



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA  
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada  
Sistemas de información y Comunicaciones

# Máster en Tecnologías de Telecomunicación



## Trabajo Fin de Máster

**Diseño de un circuito "wake-up" de ultra bajo consumo para redes de sensores inalámbricos**

Autor: **D. Daniel de León Hernández**  
Tutor(es): **Dr. Fco Javier del Pino Suárez**  
**Dr. Sunil Lalchand Khemchandani**  
Fecha: **Julio 2012**



t +34 928 451 086 | [iuma@iuma.ulpgc.es](mailto:iuma@iuma.ulpgc.es)  
f +34 928 451 083 | [www.iuma.ulpgc.es](http://www.iuma.ulpgc.es)

Campus Universitario de Tafira  
35017 Las Palmas de Gran Canaria





UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA  
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada  
Sistemas de información y Comunicaciones

# Máster en Tecnologías de Telecomunicación



## Trabajo Fin de Máster

**Diseño de un circuito "wake-up" de ultra bajo consumo para redes de sensores inalámbricos**

## HOJA DE FIRMAS

**Alumno/a:** D. Daniel de León Hernández Fdo.:

**Tutor/a:** Dr. Fco Javier del Pino Suárez Fdo.:

**Tutor/a:** Dr. Sunil Lalchand Khemchandani Fdo.:

**Fecha:** Julio 2012



t +34 928 451 086 iuma@iuma.ulpgc.es  
f +34 928 451 083 www.iuma.ulpgc.es

Campus Universitario de Tafira  
35017 Las Palmas de Gran Canaria





# Máster en Tecnologías de Telecomunicación



## Trabajo Fin de Máster

**Diseño de un circuito "wake-up" de ultra bajo consumo para redes de sensores inalámbricos**

## HOJA DE EVALUACIÓN

**Calificación:** .....

**Presidente:** Tomás Bautista Delgado      Fdo.:

**Secretario:** Pablo Hernández Morera      Fdo.:

**Vocal:** Roberto Esper-Chaín Falcón      Fdo.:

**Fecha:** Julio 2012





# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
1.1. Objetivos . . . . .	7
1.2. Estructura de la memoria . . . . .	7
<b>2. Redes de sensores y receptores wake-up</b>	<b>9</b>
2.1. Introducción a las redes de sensores inalámbricas . . . . .	9
2.2. Requisitos para la implementación de una red de sensores inalámbrica .	11
2.3. Introduction al esquema <i>Rendezvous</i> . . . . .	12
2.4. Control del ciclo de trabajo de las redes de sensores inalámbricas . . . .	15
2.5. El receptor wake-up . . . . .	16
2.5.1. Consideraciones de diseño . . . . .	19
2.5.1.1. Sistema de la Integración . . . . .	20
2.5.1.2. Entorno de red . . . . .	21
2.5.1.3. Optimización de la potencia activa . . . . .	21
2.5.2. Ventajas de los receptores wake-up . . . . .	22
2.5.2.1. Conservación de Energía . . . . .	22
2.5.2.2. Minimo Overhead . . . . .	23
2.5.2.3. Diferentes formas de uso . . . . .	23
2.5.2.4. Comportamiento dinámico . . . . .	23
2.5.2.5. Disminución de la escucha inactiva . . . . .	24

2.5.3.	Desafíos en el diseño de un receptor wake-up . . . . .	24
2.5.3.1.	Costo y la complejidad del hardware . . . . .	24
2.5.3.2.	Retardo . . . . .	24
2.5.3.3.	Problema de cobertura . . . . .	24
2.5.3.4.	El aumento de la escucha inútil (overhearing) de los canales compartidos y los receptores wake-up range-based	25
<b>3.</b>	<b>Diseño del receptor wake-up</b>	<b>27</b>
3.1.	Introducción . . . . .	27
3.2.	Diseño e implementación . . . . .	29
3.2.1.	Introducción . . . . .	29
3.2.2.	Duplicador de voltaje y detector de envolvente . . . . .	31
3.2.3.	Comparador con umbral adaptativo . . . . .	34
3.2.4.	Detector de preámbulo y generador de la señal wake-up . . . . .	36
3.2.5.	Decodificador PWM y adaptador SPI . . . . .	38
3.2.6.	Consumo y sensibilidad . . . . .	43
3.3.	Conclusiones . . . . .	45
<b>4.</b>	<b>Diseño del LNA para el receptor wake-up</b>	<b>47</b>
4.1.	Tipos de ruido . . . . .	48
4.2.	Topologías de LNAs . . . . .	49
4.2.1.	Configuración emisor-común . . . . .	49
4.2.2.	LNA de dos etapas . . . . .	54
4.2.3.	LNA con realimentación negativa por transformador . . . . .	55
4.2.4.	Configuración en base común . . . . .	56
4.2.5.	LNA cascodo ( <i>Single-Ended</i> ) . . . . .	57
4.2.6.	LNA diferencial . . . . .	58
4.2.7.	LNA balanceado ( <i>Balanced LNA</i> ) . . . . .	60



4.3. Implementación del LNA . . . . .	61
<b>5. Conclusiones</b>	<b>67</b>
5.1. Simulación final . . . . .	67
5.2. Conclusiones . . . . .	69
5.3. Líneas futuras . . . . .	70
<b>6. Bibliografía</b>	<b>71</b>
<b>7. Anexos</b>	<b>73</b>



# Capítulo 1

## Introducción

Una red de sensores inalámbricos o *wireless sensor network* (WSN) es esencialmente un grupo de células de bajo consumo con recursos computacionales y de memoria limitados, que funcionan de forma autónoma para llevar a cabo una tarea específica. Un ejemplo de red inalámbrica se puede observar en la figura 1.1. Las aplicaciones actuales se centran, sobre todo, en el seguimiento y recopilación de datos en una variedad de campos tales como militares, agrícolas, médicas y ambientales. También presenta capacidades de autoconfiguración debido a su estructura dinámica y extensible, que permite a las redes inalámbricas de sensores hacer frente a ambientes hostiles, adaptando los canales de comunicación y el consumo de energía.

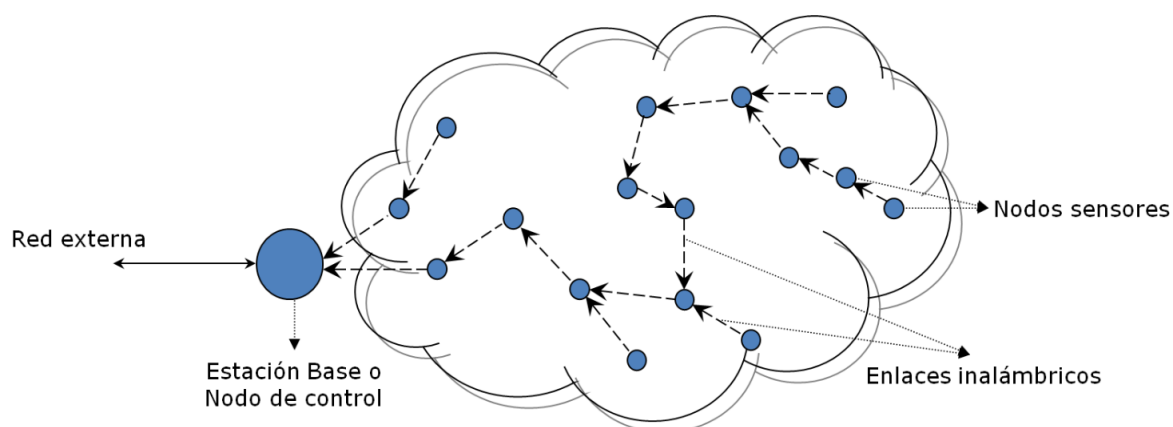


Figura 1.1: Ejemplo de WSN.

El consumo de energía es un tema crítico en algunas WSN donde se espera que la vida

útil de red sea de varios meses o incluso años sin ningún tipo de intervención externa sobre las fuentes de energía. Con el fin de extender la longevidad de la red, se utilizan muchos esquemas de ahorro de energía. Uno de los esquemas más simples y más eficaces consiste en reducir el nivel de la actividad de los nodos en favor de los estados inactivos o de reposo, reduciendo drásticamente el consumo de energía. Este esquema puede ser aplicado a todos los componentes del nodo o solo a los componentes que más potencia consumen, como por ejemplo el transceptor RF o el microprocesador. Los componentes innecesarios pasan a un modo reposo, lo cual consigue reducir el consumo de energía en varios órdenes de magnitud en comparación con su participación activa y/o consumo en modo espera.

Otra manera de reducir el consumo medio de energía es la de limitar al mínimo la utilización del dispositivo de comunicación. Los protocolos de comunicación típicos en las WSN operan de manera sincrónica o pseudo-síncrona para asegurar que los sensores cercanos estarán despierto y capaces de comunicarse al mismo tiempo. Organizar y mantener el horario de comunicación de la red puede ser una tarea tediosa y además representa una pérdida significativa de las limitadas reservas de energía. Por otro lado, utilizar un modo de operación completamente asíncrono, donde cada nodo despierta a sus vecinos para comunicarse, puede dar lugar a ahorros de energía muy interesantes. En lugar de tener un horario de comunicación de red, cada nodo está equipado con receptor wake-up de ultra bajo consumo que monitoriza el canal de comunicación continuamente. A este receptor se le denomina receptor despertador o Wake-up Receiver (WUR). Cuando un nodo desea comunicarse con un vecino, envía una llamada de wake-up, que contiene el código wake-up o dirección del nodo destino, con el objetivo de despertar únicamente al vecino que desea. Después de una exitosa recepción y decodificación de la llamada wake-up, el WUR activa el resto de los bloques que conforman el nodo si el código recibido coincide con el código wake-up del nodo. A continuación se envía un paquete de confirmación, utilizando el transceptor principal, para informar al primer nodo que la transmisión de datos puede comenzar. Después de la transmisión de datos, ambos nodos reanudan sus actividades normales y regresan al modo reposo, activando

a sus WUR antes. Para que las operaciones asíncronas sean eficaces, el consumo de energía del dispositivo wake-up debe ser bastante bajo.

## 1.1. Objetivos

Los principales objetivos de este Trabajo Fin de Máster son: estudiar los diferentes tipos de receptores wake-up que existen, y realizar la implementación de un receptor wake-up mejorando su sensibilidad, implementando un amplificador de bajo ruido o LNA (*Low-noise amplifier*) y añadiéndolo al WUR. Para ello se hará uso del software “Advanced Design System” [5].

Para la realización de este Trabajo Fin de Máster se definen una serie de tareas que comienzan con un estudio teórico previo de los receptores wake-up que se van a manipular, derivando en un análisis de las posibilidades de diseño. Posteriormente se pasa a la implementación del WUR y a la intención de mejora de sus características. Finalmente se obtienen unas conclusiones.

## 1.2. Estructura de la memoria

Esta memoria ha sido dividida en cinco capítulos. En el presente capítulo se ha intentado dar una visión general de las redes de sensores inalámbricas, así como las ventajas de utilizar un receptor wake-up. También se ha definido el objetivo de este Trabajo Fin de Máster y su ubicación. En el capítulo 2 se explica de forma detallada en que consiste una red de sensores inalámbrica, las diferentes topologías y protocolos de comunicación, las ventajas de usar receptores wake-up y los tipos de receptores wake-up que existen. El capítulo 3 se realiza la implementación de un receptor wake-up por bloques. El capítulo 4 presenta las principales características de los LNAs así como las diferentes opciones que existen y cual de dichas opciones hemos escogido para este Trabajo Fin de Máster. Para terminar, en el capítulo 5, se exponen las simulaciones finales, así como las conclusiones a las que se han llegado.



# Capítulo 2

## Redes de sensores y receptores wake-up

En este capítulo se realiza una descripción de las WSN, estudiando distintas clasificaciones de los WURs y detallando los distintos desafíos que tiene la inclusión de un WUR en un nodo sensor.

### 2.1. Introducción a las redes de sensores inalámbricas

En los últimos años, las redes de sensores han estado formadas por un pequeño número de nodos que estaban conectados por cable a una estación central de procesamiento de datos. Hoy en día, gracias a los avances en las comunicaciones inalámbricas y en las tecnologías de diseño y fabricación de circuitos integrados, se ha conseguido realizar redes de sensores distribuidas e inalámbricas. Pero, por qué distribuidas e inalámbricas: cuando la localización de un fenómeno físico es desconocida, este modelo permite que los sensores estén mucho más cerca del entorno físico objetivo, de lo que estaría un único sensor. En muchos casos, se requieren muchos sensores para evitar obstáculos físicos que obstruyan o corten la línea de comunicación. Además el medio que va a ser monitorizado normalmente no tiene una infraestructura, ni para el suministro energético, ni para la comunicación. Por ello es necesario que los nodos funcionen con pequeñas fuentes de

energía y que se comuniquen por medio de canales inalámbricos.

Otro requisito para las redes de sensores es la capacidad de procesamiento distribuido. Esto es necesario porque, siendo la comunicación el principal consumidor de energía, un sistema distribuido significará que algunos sensores necesitarán comunicarse a través de largas distancias, lo que se traducirá en mayor consumo. Por ello, es una buena idea el procesar localmente la mayor cantidad de datos para minimizar el número de bits transmitidos.

Las redes de sensores inalámbricas están formadas por un gran número de nodos densamente desplegados en una amplia zona sin una topología determinada, donde cada nodo funciona de forma autónoma, sin punto central de control. Con estas características, las redes de sensores inalámbricas producen información de fácil acceso y alta calidad sobre el entorno físico que les rodea. Hay tres tipos básicos de nodos en una red de sensores inalámbrica: sensores, actuadores y controladores. Los sensores recogen datos del entorno, mientras que los actuadores toman medidas para cambiarlo. Los controladores tienen más potencia de procesamiento, por que son el cerebro de la red. También es posible que un nodo compuesto pueda realizar más de una función de las descritas anteriormente.

Las redes de sensores inalámbricas pueden ser vistas como una categoría especial de las tradicionales redes ad-hoc, debido a su topología de red aleatoria. Sin embargo, tienen algunas características diferentes de las tradicionales redes ad-hoc:

- El número de nodos en una red de sensores inalámbrica pueden ser varias órdenes de magnitud superior a una red ad-hoc.
- Los nodos en una red de sensores inalámbrica están densamente desplegados.
- Los nodos sensores inalámbricos son pequeños, económicos y limitados en capacidad de cálculo, en memoria y en energía, además de ser propensos a fallar.

Conociendo estas características, los investigadores pueden desarrollar técnicas que abarquen todo el abanico de protocolos. Por ejemplo, debido a que los nodos sensores



son propensos a fallar, con un protocolo bien diseñado, se puede conseguir sustituir fácilmente la función de un nodo sensor que falla con otros nodos aprovechando la densa red y el gran número de nodos.

Respecto a la dimensión de una red de sensores inalámbrica, no existe una definición universal, el número de nodos puede variar desde cientos a cientos de miles, mientras que el área de cobertura puede ser desde el espacio de una oficina a un desierto abierto.

## **2.2. Requisitos para la implementación de una red de sensores inalámbrica**

A fin de que estas redes se conviertan en una realidad, el hardware del nodo y la implementación deben estar optimizados por las siguientes tres características:

- Bajo costo: La utilidad de la red depende de la alta densidad y la ubicuidad, lo que significa un gran número de nodos. Con el fin de hacer implementaciones a gran escala y económicamente factible, los nodos deben ser de muy bajo costo.
- Tamaño pequeño: Por las mismas razones, el tamaño de los módulos debe ser pequeño para que la red sea discreta.
- Bajo consumo: el caso de redes grandes con muchos nodos, el reemplazo de la batería es difícil, costoso o incluso imposible. Los nodos deben ser capaces de funcionar durante largos períodos de forma autónoma si que se le agote la batería.

Cada uno de estos tres factores se entrelazan. Por ejemplo, los componentes electrónicos son ya tan pequeños que el tamaño del módulo en general está limitado por la fuente de alimentación. Por esta razón, la reducción del consumo de energía de la electrónica también es una manera eficaz de reducir el tamaño. Otro ejemplo es que los circuitos integrados con un alto nivel de integración con pocos componentes externos, reducen al mismo tiempo tanto el tamaño y como el coste.

Es evidente que la reducción del consumo de energía es clave para alcanzar los objetivos de la tecnología inalámbrica. Entre todas las funciones de nodo tales como cálculo,

percepción, y la actuación, el consumo de energía de la comunicación inalámbrica es todavía un componente dominante. Por lo tanto, el objetivo es el de reducir la energía dedicada a la comunicación en los nodos de sensores inalámbricos. Con el fin de ver dónde podemos atacar el problema de consumo de energía, es importante entender las características principales de la red WSN. En primer lugar, el tráfico de paquetes en WSN es generalmente bajo, con pequeñas porciones de datos que se intercambian. Los paquetes que se intercambian los nodos frecuentemente son pequeños, siendo el tamaño típico de los paquetes de datos de 200 bits o menos, y aún menores los paquetes de control. La cantidad de datos a transferir, que resulta el tráfico de paquetes, depende en gran medida de la aplicación específica de red, aunque la mayoría de los sensores y aplicaciones de control se ajustan a escasas comunicaciones y a largos periodos de tiempo de inactividad.

El ciclo de trabajo es un medio muy poderoso para reducir el consumo de energía y aumentar la duración de la batería. Al activar la electrónica del nodo durante cortos períodos de tiempo para realizar las funciones y luego hacerlo pasar a un modo de espera, el consumo de potencia media se puede reducir fácilmente en varias órdenes de magnitud. Sólo hay un problema con pasar la mayor parte del tiempo en modo de espera: ¿Cómo saber cuándo los nodos se deben despertar? Debe haber algún método que controle el ciclo de trabajo y que controle que dos nodos vecinos se activen al mismo tiempo para permitir la comunicación. En la literatura WSN, esto se llama *rendezvous*.

### **2.3. Introduction al esquema *Rendezvous***

A diferencia de los tradicionales redes ad-hoc, uno de los factores más limitantes en redes de sensores inalámbricos es la energía, ya que la mayoría de los nodos de sensores inalámbricos funcionan con baterías. Las típicas redes de sensores inalámbricas tienen un gran número de nodos dispersos en una amplia zona, por lo que es casi imposible de reemplazar las baterías de los nodos con regularidad. Como resultado, para asegurar la longevidad del sistema, cada nodo tiene que funcionar a un nivel de potencia mínimo, a

la vez que se consigue un rendimiento aceptable. Incluso si los nodos utilizan energía de barrido, es decir, transforma vibraciones de poca importancia del entorno en energía, el nivel de consumo de energía del nodo sigue estando limitado. Por lo tanto, en cualquier caso, es crucial que los nodos operen a un nivel de potencia tan bajo como sea posible. Los parámetros característicos considerados normalmente en redes ad-hoc, tales como el procesamiento y la utilización del canal, son de importancia secundaria en las redes de sensores inalámbricos.

Hay varias fuentes principales de pérdida de energía en los nodos de sensores inalámbricos:

- **Monitoreo inactivo:** Cuando un nodo pasa a modo escucha del canal, en previsión a la llegada de paquetes, incluso si no recibe ningún paquete, el consumo de energía de la escucha del canal es tan alto como la recepción de un paquete.
- **Colisión:** Cuando se produce una colisión, los nodos suelen retransmitir el paquete, y retransmitir conduce a un desperdicio de energía.
- **Control de paquetes inútiles:** Aunque los paquetes de control ayuden en la protección y la obtención de forma segura de los paquetes de datos importantes, la transmisión y recepción de paquetes de control también generan un gasto de energía.
- **Overhearing:** Cuando los vecinos de un nodo transmiten un paquete, aunque el paquete no haya sido designado para este nodo, este recibe como mínimo la cabecera del paquete. Debido a que la recepción genera gastos de energía, esto se considera una fuente de desperdicio de energía.

En las típicas redes de sensores inalámbricos, la carga de tráfico es relativamente ligera (de 0,01 a 10 paquetes por segundo) y los paquetes son generalmente cortos (menos de 500 bits). Con estas características de tráfico, los nodos pasan la mayor parte del tiempo monitoreando el canal inutilmente. Se plantea un ejemplo que utiliza *Carrier Sense Multiple Access* (CSMA / CA) con el fin de evitar colisiones. Supongamos que

los paquetes de control (RTS, CTS, ACK) son de 40 bits de largo y el paquete de datos de 200 bits de largo, todo ello con un preámbulo de 18 bits. La tasa de bits de datos del transceptor es de 40kbps. Con 6 vecinos por nodo, si la carga de tráfico generada por cada node es de 10 paquetes por segundo, cada nodo gasta únicamente el 9,8 % del tiempo en la transmisión de los paquetes y el 9,8 % del tiempo en la adquisición y recepción de paquetes. Proporcionalmente, si la carga de tráfico por nodo es de un paquete por segundo, cada nodo gasta sólo el 1,96 % del tiempo en la transmisión, adquisición y recepción de paquetes. Esto significa que más del 98 % del tiempo se emplea en el monitoreo inactivo. Por lo que se puede concluir que la principal fuente de desperdicio de energía en las redes de sensores inalámbricas es el monitoreo inactivo. Aprovechando esta observación, una de las formas más sencillas para reducir al mínimo el consumo de energía en cada nodo está en apagar los nodos siempre que sea posible, logrando que la escucha inútil de paquetes se reduzca al mismo tiempo. Por lo tanto, es necesario organizar los tiempos de encendido y apagado de los nodos, para comunicarse, método referido al esquema *rendezvous*. Los esquemas *rendezvous*, no sólo ordenan los nodos de comunicación, sino que también, incluyen por naturaleza las funcionalidades tradicionales de los protocolos de control de acceso al medio (MAC) por la planificación del tiempo de acceso al canal, y por evitar y resolver las colisiones. Por lo tanto, los esquemas *rendezvous* pueden ser vistos como una clase especial de protocolo, con un alcance más amplio que los protocolos MAC. Su principal objetivo de diseño es lograr la alta eficiencia energética, a costa de un mayor pero controlable retardo en las comunicaciones.

Hay tres categorías principales los esquemas *rendezvous*. Ellos difieren en la fuente y el papel nodo de destino en el logro de cita:

- Esquema síncrono: Todos los nodos de una zona se despiertan de forma síncrona a una hora establecida para realizar la comunicación.
- Esquema asíncrono: Los nodos origen se encargan de establecer la comunicación, despertando a los nodos destino.

- Esquema Pseudo-asíncrono: El nodo origen espera a que el nodo destino despierte para realizar la comunicación.

Los esquemas *rendezvous* se han diseñado en primer lugar, para soportar el comportamiento encendido/apagado de los nodos y en segundo lugar con el propósito de mejorar la alimentación de los nodos y así lograr una mayor eficiencia energética, sin duda, la característica más importante de los esquemas *rendezvous*. Aunque los esquemas *rendezvous* deben lograr un rendimiento aceptable en otros aspectos, una de las limitaciones más importantes en las redes de sensores inalámbricos es la latencia, ya que inevitablemente poner los nodos a dormir, aumenta la latencia de los paquetes. Es importante tener cuidado y no dejar que la latencia de los esquemas *rendezvous* exceda de la tolerancia del rango de red.

