



FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

---

TESIS DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

# Diseño de un Circuito Integrado CMOS para Identificación por Radiofrecuencia basado en el Estándar ISO-14443

---

Tesista

Fabrizio P. Alcalde Bessia

Padrón Nº86296

f@lcald.com.ar

Director

Dr. Ing. José Lipovetzky

jlipove@fi.uba.ar

Co-Director

Ing. Octavio Alpago

oalpago@fi.uba.ar

AGOSTO, 2014



## Agradecimientos

*Agradezco a José por haberme dado la oportunidad de realizar este trabajo, que surgió de un interés personal.*

*También agradezco Diego M. por haber puesto en marcha el servidor con las herramientas que cómodamente pude usar desde mi casa y por haberme ayudado desde su experiencia con el trabajo.*

*Debo agradecer también a Allegro Microsystems, en especial a Patricio P. Preiti y Julio Raiponeri, por haberme dejado utilizar los elementos del laboratorio. También a MOSIS, Mentor Graphics y Synopsys, por sus respectivos programas estudiantiles que hicieron posible la realización de este trabajo.*

*Finalmente agradezco a mis compañeros y amigos que me ayudaron e hicieron más amenos todos estos años de estudio y sobretodo agradezco a mi familia por haber hecho de soporte todo este tiempo.*



## Resumen

En el presente trabajo se comenzará realizando una breve introducción a los sistemas de identificación por radiofrecuencia. Luego se analizará detalladamente el estándar ISO/IEC 14443, enfocando el estudio a la interfaz de comunicación tipo A. A continuación se presentará el diseño de un circuito integrado que cumplirá el rol de *transponder* y que será implementado en un proceso CMOS estándar de 0,5  $\mu\text{m}$ .

Para el diseño del circuito integrado se comenzará por analizar en profundidad el vínculo existente entre lector y transponder, lo que permitirá entender el proceso de traspaso de energía e información y se verán las distintas implementaciones posibles. Luego se desarrollará un modelo basado en la extracción de parámetros de la estructura física de las antenas, que permitirá verificar los resultados analíticos y realizar simulaciones mediante SPICE de los circuitos, estando éstos conectados a un modelo realista de la antena.

El circuito integrado contará con diseño analógico y digital, este último sintetizado a partir de código RTL. Se tratará entonces de un dispositivo de señal mixta por lo que se deberán compatibilizar ambos dominios. Se mostrará el diseño digital junto con su verificación funcional a nivel de compuerta y el diseño analógico con las simulaciones realizadas.

Finalmente se cerrará el trabajo con los detalles de la implementación del dispositivo en el proceso de fabricación CMOS y la verificación de su funcionamiento.



# Índice general

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1. Introducción a RFID</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1. Identificación por radiofrecuencia . . . . .   | 1         |
| 1.2. Clasificación de los sistemas de RFID . . . . .  | 2         |
| 1.3. Estandarización de los sistemas de RFID . . . . .  | 4         |
| 1.3.1. ISO/IEC 14443 – Parte 1: Características físicas . . . . .                             | 5         |
| 1.3.2. ISO/IEC 14443 – Parte 2: Interfaz de radiofrecuencia<br>para señal y energía . . . . . | 5         |
| 1.3.3. ISO/IEC 14443 – Parte 3: Inicialización y anticolisión                                 | 10        |
| 1.4. Resumen del capítulo . . . . .   | 15        |
| <b>2. Diseño del transponder de RFID</b>  | <b>17</b> |
| 2.1. Objetivos del diseño . . . . .   | 17        |
| 2.2. Descripción general del funcionamiento . . . . .   | 18        |
| 2.3. Implementación . . . . .   | 20        |
| <b>3. Acoplamiento Inductivo</b>  | <b>23</b> |
| 3.1. Transmisión de la energía . . . . .  | 23        |
| 3.2. Transmisión por modulación de carga . . . . .  | 29        |
| 3.3. Modelo de SPICE del arreglo de antenas . . . . .   | 32        |
| 3.4. Resultados del análisis . . . . .  | 33        |
| <b>4. Diseño digital</b>  | <b>35</b> |
| 4.1. Arquitectura . . . . .   | 36        |
| 4.2. Recepción de datos . . . . .   | 37        |
| 4.2.1. Módulo Bit Decoder . . . . .   | 38        |
| 4.2.2. Módulo Frame Receiver . . . . .  | 40        |
| 4.3. Transmisión de Datos . . . . .   | 42        |
| 4.3.1. Módulo Frame Sender . . . . .  | 44        |
| 4.3.2. Módulo Bit Coder . . . . .   | 46        |
| 4.4. Verificación funcional . . . . .   | 47        |
| 4.4.1. Eco de un byte . . . . .   | 48        |
| 4.5. Implementación: Síntesis y <i>Place&amp;Route</i> . . . . .                              | 49        |

|  |           |
|--|-----------|
| <b>5. Diseño Analógico</b>                                   | <b>53</b> |
| 5.1. Acondicionamiento y uso de la energía . . . . .         | 53        |
| 5.1.1. Regulador/Limitador de tensión . . . . .              | 54        |
| 5.1.2. Rectificador + Filtro . . . . .                       | 60        |
| 5.2. Transmisión y recepción de datos . . . . .              | 63        |
| 5.2.1. Detector de Pausas . . . . .                          | 63        |
| 5.2.2. Modulador . . . . .                                   | 66        |
| 5.3. Generador de reloj . . . . .                            | 67        |
| 5.4. <i>Power-On Reset</i> (POR) . . . . .                   | 69        |
| <b>6. Implementación, Evaluación y Resultados</b>            | <b>73</b> |
| 6.1. <i>Layout</i> Completo del Circuito Integrado . . . . . | 73        |
| 6.2. Método de Verificación . . . . .                        | 76        |
| 6.3. Resultados . . . . .                                    | 78        |
| 6.3.1. Recepción de datos . . . . .                          | 79        |
| 6.3.2. Transmisión de Datos . . . . .                        | 82        |
| 6.3.3. Regulador/Limitador de tensión . . . . .              | 83        |
| 6.3.4. Verificación del funcionamiento completo . . . . .    | 84        |
| <b>7. Conclusiones</b>                                       | <b>87</b> |
| <b>Bibliografía</b>  | <b>91</b> |



