



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DOCTOR EN INGENIERÍA

---

**Circuitos Integrados de Bajo Consumo para  
Aplicación en Sistemas Biomédicos**

---

Ing. Pablo D. PAREJA OBREGÓN

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2012







# Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado académico de Doctor en Ingeniería de la Universidad Nacional del Sur, y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el ámbito del Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras durante el período comprendido entre el 18 de Septiembre de 2007 y el 5 de Diciembre de 2011, bajo la dirección del Dr. Pedro Julián.

Bahía Blanca, 5 de Diciembre de 2011

Pablo D. PAREJA OBREGÓN  
Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras  
UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR  
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el .... / .... / ..... , mereciendo la calificación de ..... (.....)



# Resumen

La microelectrónica y las redes de sensores se encuentran entre las áreas tecnológicas con mayor diversidad de campos de aplicación. Así, dispositivos que antiguamente no requerían nada de inteligencia, hoy en día incorporan procesadores y otros sistemas que facilitan su uso o le agregan funcionalidades, como permitir su accionamiento a distancia o verificar su estado. En particular, la medicina es una de las disciplinas afectadas con mayor impacto asociado. Día a día, aplicaciones del campo de la tecnología e información se expanden en hospitales alrededor del mundo, encontrando desde dispositivos que permiten localizar un paciente dentro del hospital, hasta redes de datos que permiten revisar la historia clínica del paciente aún cuando sus tratamientos anteriores se hayan realizado en otros hospitales, clínicas o incluso consultorios privados.

La motivación del presente trabajo es realizar redes de sensores hospitalarias, que incluyan diversos sistemas de medición de variables médicas en pacientes. Durante el trabajo realizado se investigaron los dispositivos comerciales existentes para la medición de una serie de parámetros vitales básicos y se decidió abordar el diseño de circuitos integrados de bajo consumo para tres problemas en particular. El primero de ellos es un sensor destinado a la medición de presión endotraqueal en pacientes intubados. El segundo sistema diseñado tiene como función la medición de dosis de suero intravenoso en pacientes internados, así como el control de su dosificación. Finalmente, el tercer circuito consta de un sensor basado en nanotubos de carbono, destinado a la medición de agentes biológicos y gases.

Todos los diseños de circuitos integrados se realizaron utilizando herramientas de diseño de esquemáticos, simulación y realización de máscaras, y los circuitos fueron fabricados utilizando un proceso de  $0,5\ \mu\text{m}$ . Los circuitos fueron verificados en el *Laboratorio de Micro y Nano Electrónica* de la *Universidad Nacional del Sur*.



# Abstract

Microelectronics and sensor networks are among the most diverse technological areas of applied sciences. Devices that previously did not require any intelligence, nowadays incorporate processors and other systems that facilitate their use or add features, such as allowing their remote operation or checking their status. Medicine is one of the areas of science with greater associated impact. Day by day, information and technology applications expand in hospitals around the world, ranging from devices that locate a patient within the hospital, to data networks that allow the revision of the patient's medical history, even when previous treatments were performed at other hospitals, clinics or private practices.

The motivation of this work is to design hospital sensor networks, including systems to measure health variables in patients. During this work, existing commercial devices for measuring a number of basic and vital parameters were investigated and it was decided to address the design of low power integrated circuits for three particular issues. The first is a sensor for the measurement of pressure in endotracheal intubated patients. The second design is a system for the measurement and control of the infusion of liquid substances in intravenous therapy. Finally, the third circuit consists of a sensor based on carbon nanotubes, intended for the measurement of biological agents and gases.

The integrated circuits designs were made using schematic design, simulation and layout tools, and circuits were fabricated using a 0,5  $\mu\text{m}$  process. The circuits were tested in the *Laboratorio de Micro y Nano Electrónica* at the *Universidad Nacional del Sur*.



# Agradecimientos

La siguiente no es una lista exhaustiva, pero incluye a las personas que más representaron y representan algo en mi vida. A mis padres por haberme dado la vida y convertido en la persona que soy. Sin su amor incondicional no estaría en el lugar en que estoy. A mis hermanos por haberme acompañado en los momentos difíciles. A Mercedes por su eterno apoyo y ser mi fuente de inspiración. A Pedro por su constante guía a lo largo de todo el trabajo, y a pesar de estar ocupado hacerse el tiempo de escucharme cada vez que lo necesité. A mis compañeros de oficina por haberme acompañado a lo largo de esta travesía. A todos ellos, les doy las gracias.



# Índice general

<b>1. Introducción General</b>	<b>1</b>
<b>2. Sensor de Presión Endotraqueal</b>	<b>5</b>
2.1. Introducción . . . . .	5
2.2. Diseño . . . . .	9
2.2.1. Especificaciones . . . . .	9
2.2.2. Implementación ASIC . . . . .	13
2.2.3. Implementación Discreta . . . . .	30
2.2.4. Mediciones . . . . .	36
2.3. Conclusiones . . . . .	39
<b>3. Sistema de Dosificación Intravenosa</b>	<b>43</b>
3.1. Introducción . . . . .	43
3.2. Diseño . . . . .	45
3.2.1. Circuito Analógico . . . . .	46
3.2.2. Circuito Digital . . . . .	54
3.2.3. Soporte Mecánico y Sistema de Control . . . . .	59
3.3. Mediciones . . . . .	61
3.4. Conclusiones . . . . .	73
<b>4. Sensor de Nanotubos de Carbono</b>	<b>75</b>
4.1. Introducción . . . . .	75
4.2. Diseño . . . . .	78
4.2.1. Modelado . . . . .	80
4.2.2. Primer Circuito Integrado . . . . .	82
4.2.3. Segundo Circuito Integrado . . . . .	89
4.3. Mediciones . . . . .	94

4.4. Conclusiones . . . . .	107
<b>5. Conclusiones Generales</b>	<b>109</b>
<b>A. Transmisión y Filtrado de Señales</b>	<b>113</b>
<b>B. Cálculos de Potencia</b>	<b>119</b>

# Índice de figuras

2.1. Tubo de presión endotraqueal comercial . . . . .	6
2.2. Medición de presión endotraqueal . . . . .	10
2.3. Diagrama en bloques del sistema completo . . . . .	14
2.4. Esquemático general del circuito implementado . . . . .	15
2.5. Esquemático del amplificador chopeado . . . . .	16
2.6. Layout del amplificador chopeado . . . . .	17
2.7. Layout de las resistencias apareadas . . . . .	17
2.8. Principio de funcionamiento del amplificador chopeado . . . . .	19
2.9. Esquemático del amplificador de transconductancia . . . . .	20
2.10. Layout del amplificador de transconductancia . . . . .	20
2.11. Simulación de la etapa de amplificación en la entrada . . . . .	21
2.12. Respuesta en frecuencia del amplificador de transconductancia . . . . .	22
2.13. Simulación del amplificador chopeado . . . . .	22
2.14. Respuesta en frecuencia del amplificador chopeado . . . . .	23
2.15. Esquemático del comparador de doble entrada . . . . .	24
2.16. Layout del comparador de doble entrada . . . . .	25
2.17. Respuesta del comparador ante un escalón de tensión . . . . .	26
2.18. Esquemático de la escalera R-2R . . . . .	26
2.19. Layout de la escalera R-2R . . . . .	27
2.20. Curva de transferencia de la escalera R-2R . . . . .	27
2.21. Ruido del amplificador antes y después del chopeado . . . . .	29
2.22. Layout final del circuito . . . . .	31
2.23. Diagrama en bloques del sistema discreto . . . . .	32
2.24. Sensado y acondicionamiento de la señal . . . . .	33
2.25. Circuito impreso del nodo sensor . . . . .	34
2.26. Circuito impreso de la estación base . . . . .	34

2.27. Programa desarrollado para el historial de presiones . . . . .	35
2.28. Nodo sensor y estación base . . . . .	37
2.29. Caracterización del sensor . . . . .	38
2.30. Medidas realizadas sobre un paciente con respirador . . . . .	38
2.31. Medidas realizadas sobre un paciente sin respirador . . . . .	39
3.1. Esquema general del sistema implementado . . . . .	46
3.2. Circuito analógico propuesto . . . . .	47
3.3. Esquemático del circuito . . . . .	48
3.4. Layout del circuito . . . . .	48
3.5. Esquemático de la fuente de corriente de polarización variable . . . . .	49
3.6. Layout de la fuente de corriente de polarización variable . . . . .	50
3.7. Circuito utilizado para los cálculos de potencia . . . . .	51
3.8. Formas de onda de referencia . . . . .	52
3.9. Elección del punto óptimo de trabajo . . . . .	54
3.10. Fotografía del circuito analógico . . . . .	55
3.11. Diagrama en bloques de la lógica de control . . . . .	56
3.12. Layout y fotografía del circuito digital . . . . .	59
3.13. Imagen del anillo diseñado . . . . .	60
3.14. Prototipo del actuador implementado . . . . .	61
3.15. Circuito utilizado para la caracterización de los sensores . . . . .	62
3.16. Curva de entrada del diodo emisor . . . . .	63
3.17. Curvas de salida del fototransistor . . . . .	63
3.18. Circuito utilizado para la caracterización en frecuencia . . . . .	64
3.19. Respuesta temporal del circuito . . . . .	65
3.20. Respuesta temporal del circuito . . . . .	66
3.21. Respuesta del circuito ante gotas y condiciones normales de iluminación . . . . .	66
3.22. Respuesta del circuito ante gotas modulando con $V_{sqr} = 3,3\text{ V}$ . . . . .	67
3.23. Función transferencia del circuito . . . . .	68
3.24. Esquema del sistema de medición . . . . .	68
3.25. Fotografía del banco de mediciones . . . . .	69
3.26. FPGA utilizada en el banco de mediciones . . . . .	70
3.27. Ensayo realizado . . . . .	70
3.28. Corriente mínima de transición en función del tiempo de encendido . . . . .	71
3.29. Salida del circuito al pasar una gota . . . . .	72
3.30. Salida del circuito al pasar una gota con falsas detecciones . . . . .	72

4.1. Microscopía de los nanotubos utilizados en el trabajo . . . . .	79
4.2. Curvas experimentales de nanotubos . . . . .	81
4.3. Curvas teóricas de nanotubos . . . . .	81
4.4. Curvas teóricas y datos experimentales . . . . .	82
4.5. Terminales del sistema . . . . .	83
4.6. Dimensiones y microscopía de un terminal . . . . .	84
4.7. Esquemático del dominio 1 . . . . .	85
4.8. Layout del dominio 1 . . . . .	85
4.9. Esquemático del dominio 2 . . . . .	86
4.10. Layout del dominio 2 . . . . .	86
4.11. Esquemático del dominio 3 . . . . .	87
4.12. Layout del dominio 3 . . . . .	88
4.13. Circuito completo . . . . .	89
4.14. Fotografía del chip fabricado . . . . .	89
4.15. Dimensiones de un terminal . . . . .	90
4.16. Esquema del circuito integrado . . . . .	91
4.17. Diagrama en bloques del circuito digital . . . . .	92
4.18. Layout y microscopía del circuito integrado . . . . .	93
4.19. Microscopía del circuito integrado . . . . .	94
4.20. Deposición de nanotubos y resina aislante . . . . .	95
4.21. Terminales antes y después de depositar nanotubos . . . . .	95
4.22. Curvas de salida de los nanotubos . . . . .	96
4.23. Histéresis en las curvas de salida . . . . .	97
4.24. Variación de las curvas de salida luego de la deposición . . . . .	97
4.25. Impedancia de los nanotubos en función de la frecuencia . . . . .	98
4.26. Capacidad de los nanotubos en función de la frecuencia . . . . .	99
4.27. Capacidad de los nanotubos en función de la tensión . . . . .	99
4.28. Caracterización del amplificador basado en un oscilador variable . . . . .	100
4.29. Salida del oscilador variable para distintas resistencias . . . . .	100
4.30. Salida del circuito digital para distintas resistencias . . . . .	101
4.31. Salida del oscilador variable para distintas tensiones de referencia . . . . .	102
4.32. Resistencia de los nanotubos en función de la humedad . . . . .	103
4.33. Curvas de salida en función de la humedad . . . . .	103
4.34. Curvas de salida con aire y con isopropanol . . . . .	104
4.35. Curvas temporales con aire y con isopropanol . . . . .	105
4.36. Frecuencia del amplificador con aire y con isopropanol . . . . .	105

4.37. Curvas de salida en función de la temperatura . . . . .	106
4.38. Curvas de salida ante variaciones de la iluminación . . . . .	106
A.1. Modulación ASK implementada . . . . .	115
A.2. Demodulación implementada . . . . .	117

# Índice de cuadros

2.1. Parámetros del sensor . . . . .	10
2.2. Especificaciones para el diseño . . . . .	13
2.3. Tamaño y polarización de los transistores . . . . .	21
2.4. Tamaño y polarización de los transistores . . . . .	25
2.5. Consumos de corriente del circuito . . . . .	30
2.6. Consumos de corriente del microcontrolador . . . . .	32
2.7. Consumos de corriente del sistema . . . . .	36
2.8. Niveles de offset y ruido en cada diseño . . . . .	40
2.9. Consumo promedio de cada diseño . . . . .	41
3.1. Tamaño de los transistores . . . . .	49
3.2. Tamaño de los transistores . . . . .	50
3.3. Especificaciones para el diseño . . . . .	61
3.4. Consumos de corriente del circuito . . . . .	73
4.1. Parámetros calculados . . . . .	82
4.2. Tamaño de los transistores . . . . .	85
4.3. Tamaño de los transistores . . . . .	87
4.4. Tamaño de los transistores . . . . .	88



# Capítulo 1

## Introducción General

La microelectrónica y las redes de sensores se encuentran entre las áreas tecnológicas con mayor diversidad de campos de aplicación [16]. Así, dispositivos que antiguamente no requerían nada de inteligencia, hoy en día incorporan procesadores y otros sistemas que facilitan su uso, o le agregan funcionalidades como permitir su accionamiento a distancia o verificar su estado. En particular, la medicina es una de las disciplinas afectadas con mayor impacto asociado [10][30]. Muchas de las aplicaciones electrónicas en medicina tienen como objetivo mejorar la calidad de los procedimientos, el control y la supervisión del paciente antes, durante o después de una determinada intervención [74][23][25]. Día a día aplicaciones del campo de la tecnología e información se expanden en hospitales alrededor del mundo, encontrando desde dispositivos que permiten mediar las variables físicas de un paciente dentro del hospital, hasta bases de datos que permiten revisar la historia clínica del paciente aún cuando sus tratamientos anteriores se hayan realizado en otros hospitales, clínicas o incluso consultorios privados.

Este protagonismo viene acompañado de diversos fenómenos tanto a nivel social y cultural, como económico. La producción masiva de circuitos integrados y su inserción en el mercado global conlleva una disminución proporcional de sus costos de fabricación, así como del costo final de un diseño funcionalmente completo. Éste es un factor importante a tener en cuenta a la hora de realizar un proyecto para el mercado local, el cual a veces no puede costear soluciones que lo mantengan en el estado del arte de la tecnología. Otra de las ventajas importantes de la aplicación de diseños en circuitos integrados es el bajo consumo resultante en el sistema final. Esto permite la utilización de una pila o batería para proveer la energía necesaria, lo cual aumenta aún más su portabilidad.

A pesar de la rápida evolución que han tenido estas tecnologías a nivel mundial, en nuestro país casi no existen proyectos de diseño de circuitos integrados para su aplicación en la industria o en el área de la salud. Una de las ventajas principales de su utilización para aplicaciones

específicas es que permiten obtener sistemas con grandes prestaciones, entre las que se pueden encontrar bajos consumos de energía, altas velocidades de respuesta y altas precisiones de medida, entre otras. En virtud de esto, en el presente trabajo se trató la implementación de circuitos integrados de bajo consumo para tres aplicaciones concretas en el área de biomedicina, focalizando en aquéllas que por sus características fueran de especial interés para nuestro país.

El primer problema abordado es el desarrollo de un sistema autónomo para la medición de la presión endotraqueal en pacientes intubados. El circuito integrado diseñado posee bajos niveles de ruido y offset, logrando mayor precisión y eficiencia en el consumo de energía que los trabajos reportados hasta el momento. El objetivo del diseño es lograr un dispositivo que pueda ser utilizado para el monitoreo periódico de la presión endotraqueal en estudios médicos durante largos períodos de tiempo. El circuito integrado comprende un amplificador chopeado, que elimina tanto el ruido de bajas frecuencias como el offset y, a su vez, incorpora un filtro pasabajos de primer orden. En dicho amplificador se introduce una topología novedosa que permite obtener además una ganancia fija mediante la utilización de resistencias apareadas. Se dispone además de un conversor analógico-digital con autocero que permite eliminar el offset residual dentro del propio circuito integrado. Se diseñó adicionalmente un dispositivo discreto, el cual surge a partir del requerimiento de realizar experimentos en campo de manera inmediata para la ejecución de un Proyecto de Investigación y Desarrollo (PID) cofinanciado por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT) y un instituto de diagnóstico privado. Es importante destacar que este proyecto se plantea para canalizar los resultados de la línea de trabajo expuesta a una aplicación concreta con beneficios para la sociedad, en particular el bienestar de pacientes que han sufrido una intubación endotraqueal.

El segundo diseño presentado es el desarrollo de un sistema de lazo cerrado para controlar la dosificación de suero intravenoso en pacientes internados, que implementa un sistema de control de bajo costo, está optimizado para bajo consumo y se basa en un único circuito integrado que realiza las tareas de medición y control del flujo de suero. El sistema de dosificación fue pensado desde su concepción para poder integrarse al sistema de bolsa de suero utilizado en los hospitales, resultando de muy bajo costo y logrando una precisión media-alta. Uno de los objetivos principales del diseño es tener un bajo consumo de energía, para poder operar durante largos períodos de tiempo sin necesidad de cambiar las baterías. Dado que en países desarrollados el presupuesto del sistema de salud permite dotar a los hospitales de equipos de alto costo y precisión, el sistema sólo es de interés en países como el nuestro, donde el sector de salud pública dispone de escasos recursos para equipamiento. Los resultados de este trabajo se enmarcan, a su vez, en el desarrollo de un PID conjunto con un instituto de diagnóstico privado de la ciudad de Bahía Blanca (Argentina), cuyo objetivo es realizar un prototipo comercial del dosificador de suero intravenoso.

Finalmente, el tercer sistema consta de un microsensor de sustancias biológicas basado en nanotubos de carbono. Este trabajo se origina en la colaboración iniciada entre la Universidad Nacional del Sur (UNS) y la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA) en el año 2007, en el marco del proyecto conjunto financiado por la ANPCyT (PAE 37078), titulado “Nodo para el diseño, fabricación y caracterización de micro y nano dispositivos para aplicaciones en el área espacial, la seguridad y la salud - Fase 1”. El microsensor se construye utilizando un die de una tecnología CMOS estándar, en el cual se dispone de un área para la deposición de nanotubos. Para darle especificidad a los nanotubos, es posible depositar una película sensible de materiales tales como carbono, zinc y óxidos de metales, entre otros, y así poder interactuar con la molécula deseada. La técnica de integración híbrida entre nanotubos de carbono y tecnología CMOS es reciente y data del año 2008. En este sentido, la integración de los amplificadores propuestos para el microsensor no tiene antecedentes. Por último, cabe destacar la importancia estratégica que implica para el país el desarrollo de las capacidades tecnológicas necesarias para realizar este tipo de prototipos híbridos. La utilización de nanotubos en dispositivos CMOS agrega valor adicional, integrando tecnologías maduras de medición y procesamiento con tecnologías experimentales de sensado. Esto abre un abanico de posibilidades para el diseño de microsensors en áreas de alto impacto como la salud, el medio ambiente y la seguridad.

El trabajo se divide de la siguiente manera: en el capítulo 2 se desarrolla el diseño del sensor destinado a la medición de la presión endotraqueal. En el capítulo 3 se describe el sistema desarrollado para la medición y control de dosis de suero intravenoso. En el capítulo 4 se describe el sensor basado en nanotubos de carbono desarrollado. Finalmente, en el capítulo 5 se muestran las conclusiones generales del trabajo. En todos los casos se detalla el análisis de las problemáticas abordadas, el diseño de los sistemas desarrollados y las pruebas realizadas para garantizar el correcto funcionamiento de los prototipos.

Todos los diseños de circuitos integrados se realizaron utilizando las herramientas de diseño de esquemáticos, simulación y realización de máscaras de Tanner Tools, cuyas licencias fueron adquiridas por el Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos y Electromecatrónicos (GISEE) en la UNS. Por otra parte, los circuitos fueron fabricados utilizando el servicio provisto por The Mosis Service en tecnologías de  $0,5\mu\text{m}$ , aprovechando el convenio de fabricación de circuitos integrados existente con el GISEE. Los circuitos fueron verificados en el Laboratorio de Micro y Nano Electrónica (LMNE) de la UNS.



## Capítulo 2

# Sensor de Presión Endotraqueal

### 2.1. Introducción

En el año 2004, el GISEE de la UNS comienza un proyecto de colaboración con el Hospital Privado del Sur, con el objetivo de brindar soluciones tecnológicas avanzadas a problemas existentes en el área de la salud. Una de las problemáticas identificadas como un potencial candidato de trabajo fue el monitoreo de la presión del manguito del Tubo de Presión Endotraqueal o “Endotracheal tube cuff” (ETTC) en pacientes intubados. Esta presión debe mantenerse en un rango de presiones entre 20 y 25 mmHg aproximadamente para lograr un funcionamiento efectivo y no alterar el bienestar del paciente o producirle consecuencias perjudiciales en la laringe. En la actualidad no se utiliza ningún método sistemático de monitoreo de dicha presión, siendo únicamente relevada en el momento de la intubación. Luego de realizarse la intubación, si la presión en el ETTC es excesiva, se puede dañar la membrana mucosa y submucosa debido a que se restringe el flujo de la sangre capilar. Por otro lado, el inflado insuficiente del manguito incrementa el riesgo de aspiración bronquial. Como la supervisión no es permanente, son frecuentes las ocurrencias de daños irreversibles en pacientes internados [65][9][32]. En la Fig. 2.1 se puede observar un ETTC comercial.

La intubación endotraqueal permite abrir la tráquea para forzar la ventilación o bien se utiliza como parte de un sistema de distribución de anestesia [44]. El tubo se introduce en la tráquea y, una vez ubicado, se mantiene su posición mediante un manguito inflable. La presión de la perfusión capilar traqueal fue estimada en 22 mmHg y sigue una ley inversamente proporcional a la presión del globo en el ETTC [32]. En [27] se reportó que la membrana mucosa palidece a los 30 mmHg, se torna blanca a los 37 mmHg y la circulación de sangre finalmente se corta a los 45 mmHg. En [36] se recomienda utilizar tubos de diámetro mayor a 30 mm en adultos. En este caso, la presión en el ETTC para producir un sellado efectivo debe mantenerse en 20 mmHg

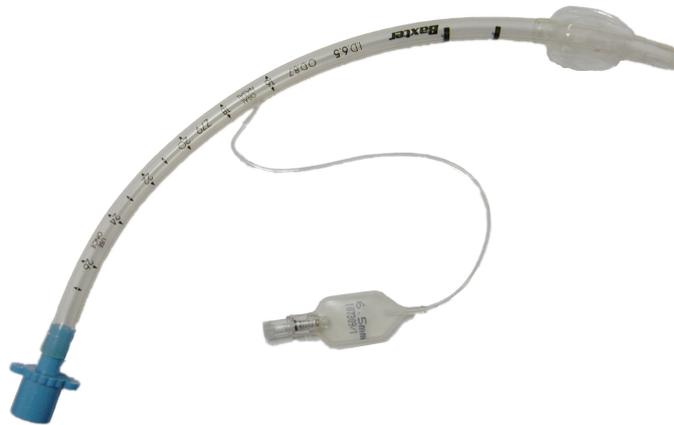


Figura 2.1: Tubo de presión endotraqueal comercial

aproximadamente.

Los análisis de las consecuencias de la presencia o ausencia de monitoreo de la presión del ETTC son llamativamente escasos. Tal como se reportara en [9], las presiones en unidades de cuidados intensivos y unidades de cuidados post-anestesia son normalmente altos. El único estudio encontrado en la literatura acerca del efecto en pacientes es el reportado por [27]. En el mismo, se midió y ajustó la presión endotraqueal a 20 mmHg en veinte pacientes (12 hombres y 8 mujeres) en el momento de la internación. Se definieron dos grupos, uno de los cuales fue monitoreado y ajustado tres veces al día, y otro que no fue monitoreado. Veinticuatro horas luego de la internación, se examinaron los pacientes y se halló que, mientras que en el grupo no monitoreado el 80% manifestaba dolor, en el grupo monitoreado este porcentaje bajaba a 30%. En el mencionado trabajo, la tarea de relevar la presión del ETTC fue realizada de manera manual por personal de enfermería. Los resultados en [27] sugieren fuertemente que el monitoreo de la presión del ETTC reduce el dolor traqueal luego de la intubación. Es por ello que los autores ponen especial énfasis en la necesidad de un monitoreo regular de dicha presión [9][28]. Una limitación de este estudio es que los pacientes en promedio sólo estuvieron intubados 24 horas, lo cual es poco tiempo. Otra limitación es la falta de información acerca de consecuencias a largo plazo, por ejemplo varios meses después. Aún cuando la presión inicial del ETTC sea baja, una serie de factores puede elevarla [9].

En el trabajo reportado en [18], desarrollado por el GISEE en la UNS, se propuso un dispositivo electrónico discreto para medir la presión del ETTC en forma automática y comunicar los datos de manera inalámbrica por radiofrecuencia (RF). En dicho trabajo se utilizaron am-

plificadores discretos de bajo consumo TLV2382, que poseen una corriente de polarización de  $7\ \mu\text{A}$ , un ruido térmico de  $90\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  para frecuencias mayores a  $10\ \text{Hz}$  y un ruido de bajas frecuencias que alcanza los  $200\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  a  $1\ \text{Hz}$ . Si bien el consumo y el ruido logrado por esta implementación son aceptables, el offset de entrada del amplificador utilizado varía entre  $0,5$  y  $4,5\ \text{mV}$ , excediendo en varios órdenes de magnitud lo requerido por la aplicación (decenas de microvolts). Debido a esto, los dispositivos electrónicos diseñados en [18] deben someterse a una calibración de manera previa a su utilización, lo cual imposibilita su utilización en ambientes médicos por parte de personal sin formación técnica. Por otra parte, los dispositivos comerciales de muy bajo offset presentan consumos de potencia que van desde las centenas de microamperes hasta los miliamperes.

En el marco de esta aplicación, el presente capítulo describe un sistema autónomo para la medición de la presión endotraqueal en pacientes intubados completamente integrado en un único circuito integrado. El mismo posee bajos niveles de ruido y offset, logrando mayor precisión y eficiencia en el consumo de energía que los trabajos reportados hasta el momento. El objetivo del diseño es lograr un dispositivo que pueda ser utilizado para el monitoreo periódico de la presión endotraqueal en estudios médicos durante largos períodos de tiempo. El circuito integrado comprende un amplificador *chopeado*, que elimina tanto el ruido de bajas frecuencias (ruido *flicker* o  $1/f$ ) como el offset y, a su vez, incorpora un filtro pasabajos de primer orden [5][38]. En dicho amplificador chopeado se introduce una topología novedosa que permite obtener además una ganancia fija mediante la utilización de resistencias apareadas. El ruido térmico en la entrada del amplificador chopeado diseñado es tan bajo como  $11,5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Se dispone además de un conversor analógico-digital (conversor A/D) con autocero que permite eliminar el offset residual dentro del propio circuito integrado [20]. De esta manera, no es necesario calibrar el sistema previamente a su utilización. Por otro lado, la implementación del conversor A/D en el mismo chip permite reducir el consumo de energía, dado que no es necesario un conversor A/D externo. El amplificador y el conversor A/D diseñados poseen consumos de corriente de  $73\ \mu\text{A}$  y  $130\ \mu\text{A}$ , respectivamente, logrando mediante un esquema cuidadoso del manejo de energía una autonomía del sistema de 5400 días (15 años) si se utiliza como referencia una batería de 2200 mA h.

Los resultados de este capítulo se enmarcan, a su vez, en el desarrollo de un PID con un instituto de diagnóstico privado, cuyo objetivo es realizar estudios sistemáticos de la eficacia del monitoreo de la presión del ETTC a largo plazo en un número significativo de pacientes (mayor a 100). Como parte del proyecto, se diseñó de manera adicional un sistema discreto utilizando amplificadores de instrumentación INA333, que poseen un ruido térmico de  $50\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  para frecuencias mayores a  $10\ \text{Hz}$  [51][50]. Su consumo, si bien es mucho mayor que el sistema integrado diseñado, permite una autonomía de 2280 días (6 años), mucho mayor que la reportada por [18]

(440 días utilizando la misma frecuencia de actualización de datos). El prototipo discreto cuenta con conectividad inalámbrica y se comunica con una estación central para transmitir los datos de presión medidos. De esta manera, se puede monitorear en forma remota el estado de la presión del ETTC y, eventualmente, generar alarmas en caso que la misma se encuentre fuera de los rangos deseados.

Como se mencionara anteriormente, en la literatura médica no existen a la fecha estudios que permitan evaluar correctamente el efecto del monitoreo de la presión endotraqueal en pacientes internados por períodos de tiempo superiores a un día. En línea con lo planteado por [9][28], la hipótesis de trabajo es que el monitoreo de la presión endotraqueal permitirá disminuir la ocurrencia de daños en pacientes intubados, con un impacto positivo en su bienestar y salud, además de una reducción en los costos y esfuerzos en que los hospitales deben incurrir para remediar estos casos. En este sentido, el desarrollo de un dispositivo de monitoreo capaz de ser utilizado para un estudio sistemático sobre una cantidad significativa de pacientes (lo cual descarta la posibilidad de realizar calibraciones individuales) resulta clave.

Uno de los prototipos discretos desarrollados fue evaluado experimentalmente en el Hospital Privado del Sur, en Bahía Blanca (Argentina), en una unidad de cuidados coronarios intensivos. El estudio se realizó de modo tal que el personal de enfermería pudiera monitorear los datos de los pacientes en una computadora. Uno de los resultados significativos de este ensayo, fue la observación de la circulación sanguínea en las paredes de la tráquea, por medio de una señal de pequeña amplitud detectada por el sistema. La circulación sanguínea superficial en la tráquea es un parámetro de gran importancia, dado que su interrupción es causa de daños en pacientes [34]. La presión exacta a la cual esto ocurre difiere en cada paciente, por lo que se toman los valores promedio indicados anteriormente. La detección de este parámetro abre una nueva posibilidad, que excede el marco de la presente tesis, para el monitoreo de presión endotraqueal ajustable para cada paciente en función de la circulación sanguínea detectada.

El presente capítulo está organizado de la siguiente manera. La Sección 2.2 describe el sistema, comenzando por la descripción de sus especificaciones. A continuación, se desarrolla el diseño del circuito integrado y se presentan los esquemáticos y simulaciones del mismo. Luego se describe el prototipo del amplificador discreto utilizado para llevar a cabo mediciones experimentales. La Sección 2.2.4 presenta los resultados experimentales realizados en un ambiente hospitalario, donde se pone en evidencia la detección de la circulación sanguínea capilar. Por último, la Sección 2.3 contiene las conclusiones del capítulo.

## 2.2. Diseño

Desde el punto de vista de la implementación electrónica, el sistema está compuesto conceptualmente por tres bloques básicos. En primer lugar, se utiliza un sensor de presión diferencial comercial discreto basado en un puente diferencial resistivo con dos membranas. A continuación, un circuito de preamplificación y acondicionamiento amplifica y filtra la salida del sensor, para obtener una señal apta para ser convertida a valores digitales. Finalmente, la señal resultante es adquirida por un conversor A/D, y presentada al usuario del sistema.

En la Sección 2.2.2 se desarrolla un circuito integrado que contiene tanto el circuito preamplificador como el conversor A/D y un esquema de auto-calibración, actualmente en fabricación. En la Sección 2.2.3 se muestra el desarrollo de un prototipo discreto que se utilizó para realizar medidas de campo en un ambiente hospitalario.

### 2.2.1. Especificaciones

Uno de los bloques críticos del sistema es el de amplificación de las señales de entrada. Para poder diseñar correctamente dicho bloque, más allá de la topología elegida, es necesario conocer en detalle las características de las señales a utilizar. En la Fig. 2.2 se puede observar una de las mediciones realizadas sobre la señal de presión endotraqueal en un paciente internado, junto con su análisis espectral. La frecuencia de muestreo utilizada durante la medición fue 10 kHz. Es importante tener en cuenta que los datos son medidos sobre la salida de un amplificador, con lo cual el ruido a la entrada del mismo es amplificado junto con la señal. En consecuencia, para obtener la información de la señal de salida del sensor, es necesario considerar los parámetros propios del amplificador utilizado en la medición [38][61].

El dispositivo utilizado para traducir la señal de presión en una señal eléctrica es un sensor de presión diferencial MPX2010. Este sensor puede medir presiones entre 0 y 75 mmHg, que se corresponden con tensiones diferenciales de salida entre 0 y 8,25 mV, respectivamente (para una tensión de alimentación de 3,3 V). La elección de este sensor radica en que, de todos los sensores comerciales disponibles, es el que posee el rango que mejor se ajusta a la medición de presión endotraqueal. Además, incorpora compensación en temperatura y sus valores de resistencia son ajustados por láser, obteniendo una lectura final muy precisa. A continuación, en el Cuadro 2.1, se resumen los parámetros más importantes del sensor.

Las especificaciones más importantes de los circuitos a diseñar son la *ganancia*, el *offset de entrada* y el *ruido equivalente referido a la entrada* del amplificador, así como el *slew rate* mínimo del circuito total. Por otra parte, el consumo total del sistema debe reducirse al mínimo posible de modo tal de maximizar su autonomía.

El rango de entrada del conversor A/D está comprendido por valores de tensión entre 0 y

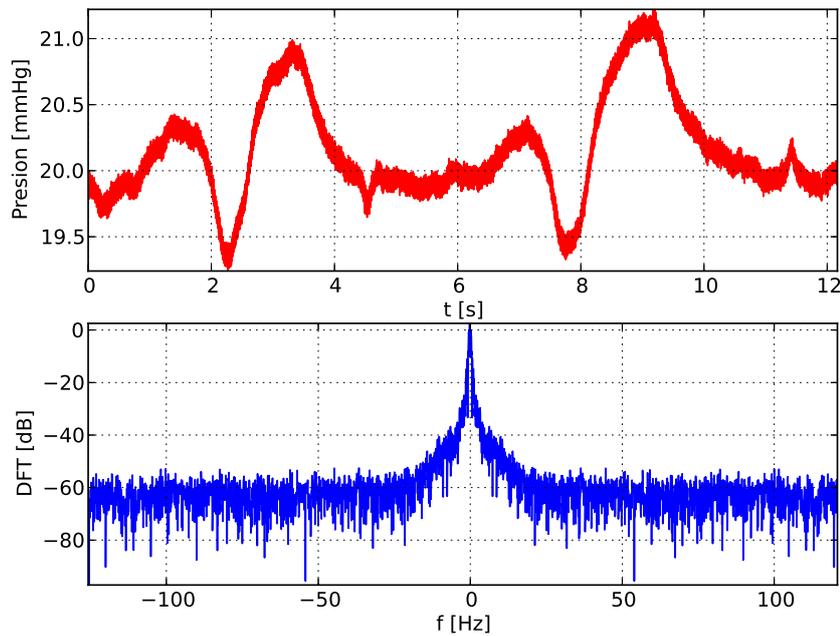


Figura 2.2: Medición de presión endotraqueal

Parámetro	Valor
Rango de entrada	0 a 75 mmHg
Sensibilidad	110 $\mu\text{V}/\text{mmHg}$ con 3,3 V
Salida máxima	5,5 mV con 50 mmHg
Ruido equivalente en la salida	38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Cuadro 2.1: Parámetros del sensor

$V_{dd}$ . De esta manera, la máxima tensión a la salida del amplificador se corresponde con la tensión de alimentación. En consecuencia, la ganancia requerida para el amplificador se puede calcular a partir de la relación entre la salida máxima que presenta el sensor y la entrada máxima a fondo de escala en el convertor A/D ( $V_{dd}$ ). Para maximizar la exactitud del amplificador, se utiliza como salida máxima del sensor la presión máxima que se puede medir sobre el ETTC, que es 50 mmHg. Cuando se lo polariza con 3,3 V de alimentación, el sensor posee una sensibilidad  $k_{sensor}$  de 110  $\mu\text{V}/\text{mmHg}$ . A partir de este valor, teniendo en cuenta el rango de la presión de entrada y la tensión máxima en el convertor A/D, se puede calcular la ganancia del amplificador

como

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{V_{inA/D}}{V_{sensorMax}} \\
 &= \frac{V_{inA/D}}{k_{sensor}P_{max}} \\
 &= 3,3 \text{ V} / 5,5 \text{ mV} = 600 \text{ V/V}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

donde  $V_{sensorMax}$  es la máxima tensión de salida del sensor,  $V_{inA/D}$  es la máxima tensión de entrada al conversor A/D y  $P_{max}$  es la presión máxima que se puede medir.