## 2.4. Control del ciclo de trabajo de las redes de sensores inalámbricas

Hay varias formas de resolver el problema del control del ciclo de trabajo. La mayoría de los métodos puede ser descrito como protocolo base. En las redes síncronas, un reloj de referencia global se mantiene en cada nodo a lo largo de la red. Con dicho reloj, el protocolo puede asignar intervalos de tiempo de comunicación para cada nodo. El inconveniente de las redes sincrónicas es que puede ser difícil de mantener y distribuir el reloj en una red ad hoc donde los nodos pueden unirse y dejar la red. Además, la energía utilizada para distribuir y mantener la sincronización puede ser significativa.

Otro tipo de protocolo base de control del ciclo de trabajo, es el que evita un tiempo de referencia, es el pseudo-asíncrono *rendezvous*. Dependiendo del protocolo, la comunicación puede ser iniciada por el nodo transmisor o el receptor. Se utiliza un temporizador para activar el receptor periódicamente con el fin de monitorizar el canal para la comunicación. Si no se recibe señal, el nodo se duerme. Cuando el nodo de transmisión quiere iniciar una comunicación envía repetidamente las peticiones, o balizas, hasta que el receptor se despierta y oye la petición. Aunque este método evita la necesidad de

sincronización de tiempo entre los dos nodos, se gasta energía significativamente tanto por el receptor (control) como por el transmisor (balizamiento). Más importante aún, existe una compensación inherente entre el consumo de potencia media y la latencia de la red. Con el fin de reducir la latencia, el protocolo debe ser ajustado para el nodo receptor, con el fin de monitorizar el canal con mayor frecuencia, aumentando el ciclo de trabajo y la potencia media.

Una alternativa al protocolo base del control del ciclo de trabajo se basa en un wake-up asíncrono. Este método añade un receptor auxiliar a cada nodo, llamado receptor wake-up (WUR). Su única función es supervisar continuamente el canal para detectar las peticiones de comunicación, o las señales wake-up. El WUR controla efectivamente el ciclo de trabajo basándose en las peticiones de comunicación, tomando el lugar del temporizador usado en el protocolo base. El uso de un receptor wake-up rompe el equilibrio entre la latencia y el consumo de potencia media descrita anteriormente. El WUR puede responder inmediatamente a las solicitudes por lo que la latencia en la comunicación se reduce eficazmente. La energía que se dedicaba antes a mandar balizas se repite en el lado de transmisión y el control periódico del lado de recepción se sustituye por el consumo de energía del WUR. Debido a que el WUR monitoriza el canal continuamente, su consumo energético debe ser muy bajo. El control del ciclo de trabajo basado en un wake-up asíncrono es una alternativa atractiva al protocolo base para muchos escenarios de red, especialmente aquellos con requisitos de baja latencia.

## 2.5. El receptor wake-up

El estudio de los receptores wake-up tiene dos partes:

- Desarrollo Hardware para circuitería wake-up de bajo consumo.
- Desarrollo Software para protocolos de red que utilizan receptores wake-up.

Las tecnologías propuestas de receptor wake-up en la literatura o disponibles en el mercado presentan varios principios de trabajo. Para las propuestas y productos hard-

ware, esta clasificación (véase la figura 2.1 ) representa las características que ofrece, mientras que para los estudios de protocolo, este árbol representa el hardware de las características utilizadas.

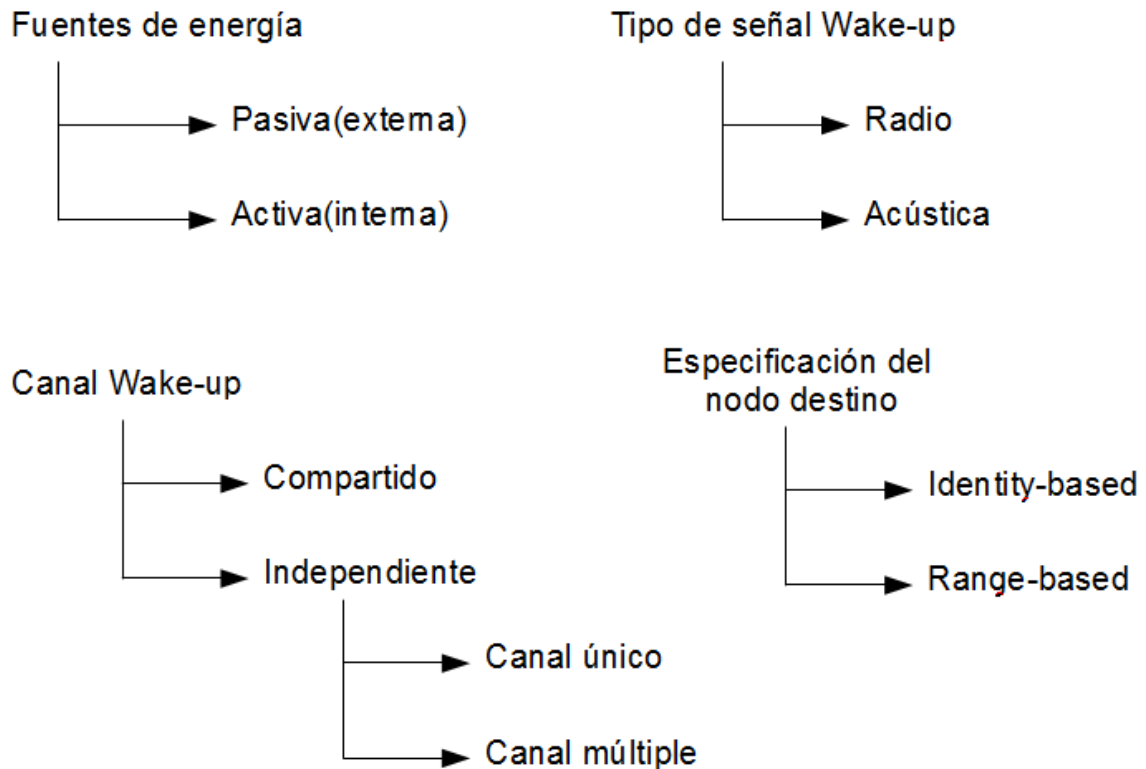


Figura 2.1: Clasificación de los receptores wake-up.

Dependiendo de las fuentes de energía utilizadas los receptores wake-up pueden ser clasificados como **pasivos**, en los cuales el circuito de wake-up es alimentado por una fuente de energía externa, o como **activos** en los cuales la batería interna se usa de tal manera que el receptor wake-up es monitoreado por la posible señal wake-up. La señal wake-up puede ser enviada por el mismo canal que la comunicación radio principal(o **canal compartido**), o puede ser enviada por un **canal independiente**. Este canal independiente de wake-up puede constar de multiples canales capaces de despertar a nodos específicos utilizando la división por frecuencia. Aunque el canal separado incrementa los costos y la complejidad del nodo sensor, las consecuencias del canal adicional son mínimas ya que la radio normalmente representa menos del 15% del costo del nodo sensor. La figura 2.2, muestra cuatro propuestas de diseño diferentes

para el detector, con las especificaciones estimadas [9].

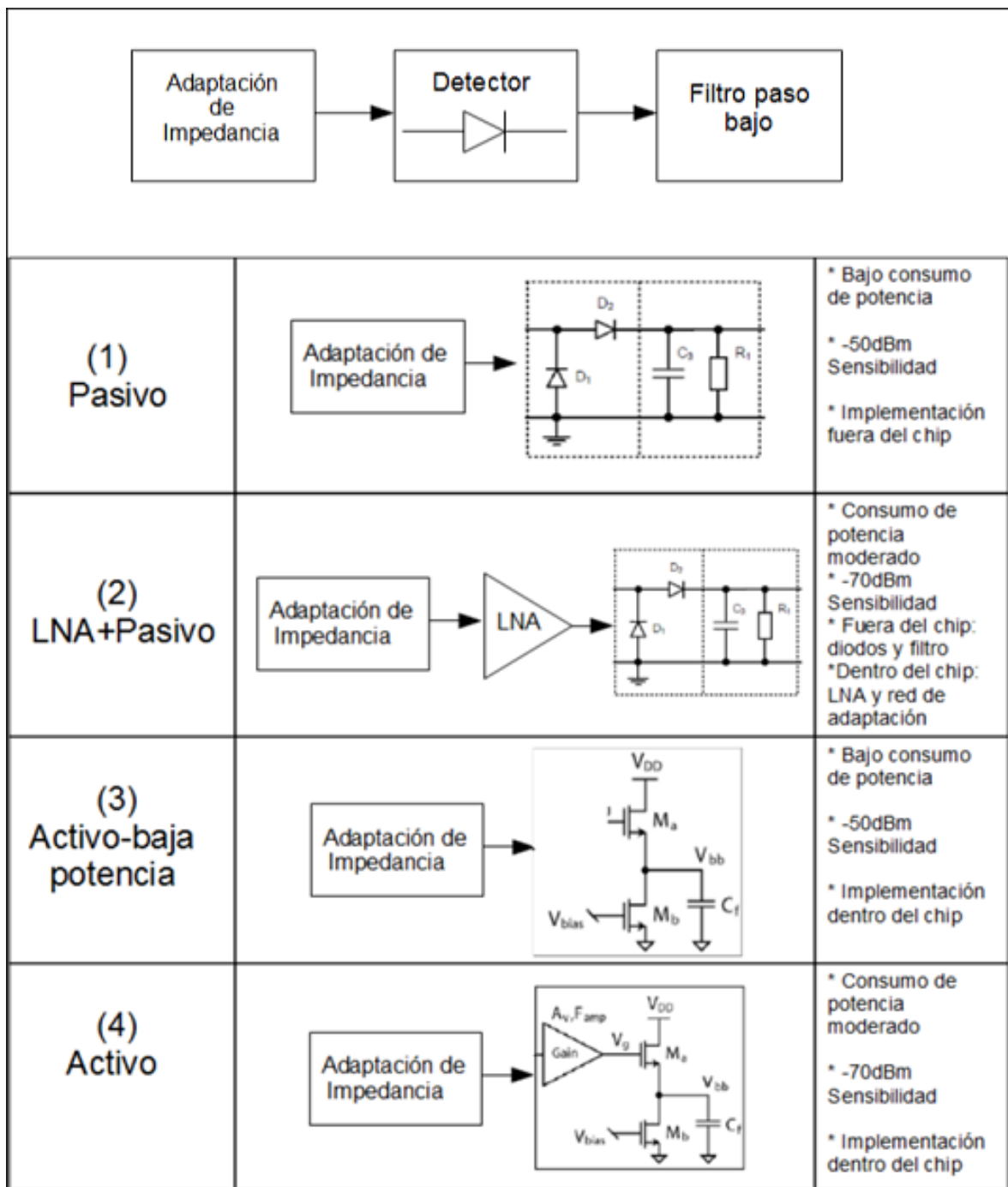


Figura 2.2: Cuatro propuestas de diseño diferentes para el detector con las especificaciones estimadas.

La señal wake-up puede ser un simple tono wake-up o una secuencia de bits. Si todos los nodos reciben el tono wake-up, el esquema se denomina **range-based wake-up**, apropiado para la multidifusión. Por otra parte, la señal wake-up puede consistir en una secuencia de bits que especifica la dirección del nodo destino. Después de la recep-



cion de una señal wake-up, los nodos deben comprobar si la secuencia de bits se refiere a ellos, y si es así, el nodo destino despierta. Este esquema se denomina **identity-based wake-up** y permite la unidifusión. Las señales radio son usadas como señales wake-up en receptores wake-up basados en señales radio, o **wake-up radio** para abreviar. Alternativamente, existen los receptores **wake-up acústicos** que son disparados por señales acústicas (es decir, sonidos externos). Cuando el nivel de sonido externo observado alcanza un umbral, el circuito wake-up es activado.

### 2.5.1. Consideraciones de diseño

Para la realización de un receptor wake-up hay que tener en cuenta las especificaciones de diseño y las especificaciones funcionales. Las especificaciones y la implementación del WUR dependen en gran medida de la aplicación prevista. En la siguiente figura 2.3 observamos un ejemplo del diagrama de bloques de la electrónica de un nodo sensor donde se pueden diferenciar los bloques que se mantienen en reposo y se despiertan solo cuando el receptor wake-up lo permite (transmisor, procesador digital y memoria, y el sensor) y también los bloques que conforman el WUR propiamente dicho.

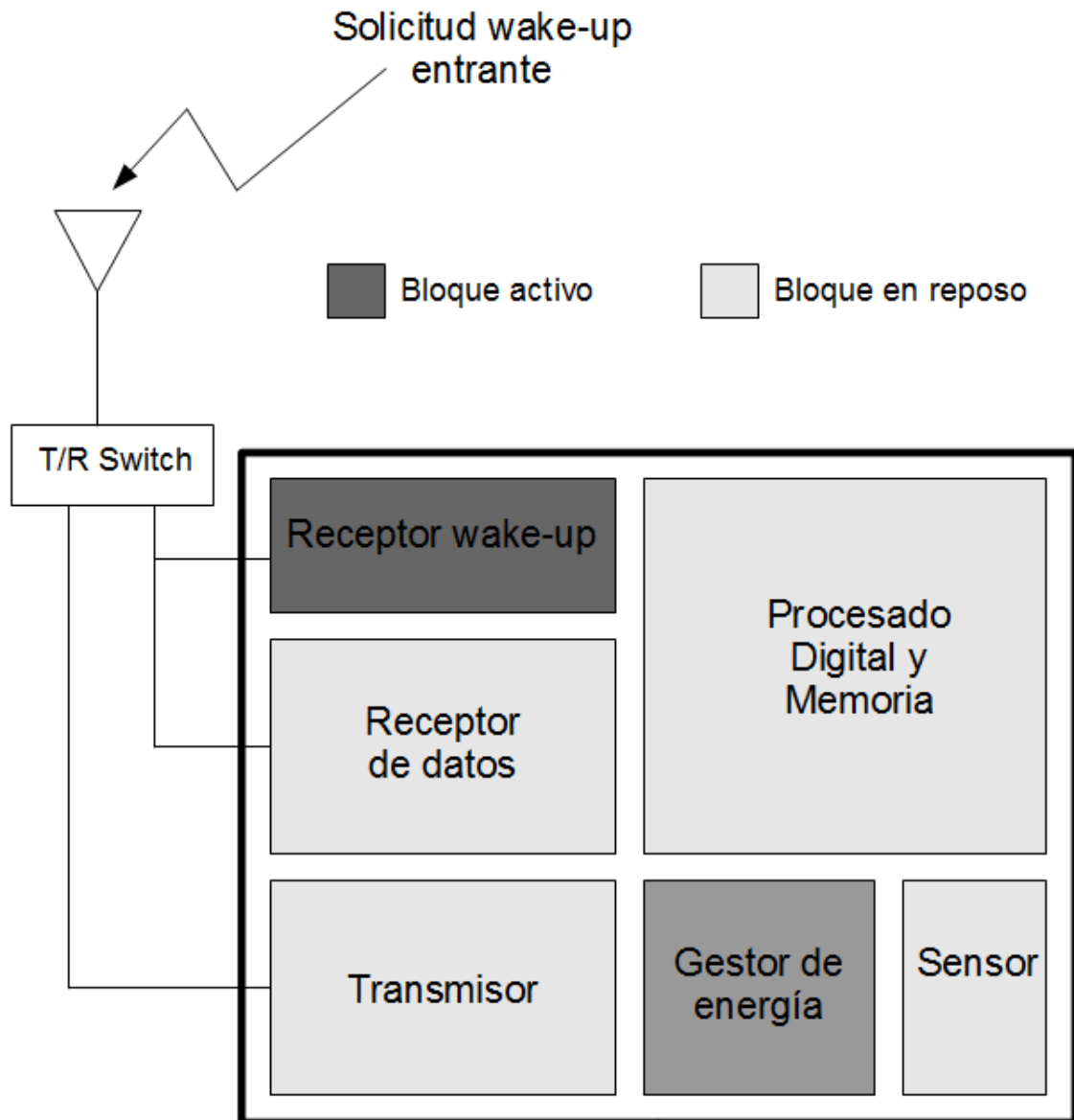


Figura 2.3: Diagrama de bloques de la electrónica de un nodo sensor en modo reposo.

### 2.5.1.1. Sistema de la Integración

A nivel del sistema, el receptor wake-up debe integrarse convenientemente con el resto de la electrónica del nodo. Durante el modo de reposo, la mayor parte de la electrónica puede ser apagada, con la excepción del WUR y cualquier circuito de gestión de energía necesario. Desde la perspectiva de integración, es deseable que el WUR comparta la misma antena con los bloques inalámbricos. Para reducir las especificaciones del hardware, el WUR debe ser capaz de recibir señales desde el mismo transmisor utilizado para las comunicaciones de datos, sin necesitar un transmisor wake-up alternativo. Por

lo tanto, cualquier aplicación práctica WUR usará una frecuencia portadora similar y esquema de modulación como el transceptor de datos principal.

#### **2.5.1.2. Entorno de red**

El receptor wake-up se espera que opere en un entorno de red bastante denso. En un momento dado unos pocos nodos se comunican, pero muchos de ellos estarán en modo de reposo, sólo el control del canal para el servicio de peticiones wake-up de otros nodos estará en modo activo. En este entorno, el receptor wake-up debe ser robusto al tráfico ambiente de la red y evitar las señales wake-up destinadas a los nodos vecinos. Desde un punto de vista funcional, el diseño WUR no se refiere a rendimiento tasa de error de bits como en el receptor estándar. En su lugar, los parámetros de rendimiento de interés son la probabilidad de detección, y al contrario la probabilidad de falsas alarmas. Una detección perdida significa que el transmisor debe volver a transmitir la solicitud wake-up, incrementando el consumo y la latencia. Una falsa alarma también es costosa desde una perspectiva de potencia, porque el receptor de datos principal se activa sin necesidad.

#### **2.5.1.3. Optimización de la potencia activa**

La diferencia más importante entre el WUR y un receptor de propósito general es que sólo la activación del consumo de energía, en oposición a la eficiencia energética de la comunicación, es importante. Para la comunicación de uso general en aplicaciones de ciclo trabajo bajo como WSN, la energía por bit a menudo es el parámetro que se optimiza cuando se diseña la conexión inalámbrica. Con el ciclo de trabajo, el alto consumo de energía activa se puede tolerar, siempre y cuando la velocidad de datos sea lo suficientemente alta como para dar lugar a una energía por bit baja. Para la comunicación de uso general, un transceptor eficiente energéticamente puede activarse, intercambiar rápidamente una gran cantidad de información y luego volver a dormirse. El WUR, por el contrario, siempre está a la escucha de las peticiones y no puede aprovechar las ventajas del ciclo de trabajo. Desde una perspectiva de diseño, esta ob-

servación significa que las arquitecturas de transceptores de banda ultra ancha (UWB) son malas opciones para la aplicación de wake-up porque se basan en la sincronización y un ciclo de trabajo grueso para lograr un bajo consumo de energía por bit. Esta eficiencia se produce en el costo de la energía activa a nivel alto debido a que el receptor debe proporcionar una ganancia de banda ancha y bajo ruido. Por lo tanto, el objetivo del diseño debe ser, optimizar el consumo de potencia activa y no la eficiencia energética.

Un receptor wake-up debe ser capaz de comunicarse a través del mismo rango que el transceptor de datos. Funcionalmente, un receptor wake-up es esencialmente un receptor de un solo bit que detecta un caso y verifica una señal para activar el receptor de datos. En el nivel más básico, el evento de despertar podría ser simplemente un sistema de detección de la energía de RF. Para los propósitos de fiabilidad, sin embargo, una aplicación práctica idealmente debe ser algo más que un detector de energía simple. Por lo que, la señal wake-up más probable es una secuencia de bits en particular, lo que permite un wake-up selectivo entre los múltiples nodos y así evitar las falsas alarmas provocadas por la comunicación periódica de datos entre nodos vecinos. La especificación de consumo de energía es muy dependiente, no solamente de la potencia del transceptor de datos principal, sino también de las condiciones de tráfico de la red y la latencia deseada.

## **2.5.2. Ventajas de los receptores wake-up**

A continuación se enumeran los principales beneficios del uso de receptores wake-up en los nodos de una WSN.

### **2.5.2.1. Conservación de Energía**

Un gran derroche de energía observado en las aplicaciones de WSN es la escucha inactiva que se produce debido los periódicos wake-ups, independientemente de la comunicación de datos. La estrategia wake-up debe ser energéticamente eficiente y el receptor wake-up presenta una solución de eficiencia energética, está a la escucha en modo bajo consumo

y sólo despierta a los nodos cuando hay un mensaje dirigido a ellos.

#### **2.5.2.2. Mínimo Overhead**

Overhead o sobrecarga es el desperdicio del ancho de banda a causa de la información adicional, lo cual provoca un mayor consumo de energía. Como el receptor wake-up presenta un esquema *rendezvous* puramente asíncrono, la sobrecarga efectuada por el tiempo de sincronización de los otros dos esquemas *rendezvous* se disipa. La sobrecarga de comunicación forma la columna vertebral de enrutamiento y también se convierte en redundante, ya que cada nodo se despierta de su relevo. Por ejemplo, un método donde un nodo de destino primero despierta a su relevo antes de recibir los datos destinados a él. Además, en lugar de tener grupos con ciclos de trabajo periódicos, se puede hacer la formación de grupos sólo con las apariciones de eventos.

#### **2.5.2.3. Diferentes formas de uso**

Para un uso eficiente de una WSN en una aplicación determinada, la tecnología del receptor wake-up nos permite varios métodos nuevos, como el método de seguimiento de objetivo bajo demanda, donde un nodo que detecta un objetivo, despierta a todos sus vecinos para recibir sus observaciones sobre el objetivo.

#### **2.5.2.4. Comportamiento dinámico**

En todo el sistema, los parámetros que crean ineficiencias en la carga de red son diferentes según la ubicación. Por lo tanto, los parámetros tales como el ciclo de trabajo y la duración del preámbulo deben ser configurados de forma dinámica, basándose en los requisitos de localización. Como un receptor wake-up permite un ciclo de trabajo dinámico y una comunicación *rendezvous* dinámica, varios conceptos de parámetros ineficientes se convierten en innecesarios, lo cual resulta en una red más eficiente.

### **2.5.2.5. Disminución de la escucha inactiva**

Con la ayuda de receptores wake-up *identity-based* se reduce la escucha ya que solo se despiertan los nodos destino y son los que escucharán al medio a la espera de datos.

### **2.5.3. Desafíos en el diseño de un receptor wake-up**

A continuación se enumeran los principales desafíos en el diseño de un receptor wake-up.

#### **2.5.3.1. Costo y la complejidad del hardware**

Si una radio wake-up utiliza canal(es) separado(s), la complejidad y el coste del hardware de los nodos sensores aumenta. Esto es especialmente importante cuando son empleados varios canales wake-up. Sin embargo, la radio típicamente representa menos del 15 por ciento del coste de un nodo sensor.