## Capítulo 3

# Acoplamiento Inductivo

Para poder avanzar sobre el diseño del circuito integrado primero se debe tener una clara idea del comportamiento de la interfaz inductiva. Se debe conocer el mecanismo de transferencia de energía entre lector y transponder de forma tal de poder asegurar una adecuada alimentación de los circuitos y además comprender como se realiza la transmisión de información a través del proceso de modulación de carga. En este capítulo se tratarán estos temas de forma general y se finalizará con la creación de un modelo de SPICE de la interfaz inductiva que luego permitirá realizar simulaciones de los diseño completo en condiciones reales de trabajo.

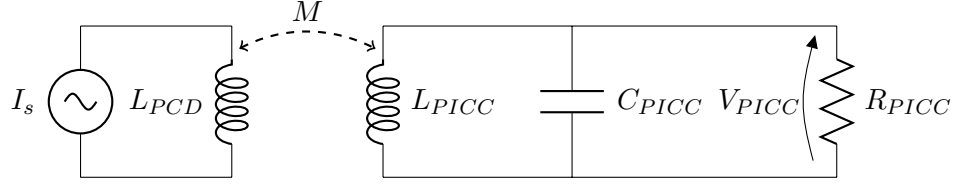
### 3.1. Transmisión de la energía

La interfaz consta de dos inductores, el del lector y el del transponder, separados una distancia de algunos centímetros. La transferencia de energía se da de forma similar a un transformador, salvo que en este caso el coeficiente de acoplamiento es bajo, ya que al no existir un núcleo ferromagnético las líneas de campo se encuentran dispersas por el espacio.

En la figura 3.1 se observa un modelo simplificado del sistema que sirve para analizar de qué parámetros depende la alimentación del transponder. Allí el lector se encuentra modelado como una fuente de corriente ideal que alimenta un inductor de inductancia  $L_{PCD}$ . El inductor está acoplado a la antena del transponder, de inductancia  $L_{PICC}$ , y por lo tanto existe una inductancia mutua  $M$  entre ellos. Esta inductancia mutua puede definirse en función de las inductancias de las antenas y el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) como:

$$M = k \cdot \sqrt{L_{PCD} \cdot L_{PICC}}$$

Se debe notar que todos estos parámetros dependen sólo de la forma y disposición de las antenas, lo que se deberá tener en cuenta a la hora de hacer los cálculos.



**Figura 3.1:** Modelo simplificado del acoplamiento inductivo existente entre lector y transponder.

Luego, con el objetivo de mejorar el alcance, se suele utilizar un capacitor en paralelo con la antena del transponder, lo que forma un circuito resonante LC de elevada *selectividad* (Q). Sin embargo el circuito resonante no es imprescindible para el funcionamiento del dispositivo y su utilización depende del alcance deseado. Si la tensión inducida en la antena a la distancia de trabajo es suficiente entonces el capacitor  $C_{PICC}$  puede no utilizarse.

Por último, el circuito integrado en el transponder fue modelado como una carga resistiva  $R_{PICC}$ , que como primera aproximación es válida ya que, cuando el dispositivo tiene que limitar la tensión a través del regulador, éste se comporta como una carga resistiva.

En principio interesa conocer de qué depende la tensión inducida en el transponder. Haciendo los cálculos para el circuito funcionando en régimen senoidal permanente a una frecuencia  $f = \omega/2\pi$  se obtiene:

$$\bar{V}_{PICC} = \frac{j\omega \cdot M \cdot \bar{I}_s \cdot R_{PICC}}{R_{PICC} (1 - \omega^2 \cdot L_{PICC} \cdot C_{PICC}) + j\omega \cdot L_{PICC}} \quad (3.1)$$

El módulo de la tensión inducida puede calcularse para los siguientes casos:

1. El circuito tanque LC del transponder puede estar sintonizado a la frecuencia de la portadora transmitida por el lector, cumpliéndose que  $\omega^2 = \frac{1}{L_{PICC} \cdot C_{PICC}}$ , y por lo tanto:

$$V_{PICC} = k \cdot \sqrt{\frac{L_{PCD}}{L_{PICC}}} \cdot R_{PICC} \cdot I_s \quad (3.2)$$

2. Puede no utilizarse el capacitor en paralelo con  $L_{PICC}$ , entonces  $C_{PICC} = 0$  y el módulo de la tensión inducida queda:

$$V_{PICC} = \omega \cdot k \cdot \frac{\sqrt{L_{PCD} \cdot L_{PICC}}}{\sqrt{R_{PICC}^2 + (\omega \cdot L_{PICC})^2}} \cdot R_{PICC} \cdot I_s \quad (3.3)$$

En el primer caso, la tensión inducida en el transponder es proporcional al factor de acoplamiento ( $k$ ), la corriente que produce el campo magnético

( $I_s$ ), la relación entre las inductancias del lector y del transponder, y la carga ( $R_{PICC}$ ); mientras que en el segundo caso el campo también depende linealmente del coeficiente de acoplamiento, pero la relación con la resistencia de carga  $R_{PICC}$  y las inductancias es más compleja.