Para calcular el offset y el ruido equivalente referido a la entrada, se deben considerar las características del sistema y la variable física a medir. Como criterio de diseño se acotó el error máximo introducido a un 5% en el caso de la presión más baja a medir (20 mmHg). De esta manera, no se debe superar una desviación de 1 mmHg entre la suma de todos los parámetros que intervienen en el diseño. Utilizando 1/3 mmHg de variación de presión en la medición debido al offset introducido en la señal, resulta

$$\begin{aligned}
 V_{offset} &= k_{sensor} 1/3 \text{ mmHg} \\
 &= 36,7 \mu\text{V}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

donde  $V_{offset}$  es la tensión de offset resultante. Para calcular el ruido equivalente referido a la entrada, es necesario tener en cuenta el ancho de banda sobre el que se está trabajando. A partir de la Fig. 2.2, se puede observar que con 25 Hz como ancho de banda se incluye todo el rango de frecuencias de la señal de interés en condiciones nominales. Para garantizar el correcto funcionamiento del sistema, aún en condiciones en las que la señal de entrada sea de mayor frecuencia (por ejemplo, ante un súbito aumento de la respiración del paciente), se considera como ancho de banda del sistema 100 Hz. Se puede calcular el ruido del sensor como

$$\begin{aligned}
 V_{nsensor} &= \sqrt{\int_{f=0}^{100 \text{ Hz}} S(f) df} \\
 &= \sqrt{\int_{f=0}^{100 \text{ Hz}} \left( 38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \right)^2 df} = 380 \text{ nV}
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

donde  $V_{nsensor}$  es el ruido total del sensor, referido a la salida del mismo, y  $S(f)$  es la densidad espectral de ruido del sensor. El valor final de presión correspondiente al ruido total del sensor se puede calcular como

$$P_{nsensor} = \frac{V_{nsensor}}{k_{sensor}} = 3,45 \times 10^{-3} \text{ mmHg} \tag{2.4}$$

donde  $P_{nsensor}$  es la presión equivalente al ruido total que introduce el sensor. Como el valor de  $P_{nsensor}$  es muy pequeño, prácticamente se puede despreciar en el diseño y considerar que el ruido presente en la medición es introducido únicamente por el amplificador. Utilizando 1/3 mmHg de variación de presión en la medición debido al amplificador, se puede calcular el ruido máximo que puede introducir el amplificador como

$$\begin{aligned} V_{namp} &= k_{sensor} 1/3 \text{ mmHg} \\ &= 36,7 \mu\text{V} \end{aligned} \quad (2.5)$$

donde  $V_{namp}$  es el ruido total del amplificador, referido a la entrada del mismo. Finalmente, para calcular el slew rate mínimo del circuito hay que tener en cuenta que el mismo debe responder de manera correcta a las variaciones de presión que pueden existir en el ETTC. Dichas variaciones pueden ser debidas a pérdidas de aire o a la respiración del paciente que ejerce una fuerza sobre el receptáculo de aire. En el primer caso, las variaciones de presión se corresponden con una variación en la señal en frecuencias cercanas a cero. En el segundo caso, la máxima frecuencia que se espera medir es en el orden de algunos hertz. En consecuencia, el slew rate prácticamente no introduce una variable adicional de diseño. Si se considera 10 Hz como margen de seguridad para incluir un caso extremo de frecuencia de respiración, y la salida máxima del circuito es 3,3 V, se puede calcular el slew rate como

$$\begin{aligned} SR &= 3,3 \text{ V} \times 10 \text{ Hz} \\ &= 3,3 \times 10^{-5} \text{ V}/\mu\text{s} \end{aligned} \quad (2.6)$$

donde  $SR$  es el slew rate total del circuito. La desviación de la ganancia final del amplificador, con respecto a la ganancia diseñada, introduce otra fuente de error. Es necesario considerar estas variaciones como un parámetro adicional con una cota máxima, para no perder precisión en la medición. Para ello, se utiliza 1/3 mmHg de variación de presión en la medición a fondo de escala. La tensión de entrada al convertor A/D es la tensión de salida del circuito amplificador, y es

$$V_{inA/D} = A_v k_{sensor} P \quad (2.7)$$

donde  $A_v$  es la ganancia total del circuito y  $P$  es la presión medida. La tensión correspondiente a 1/3 mmHg se obtiene a partir de (2.7) como

$$V_{1/3 \text{ mmHg}} = A_v k_{sensor} 1/3 \text{ mmHg} \quad (2.8)$$

Además, la variación de la ganancia a fondo de escala es

$$\begin{aligned}\Delta V_{inA/D} &= \Delta A_v k_{sensor} P_{max} \\ &= \Delta A_v k_{sensor} 50 \text{ mmHg}\end{aligned}\tag{2.9}$$

Igualando (2.8) y (2.9) resulta

$$\begin{aligned}\Delta A_v 50 &= A_v 1/3 \\ \Rightarrow \frac{\Delta A_v}{A_v} &= 0,7\%\end{aligned}\tag{2.10}$$

En el Cuadro 2.2 se resumen las especificaciones obtenidas para el sistema. A partir de las especificaciones se puede apreciar que la restricción principal que plantea el diseño es una ganancia muy precisa, con bajos niveles de offset y ruido de entrada en la señal resultante. Tanto el valor absoluto de la ganancia como el slew rate mínimo del amplificador son, sin embargo, relativamente bajos.

Parámetro	Valor
Ganancia	600 V/V
Offset máximo	36,7 $\mu$ V
Ruido máximo	36,7 $\mu$ V
Slew Rate	$3,3 \times 10^{-5}$ V/ $\mu$ s
$\Delta A_v/A_v$	0,7 %

Cuadro 2.2: Especificaciones para el diseño

### 2.2.2. Implementación ASIC

Para el sistema de medición de presión endotraqueal se decidió realizar un diseño que implementara todos los bloques, salvo el sensor de presión diferencial, dentro de un único circuito integrado CMOS. El diagrama en bloques del sistema completo se muestra en la Fig. 2.3. Como se puede observar a partir de la figura, en el nodo sensor se reemplazan los bloques discretos principales de [18] por implementaciones a medida en el circuito integrado. El sensor utilizado es el sensor de presión diferencial MPX2010. El circuito integrado es el encargado de controlar la alimentación del nodo sensor, amplificar la señal proveniente del sensor de presión y realizar la conversión analógica-digital. Una vez que se cuenta con la señal digital de presión medida, los datos son presentados al usuario mediante un visualizador digital.

Para el amplificador del sensor de presión endotraqueal, como se mencionó anteriormente, las especificaciones más importantes a cumplir son una ganancia precisa, con bajos niveles de

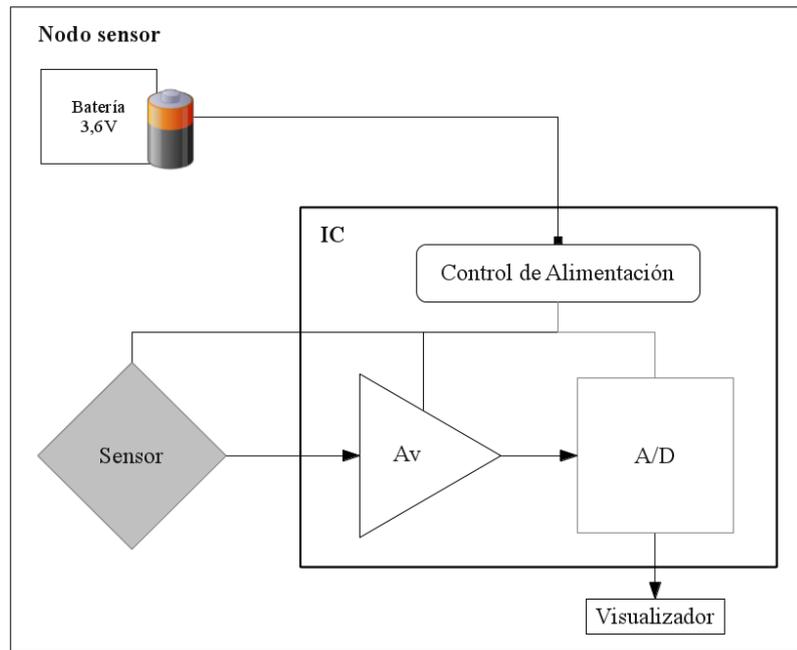


Figura 2.3: Diagrama en bloques del sistema completo

offset y ruido. El circuito integrado diseñado implementa un amplificador con un consumo de corriente de  $73 \mu\text{A}$ , que elimina tanto el ruido de bajas frecuencias como el offset (que en [18] son, respectivamente,  $200 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  y  $4,5 \text{ mV}$ ). El ruido térmico equivalente en la entrada es  $11,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (significativamente menor que los  $90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  reportados en [18] e incluso inferior al del propio sensor,  $38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ).

Para disminuir al mínimo posible el ruido de bajas frecuencias del circuito y su offset, se utiliza una técnica de reducción de ruido basada en un amplificador chopeado, al que se le introduce una nueva topología para obtener una ganancia fija. Los circuitos *chopeados* se basan en técnicas de modulación [38][61][26]. En estos circuitos se eleva la frecuencia de la señal adquirida, de forma tal de separarla del offset y del ruido de bajas frecuencias del amplificador. Luego se amplifica la señal y se vuelve a modular para devolverla a su ubicación espectral inicial. Por último, se filtra la señal obtenida. Como resultado, el ruido equivalente referido a la entrada del amplificador es igual al ruido blanco original, mientras que el offset y el ruido de bajas frecuencias se eliminan. Como contrapartida, la cancelación de offset en estos circuitos está limitada por la inyección de cargas de las llaves utilizadas, la cual causa la aparición de picos de tensión en las señales resultantes [68].

De manera general, el circuito integrado diseñado se puede dividir en dos bloques: un circuito

análogo que amplifica la señal del sensor e implementa una parte del convertor A/D, y un circuito digital con la lógica de control del convertor A/D que presenta los datos digitales en una salida. En la Fig. 2.4 se muestra un esquemático general del circuito. La señal de presión adquirida, luego de ser convertida en un valor de tensión diferencial por el sensor, ingresa al amplificador chopeado. Este amplificador es el encargado de otorgar la ganancia total a la señal, manteniendo bajos niveles de offset y ruido. La señal de salida del amplificador ingresa a un comparador diferencial de doble entrada, que forma parte del convertor A/D del circuito integrado. A continuación, se realiza la comparación entre la señal de salida del amplificador y la señal proveniente de un convertor digital-analógico (convertor D/A). De esta manera, se provee una referencia de tensión que le indica al convertor A/D si el valor de la palabra digital de salida debe aumentar o disminuir en cada paso de control.

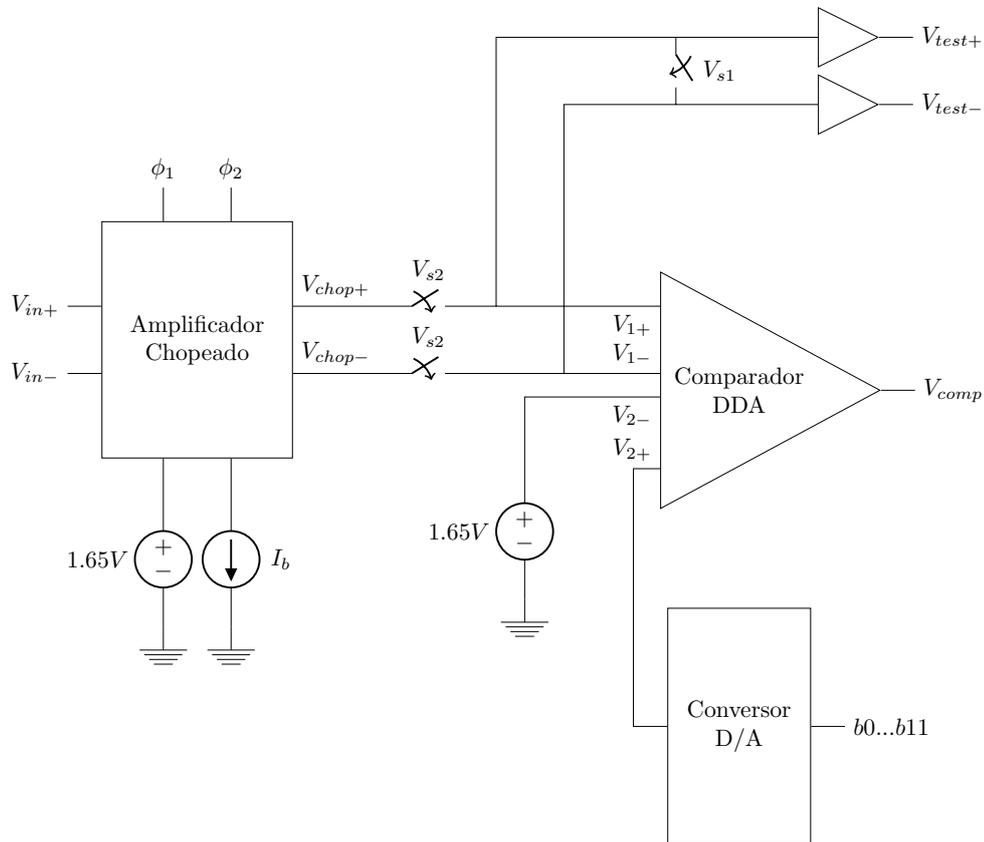


Figura 2.4: Esquemático general del circuito implementado

La señal de salida del amplificador chopeado es, a su vez, presentada a la salida del circuito integrado mediante dos amplificadores de ganancia unitaria. Estas salidas se utilizan como referencia para comparar la salida del convertor A/D con su entrada y así poder corroborar

el correcto funcionamiento del amplificador chopeado de manera independiente del conversor A/D. Para diferenciar el offset medido en la salida del introducido por el amplificador chopeado, se incluye una llave que une las entradas de los amplificadores de ganancia unitaria. De esta manera, se puede medir el offset introducido por dichos amplificadores de manera independiente al offset de la señal de salida del amplificador chopeado.

Para cumplir con la especificación de la ganancia es necesario conocer su valor con exactitud. Esto es debido a que cualquier variación de la ganancia obtenida, con respecto a la ganancia diseñada, se refleja de manera directa sobre la entrada del conversor A/D y, en consecuencia, sobre la señal medida. En la Fig. 2.5 se muestra el circuito del amplificador chopeado a utilizar, mientras que en la Fig. 2.6 se muestra su layout. La topología utilizada es similar a la que se presenta en [45], pero se realiza una modificación al circuito para lograr la ganancia fija que se necesita. Dicha ganancia se logra fijar mediante la relación entre dos resistencias apareadas. De esta manera, se independiza la ganancia total de las variaciones en la ganancia del amplificador de transconductancia del circuito.

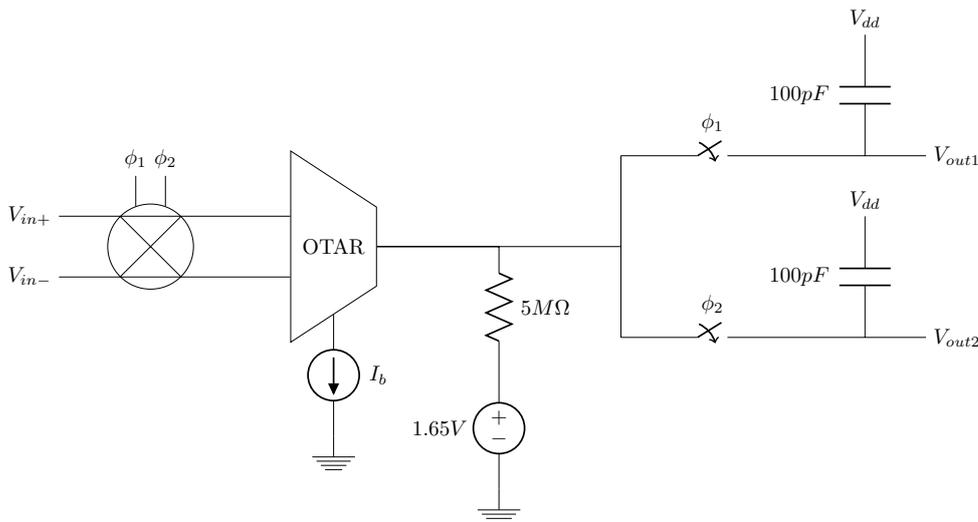


Figura 2.5: Esquemático del amplificador chopeado

La ganancia del amplificador chopeado de la Fig. 2.5 es

$$A_v = g_m R_{out} \quad (2.11)$$

donde  $g_m$  es la transconductancia del amplificador de entrada del circuito y  $R_{out}$  es la resistencia de  $5\text{ M}\Omega$  en su salida. Utilizando un amplificador de transconductancia con una resistencia de

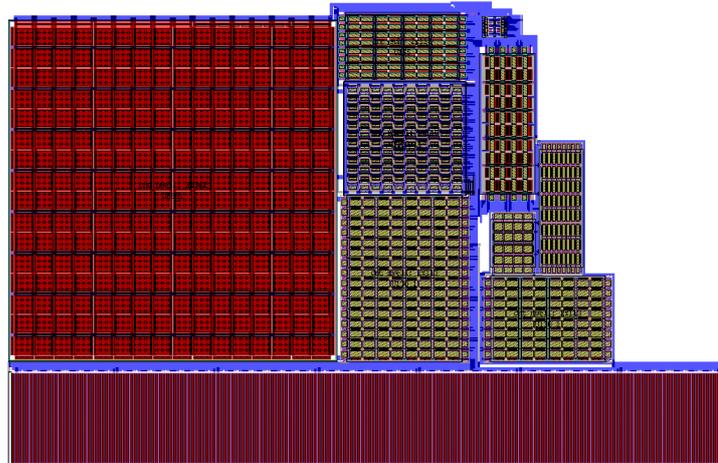


Figura 2.6: Layout del amplificador chopeado

degeneración en la entrada, se logra una ganancia

$$g_m = 2/R_f \quad (2.12)$$

donde  $R_f$  es la resistencia utilizada en la entrada del amplificador. En consecuencia, la ganancia final del circuito es

$$A_v = 2R_{out}/R_f \quad (2.13)$$

de donde se puede obtener una ganancia final precisa, apareando las resistencias  $R_{out}$  y  $R_f$ . Si bien el valor absoluto de las resistencias integradas puede oscilar entre el 25% y el 50% con respecto al valor nominal, teniendo cuidado en el diseño del layout se pueden lograr precisiones en el valor relativo de las resistencias menores al 1% [35]. En la Fig. 2.7 se muestra el layout de las resistencias apareadas. Esta topología, que permite fijar la ganancia mediante resistencias apareadas, no ha sido reportada aún en la bibliografía para amplificadores chopeados.

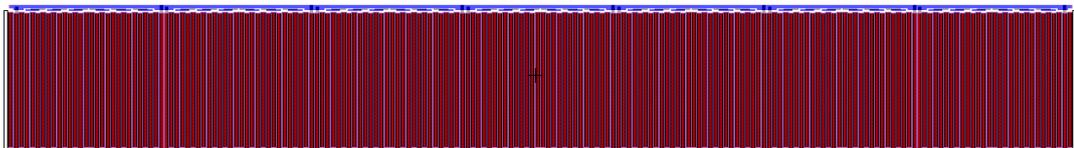


Figura 2.7: Layout de las resistencias apareadas

En la Fig. 2.8 se muestran los efectos del amplificador chopeado sobre las señales del circuito. Sea  $x(t)$  la señal de entrada al amplificador chopeado, y  $f_c$  una frecuencia tal que la máxima frecuencia de  $x(t)$  es menor que  $f_c/2$ . El resultado de multiplicar  $x(t)$  por una señal portadora

$y(t)$  con frecuencia  $f_c$ , es una función  $z(t)$  cuyo espectro en frecuencia es el mismo que el de la señal  $x(t)$  pero corrido en el dominio frecuencial a  $\pm f_c$ .

La señal  $z(t)$  se obtiene en el circuito de la Fig. 2.5 al tomar la señal de entrada  $x(t) = V_{in+} - V_{in-}$  y multiplicarla por la señal portadora mediante las llaves de entrada comandadas por  $\phi_1$  y  $\phi_2$ . Esa señal  $z(t)$  es la que ingresa al amplificador de transconductancia. Luego de amplificar  $z(t)$ , se obtiene una señal  $A_v \cdot z(t)$  junto con un componente de ruido  $A_v \cdot w_f(t)$ , introducido por el mismo amplificador. Estas señales son nuevamente multiplicadas por la señal portadora de frecuencia  $f_c$  mediante las llaves de salida comandadas por  $\phi_1$  y  $\phi_2$ . El resultado es una señal que, a bajas frecuencias, coincide con la señal de entrada  $A_v \cdot x(t)$ , mientras que en altas frecuencias se encuentra el ruido  $A_v \cdot w_f(t)$ . Finalmente, mediante los capacitores de salida, se filtra la señal para obtener una medición que contiene únicamente la señal  $x(t)$  amplificada.

En las Figs. 2.9 y 2.10 se muestra el esquemático y el layout del amplificador de transconductancia implementado. El mismo es un amplificador de transconductancia tradicional, con el agregado de una resistencia de degeneración  $R_f$  cuyo valor es 100 k $\Omega$ . Esta resistencia, al encontrarse entre los dos terminales source de los transistores que conforman el par diferencial de entrada, fija la transconductancia total del amplificador en aproximadamente  $2/R_f$  como se indica en (2.12). Es importante destacar que para que sea válida esta igualdad se debe cumplir  $g_{m1,2} \gg 2/R_f$ , donde  $g_{m1,2}$  es la transconductancia de los transistores de entrada del circuito. Esto impone un mínimo en la corriente de polarización que se debe utilizar. Para aumentar la impedancia de salida y que la resistencia  $R_{out}$  no influya sobre la transconductancia del amplificador, se utilizan los transistores  $M14$  y  $M15$  en configuración cascode. Por otra parte, para disminuir el offset del amplificador se utilizaron transistores de áreas relativamente grandes para el par diferencial de entrada, los espejos de corriente, las cargas activas y los transistores de salida. En el Cuadro 2.3 se indica el tamaño de cada transistor del circuito de la Fig. 2.9, junto con su corriente de polarización. Se eligieron estas magnitudes de corriente de forma tal de lograr un buen compromiso entre el ruido que incorpora el amplificador (que es proporcional a la corriente de polarización) y un bajo consumo, obteniendo una corriente total en el amplificador de 73  $\mu$ A.

Para corroborar el correcto funcionamiento ante variaciones en el proceso de fabricación, se realizaron simulaciones de Montecarlo. A partir de dichas simulaciones se verificó que, para los valores extremos de los distintos parámetros del circuito, la ganancia del amplificador de transconductancia no variara más del 1%. En la Fig. 2.11, se muestra la linealidad en la salida del amplificador de transconductancia de entrada. En la Fig. 2.12 se muestra la respuesta en frecuencia del amplificador, donde se puede apreciar el valor requerido de transconductancia hasta una frecuencia de corte de 780 kHz.

En la Fig. 2.13 se muestran señales internas del amplificador chopeado. La primera señal de

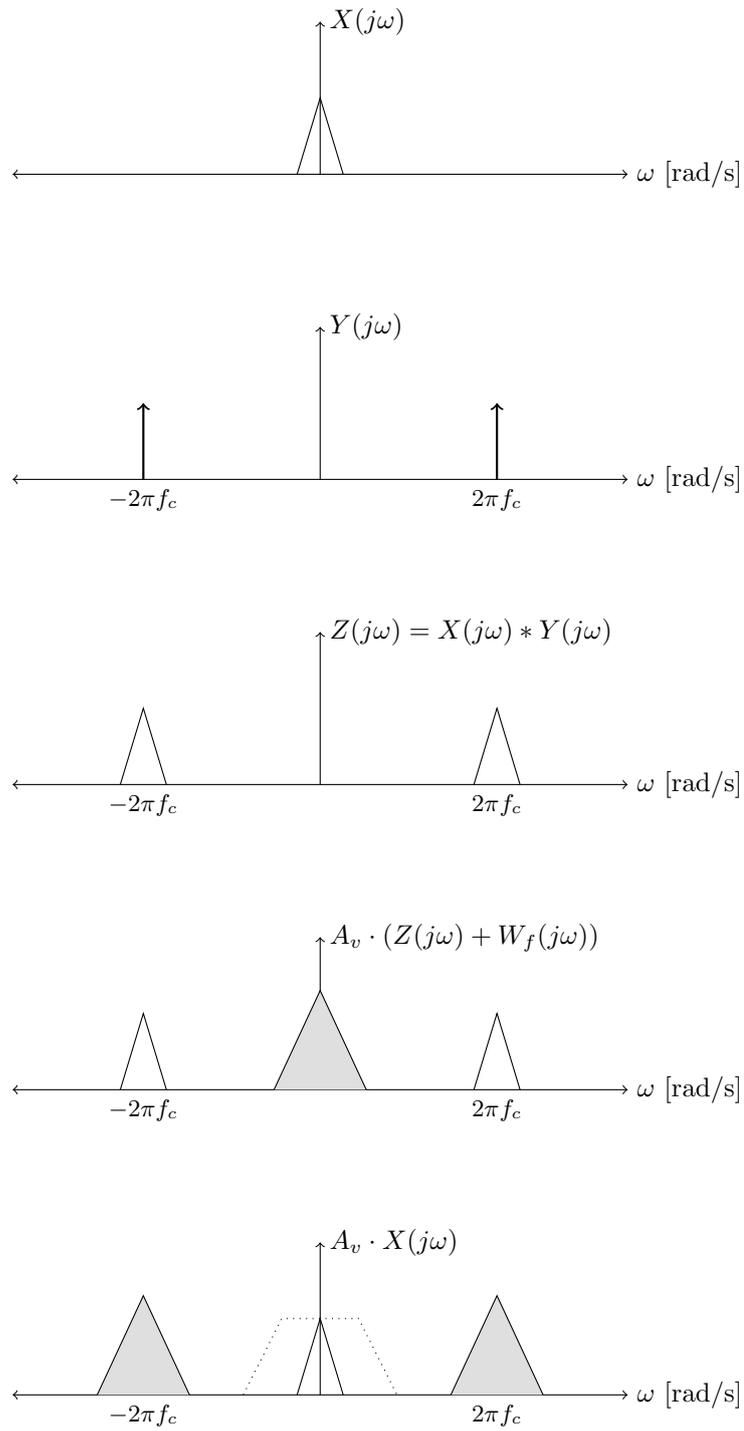


Figura 2.8: Principio de funcionamiento del amplificador chopeado

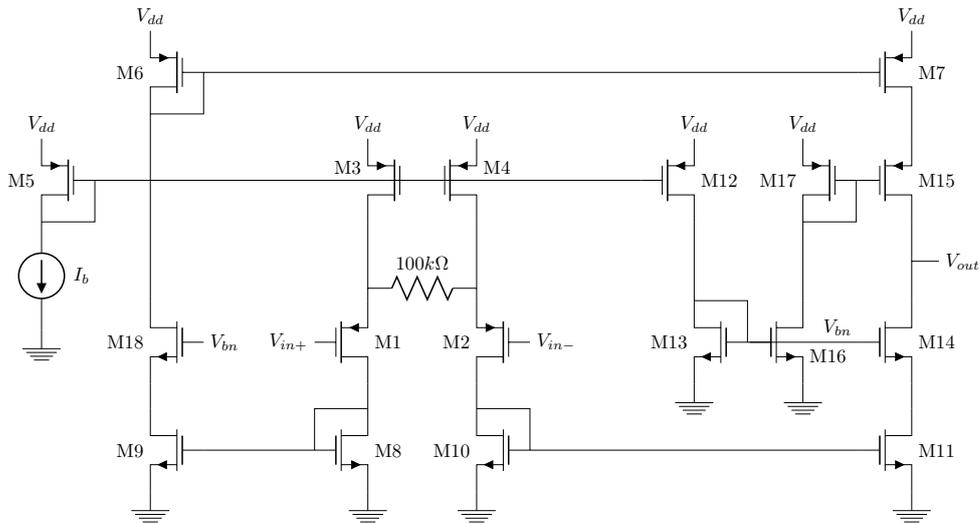


Figura 2.9: Esquemático del amplificador de transconductancia

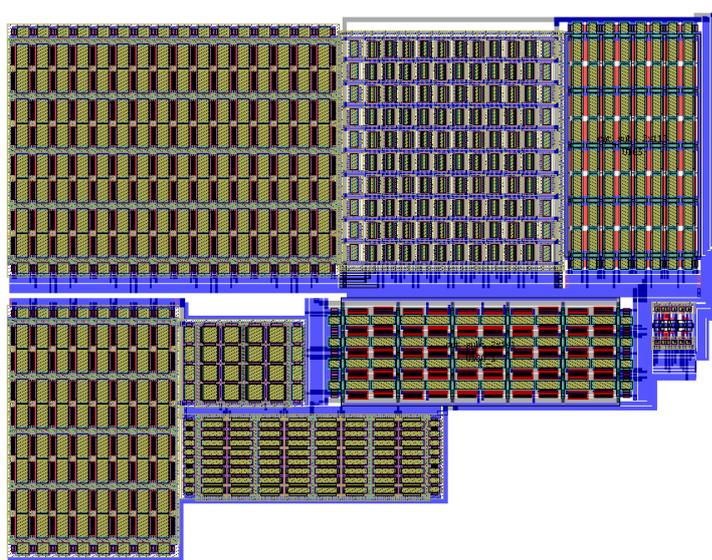


Figura 2.10: Layout del amplificador de transconductancia

la figura es la salida del amplificador de transconductancia, mientras que la segunda señal es la tensión diferencial en los capacitores de salida. En la Fig. 2.14, se muestra la respuesta en frecuencia total del circuito. En dicha figura se puede apreciar la frecuencia de corte, situada aproximadamente en 100 Hz. Para su comparación, se muestra la respuesta teórica y la simulada.

A continuación, un convertor A/D con autocero permite eliminar el offset residual dentro del propio circuito integrado [20]. De esta manera, no es necesario calibrar el sistema previamente a

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)	Polarización
M1	594 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M2	594 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M3	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M4	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M5	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,5 $\mu\text{A}$
M6	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M7	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M8	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M9	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M10	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M11	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M12	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,6 $\mu\text{A}$
M13	13,2 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$	10,6 $\mu\text{A}$
M14	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M15	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$
M16	13,2 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$	10,6 $\mu\text{A}$
M17	52,8 $\mu\text{m}$	42 $\mu\text{m}$	10,6 $\mu\text{A}$
M18	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10,3 $\mu\text{A}$

Cuadro 2.3: Tamaño y polarización de los transistores

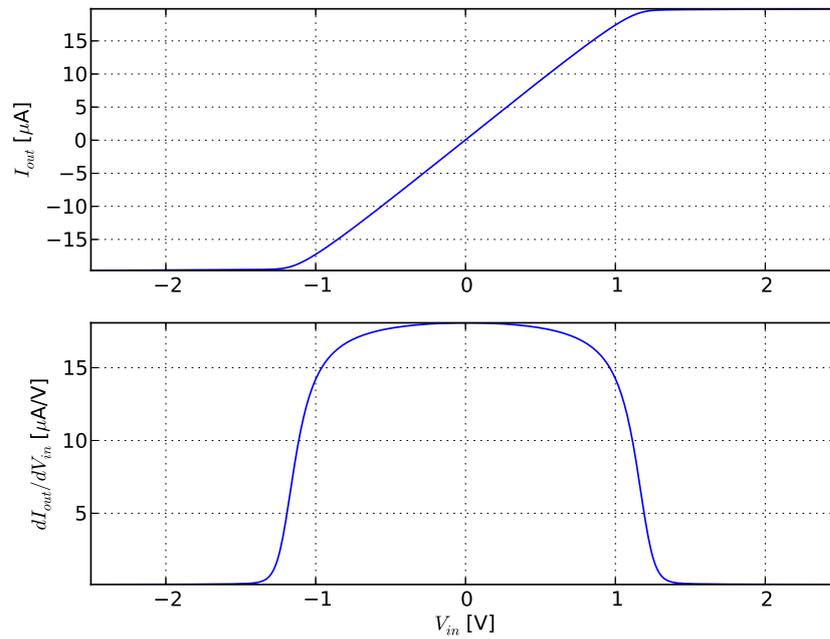


Figura 2.11: Simulación de la etapa de amplificación en la entrada

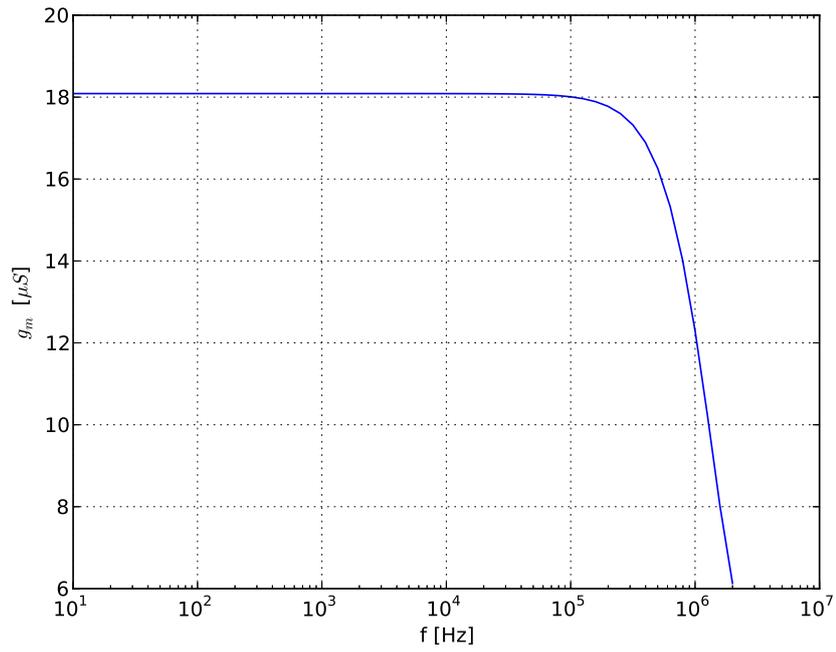


Figura 2.12: Respuesta en frecuencia del amplificador de transconductancia

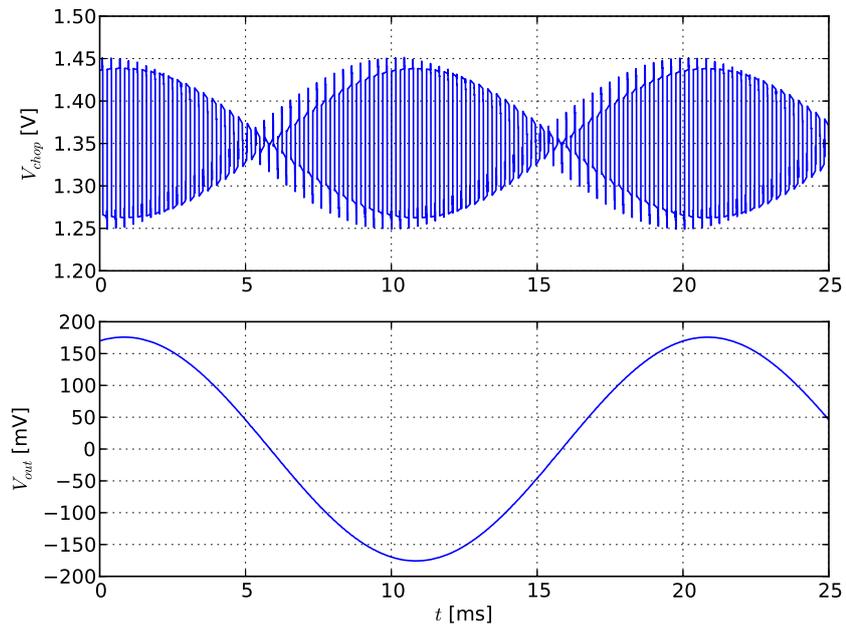


Figura 2.13: Simulación del amplificador chopeado

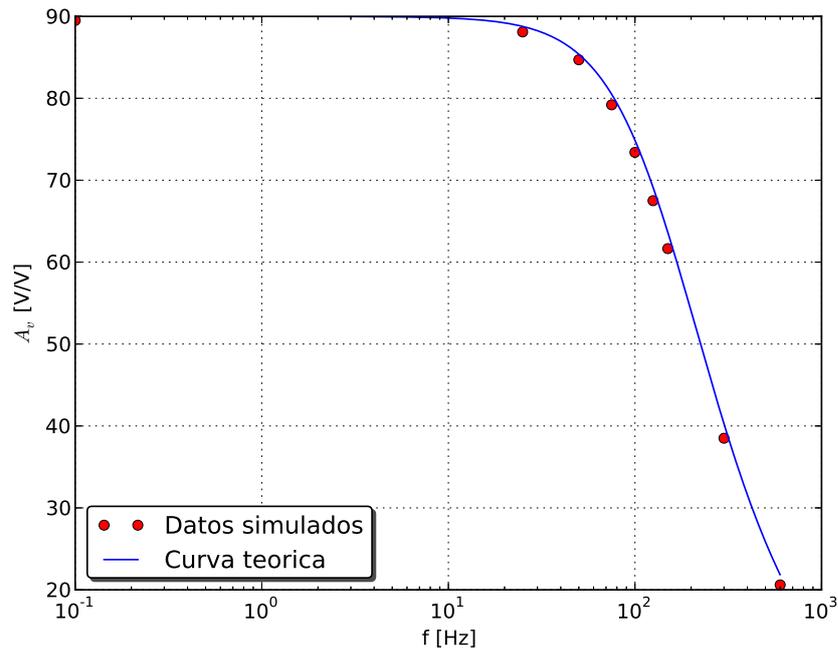


Figura 2.14: Respuesta en frecuencia del amplificador chopeado

su utilización. Para su diseño, se consideraron inicialmente dos alternativas: un convertor A/D integrador de doble rampa, o un convertor de aproximaciones sucesivas (SAR). El convertor A/D integrador de doble rampa puede lograr un error de offset igual a cero si se utilizan cuatro períodos de integración: dos períodos para medir el offset y dos para medir la señal, luego de lo cual se debe realizar la resta entre la señal y el offset. En este tipo de conversores, la salida no depende del valor de resistencia y capacitor utilizados, ya que se cuenta con la misma pendiente de carga durante los dos períodos de integración. La desventaja principal de esta alternativa es su tiempo de conversión, que es igual a  $2^{(n+1)}/f_{clk}$ . Si se consideran 8 bits para obtener una resolución mínima de 1/3 mmHg y 32 768 Hz como frecuencia del reloj para disminuir al máximo posible el consumo del circuito y al mismo tiempo asegurar la compatibilidad con cristales comerciales, el tiempo de conversión resulta ser 15,6 ms. En consecuencia, la frecuencia de muestreo es 64 Hz, la cual es menor a los 100 Hz que se quieren medir.