#### **2.5.3.2. Retardo**

Con una radio wake-up pasiva, el retardo del wake-up puede llegar a ser significativo para los requisitos de la aplicación. El impacto del retardo de extremo a extremo puede ser importante cuando el número de saltos es grande. Para aplicaciones como seguimiento de objetivos, punto a punto (un salto), el retardo es fundamental para el funcionamiento de la aplicación.

#### **2.5.3.3. Problema de cobertura**

Se define el problema de cobertura como el resultado de algunas anomalías en las redes de sensores inalámbricas que perjudican la funcionalidad de la red de trabajo. En concreto, el problema de cobertura se define como el área no cubierta por cualquier sensor debido a las anomalías, como la implementación aleatoria que crean espacios vacíos, fallos de nodos, o interferencias. Si el rango wake-up es menor que el rango de la comunicación radio principal, la topología de la red formada por los receptores wake-up puede contener más o mayores agujeros de cobertura. Esto puede resultar

ineficiente en utilización de la red, ya que pasar sobre los agujeros más grandes de cobertura requiere más datos de comunicación y por lo tanto más energía.

#### **2.5.3.4. El aumento de la escucha inútil (overhearing) de los canales compartidos y los receptores wake-up range-based**

En los esquemas wake-up range-based, todos los nodos escuchan el tono interruptor, para pasar a estado activo. Dado que todos los nodos de alrededor se despierta en cada transmisión, la escucha puede aumentar en comparación con otros protocolos. Para evitar la sobreescucha o escucha inútil, se puede utilizar receptores wake-up identity-based.





# Capítulo 3

## Diseño del receptor wake-up

En este capítulo se realiza el diseño del receptor wake-up elegido para este Trabajo Fin de Master, se muestran los resultados de las simulaciones, los componentes utilizados y se finaliza con las conclusiones a la que se han llegado a raíz del trabajo realizado.

### 3.1. Introducción

Una de las líneas principales de investigación en redes de sensores se centra en la reducción del consumo de potencia en las comunicaciones entre ellos, donde el transceptor de radio es uno de los mayores consumidores de potencia. En consecuencia, en este capítulo se proponen varias técnicas para minimizar el consumo del nodo. El consumo de potencia del transceptor mientras escucha un canal vacío puede acercarse, o incluso exceder, el consumo de potencia durante la transmisión de datos. Para reducir el consumo, las redes de sensores se pueden beneficiar significativamente con la utilización de un receptor inalámbrico de ultra bajo consumo o WUR, que asume la responsabilidad de escuchar e identificar la señal asíncrona de “despertar” del nodo, de forma que el transceptor puede permanecer en modo apagado.

Existen dos tipos de dispositivos de escucha de bajo consumo. Un circuito wake-up básico que simplemente despierta a todos los dispositivos que están dentro de la proximidad de la señal de wake-up, o un receptor wake-up sofisticado que recibe un simple

comando identificador, despertando solo al sensor al que va dirigido. Se necesita un umbral para diferenciar entre la señal wake-up y el paquete wake-up. La señal wake-up, es la señal enviada por un módulo despertador, que puede ser usada para despertar al sensor a través de una interrupción wake-up (WUp-Int). El paquete wake-up, es el paquete de información que dispara el WUp-Int, además puede contener dirección y comando de información. Un buen sistema wake-up debería encender únicamente el receptor principal, siempre que la señal de wake-up vaya destinada a ese sensor, además de no consumir mucha potencia para decodificar la dirección y leer los comandos.

El receptor de wake-up podrá estar activo durante largos períodos de tiempo mientras los otros componentes están en modo dormido o incluso estar apagados totalmente. Por lo tanto, el consumo de energía del WUR en modo escucha de canal vacío, debería estar en el rango de consumo de potencia de los dispositivos que están en modo dormido.

El módulo WUR debería rechazar tantas señales de wake-up falsas posibles. Dichas señales pueden causar que el sensor se despierte innecesariamente, gastando energía de la batería. En una red de sensores normal, las señales de wake-up falsas provenientes de fuentes externas a la red son muy frecuentes. Por lo general, hay una gran cantidad de dispositivos transmitiendo en las inmediaciones de la red, por lo tanto, se requiere una arquitectura de bajo consumo que sea capaz de filtrar dichas señales falsas de wake-up para evitar despertar el sensor innecesariamente.

El coordinador de la red difunde una señal wake-up y un paquete wake-up. Dicha señal debería ser detectada por todos los sensores de la red. Los nodos leen el paquete wake-up y solo el sensor destino enciende a su transceptor principal y a continuación o envía paquete de datos o espera un cierto tiempo para recibir comandos adicionales.

El paquete wake-up está formado por un preámbulo, encargado de disparar la interrupción wake-up, seguido de una carga útil que contiene la dirección del sensor que necesita para despertarlo. El paquete contiene comandos extras e instrucciones. El paquete es transmitido usando modulación OOK (*On-Off Keying*).

## 3.2. Diseño e implementación

### 3.2.1. Introducción

El diagrama de bloques del WUR diseñado para este Trabajo Fin de Máster está dividido en cuatro bloques como podemos ver en la figura 3.1. El primer bloque trata de un detector de envolvente de OOK y un duplicador de voltaje, seguidamente en el segundo bloque tenemos un comparador con umbral adaptativo del que obtenemos una señal PWM (*Pulse Width Modulation*), el tercer bloque está formado por un detector de preámbulo, que verifica que la señal recibida por el WUR es para dicho nodo y nos devuelve la señal de interrupción wake-up y por último el cuarto bloque está formado por el decodificador de PWM y el adaptador SPI (*Serial Peripheral Interface*), teniendo este último bloque tres salidas: clock, enable y los datos.

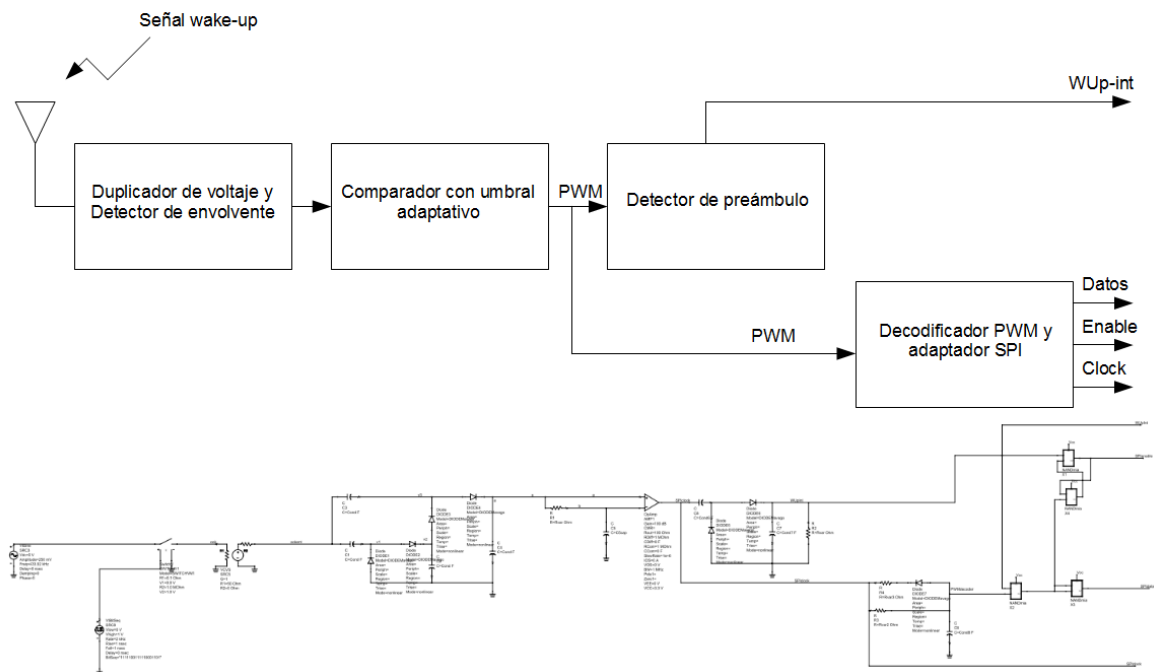


Figura 3.1: Diagrama de bloques del receptor wake-up

El primer paso, es conseguir generar una señal OOK que se usará a lo largo de todas las simulaciones como señal de entrada a nuestro sistema receptor wake-up. La modulación OOK consiste en cambiar la amplitud de la sinusoide portadora entre dos valores posibles, donde uno de ellos es cero. En la figura 3.2 tenemos el circuito empleado

en las simulaciones para generar la señal OOK y en la figura 3.3 la simulación de la modulación OOK en ADS [5].

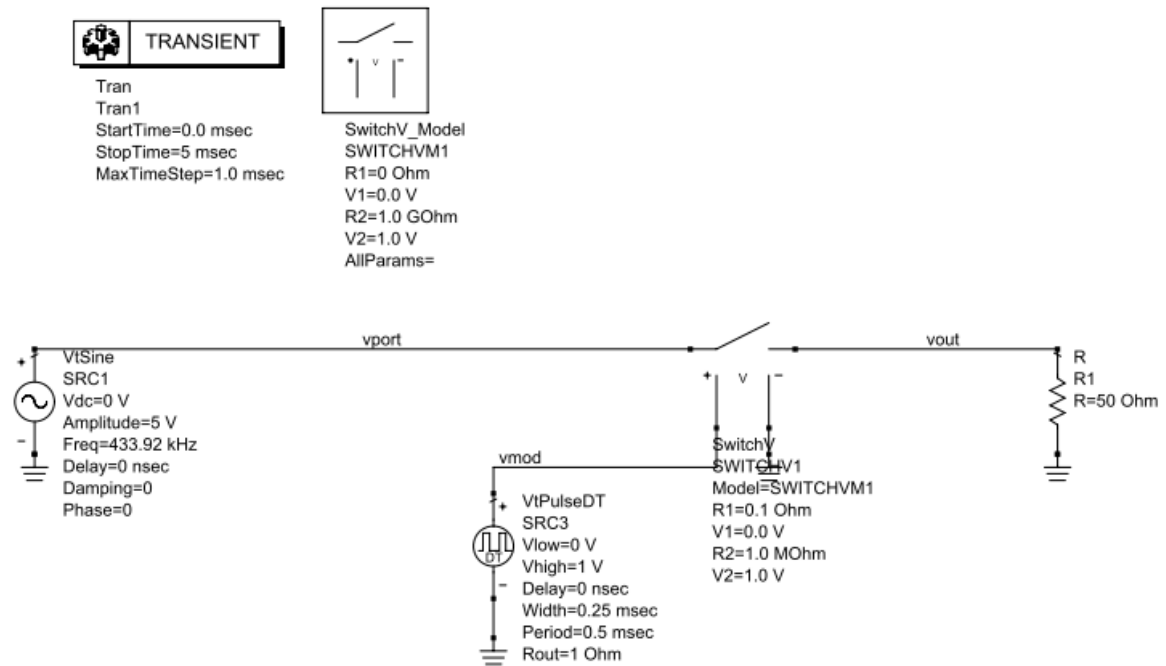


Figura 3.2: Circuito modulador OOK.

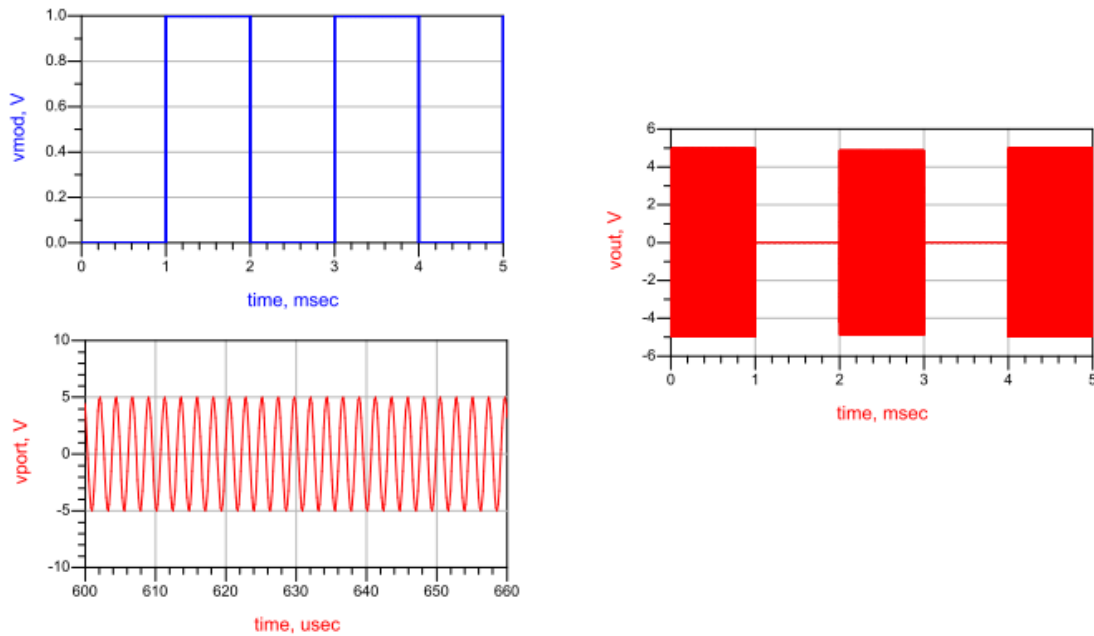


Figura 3.3: Modulación OOK.

### 3.2.2. Duplicador de voltaje y detector de envolvente

El primer bloque del circuito del receptor wake-up diseñado, está formado por un duplicador de voltaje (DIODE1, DIODE2, C1, C2) y por un detector de envolvente (C3, C4, DIODE3, DIODE4) encargado de obtener la señal demodulada. Las primeras simulaciones se han realizado con diodos ideales, con el factor de idealidad  $N$  muy próximo a cero. Al mismo tiempo se han realizado dichas simulaciones con diodos detectores zero-bias Schottky de Avago Technologies [8]. En la figura 3.4 se pueden observar las características del diodo ideal y del diodo HSMS-285x series de Avago Technologies o diodo real.

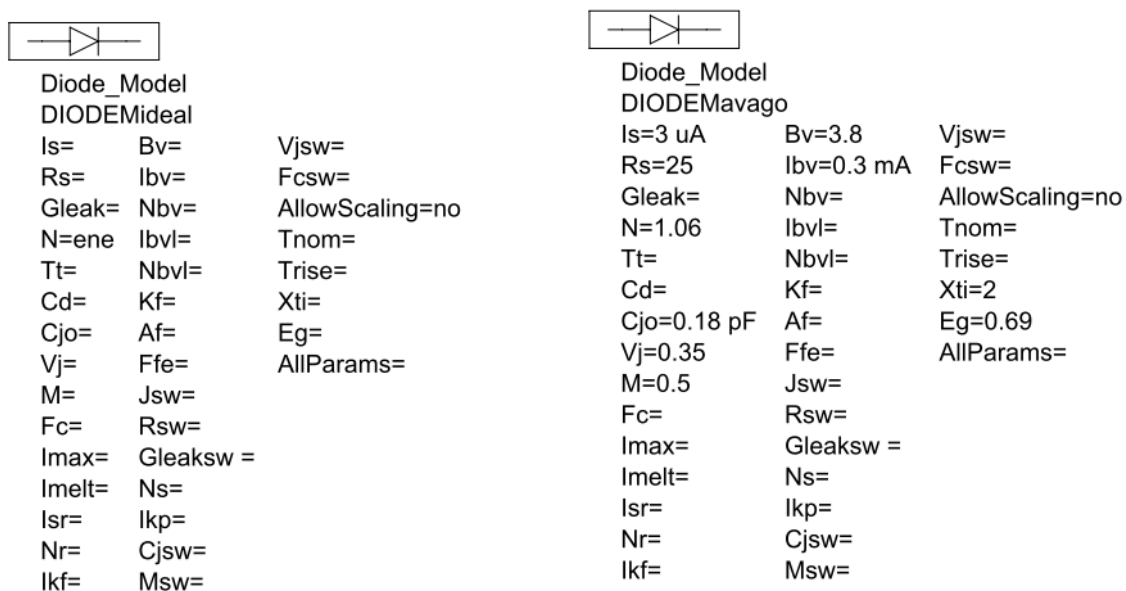


Figura 3.4: Diodo ideal y diodo real.

En la figura 3.5 se observa el circuito del duplicador de voltaje y detector de envolvente, en la figura 3.6 los resultados de utilizar un diodo ideal y en la figura 3.7 los resultados de utilizar un diodo real.

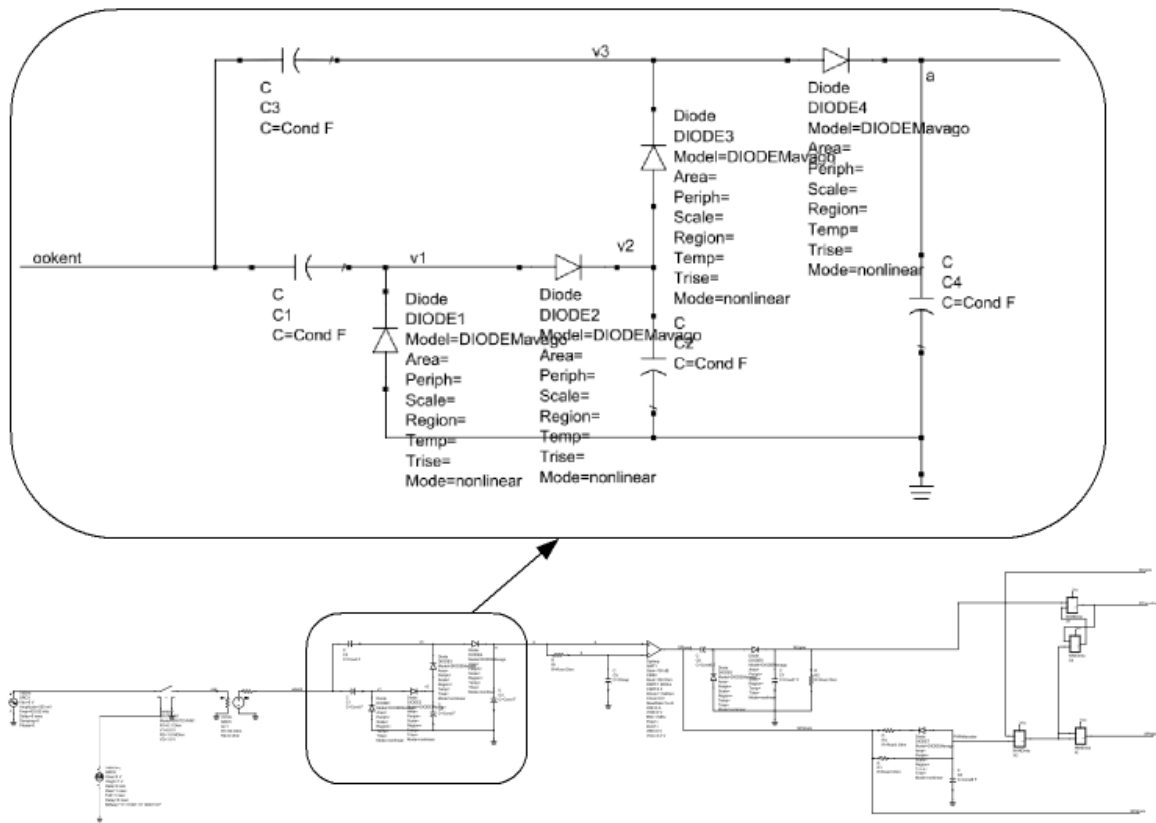


Figura 3.5: Duplicador de voltaje y detector de envolvente

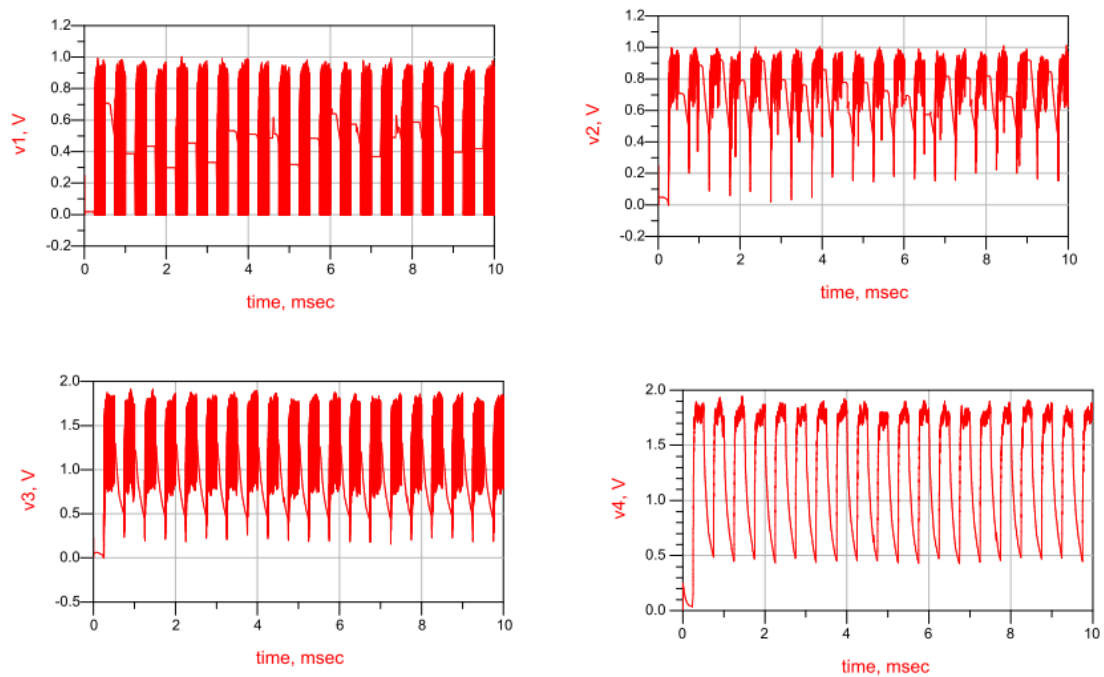


Figura 3.6: Señales resultantes del duplicador de voltaje y detector de envolvente con diodo ideal.