En ambos casos, la corriente  $I_s$  tiene una amplitud constante y la frecuencia de trabajo también es constante ( $\omega = \text{cte}$ ). Además, las inductancias dependen solo de la forma de las antenas y no cambian durante la operación del transponder, por lo que también son constantes.

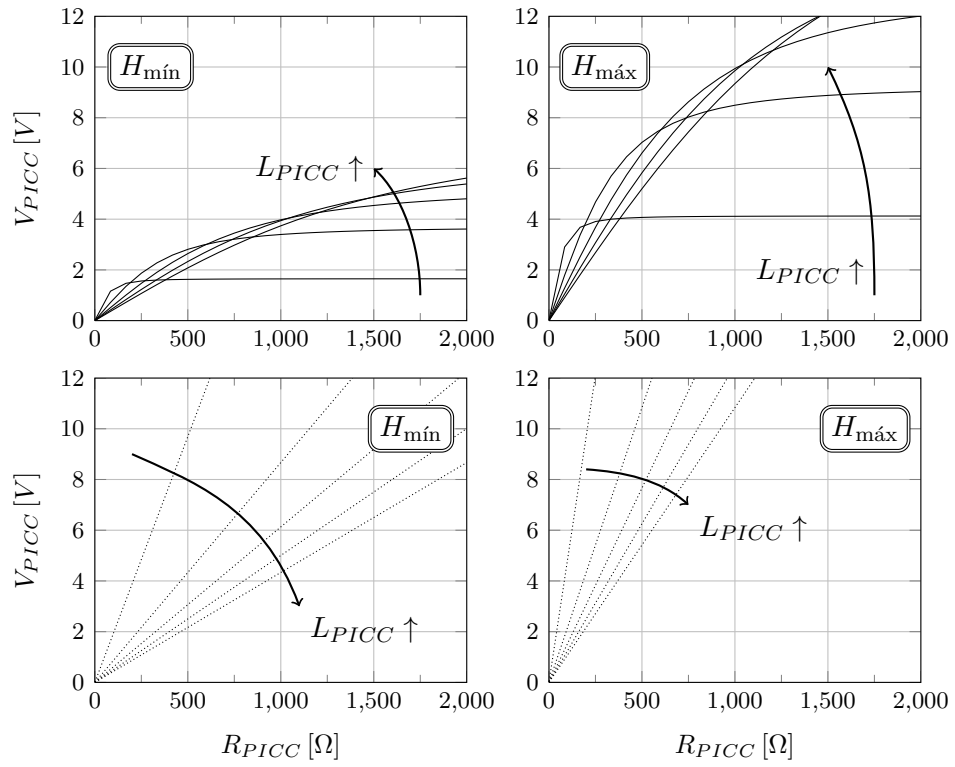
Ahora bien, el factor de acoplamiento puede variar dentro de un amplio rango, ya que el transponder es acercado y alejado del lector durante el uso normal, mientras que la tensión inducida en la antena debe mantenerse por encima de la tensión mínima de funcionamiento de los circuitos y por debajo de la tensión máxima permitida por el proceso CMOS. Si bien puede acotarse el factor de acoplamiento a un rango de funcionamiento deseado, lo que se traduce en distancias mínima y máxima de lectura, es conveniente regular la tensión inducida en la antena y así evitar superar los límites de tensión. Esto se hace variando la resistencia equivalente del transponder  $R_{PICC}$  de forma tal que cancele la variación de tensión debida a  $k$ .

Como se dijo antes, los valores de  $k$ ,  $L_{PCD}$  y  $L_{PICC}$  dependen de variables geométricas como la distancia entre antenas, la forma, cantidad de vueltas, etc. La estimación de estos parámetros puede hacerse a través de programas de cálculo numérico que resuelven las ecuaciones diferenciales asociadas a determinada estructura y para ello se utilizó el software *FastHenry* [25], que realiza el cálculo de resistencia e inductancia de conductores en tres dimensiones a distintas frecuencias.

En cuanto a la disposición de las antenas, el arreglo definido en el estándar ISO/IEC 10373-6 [11] fue utilizado como referencia. Para la antena del lector (PCD) se utilizó una espira de 15 cm de diámetro, según se indica en la norma; y a una distancia de 3,75 cm se ubicó la antena del circuito integrado, cuyo diseño fue tomado de experiencias previas [18] y sirvió como punto de partida para el análisis de la tensión inducida.

La estructura de antenas fue procesada con el programa *FastHenry* y se obtuvo la inductancia de la antena del lector ( $L_{PCD}$ ), el coeficiente de acoplamiento ( $k$ ) y la inductancia de la antena del transponder ( $L_{PICC}$ ). Sin embargo, con el propósito de encontrar el valor más adecuado para  $L_{PICC}$  se trazaron los gráficos de la figura 3.2 en donde se observa la tensión inducida  $V_{PICC}$  en función de la carga  $R_{PICC}$  suponiendo que  $L_{PICC}$  varía entre 1  $\mu\text{H}$  y 20  $\mu\text{H}$  y manteniendo todos los demás parámetros constantes, incluido el coeficiente de acoplamiento. Si bien este último se modifica al cambiar la cantidad de vueltas del inductor, de lo cual depende  $L_{PICC}$ , en la extracción de parámetros se observó que  $k$  se mantiene aproximadamente constante si la distancia entre antenas no varía.