Por otra parte, un SAR tiene una mayor frecuencia de muestreo, igual a  $f_{clk}/n$ . Utilizando los mismos 8 bits y 32 768 Hz como frecuencia del reloj, se obtiene una frecuencia de muestreo igual a 4 kHz. Esta frecuencia supera la frecuencia de Nyquist de 200 Hz, necesaria para el circuito. Teniendo en cuenta este factor, se decidió implementar un convertor de este tipo para el diseño. La principal desventaja de estos conversores, con respecto a los anteriores, es que aumenta la complejidad del sistema.

Como la frecuencia de la señal de entrada es relativamente baja, si se realiza el muestreo con una frecuencia lo suficientemente alta se puede omitir el sample-and-hold del convertor A/D. El comparador utilizado para implementar el convertor A/D se muestra en la Fig. 2.15, mientras que en la Fig. 2.16 se puede observar su layout. El mismo es un comparador diferencial de doble entrada similar al reportado en [24]. Se necesita utilizar este tipo de comparadores en el circuito debido a que todas las señales con que se está trabajando son diferenciales. Para aumentar el rango lineal en las entradas del comparador, se utilizaron dos resistencias de  $55\text{ k}\Omega$  conectadas entre los cuatro terminales source de los transistores que conforman el par diferencial de entrada. En el Cuadro 2.4 se indica el tamaño de cada transistor del circuito de la Fig. 2.15, junto con su corriente de polarización. De manera general, se buscó una corriente total que no aumentara demasiado el consumo del circuito, pero que al mismo tiempo permitiera una rápida velocidad de respuesta. El consumo total de corriente del comparador es  $90,7\text{ }\mu\text{A}$ . En la Fig. 2.17 se puede observar la respuesta del comparador ante un escalón de tensión diferencial en dos de sus entradas. A partir de la figura, se puede observar que el tiempo de respuesta del comparador es aproximadamente  $20\text{ ns}$ , lo que equivale a una frecuencia máxima de funcionamiento del comparador de  $50\text{ MHz}$ .

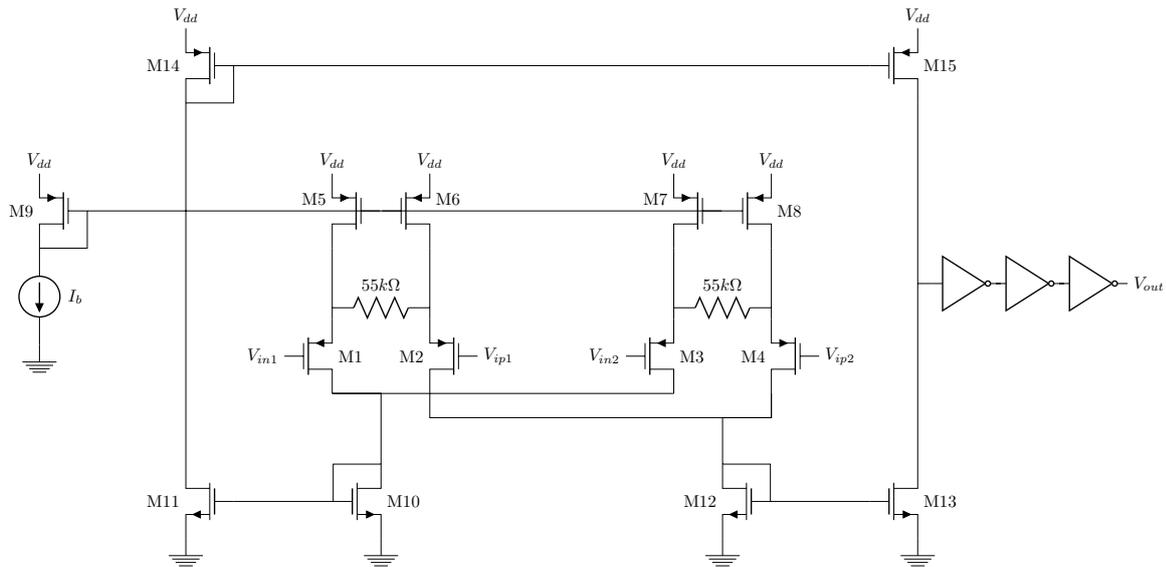


Figura 2.15: Esquemático del comparador de doble entrada

El convertor D/A, necesario en el convertor A/D para comparar el valor actual de conversión con el valor de la señal, es implementado mediante una red de escalera R-2R. El esquemático y el layout de la misma se muestran en las Figs. 2.18 y 2.19, respectivamente. Para aumentar la precisión de la conversión, las resistencias de la escalera R-2R se diseñaron apareadas. No

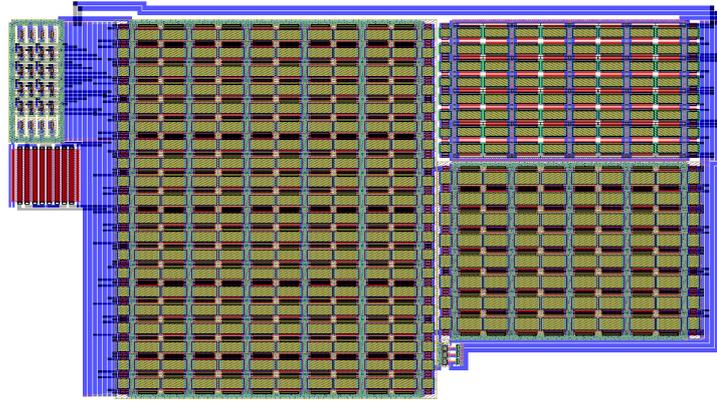


Figura 2.16: Layout del comparador de doble entrada

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)	Polarización
M1	7,2 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M2	7,2 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M3	7,2 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M4	7,2 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M5	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M6	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M7	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M8	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	9,8 $\mu\text{A}$
M9	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{A}$
M10	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	19,7 $\mu\text{A}$
M11	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{A}$
M12	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	19,7 $\mu\text{A}$
M13	105,6 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{A}$
M14	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{A}$
M15	307,2 $\mu\text{m}$	15 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{A}$

Cuadro 2.4: Tamaño y polarización de los transistores

es necesario utilizar un amplificador en la salida de la escalera R-2R, ya que aquélla ingresa al comparador diferencial de doble entrada y la carga es en consecuencia lo suficientemente grande como para que no se modifique el valor de la conversión. Al no introducir un amplificador adicional, se disminuyen las fuentes de error. En la Fig. 2.20 se muestra la curva de transferencia del convertor D/A implementado mediante la red de escalera R-2R. El consumo total de corriente obtenido para el convertor D/A es 39,3  $\mu\text{A}$ .

La lógica de control del convertor A/D se implementó mediante un circuito digital encargado de manejar el convertor D/A y realizar la comparación entre el valor actual de conversión y

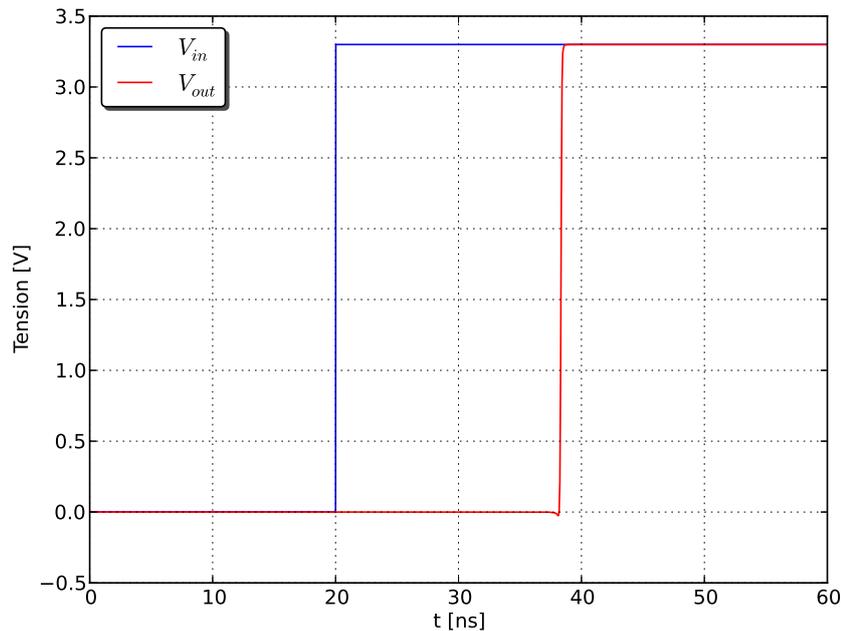


Figura 2.17: Respuesta del comparador ante un escalón de tensión

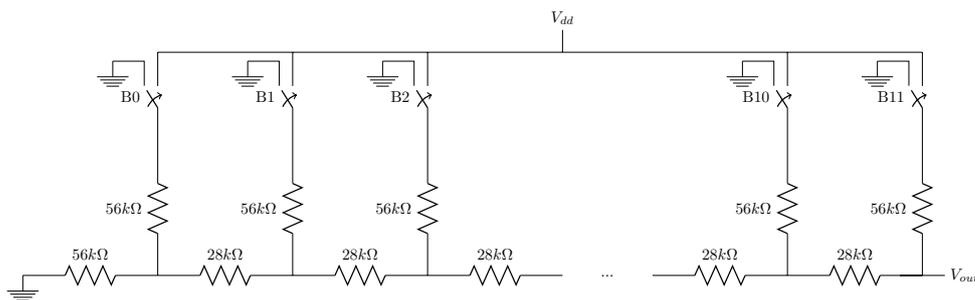


Figura 2.18: Esquemático de la escalera R-2R

el valor de la señal. En cada paso de control se realiza esta comparación y, dependiendo del resultado, se aumenta o disminuye el valor del próximo bit de conversión.

Tanto el comparador diferencial de doble entrada como el convertor D/A tienen su propio offset que se agrega a la señal medida. Para reducir esta fuente de error, se puede utilizar un circuito con autocero analógico o digital [38][20]. El principal problema del circuito con autocero analógico es la inyección de carga que producen las llaves utilizadas [68]. En cambio, el circuito con autocero digital no presenta dicho problema. Por esta razón, se eligió este último método para compensar el offset del convertor A/D y se incluyó dentro del circuito digital antes mencionado.

Luego de completar una conversión de la señal de entrada (8 ciclos de reloj) y obtener su

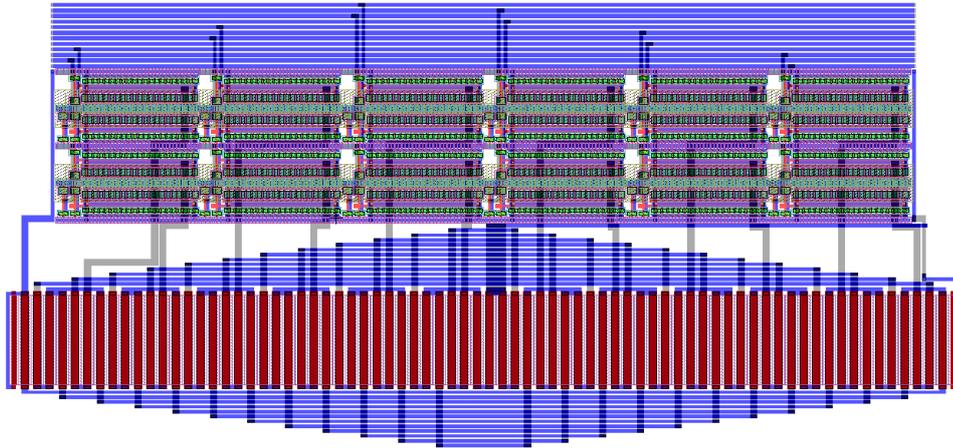


Figura 2.19: Layout de la escalera R-2R

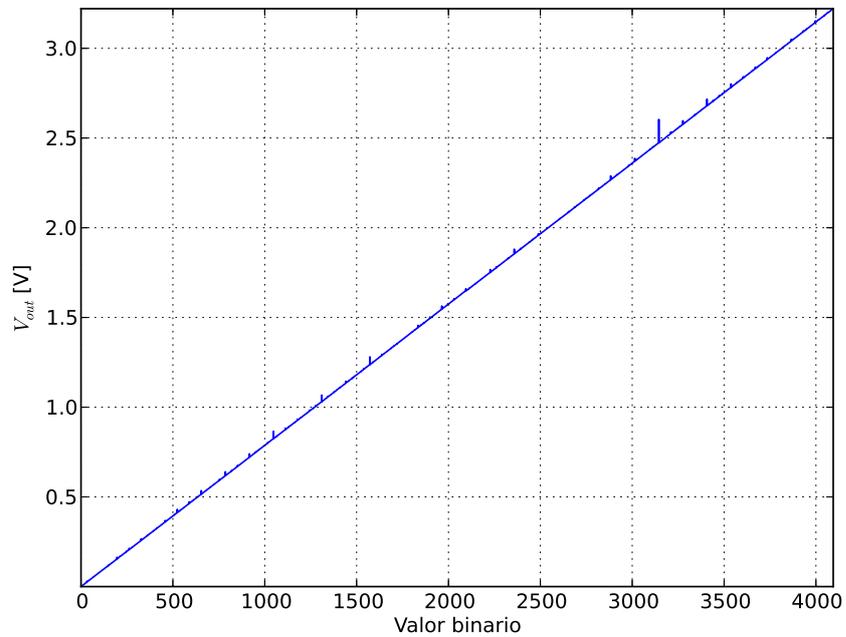


Figura 2.20: Curva de transferencia de la escalera R-2R

valor digital, se utiliza un único ciclo adicional para generar una señal de corrección de 1 bit. Dicha corrección se logra al unir las entradas de señal del comparador ( $V_{1+}$  y  $V_{1-}$  de la Fig. 2.4) y presentar el offset almacenado en un registro en las otras dos entradas. La señal de salida será 0 ó 1 dependiendo del signo de la diferencia entre el offset total y el valor del registro. En función del resultado, se incrementa o decrementa el valor del mencionado registro, repitiendo el

proceso con cada nueva conversión. Como el valor del offset del amplificador es constante con el tiempo, a lo sumo en 8 períodos de conversión se converge al valor del offset real. Utilizando esta técnica, un período de conversión con corrección de offset toma 9 ciclos de reloj (una vez que se llegó al valor estacionario del offset), logrando mayor velocidad de conversión en comparación con los 16 ciclos de reloj necesarios si el offset se evaluara mediante una conversión completa (7 ciclos de reloj adicionales). Como resultado, se obtiene una topología de medición de offset similar a un conversor A/D sigma-delta de 1 bit, es decir se suma o resta uno en cada etapa de muestreo. Para calcular la señal de salida de presión, se resta en la señal de cada medición el valor del registro con el offset.

Para obtener el ruido equivalente del amplificador, se puede calcular el ruido de cada transistor del circuito y llevarlo a su salida de forma tal de sumar las densidades espectrales de potencia (PSDs). A continuación, se calcula su raíz cuadrada y se divide este valor por la ganancia del circuito para obtener el ruido equivalente referido a la entrada [38]. La PSD es una ecuación que define la corriente de ruido en términos de la frecuencia, el punto de operación del transistor y parámetros del proceso. Existen dos componentes principales en la PSD: la componente debida al ruido térmico y aquella debida al ruido flicker [4]. La PSD del ruido térmico se puede calcular como

$$S_{it}(f) = \gamma n K_b T g_m \quad (2.14)$$

donde  $\gamma$  es una constante que puede valer 2 ó 8/3 si el transistor se encuentra en saturación en inversión fuerte o débil, respectivamente,  $K_b$  es la constante de Boltzmann,  $T$  es la temperatura expresada en kelvin y  $g_m$  es la transconductancia del transistor. Por otra parte, la PSD del ruido flicker se puede calcular como

$$S_{if}(f) = \frac{K_f g_m^2}{C_{ox} W L} \frac{1}{f^\alpha} \quad (2.15)$$

donde  $K_f$  y  $\alpha$  son parámetros del proceso a ajustar,  $W$  y  $L$  son el ancho y largo del transistor, respectivamente, y  $C_{ox}$  es la capacidad del óxido del transistor. Utilizando (2.14) y (2.15) se obtienen las curvas de la Fig. 2.21, donde se puede apreciar el ruido total equivalente referido a la entrada del amplificador implementado antes y después de realizar el chopeado. El valor de  $K_f$  se obtuvo a partir de pruebas con transistores disponibles del proceso utilizado.

El ruido del conversor A/D es despreciable en comparación al ruido total ya que, al llevarlo a la entrada del sistema, queda dividido por la ganancia del amplificador. En consecuencia, este ruido representa en el peor de los casos un 0,6% del ruido total. A partir de (2.14) y (2.15) se calculó la tensión de ruido térmico equivalente en la entrada que resultó ser 11,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , mientras que el ruido de bajas frecuencias alcanza los 14,6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  a 1 Hz. Utilizando los valores anteriores y considerando el ancho de banda sobre el que se desea trabajar, se puede calcular el

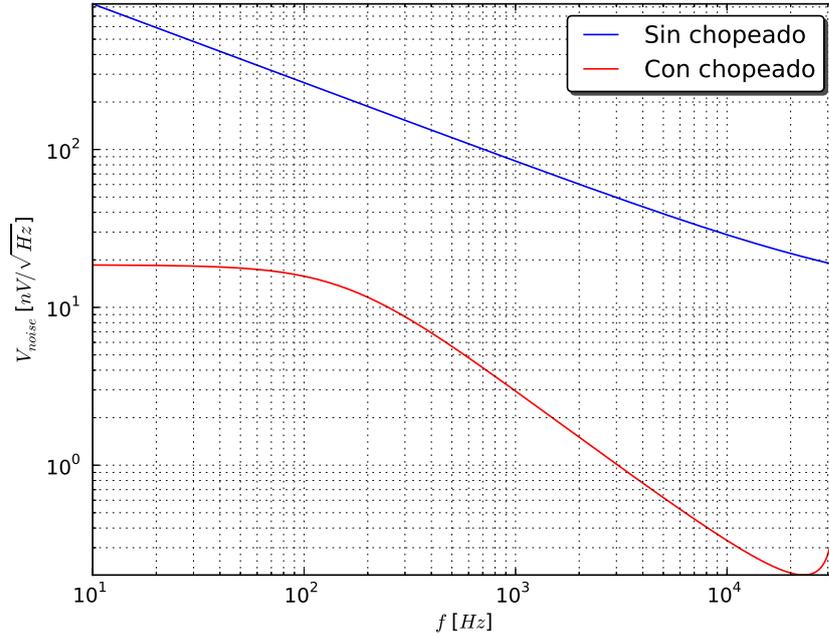


Figura 2.21: Ruido del amplificador antes y después del chopeado

ruido total del amplificador como

$$V_{namp} = \sqrt{\int_{f=1 \text{ Hz}}^{100 \text{ Hz}} (S_{it}(f) + S_{if}(f)) df} = 121 \text{ nV} \quad (2.16)$$

donde se puede observar que el ruido que introduce el amplificador cumple con las especificaciones en el ancho de banda seleccionado.

Por otra parte, para calcular el offset del circuito se realizaron simulaciones de Montecarlo, utilizando las variaciones extremas en los parámetros del proceso. Si bien los valores de offset obtenidos son muy bajos (centenas de nanovolts), se espera que en el circuito fabricado estos valores sean algo más altos (en el orden de los microvolts), similares a los que se pueden encontrar en trabajos como [26][45].

Como el nodo sensor es alimentado por una batería, es necesario que el consumo de energía sea lo más eficiente posible. Por otra parte, como la presión cambia muy lentamente con el tiempo, no es necesario medirla de manera continua. En consecuencia, para reducir al máximo el consumo total del sistema, se realizan mediciones de 10 segundos, cada 15 minutos (900 s). Esta duración de 10 segundos permite detectar al menos un ciclo en la respiración del paciente (forzada o no) y obtener parámetros adicionales, como pueden ser la presión capilar de la traquea y el pulso del paciente, entre otros [34]. La implementación del conversor A/D en el mismo chip

permite reducir aún más el consumo de energía, dado que no es necesario un conversor A/D o un microcontrolador externos. El consumo total de corriente promedio obtenido para el circuito digital es  $12,2\mu\text{A}$  durante el modo activo de funcionamiento mientras que, durante el modo de funcionamiento inactivo (en el que se está esperando que pasen los 15 minutos), se apagan todas las funciones no vitales del circuito permitiendo disminuir el consumo a  $500\text{nA}$ . En el Cuadro 2.5 se resumen los distintos consumos del circuito.

Circuito	Etapas	Consumo
Amplificador	Polarizaciones de Entrada	$11\mu\text{A}$
	Buffers	$42\mu\text{A}$
	Amplificador chopeado	$73\mu\text{A}$
Conversor A/D	Comparador	$90,7\mu\text{A}$
	Escalera R-2R	$39,3\mu\text{A}$
Circuito digital	Modo activo	$13,2\mu\text{A}$
	Modo inactivo	$500\text{nA}$
Total	Modo activo	$269,2\mu\text{A}$
	Modo inactivo	$500\text{nA}$

Cuadro 2.5: Consumos de corriente del circuito

A partir del Cuadro 2.5, se puede calcular el consumo promedio de corriente total del circuito como

$$\bar{I}_{total} = \frac{(I_{activo} + I_{sensor}) 10\text{s} + I_{inactivo} 890\text{s}}{900\text{s}} = 16,8\mu\text{A} \quad (2.17)$$

donde  $I_{activo}$  es la corriente total del circuito en el modo activo de funcionamiento,  $I_{inactivo}$  es la corriente en el modo inactivo de funcionamiento e  $I_{sensor} = 1,2\text{mA}$  es la corriente de estado estacionario del sensor. A partir de (2.17), y utilizando como referencia una batería de  $2200\text{mA h}$ , se logra una autonomía de 5450 días (15 años aproximadamente), mucho mayor que la reportada en [18] (440 días utilizando la misma frecuencia de actualización de datos).

En la Fig. 2.22 se muestra una imagen del layout total del chip enviado a fabricar, que implementa tanto los bloques analógicos como digitales del circuito.

### 2.2.3. Implementación Discreta

En el marco del presente trabajo se formuló un PID que fue presentado, aprobado y financiado por la ANPCyT en el año 2011. El objetivo del mismo es realizar un estudio sobre un número significativo de pacientes (más de 100) para determinar de la eficacia del monitoreo de la presión del ETTC. En consecuencia, resultó necesario contar de manera rápida con un prototipo experimental para obtener datos. Dado que el ciclo de diseño y fabricación de un circuito integrado para estas funciones requiere de aproximadamente 1 año, se decidió realizar

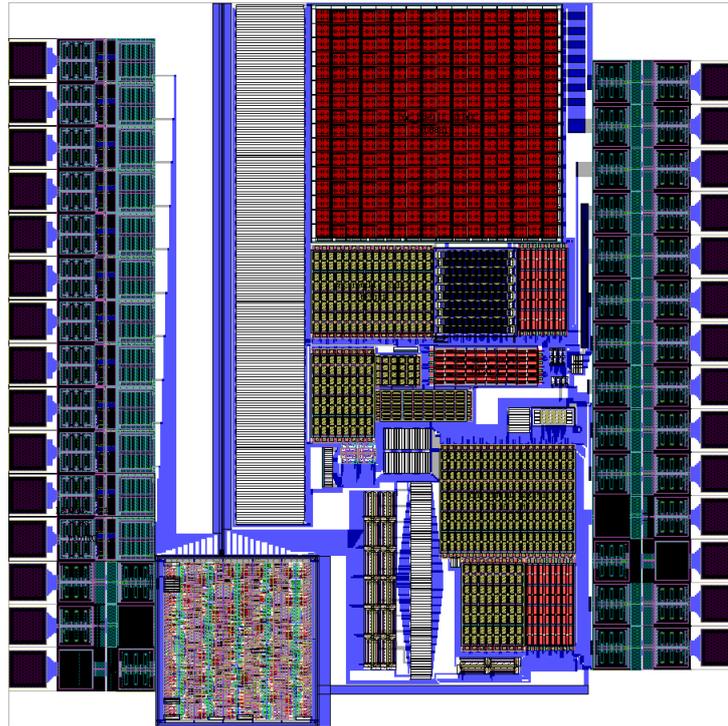


Figura 2.22: Layout final del circuito

un sistema discreto con todos los bloques necesarios para la medición, adquisición y transmisión de los datos a una computadora. Un esquema del sistema discreto se muestra en la Fig. 2.23. El sistema desarrollado posee un ruido térmico de  $50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Su consumo promedio es  $40,1 \mu\text{A}$  que, si bien es mucho mayor que el del sistema integrado, permite una autonomía de 2280 días, superior a la reportada por [18].

El sistema se puede dividir en dos bloques principales: un nodo sensor y una estación base. En el nodo sensor una etapa de amplificación acondiciona la señal, para luego ser convertida en un valor digital por un conversor A/D. El mismo se encuentra integrado en un microcontrolador de bajo consumo CC430 que posee varios regímenes de consumo de corriente, los cuales se detallan en el Cuadro 2.6. El microcontrolador está compuesto, a su vez, por un microprocesador de bajo consumo MSP430 y un módulo de comunicaciones que transmite los datos por RF a la estación base. Ésta recibe la señal y, luego de su procesamiento, almacena los datos en una computadora en la cual se mantiene un registro. El software de monitoreo permite programar condiciones de alarma ante situaciones irregulares y avisar al personal pertinente para corregir la anomalía.

La topología del sistema de medición utilizado se muestra en la Fig. 2.24. Dada su alta impedancia de entrada, bajos niveles de offset y ruido en la entrada, y la posibilidad de trabajar

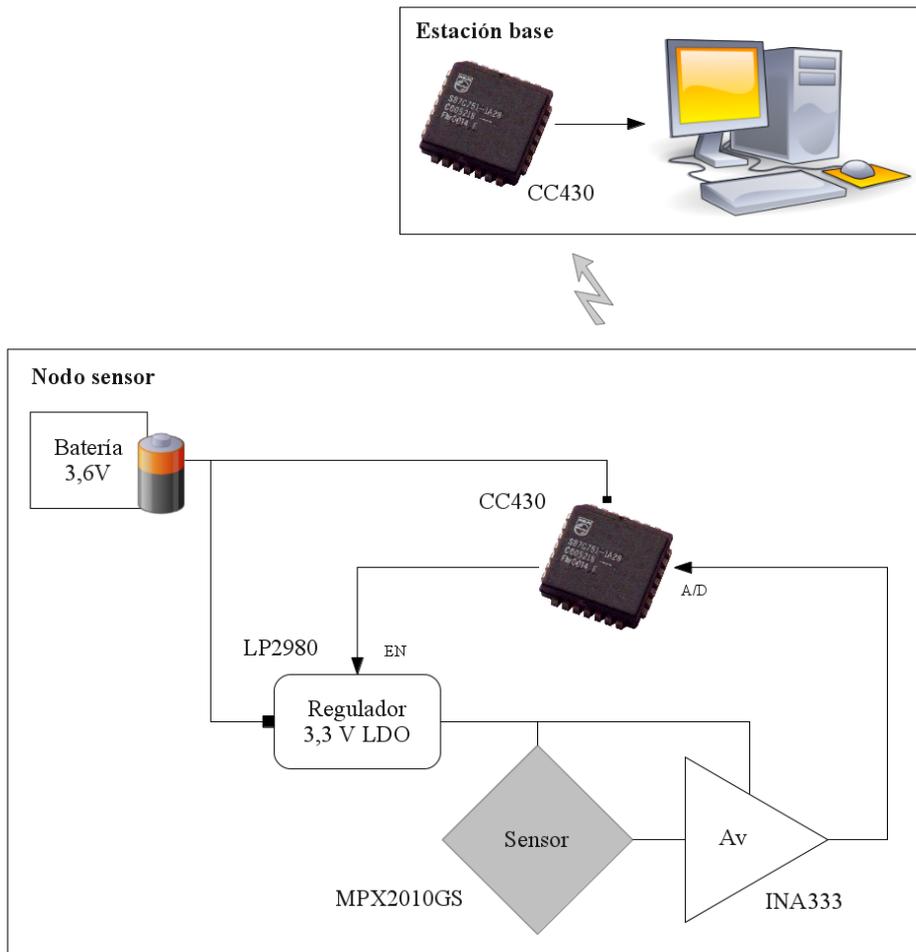


Figura 2.23: Diagrama en bloques del sistema discreto

Modo de funcionamiento	Consumo
Activo	2 mA
Inactivo	2 $\mu$ A
Transmisión de datos	30 mA

Cuadro 2.6: Consumos de corriente del microcontrolador

con bajas tensiones de alimentación (compatibles con los 3,3 V de las especificaciones), se decidió utilizar un amplificador de instrumentación INA333. El mismo posee un offset de 25  $\mu$ V y una tensión de ruido equivalente en la entrada de 50 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ . Considerando el ancho de banda

sobre el que se desea trabajar, se puede calcular el ruido total del amplificador como

$$V_{namp} = \sqrt{\int_{f=0}^{100 \text{ Hz}} 50^2 \text{ nV}^2/\text{Hz} \, df} = 500 \text{ nV} \quad (2.18)$$

donde se puede observar que el ruido que introduce el amplificador cumple con las especificaciones en el ancho de banda seleccionado. Otra fuente de error es la variación de la ganancia, la cual puede ser controlada al seleccionar la precisión en el valor de la resistencia  $R_G$ . Teniendo en cuenta el cálculo de la ganancia de un amplificador de instrumentación como el de la Fig. 2.24, se tiene que

$$A_v = 1 + \left( \frac{100 \text{ k}\Omega}{R_G} \right) \quad (2.19)$$

de donde se puede calcular que, para obtener la ganancia requerida,  $R_G$  debe ser igual a  $167 \, \Omega$ . Dadas las especificaciones planteadas para el diseño, se tiene que la precisión en el valor de la resistencia  $R_G$  debe ser igual a  $\pm 0,1 \%$ .

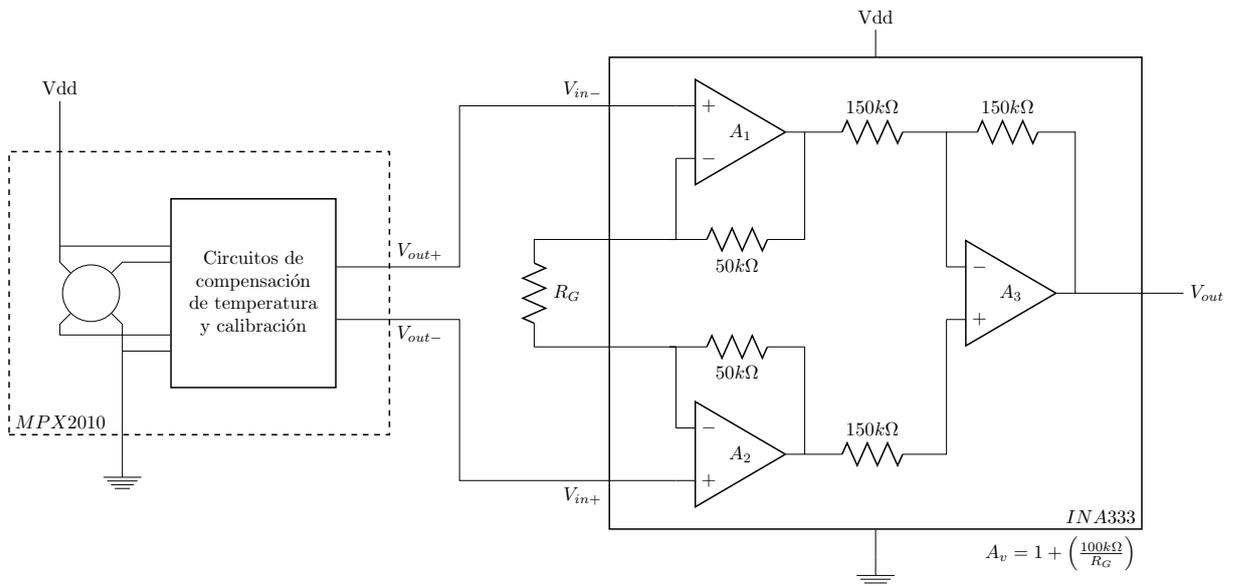


Figura 2.24: Sensado y acondicionamiento de la señal

La salida del amplificador se conecta a una entrada del microcontrolador CC430, para ser luego convertida en una palabra digital mediante un convertor A/D. El mismo posee 12 bits de resolución y un rango de entrada entre 0 y  $V_{dd}$ . Para realizar la transmisión y recepción de los datos se utiliza el módulo de comunicaciones inalámbricas incorporado en el propio microcontrolador. El módulo de comunicaciones opera a una frecuencia de 433 MHz y puede transmitir datos en forma segura hasta distancias mayores a 100 m con una velocidad de 4,8 KiB/s. Una

vez convertida la señal en un valor digital, es transmitida por RF a una estación base.