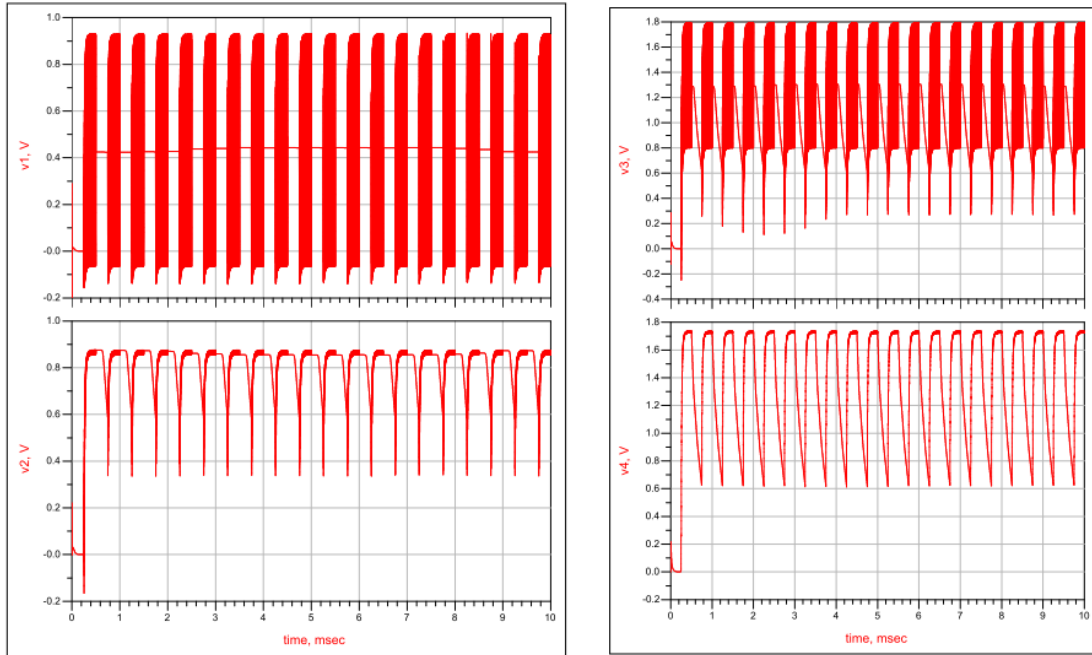


Figura 3.7: Señales resultantes del duplicador de voltaje y detector de envolvente con diodo real.

Finalmente se concluye, por los resultados obtenidos, que al usar el diodo ideal (figura 3.6) la duplicación de voltaje es mayor, sin embargo la detección de envolvente tiene mayor ruido. Con el el diodo real, figura 3.7, no se consigue llegar a los valores de voltaje del diodo ideal, a pesar de ello la detección de envolvente es más limpia. Para obtener unos resultados veraces, el resto de simulaciones se efectuarán con el diodo real.

Una última comprobación elaborada, antes de continuar estudiando los bloques del WUR y de seguir realizando simulaciones, es la de cambiar la frecuencia de portadora. Hasta ahora las simulaciones se han hecho con una moduladora de 2KHz y una portadora de 433.92KHz para reducir el tiempo de cómputo de las simulaciones y el tamaño de los datos resultantes. Si observamos la figura 3.8 se puede contemplar que el cambio de portadora de 433.92KHz a 433.92MHz no afecta al resultado de salida. El cambio de portadora tampoco afecta a los valores de los componentes, ya que están calculados para la moduladora. Por lo que las simulaciones del resto de bloques del WUR se efectuarán con una portadora de 433.92KHz.

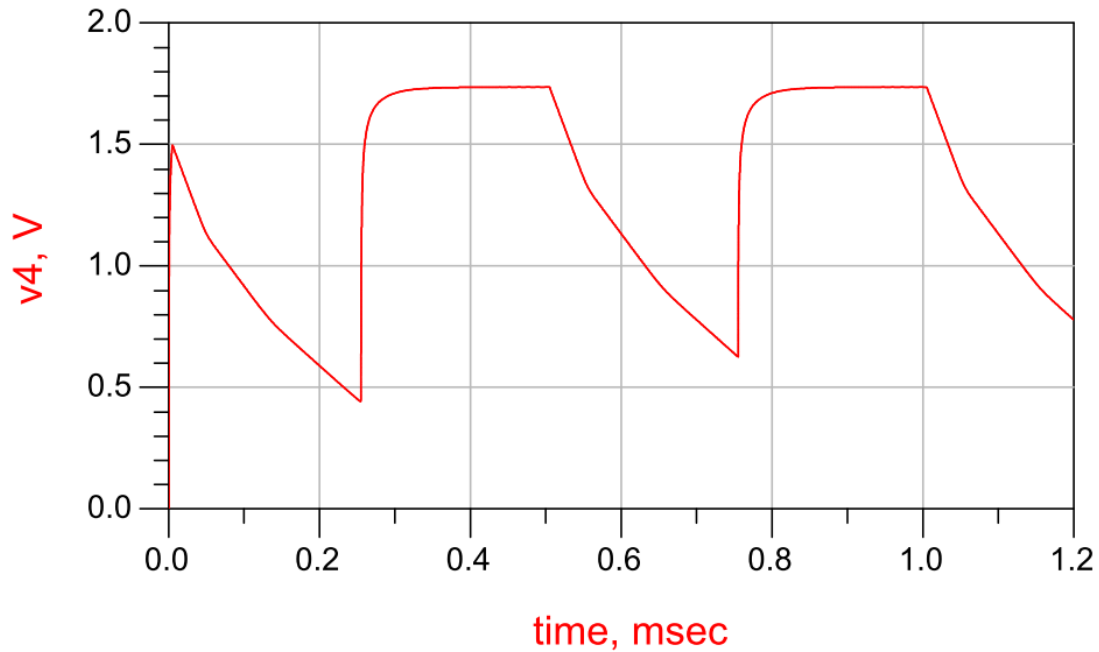


Figura 3.8: Señal de salida del duplicador de voltaje y detector de envolvente con una señal portadora de 433.92Mhz.

### 3.2.3. Comparador con umbral adaptativo

El segundo bloque del receptor wake-up está formado por un comparador ideal de dos entradas, con un rango entre 0 y 3.3 V. La primera señal es la salida del duplicador de voltaje y detector de envolvente (a) y la segunda señal (b) es la salida del circuito del umbral adaptativo (R1 y C5). Como resultado del comparador (c) obtenemos una señal PWM (*Pulse Width Modulation*).

El mecanismo del umbral adaptativo tiene dos ventajas:

- El valor del umbral (b), para el comparador, está siempre al 50 % de la señal (a) conforme con la potencia de la señal recibida. Se usa para incrementar el rango dinámico del WUR, tanto para señales fuertes como débiles.
- La energía desde la antena es usada para la generación del umbral, en lugar de un divisor de voltaje, por lo tanto la potencia estática se reduce.

En la figura 3.9 podemos observar el circuito comparador con el umbral adaptativo.



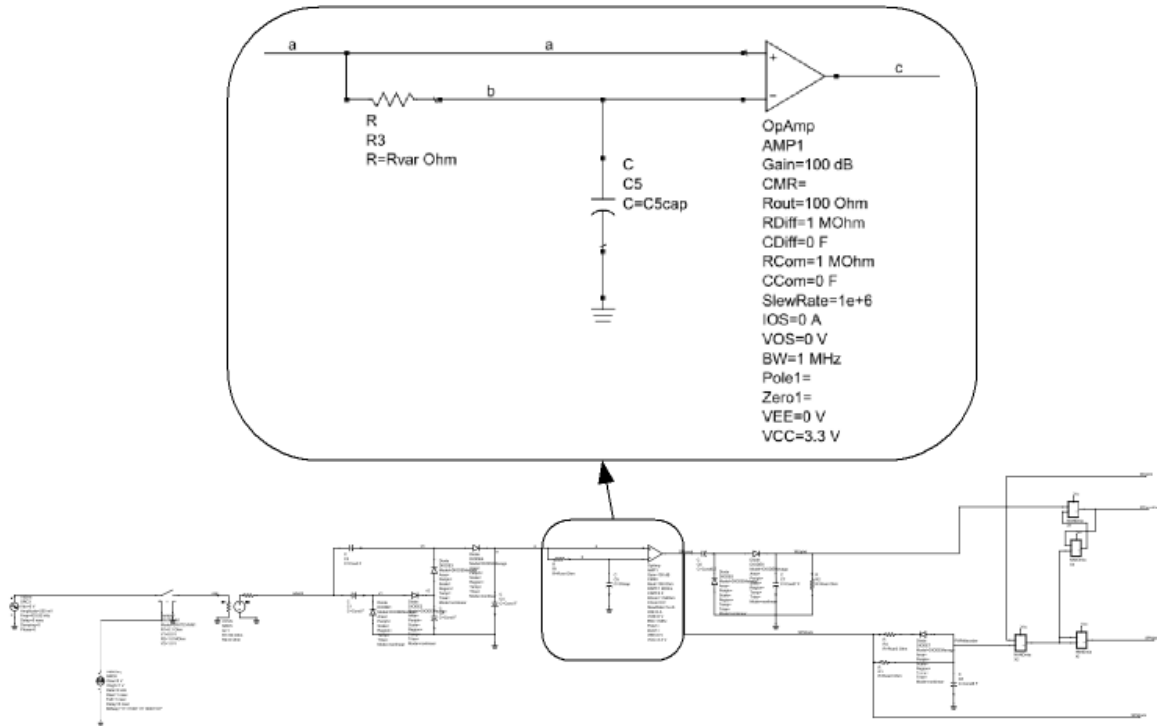


Figura 3.9: Circuito del umbral adaptativo y comparador.

En la figura 3.10 podemos contemplar los resultados del comparador con umbral adaptativo. En la grafica de la izquierda podemos observar la señal de entrada (a) en rojo y la señal umbral (b) en azul. Hay que destacar que la señal umbral (b) está en todo momento al 50 % de la señal de entrada (a), comprobando de otra manera el correcto funcionamiento del circuito del umbral adaptativo. En la gráfica de la derecha observamos la señal de entrada (a) en azul y la señal de salida (c) o PWM en rojo.

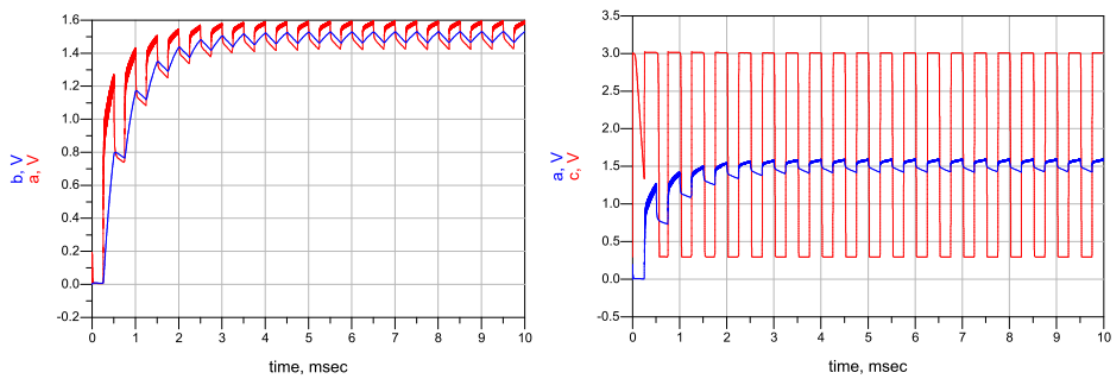


Figura 3.10: Resultados del comparador con umbral adaptativo.

### 3.2.4. Detector de preámbulo y generador de la señal wake-up

El tercer bloque del circuito se puede observar en la figura 3.11 (R7, C6, C7, DIODE5, DIODE6) se utiliza para generar una interrupción wake-up a partir del preámbulo. En nuestras simulaciones el preámbulo es una señal OOK con una frecuencia mayor a 2KHz. El uso del preámbulo tiene dos fines:

- Establecer la señal umbral (b) como nivel medio de la señal del detector de envolvente (a).
- Reducir significativamente las interferencias de otras comunicaciones. Solo el preámbulo modulado en OOK mayor que la tasa datos predeterminada conseguirá que la señal WUp-Int aumente lo suficiente para generar una interrupción. Las señales OOK con menor tasa de datos no generaran una interrupción.

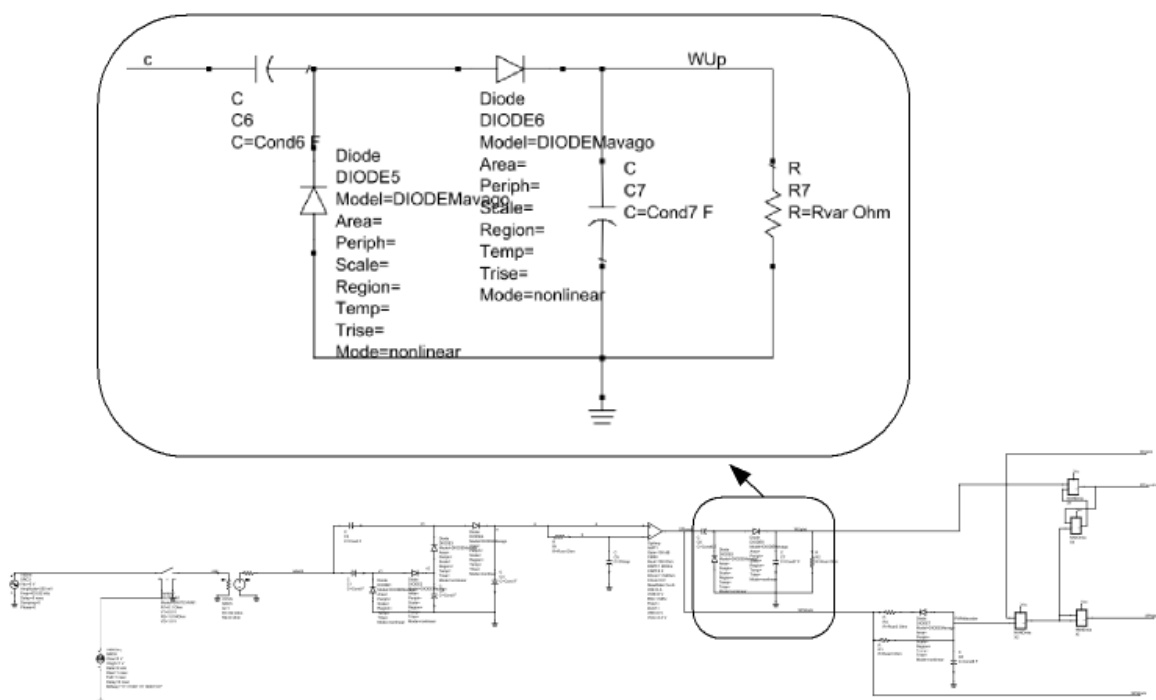


Figure 3.11: Circuito del detector de preámbulo y generador de la interrupción wake-up.

En el primer flanco de subida de la salida del comparador, los condensadores C6 y C7 están parcialmente cargados con la misma cantidad de carga. El voltaje en C7 es entonces (3.1).

$$V_{C7} = \frac{V_{CC} \times C6}{C7 + C6} \quad (3.1)$$

En el flanco de bajada C6 instantáneamente se descarga a través del diodo y C7 se descarga lentamente a través de R7 hasta el siguiente flanco de subida, como se indica en la figura 3.12. Para una baja tasa de flancos de subida (baja tasa de datos OOK), C7 está completamente descargado, y  $V_{C7}$  nunca alcanza el umbral de interrupción. Para altas frecuencias C7 se carga gradualmente, y eventualmente alcanza el umbral. Para la implementación del WUR, una tasa de datos OOK sobre los 2KHz necesita alcanzar el nivel de disparo *Schmitt* ( $0,66 \times V_{CC}$ ) para la interrupción. En nuestro caso  $V_{CC} = 3,3V$  por lo que  $0,66 \times V_{CC} = 0,66 \times 3,3 \approx 2,2V$ .

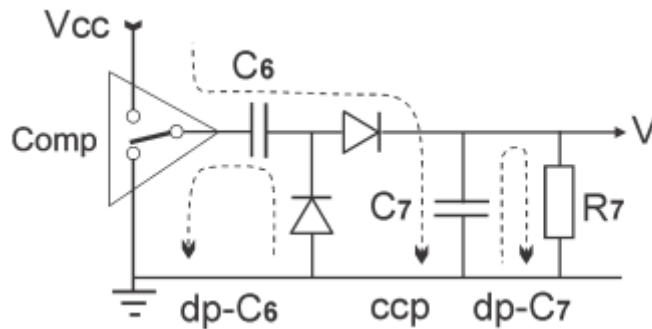


Figura 3.12: Detector de preámbulo.

En la figura 3.11 tenemos el circuito del detector de preámbulo utilizado en las simulaciones. En la figura 3.13 se puede contemplar como  $V_{C7}$  supera el umbral de interrupción, debido a la alta cantidad de flancos de subida. Como consecuencia se genera la interrupción wake-up o WUp-int.

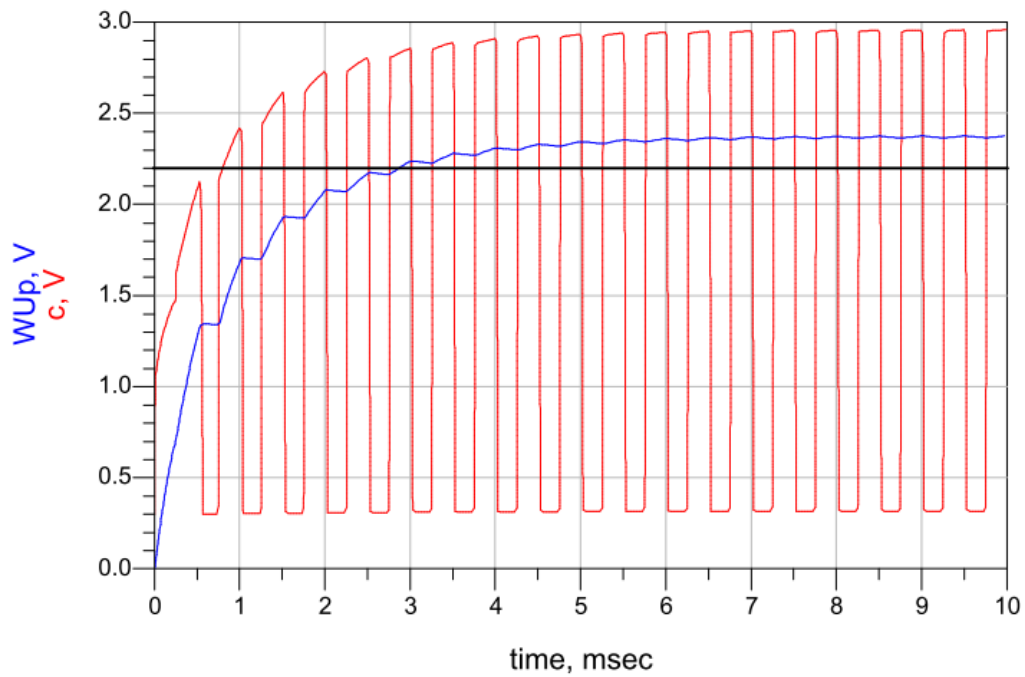


Figura 3.13: Entrada del detector de preámbulo (c) y salida (WUp). WUp alcanza el umbral de interrupción WUp.

### 3.2.5. Decodificador PWM y adaptador SPI

El último bloque del receptor wake-up diseñado, está compuesto por el circuito (R8, R9, C8 y DIODE7) que se emplea como decodificador de la señal PWM (ver figura 3.14).

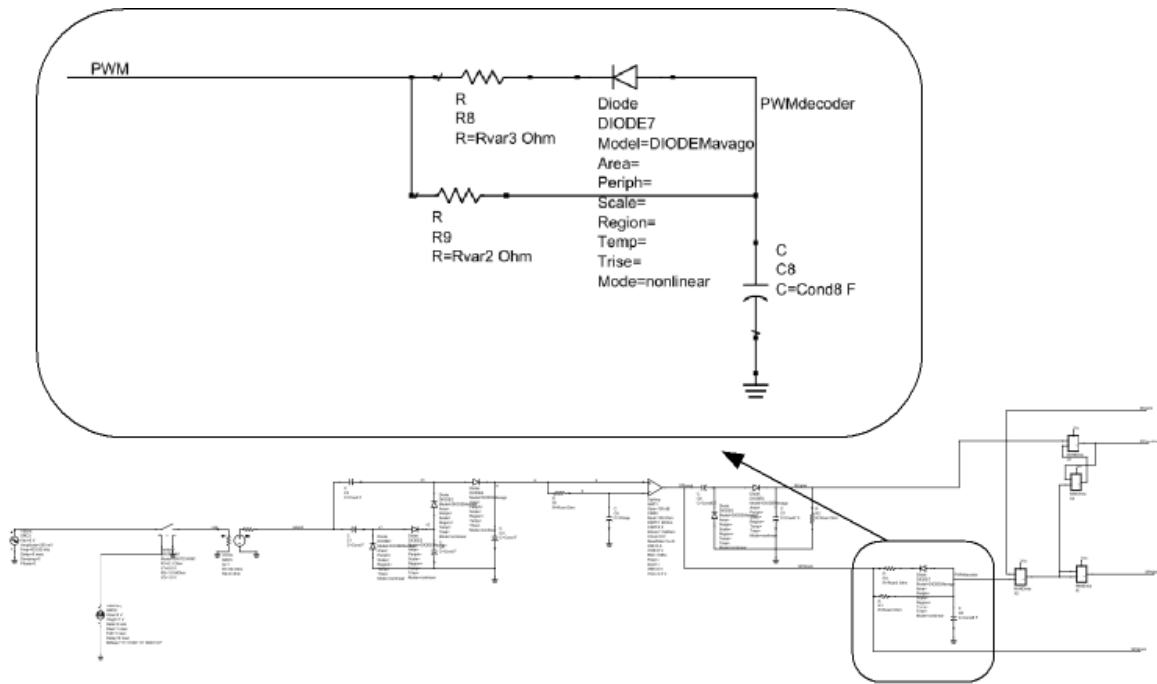


Figura 3.14: Circuito decodificador de la señal PWM.

La señal PWM es filtrada por la combinación R9-C8, donde solo los pulsos lógicos largos (lógica 1) pueden alcanzar el valor para disparar el nivel de 1 (ver figura 3.15).