Además, para construir los gráficos se calculó la corriente  $I_s$  necesaria para obtener las intensidades mínima y máxima de campo magnético, dadas



**Figura 3.2:**  $V_{PICC}$  en función de  $R_{PICC}$  con  $L_{PICC}$  entre 1  $\mu$ H y 20  $\mu$ H. Los gráficos superiores muestran la tensión inducida cuando no se utiliza el capacitor  $C_{PICC}$ , mientras que en los inferiores el circuito tanque LC se mantiene sintonizado a la frecuencia de la portadora.  $L_{PCD} = 0,47 \mu$ H;  $I_s^{min} = 0,456$  A;  $I_s^{max} = 1,14$  A;  $k = 0,062$

en la tabla 1.1, sobre la antena del transponder. Para el cálculo se modeló a la antena del PCD como una espira de 15 cm de diámetro y utilizando la ley de *Biot-Savart* se obtuvo la expresión del campo a lo largo de su eje. Luego, igualando esta expresión a los niveles de campo mínimo y máximo se obtuvieron las corrientes necesarias para producirlos.

En la figura 3.2 se observa que en el caso en que no se utiliza el capacitor  $C_{PICC}$ , la tensión inducida en la antena del transponder tiende a  $\omega M I_s$  cuando la resistencia  $R_{PICC}$  tiende a infinito; mientras que con el circuito tanque LC la tensión tiende idealmente a infinito si se lo deja sin carga. Además, suponiendo que el circuito integrado equivale a una carga nominal de  $2\text{ k}\Omega$ , a la distancia de 3,75 cm  $V_{PICC}$  es más que suficiente para alimentar el dispositivo con el campo mínimo y se excede en varios volts cuando la intensidad del campo es máxima.

Por otro lado, el uso del capacitor  $C_{PICC}$ , si bien tiene la ventaja de incrementar la selectividad del circuito y por lo tanto aumentar la tensión inducida, también tiene el inconveniente de que se restringe el ancho de banda para la transmisión de datos. Como se vio en la sección 1.3.2, la transmisión de datos por modulación de carga se realiza utilizando una sub-portadora de 847,5 kHz, y por lo tanto el espectro en frecuencia contiene la señal portadora de 13,56 MHz y dos bandas laterales separadas a 847,5 kHz de la portadora, como se observa en la figura 3.3. Entonces el ancho de banda del canal debe ser de por lo menos 1,7 MHz para atenuar las bandas laterales 3 dB como máximo. El ancho de banda del circuito RLC está relacionado con el factor de selectividad de la siguiente forma:

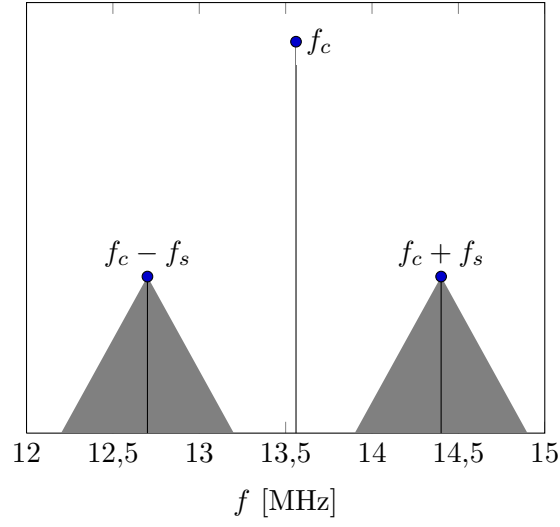
$$Q = \frac{f_c}{\Delta f} \leq \frac{13,56 \text{ MHz}}{1,7 \text{ MHz}} \approx 8$$

Además, se debe cumplir la condición de resonancia del circuito RLC paralelo, es decir  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{PICC}C_{PICC}}$ , y con esta condición el  $Q$  del circuito queda:

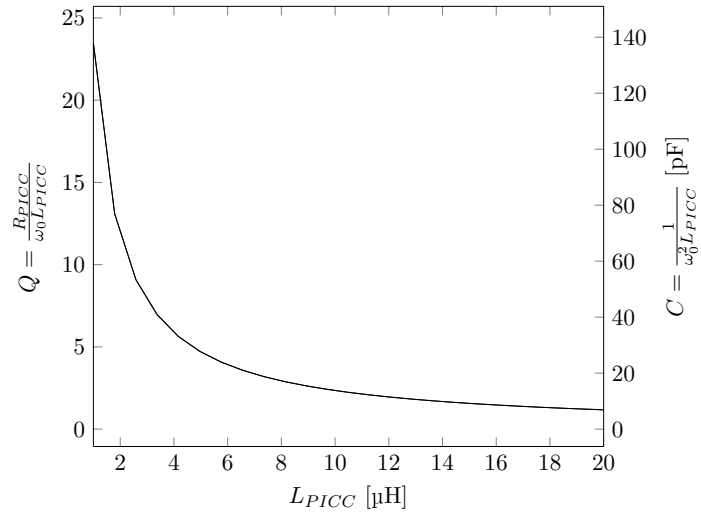
$$Q = \frac{R_{PICC}}{\omega_0 L_{PICC}}$$

En la figura 3.4 se graficó el factor  $Q$  en función de  $L_{PICC}$  suponiendo una carga de  $2\text{ k}\Omega$ , y  $C_{PICC}$  en función de  $L_{PICC}$  utilizando la condición de resonancia del circuito RLC paralelo.