En la Fig. 2.25 se muestra el circuito impreso (PCB) realizado para el nodo sensor. En la misma se puede observar, de izquierda a derecha, el sensor, los amplificadores y el regulador, mientras que la electrónica de comunicación y transmisión de datos se encuentra por debajo de la placa. En la Fig. 2.26 se puede observar el PCB que implementa la estación base. En la misma se incluyen el regulador, el microcontrolador CC430 y la electrónica de interfaz con el puerto serie RS232, el cual se utiliza para comunicar la estación base con una computadora.

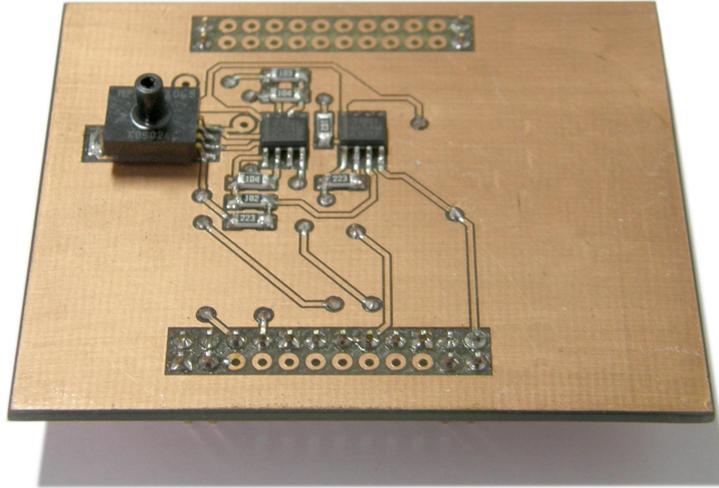


Figura 2.25: Circuito impreso del nodo sensor

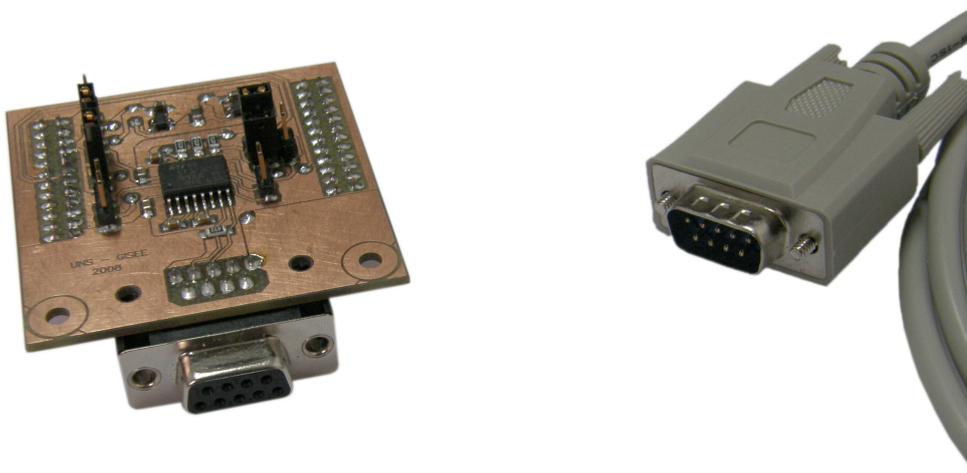


Figura 2.26: Circuito impreso de la estación base

Una vez que la estación base obtiene los datos de una medición, la señal adquirida es al-

macenada para su posterior uso. Sin embargo, es conveniente mostrar los resultados obtenidos a medida que se realizan las mediciones. Para ello, se desarrolló un programa de computadora utilizando las librerías gráficas de Qt [22]. En la Fig. 2.27 se muestra una captura de pantalla del mismo. En este tipo de interfaces es importante, además de mostrar la forma de los valores obtenidos y su variación a lo largo del tiempo, incluir condiciones de alarma. Para asegurar que las alarmas sean atendidas, su condición de apagado no es temporal, sino que se requiere la intervención del personal de turno.

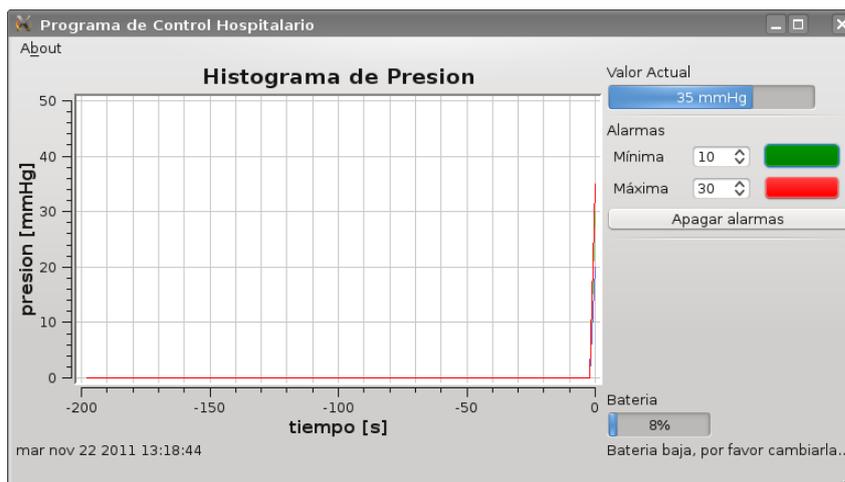


Figura 2.27: Programa desarrollado para el historial de presiones

El consumo de energía de la unidad difiere según la etapa de operación. Durante la etapa de medición, el consumo está dado por el sensor, la electrónica de preamplificación y filtrado, y el convertor A/D. Como durante la etapa de transmisión de datos se registra el mayor consumo instantáneo de corriente, se debe limitar el tiempo de uso del canal de RF en el transmisor al mínimo posible. Para esto, el microcontrolador cuenta con la posibilidad de apagar el módulo de transmisión de datos mientras no se necesite. Una vez que el dato ha sido enviado (3,6 ms), el módulo pasa a un estado ocioso. Si no se tienen precauciones adicionales, el consumo durante este estado puede representar uno de los factores de mayor peso sobre el consumo total, debido a que el microcontrolador es el único componente del sistema que nunca es apagado. Es por esto que, para disminuir el consumo de energía, se decidió utilizar uno de los modos de bajo consumo del microcontrolador CC430. En dicho modo se apagan todas las funciones no vitales del sistema, quedando encendido únicamente un reloj de tiempo real, el cual es el encargado de prender el sistema periódicamente para realizar la medición mediante una interrupción. Esta interrupción hace que el microcontrolador salga del modo de bajo consumo y pueda operar normalmente. A continuación, el microcontrolador enciende un regulador que alimenta el puente sensor de

presión y su amplificador asociado para realizar la medición de la presión. En el receptor no existen problemas de consumo, debido a que se puede extraer energía de la red eléctrica, o incluso del mismo puerto que conecta la estación base con la computadora [3].

Si bien el sensor podría ser alimentado desde el mismo microcontrolador, el reloj de éste puede introducir ruido de conmutación en la señal. Para disminuir este posible ruido y, al mismo tiempo, mantener una medición estable e independiente del nivel de tensión de la batería, se agregó un regulador lineal LP2980 que es encendido únicamente durante la etapa de medición. Si bien estos reguladores no son tan eficientes en cuanto al uso de la energía como los reguladores conmutados, carecen del ruido de conmutación asociado a estos últimos. El consumo típico de este regulador, para consumos de carga de 1 mA, 10 mA y 50 mA, es igual a 80  $\mu$ A, 140  $\mu$ A y 375  $\mu$ A, respectivamente. Por otra parte, mientras el regulador está apagado, su consumo desciende a 1  $\mu$ A. En el Cuadro 2.7 se resumen los distintos consumos del sistema, junto con sus respectivos tiempos de funcionamiento.

	Bloque	Consumo	Tiempo
Microcontrolador	Activo	2 mA	10 s
	Inactivo	2 $\mu$ A	890 s
	Transmisión de datos	30 mA	3,6 ms
Amplificador		50 $\mu$ A	10 s
Sensor		1,2 mA	10 s
Regulador	Encendido	81 $\mu$ A	10 s
	Apagado	1 $\mu$ A	890 s

Cuadro 2.7: Consumos de corriente del sistema

A partir del Cuadro 2.7, se puede calcular el consumo promedio de corriente total del sistema como

$$\bar{I}_{total} = \sum_i \frac{I_i t_i}{900 \text{ s}} = 40,1 \mu\text{A} \quad (2.20)$$

donde  $I_i$  es la corriente de cada bloque y  $t_i$  es el tiempo de funcionamiento del mismo. A partir de (2.20), y utilizando como referencia una batería de 2200 mA h, se logra una autonomía de 2280 días (6 años aproximadamente).

En la Fig. 2.28 se muestra una imagen del sistema total implementado.

#### 2.2.4. Mediciones

Durante el proceso de validación del sistema, se realizaron tanto pruebas de calibrado en laboratorio como pruebas de funcionamiento bajo condiciones normales de uso.

Para contrastar los datos obtenidos con los valores de presión reales, se utilizó una columna



Figura 2.28: Nodo sensor y estación base

de mercurio estándar (sphygmomanómetro) conectada en paralelo con el sensor. Los resultados obtenidos utilizando el sensor concuerdan con los valores indicados por la columna de presión de referencia. Por otra parte, se caracterizó la variación de la sensibilidad y el offset sobre una población de 10 sensores de presión MPX2010. La variación de dichos parámetros en la muestra arroja un error menor a  $1/3$  mmHg en los resultados. Estos valores permiten utilizar los sensores sin necesidad de calibrado, característica fundamental a la hora de producir un dispositivo en grandes cantidades.

En la Fig. 2.29 se muestra la salida del amplificador como resultado de variar la presión de entrada entre 0 y 50 mmHg, superpuesta con su aproximación lineal de cuadrados mínimos.

Adicionalmente, se realizaron mediciones de señales de presión sobre diversos ETTC en la unidad de cuidados coronarios intensivos del Hospital Privado del Sur, en Bahía Blanca (Argentina). Para corroborar la validez de los valores obtenidos, se conectó además una placa adquisidora en paralelo con la salida del amplificador.

Los resultados obtenidos se muestran en las Figs. 2.30 y 2.31. En las mismas se puede observar la presión de salida del sensor luego de ser amplificada. Se incluye además la información espectral de la señal. Las pruebas fueron realizadas sobre dos pacientes, uno de los cuales era asistido por un respirador artificial. Los picos que se observan en la señal de la Fig. 2.30 tienen relación con la inyección de aire por parte del respirador artificial, mientras que los picos más chicos son debidos a la circulación arterial del paciente [34]. En la Fig. 2.31 las ondas de mayor amplitud

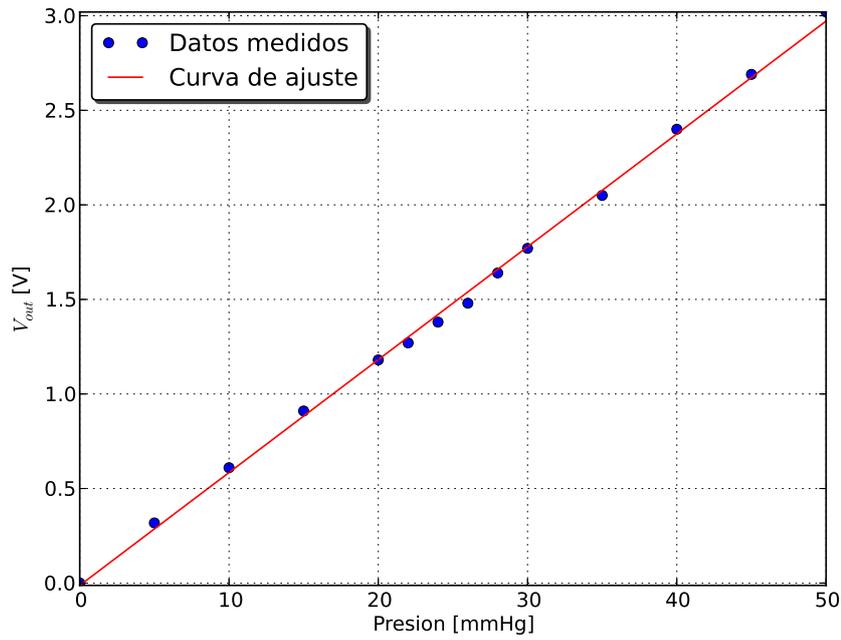


Figura 2.29: Caracterización del sensor

se corresponden con la respiración por parte del paciente.

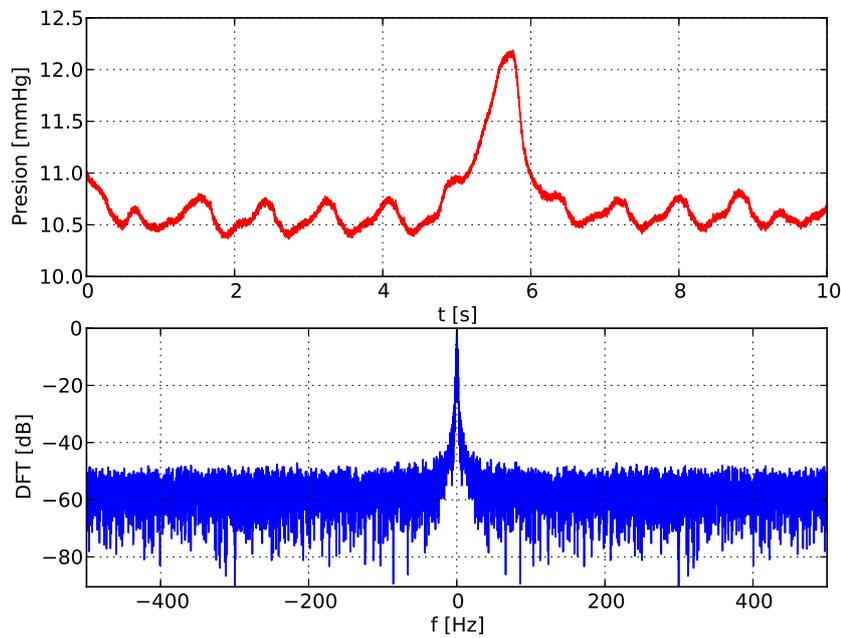


Figura 2.30: Medidas realizadas sobre un paciente con respirador

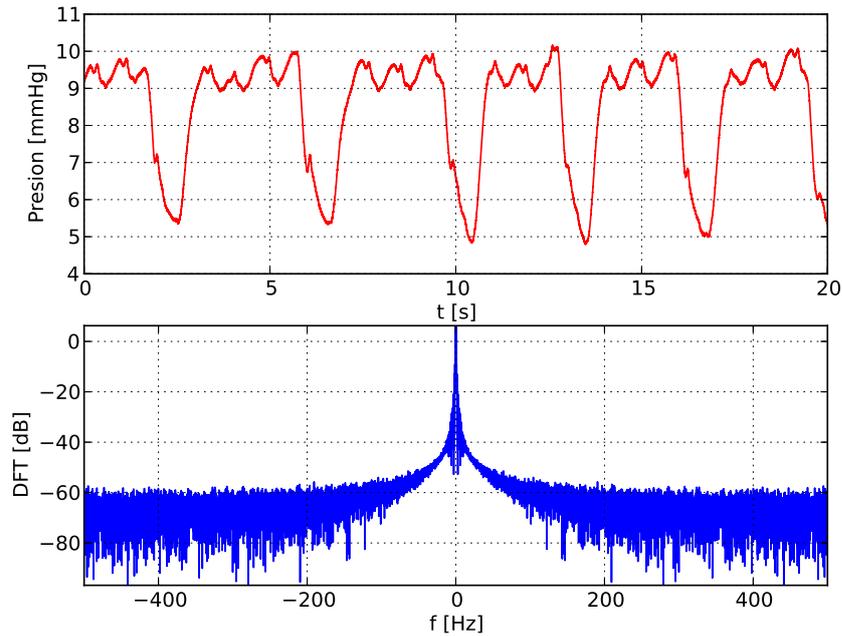


Figura 2.31: Medidas realizadas sobre un paciente sin respirador

## 2.3. Conclusiones

En el presente capítulo se presentaron dos sistemas para el relevamiento automático de la presión endotraqueal en pacientes intubados.

En primer lugar, se analizaron las especificaciones necesarias para el correcto funcionamiento del sistema, en particular la ganancia, el offset de entrada y el ruido total, de manera de obtener un error máximo de 1 mmHg sobre la medida final de presión. Este análisis revela que los dos aspectos más críticos del diseño son la precisión sobre el valor de ganancia a implementar y el offset de entrada. La restricción sobre el ruido de entrada, que debe tener un valor máximo de  $36,7 \mu\text{V}$  sobre un ancho de banda de 100 Hz, resulta secundaria ante los dos primeros factores mencionados.

A continuación se presentó la principal contribución del capítulo, que se corresponde con el diseño de un circuito integrado de señal mixta en una tecnología CMOS estándar de  $0,5 \mu\text{m}$ , e incluye en el mismo chip todos los bloques necesarios para la medición, amplificación y conversión analógico-digital de los datos de presión, a la vez que satisface las especificaciones planteadas.

El diseño se basa en un amplificador *chopeado* que reduce considerablemente tanto el ruido de bajas frecuencias como el offset a valores teóricos de  $14,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  a 1 Hz y  $2,5 \mu\text{V}$ , respecti-

vamente<sup>1</sup>. A modo de comparación, el dispositivo reportado en [18] presenta un ruido de bajas frecuencias de  $200 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  a  $1 \text{ Hz}$  y un offset de  $4,5 \text{ mV}$ . La tensión de ruido térmico equivalente en la entrada es  $11,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (menor que los  $90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  reportados en [18] e incluso inferior al del propio sensor,  $38 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). La elección de una topología chopeada en el amplificador para lograr el requerimiento de offset, contribuye positivamente a la reducción del ruido de bajas frecuencias característico de los transistores CMOS y al ruido térmico, sin que sea necesario recurrir a tamaños excesivamente grandes en los transistores de entrada. En el Cuadro 2.8 se resumen los niveles de offset y ruido de las distintas versiones del sistema.

Versión	Offset	Ruido térmico	Ruido flicker
Antecedente [18]	$4,5 \text{ mV}$	$90 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$200 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
ASIC	$2,5 \mu\text{V}$	$11,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$14,6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Discreta	$25 \mu\text{V}$	$50 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$466 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Cuadro 2.8: Niveles de offset y ruido en cada diseño

En cuanto a la precisión en la ganancia, se propuso una topología original para el amplificador de entrada que permite obtener una ganancia fija introduciendo una resistencia de degeneración de source, que se aparea con la resistencia de carga.

El último bloque implementado dentro del circuito integrado es un conversor A/D del tipo SAR basado en un comparador diferencial de doble entrada, que implementa un esquema de autocero para cancelar el offset residual y eliminarlo digitalmente. El conversor propuesto utiliza 8 pasos de reloj para producir la conversión de la señal de entrada y un único ciclo adicional para generar una señal de corrección de 1 bit. Como el valor del offset del amplificador es constante con el tiempo, a lo sumo en 8 períodos de conversión se converge a cancelar el valor del offset. Utilizando esta técnica, un período de conversión con corrección de offset toma 9 ciclos de reloj, logrando mayor velocidad de conversión en comparación con los 16 ciclos de reloj necesarios si el offset se evaluara mediante una conversión completa (7 ciclos de reloj adicionales).

El offset conseguido merced a la utilización de la técnica de chopeado del amplificador y la técnica de autocero del conversor A/D es fundamental para la aplicación del sistema en ambientes hospitalarios, dado que permite obtener dispositivos sin necesidad de calibrado, lo cual haría necesaria la presencia de un técnico para asistir a los profesionales de la salud en su uso.

En lo que respecta al consumo de energía, el antecedente a este trabajo reporta un consumo de corriente en estado estacionario en el orden de los  $208 \mu\text{A}$ , lo que permite una autonomía de 440 días si se utiliza como referencia una batería de  $2200 \text{ mA h}$ . En el sistema integrado diseñado,

<sup>1</sup>Los valores de offset del ASIC fueron estimados a partir de simulaciones y teniendo en cuenta resultados de trabajos previos

se logró disminuir el consumo promedio del sistema a  $16,8 \mu\text{A}$ , aumentando la autonomía a 5450 días (15 años aproximadamente). La reducción del consumo se debe a varios factores. En primer lugar, la integración de la lógica digital y del conversor A/D en el mismo chip elimina la necesidad de un conversor A/D y un microcontrolador externos. En segundo lugar, el diseño del circuito amplificador fue realizado minimizando la corriente de polarización requerida. En tercer lugar, la elección de una topología para el conversor que realiza la conversión en un tiempo breve contribuye a la disminución de la actividad del circuito digital y, en consecuencia, a la reducción de su consumo. En el Cuadro 2.9 se resume el consumo promedio de las distintas versiones del sistema. En el mismo, se consideró una batería de 2200 mA h para el cálculo de la autonomía.

Versión	Consumo promedio	Autonomía
Antecedente [18]	$208 \mu\text{A}$	440 días
ASIC	$16,8 \mu\text{A}$	5450 días
Discreta	$40,1 \mu\text{A}$	2280 días

Cuadro 2.9: Consumo promedio de cada diseño

El dispositivo discreto desarrollado en la Sección 2.2.3 surge a partir del requerimiento de realizar experimentos en campo de manera inmediata para la ejecución de un PID cofinanciado por la ANPCyT y un instituto de diagnóstico privado. Es importante destacar que este proyecto se plantea para canalizar los resultados de la línea de trabajo expuesta en este capítulo a una aplicación concreta con beneficios para la sociedad, en particular el bienestar de pacientes que han sufrido una intubación endotraqueal.

El sistema construido está basado en un amplificador de instrumentación de alto desempeño que presenta precisión en la ganancia y bajo offset, permitiendo su utilización sin previa calibración. La reducción en el consumo se logra encendiendo el circuito de medición sólo cuando es necesario realizar la medición, para lo cual se utiliza un regulador lineal con señal de encendido. Este sistema también dispone de un microcontrolador CC430 que incluye un conversor A/D y una interfaz de RF para transmitir los datos a una estación central. Utilizando dicho sistema se realizaron pruebas experimentales en un ambiente hospitalario. Uno de los resultados significativos obtenidos a partir de estas mediciones, fue la observación indirecta de una señal de baja amplitud producto de la circulación sanguínea en las paredes de la tráquea. Esto abre la posibilidad de realizar el ajuste y posterior monitoreo de las condiciones de inflado del ETTC utilizando como parámetro principal dicha circulación sanguínea, en lugar de la presión absoluta del mismo [34]. La razón principal de esto es que la interrupción de la circulación sanguínea laminar es la que determina el punto de inicio en la ocurrencia de daños en el paciente.



## Capítulo 3

# Sistema de Dosificación Intravenosa

### 3.1. Introducción

Los dispositivos de dosificación de suero intravenoso en hospitales pertenecen a dos clases bien diferenciadas. Por un lado se encuentran los dosificadores de suero de alta precisión, que son de alto costo y requieren de insumos importados (en la mayoría de los casos distribuidos por los mismos fabricantes de los equipos). El costo de estos dispositivos hace que sólo se dispongan en algunas camas de las terapias intensivas o salas coronarias. Por otra parte, se encuentran los dosificadores de muy bajo costo y precisión, que se utilizan masivamente para la administración de sueros, medicamentos y sedantes, entre otros. Estos últimos consisten en una mariposa metálica y son graduados a mano por el personal de enfermería, siendo controlados en intervalos de tiempo que pueden comprender varias horas. Este método es muy poco preciso, ya que cualquier movimiento por parte del paciente cambia la presión sobre el suero suministrado, modificando la velocidad de goteo del medicamento.

Se han realizado diversos estudios [11][74][25][71] que demuestran las ventajas de contar con un sistema automático de monitoreo y control del flujo en medicamentos intravenosos. La administración de anestesia de manera continua es cada vez más frecuente debido a que se puede realizar el control anteriormente mencionado. El sensado del flujo en medicamentos intravenosos permite realizar tanto el control de la dosificación de anestesia durante la operación, como la administración de agentes anestésicos post-operatorios [74][25]. Por otra parte, la relación entre la presión y el fluido en sistemas de dosificación intravenosos no guarda una relación lineal [58]. En consecuencia, contar con un sistema de monitoreo de dosificación resulta particularmente útil a la hora de realizar un control a lazo cerrado de la cantidad de medicamento suministrado [8][72]. La tomografía por emisión de positrones (PET) y la tomografía computarizada por emisión de fotón único (SPECT) constituyen otro ejemplo donde el control de la dosificación de suero puede

resultar útil. Cambios abruptos en la dosificación intravenosa del marcador pueden resultar en una estimación poco confiable de los parámetros fisiológicos [71]. Un control continuo de dicha dosificación permite, además, seleccionar el esquema de administración deseado.

La principal contribución del presente capítulo es el desarrollo de un sistema de lazo cerrado para controlar la dosificación de suero intravenoso en pacientes internados [48][49], que implementa un sistema de control de bajo costo, está optimizado para bajo consumo y se basa en un único circuito integrado que realiza las tareas de medición y control del flujo de suero. Esta dosificación debe mantenerse en el valor determinado por el médico en función de diversas variables, como pueden ser el tratamiento, el tipo de medicación y la gravedad del paciente, entre otras. El sistema de dosificación fue pensado desde su concepción para poder integrarse al sistema de suero utilizado en los hospitales, resultando de muy bajo costo y logrando una precisión media-alta. Dado que en países desarrollados el presupuesto del sistema de salud permite dotar a los hospitales de equipos de alto costo y precisión, el sistema sólo es de interés en países donde el sector de salud pública dispone de escasos recursos para equipamiento. Los resultados de este capítulo se enmarcan, a su vez, en el desarrollo de un PID conjunto con un instituto de diagnóstico privado de la ciudad de Bahía Blanca (Argentina), cuyo objetivo es realizar un prototipo comercial del dosificador de suero intravenoso.

El dispositivo detecta el pasaje de las gotas utilizando un diodo emisor de luz y un fototransistor estándar de bajo costo. Uno de los objetivos principales del diseño es tener un bajo consumo de energía, para poder operar durante largos períodos de tiempo sin necesidad de cambiar las baterías. Para lograr este objetivo, el nodo de salida del fototransistor es polarizado a una tensión constante utilizando un convertor de corriente a corriente (current conveyor). De esta manera el nodo de medición, que es de alta capacidad, no experimenta cambios de tensión con la señal y no presenta consumo de potencia dinámica. Las variaciones de corriente del fototransistor, por otra parte, son reflejadas por el current conveyor en un nodo interno del circuito integrado. En dicho nodo se carga una capacidad mínima, sobre la cual se realiza la detección, hasta alcanzar una tensión de referencia. Esto permite reducir el consumo de energía en la misma relación que existe entre la capacidad de salida del fototransistor (aproximadamente 19 pF, incluyendo los pads del propio circuito integrado) y la capacidad interna del chip (aproximadamente 21 fF), aproximadamente en un factor de 1000.

Para lograr una detección robusta ante variaciones, tanto de los dispositivos de sensado y los circuitos del chip, como de las condiciones de luz y montaje, el circuito integrado realiza una modulación de la señal del diodo emisor de luz con un tren de pulsos. El análisis del consumo de energía del circuito revela que, debido al método de integración de corriente utilizado para detectar el paso de una gota, la potencia del circuito es constante conforme se varía la corriente del diodo emisor o la duración de los pulsos (que dependen de la corriente utilizada) [52].

En dicho análisis se muestra, además, que la minimización del consumo de potencia se logra reduciendo al mínimo la capacidad del nodo de integración en el interior del circuito integrado (por medio de técnicas de layout) y situando la polarización del diodo emisor en el punto óptimo de transferencia lumínica.

El sistema descrito en [66] implementa de un oxímetro y propone un método de excitación y detección utilizando, al igual que en el presente trabajo, un diodo emisor de luz y un fototransistor. Como allí se explica, el consumo de energía en este tipo de aplicaciones está dominado por la potencia consumida en el diodo emisor y el receptor. En dicho trabajo, el detector se implementa mediante un amplificador de transconductancia logarítmico y la potencia disipada por la interfaz óptica es 4,4 mW a una frecuencia de 100 Hz y un ciclo de trabajo del 3% (el sistema completo puede operar durante 2 meses con 4 baterías de 350 mA h). El sistema presentado en este capítulo consume 1 mW de potencia a una frecuencia de 200 Hz y un ciclo de trabajo del 8% (la potencia dinámica utilizada por el circuito de detección es menor a 700 pW). Si bien ambas aplicaciones son diferentes dado que el sistema en [66] debe detectar la luz emitida a través del dedo de una persona, lo cual implica una condición mas exigente en términos de potencia lumínica, puede observarse que el sistema desarrollado resulta altamente eficiente en términos de su vida útil (6 meses con las mismas baterías).

## 3.2. Diseño

En la Fig. 3.1 se puede apreciar un diagrama en bloques del sistema implementado. Para la detección de la gota se utiliza un sensor compuesto por un diodo emisor de luz y un fototransistor, externos al circuito integrado desarrollado. Si bien el receptor se podría incorporar en el mismo circuito integrado, se requeriría un encapsulado y montaje especial (aumentando la complejidad del proceso de producción) debido a que es necesario proveer una abertura alineada con el receptor por donde pase la luz a detectar.

Los emisores de luz típicos requieren de varios miliwatts para producir una señal detectable en el receptor al que están asociados. Con el objetivo de mantener un bajo consumo de energía, se implementó una unidad de control dentro del circuito integrado que activa el emisor durante un breve lapso de tiempo. El propio circuito genera el sincronismo necesario para activar el receptor durante ese mismo lapso de tiempo, y lograr una lectura correcta, detectando la posible ocurrencia de una gota.

Esta lectura está a cargo de un circuito analógico de bajo consumo, cuya misión es amplificar la señal del receptor y convertirla en una señal digital que produzca un pulso lógico cuando se detecta una gota. Un filtro digital es el encargado de eliminar detecciones espurias, ingresando la salida resultante a una máquina de estados que mantiene la cuenta de gotas por minuto.

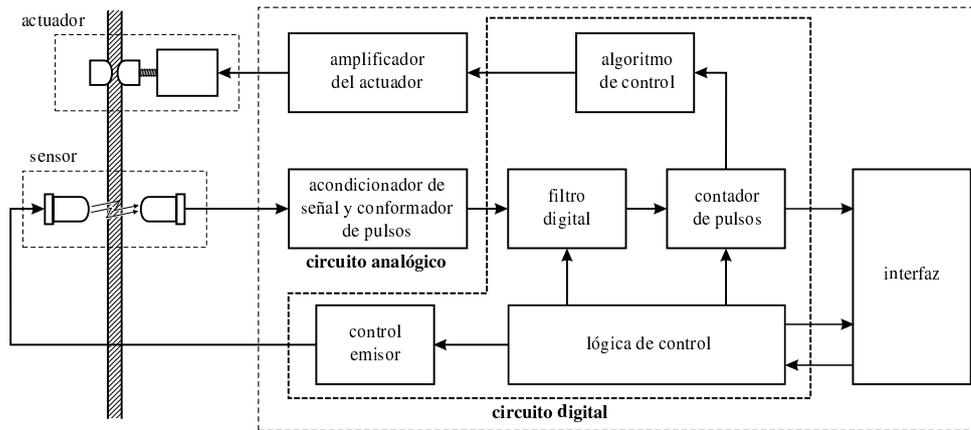


Figura 3.1: Esquema general del sistema implementado

Por último, un algoritmo de control verifica que el número de gotas por minuto quede comprendido dentro del rango especificado por el personal médico. En función del valor de goteo actual y del valor de referencia introducido, la unidad de control del circuito integrado genera una señal de acción para comandar un actuador externo que regula la dosificación del fluido.

Es importante mencionar que tanto el ajuste del goteo requerido por el personal médico, como el valor de goteo actual presente en la columna de suero intravenoso, son configurables y mostrados a través de una interfaz externa al circuito integrado, cuyas señales de control son manejadas por el mismo.

### 3.2.1. Circuito Analógico

La premisa que se debe tener en cuenta para detectar la ocurrencia de una gota es desarrollar un método no invasivo, debido a la necesidad de mantener la higiene y esterilidad del medicamento. Esto se logró mediante la utilización de un diodo emisor infrarrojo y un fototransistor. Los mismos están colocados en el exterior de la manguera de suero intravenoso, de forma tal que el haz de luz producido por el diodo emisor atraviesa la manguera de suero e incide sobre el receptor. Al pasar una gota se interrumpe el haz generando un pulso que, luego de ser acondicionado, sirve como entrada al circuito integrado. En el diseño, además, se consideró la magnitud del ruido inherente al sistema de sensado, el cual es importante tener en cuenta para no producir resultados erróneos.

El sistema de detección propuesto para el circuito analógico se muestra en la Fig. 3.2. El sensor está formado por un diodo emisor infrarrojo TSHG6200 y un fototransistor BPW77, cuyos estados indican la presencia o ausencia de la gota. La elección de estos componentes reside en su alta velocidad de respuesta, ángulo cerrado de detección y disponibilidad en el mercado local.

En el diseño se incluye una línea de habilitación de la alimentación ( $Pwd$ ), la cual se utiliza para disminuir el consumo del sistema total y es controlada por el circuito digital. Como se indica en la Fig. 3.2, el sistema se puede representar como un amplificador emisor común, donde el fototransistor es reemplazado por un transistor cuya entrada es una fuente de señal que es, a su vez, función de la luz recibida.

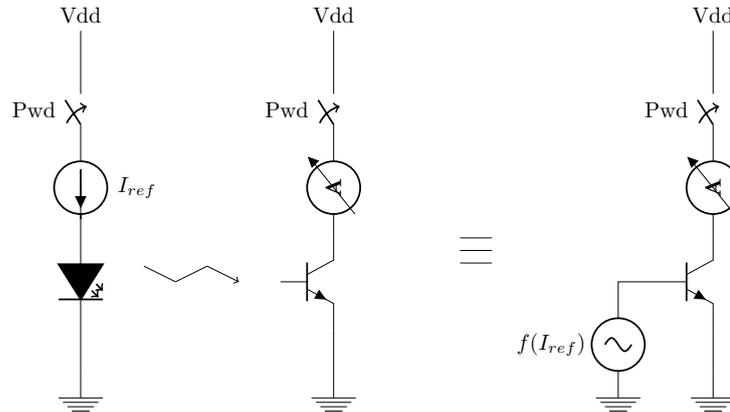


Figura 3.2: Circuito analógico propuesto

Como uno de los objetivos principales del diseño es tener un bajo consumo de energía, se decidió polarizar el fototransistor a una tensión constante utilizando un current conveyer [29]. En la Fig. 3.3 se muestra el esquemático del mismo. Este circuito obtiene una copia de la corriente que circula por el fototransistor ( $Q1$ ), fijando de manera independiente la tensión en su colector. Esta tensión se fija en el valor  $V_{bias}$  mediante los transistores  $M1$  y  $M2$ . El transistor  $M3$ , configurado en modo espejo, hace que la corriente de  $M4$  y  $M5$  sea una copia de la corriente que circula por el fototransistor. De esta manera el nodo de medición (el colector del fototransistor), que es de alta capacidad (aproximadamente 19 pF), no experimenta cambios de tensión con la señal. El cambio de corriente en el fototransistor, por otra parte, es reflejado por el current conveyer en un nodo interno de sensado del circuito integrado, situado entre los drains de  $M5$  y  $M6$ . En dicho nodo, se carga la capacidad de entrada de la compuerta inversora de salida (aproximadamente 21 fF) sobre la cual se realiza la detección. Esta compuerta produce un cambio en su nivel lógico cuando la tensión de su nodo de entrada sobrepasa el valor de referencia, generando la tensión de salida del circuito ( $V_{out}$ ). Finalmente, mediante  $M6$  y la señal  $V_{reset}$  (externa al circuito analógico), se descarga la entrada de dicha compuerta y se reinicia el circuito a su estado inicial. En la Fig. 3.4 se muestra el layout del current conveyer implementado, mientras que en el Cuadro 3.1 se indica el tamaño de cada transistor del circuito.