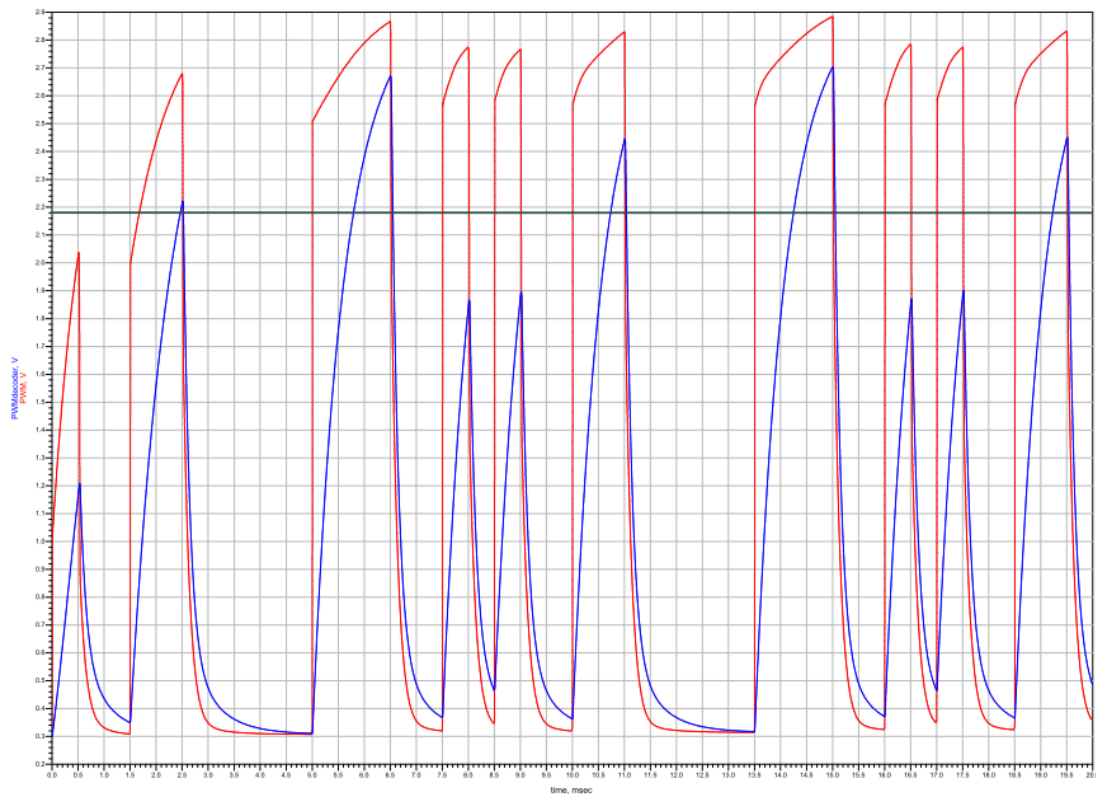


Figura 3.15: Señal PWM como entrada al decodificador (rojo) y la señal de salida (azul).

El adaptador SPI, formado por la combinación de cuatro puertas NAND, como podemos observar en la figura 3.16 es el encargado de generar las señales de los datos SPI y el SPI *enable*. La puerta NAND utilizada para este dispositivo la podemos contemplar en figura 3.17.

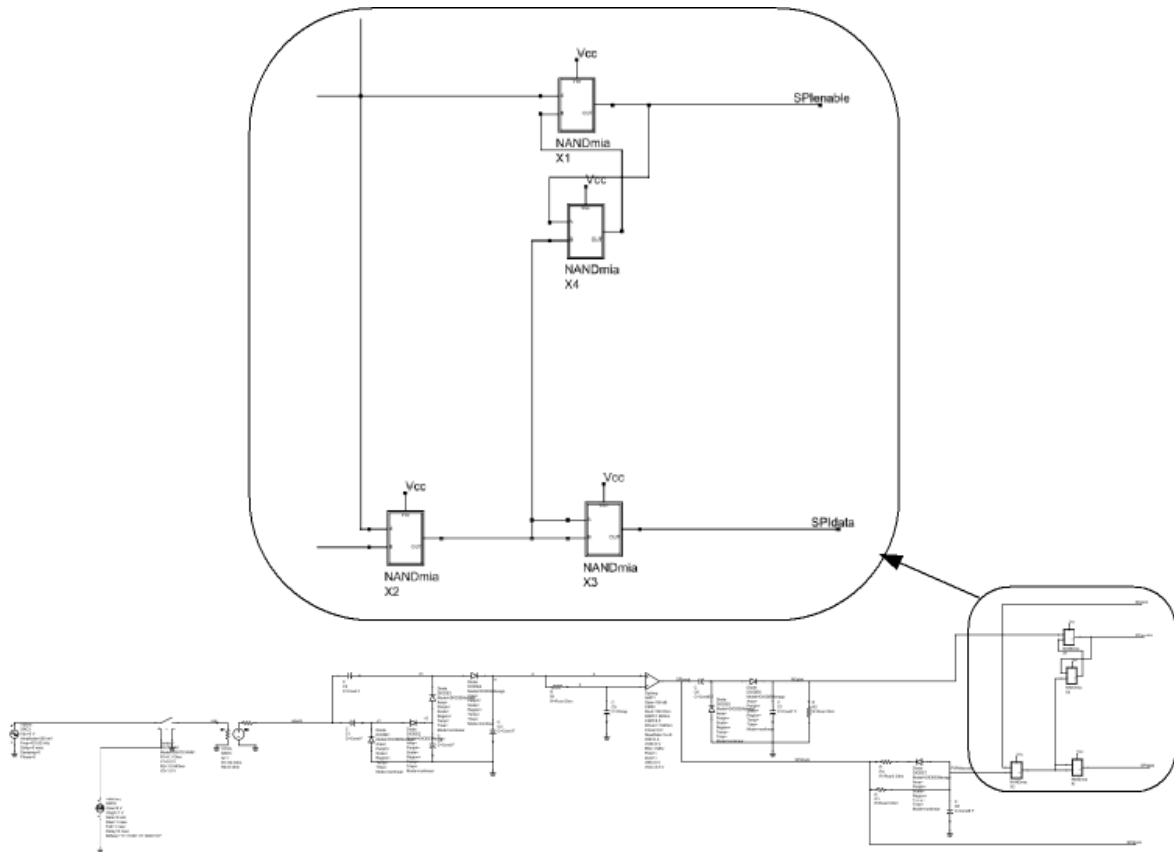


Figura 3.16: Circuito del decodificador PWM conjunto con el adaptador SPI.

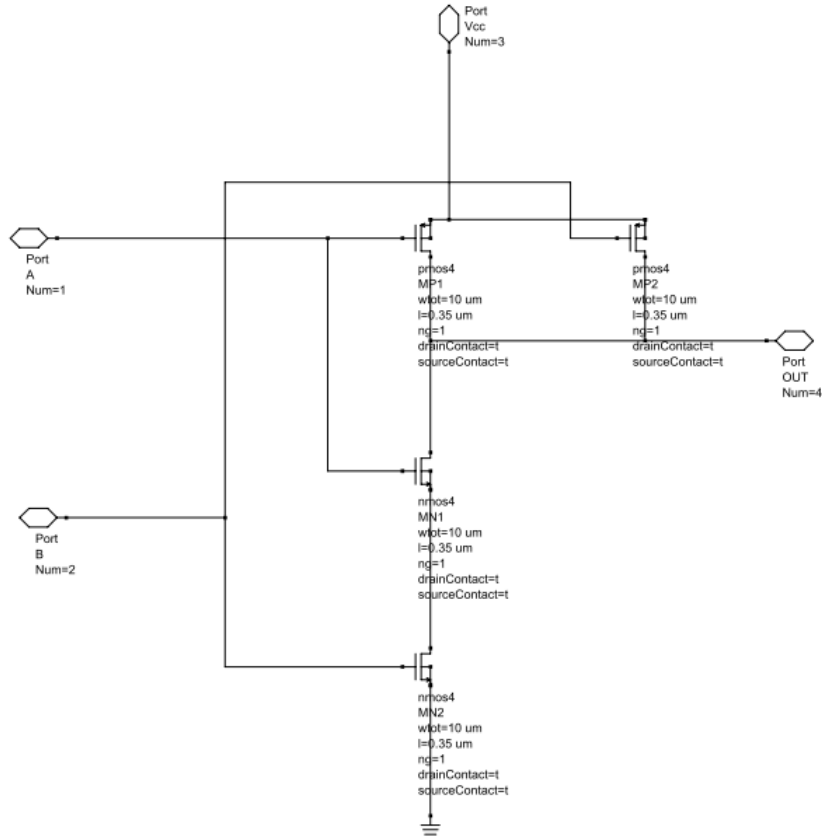


Figura 3.17: Circuito de la puerta NAND.

Para obtener los datos SPI es necesario generar un nivel alto de WUp-Int. La señal SPI *enable* se genera cuando el primer bit del paquete de datos llega. Ese bit tiene que ser un 1 (*start bit*). Los datos SPI es la señal PWM filtrada, y el SPI *clock* es la señal PWM resultante después del comparador. El WUR actúa como un máster SPI. Las salidas del adaptador SPI están representadas en la figura 3.18, en la primera gráfica el SPI *clock*, en la segunda gráfica los datos SPI y por último la señal SPI *enable*.

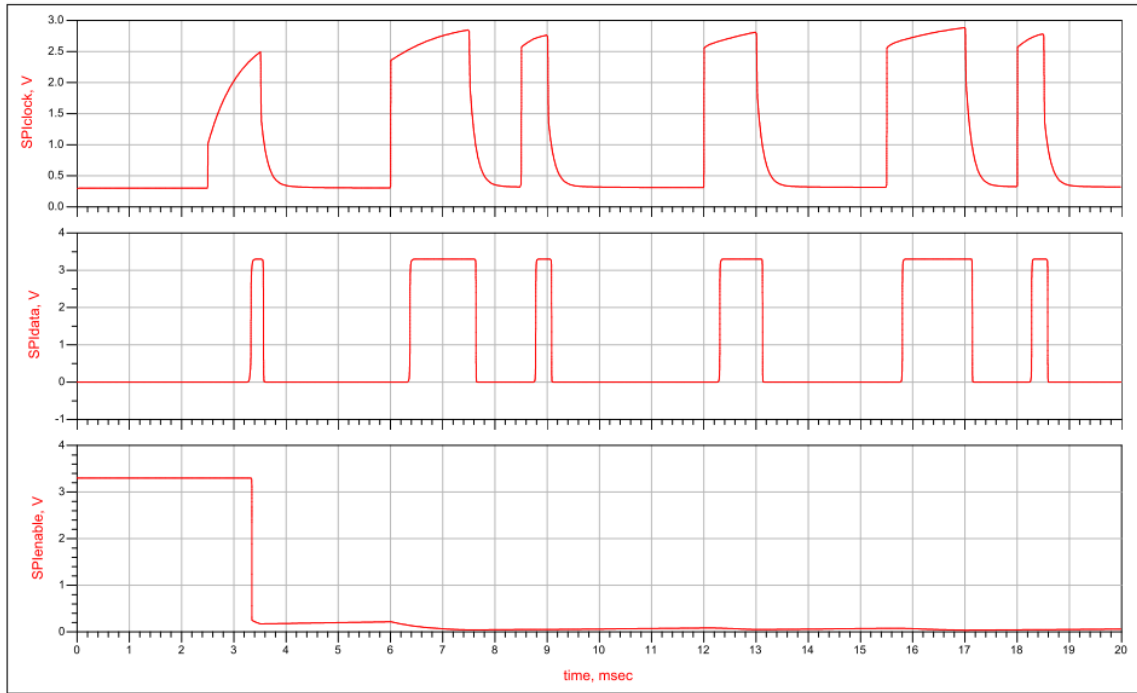


Figura 3.18: Datos SPI, SPI *clock* y SPI *enable*.



### 3.2.6. Consumo y sensibilidad

Una vez completado el circuito del receptor wake-up. Desarrollamos un estudio del consumo medio del circuito y de la sensibilidad a la entrada.

Comenzamos con el consumo de corriente en cada instante. Modificamos el circuito de simulación añadiendo un medidor de corriente (ver figura 3.19) y observamos los resultados obtenidos en la figura 3.20.

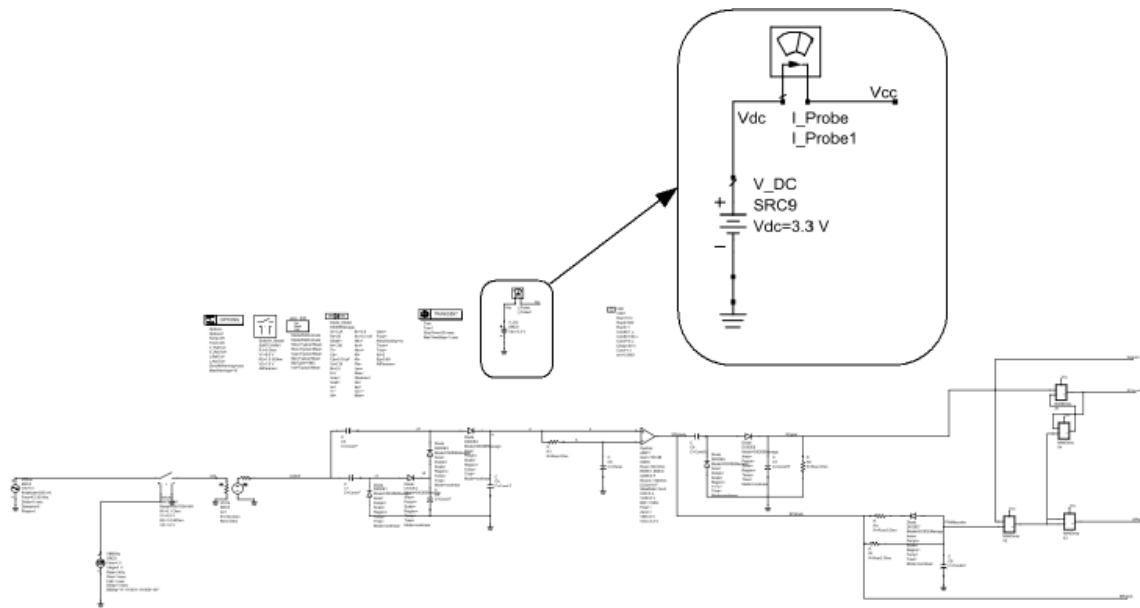


Figura 3.19: Consumo de corriente.

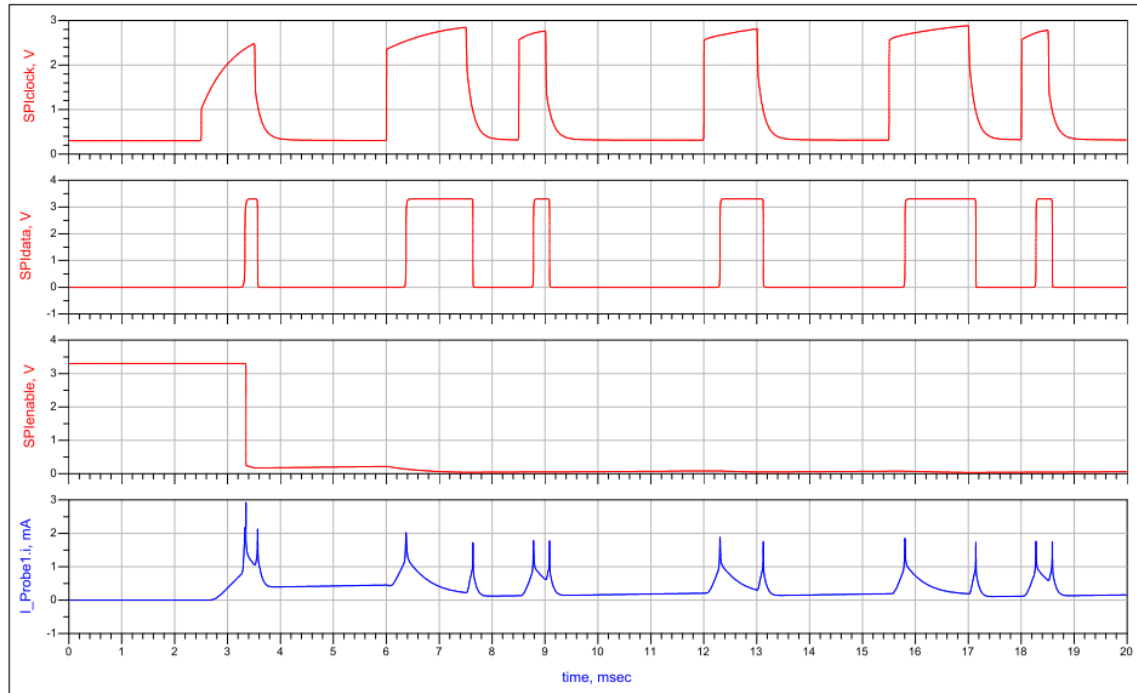


Figura 3.20: Consumo de corriente (azul) del receptor wake-up.

A continuación calculamos el consumo medio y obtenemos que el consumo medio del receptor wake-up es de 452.9uA (ver figura 3.21).

$$\text{Eqn } y = \text{mean}(I\_Probe1.i)$$

y
452.9 u

Figura 3.21: Consumo medio del receptor wake-up.

Para estudiar la sensibilidad del receptor reducimos la tensión de la señal de entrada hasta conseguir el mínimo posible sin que se degrade la señal tanto que la llegemos a perder o que se produzcan errores. En este caso la tensión mínima a la entrada es de  $12mV_p \mapsto V_{ef} = \frac{12mV_p}{\sqrt{2}} = 8,5mV_{ef}$ . Si aplicamos la fórmula (3.2), podemos obtener en dBm cual es la sensibilidad de mi receptor wake-up.

$$P = \frac{V_{ef}^2}{R} \mapsto 10\log P = dB \mapsto 10\log \frac{P}{1mW} = dBm \mapsto 10\log \frac{\frac{V_{ef}^2}{R}}{1mW} = 10\log \frac{8,5mV^2}{50\Omega \cdot 1mW} = -28dBm \quad (3.2)$$

Si comparamos las señales de la figura 3.20, donde la tensión de la señal de entrada es de  $250mV_p$ , con las señales de la figura 3.22 en que la tensión de la señal de entrada es de  $12mV_p$ , se puede observar una ligera degradación de las señales SPI datos y SPI *clock*. Aún así el circuito mantiene su correcto funcionamiento. Además se puede observar que el consumo del receptor wake-up no varía.

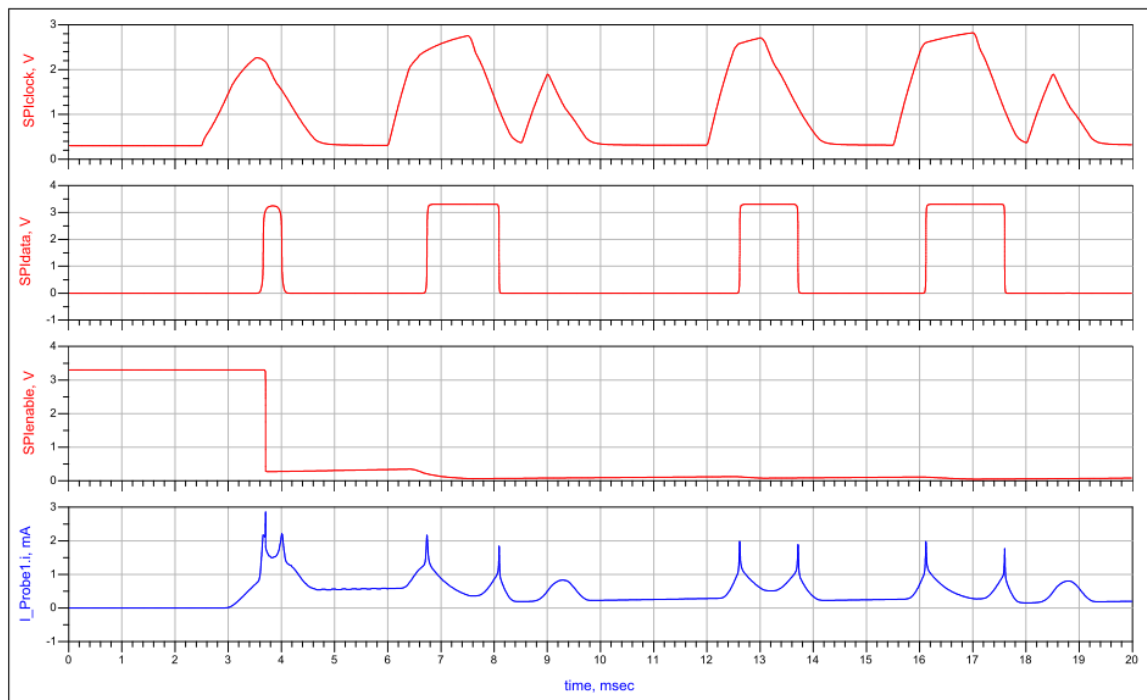


Figura 3.22: Señales de salida del receptor con una señal de entrada mínima.

### 3.3. Conclusiones

Los valores de los componentes pasivos utilizados para el diseño y simulación del receptor wake-up han sido calculados para trabajar de forma eficiente a la frecuencia de la señal moduladora 2KHz. A continuación se muestran en la tabla 3.1 los valores específicos de cada componente.

Componente	Valor
R1	10k $\Omega$
R2	10k $\Omega$
R3	500 $\Omega$
R4	1 $\Omega$
C1	1nF
C2	1nF
C3	1nF
C4	1nF
C5	20nF
C6	100 $\mu$ F
C7	5 $\mu$ F
C8	1 $\mu$ F

Cuadro 3.1: Valores de los componentes.

Tras finalizar el diseño del receptor wake-up podemos concluir que se han conseguido los objetivos planteados.

## Capítulo 4

# Diseño del LNA para el receptor wake-up

Para mejorar la sensibilidad del WUR diseñado en el capítulo 3, en este capítulo se va a proceder a diseñar un LNA con el propósito de ser colocado a la entrada del WUR. Se comienza el capítulo describiendo los distintos tipos de ruido, se sigue con la clasificación de los LNA más utilizados y se finaliza con el diseño del mismo.

Los valores de los parámetros que se suelen dar como aceptables en el rendimiento de un LNA para sistemas de RF son los mostrados en la Tabla 4.1.

En ella se hace mención a dos nuevos conceptos: el aislamiento inverso y el factor de estabilidad. El primero nos da una relación de cuanta potencia puede reflejarse desde la salida hacia el dispositivo. Lógicamente, cuanto mayor sea este valor, menor influencia tendrán las reflexiones de potencia en la salida. El segundo concepto nos habla del valor mínimo que debe poseer un amplificador para no ser inestable. Dicho valor es 1 y siempre que lo superemos, podemos asegurar esta condición.

NF	2 dB
IIP3	-10 dBm
Ganancia	15 dB
Impedancia de entrada	50 $\Omega$
Impedancia de salida	50 $\Omega$
Aislamiento inverso	20 dB
Factor de estabilidad	> 1

Cuadro 4.1: Valores típicos de un LNA.

## 4.1. Tipos de ruido

El ruido se define como cualquier interferencia aleatoria que no está relacionada con la señal de interés. El ruido de una señal se puede deber a causas muy diversas, pero aquí nos centraremos en el introducido por los componentes del LNA. El ruido en una señal se mide con la relación señal-ruido (SNR).

Podemos definir distintos tipos de ruido, los cuales se enumeran a continuación:

- **Ruido térmico:** Se produce debido a la movilidad de los electrones dentro de los materiales. Los electrones de un conductor poseen distintos valores de energía debido a la temperatura del conductor. Las ligeras fluctuaciones de energía entorno al valor más probable son muy pequeñas pero suficientes para producir fluctuaciones dentro del conductor. Estas fluctuaciones fortuitas producidas por la agitación térmica de los electrones, suponen diferencias de tensión que se mezclan con la señal, y se denominan ruido térmico.
- **Ruido Metralla (Shot):** Se produce debido a la cuantificación de la carga eléctrica. Normalmente, se supone que la corriente en continua de un transistor es constante en todo instante, pero la corriente de colector a emisor está constituida por un flujo de electrones o huecos individuales, y solamente es constante el flujo medio. La posible fluctuación en el número de portadores se denomina ruido impulsivo.
- **Ruido Avalancha:** Se produce en diodos y transistores que utilicen el efecto avalancha.