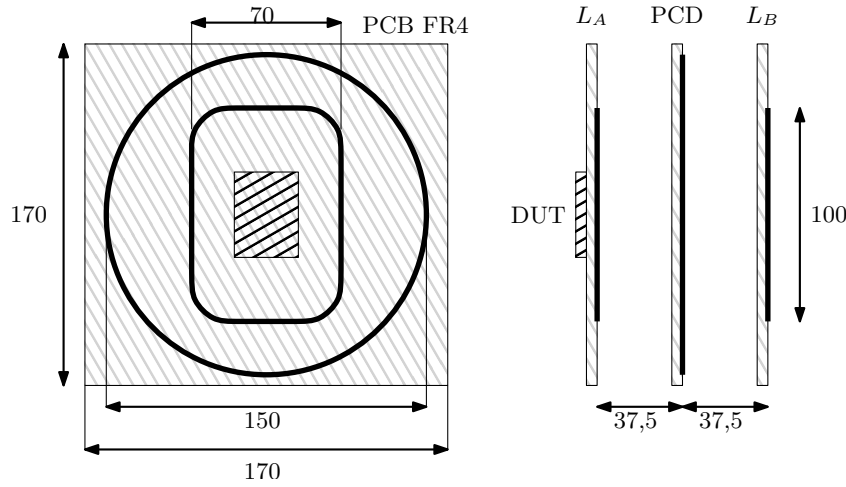
El análisis realizado hasta el momento da una idea de la inductancia, capacidad y carga que pueden ser utilizadas para obtener una tensión suficiente como para alimentar el circuito integrado. Sin embargo también es muy importante saber de qué forma realizar la modulación de carga para cumplir con la amplitud de modulación dada por el estándar. A continuación se analizará la estructura de antenas dada por la norma ISO/IEC 10373-6, que es utilizada para medir dicha amplitud, y luego utilizando la herramienta *FastHenry* se realizará un modelo de la estructura para luego realizar simulaciones con SPICE.



**Figura 3.3:** Espectro de la señal cuando es modulada con la sub-portadora para enviar datos desde la PICC hacia el PCD.



**Figura 3.4:** Factor  $Q$  y capacidad de  $C_{PICC}$  en función de  $L_{PICC}$ , cumpliendo la condición de resonancia.

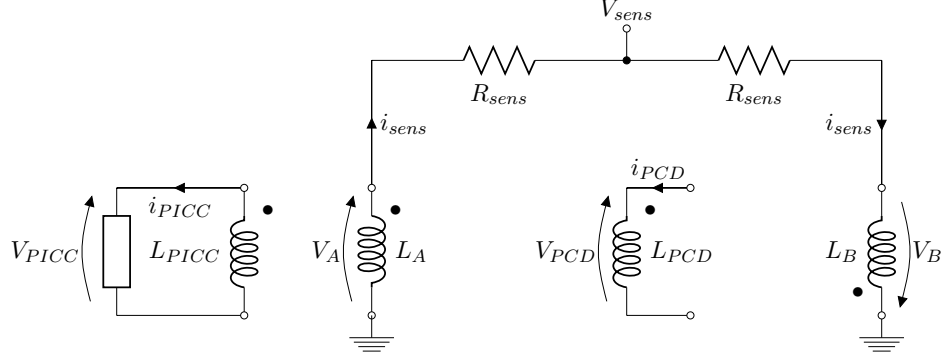


**Figura 3.5:** Arreglo de antenas definido por el estándar ISO/IEC 10373-6. Dimensiones en milímetros.

### 3.2. Transmisión por modulación de carga

Para transmitir información el transponder aumenta y disminuye su consumo, lo que se traduce en una variación de amplitud en la antena del lector, que es detectada por este y traducida a bit de datos. El aumento y disminución del consumo se realiza conectando y desconectando una carga dentro del transponder que puede ser de tipo resistiva o capacitiva. El estándar ISO/IEC 14443 define un valor mínimo para la amplitud de modulación de carga (figura 1.4) y también determina de que forma se debe realizar la medición de ese parámetro. Para ello se debe utilizar el arreglo de antenas definido por la norma ISO/IEC 10373-6 [11], que se observa en la figura 3.5. El mismo consta de una antena transmisora de 15 cm de diámetro, que emite la señal portadora de 13,56 MHz, con dos antenas más pequeñas, una delante y la otra detrás, que son utilizadas para medir la amplitud de la modulación de la PICC. Los tres inductores deben fabricarse sobre placas de circuito impreso tipo FR-4 de 170 mm de lado y las antenas  $L_A$  y  $L_B$  son conectadas de forma tal que la suma de las tensiones inducidas debidas a la portadora se anulan. Finalmente, el *Device Under Test* (DUT), que aquí es el transponder, se coloca del lado opuesto al cobre de uno de los PCBs de medición.

En la figura 3.6 se observa el circuito equivalente del arreglo. Los inductores  $L_A$  y  $L_B$  se conectan en serie con un resistor variable con punto medio y desde este nodo se mide la amplitud de la modulación mediante un osciloscopio. El resistor variable se ajusta de forma tal de llevar a cero la tensión  $V_{sens}$  y por lo tanto eliminar posibles desbalances en la estructura. En este caso se supuso que la estructura está perfectamente balanceada y por lo tanto los resistores son iguales.



**Figura 3.6:** Conexión del arreglo de antenas de la figura 3.5.

Haciendo los cálculos se llega a que la amplitud de la tensión medida por el osciloscopio cumple con la siguiente ecuación:

$$V_{sens} = 0,45 \cdot \omega \cdot M_{A-PICC} \cdot i_{PICC} \quad (3.4)$$

$M_{A-PICC}$  depende del factor de acoplamiento y por lo tanto de la distancia entre el transponder y la antena  $L_A$ , que en el caso del arreglo de la norma es constante. Entonces basta variar  $i_{PICC}$  para lograr una variación en la amplitud de  $V_{sens}$  y es esta variación en la amplitud de  $V_{sens}$  lo que el estándar define como amplitud de modulación.