Dado que la técnica de detección consiste en cargar la capacidad de sensado hasta un valor de tensión de referencia, y considerando que la capacidad interna del nodo de sensado es apro-

ximadamente 1000 veces menor que la del nodo del colector del fototransistor, la reducción de capacidad se traduce directamente en una reducción del consumo de la potencia dinámica del circuito.

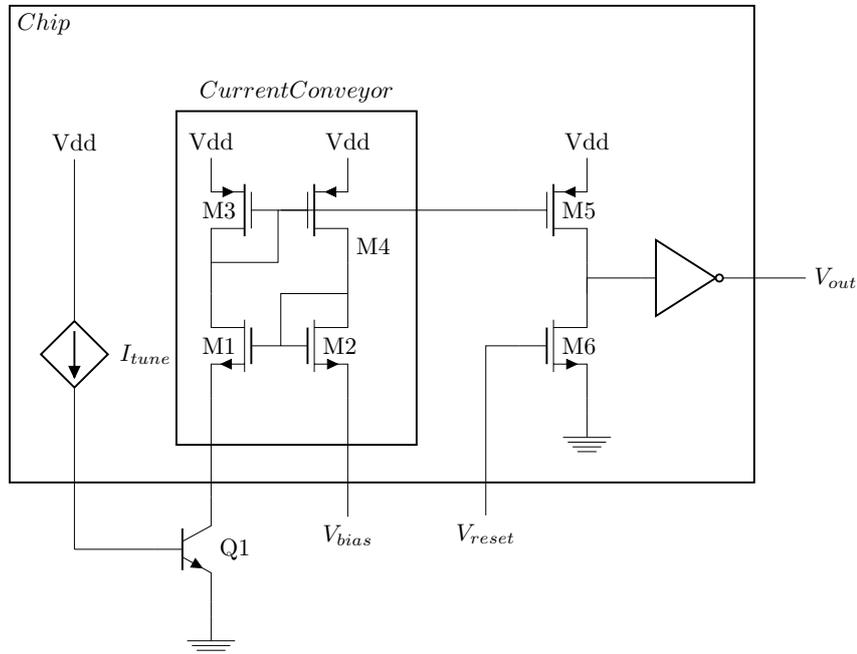


Figura 3.3: Esquemático del circuito

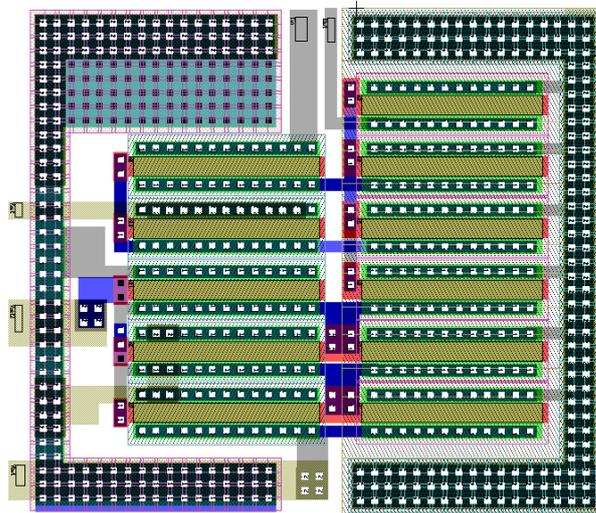


Figura 3.4: Layout del circuito

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)
M1	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M2	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M3	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M4	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M5	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M6	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$

Cuadro 3.1: Tamaño de los transistores

En la Fig. 3.5 se muestra la fuente variable de corriente de polarización  $I_{tune}$  de la base del fototransistor, implementada en el mismo circuito integrado, mientras que en la Fig. 3.6 se muestra su layout. En el Cuadro 3.2 se indica el tamaño de cada transistor del circuito. Esta fuente de corriente se puede programar de manera externa al chip mediante las llaves  $D_1$ ,  $D_2$  y  $D_3$ , que permiten elegir una fracción de la corriente  $I_{ref}$  de entrada al circuito integrado. Esta corriente externa, junto con las llaves de selección, permiten variar el punto de trabajo del fototransistor alterando la relación entre la intensidad de luz recibida y la corriente de salida.

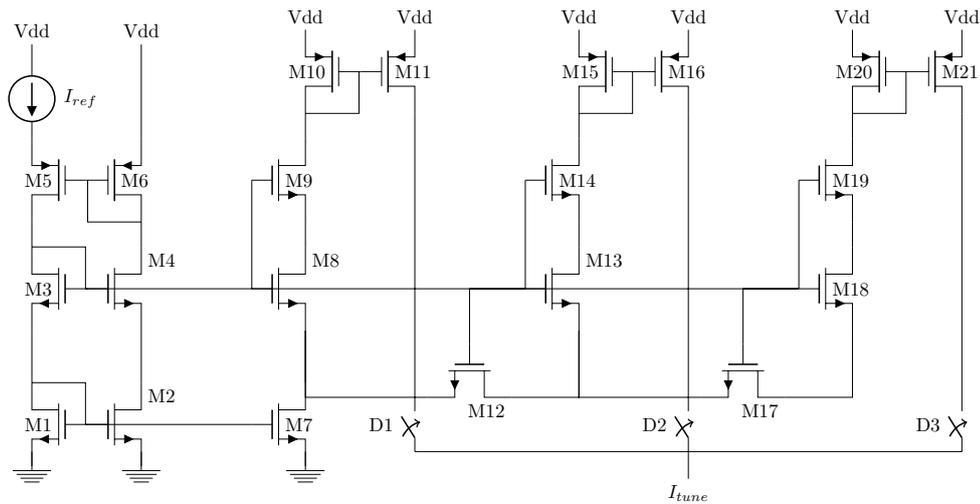


Figura 3.5: Esquemático de la fuente de corriente de polarización variable

El estímulo en el diodo emisor es fijado por el circuito integrado mediante una fuente de corriente. Para lograr una detección robusta ante variaciones de las condiciones de luz y montaje, el circuito integrado modula la señal del diodo emisor de luz con una señal cuadrada. La modulación debe realizarse de manera tal de no ocasionar la pérdida en la detección de ninguna gota. Para ello, el período de la modulación se hace de manera tal que en el lapso de tiempo que tarda una gota, en caída libre, en pasar por delante del detector (tiempo de vuelo), se puedan

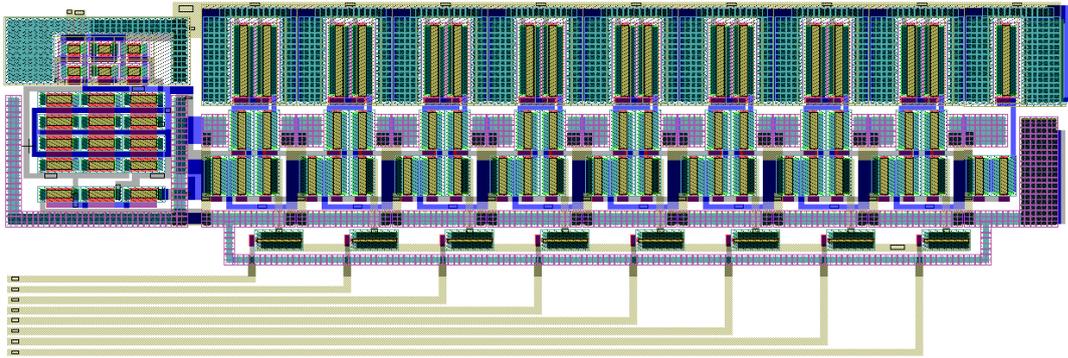


Figura 3.6: Layout de la fuente de corriente de polarización variable

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)
M1	2,1 $\mu\text{m}$	6,9 $\mu\text{m}$
M2	2,1 $\mu\text{m}$	6,9 $\mu\text{m}$
M3	2,1 $\mu\text{m}$	6,9 $\mu\text{m}$
M4	2,1 $\mu\text{m}$	6,9 $\mu\text{m}$
M5	2,1 $\mu\text{m}$	3,3 $\mu\text{m}$
M6	2,1 $\mu\text{m}$	3,3 $\mu\text{m}$
M7	2,1 $\mu\text{m}$	6,9 $\mu\text{m}$
M8	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M9	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M10	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M11	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M12	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M13	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M14	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M15	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M16	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M17	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M18	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M19	9,9 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M20	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$
M21	19,8 $\mu\text{m}$	2,1 $\mu\text{m}$

Cuadro 3.2: Tamaño de los transistores

emitir cuatro pulsos. Como el tiempo de vuelo tiene una duración de 20 ms, se obtiene una frecuencia mínima de trabajo de 200 Hz. En el apéndice A se detalla la técnica de modulación empleada para disminuir el ruido presente en la señal. El ciclo de trabajo del emisor está dado por la relación entre el tiempo en que el diodo emisor está encendido ( $t_{duty}$ ) y el período de la

señal ( $T$ ). Es preciso notar que para una corriente constante en el diodo emisor, la selección de un  $t_{duty}$  menor produce un menor consumo de energía promedio, sin embargo se hace necesario aumentar dicha corriente para mantener la detección en el receptor.

Dado que el circuito debe funcionar con baterías, es necesario minimizar el consumo de energía del mismo. Para ello se debe seleccionar un punto óptimo de trabajo, es decir, la combinación de valores de corriente del diodo emisor, corriente de base del fototransistor y  $t_{duty}$ , que minimice el consumo de energía (asumiendo constante el período  $T$  de la señal). En consecuencia, resulta necesario derivar la expresión de la potencia del circuito [52]. El circuito considerado para realizar estos cálculos es el mostrado en la Fig. 3.7, mientras que las referencias utilizadas para las distintas formas de onda se muestran en la Fig. 3.8. En el circuito,  $V_c$  es la tensión de entrada de la compuerta inversora de salida.

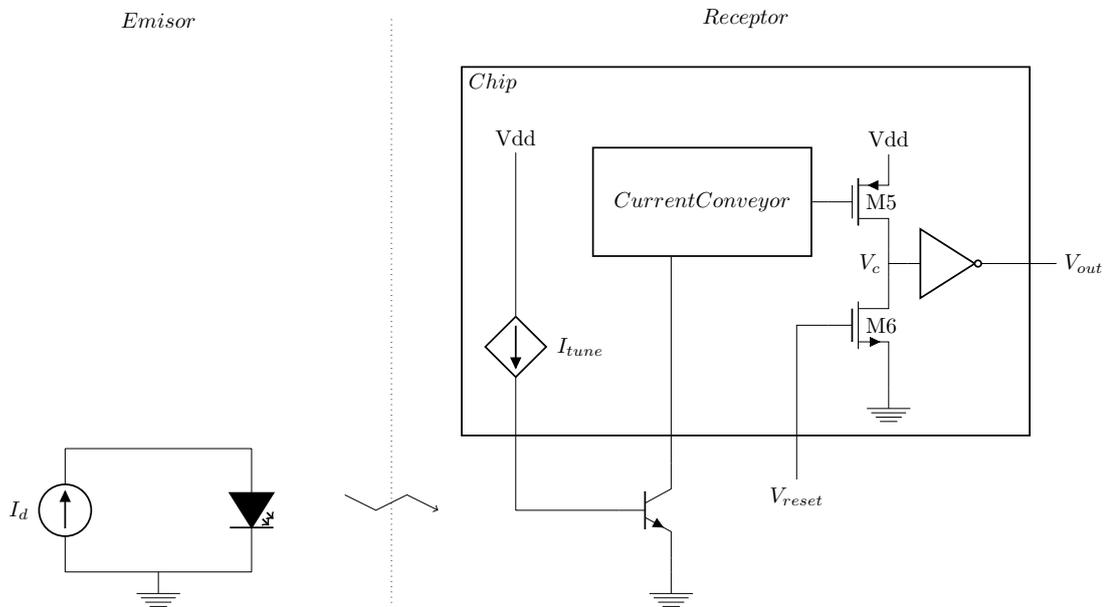


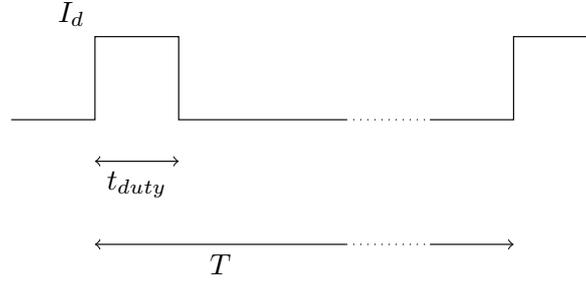
Figura 3.7: Circuito utilizado para los cálculos de potencia

La potencia total resulta de la suma de las potencias disipadas en los circuitos emisor y receptor. La potencia media en el emisor es

$$\bar{P}_{emisor} = V_{dd} I_d \frac{t_{duty}}{T} \quad (3.1)$$

En el receptor, por otra parte, se pueden analizar dos zonas de trabajo [59]. En la primera,

Emisor



Receptor

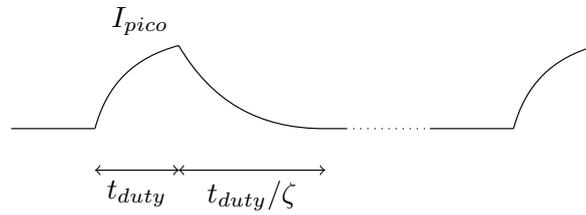


Figura 3.8: Formas de onda de referencia

mientras está prendido el emisor, se tiene que

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= I_{BB} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}}) & 0 < t \leq t_{duty} \\ &= I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde  $\alpha_{luz}$  es la ganancia lumínica entre el diodo emisor y el fototransistor,  $I_{BB}$  es la corriente de estado transitorio que entra en la base del fototransistor,  $\tau_B$  es el tiempo promedio de vida de una carga minoritaria y  $\tau_T$  es el tiempo de tránsito en la base del fototransistor. En el momento en que el emisor se apaga, en el receptor sigue circulando corriente por un período de tiempo determinado, durante el cual se verifica que

$$i_{c2}(t) = I_{peak} e^{-\frac{t}{\tau_B}} \quad 0 < t \leq \frac{t_{duty}}{\zeta} \quad (3.3)$$

donde  $\zeta$  es un factor de escala e  $i_b(t) = 0$  ya que no se fuerza corriente de descarga. Si se tiene en cuenta el mínimo valor de la tensión en el nodo  $V_c$  que provoca la transición de la compuerta

inversora de salida, se obtiene

$$\begin{aligned} V_{min} &= v_c(t) \Big|_{t=t_{duty} + \frac{t_{duty}}{\zeta}} \\ &= \frac{1}{C_t} \left( \int_0^{t_{duty}} i_{c1}(t) dt + \int_0^{\frac{t_{duty}}{\zeta}} i_{c2}(t) dt \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde  $C_t$  representa la capacidad total en la entrada de la compuerta inversora de salida. La potencia media en el receptor se calcula como el producto entre la tensión de alimentación y la corriente media en el receptor. Esta última es el resultado de integrar la corriente de trabajo mientras se entrega carga y dividir por el período  $T$ . El resultado de la integral se puede despejar de (3.4) como el producto entre  $V_{min}$  y  $C_t$ .

$$\begin{aligned} \bar{P}_{receptor} &= V_{dd} \bar{I}_c \\ &= \frac{V_{dd}}{T} \left( \int_0^{t_{duty}} i_{c1}(t) dt + \int_0^{\frac{t_{duty}}{\zeta}} i_{c2}(t) dt \right) \\ &= \frac{V_{dd}}{T} V_{min} C_t \end{aligned} \quad (3.5)$$

Finalmente, la potencia media total es la suma de las potencias calculadas anteriormente

$$\begin{aligned} \bar{P}_{total} &= \bar{P}_{emisor} + \bar{P}_{receptor} \\ &= \frac{V_{dd}}{T} (I_d t_{duty} + V_{min} C_t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

de donde se puede observar que la potencia del circuito emisor es proporcional a la corriente  $I_d$  utilizada y a  $t_{duty}$ , mientras que la potencia en el receptor es independiente de estos dos parámetros. Para calcular la potencia media total se puede despejar  $I_d$  o  $t_{duty}$  a partir de la tensión mínima de transición y reemplazar en (3.6), obteniendo la potencia en función de una única variable ( $I_d$  o  $t_{duty}$ ). Estos cálculos se detallan en el apéndice B, de donde resulta

$$\bar{P}_{total} = \frac{V_{dd}}{T} V_{min} C_t \left( \frac{\tau_T}{\alpha_{luz} \tau_B} + 1 \right) \quad (3.7)$$

En consecuencia, la potencia media total es independiente de la corriente  $I_d$  y del tiempo  $t_{duty}$ . Esto también se deduce del hecho que la potencia en el circuito emisor es proporcional al producto entre la corriente  $I_d$  y  $t_{duty}$ , y este producto debe ser constante para que la tensión del nodo  $V_c$  llegue al punto de tensión requerido por la compuerta inversora de salida.

De todas maneras, a partir de (3.7) se puede observar que para reducir el consumo de energía

del circuito se debe minimizar la capacidad de carga y maximizar el coeficiente de transferencia lumínica  $\alpha_{luz}$ . En consecuencia, en el diseño de la compuerta inversora de salida se minimizó el producto  $V_{min}C_t$  (tanto  $V_{min}$  como  $C_t$  dependen de la geometría de dicha compuerta [60]). El valor de  $\alpha_{luz}$ , por otra parte, también es conocido como la relación de transferencia de corriente o “current transfer ratio” (CTR) y depende de la corriente del emisor. Su valor es máximo para valores de corriente cercanos a la decena de miliamperes, aunque varía mucho dependiendo del dispositivo utilizado. Dadas estas características, la elección del punto óptimo de trabajo resulta del par  $(I_d, t_{duty})$  en el cual  $I_d$  alcanza la máxima eficiencia, es decir maximiza el valor de la CTR tal como se indica en la Fig. 3.9. La tensión  $V_{dd}$  y el período de medición no son parámetros utilizables en la disminución del consumo, ya que se encuentran fijados previamente por la tensión de alimentación y el tiempo de vuelo de una gota, respectivamente.

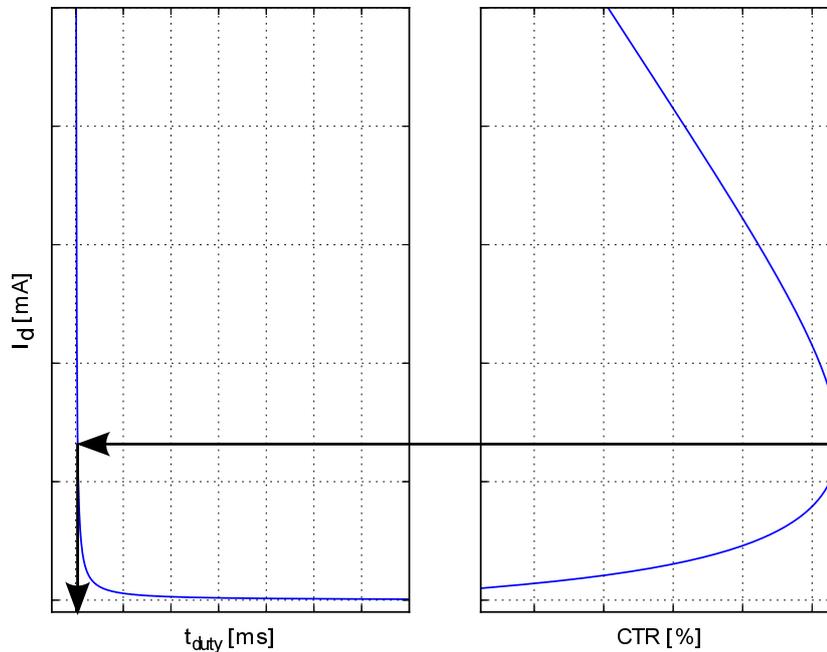


Figura 3.9: Elección del punto óptimo de trabajo

En la Fig. 3.10 se muestra una fotografía del circuito analógico fabricado.

### 3.2.2. Circuito Digital

Como se puede observar a partir de la Fig. 3.1, el diseño analógico representa una pequeña porción del sistema a implementar. En particular, el circuito analógico es el encargado de amplificar la señal proveniente de los sensores. El resto de los bloques del sistema son implementados

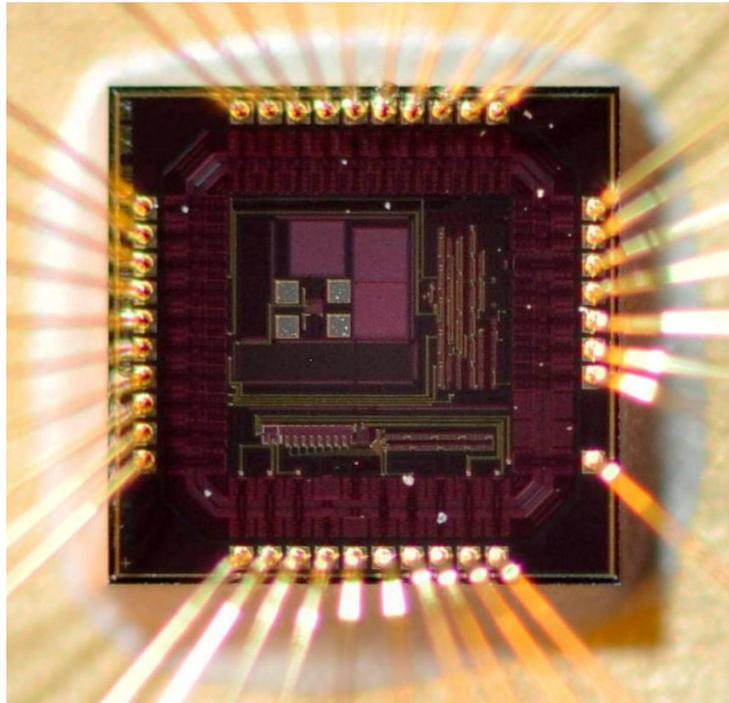


Figura 3.10: Fotografía del circuito analógico

por un circuito digital con diversas funciones, capaz de controlar el sistema en su totalidad. Una vez que la señal amplificada por el circuito analógico ingresa al circuito digital, es acondicionada y filtrada digitalmente para descartar datos erróneos. El resultado es, a su vez, la entrada a un contador de pulsos que determina el estado actual de dosificación de suero y, al compararla con el parámetro fijado por el personal médico, se determina la acción de control necesaria. Ésta comanda un actuador que aumenta o disminuye de manera acorde el flujo del suero. El rol central del circuito digital lo ocupa un bloque de control que, en función del estado de cada bloque, maneja el flujo de los datos y las señales involucradas. Finalmente, mediante una interfaz con un visualizador digital, se comunican los datos del estado actual al exterior del circuito.

El dosificador de suero implementado es capaz de mantener la dosificación en un valor determinado por el personal médico en cualquier momento. En la Fig. 3.11 se muestra un diagrama en bloques de la lógica de control implementada para realizar dicha tarea. En el circuito, todas las entradas de programación y las salidas de datos (incluida la interfaz con la memoria) utilizan el protocolo de comunicaciones SPI, donde se envía una señal de datos y otra señal de reloj. Se decidió utilizar este protocolo de comunicaciones dado que permite implementar de manera directa los esquemas de tiempo, manteniendo la compatibilidad con conversores paralelo/serie o serie/paralelo y registros de desplazamiento comerciales. Incluyendo estos conversores en el

PCB, se puede disponer de manera simple de los datos y direcciones de memoria. El acceso al medio es de forma paralela para su interfaz con llaves y memorias EPROM comerciales.

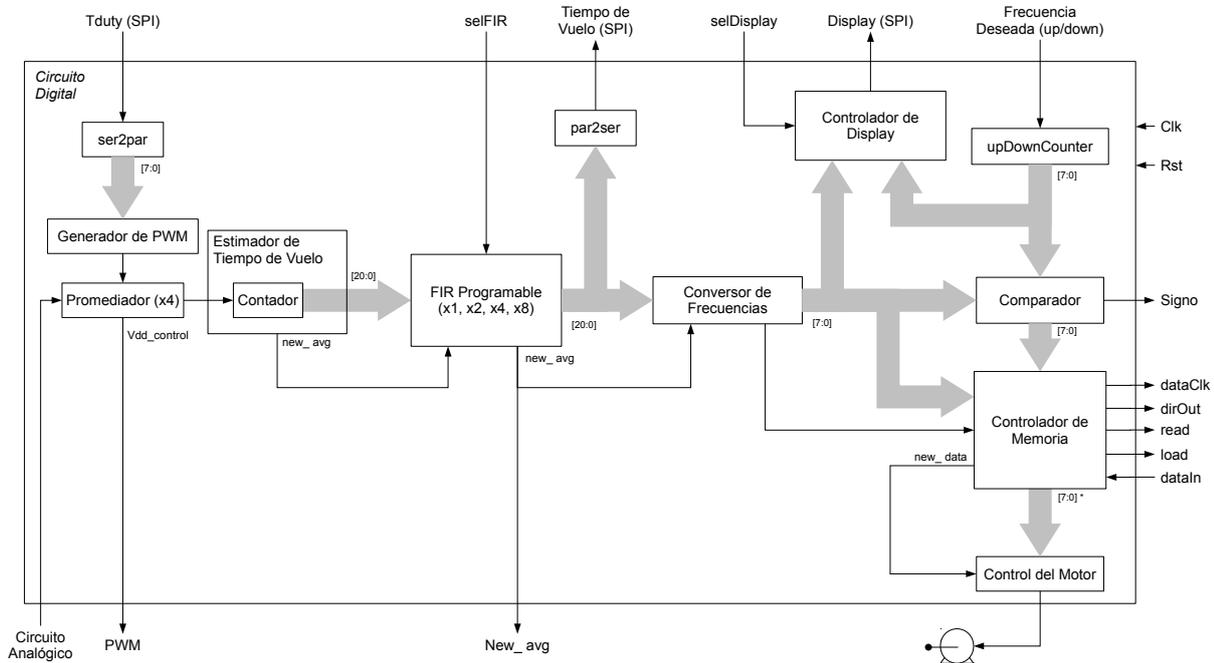


Figura 3.11: Diagrama en bloques de la lógica de control

Cuando se alimenta el circuito y se aplica la señal de reinicio, inmediatamente se generan pulsos de reloj que sirven para leer un dato de 8 bits de la entrada *Tduty*. Esta entrada se almacena en un registro que determina el ciclo de trabajo de una modulación por ancho de pulsos (PWM). Esta PWM alimenta los diodos emisor y receptor, y el circuito analógico. Este método permite encender y apagar de manera periódica la electrónica de sensado y así ahorrar energía. Esto es particularmente importante, ya que aquella es uno de los bloques del sistema que más energía consume, en especial el diodo emisor. El período de la PWM es fijo e igual a 5 ms. Como el reloj del sistema es 32 768 Hz, el máximo número eficaz del registro asociado a *Tduty* es 163. Cualquier número ingresado que sea mayor o igual a 163 obtendrá un ciclo de trabajo igual al 100 %.

A continuación, el bloque llamado *promediador* es el encargado de medir la entrada asociada a la electrónica de sensado y determinar la presencia de una gota mediante un filtro pasabajos digital o filtro FIR de orden 4. Éste determina la presencia de una gota al recordar las últimas 3 mediciones: en el caso que todas sean 1, la salida será 1 indicando una gota válida, caso contrario la salida será 0. De esta manera, la salida del bloque *promediador* es una copia de la gota a

medir, pero desplazada en el tiempo unos 10 ms. En consecuencia, se disminuyen errores en la medición descartando falsos positivos debido al ruido presente en la señal.

La salida del bloque anterior ingresa al bloque denominado *estimador de tiempo de vuelo*, que se encarga de contar la cantidad de ciclos de reloj o “ticks” entre 2 gotas sucesivas. De esta manera, en su salida se cuenta con el período de goteo, expresado en cantidad de ciclos de reloj. Para disminuir aún más errores debidos a cambios transitorios de la señal, se agrega un segundo filtro. Éste es un filtro *FIR programable* de 1, 2, 4, u 8 coeficientes, seleccionables mediante una entrada de control. Los coeficientes se ajustan automáticamente, dependiendo de la entrada de control, de forma tal de contar en su salida con un filtro pasabajos promediador (coeficientes 1, 1/2, 1/4 ó 1/8). La salida de este módulo es enviada por SPI hacia el exterior del chip, para poder ser leída como señal de evaluación. En el caso de requerir una lógica de control del motor diferente a la implementada, se puede utilizar esta salida junto con una salida del filtro que indica la presencia de un nuevo promedio listo. Así, se puede conocer el estado actual de los sensores y la presencia o no de una gota en la cadena de suero.

La salida del filtro *FIR programable* ingresa a un módulo llamado *conversor de frecuencias*, cuya función es obtener la frecuencia de goteo (expresada en gotas por minuto) a partir del período de goteo (expresado en ciclos de reloj). Para obtener dicha frecuencia, se divide la cantidad de períodos de reloj presentes en un minuto (60 segundos) por el período de goteo. El módulo *conversor de frecuencias* es implementado por un divisor en base 2. La elección de dicha implementación radica en minimizar el tiempo de cálculo de la división y, al mismo tiempo, hacerla independiente de los coeficientes de la división. En consecuencia, la división siempre tardará en ejecutarse una cantidad de ciclos de reloj constante, igual a la cantidad de bits del cociente de la división. Un algoritmo de división implementado mediante restas, en cambio, puede tardar una cantidad de ciclos de reloj entre 1 y N, siendo N el número máximo que puede tomar el dividendo.

La salida del *conversor de frecuencias* ingresa a un comparador que realiza la resta entre la frecuencia de goteo seleccionada y la frecuencia de goteo actual en la cadena de suero. El signo de la resta (o error) es enviado al exterior del chip mediante un pin de salida. La frecuencia de goteo seleccionada se ingresa mediante un contador ascendente/descendente, accionado por dos pulsadores en dos entradas del chip. Se implementó este método de programación del goteo de referencia, ya que una programación SPI hubiera resultado poco práctica para ser utilizada por personal no técnico. La frecuencia mínima de goteo es 1 gota por minuto (determinada por los 21 bits en la medición del tiempo de vuelo entre gotas), mientras que la máxima es 255 gotas por minuto (determinada por los 8 bits del contador ascendente/descendente).

Tanto la frecuencia de goteo actual como la frecuencia de goteo de referencia son mostradas mediante un visualizador digital con 3 módulos 7 segmentos. Para tales fines se diseñó un contro-

lador que, mediante un pin de selección, muestra el dato requerido por el personal de enfermería. Para implementar el controlador se utiliza un par de módulos divisores (por 100 y por 10) que convierten de binario a BCD, además de una tabla de conversión de BCD a 7 segmentos.

Se decidió utilizar una tabla de control en una memoria externa, debido a la pequeña cantidad de datos que puede almacenar una memoria interna. La salida del módulo *conversor de frecuencias* y la del comparador (que indica el error de goteo) se utilizan como entradas a un módulo denominado *controlador de memoria*. Este módulo genera una dirección de 16 bits a partir de ambos datos (65 kB), que es enviada mediante el protocolo SPI a una memoria externa. Alternativamente, puede utilizarse el signo del comparador para direccionar la parte alta de la memoria y duplicar la cantidad de datos. A continuación se genera la señal *read* y, una vez presente el dato de la memoria, se genera la señal *load* que sirve para guardar el dato. Éste es ingresado de manera serie mediante SPI y se presenta en la salida del módulo.

La salida del módulo *controlador de memoria* ingresa al módulo llamado *control del motor*. La función de éste es tomar el dato anterior y determinar la acción de control necesaria para manejar un motor que regula el goteo de la cadena de suero. Dicho control se implementa mediante una señal de PWM, cuyo período es fijo, y cuyo ciclo de trabajo y número de ciclos son determinados a partir del dato de entrada leído de la memoria externa.

La memoria externa ofrece como salida el tiempo de encendido del motor y la velocidad media pretendida, lo cual es equivalente a proveer la distancia angular a recorrer por el rotor. La velocidad se traduce en un nivel de tensión equivalente que, a su vez, se traduce en el ciclo de trabajo de la PWM. Por otra parte, el tiempo de encendido del motor se traduce en la duración total en cantidad de pulsos PWM. Para resolver no linealidades, la memoria se utiliza como una tabla de dos entradas, donde la señal de error se representa en filas y el goteo actual en columnas.

En consecuencia, el módulo *control del motor* genera una señal de PWM que, junto con una señal de signo del error (proveniente del módulo de comparación), son utilizadas para controlar efectivamente el motor. El período seleccionado de la PWM es 16 períodos de reloj. La cantidad de bits seleccionados para controlar el ciclo de trabajo es igual a 4 bits (la mitad superior del dato de entrada), obteniendo un ciclo de reloj de resolución en la PWM. Finalmente, los bits utilizados para controlar la cantidad de ciclos de la PWM son 4 bits (los restantes del dato de entrada). El número binario resultante de estos 4 bits es multiplicado por 64 para obtener la cantidad de ciclos de la PWM a ejecutar. Dicho de otra manera, indican la cantidad de períodos a ejecutar en pasos de 64 períodos.

En la Fig. 3.12 se muestra el layout del circuito digital junto con una fotografía del chip fabricado que implementa los bloques anteriores. Dada la baja frecuencia de operación del sistema (32 768 Hz), se obtiene un muy bajo consumo de corriente total en el circuito digital, que alcanza

los  $150\ \mu\text{A}$ . Este consumo es un orden de magnitud inferior al obtenido utilizando microcontroladores de bajo consumo disponibles en el mercado (aproximadamente  $2\ \text{mA}$  de corriente en el estado activo de funcionamiento).