- **Ruido Flicker:** Se produce debido a impurezas en los materiales. Este ruido es importante a baja frecuencia.

De todos ellos el más importante es el ruido térmico, ya que es el que toma mayores valores a altas frecuencias. Es un proceso aleatorio, gaussiano y blanco, es decir, toma cualquier valor según una distribución gaussiana y su espectro es constante. Se simula con un generador  $e_n(t)$  en serie con el elemento ideal. El valor cuadrático medio del ruido en tensión es el dado por la ecuación (4.1).

$$\overline{e_{n^2}} = 4 \cdot k \cdot T_e \{R_e[Z(f)]\} \cdot \Delta f \quad (4.1)$$

Donde:

$k$  = Constante de Boltzman.

$T_e$  = Temperatura equivalente.

$R_e[Z(f)]$  = Parte real de la impedancia del dispositivo.

$\Delta f$  = Ancho de banda.

## 4.2. Topologías de LNAs

A continuación se muestran las arquitecturas más relevantes en el diseño de amplificadores de bajo ruido, utilizando transistores bipolares.

### 4.2.1. Configuración emisor-común

La configuración más básica de LNA es la denominada como emisor-común, tal y como se ve en la figura 4.1.

En ella se puede apreciar que Q2 e I1 generan la corriente de alimentación del transistor Q1. La resistencia R1 aísla la señal entrante de RF del ruido generado por Q2. Por otro

lado, la resistencia R2 mantiene la misma caída de voltaje que R1, dando por resultado una corriente de base fija y finita en Q1.

Si R1 es suficientemente más grande que RS, el efecto del circuito de polarización puede despreciarse sobre el funcionamiento del LNA. De acuerdo con esta premisa, podemos hacer un estudio del ruido que afecta a nuestro amplificador. Para ello, nos basaremos en el esquema mostrado en las figuras 4.2a y 4.2b.

Se puede apreciar (véase Fig. 4.2b) que el ruido existente a la entrada de nuestro amplificador lo hemos sustituido por una resistencia serie Req, despreciando capacidades parásitas y otras resistencias.

Con esto, podemos ver que la NF del LNA viene dada por la expresión (4.2)

$$NF = 1 + \frac{R_{eq}}{R_s} \quad (4.2)$$

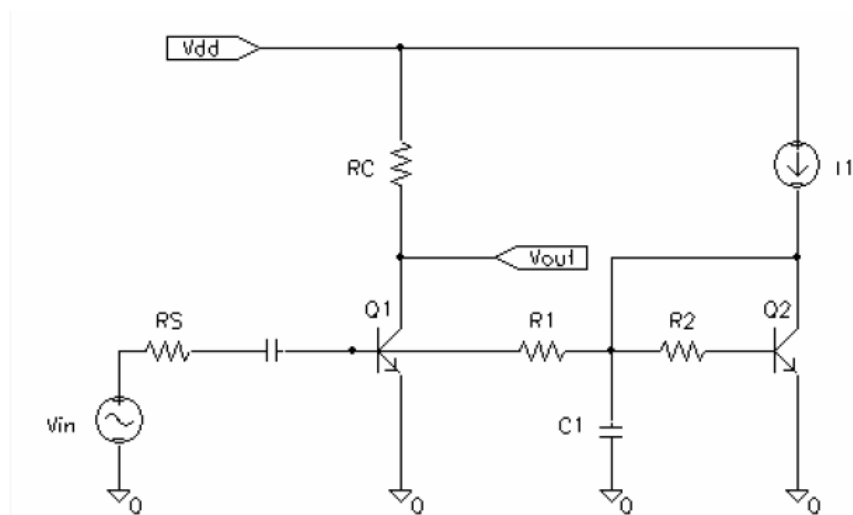


Figura 4.1: LNA en configuración emisor común.



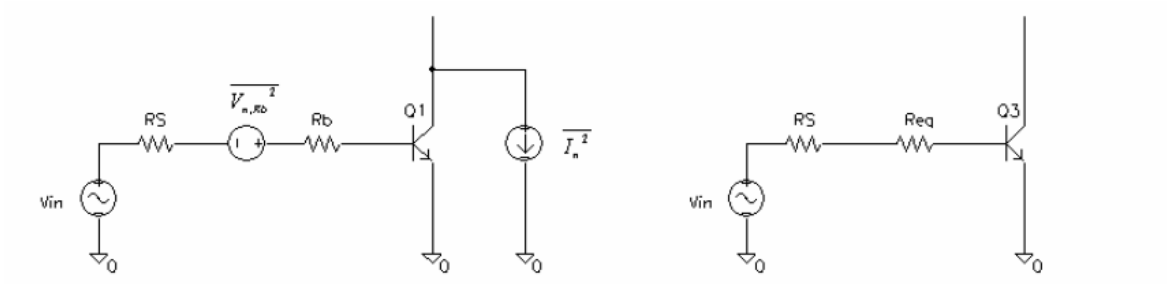


Figura 4.2: a) Modelo exhaustivo del ruido a la entrada del circuito. b) Modelo equivalente.

De la misma manera, podemos definir el nivel de ruido mediante una fuente de tensión continua ( $\overline{V_{n^2}}$ ) referida a la entrada como:

$$\overline{V_{n^2}} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \left( r_b + \frac{1}{2g_m} \right) \quad (4.3)$$

$$\overline{V_{n^2}} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \left( r_b + \frac{V_T}{2I_C} \right)$$

Donde  $T$  es la temperatura,  $g_m$  es la ganancia de transconductancia del transistor,  $V_T$  es la tensión térmica (25mV para  $T=25^{\circ}\text{C}$ ) e  $I_C$  la corriente de colector. Observando las ecuaciones (4.2) y (4.3) se comprueba que:

$$R_{eq} = r_b + \frac{V_T}{2I_C} \quad (4.4)$$

Se aprecia que para reducir la resistencia equivalente ( $R_{eq}$ ) y por tanto el ruido, el transistor  $Q1$  debe tener un tamaño grande ( $r_b$  pequeña). Además, si la corriente de colector es elevada, reduciremos aún más la  $R_{eq}$ .

Sin embargo, el aumentar el tamaño del transistor para reducir la  $r_b$ , trae una serie de desventajas. La primera viene dada por el aumento de la capacidad de entrada (tanto

la  $C_{je}$  como la  $C_{jc}$ ), lo que atenúa la señal entrante de RF. Además, dicha atenuación hace que el ruido introducido por  $Q1$  y  $R_c$  se haga más patente.

Otra desventaja añadida es debida a la existencia de grandes capacidades colector-base y colector-sustrato. Con estos dos impedimentos obtenemos una reducida ganancia de tensión y un incremento de la corriente de polarización para compensar esta pérdida. De aquí se obtiene una alta capacidad de difusión base-emisor, así como un alto ruido metralla de base (*base shot noise*). Debido a estas dos características, la figura de ruido presenta un mínimo para un determinado tamaño de  $Q1$  y una determinada corriente de polarización.

El siguiente paso que daremos será el añadir a nuestro modelo el ruido metralla de base, tal y como muestra en la figura 4.3.

De acuerdo con la mencionada figura, obtenemos la expresión (4.5):

$$\overline{I_n^2} = 4kT \left( \frac{I_c}{2V_T} \right) \quad (4.5)$$

Para una resistencia de fuente  $R_s$ , el ruido total referido a la entrada incluyendo la contribución de dicha resistencia es el dado por la ecuación (4.6).

$$\overline{V_{TOT}^2} = 4kT \left( R_s + r_b + \frac{1}{2g_m} + \frac{g_m R_s^2}{2\beta} \right) \quad (4.6)$$

Donde la correlación entre el ruido de metralla del colector y el ruido de metralla de la base ha sido despreciada. La figura de ruido es por tanto igual a la expresión (4.7)

$$NF = \frac{\overline{V_{TOT}^2}}{4kTR_s} = 1 + \frac{r_b}{R_s} + \frac{1}{2g_m R_s} + \frac{g_m R_s}{2\beta} \quad (4.7)$$

La figura de ruido alcanzará un mínimo para:

$$NF_{min} = 1 + \sqrt{\left(\frac{1 + 2g_m r_b}{\beta}\right)} \quad (4.8)$$

Siendo la  $R_S$  óptima:

$$R_{Sopt} = \sqrt{\frac{\beta(1 + g_m r_b)}{g_m}} \quad (4.9)$$

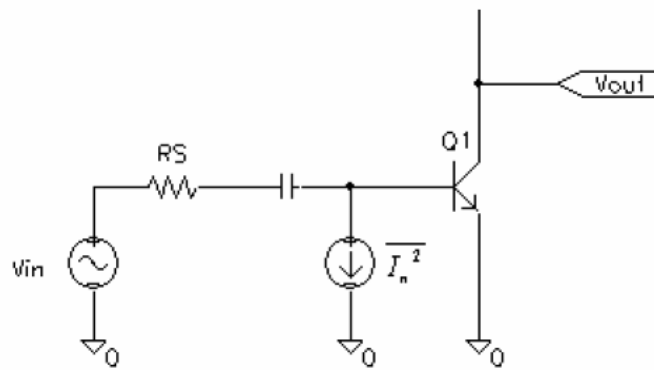


Figura 4.3: Modelo incluyendo el ruido metralla de la base.

La ecuación (4.9) no tiene en cuenta el efecto de las capacidades parásitas. Sin embargo, una aproximación razonable a altas frecuencias consiste en dar a  $\beta$  el valor dado por la frecuencia de operación, es decir:

$$|\beta| \approx \frac{f_T}{f} \quad (4.10)$$

La relación obtenida para  $R_{Sopt}$  (ecuación 4.9) sugiere que una red de adaptación de impedancias entre la antena y el LNA puede proporcionar una mínima figura de ruido. Esto se consigue por la transformación de la impedancia de salida de la antena ( $Z_{out}$ ) a  $R_{Sopt}$ .

### 4.2.2. LNA de dos etapas

En la Figura 4.4 se muestra una topología de LNA basada en la anterior, es decir, el emisor común. En este caso está formada por dos etapas, una de ellas con degeneración inductiva. El uso de una bobina  $L_E$  nos permite adaptar la impedancia de entrada a un valor deseado, generalmente  $50 \Omega$ . Por otro lado, nos ayuda en la linearización del circuito, es decir, en obtener un  $IIP3$  mayor.

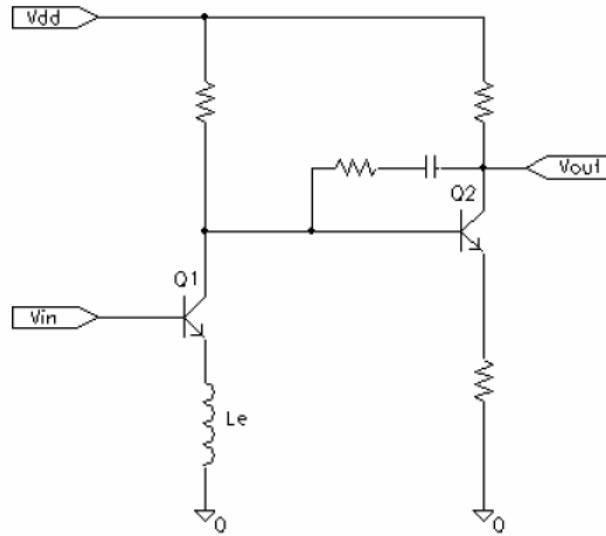


Figura 4.4: LNA de dos etapas.

Podemos escribir la impedancia de entrada del dispositivo tal y como muestra la expresión (4.11).

$$Z_{in} = r_b + \frac{g_m \times L_e}{C\pi} + L_e s + \frac{1}{C\pi \times s} \quad (4.11)$$

Donde  $C\pi$  es la capacidad base-emisor. En la ecuación (4.11) hemos despreciado el efecto de  $C\mu$  (Capacidad de unión de colector) y  $R\pi$  (Resistencia base-emisor) debido al pequeño valor que presentan.

Observando nuevamente la ecuación (4.11) se comprueba que con un valor determinado

de  $r_b$ ,  $g_m$ ,  $L_e$  y  $C\pi$ , podemos hacer que los dos primeros miembros de la ecuación sean igual a  $50 \Omega$ . Igualmente, podemos hacer que los dos últimos miembros se anulen.

La realimentación en la segunda etapa es utilizada para linealizar el amplificador, así como para obtener una baja impedancia de salida. Sin embargo, esto se consigue introduciendo un alto nivel de ruido. La interacción entre las dos etapas es un ejemplo de un problema común: el nivel apropiado de ganancia de la primera etapa y el ruido y la no linealidad de la segunda.

De aquí se deduce que la ganancia introducida por la primera etapa debe ser lo suficientemente grande para minimizar el ruido introducido por la segunda. Sin embargo, podemos empeorar la linealidad del circuito (*IIP3*), ya que está limitado por la contribución de  $Q2$ .

### **4.2.3. LNA con realimentación negativa por transformador**

Otra topología empleada en LNAs es la que se muestra en la figura 4.5. En ella se puede observar que emplea realimentación negativa con un transformador monolítico para linealizar el circuito. Con esta configuración el LNA puede operar con tensiones de alimentación inferiores a  $V_{BE}$ .

Como ya hemos comentado, el transformador ayuda a linealizar el circuito, ya sea a altas frecuencias como a bajas, así como a estabilizarlo. Sin embargo, esto lo logrará reduciendo la ganancia del amplificador.

La adaptación a la entrada se logra con la red formada por la bobina  $L1$  y el condensador  $C1$ .

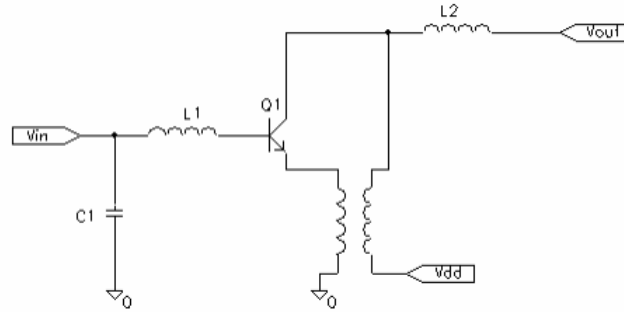


Figura 4.5: LNA con transformador.

#### 4.2.4. Configuración en base común

Esta topología la podemos ver en la figura 4.6. Este circuito ofrece tres grandes ventajas con respecto a la configuración en emisor común: sencilla adaptación a la entrada, gran linealidad y elevado aislamiento inverso. Despreciando la resistencia de base y de emisor, podemos escribir la impedancia de entrada como:

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m + C\pi \times s} \quad (4.12)$$

Podemos hacer que la  $Z_{in}$  sea  $50 \Omega$  simplemente con una  $I_c=0.5 \text{ mA}$ . El efecto de  $C\pi$  lo podemos eliminar con un inductor externo.

En esta topología, la resistencia de fuente  $R_s$ , lineariza el funcionamiento del circuito. Esto lo logra reduciendo la excursión de corriente en el emisor. Aquí podemos ver que pasa lo contrario a la configuración emisor común. Esto se debe a que en dicho circuito la resistencia  $R_s$  sólo afecta a variaciones de la corriente de base.

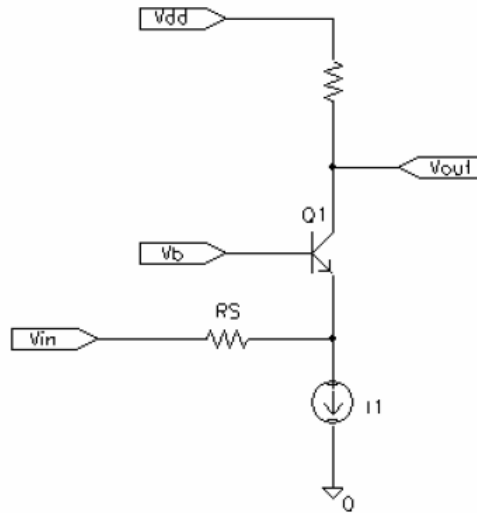


Figura 4.6: Configuración en base común.

Si logramos un nivel de corriente en la base adecuado, podemos obtener un gran aislamiento inverso. Esto se presenta como una opción interesante en sistemas que exijan esta característica, como los receptores homodinos.

A pesar de las ventajas anteriores, el principal problema que exhibe la configuración en base común, es la alta figura de ruido que ofrece.

#### 4.2.5. LNA cascode (*Single-Ended*)

Basándose en las configuraciones anteriores, existen otras topologías que añaden diversos componentes para mejorar el rendimiento de los amplificadores.

Una de estas configuraciones es la denominada *LNA cascode*, tal y como muestra la figura 4.7.

Esta arquitectura está caracterizada por utilizar una configuración cascode. Esta consiste en añadir un transistor ( $Q2$ ) que nos permitirá aislar la salida de la entrada del circuito. Esto evitará posibles interacciones no deseadas. Otro de los beneficios que presenta es el de reducir la capacidad parásita del transistor  $Q1$ .

El transistor  $Q3$  forma una fuente de corriente con  $Q1$  y tiene una dimensión mucho menor que este último. Con esto logramos reducir el consumo de potencia del circuito.

La corriente a través de  $Q3$  está fijada mediante la resistencia  $R_{REF}$ .

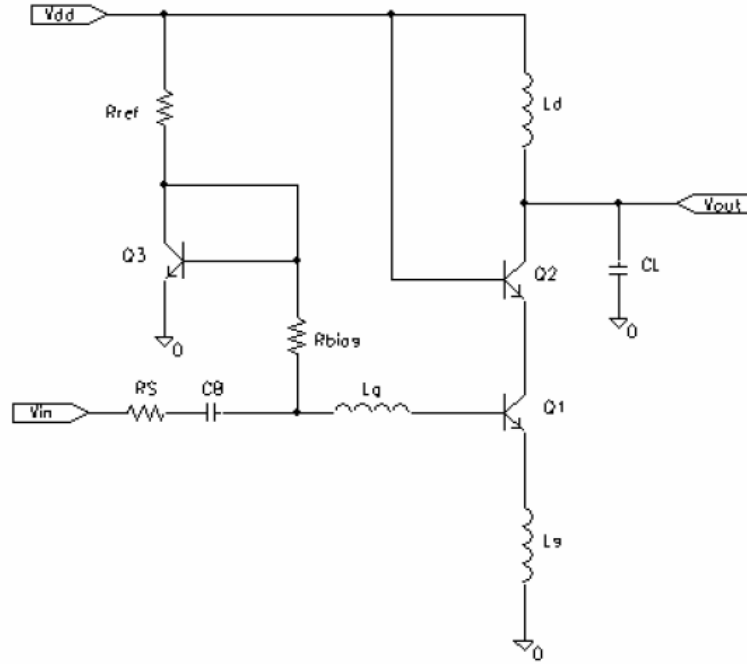


Figura 4.7: LNA Cascode (*Single-Ended*).

La resistencia  $R_{BIAS}$  debe ser lo suficientemente grande como para no afectar a la figura de ruido del amplificador. En sistemas donde se requiera una  $Z_{in}$  de  $50 \Omega$ , valores de cientos de *Ohms* a *KOhms* son los adecuados para  $R_{BIAS}$ . La bobina  $L_d$  y el condensador  $C_L$  forman parte de la red de adaptación a la salida.

Por último, la adaptación a la entrada lo logramos con las bobinas  $L_g$  y  $L_s$  respectivamente.

#### 4.2.6. LNA diferencial

Una topología basada en la anterior es la mostrada en la figura 4.8. La principal característica de esta configuración es que trabaja de forma diferencial. Con esto logramos eliminar dos de los principales problemas de las arquitecturas asimétricas: la alta sensibilidad a las inductancias parásitas y el ruido en modo común.

Esto lo logra con las inductancias  $L_{S1}$  y  $L_{S2}$ , ya que ambas forman un punto de tierra virtual, para señales diferenciales. Cualquier reactancia parásita en serie con la fuente



de corriente  $I_{BIAS}$  es totalmente irrelevante. Esto se debe a que una fuente de corriente en serie con una impedancia es siempre una fuente de corriente. De aquí que la parte real de la impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) sea sólo debida a las inductancias  $L_{S1}$  y  $L_{S2}$ . Igualmente, es totalmente independiente de los parásitos que se den en la fuente de corriente  $I_{BIAS}$ .

Un parámetro de especial importancia cuando el voltaje de alimentación y las tensiones de sustrato pueden ser ruidosas es el rechazo al ruido en modo común (*common noise rejection ratio*, *CNRR*). Para maximizar este parámetro en altas frecuencias, los layouts de los amplificadores deben ser totalmente simétricos.

A pesar de las ventajas anteriores, los LNAs diferenciales presentan también una serie de inconvenientes. Entre ellos cabe destacar que la figura de ruido tiende a ser mayor que en una topología asimétrica. También el consumo de potencia se vuelve crítico, ya que pasa a valer el doble. Sin embargo, presenta una mejor linealidad, ya que la señal se divide entre dos dispositivos. Por tanto, si deseamos que la NF no sobrepase un valor, podemos obtener mucha más excursión simétrica, sacrificando el consumo de potencia.

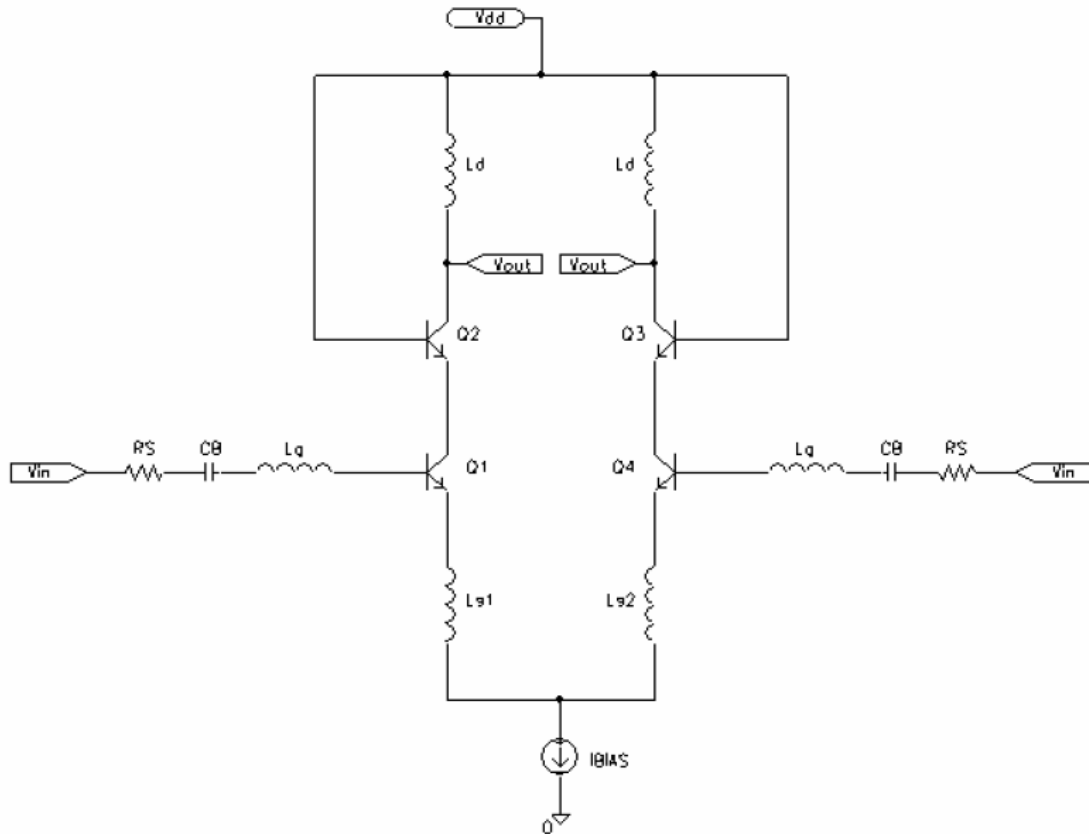


Figura 4.8: LNA diferencial.