La corriente  $i_{PICC}$  puede calcularse de la siguiente forma:

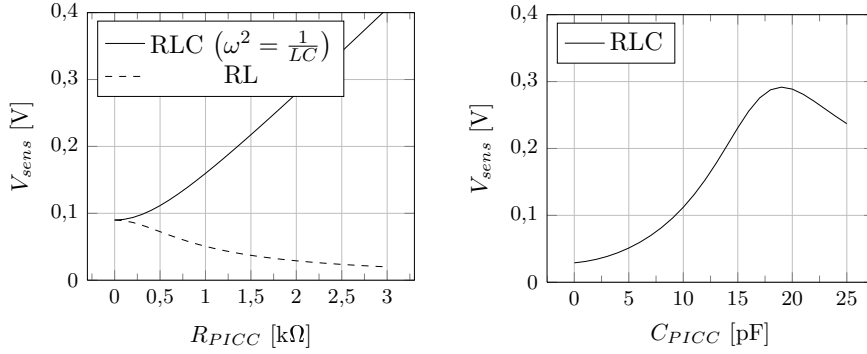
$$i_{PICC} = \left| \frac{\bar{V}_{PICC}}{\bar{Z}_{PICC}} \right| \quad (3.5)$$

Para mantener la generalidad se supone que se tiene un circuito RLC en el transponder y entonces  $\bar{V}_{PICC}$  cumple con la expresión de la ecuación (3.1) y  $\bar{Z}_{PICC}$  es la impedancia de un circuito RC paralelo. Teniendo esto en cuenta, la expresión de  $i_{PICC}$  queda:

$$i_{PICC} = \frac{\sqrt{(\omega^2 M_{pcd-picc} R_{PICC} C_{PICC})^2 + (\omega M_{pcd-picc})^2}}{\sqrt{(R_{PICC} - \omega^2 R_{PICC} L_{PICC} C_{PICC})^2 + (\omega L_{PICC})^2}} \cdot I_{PCD} \quad (3.6)$$

Como se dijo al principio, existen dos tipos de modulación de carga, resistiva y capacitiva, en las que cambia el tipo de componente utilizado para la modulación. Además, como se mostró en la sección previa, para alimentar el circuito integrado existe la posibilidad de utilizar el circuito tanque LC en resonancia o solo el inductor conectado directamente al chip. Por lo tanto la modulación de carga puede consistir en agregar/quitar un capacitor en paralelo con el del tanque LC, de forma tal de variar la capacidad total del





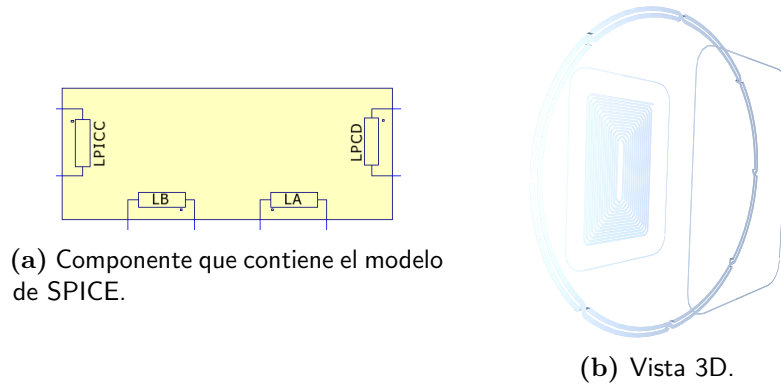
(a) Modulación de carga resistiva. (b) Modulación de carga capacitiva.  
 $L_{PICC} = 8 \mu\text{H}$ ;  $C_{PICC} = 17,2 \text{ pF}$ ;  $L_{PICC} = 8 \mu\text{H}$ ;  $R_{PICC} = 2 \text{ k}\Omega$ ;  
 $H = H_{\min}$   $H = H_{\min}$

**Figura 3.7:** Tensión  $V_{sens}$  medida a la salida del arreglo de la figura 3.5 para los distintos tipos de modulación de carga posibles.

circuito tanque; o bien agregar/quitar una carga resistiva, en cuyo caso puede utilizarse o no el capacitor  $C_{PICC}$ . En la figura 3.7 se trazaron los gráficos correspondientes a la ecuación (3.4) en los tres casos posibles y suponiendo que el tag tiene aplicado el campo mínimo —es decir, se calculó  $I_{PCD}$  para que en la ubicación del transponder la amplitud del campo sea mínima—. En estas condiciones la amplitud de la modulación de carga debe ser de 18 mV como mínimo según el gráfico de la figura 1.4.

En la figura 3.7a se observa  $V_{sens}$  en función de la resistencia de carga, cuando se utiliza un circuito RLC sintonizado a la frecuencia de resonancia y cuando se utiliza sólo un circuito RL. En el primero caso, si la carga nominal del circuito integrado del transponder es de 2 kΩ, basta con conectar una pequeña carga en paralelo para lograr una amplitud de modulación importante, mientras que en el caso del circuito RL, la variación de la resistencia casi no produce variación en la amplitud de  $V_{sens}$ .

Por otro lado, en la figura 3.7b se trazó la gráfica de  $V_{sens}$  en función de  $C_{PICC}$ . En este caso se utiliza un circuito RLC cuya frecuencia de resonancia cambia a medida que cambia la capacidad de  $C_{PICC}$ , lo que logra una gran amplitud de modulación. Del gráfico surgen varias posibilidades con respecto a cómo realizar la modulación. La primer posibilidad sería comenzar con  $C_{PICC} = 0$  y conectar una pequeña capacidad interna al circuito integrado de aproximadamente 5 pF, haciendo variar  $V_{sens}$  en poco más de 20 mV. Otra posibilidad sería utilizar un valor para  $C_{PICC}$  intermedio entre 0 pF y el valor que hace resonar el circuito LC, donde la curva tiene mayor pendiente. De esta forma con una capacidad mínima se logra una gran variación en  $V_{sens}$ . Y por último existe también la posibilidad de utilizar el valor de  $C_{PICC}$



**Figura 3.8:** Componente utilizado en *LTSpice* y vista en tres dimensiones del conjunto de inductores ingresado a *FastHenry*.