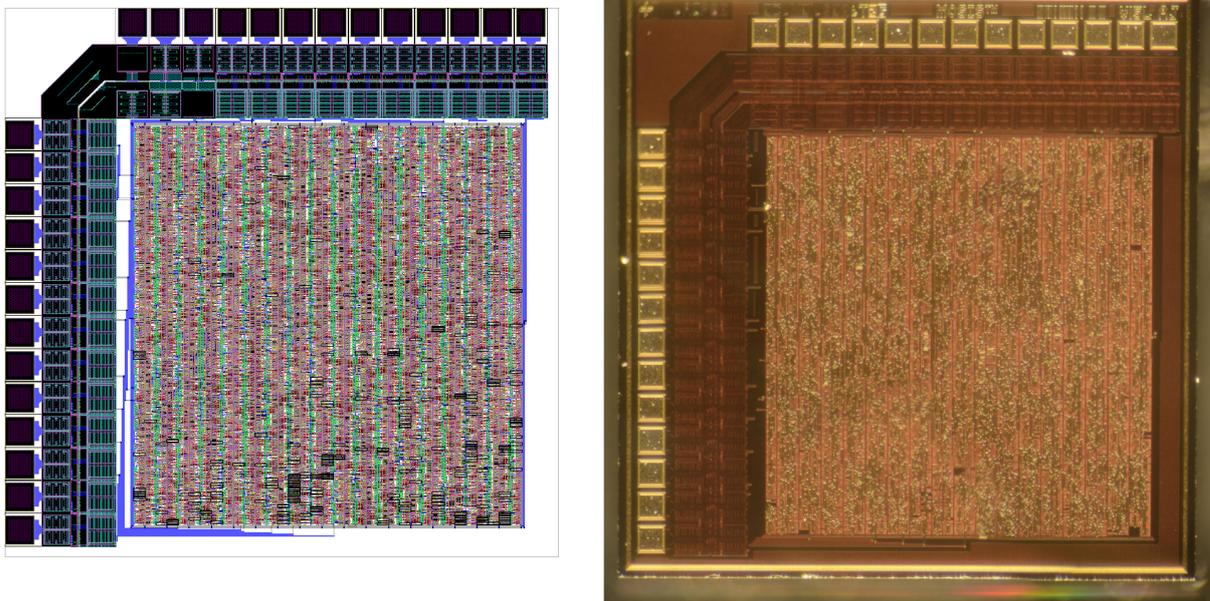


Figura 3.12: Layout y fotografía del circuito digital

### 3.2.3. Soporte Mecánico y Sistema de Control

Una parte importante del diseño es el actuador implementado, cuya función es regular el flujo de suero intravenoso de manera acorde a lo indicado por el circuito digital. El actuador, junto con el sistema mecánico que soporta todos los sistemas electrónicos, debe ser tan robusto como sea posible. Tanto para el sensado óptico de las gotas de suero, como para el sistema de control del actuador, se diseñaron soportes que cumplen una doble función. Por un lado, el sistema final debe ser robusto antes eventuales golpes y movimientos bruscos, además de no interferir con el normal desempeño del personal médico. En segundo lugar, se debe aislar el equipamiento de cualquier interferencia externa para minimizar los riesgos de fallas. En consecuencia, para el caso del emisor y receptor ópticos se diseñó un anillo plástico de polietileno. Este anillo evita que la luz externa pueda producir una falsa detección, mediante un par de agujeros colimados alineados entre sí. El material utilizado es de color opaco para disminuir al máximo posible el eventual ruido ambiente. Su forma es circular y, mediante un par de tornillos, permite ajustar el dispositivo de sensado al gotero presente en las bolsas de suero comerciales. En la Fig. 3.13

se muestra una imagen del anillo diseñado.



Figura 3.13: Imagen del anillo diseñado

Para el actuador se probaron diversos prototipos utilizando motores de corriente continua de bajo costo. Como parámetro de diseño común a todos ellos, se elaboraron alternativas realizando una flexión sobre la manguera de suero, de forma tal de disminuir el desgaste sobre los componentes mecánicos de actuación. En la Fig. 3.14 se muestra uno de los prototipos diseñados en sus versiones preliminares. En todos los casos se buscaron alternativas que permitieran su armado en base a componentes comerciales que se pudieran obtener en el mercado local. El actuador, dadas las características físicas del sistema, tiene histéresis e incertidumbre. El sistema mecánico, en todos los casos, debe poseer un sistema de retención que asegure que la posición de ajuste se pueda mantener sin que sea necesario excitar el motor, evitando disipación adicional de potencia estática. Si bien se probaron diversos prototipos, al momento de finalizado el presente trabajo no se cuenta con un actuador funcional definitivo, quedando su implementación para futuros desarrollos.

Es importante tener en cuenta los posibles escenarios de falla para que, ante una eventualidad, el sistema se comporte de manera correcta. Algunos escenarios bajo análisis se resumen en el Cuadro 3.3. El sistema final debe tener procedimientos de autodiagnóstico o mecanismos de redundancia para detectar alguna de estas fallas y avisar la situación al personal pertinente. Adicionalmente, los procedimientos de autodiagnóstico implementados aumentarán el consumo de energía del sistema resultante, por lo que se debe tener en cuenta este consumo adicional a la hora de realizar el diseño.

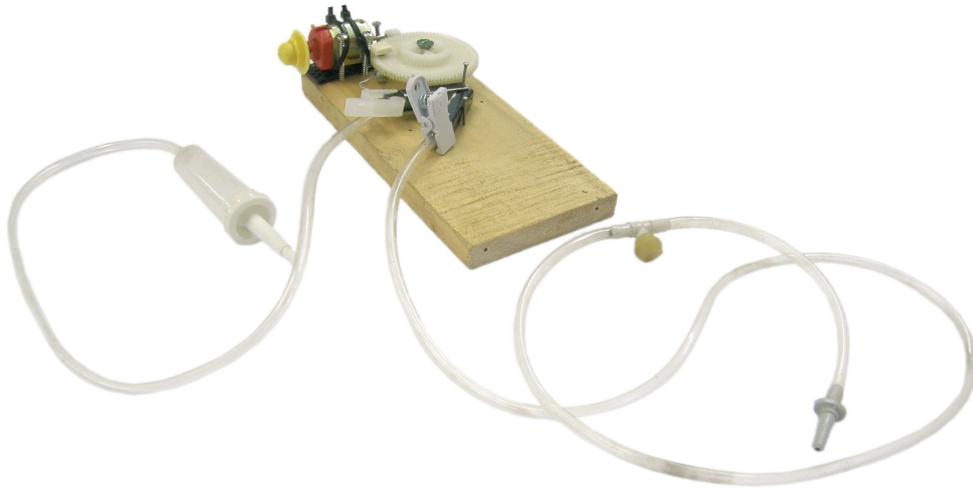


Figura 3.14: Prototipo del actuador implementado

Falla	Acción de Respuesta
Falla del actuador	Periódicamente verificar que el actuador puede moverse de tope a tope en forma controlada.
Falla del sensor	Implementar en forma redundante un método distinto para medir las gotas, independiente del principal, y monitorear las diferencias de medición.
Falla del control	Accionar el actuador y ver los cambios en la frecuencia. Se puede hacer una perturbación de posición del actuador cada cierto tiempo y esperar a que el control acomode el sistema. Si no hay respuesta acorde, emitir una alarma.
Falla del montaje	Detectar la posición de la manguera.
Falla de obstrucción	Si el sistema no consigue hacer gotear ni siquiera moviendo el actuador a tope abierto, y esto permanece por más de un minuto, emitir una alarma.

Cuadro 3.3: Especificaciones para el diseño

### 3.3. Mediciones

#### Caracterización de los sensores

La primera tarea de medición consistió en la caracterización de los sensores utilizados: un diodo emisor infrarrojo TSHG6200 y un fototransistor BPW77. En particular se obtuvieron curvas de parámetros no provistos por el fabricante. Se realizaron tres tipos de pruebas: se

caracterizaron las curvas de entrada y de salida de los sensores, se caracterizaron los sensores en frecuencia y se caracterizó la señal producida por una gota.

El circuito utilizado para la caracterización de las curvas de entrada y salida de los sensores se muestra en la Fig. 3.15. Como se puede observar, se inyectan distintas corrientes  $I_d$  en el diodo emisor, de forma tal de lograr diversas excitaciones del fototransistor. Para cada corriente del emisor se varía la tensión  $V_{ce}$  de polarización, manteniendo fija la corriente  $I_{ref}$  de base, y se mide la corriente  $I_c$  de salida. A continuación, se elige un nuevo valor de corriente de base y se repiten las mediciones. El circuito resultante es equivalente al que se muestra en la derecha de la Fig. 3.15, donde las curvas de salida son equivalentes a las curvas de salida de un transistor.

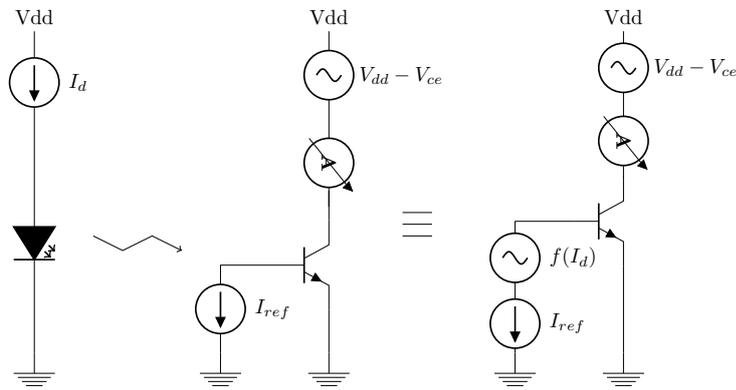


Figura 3.15: Circuito utilizado para la caracterización de los sensores

Los resultados obtenidos se presentan en las Figs. 3.16 y 3.17. En la Fig. 3.16 se muestra la curva de entrada del diodo emisor, la cual coincide con la de un diodo en directa. Dicha curva corresponde a valores de corriente entre 50 nA y 3 mA. En la Fig. 3.17 se muestran las curvas de salida del fototransistor, variando su corriente de base entre 50 nA y 3  $\mu$ A de manera logarítmica. Estas curvas fueron obtenidas utilizando la mínima distancia entre emisor y receptor impuesta por el ancho de la cadena de suero. En las medidas se consideró, además, la interferencia del plástico de la misma y se pudo apreciar un gran decaimiento de la señal en función de la distancia entre el emisor y el receptor.

A raíz de las medidas anteriores, se calculó la ganancia de corriente del fototransistor  $\beta_{FT}$ , que se obtiene como

$$\beta_{FT} = \frac{\delta I_C}{\delta I_B} = 741 \quad (3.8)$$

Por otra parte, se calculó a partir de las curvas la tensión de Early del transistor, que resulta ser  $V_A = -135$  V.

Como se puede apreciar, aunque es necesario un valor mínimo de tensión de polarización para que las curvas no se mezclen en la zona de triodo, más allá de 0,5 V las curvas se encuentran

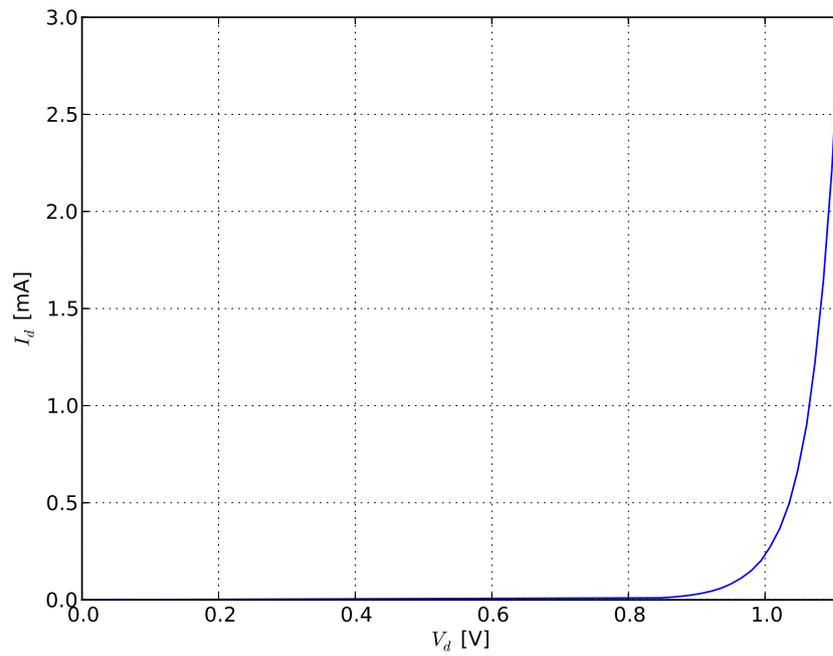


Figura 3.16: Curva de entrada del diodo emisor

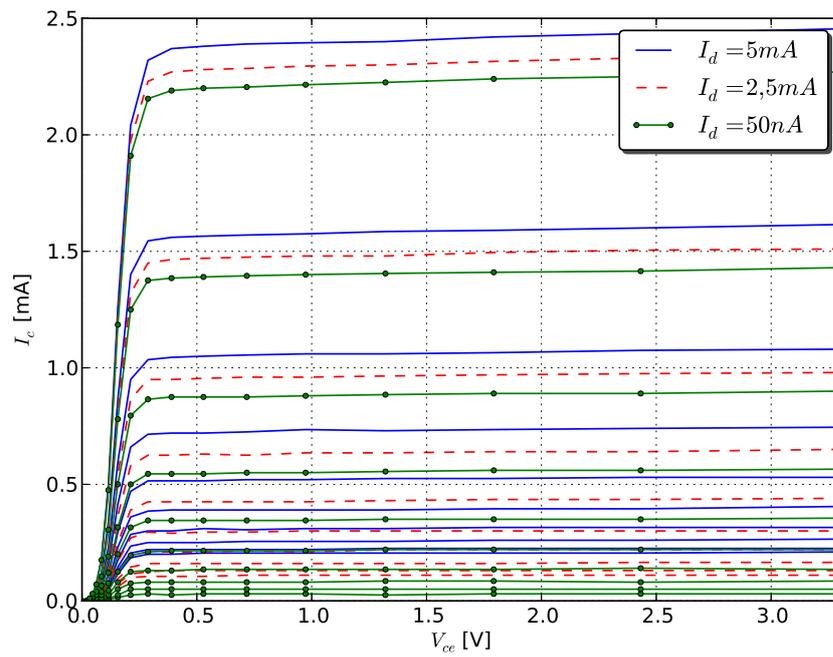


Figura 3.17: Curvas de salida del fototransistor

lo suficientemente separadas para poder realizar la medición. Es por esto que, por encima de este valor, se puede elegir cualquier punto de polarización. En el caso de polarizar la salida por corriente (por ejemplo, al utilizar una carga activa), la sensibilidad del circuito aumenta notablemente.

El circuito utilizado para la caracterización en frecuencia de los sensores se muestra en la Fig. 3.18. Se utiliza un modelo simple de primer orden, como el mostrado en la derecha de la figura. Dada una corriente fija en el diodo emisor, se utiliza una señal cuadrada de tensión en serie con una resistencia en la salida ( $R_l = 3,9\text{ k}\Omega$ ). Para esta prueba, se mide la respuesta al escalón y se extraen los valores de capacidad introducidos por el fototransistor. Los resultados de la prueba se muestran en la Fig. 3.19, donde se observa la forma de onda de la señal de salida ( $V_{out}$ ) para distintos valores de corriente en el emisor ( $I_d$  entre  $100\text{ }\mu\text{A}$  y  $2\text{ mA}$ ), junto con la señal cuadrada ( $V_{pulse}$ ) aplicada.

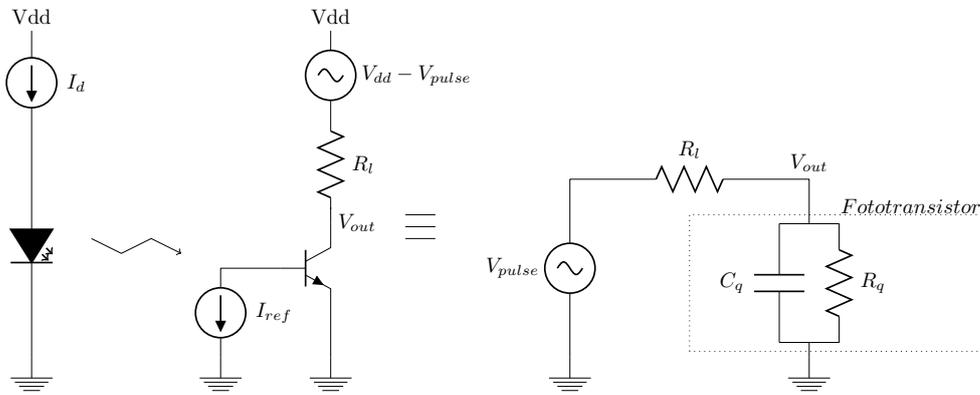


Figura 3.18: Circuito utilizado para la caracterización en frecuencia

Como los valores de resistencia del fototransistor se pueden extraer a partir de la tensión de Early de la prueba anterior ( $R_q = V_A/I_C$ ), el valor de capacidad se puede calcular a partir de la respuesta al escalón del circuito, que es

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{\frac{1}{sC_q} \parallel R_q}{R_l + \frac{1}{sC_q} \parallel R_q} = V_{in} \cdot \frac{k}{s + \frac{1}{(R_l \parallel R_q)C_q}} \quad (3.9)$$

donde  $k = 1/R_l C_q$ . A partir de (3.9) se obtiene la respuesta temporal al escalón, que resulta

$$v_{out}(t) = \bar{V}_{in} \cdot \frac{R_q}{R_l + R_q} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{(R_l \parallel R_q)C_q}} \right) \quad (3.10)$$

donde  $\bar{V}_{in}$  es la tensión máxima aplicada en la entrada. A partir de (3.10) y la Fig. 3.19, se obtiene  $C_q = 9\text{ pF}$ .

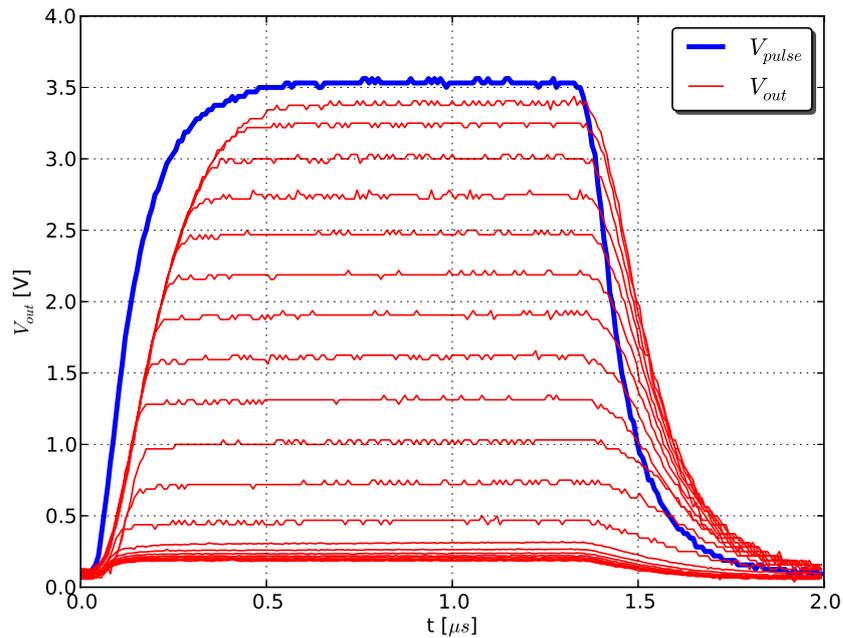


Figura 3.19: Respuesta temporal del circuito

A continuación, se repitió la prueba anterior, dejando la tensión de alimentación del fototransistor fija y variando el circuito emisor con una señal cuadrada. Los resultados se muestran en la Fig. 3.20. Como condiciones normales de funcionamiento se probaron tubos fluorescentes encendidos, luz artificial incidiendo directamente sobre los sensores, luz solar y un recinto a oscuras. Como se puede apreciar en la figura, variaciones en las condiciones lumínicas del entorno afectan el offset de la señal de manera apreciable. Esto motivó el diseño del anillo de polietileno con agujeros colimados, presentado con anterioridad, para disminuir la incidencia de la luz ambiente sobre los sensores.

Para la caracterización de la señal producida por una gota se utiliza el mismo circuito de la Fig. 3.18. En este caso, se mantienen constantes la corriente del diodo emisor y la tensión de alimentación del fototransistor ( $V_{pulse} = V_{dd}$ ), y se mide el cambio producido en la salida al pasar una gota. Los resultados se muestran en la Fig. 3.21, donde la corriente en el diodo emisor es 2,75 mA y la resistencia de carga  $R_l$  utilizada en el receptor es 47 k $\Omega$ . En la Fig. 3.22 se puede observar una medición en las mismas condiciones que la Fig. 3.21, pero modulando el diodo emisor de la entrada con una señal cuadrada.

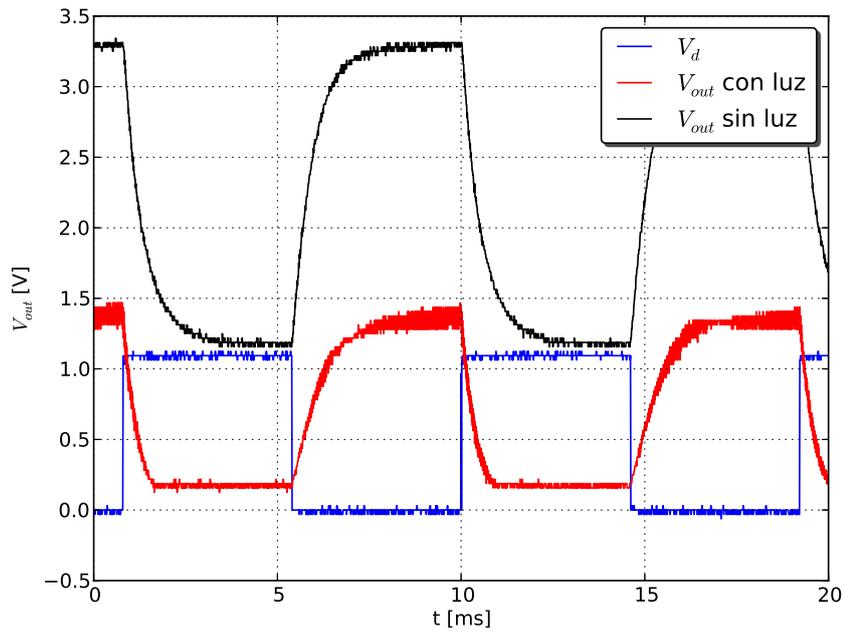


Figura 3.20: Respuesta temporal del circuito

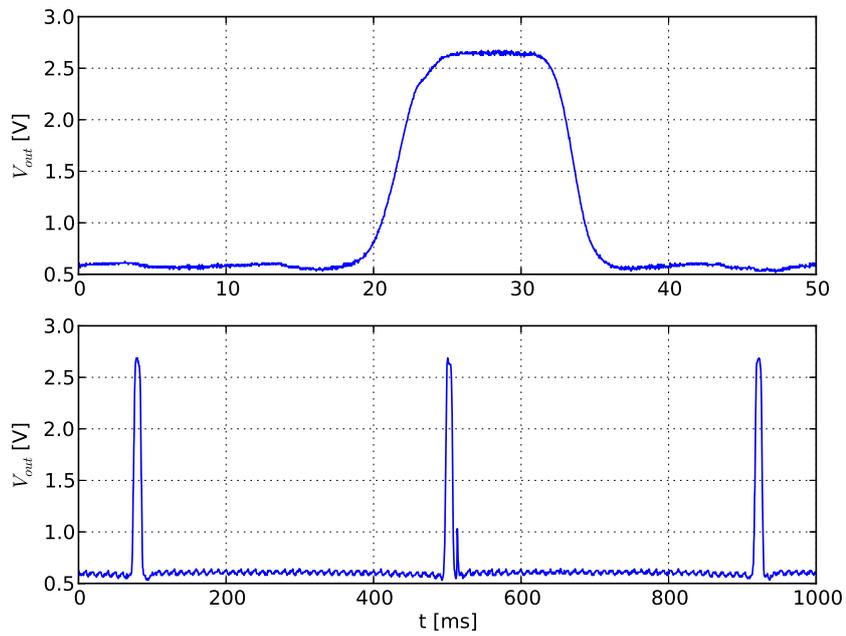


Figura 3.21: Respuesta del circuito ante gotas y condiciones normales de iluminación

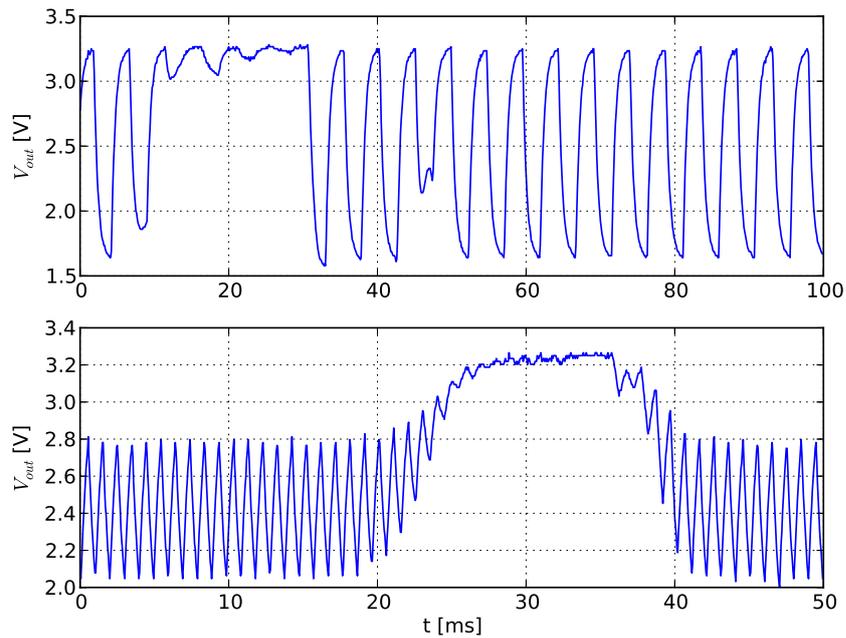


Figura 3.22: Respuesta del circuito ante gotas modulando con  $V_{sqr} = 3,3\text{ V}$

### Interfase analógica del circuito integrado

Se verificó el correcto funcionamiento del current conveyor, inyectando corrientes de entrada y midiendo la salida de corriente sobre los transistores  $M4$  y  $M2$  de la Fig. 3.3. Esta corriente es, a su vez, una copia de la corriente que circula por  $M5$ . En la Fig. 3.23 se muestra la función transferencia del circuito donde  $I_{in}$  es la corriente que se inyectó en el terminal de conexión del colector del fototransistor e  $I_{out}$  es la corriente en la salida.

Para probar el funcionamiento del sistema completo, se realizó un barrido de la mínima corriente  $I_d$  en el emisor que permite una detección válida para cada valor de tiempo  $t_{duty}$  de encendido [52]. El esquema del sistema de medición se muestra en la Fig. 3.24, mientras que en las Figs. 3.25 y 3.26 se muestra una fotografía de banco de mediciones y de la FPGA utilizada, respectivamente. Para cada par de valores tiempo-corriente se obtiene un valor digital  $V_{out} = f(I_d, t_{duty})$ , que puede valer 1 ó 0 dependiendo de la detección o ausencia de la señal del emisor, respectivamente. Se cuenta, además, con una señal de reinicio que permite efectuar una nueva medición.

En el circuito, que se muestra en la Fig. 3.27, sucesivos valores de corriente  $I_d$  son controlados entre un mínimo de 150 nA y un máximo de 15 mA. Estos valores son ajustados mediante una rutina en Matlab, que se comunica con la fuente de corriente Agilent E5270B para fijar los valores propiamente dichos. Para cada valor de corriente se envía una señal de control a la

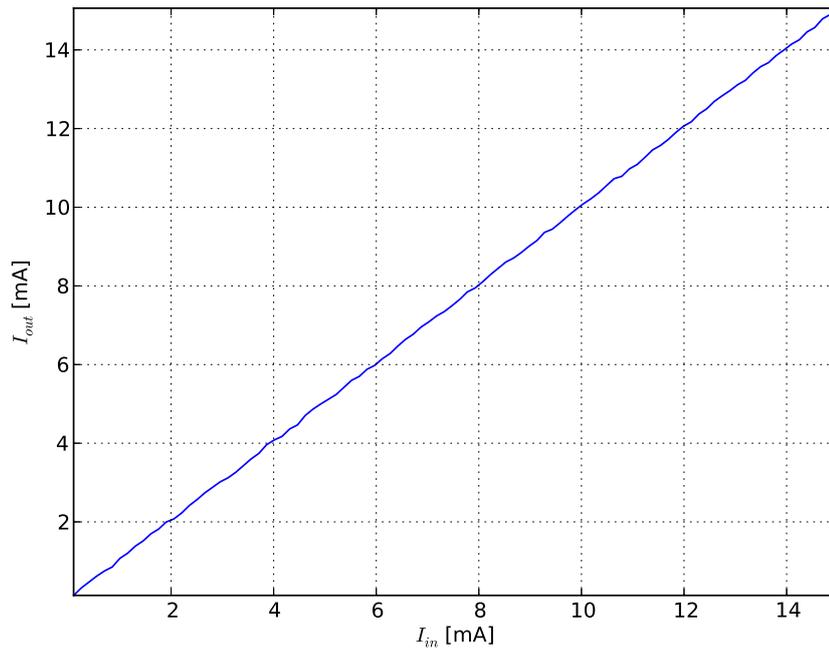


Figura 3.23: Función transferencia del circuito

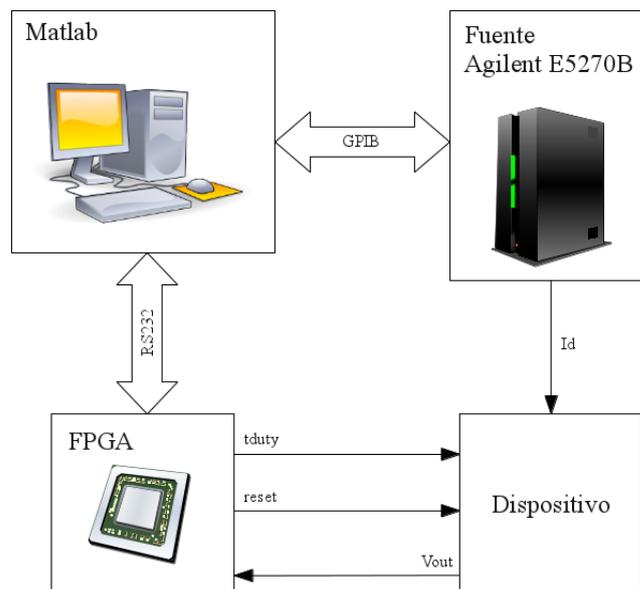


Figura 3.24: Esquema del sistema de medición



Figura 3.25: Fotografía del banco de mediciones

FPGA para que comience las mediciones, utilizando el protocolo estándar de comunicaciones RS232 [12]. En cada medición, la FPGA reinicia el circuito mediante un pulso digital, mientras que controla la señal  $t_{duty}$  a través de la llave  $S_1$ . Esta llave permite que la corriente  $I_d$  circule por el diodo emisor de luz, cuya señal incide sobre la base del fototransistor y produce la corriente de entrada al circuito de pruebas. Al controlar el tiempo de encendido  $t_{duty}$ , se puede variar la cantidad de tiempo que se integra luz y, en consecuencia, obtener el mínimo tiempo necesario para detectar una corriente determinada. La tensión digital de salida es muestreada por la FPGA, que transmite los datos resultantes a la computadora de manera asincrónica.

La comunicación entre Matlab y la fuente de corriente Agilent E5270B se realiza utilizando el protocolo GPIB, debido a la disponibilidad de las librerías de programación necesarias. Es importante tener en cuenta que la fuente de corriente Agilent no permite manejar con precisión el tiempo en que se fija una variable o se toma una muestra. Debido a esto, la variación de la duración de los pulsos de corriente de emisor se realiza mediante llaves controladas por la FPGA, y no directamente mediante la fuente de corriente.

En la Fig. 3.28 se muestra el resultado experimental de la medición, obtenido durante una de las pruebas de laboratorio. El resultado de dicha medición es una matriz, donde el valor (1



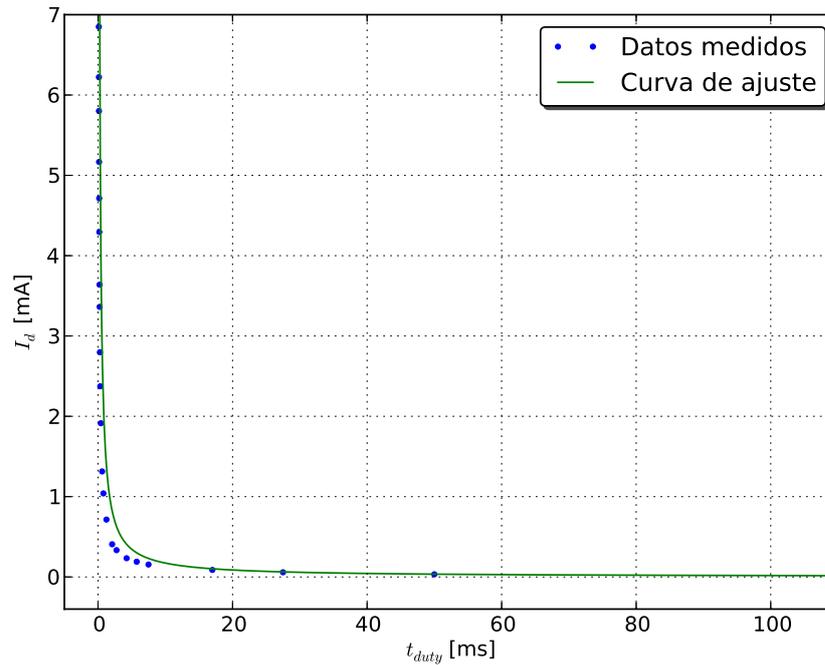


Figura 3.28: Corriente mínima de transición en función del tiempo de encendido

A partir de la Fig. 3.28, utilizando 2 mA como corriente  $I_d$  en el diodo emisor, se necesita un período de tiempo de 400  $\mu$ s para obtener una medición. En consecuencia, se obtiene un consumo de corriente promedio en el emisor de 160  $\mu$ A con un ciclo de trabajo del 8%. Por otra parte, en el receptor se obtiene un consumo estático de corriente de 430 nA y un consumo dinámico promedio de corriente de 205 pA.

Finalmente, se midió la salida del circuito al pasar una gota, utilizando en la entrada una señal cuadrada de 400 Hz y un ciclo de trabajo del 50%. El resultado se muestra en la Fig. 3.29, donde se puede apreciar la corriente del emisor, la tensión  $V_{reset}$  y la salida del current conveyor. Es importante mencionar que para ciertas condiciones, en el centro de la gota, la luz aumenta en lugar de disminuir. Esto es debido a que la gota actúa como lente y concentra los rayos de luz en el receptor. En la curva  $V_{out}$  de la Fig. 3.30 se pueden apreciar estas falsas detecciones. Para evitar que este fenómeno afecte la medición, en el circuito digital diseñado se implementa una lógica adicional que, ante la detección de una gota, introduce un retardo de 20 ms antes de realizar una nueva medición.