#### 4.2.7. LNA balanceado (*Balanced LNA*)

Esta última configuración (véase figura 4.9) se presta como una de las tipologías que mejor compromiso guarda entre consumo de potencia, *CNRR* y linealidad.

En el primer caso, el consumo de potencia es mucho menor que en la configuración diferencial, ya que no posee fuente de corriente.

En lo relativo al *CNRR*, presenta un valor moderado, similar al de la configuración anterior.

Si hablamos de linealidad, vemos que presenta un valor elevado, ya que el rango dinámico de la señal debe repartirse sólo entre dos transistores. En el caso del LNA diferencial, el reparto se realizaba entre 3 transistores, ya que debíamos considerar la fuente de corriente.

Finalmente, la adaptación de impedancias a la entrada la logramos con las bobinas

degenerativas  $L_{S1}$  y  $L_{S2}$ , junto con las bobinas de las bases de los transistores  $Q1$  y  $Q2$ ,  $L_{g1}$  y  $L_{g2}$ .

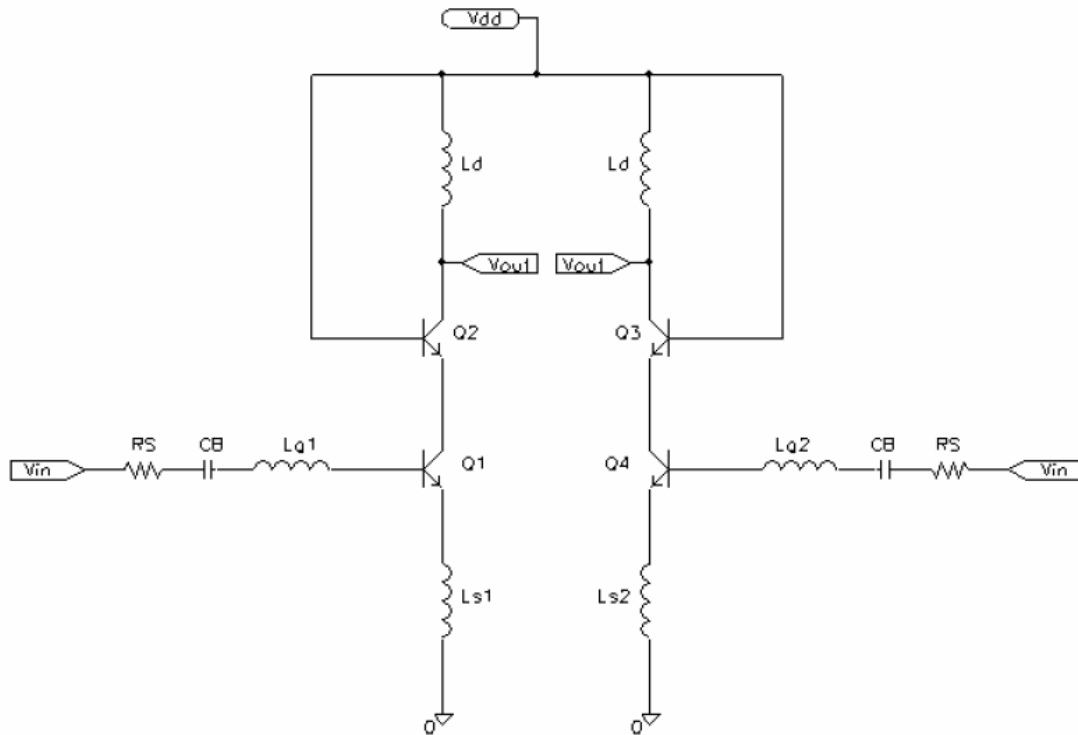


Figura 4.9: LNA Balanceado.

### 4.3. Implementación del LNA

Nuestro objetivo en este capítulo es implementar un LNA caracterizado a 433.92 MHz, con la máxima ganancia posible, además de una figura de ruido, una adaptación de entrada y salida y un factor de estabilidad aceptables. Por ello, tras estudiar las características de los LNAs y las configuraciones más concidas, hemos elegido, para nuestro Trabajo Fin de Máster, un LNA con realimentación resistiva. En la figura 4.10 podemos ver el circuito del LNA escogido y en la tabla 4.2 los valores de los componentes. La tecnología de diseño utilizada es la BiCMOS 0,35  $\mu\text{m}$  de Austria Mikro Systeme.

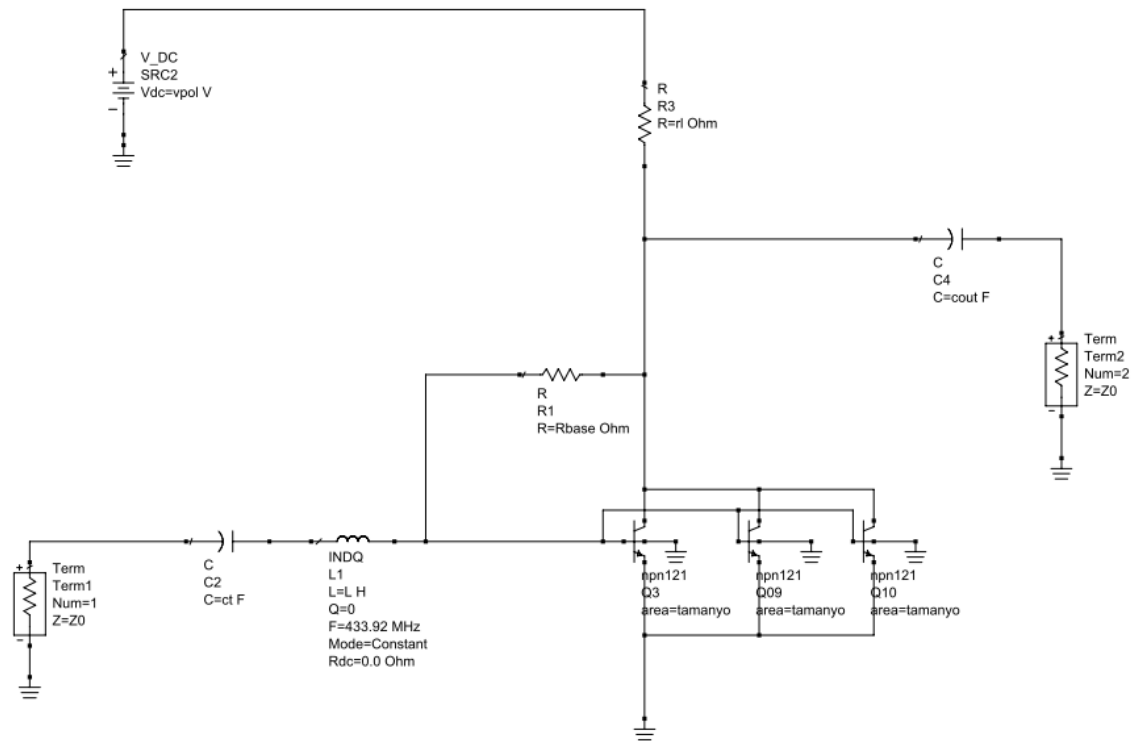


Figura 4.10: Circuito LNA realimentado resistivamente.

Componente	Valor
R1	6k $\Omega$
R3	61 $\Omega$
Impedancia de entrada	50 $\Omega$
Impedancia de salida	50 $\Omega$
C2	100nF
C4	1nF
L1	37nH

Cuadro 4.2: Valores de los componentes.

Para el diseño del LNA se ha utilizado el software ADS (*Advanced Design System*) [5].

Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 4.11, 4.12, 4.13 y 4.14.

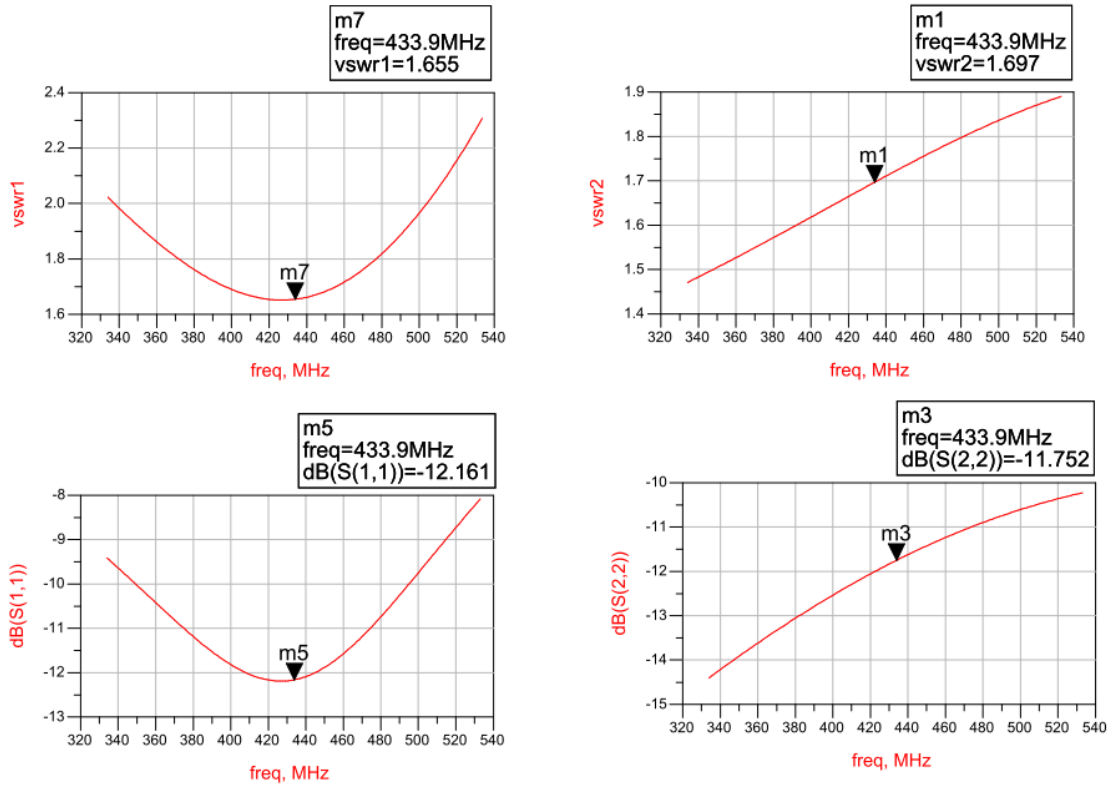


Figura 4.11: Adaptación de entrada y de salida.

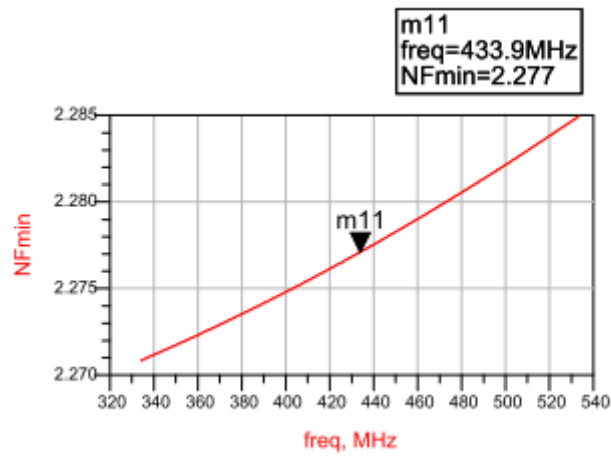


Figura 4.12: Figura de ruido mínima.

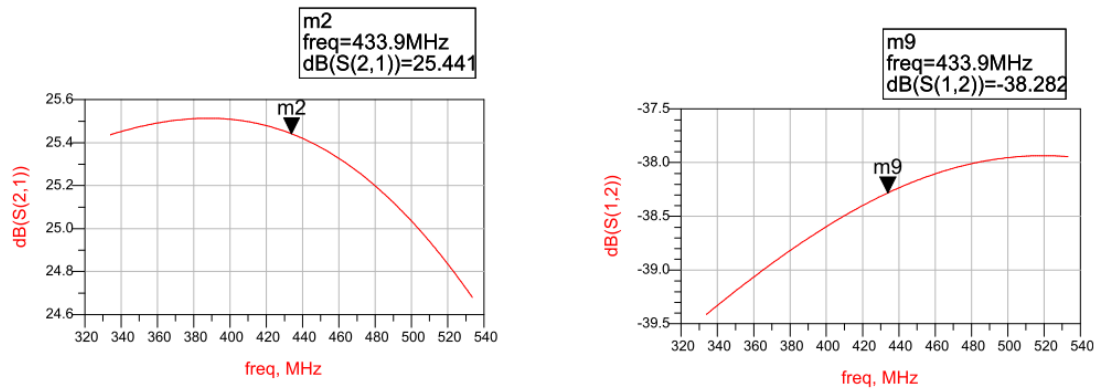


Figura 4.13: Ganancia de salida (a) y aislamiento (b).

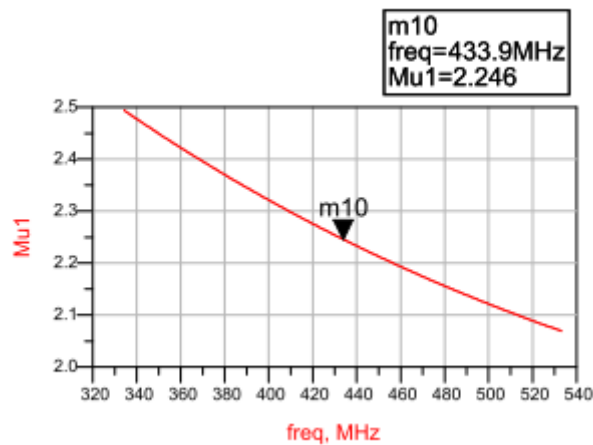


Figura 4.14: Factor de estabilidad.

En la figura 4.11 se puede apreciar el grado de adaptación de impedancia a la entrada ( $S_{11}$  en dB) y a la salida ( $S_{22}$  en dB), así como los coeficientes de onda estacionario a la entrada ( $VSWR1$ ) y a la salida ( $VSWR2$ ). Los valores de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  en dB, a la frecuencia de trabajo de 433.92MHz, están por debajo de los -10 dB y los valores de  $VSWR1$  y  $VSWR2$  son aproximadamente 1, por lo que se puede concluir que tanto la entrada como la salida están bastante bien adaptadas. En la figura 4.12 se representa la figura de ruido mínima (2,27 dB). En la figura 4.13 están representadas la ganancia de salida (a), con un valor bastante alto para la frecuencia de trabajo (25.4 dB) y el aislamiento entre la salida y la entrada (b). Finalmente en la figura 4.14 tenemos el factor de estabilidad, siendo mayor que 1 en toda la banda.

Si nos fijamos en los valores de los parámetros que se tienen como aceptables en el rendimiento de un LNA para sistemas de RF mostrados en la tabla 4.1 del principio y los valores que hemos obtenido en nuestras simulaciones, podemos concluir que hemos logrado nuestros objetivos.

Por último, verificamos el correcto funcionamiento del LNA introduciéndole a la entrada una señal OOK similar a la utilizada en las simulaciones del receptor wake-up. En la figura 4.15 se representa el circuito de simulación del LNA con el generador de señal OOK: Señal moduladora de 433.92MHz, señal portadora de 2KHz y con una amplitud de 5 mV. A continuación en la figura 4.16 se pueden observar los resultados. Verificamos el correcto funcionamiento del LNA ya que se consigue amplificar la señal de entrada hasta los 80 mV.

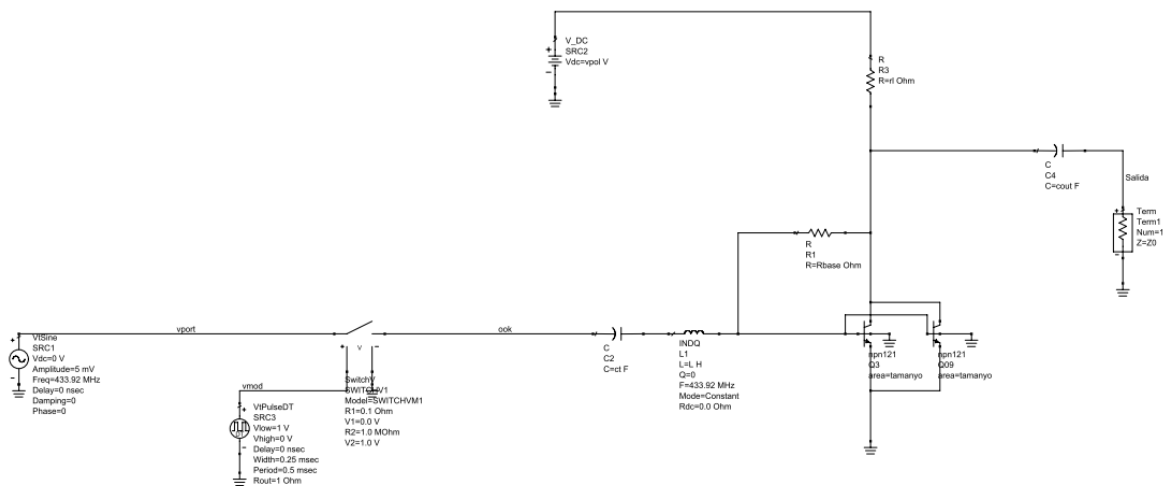


Figura 4.15: Circuito de simulación del LNA con una señal de entrada OOK.

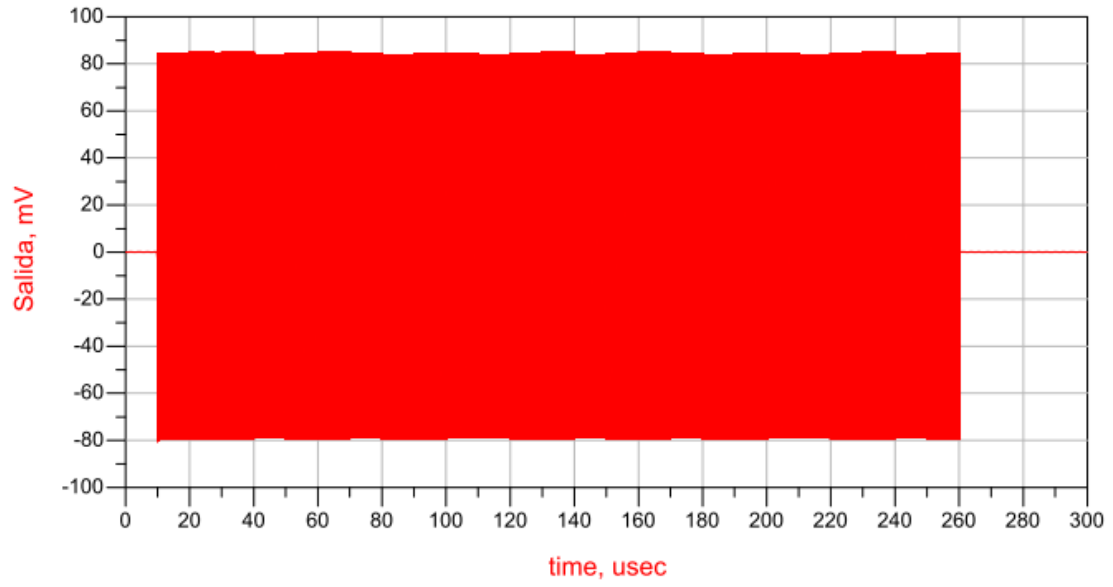


Figura 4.16: Señal de salida.



# Capítulo 5

## Conclusiones

Una vez finalizado el estudio del receptor wake-up y del amplificador de bajo ruido, tan solo nos queda simular la unión del LNA y el WUR, realizar un breve resumen del trabajo realizado hasta este capítulo y obtener las conclusiones finales así como las líneas futuras de trabajo.

### 5.1. Simulación final

Con el objetivo de obtener un resultado final hemos realizado dos simulaciones. La primera simulación se trata del estudio del WUR con una señal de entrada OOK formada por una moduladora de 2 KHz y una portadora de 433.92 MHz y 12 mV de amplitud, es decir, mínima sensibilidad del receptor wake-up (-28 dBm) para que tenga un funcionamiento correcto. Debido a la alta frecuencia de la portadora, lo cual supone una gran cantidad de cómputo y un tiempo de simulación muy alto, el tiempo de simulación se ha limitado a 0,7 ms. En la figura 5.1 se puede observar en rojo las salidas del adaptador SPI (SPI *clock*, SPI *datos*, SPI *enable*), en azul el consumo en los diferentes instantes y el cálculo de consumo medio para el período de simulación (5.049 nA). Al limitar el tiempo de simulación, no podemos observar completamente las señales de salida del WUR tal como se veían en el capítulo 3. No obstante, analizando las señales obtenidas se puede prever el correcto funcionamiento del circuito. Por este

mismo motivo el consumo medio se ve afectado.