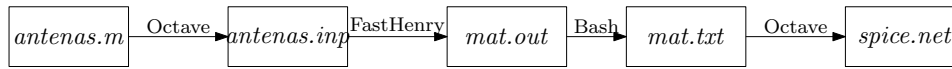
que hace resonar al tanque LC y agregando o quitando capacidad lograr la amplitud de modulación deseada.

### 3.3. Modelo de SPICE del arreglo de antenas

Para corroborar las expresiones obtenidas de la tensión inducida en la antena de la PICC y la amplitud de la modulación de carga, se construyó un modelo de SPICE del arreglo de antenas de la figura 3.5. Gracias a ello, se contó con la posibilidad de realizar simulaciones y comparar los resultados obtenidos por ambos métodos.

En la figura 3.8a se muestra el componente de *LTSpice* [7] que contiene el modelo. Se modelaron los cuatro inductores del arreglo,  $L_{PCD}$ ,  $L_A$ ,  $L_B$  y  $L_{PICC}$ , donde cada uno fue definido como una inductancia en serie con una resistencia equivalente a la frecuencia de trabajo. Los inductores se encuentran vinculados mediante coeficientes de acoplamiento que representan la influencia de unos sobre otros.

Los parámetros del modelo —inductancias, resistencias y coeficientes de acoplamiento— fueron obtenidos utilizando el programa de extracción de inductancias *FastHenry* [25], lo que permitió obtener una fiel representación de la realidad. La descripción de la estructura de antenas en el formato de *FastHenry* no es trivial, ya que se debe crear una lista de nodos y segmentos asignándole a cada uno sus coordenadas en el espacio a fin de formar la estructura deseada. Para hacer este trabajo más simple y dinámico, se elaboró un script de *Octave* [3] que genera el archivo de entrada para *FastHenry* de forma automática. Las antenas fueron parametrizadas en el script de forma tal que cambiando solo algunas variables se pueden modificar las dimensiones de los inductores, cantidad de vueltas, distancia entre ellas, etc. Una vista en tres dimensiones del conjunto de inductores generado puede verse en la figura 3.8b.



**Figura 3.9:** Proceso de generación de la *netlist* de SPICE.

La antena generada para el transponder es un inductor en forma de espiral del tamaño de una tarjeta ID-1 [12]. Las dimensiones, separación entre pistas, ancho de pista, posición y cantidad de vueltas de esta antena pueden cambiarse fácilmente modificando los respectivos parámetros en el script de *Octave*.

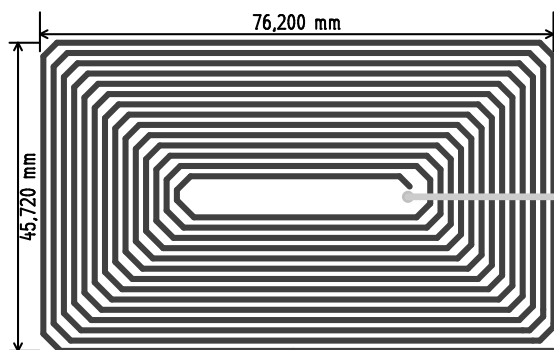
La salida del programa *FastHenry* es un archivo de texto que contiene matrices con las impedancias de cada elemento, las inductancias y los coeficientes de acoplamiento, todo esto calculado a la frecuencia seleccionada. La elaboración de la *netlist* de SPICE también fue automatizada mediante un script de *Octave*, que toma los valores de las matrices de salida de *FastHenry* y finalmente escribe el modelo de SPICE en un archivo listo para usar junto con el componente de la figura 3.8a.

Los pasos para la elaboración de la *netlist* de SPICE se esquematizaron en la figura 3.9. El alto nivel de automatización permitió llevar la estructura física de las antenas dentro del software *LTSpice* y por lo tanto observar rápidamente como se reflejan los cambios físicos en la respuesta de los circuitos. Además, permitió comparar rápidamente los resultados de las simulaciones con los resultados obtenidos en la sección precedente.

### 3.4. Resultados del análisis

En los análisis realizados en las secciones de transmisión de energía y de transmisión de datos por modulación de carga se mostró que existen numerosas posibilidades en cuanto al conexionado del circuito de antena. Para la transmisión de energía y a partir del modelo simple desarrollado, se observó que se tienen dos posibilidades: conectar la antena directamente a la entrada del CI, o utilizar un circuito tanque LC que mejora la recepción de energía, pero que también limita el ancho de banda para la transmisión de datos. Además se observó que la amplitud de la tensión generada en la antena es más que suficiente para alimentar el dispositivo y en todo caso se debe limitar esa amplitud para no dañarlo.

Una forma efectiva de limitar la tensión inducida en la antena es aumentar la carga conectada a ella, según se desprende de la figura 3.2. El consumo nominal del chip, esto es, el consumo cuando el regulador/limitador no actúa, se estima será de aproximadamente 1 mA, lo que equivale a una carga resistiva de 3 k $\Omega$ , suponiendo 3 V de tensión de alimentación. En la figura puede verse como la amplitud de la tensión inducida con el circuito tanque LC a carga nominal es mucho mayor a los 5 V necesarios, lo que haría que



**Figura 3.10:** Antena del transponder fabricada sobre una placa de circuito impreso. Su tamaño es el de una tarjeta ID-1 y su inductancia  $8\ \mu\text{H}$ .

el regulador/limitador de tensión actúe de forma continua para cualquier nivel de campo. Por otro lado, con la antena conectada directamente al transponder, la tensión inducida alcanza un máximo dado por el coeficiente de acoplamiento y la inductancia de las antenas. Suponiendo un coeficiente de acoplamiento aproximadamente constante, se puede elegir el valor de  $L_{PICC}$  tal que con el campo mínimo  $H_{\text{mín}}$  y a carga nominal, se obtenga una tensión de  $5\text{ V}$  en la antena. Haciendo esto, el valor de inductancia que hizo que se cumplan esas condiciones fue de  $8\ \mu\text{H}$ . Con este valor, a campo máximo la tensión inducida en la antena alcanzará una amplitud de aproximadamente  $12\text{ V}$  y en esta situación el regulador/limitador de tensión actuará aumentando la carga vista por la antena.