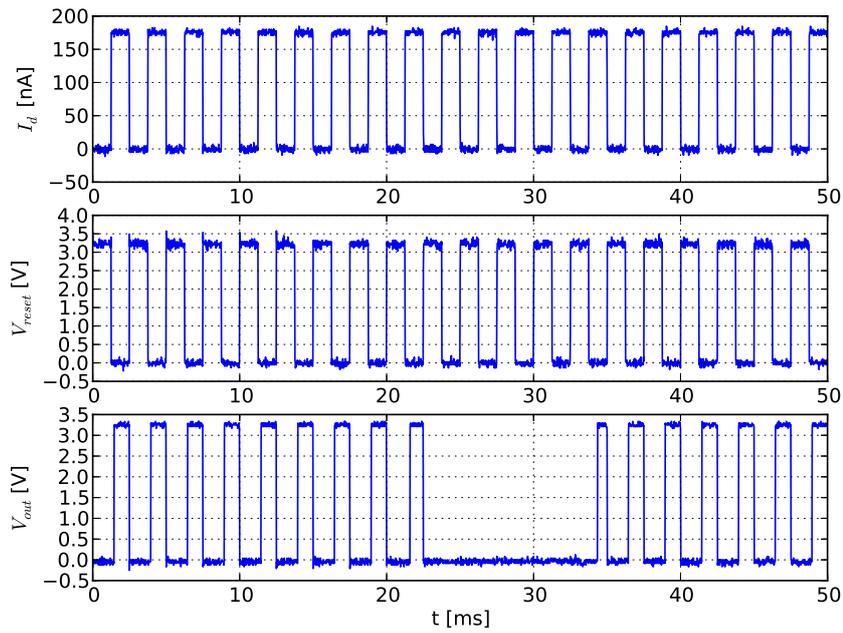


Figura 3.29: Salida del circuito al pasar una gota

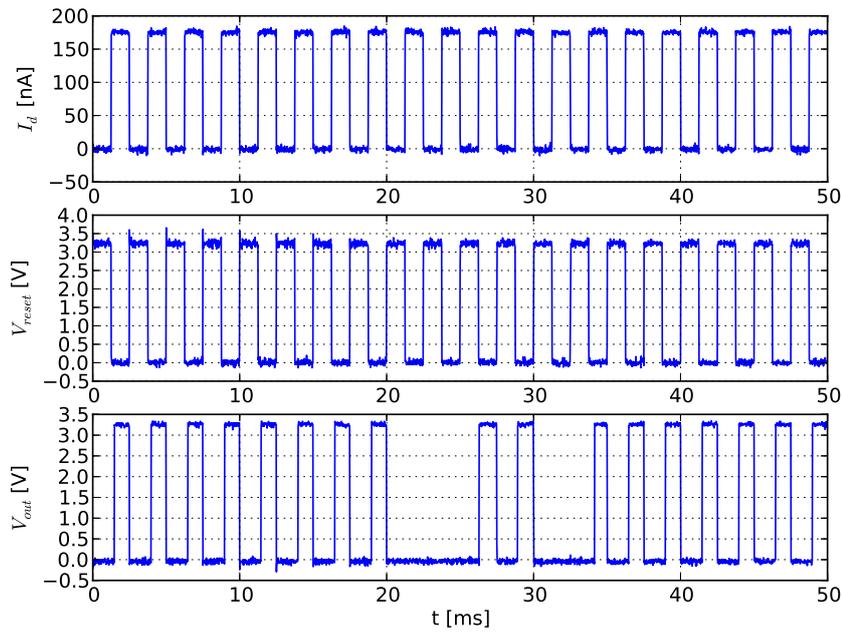


Figura 3.30: Salida del circuito al pasar una gota con falsas detecciones

### 3.4. Conclusiones

La principal contribución del presente capítulo es el desarrollo de un sistema de lazo cerrado para controlar la dosificación de suero intravenoso en pacientes internados [48][49], que implementa un sistema de control de bajo costo, está optimizado para bajo consumo y se basa en un único circuito integrado que realiza las tareas de medición y control del flujo de suero. Esta dosificación debe mantenerse en el valor determinado por el médico en función de diversas variables, como pueden ser el tratamiento, el tipo de medicación y la gravedad del paciente, entre otras.

El dispositivo detecta el pasaje de las gotas utilizando un diodo emisor de luz y un fototransistor estándar de bajo costo. Si bien el receptor se podría incorporar dentro del propio circuito integrado, se requeriría un encapsulado y montaje especial, haciendo más complejo el proceso de producción. Para lograr obtener un bajo consumo de energía, el nodo de salida del fototransistor es polarizado a una tensión constante utilizando un current conveyor. El mismo permite realizar la detección mediante la carga de una capacidad mínima interna al circuito integrado, reduciendo el consumo de energía en la misma relación que existe entre la capacidad de salida del fototransistor (19 pF, incluyendo los pads del propio circuito integrado) y la capacidad interna del chip (21 fF), aproximadamente en un factor de 1000.

El análisis del consumo de energía del circuito revela que la potencia del circuito es constante conforme se varía la corriente del diodo emisor o la duración de los pulsos (que dependen de la corriente utilizada) [52]. En dicho análisis se muestra, además, que la minimización del consumo de potencia se logra reduciendo al mínimo la capacidad del nodo de integración en el interior del circuito integrado (por medio de técnicas de layout) y situando la polarización del diodo emisor en el punto óptimo de transferencia lumínica. El sistema presentado en este capítulo consume 1 mW de potencia a una frecuencia de 200 Hz y un ciclo de trabajo del 8% (la potencia dinámica utilizada por el circuito de detección es menor a 700 pW). Puede observarse que el sistema desarrollado resulta eficiente en términos de su vida útil, logrando una autonomía de 6 meses (utilizando 4 baterías de 350 mA h). En el Cuadro 3.4 se resumen los consumos promedio de las distintas partes del sistema.

Circuito		Consumo
Emisor		160 $\mu$ A
Receptor	Consumo estático	430 nA
	Consumo dinámico	205 pA
Circuito digital		150 $\mu$ A
Total		310 $\mu$ A

Cuadro 3.4: Consumos de corriente del circuito

Como se puede observar a partir del Cuadro 3.4, uno de los bloques del sistema que posee mayor consumo de energía es el circuito digital. Esto es debido a que la lógica de control es relativamente compleja. Como mejora propuesta para un futuro, se puede disminuir este consumo apagando los bloques no esenciales del circuito digital mientras no son utilizados. Entre ellos se encuentran el bloque de control del visualizador digital, el de *control del motor* y el *controlador de memoria*. En cuanto al diseño del actuador, se probaron diversos prototipos utilizando motores de corriente continua de bajo costo que realizan una flexión sobre la manguera de suero. Si bien se realizaron algunas pruebas, al momento de finalizado el presente trabajo no se cuenta con un actuador funcional definitivo, quedando su implementación para futuros desarrollos.

## Capítulo 4

# Sensor de Nanotubos de Carbono

### 4.1. Introducción

Una de las áreas tecnológicas que mayor auge ha tenido en los últimos años es la nanotecnología. La posibilidad de crear interfaces entre el mundo microscópico y el mundo macroscópico abre nuevas puertas a investigaciones y aplicaciones que unos años atrás no hubieran sido posibles. Como no podría haber sido de otra forma, la biología y la medicina son algunos de los campos en los que estas nuevas aplicaciones conllevan cambios revolucionarios.

Las interfaces entre nanosistemas y biosistemas no pueden ser posibles sin el trabajo conjunto de diversas especialidades necesarias para lograr un resultado, entre las cuales se pueden mencionar biología, física, química y muchas áreas de ingeniería, biotecnología y medicina. Los avances obtenidos, entre otras cosas, permiten cambiar la forma en que se perciben y estudian diversas patologías y enfermedades. La detección se realiza mediante sensores que forman parte de la vida diaria y se encuentran presentes en lugares muy disímiles, tales como alimentos, alarmas contra incendios y alarmas para escapes de gases tóxicos.

En la actualidad existen diversos tipos de sensores de materiales biológicos utilizados en distintos campos de la tecnología. En su gran mayoría, los métodos utilizados requieren de materiales descartables que generan desechos tóxicos o que presentan un riesgo para el ambiente. Por otra parte, dichos métodos requieren de la intervención constante de un especialista que supervise todas las tareas a medida que se va realizando el proceso. Contar con un método de medición en tiempo real y sin la necesidad de ningún tipo de supervisión ni interacción por parte del especialista, resulta de alto interés en los campos de aplicación de estas mediciones.

Así, mientras que antiguamente el control de glucosa en pacientes con diabetes requería de la extracción de sangre y un análisis clínico, hoy día esto se realiza mediante un dispositivo portátil que puede llevar el paciente consigo y realizarlo en cualquier momento. De manera similar,

estudios que podrían llevar semanas, actualmente pueden realizarse en cuestión de minutos mediante dispositivos que permiten el monitoreo en tiempo real de muestras biológicas.

Una aproximación prometedora para la detección eléctrica de macromoléculas biológicas utiliza nanotubos de carbono (CNTs) configurados como transistores de efecto de campo [64]. La idea es lograr detectar el cambio en las características eléctricas de los CNTs en el momento en que una macromolécula cargada se adhiere a los receptores o anticuerpos que han sido previamente unidos a ellos [14][76]. Los datos recolectados son procesados por un circuito electrónico en el que se acondiciona, filtra y amplifica la señal. Cuando el sensor reconoce una molécula relacionada con la enfermedad a detectar, produce una señal eléctrica que se traduce en un diagnóstico claro y simple que puede ser leído en la pantalla de una computadora.

A diferencia de los métodos actuales, que emplean señales químicas u ópticas y que requieren más tiempo y más cantidad de muestras, el biosensor basado en señales eléctricas es más rápido, obteniendo los resultados en el momento y teniendo muy bajo costo [14]. El pequeño volumen de los sensores implica, además, que serán poco invasivos en el caso de ser aplicados en ambientes hospitalarios para el sensado de agentes biológicos.

En la literatura se pueden encontrar diversos trabajos que presentan la integración entre CNTs y dispositivos de tecnología CMOS [2][75][19][21], así como su utilización en sistemas biológicos como sensores [64][15]. De manera general, los trabajos existentes sobre CNTs se pueden clasificar en dos alternativas bien diferenciadas. Por un lado, una parte del esfuerzo en la temática se concentra en la utilización de CNTs para la implementación de transistores en tecnologías de alta escala de integración (VLSI) [6]. Entre las aplicaciones se incluyen circuitos CMOS que utilizan CNTs en configuraciones eléctricas básicas, tales como inversores y compuertas lógicas [73][55]. Por el otro, la segunda línea de trabajo se orienta a la utilización de CNTs para la realización de sensores y circuitos de aplicaciones específicas [2]. Entre los sensores propuestos, se pueden encontrar desde proteínas y ADN, hasta moléculas de drogas y virus. También vale la pena mencionar sensores de gases [63] y sensores de temperatura [1]. La posibilidad de integrar estos dispositivos en la micro y nanoescala permite detectar, de manera simultánea, un gran número de partículas distintas, realizando análisis completos sobre una única muestra. Tal como se destaca en [2], que muestra la primera integración de CNTs sobre un proceso comercial estándar CMOS (año 2008), la ventaja fundamental de esta integración es que permite utilizar dos tecnologías independientes de manera interrelacionada. Es decir, se aprovechan las ventajas de costo, flexibilidad y rendimiento de la tecnología CMOS en un proceso arbitrario escalable, con las propiedades biológicas y químicas de los CNTs.

El trabajo desarrollado en el presente capítulo se origina en la colaboración iniciada entre la UNS y la CNEA en el año 2007, en el marco del proyecto conjunto financiado por la ANPCyT (PAE 37078), titulado “Nodo para el diseño, fabricación y caracterización de micro y nano

dispositivos para aplicaciones en el área espacial, la seguridad y la salud - Fase 1". En particular, se planteó el desarrollo conjunto de un microsensor de sustancias biológicas basado en CNTs. El microsensor se construye utilizando un die de una tecnología CMOS estándar, en el cual se dispone de un área para la deposición de CNTs con dos electrodos en la capa metálica superior para hacer contacto con los mismos. Un tercer electrodo, sin contacto eléctrico con los CNTs, cumple las veces de gate al estar acoplado capacitivamente. Una vez fabricado el chip, se libera la capa de pasivación sobre el área de deposición, permitiendo el contacto entre los electrodos y los CNTs a depositar. La colocación de una resina aislante evita el contacto eléctrico entre los CNTs y los pads del circuito integrado. Para lograr un contacto efectivo de los terminales con los CNTs se realiza un proceso de electroplating para crecer una capa de oro sobre los contactos y evitar su oxidación. Los CNTs se alinean con los electrodos utilizando un proceso conocido como dielectroforesis (DEP). Para darle especificidad a los CNTs, es posible depositar una película sensible de materiales tales como carbono, zinc y óxidos de metales, entre otros, y así poder interactuar con la molécula deseada.

En el contexto del trabajo, se fabricaron dos circuitos integrados con diferentes configuraciones de electrodos metálicos (construidos en todos los casos sobre la capa metálica superior del chip). En el primero, los electrodos están definidos por líneas paralelas de metal de ancho mínimo, enfrentadas por una distancia de  $1,8\ \mu\text{m}$ . Esta configuración no dio resultados satisfactorios debido a la cercanía entre los contactos y los pads del circuito integrado, lo que dificulta la colocación de la resina aislante sin cubrir el área de deposición. Debido a esto, se propuso un segundo arreglo de electrodos en el centro del die y, en base a la primera experiencia, se diseñaron interdigitados para mejorar las características eléctricas del sistema. En este segundo diseño se incluyeron además distintas separaciones entre los electrodos para caracterizar el efecto de dicha separación sobre la cantidad de CNTs depositados que realizan el contacto eléctrico.

Los CNTs son dispositivos que muestran curvas de salida similares a las de transistores CMOS en la zona de triodo. Su interacción con sustancias biológicas produce un corrimiento de las curvas, similar a la que produce la tensión del gate en un transistor. Para la detección de este corrimiento, se construyeron en el circuito integrado tres diferentes circuitos de prueba. El primer circuito consiste en un amplificador de tensión, cuya salida es proporcional a la tensión entre los bornes de los CNTs. El segundo circuito, por otra parte, se trata de un oscilador variable cuya frecuencia de oscilación es dependiente del valor de conductancia de los CNTs. El tercer y último circuito está basado en un generador de corriente de polarización cuya salida depende del valor de resistencia de los CNTs. Al variar la resistencia o conductancia de los CNTs, se puede observar un cambio en la salida de cada uno de los circuitos anteriores. Los circuitos diseñados se ensayaron, en primer lugar, utilizando resistencias discretas para comprobar su funcionamiento y luego, una vez hecha la deposición, utilizando los CNTs para caracterizarlos eléctricamente

[56][53]. Utilizando el circuito integrado del presente trabajo, se lograron detectar variaciones de humedad relativa, iluminación, temperatura y concentración de gases. Algunos de los resultados experimentales de los ensayos fueron publicados en [57]. Por otro lado, se elaboró una patente sobre la integración de CNTs con dispositivos CMOS [40].

La técnica de integración híbrida entre CNTs y tecnología CMOS es reciente y data del año 2008. Como se indica en [2], ésta es un área nueva de investigación aplicada donde se requiere de un esfuerzo especial para estudiar aplicaciones existentes y futuras. En este sentido, la integración de los tres circuitos propuestos no tiene antecedentes. Si bien en [43] se muestra un sensor de gases que utiliza la frecuencia de un oscilador generada por la resistencia de CNTs, los sensores se encuentran en un chip diferente que debe ser calentado a 300 °C. En [15] se propone un sistema que mide la resistencia de CNTs utilizando un arreglo de fuentes de corriente conmutables pero, en este caso, el chip que aloja los CNTs también es distinto al que posee la electrónica.

Por último, cabe destacar la importancia estratégica que implica para el país el desarrollo de las capacidades tecnológicas necesarias para realizar este tipo de prototipos híbridos. La utilización de CNTs en dispositivos CMOS agrega valor adicional, integrando tecnologías maduras de medición y procesamiento con tecnologías experimentales de sensado. Esto abre un abanico de posibilidades para el diseño de microsensores en áreas de alto impacto como la salud, el medio ambiente y la seguridad.

## 4.2. Diseño

Los CNTs utilizados como sensores tienen tamaños en el orden de 20  $\mu\text{m}$  de longitud por 3 nm de diámetro. Para darles especificidad como sensores, son funcionalizados sobre su superficie con diferentes tipos de moléculas biológicas, tales como anticuerpos o ADN.

Los CNTs usados en el presente trabajo tienen un diámetro de 0,8 nm [7] y han sido obtenidos por el método catalítico CoMoCAT [62], el cual emplea un soporte de sílica cobalto-molibdeno (Co-Mo) para catalizar el crecimiento selectivo de nanotubos de carbono de pared simple (SWCNTs) por desproporción de monóxido de carbono (CO) [42][54]. Los SWCNTs crecidos por este método fueron purificados por la compañía Southwest Nanotechnologies (SWeNT). El material de los CNTs resultante tiene una excelente calidad, como fue verificado por la microscopía electrónica de transmisión (TEM), la microscopía electrónica de barrido (SEM) y la relación de banda D/G obtenida en el espectro de Raman a excitaciones de láser de 633, 514 y 488 nm. En la Fig. 4.1 se muestra el resultado de una SEM realizada sobre los CNTs obtenidos, los cuales tienen muy bajo contenido de impurezas, como fue determinado por el análisis de la espectroscopía de fotoelectrones emitidos por rayos X (XPS).

El diseño del circuito integrado que sirve como interfaz a los CNTs se realizó en dos etapas.

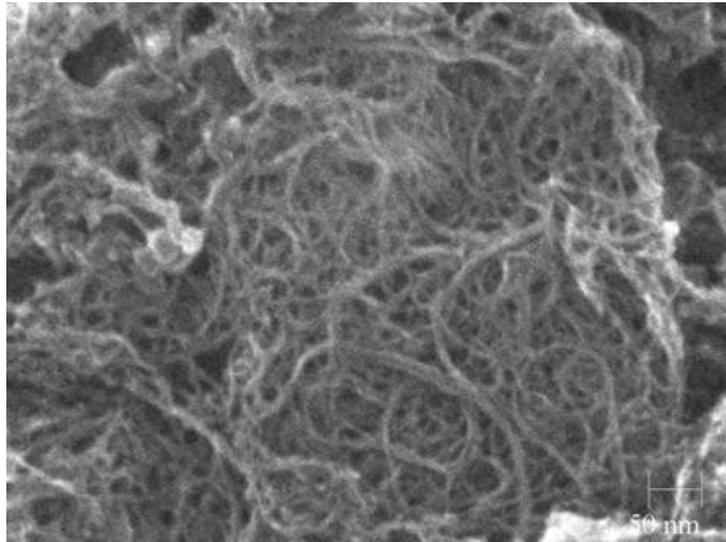


Figura 4.1: Microscopía de los nanotubos utilizados en el trabajo

En primer lugar, se investigaron y desarrollaron modelos que ajustaran de manera razonable a las curvas teóricas de CNTs obtenidas a partir de medidas preliminares. Dicho modelo es de crucial importancia a la hora de elegir las especificaciones necesarias para el diseño de la interfaz analógica del circuito integrado. Durante la segunda etapa del diseño, se analizaron diferentes topologías adecuadas a la medición con la que se estaba tratando.

Se desarrollaron tres tipos de circuitos en tecnología CMOS para permitir cuantificar la variación de las características eléctricas de los CNTs, en particular su impedancia [17]. El primer circuito diseñado consiste en un amplificador de tensión, cuya salida es proporcional a la tensión entre los bornes de los CNTs. Debido a que la corriente que circula por los CNTs es constante, la variación de su conductancia se detecta como un cambio de tensión en la salida. El segundo circuito, por otra parte, se trata de un oscilador variable cuya frecuencia de oscilación es dependiente del valor de conductancia de los CNTs. Al presentar variaciones la sustancia a la que se encuentran sometidos los CNTs, cambia la conductancia que éstos presentan al oscilador y, en consecuencia, su frecuencia de oscilación. El tercer y último circuito está basado en un generador de corriente de polarización. El mismo es implementado mediante un circuito cuya corriente de salida depende del valor de resistencia de los CNTs. Al variar su la resistencia o conductancia, se puede observar un cambio en la corriente de polarización de salida. Cada uno de estos circuitos son tratados con mayor detalle en las secciones siguientes.

Por otra parte, se logró la integración exitosa entre los CNTs y los circuitos diseñados. El sensor está físicamente compuesto por arreglos de terminales, de los cuales algunos se encuentran asociados a los amplificadores anteriormente mencionados y otros se encuentran libres para poder

realizar mediciones de referencia.

Con respecto a los terminales en sí, es conveniente colocar entre los mismos un soporte mecánico que sostenga los CNTs para evitar estrés mecánico. Una alternativa es incluir una pista de metal. En [17] se propone usar dos ventanas de pasivación, una sobre cada terminal, en lugar de una única ventana que abarque a los dos. Los pads de los terminales no poseen protección contra descarga electrostática (ESD) y están separados de los circuitos analógicos y digitales, efectuando las conexiones correspondientes de manera externa al circuito integrado. Esto es así para poder realizar alineación por DEP en los CNTs y aplicar electroplating para hacer crecer una capa de oro sobre los contactos. El gate de referencia debe estar por debajo de los electrodos y separado de los mismos por óxido o por la capa de pasivación. De esta manera, se evita el problema de posibles reacciones con la solución.

#### 4.2.1. Modelado

Como el dispositivo a considerar se trata de un sensor para el cual no se cuenta con modelos de simulación, el primer paso del diseño es realizar una caracterización de los CNTs con modelos teóricos y crear un modelo válido para su utilización en el trabajo [69][70]. En la Fig. 4.2 se muestra una de las mediciones realizadas, previamente al diseño, sobre una deposición de CNTs. Para obtener dicha figura se varió la tensión entre bornes de los CNTs y se obtuvieron los valores resultantes de la corriente de estado estacionario, para distintos valores de tensión de referencia. Los puntos experimentales de las curvas obtenidas son los valores con que se trabajó para caracterizar los CNTs.

Tal como se reportara en [2][17][41], se puede tratar el comportamiento de los CNTs de manera análoga a un transistor CMOS, donde  $I_d$  es la corriente que circula por el CNT,  $V_{ds}$  es la tensión entre sus bornes y  $V_{gs}$  es la tensión en un terminal de referencia sumergido al mismo potencial que el CNT. Teniendo en cuenta el modelo para la región no-degenerada de saturación en inversión fuerte presentada en [41], la ecuación que describe el comportamiento de los CNTs para los valores de tensión medidos es

$$I_d = \alpha (V_{gs} - V_t) \frac{1 - e^{\beta V_{ds}}}{1 + e^{\beta V_{ds}}} \quad (4.1)$$

Utilizando sólo aquellos datos experimentales que corresponden a valores positivos de  $V_{ds}$  y  $V_{gs}$ , se obtienen las curvas de las Figs. 4.3 y 4.4.

Ajustando las curvas experimentales al modelo de (4.1), se obtienen los parámetros presentados en el Cuadro 4.1. Se incluye, además, el error cuadrático medio de  $I_d$  obtenido con dicha aproximación.

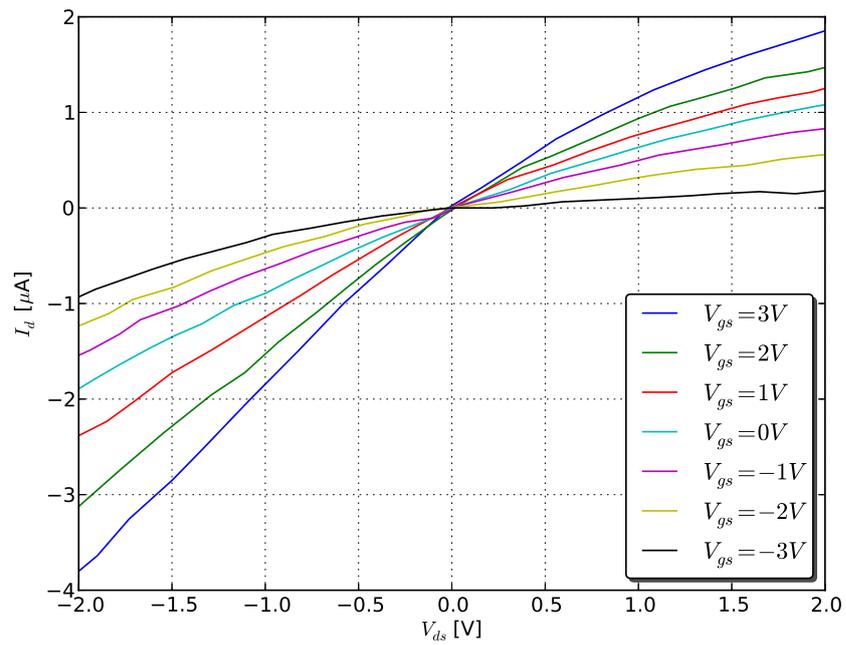


Figura 4.2: Curvas experimentales de nanotubos

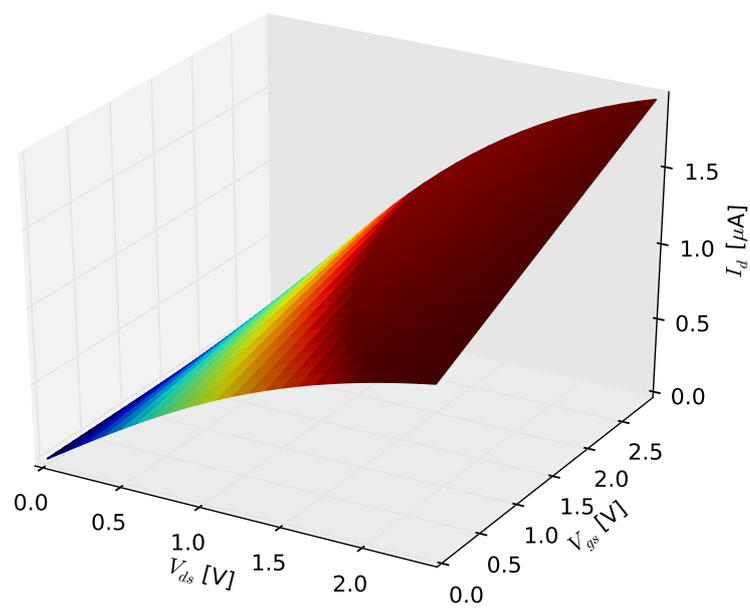


Figura 4.3: Curvas teóricas de nanotubos

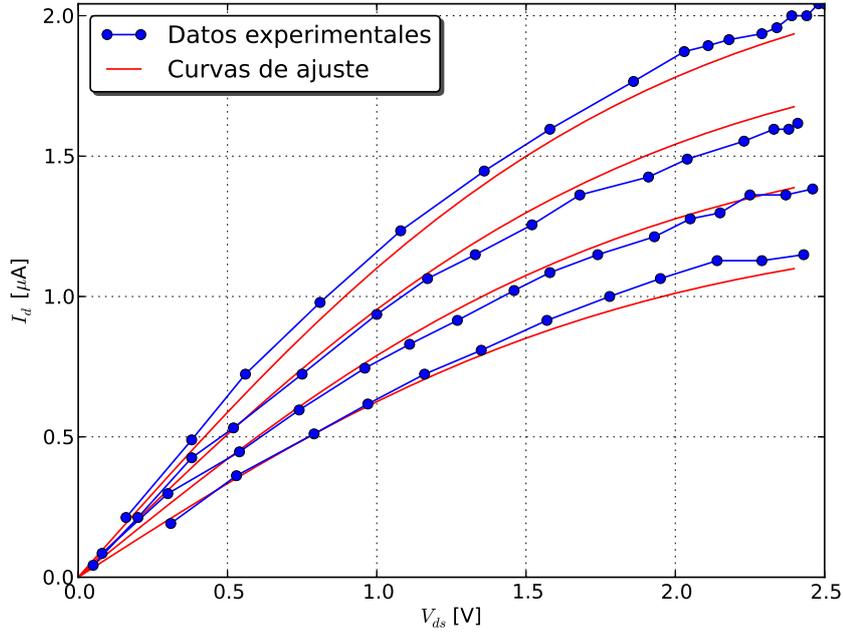


Figura 4.4: Curvas teóricas y datos experimentales

Parámetro	Valor
$\alpha$	$-0,3373 \mu\text{S}$
$Vt$	$-3,8114 \text{V}$
$\beta$	$1,0627 \text{V}^{-1}$
$e^2$	$38,6 \text{pA}^2$

Cuadro 4.1: Parámetros calculados

Finalmente, teniendo en cuenta (4.1) y los parámetros mostrados en el Cuadro 4.1, se obtiene

$$I_d = -0,3373 \mu\text{S} (V_{gs} + 3,8114 \text{V}) \frac{1 - e^{1,0627 \text{V}^{-1} V_{ds}}}{1 + e^{1,0627 \text{V}^{-1} V_{ds}}} \quad (4.2)$$

#### 4.2.2. Primer Circuito Integrado

La integración entre CNTs y tecnología CMOS es una técnica reciente y data del año 2008 [2]. La bibliografía disponible se concentra en las curvas de salida de los CNTs obtenidas ante la variación de distintos parámetros [15][13][54]. En este sentido, no existen antecedentes de distintas topologías de circuitos amplificadores en el uso de las señales provenientes de CNTs. En consecuencia, la integración de distintos amplificadores en un único circuito integrado (junto con terminales de conexión para los CNTs) para el análisis de distintas respuestas al mismo fenómeno,

no tiene precedentes. Una de las contribuciones del presente capítulo, es el desarrollo de un único circuito integrado que incluye tres circuitos para realizar la detección de las variaciones de CNTs.

Físicamente, el sensor basado en CNTs está compuesto por cuatro arreglos de terminales, tres de los cuales están asociados a distintos tipos de amplificadores. Se cuenta además con un terminal denominado *gate flotante*, común a todos los arreglos de terminales, el cual tiene la finalidad de servir como referencia de tensión [73][75]. En la Fig. 4.5 se puede observar el layout de los terminales junto con el *gate flotante*. Los terminales, junto con sus amplificadores asociados, se denominan *dominios*. Cada arreglo de terminales cuenta, a su vez, con diez terminales, conectados mediante un drain común y con los sources unidos mediante capas de metal.

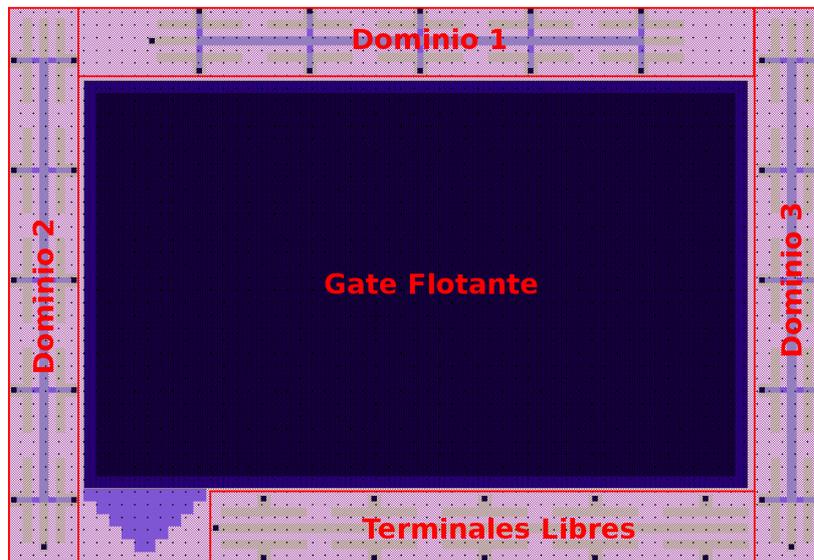


Figura 4.5: Terminales del sistema

El circuito integrado, además de contar con diversos amplificadores, posee terminales libres para conectar CNTs. Estos terminales se encuentran directamente conectados con los pads de salida, y se incluyeron para contar con una serie de pines con los cuales poder contrastar las medidas realizadas con los amplificadores. En total se cuenta con 11 salidas de terminales libres, las cuales se corresponden con las 10 salidas individuales de los sources(drains) y una salida correspondiente al drain(source) común. En la Fig. 4.6 se pueden apreciar las dimensiones de los terminales, junto con una microscopía de los mismos. Las dimensiones de los terminales y del *gate flotante* se diseñaron de acuerdo a geometrías de trabajos previos [19][1][73][75][64][13] y siguiendo los lineamientos presentados en [55].

La interfaz entre los CNTs y la señal de salida está compuesta por un circuito encargado de manejar las señales inherentes a la medición, así como generar la amplificación necesaria

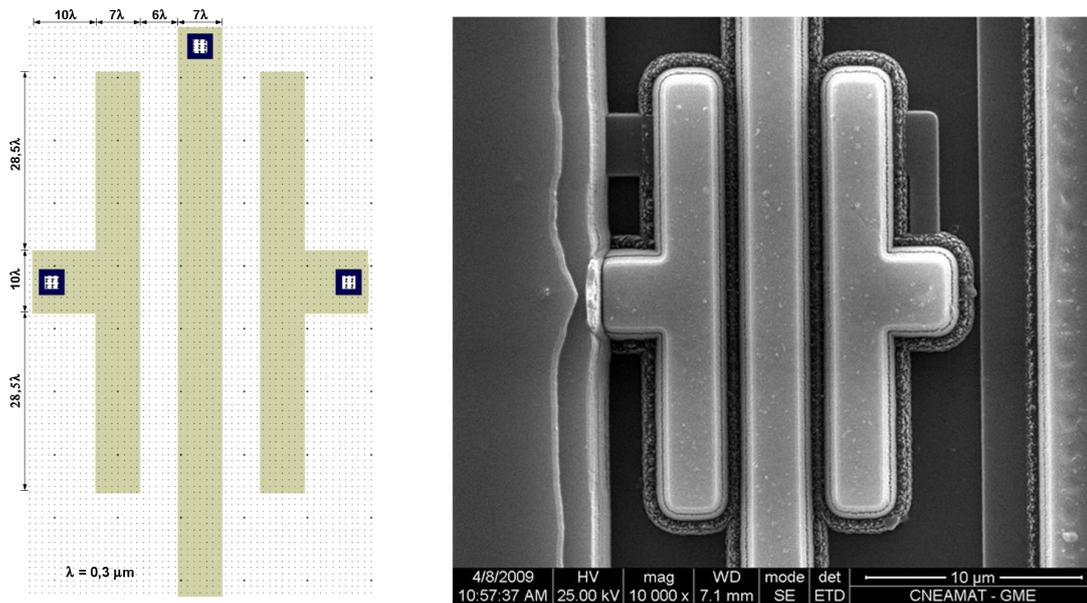


Figura 4.6: Dimensiones y microscopía de un terminal

para obtener una señal de salida con un bajo nivel de ruido. Con fines ilustrativos, en todos los circuitos diseñados, se reemplaza el modelo basado en un transistor presentado en la sección 4.2.1, por una resistencia  $R_{nano}$  equivalente a su resistencia de salida para el valor instantáneo de  $V_{gs}$  dado por la tensión fijada en el *gate flotante* y la presencia de agentes biológicos o químicos externos.

La amplificación del dominio 1 es realizada mediante un amplificador de transresistencia. El circuito está compuesto por un espejo de corriente, que refleja la corriente de entrada  $I_{ref} = 2 \mu\text{A}$  sobre los CNTs para generar una tensión de salida. Esta tensión es, a su vez, la entrada a un amplificador operacional en configuración de ganancia unitaria. La finalidad de este amplificador operacional es actuar como buffer y evitar que la salida de tensión de los CNTs sea cargada o afectada por cualquier circuito externo al die. De esta manera, se cuenta con un amplificador cuya salida es proporcional a la tensión entre bornes de los CNTs. Como la corriente que circula por los CNTs es constante, al variar su conductancia se detecta en la salida un cambio de tensión. En la Fig. 4.7 se puede apreciar el esquemático del amplificador, mientras que en la Fig. 4.8 se muestra su layout. Los transistores  $M1$  y  $M2$  se realizaron apareados para obtener una buena copia de la corriente de entrada que circula por  $M1$ . En el Cuadro 4.2 se indica el tamaño de cada transistor del circuito.

