 1991.

C

CCA (Verificación de Canal Libre, por su sigla en inglés) Clear Channel Assesment. Evento iniciado por la radio para conocer el estado del canal de transmisión, p. 39.

D

DC (Ciclo de Trabajo, por su sigla en inglés) Relación entre el tiempo en alto y bajo de una señal, p. 3.

I

ISR (Rutina de atención a interrupciones, por su sigla en inglés) Rutina de atención a interrupciones, p. 51.

N

NP0 (Capacitor que no varía su valor con la temperatura) Negative Positive Zero. Condición de un capacitor, no varía su capacidad con la temperatura. El nombre de esta condición surge de dos capacitores en paralelo cuyos coeficientes de variación con la temperatura son opuestos, p. 40.

P

Pull-Down (Resistor de puesto a tierra) Resistor conectado a tierra para fijar el voltaje en un nodo, p. 45.

Pull-Up (Resistor de puesto a V_{cc}) Resistor conectado a la alimentación para fijar el voltaje en un nodo, p. 45.

R

RSI (Red de Sensores Inalámbricos) Red de Sensores Inalámbricos, p. 1.

RTOS (Real Time Operating System) Sistema operativo en tiempo real, por su sigla en inglés, p. 5.

S

shunt (R_{shunt}) Resistencia en serie para medir corriente en base a la caída de tensión presente en ella, p. 12.

SPDT (Llave unipolar con dos salidas, por su sigla en inglés) Single Pole Double Trough. Llave con dos posiciones, de un terminal común alterna entre dos salidas, p. 35.

V

VCO (Oscilador Controlado por Voltaje, por su sigla en inglés) Voltage Controlled Oscillator. Oscilador en el que la frecuencia de salida depende del voltaje de entrada, p. 16.