En la sección de transmisión por modulación de carga se analizó el arreglo de antenas definido por el estándar para medir la amplitud de la modulación y se mostró como variando una carga resistiva o una capacitiva se obtiene una variación en la amplitud de la tensión medida a la salida del arreglo. Para la transmisión de energía se decidió utilizar la antena sin capacidad en paralelo y, como la amplitud de  $V_{\text{sens}}$  varía muy poco con una carga resistiva (figura 3.7a), se decidió utilizar una modulación capacitiva. De la figura 3.7b se obtuvo que con una capacidad de  $8\text{ pF}$ , un valor razonable para integrar dentro de un chip, la amplitud de la modulación producida debería ser suficiente para cumplir con los requisitos del estándar.

Resumiendo, para la interfaz inductiva se decidió utilizar una antena de  $8\ \mu\text{H}$  sin capacidad en paralelo, cuyo diseño se puede ver en la figura 3.10. Se decidió regular la tensión inducida variando una carga resistiva dentro del bloque regulador/limitador de tensión y por último, para la modulación de carga, se decidió utilizar una carga capacitiva también dentro del chip.



# Bibliografía

- [1] *Design Compiler Graphical*. <http://www.synopsys.com/Tools/Implementation/RTLSynthesis/DCGraphical/Pages/default.aspx>.
- [2] *DIP40 from Kyocera*. <http://www.mosis.com/pages/Technical/Packaging/Ceramic/menu-pkg-ceramic>.
- [3] *GNU Octave Web Page*. <https://www.gnu.org/software/octave/>.
- [4] *GTKwave Web Page*. <http://gtkwave.sourceforge.net/>.
- [5] *IC Compiler Place and Route System*. <http://www.synopsys.com/Tools/Implementation/PhysicalImplementation/Pages/ICCompiler.aspx>.
- [6] *Icarus Verilog Web Page*. <http://iverilog.icarus.com/>.
- [7] *LTSpice*. <http://en.wikipedia.org/wiki/LTspice>.
- [8] *Mentor Graphics IC Design*. [http://www.mentor.com/products/ic\\_nanometer\\_design/custom-ic-design/](http://www.mentor.com/products/ic_nanometer_design/custom-ic-design/).
- [9] *MOSIS Integrated Circuit Fabrication Service*. <http://www.mosis.com/>.
- [10] *Oklahoma State University System on Chip Design Flows*. [http://vlsiarch.ecen.okstate.edu/?page\\_id=12](http://vlsiarch.ecen.okstate.edu/?page_id=12).
- [11] *Identification cards — Test methods — Part 6: Proximity cards*, 2000.
- [12] *Identification cards — Physical characteristics*, 2003.
- [13] *IEEE Standard for Verilog Hardware Description Language*. IEEE Std 1364-2005 (Revision of IEEE Std 1364-2001), páginas 1–560, 2006.
- [14] *Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Proximity cards - Part 1: Physical characteristics*, 2007.
- [15] *Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Proximity cards - Part 4: Transmission protocol*, 2007.

- [16] *Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Proximity cards - Part 3: Initialization and anticollision*, 2008.
- [17] *Identification cards - Contactless integrated circuit(s) cards - Proximity cards - Part 2: Radio frequency power and signal interface*, 2009.
- [18] Alcalde Bessia, Fabricio, Diego Fanego y Guillermo Makar: *Diseño de un TAG RFID integrado en un proceso CMOS de 0,5 $\mu$ m*. En *CASE 2012, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos*, página 120, August 2012, ISBN 978-987-9374-82-5. <http://www.sase.com.ar/2012/congreso-argentino-de-sistemas-embebidos-case-2012/>.
- [19] Baker, Jacob: *CMOS Circuit design, layout and simulation*. Wiley-Interscience, 2005.
- [20] Finkenzeller, Klaus: *RFID Handbook*. Wiley, 3<sup>a</sup> edición, 2010.
- [21] Gray, P., P. Hurst, S. Lewis y R. Mayer: *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley, 2001.
- [22] Gudnason, Gunnar y Erik Bruun: *CMOS circuit design for RF sensors*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [23] Hastings, Alan: *The art of analog layout*. Prentice Hall, 2001.
- [24] Himanshu, Bhatnagar: *ADVANCED ASIC CHIP SYNTHESIS Using Synopsys<sup>®</sup> Design Compiler<sup>™</sup> Physical Compiler<sup>™</sup> and PrimeTime<sup>®</sup>*. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2002.
- [25] Kamon, M., M.J. Tsuk y J.K. White: *FASTHENRY: a multipole-accelerated 3-D inductance extraction program*. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 42(9):1750–1758, Sept 1994, ISSN 0018-9480.
- [26] Mandolesi, P., G. San Martín y Julián P.: *RFID Front-End in 0.5 $\mu$ m Standard CMOS process: Experimental results*. En *Proceedings of the Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications 2008*, 2008.
- [27] Marechal, Catherine y Dominique Paret: *Optimization of the law of variation of shunt regulator impedance for Proximity Contactless Smart Card Applications to reduce the loading effect*. Informe técnico, Laboratoire LRIT – ESIGETEL.
- [28] Zhu, Zheng, Ben Jamali y Peter H. Cole: *Brief Comparison of Different Rectifier Structures for RFID Transponders*. Informe técnico, Auto-ID lab at University of Adelaide.