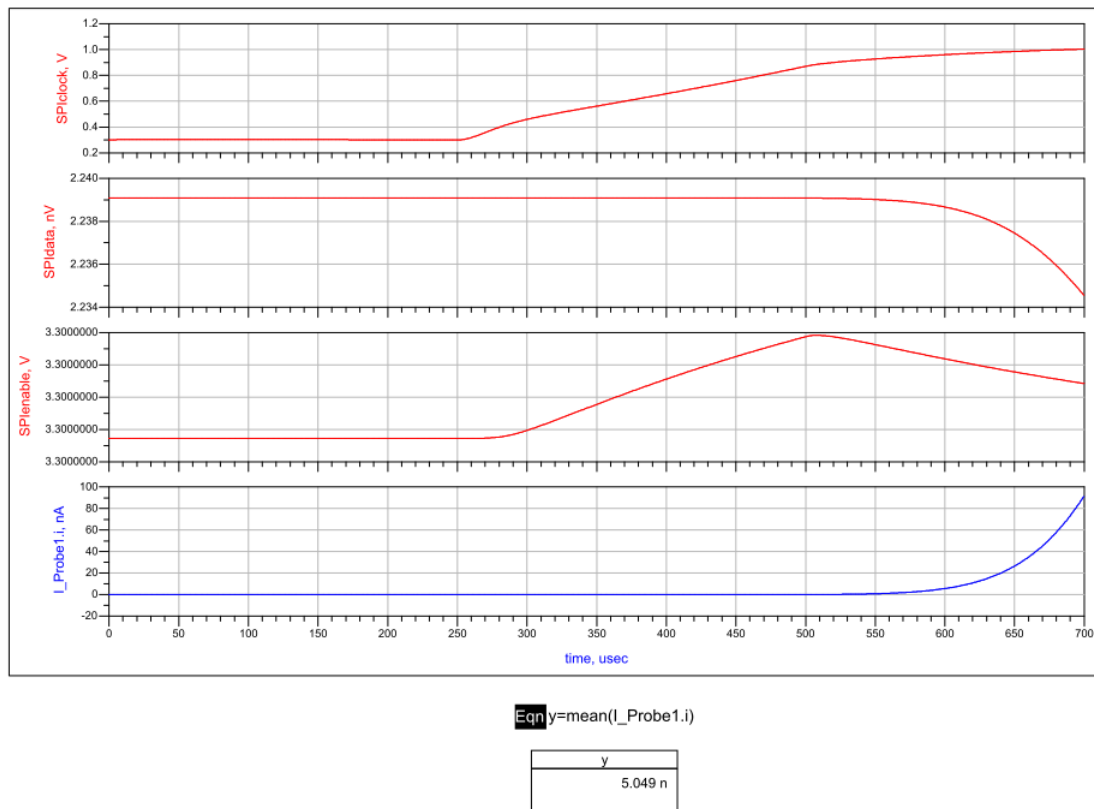
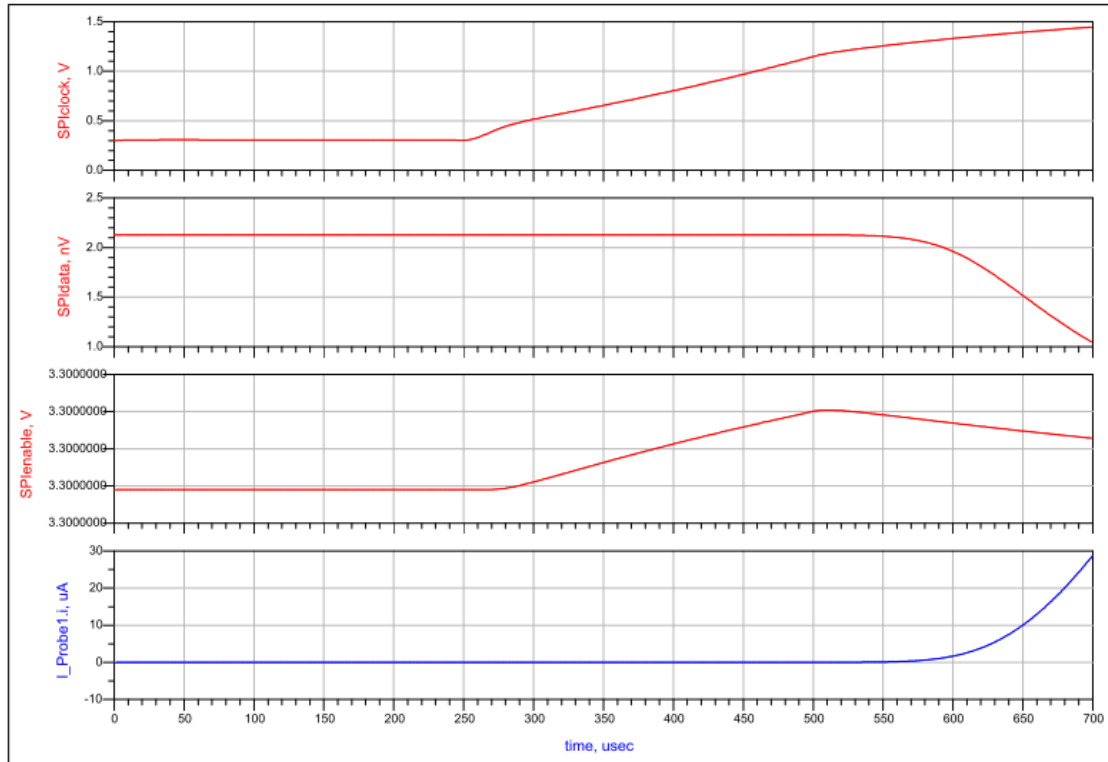


Figura 5.1: Funcionamiento WUR.

Finalmente, en la segunda simulación se realiza el estudio del diseño completo, introduciendo el LNA a la entrada del WUR, con una con una señal de entrada OOK formada por una moduladora de 2 KHz y con una portadora de 433.92 MHz y 0.7 mV de amplitud. En esta simulación la amplitud es mucho más pequeña para verificar el correcto funcionamiento del LNA. Los resultados obtenidos se pueden ver en la figura 5.2, observandose en rojo las salidas del adaptador SPI (SPI *clock*, SPI *datos*, SPI *enable*), y en azul el consumo en los diferentes instantes. Por último el cálculo de consumo medio para el período de simulación (1.733  $\mu$ A).



Eqn y=mean(I\_Probe1.i)

y
1.733E-6

Figura 5.2: Funcionamiento LNA+WUR.

Con estas simulaciones se ha podido comprobar el correcto funcionamiento de la introducción del LNA a la entrada del WUR a la frecuencia real de funcionamiento (433.92 MHz).

## 5.2. Conclusiones

Los objetivos principales de este Trabajo Fin de Máster han sido: estudiar los diferentes tipos de receptores wake-up que existen, y realizar la implementación de un receptor wake-up mejorando su sensibilidad, implementando un amplificador de bajo ruido o LNA (Low-noise amplifier) y añadiéndolo al WUR.

En una primera fase se realizó un estudio de las redes inalámbricas, sus diferentes configuraciones y las ventajas de añadir WUR a sus nodos. Se realizó una investigación

más profunda de los receptores wake-up y se eligió la configuración de receptor wake-up más apropiada para este Trabajo Fin de Máster.

Seguidamente se pasó al diseño del receptor wake-up. El WUR se dividió en cuatro bloques, duplicador de voltaje y detector de envolvente, comparador con umbral adaptativo, detector de preámbulo y generador de señal de interrupción wake-up y por último el decodificador PWM y el adaptador SPI, analizando cada bloque por separado. A continuación se pasó al estudio de la unión de los cuatro bloques para confirmar el correcto funcionamiento del receptor wake-up, obtener la sensibilidad mínima y el consumo medio.

En una tercera fase se efectuó una breve investigación sobre los amplificadores de bajo ruido, así como sus diferentes configuraciones y las principales características. Seguidamente se realizó el diseño de un LNA realimentado resistivamente caracterizado a 433.92 MHz, con el objetivo de obtener la máxima ganancia posible, con una figura de ruido, una adaptación de entrada y salida y un factor de estabilidad aceptables.

Para finalizar, analizando las simulaciones finales del apartado anterior, podemos concluir que se han alcanzado los objetivos del Trabajo Fin de Máster. Diseñar un receptor wake-up y mejorar su sensibilidad añadiendo un LNA a la entrada. Se ha conseguido mejorar una sensibilidad de -28 dBm del WUR, añadiendo a la entrada un LNA, logrando así una sensibilidad mínima final de -53 dBm, aunque con la clara desventaja de un pequeño aumento del consumo, pasando de los nanowatios a los microwatios, valor que se establece en el rango del ultra bajo consumo.

### **5.3. Líneas futuras**

Para concluir se puede decir que los objetivos planteados inicialmente se han alcanzado. Se propone como líneas futuras de trabajo la implementación del WUR en una PCB y su testeo. Además se podría fabricar y encapsular el LNA y medirlo junto con el WUR y de esta manera comprobar su correcto funcionamiento.

# Capítulo 6

## Bibliografía

- [1] Stevan Marinkovic, Emanuel Popovici “Nano-Power Wireless Wake-Up Receiver With Serial Peripheral Interface” IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, vol. 29, NO. 8, September 2011.
- [2] Stevan Marinkovic, Emanuel Popovici “Nano-Power Wake-Up Radio Circuit for Wireless Body Area Networks” IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), 2011.
- [3] Gerd Ulrich Gamm, Matthias Sippel, Milos Kostic, Leonhard M. Reindl “Low Power Wake-up Receiver for Wireless Sensor Nodes” Sixth International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2010.
- [4] Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky “Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos” Pearson Prentice Hall 2009.
- [5] Software y manuales ADS: <http://www.agilent.com>
- [6] Servicio de Tecnologías y Herramientas (STH) del IUMA: <http://sth.iuma.ulpgc.es>
- [7] Stevan Marinkovic, Emanuel Popovici “Power Efficient Networking Using a Novel Wake-up Radio” 5th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (PervasiveHealth), 2011.
- [8] (2009) HSMS-285x series surface mount zero bias schottky detector diodes. Avago Technologies. [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1377EN>
- [9] Sunil Lalchand Khemchandani “Study Proposal for a Low Power Wake Up Receiver for Wireless Sensor Nodes (433, 868 MHz and 2.4 GHz)”.

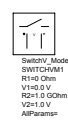
- [10] Hugo García Vázquez, Francisco Javier Pino Suárez, Sunil del Lalchand Khemchandani, “Diseño de un amplificador de bajo ruido realimentado para la banda de 3-10 GHz en tecnología BICMOS 0.35  $\mu\text{m}$ ”, Proyecto fin de carrera, Noviembre de 2009.
- [11] Michael Pletcher, Nathan “Ultra-Low Power Wake-Up Receivers for Wireless Sensor Networks” Doctor of Philosophy in Engineering - Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2008.
- [12] En-Yi Lin “A Comprehensive Study of Power-Efficient Rendezvous Schemes for Wireless Sensor Networks” Doctor of Philosophy in Engineering - Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2005.

# Capítulo 7

## Anexos

**OPTIONS**

- Options1
- Tempns25
- Tranm25
- V\_RatTol
- V\_AbsTol
- I\_RatTol
- I\_AbsTol
- GiveAWarningsYes
- MaxWarnings10



**ams : SSS**

ModePathInclude  
 MostTypical Mean  
 R1=0 Ohm  
 V1=0.0 V  
 R2=1.0 Ohm  
 V2=1.0 V  
 AIPParamss

**Diode Model**

Diode Model  
 DIODEMavago  
 Is=3 uA  
 Rs=25  
 Bv=3.0  
 Ibv=0.0 mA  
 Fc=sw  
 Vjsw=

ModePathInclude  
 MostTypical Mean  
 R1=1.0 Ohm  
 C1=1.0 pF  
 C2=0.18 pF  
 Vj=0.35  
 M=0.5  
 Jsw=

Area=

Perig=

Scale=

Region=

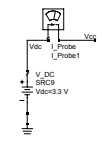
Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

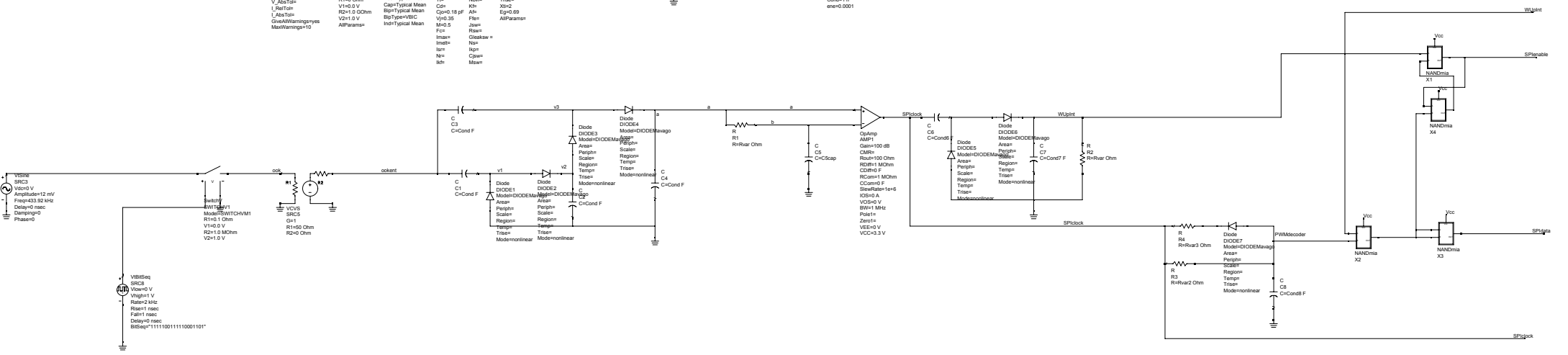
**TRANSIENT**

Tran  
 Tran1  
 StopTime=20 msec  
 MaxTimeStep=1 usec



**VAR**

VAR1  
 Rvar=10 k  
 Rvar2=500  
 Rvar3=1  
 Cond8=1 u  
 Cond9=100 u  
 Cond7=5 u  
 C1Cap=0.0 n  
 Cond1=1 n  
 es=0.0001



**Vbsine**

SRC3  
 V=3.3 V  
 Amplitude=12 mV  
 Freq=433.82 kHz  
 Delay=0 nsec  
 Damping=0  
 Phase=0

**SW1**

SW1  
 Mode=SWITCHMM  
 R1=0.1 Ohm  
 V1=0.0 V  
 R2=1.0 MOhm  
 V2=1.0 V

**D1**

Diode  
 DIODE1  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D2**

Diode  
 DIODE2  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D3**

Diode  
 DIODE3  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D4**

Diode  
 DIODE4  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D5**

Diode  
 DIODE5  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D6**

Diode  
 DIODE6  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**D7**

Diode  
 DIODE7  
 Model=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**AMP1**

Opamp  
 AMP1  
 Gain=100 dB  
 C1=

Rout=100 Ohm  
 RDB=1 MOhm  
 CD=0 F  
 RComp=1 MOhm  
 CO=0 F  
 SlewRate=1e+8  
 IOS=0 A  
 VOS=0 V  
 BW=1 MHz  
 Pole1=

Zer=

VEE=0 V  
 VCC=3.3 V

**NANDma X1**

NANDma  
 X1

**PWMAccoder**

PWMAccoder  
 Mode=DIODEMavago  
 Area=

Perig=

Scale=

Region=

Temp=

Trise=

Mode=nonlinear

**NANDma X2**

NANDma  
 X2

**NANDma X2**

NANDma  
 X2

**SPsigout**

SPsigout

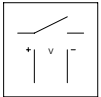
**SPsigin**

SPsigin



**TRANSIENT**

Tran  
Tran1  
StopTime=0.05 msec  
MaxTimeStep=10 usec



SwitchV\_Model  
SWITCHVM1  
R1=0 Ohm  
V1=0.0 V  
R2=1.0 GOhm  
V2=1.0 V  
AllParams=

VAR  
VAR3  
vpol=3.3  
Rbase=6000

VAR  
VAR2  
Z0=50

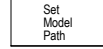
VAR  
VAR6  
tamanyo=22

VAR  
VAR4  
L=37 n  
rl=61  
ct=100 n  
cout=1 n



Mu  
Mu1  
Mu1=mu(S)

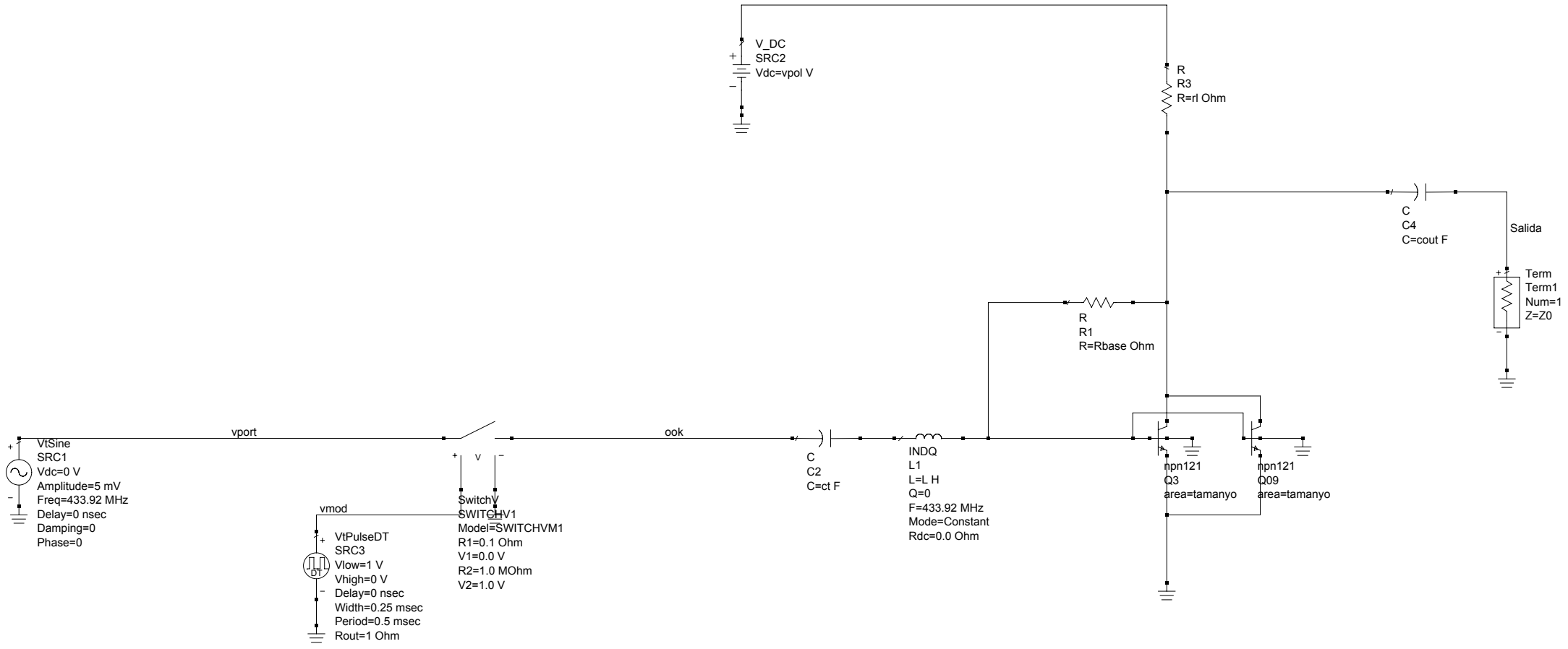
**ams - S35**



ModelPathInclude  
ModelPathInclude  
Mos=Typical Mean  
Res=Typical Mean  
Cap=Typical Mean  
Bip=Typical Mean  
BipType=VBIC  
Ind=Typical Mean

**OPTIONS**

Options  
Options1  
Temp=16.85  
Tnom=25



**OPTIONS**  
 Options  
 Options1  
 Temp=25  
 Trans=25  
 V\_AuxLo=0  
 V\_AuxTo=0  
 I\_Rise=0  
 I\_AuxTo=0  
 Qual=100000000  
 MaxWarnings=10

**OPTIONS**  
 Options  
 Options1  
 Temp=25  
 Trans=25  
 V\_AuxLo=0  
 V\_AuxTo=0  
 I\_Rise=0  
 I\_AuxTo=0  
 Qual=100000000  
 MaxWarnings=10

**VAR**  
 VAR1  
 VAR2  
 VAR3  
 VAR4

**VAR**  
 VAR5  
 VAR6  
 VAR7  
 VAR8

**VAR**  
 VAR9  
 VAR10  
 VAR11  
 VAR12

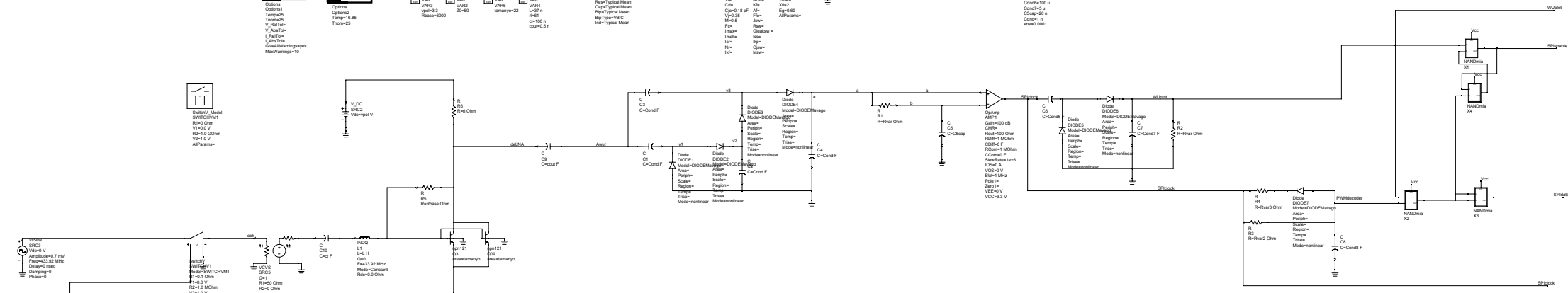
**VAR**  
 VAR13  
 VAR14  
 VAR15  
 VAR16

**SPICE**  
 Title  
 ModelPartInclude  
 ModelPartExclude  
 ModelPartInclude  
 ModelPartExclude  
 Name=Typical Mean  
 Cap=Typical Mean  
 Bip Type=VBC  
 NonTypical Mean

**DIODE**  
 Diode Model  
 DIOCEMavgp  
 Is=1.0e-14  
 Rn=25  
 Rv=0.3 mA  
 Fism=0  
 Absorptivity=0  
 Qd=0  
 N=1.0e  
 Bv=0  
 Tr=0  
 Cj=0  
 Cj0=1.5 pF  
 M=0.5  
 VJ=0.5  
 E=0  
 A=0  
 Fism=0  
 J=0  
 Ise=0  
 In=0  
 Is=0  
 N=0  
 M=0

**TRANSIENT**  
 Tran  
 Start  
 StopTime=0.7 msec  
 MaxTimeStep=1 usec

**VAR**  
 VAR1  
 Rvar=1.8  
 Rvar=0.01  
 Rvar=1  
 Cond=100 u  
 Cond=1 u  
 Cond=20 n  
 Cond=1 n  
 use=0.0001



**SPICE**  
 Title  
 ModelPartInclude  
 ModelPartExclude  
 ModelPartInclude  
 ModelPartExclude  
 Name=Typical Mean  
 Cap=Typical Mean  
 Bip Type=VBC  
 NonTypical Mean

**DIODE**  
 Diode Model  
 DIOCEMavgp  
 Is=1.0e-14  
 Rn=25  
 Rv=0.3 mA  
 Fism=0  
 Absorptivity=0  
 Qd=0  
 N=1.0e  
 Bv=0  
 Tr=0  
 Cj=0  
 Cj0=1.5 pF  
 M=0.5  
 VJ=0.5  
 E=0  
 A=0  
 Fism=0  
 J=0  
 Ise=0  
 In=0  
 Is=0  
 N=0  
 M=0

**TRANSIENT**  
 Tran  
 Start  
 StopTime=0.7 msec  
 MaxTimeStep=1 usec

**VAR**  
 VAR1  
 Rvar=1.8  
 Rvar=0.01  
 Rvar=1  
 Cond=100 u  
 Cond=1 u  
 Cond=20 n  
 Cond=1 n  
 use=0.0001