El segundo amplificador, perteneciente al dominio 2, se trata de un oscilador variable cuya frecuencia de oscilación es dependiente del valor de conductancia de los CNTs. Su esquemático se

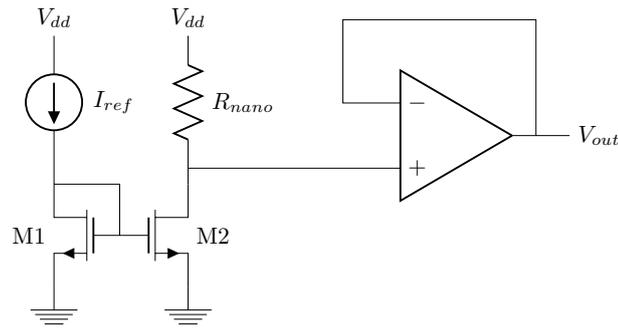


Figura 4.7: Esquemático del dominio 1

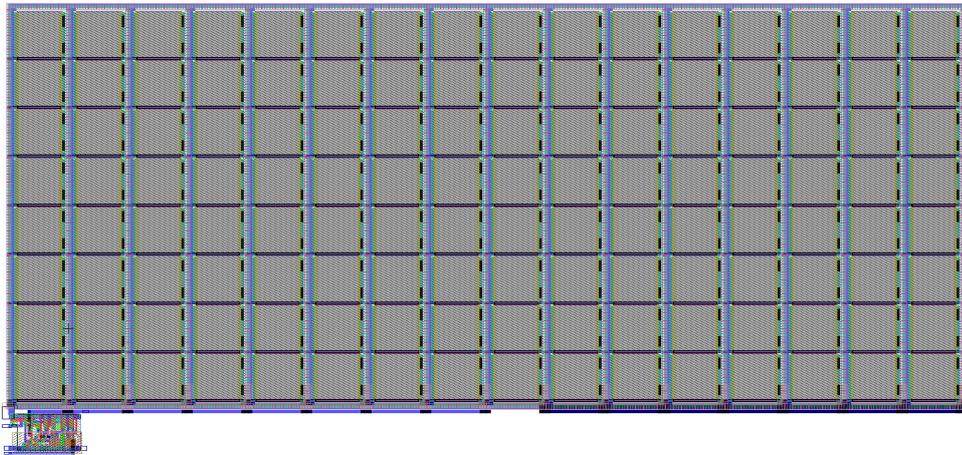


Figura 4.8: Layout del dominio 1

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)
M1	1600 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$
M2	1600 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$

Cuadro 4.2: Tamaño de los transistores

presenta en la Fig. 4.9, mientras que su layout se muestra en la Fig. 4.10. El circuito amplificador, en este caso, está compuesto por un espejo de corriente que refleja la corriente de entrada de uno de los pads sobre un capacitor. A medida que este capacitor se carga, se genera una tensión que ingresa a un par de compuertas inversoras conectadas en serie. De esta manera, superada la tensión umbral de las compuertas inversoras ( $V_m$ ), se genera un cambio del nivel lógico a la salida que activa una llave analógica, la cual desconecta las fuentes de corriente y conecta los CNTs. Éstos, a su vez, descargan el capacitor con una constante de tiempo  $\tau = RC$  que dependerá de su valor de resistencia. Una vez que la tensión cae por debajo del valor  $V_m$

mencionado anteriormente, vuelve a cambiar la salida de las compuertas inversoras y el ciclo comienza nuevamente. De esta manera, se logra generar una señal periódica cuya frecuencia es inversamente proporcional al valor de resistencia de los CNTs. Al presentar variaciones la sustancia a la que se encuentran sometidos, cambia la resistencia que éstos presentan al oscilador y, en consecuencia, su frecuencia de oscilación. En el Cuadro 4.3 se indica el tamaño de cada transistor del circuito de la Fig. 4.9, mientras que las compuertas inversoras son de tamaño mínimo. La corriente de polarización del circuito es  $I_{ref} = 10 \mu\text{A}$ .

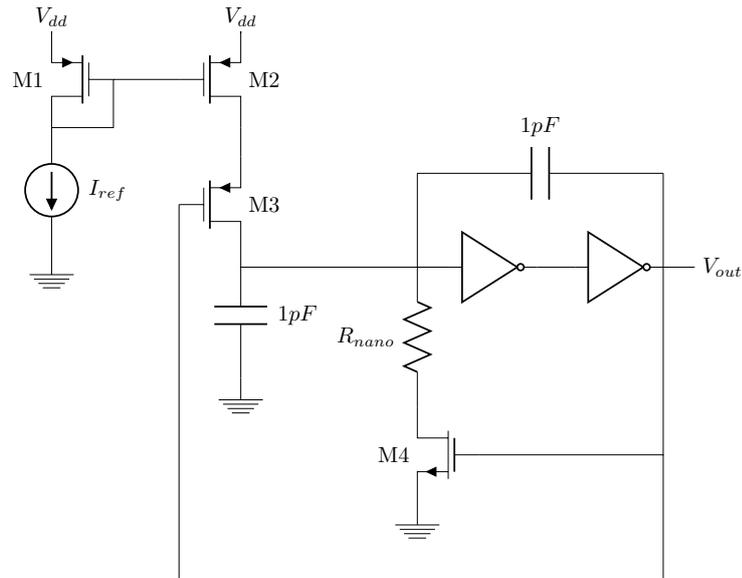


Figura 4.9: Esquemático del dominio 2

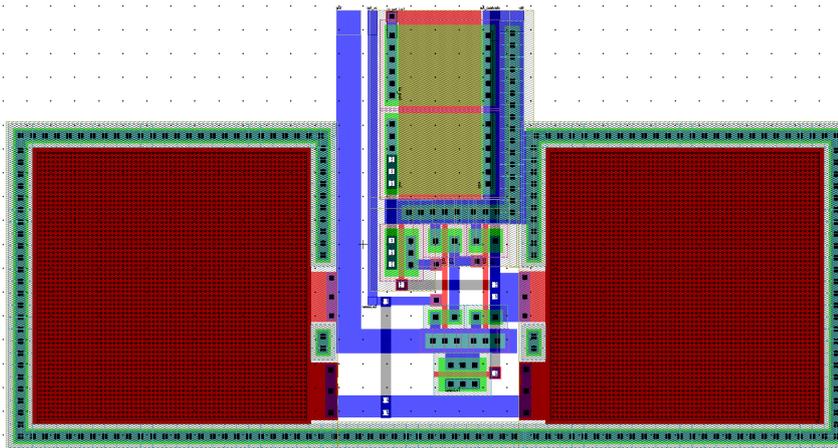


Figura 4.10: Layout del dominio 2

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)
M1	10 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M2	10 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
M3	6 $\mu\text{m}$	0,6 $\mu\text{m}$
M4	6 $\mu\text{m}$	0,6 $\mu\text{m}$

Cuadro 4.3: Tamaño de los transistores

El tercer y último dominio consiste en un amplificador basado en un generador de corriente de polarización. En este caso, el circuito amplificador está compuesto por una fuente de corriente cuya referencia es fijada por el valor de resistencia de los CNTs y la corriente que circula por ellos. Esta corriente es, a su vez, realimentada por un espejo de corriente. Finalmente, una fuente de corriente espejo refleja la corriente a la salida del circuito, la cual puede ser medida mediante la tensión sobre una resistencia externa al circuito integrado. De esta manera, se obtiene un generador de corriente de polarización, cuya corriente de salida depende del valor de resistencia de los CNTs. Al variar dicha resistencia, se puede observar un cambio en la corriente de polarización de la salida. En la Figs. 4.11 y 4.12 se pueden apreciar el esquemático y el layout del circuito del dominio 3. En el Cuadro 4.4 se indica el tamaño de cada transistor del circuito.

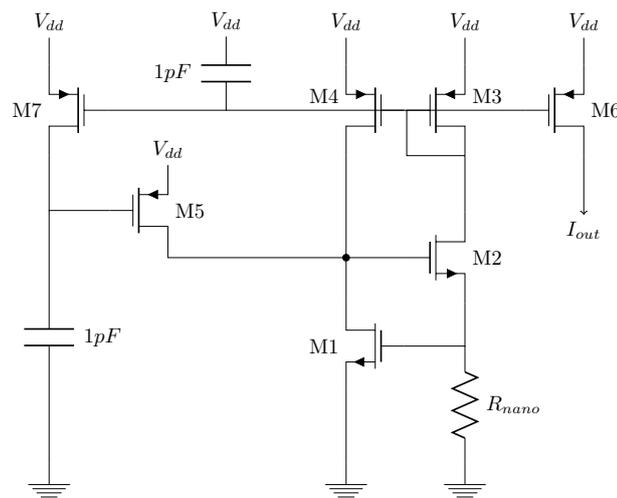


Figura 4.11: Esquemático del dominio 3

Durante el diseño, una de las especificaciones que tuvo mayor influencia sobre la decisión de la topología utilizada fue el hecho que las variaciones que se deben detectar son muy pequeñas en comparación con la magnitud absoluta del valor medido. Esto es, se esperan medir cambios de resistencia de unos cuantos  $k\Omega$  para un valor total en el orden de los  $M\Omega$ . Teniendo en cuenta esto, el circuito utilizado en el dominio 2 es particularmente preciso, aumentando su resolución al variar la ventana de tiempo durante la cual se realiza la medición. Por otra parte, los dominios

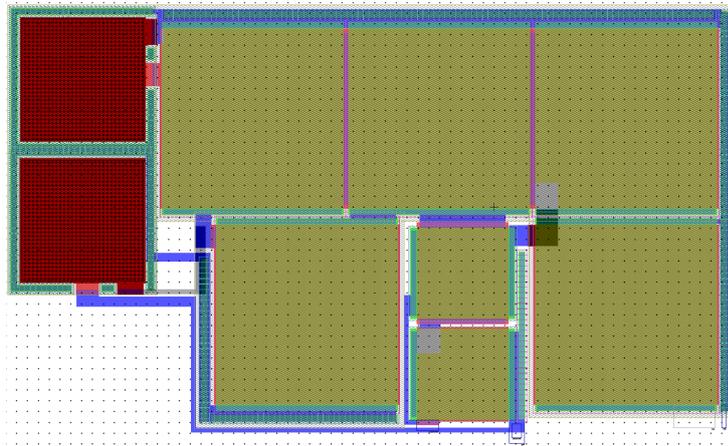


Figura 4.12: Layout del dominio 3

Transistor	Ancho (W)	Largo (L)
M1	25 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$
M2	25 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$
M3	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
M4	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
M5	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
M6	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$
M7	50 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$

Cuadro 4.4: Tamaño de los transistores

1 y 3 fueron especialmente ajustados para lograr la mayor precisión en la zona de trabajo de los sensores.

En la Fig. 4.13 se puede apreciar el circuito completo, incluyendo los terminales y los amplificadores diseñados. Por otra parte, en la Fig. 4.14 se muestra una fotografía del chip enviado a fabricar. Aunque el diseño electrónico se comportó de la manera esperada, la configuración de los terminales no dio resultados satisfactorios debido a la cercanía entre los contactos y los pads del circuito integrado, lo que dificulta la deposición de la resina aislante sin cubrir el área de deposición. Esto llevó a que se desarrollaran nuevos diseños y métodos para implementar la interfaz entre las partes electrónicas y biológicas del sistema. En base a la primera experiencia, se diseñó un segundo circuito integrado donde los terminales se dispusieron interdigitados para mejorar las características eléctricas del sistema y se incluyeron distintas separaciones entre los electrodos para caracterizar el efecto de dicha separación sobre la cantidad de CNTs depositados. El nuevo diseño se trata en las secciones siguientes.

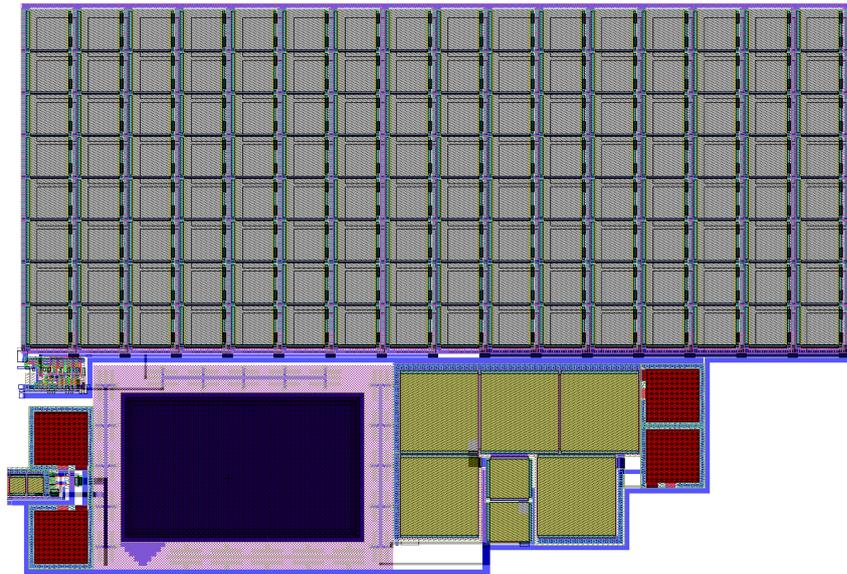


Figura 4.13: Circuito completo

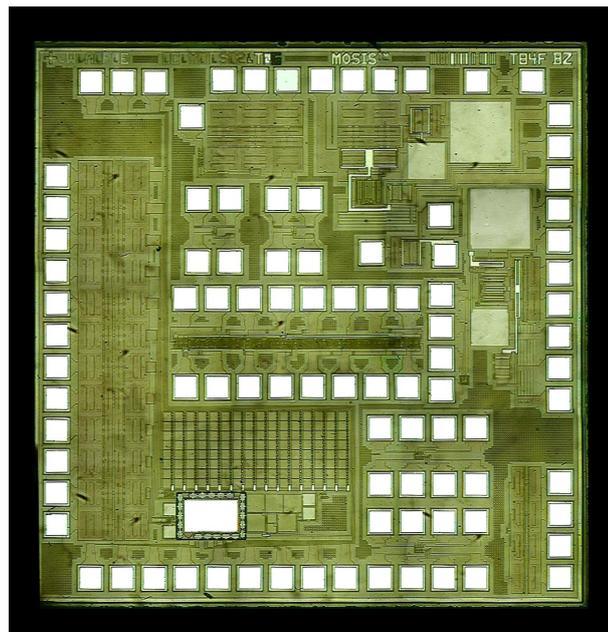


Figura 4.14: Fotografía del chip fabricado

### 4.2.3. Segundo Circuito Integrado

Dado que la integración entre CNTs y tecnología CMOS es un área de desarrollo relativamente nueva, donde los primeros trabajos fueron reportados durante el transcurso de la presente

tesis [2], no existe mucha bibliografía sobre el diseño de los terminales donde se depositan los CNTs. En este sentido, lograr una buena integración de las tecnologías involucradas requiere una serie de iteraciones de donde se puedan sacar conclusiones sobre el rendimiento de las distintas configuraciones de los mismos. Dados los resultados de la primera implementación, se propuso un segundo diseño con el arreglo de electrodos en el centro del die, además de incluirse distintas geometrías y separaciones entre los electrodos. Si bien existen algunos desarrollos que implementan amplificadores CMOS para su uso con CNTs [2][21][1], al momento de la escritura del presente trabajo no se encontraron reportes de circuitos integrados que incluyan tanto los terminales de contacto y amplificadores CMOS, como una lógica digital que realice la lectura de los datos obtenidos y comunique los resultados.

La segunda versión del sensor basado en CNTs está físicamente compuesta por un conjunto de terminales asociados a una interfaz de medida del mismo tipo que el oscilador variable de la primera versión. En la Fig. 4.15 se pueden apreciar las nuevas dimensiones de los terminales diseñados. Se cuenta además con un terminal o *gate flotante* común a todos los arreglos de terminales, el cual tiene la finalidad de servir como referencia de tensión.

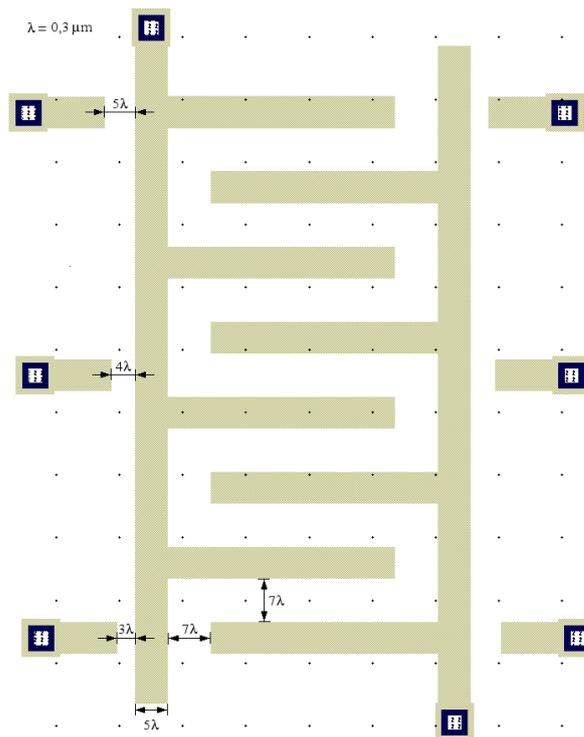


Figura 4.15: Dimensiones de un terminal

Para mejorar la conexión entre los terminales del diseño y los CNTs, el arreglo de terminales

se situó lo más cerca posible del centro del layout final. Esto se realizó para facilitar la deposición de los CNTs, la cual se realiza de manera manual mediante una micropipeta. Para aumentar la probabilidad de lograr un contacto entre los CNTs y los terminales, se aumentó la superficie lineal de contacto o deposición, como se puede apreciar a partir de la Fig. 4.15. También se incluyeron distintas separaciones entre terminales para el caso de una gran dispersión en la longitud final de los CNTs.

En el arreglo final de terminales, además de la disposición de la Fig. 4.15, se utilizaron terminales sueltos. Con respecto al gate flotante de referencia, se utilizaron dos tipos. El primero se diseñó por debajo de los terminales, en capas de metal 2 y metal 1 interconectadas, aislado de los mismos por el óxido existente entre metal 2 y metal 3. El segundo, en cambio, fue implementado en líneas de metal 3 alrededor de los terminales. Este último también está aislado de los terminales aunque, en este caso, es debido a la capa de pasivación. La motivación de esta disposición geométrica es contar con dos alternativas en el diseño con propósitos de prueba.

El circuito diseñado se puede dividir en dos bloques principales: uno analógico y uno digital. En la Fig. 4.16 se puede observar un esquema del circuito integrado, junto con sus entradas y salidas. El diseño analógico fue realizado íntegramente en Spice, mientras que la parte digital fue realizada en Verilog y luego sintetizada para incluirla dentro del mismo circuito integrado.

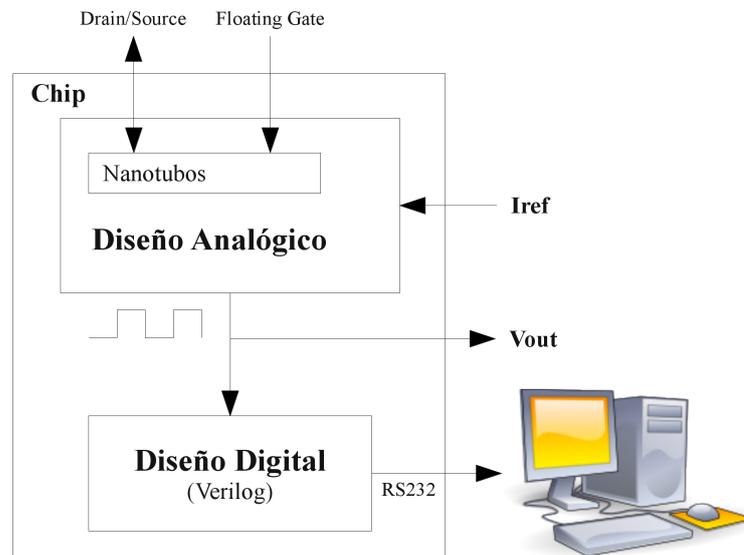


Figura 4.16: Esquema del circuito integrado

El circuito digital consta de un frecuencímetro cuya entrada es la salida periódica del circuito analógico, mientras que su salida es transmitida de manera serie hacia el exterior del circuito

integrado utilizando el protocolo de comunicación RS232. En la Fig. 4.17 se muestra el diagrama en bloques del circuito digital.

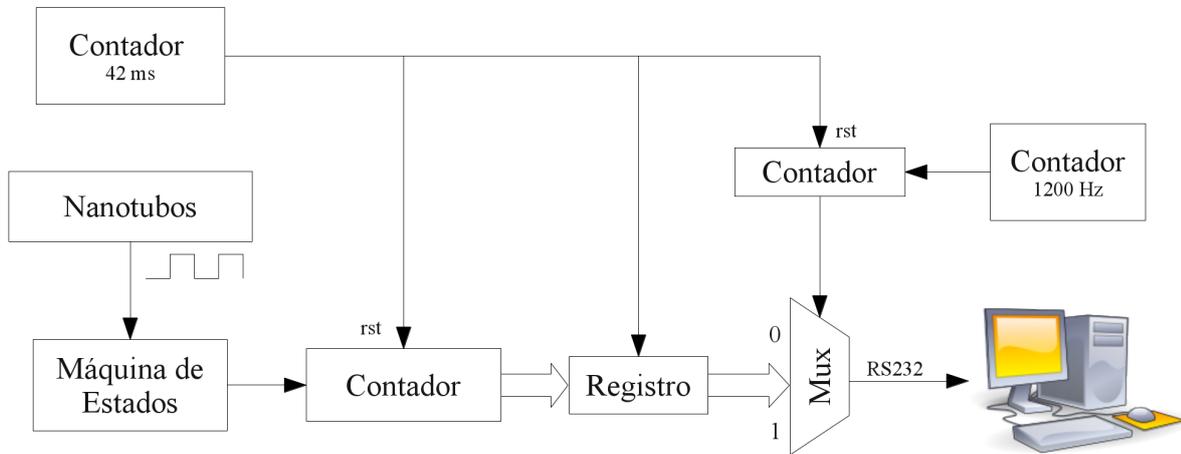


Figura 4.17: Diagrama en bloques del circuito digital

Analizando el circuito analógico se puede diseñar el circuito digital de modo tal de detectar la mínima variación posible en la resistencia de los CNTs, es decir, se debe distinguir al menos un pulso de diferencia con la mínima variación de resistencia. Bajo estas condiciones, se precisa al menos 17 ms en la ventana de medición, con lo que se eligió una ventana de 42 ms (que es el múltiplo de 2 más cercano con el período del reloj utilizado).

Por otra parte, con el valor más pequeño posible de resistencia se elige el ancho de bits del contador. Esto es debido a que para la menor resistencia, se tiene la mayor frecuencia, con la cual no se debe exceder la máxima cuenta del contador. El mínimo ancho de palabra que así se obtiene es 10 bits, con lo que se utilizaron 16 bits para enviar un número entero de bytes por el protocolo serie y aumentar la resolución.

Finalmente, el reloj debe tener una frecuencia por lo menos dos veces mayor a la máxima frecuencia obtenida por los CNTs, que es 1,5 MHz. En consecuencia, se eligió un reloj de 6 MHz para contar con cierto margen ante variaciones del reloj o de la señal a medir.

Con los valores utilizados, la resolución de la medida o detección de mínima variación de resistencia es del 0,1 %. Como la resistencia de los CNTs varía entre 500 k $\Omega$  y 3 M $\Omega$ , y la variación porcentual esperada es del 30 % al 50 %, el circuito logra medir esta variación holgadamente.

En el diagrama de la Fig. 4.17 se puede observar una máquina de estados. La misma está implementada mediante una máquina secuencial de Moore, y su función es mantener la sincronía de la frecuencia periódica del amplificador con el reloj de las distintas partes del circuito. Al llegar un pulso de cualquier ancho de duración, a su salida se emitirá un único pulso, de duración

equivalente a un período de reloj y en sincronía con el mismo. De esta manera, el contador en su salida se incrementará una única vez por cada pulso de entrada.

Al finalizar la ventana de medición de 42 ms, se guarda el valor del contador de pulsos en un registro y se reinicia la cuenta. La señal que marca la ventana de tiempo de medición es también utilizada para enviar la orden de transmisión de los nuevos datos disponibles. Para esta transmisión se utiliza un contador de 0 a 22, comandado por un pulso de 1200 Hz de frecuencia, que maneja la entrada de selección de un multiplexor. Éste último conecta a su salida las tensiones de control o los bits de datos del registro, según sea necesario, para generar el protocolo serie de transmisión.

Se decidió utilizar una tasa de transferencia de datos de 1200 bps. De esta manera, la ventana de tiempo de medición de 42 ms queda definida por 18 bits (252000 cuentas). La ventana de tiempo utilizada para generar el protocolo serie RS232 queda definida por 13 bits (1200 Hz o 5000 cuentas).

En la Fig. 4.18 se muestra el layout final del circuito integrado, junto con una microscopía del mismo. Por otra parte, en la Fig. 4.19 se muestra una microscopía del circuito integrado fabricado junto con una hormiga, donde se pueden apreciar los tamaños relativos del die y sus distintos componentes.

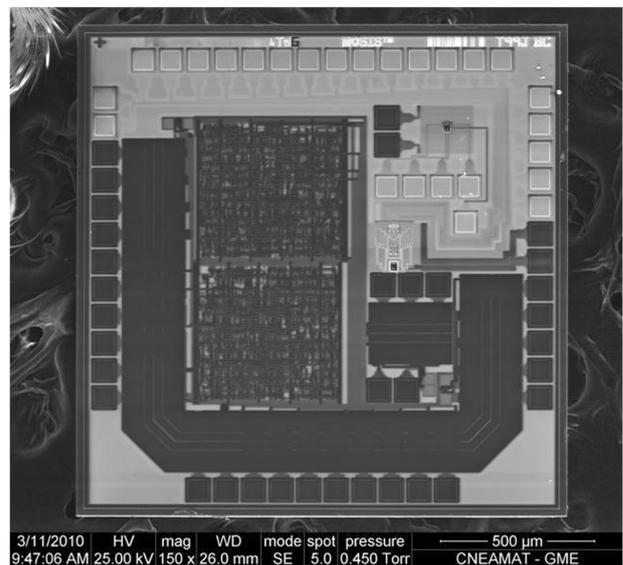
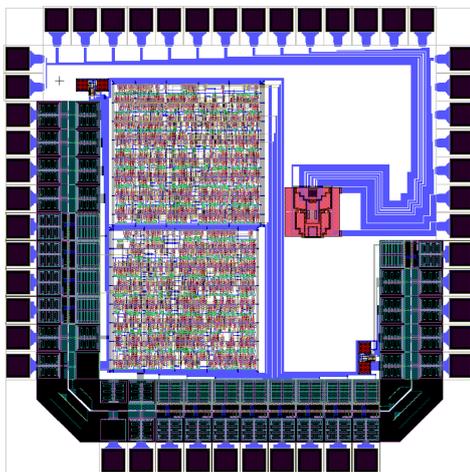


Figura 4.18: Layout y microscopía del circuito integrado



Figura 4.19: Microscopía del circuito integrado

### 4.3. Mediciones

Las medidas realizadas con los sensores fueron implementadas con CNTs depositados sobre arreglos de terminales en la CNEA. Para realizar la alineación de los CNTs, luego de su deposición, se utilizó un proceso de DEP [17][75][1]. La deposición consiste en diluir 0,2 mg de SWCNTs en etanol y someter a ultrasonidos la muestra durante 20 minutos con una potencia de 100 W. A continuación, una gota de esta solución se deposita sobre los electrodos, y se aplica el proceso de DEP mediante una tensión senoidal de 5 V con una frecuencia de 2 MHz durante 1 hora. Finalmente, se deja secar el dispositivo durante unos minutos, luego de lo cual los SWCNTs quedan alineados entre los electrodos.

Durante las mediciones se caracterizaron los CNTs y los circuitos integrados fabricados por separado. Salvo las curvas de salida de los CNTs, el resto de los parámetros caracterizados a continuación no han sido reportados en la bibliografía. Finalmente, se interconectaron los terminales con CNTs con los circuitos diseñados y se midieron distintos tipos de interacciones. En la Fig. 4.20 se muestra el die con el circuito integrado durante la deposición de los CNTs con una micropipeta. Los circuitos de los pads y los amplificadores fueron protegidos con una resina aislante. Por otra parte, en la Fig. 4.21 se muestran los terminales del sensor antes y después de la deposición de CNTs.

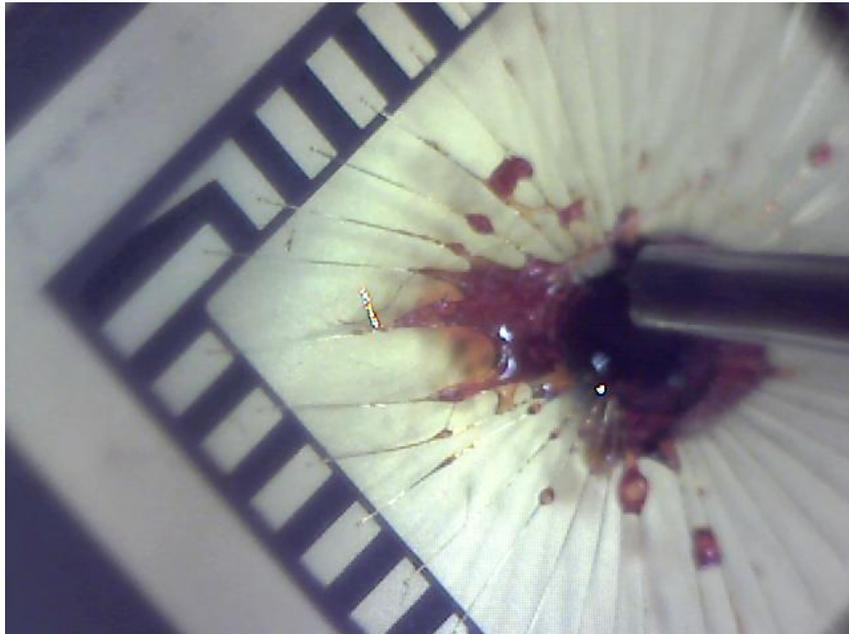


Figura 4.20: Deposición de nanotubos y resina aislante

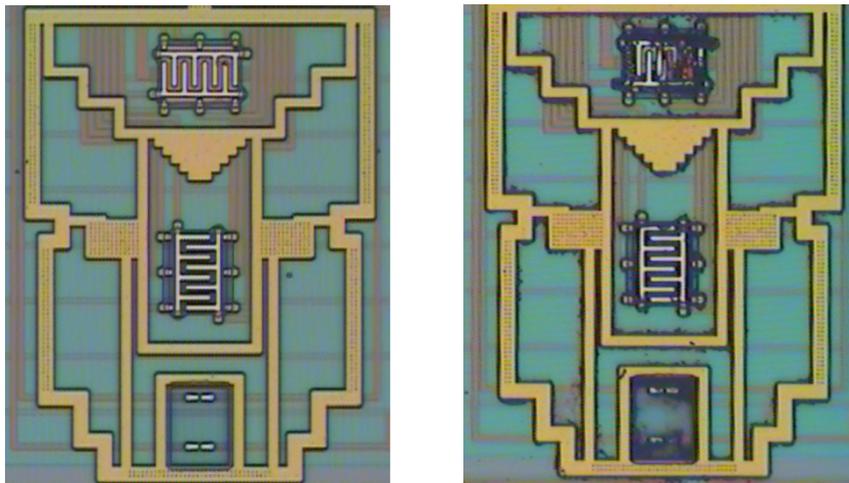


Figura 4.21: Terminales antes y después de depositar nanotubos

La primera caracterización que se realizó sobre los CNTs fue obtener las curvas de salida, es decir, los valores de corriente  $I_d$  en función de la tensión  $V_{ds}$  aplicada, para distintos valores  $V_{gs}$  de tensión de referencia. En la Fig. 4.22 se muestran las curvas de salida de los CNTs, para tensiones  $V_{gs}$  variando entre 0 y 4 V.

Es importante mencionar que, luego de realizar la deposición de los CNTs, se observa histé-

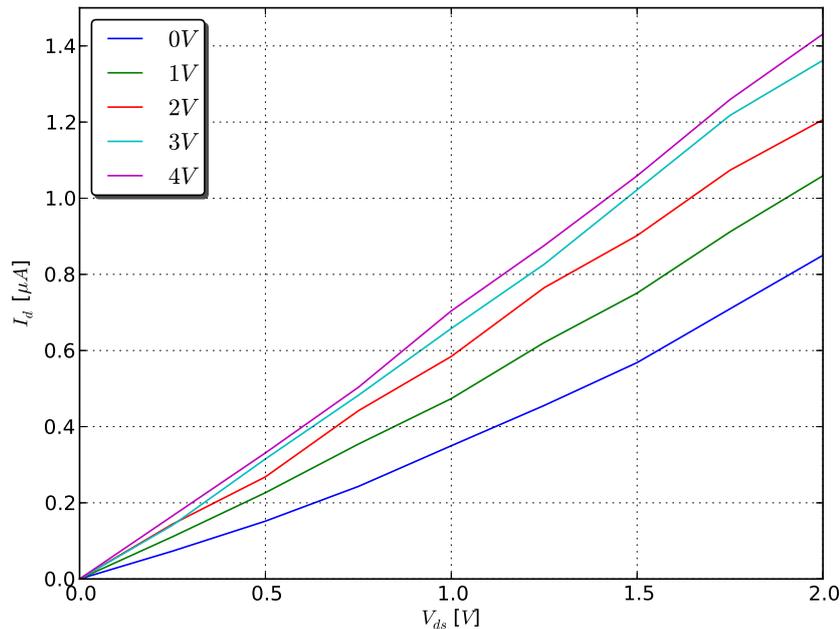


Figura 4.22: Curvas de salida de los nanotubos

sis sobre las mediciones, como se muestra en la Fig. 4.23. Al repetir las mediciones de manera espaciada en el tiempo, esta histéresis desaparece.

Se midieron distintos arreglos de terminales para evaluar los efectos de la deposición no homogénea de los CNTs. A partir de las mediciones, se observó una gran dispersión en la resistencia final, obteniendo valores que van desde  $15\text{ k}\Omega$  hasta  $1\text{ G}\Omega$ . Se realizaron, además, medidas espaciadas en el tiempo para analizar el efecto de la oxidación progresiva de los contactos sobre los que no se realizó electroplating [37][17]. La oxidación de los terminales es un efecto no deseable, que produce un aumento considerable en la resistencia de los CNTs a partir de los 15 minutos de haber sido depositados. En la Fig. 4.24 se muestra el efecto de la oxidación de los terminales sobre la resistencia medida en función del tiempo. Para las mediciones de la figura, la resistencia pasó de tener un valor de  $8\text{ k}\Omega$  a los pocos minutos de haberse realizado la deposición, a un valor de  $23\text{ k}\Omega$  72 hs después.

A continuación, se midió la respuesta en frecuencia de los CNTs y se caracterizó su impedancia compleja directamente sobre los terminales de los mismos. En la Fig. 4.25 se muestra la impedancia de los CNTs en función de la frecuencia aplicada. Como se puede observar a partir de la figura, existe un polo en la función transferencia del sensor. En consecuencia, los CNTs se pueden representar por una resistencia en paralelo con un capacitor. La frecuencia de corte del capacitor se encuentra aproximadamente en  $100\text{ Hz}$  para los CNTs medidos, a partir de donde

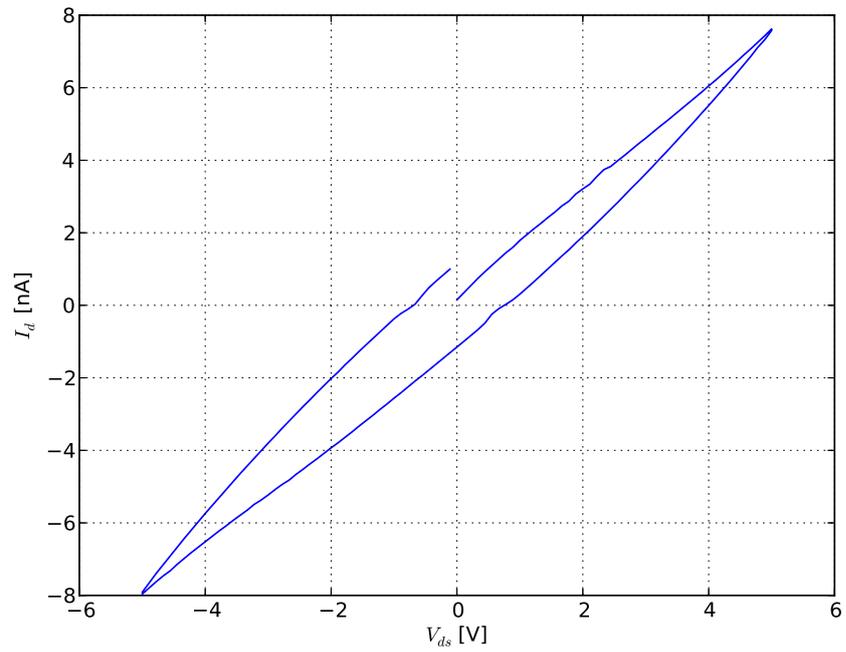


Figura 4.23: Histéresis en las curvas de salida

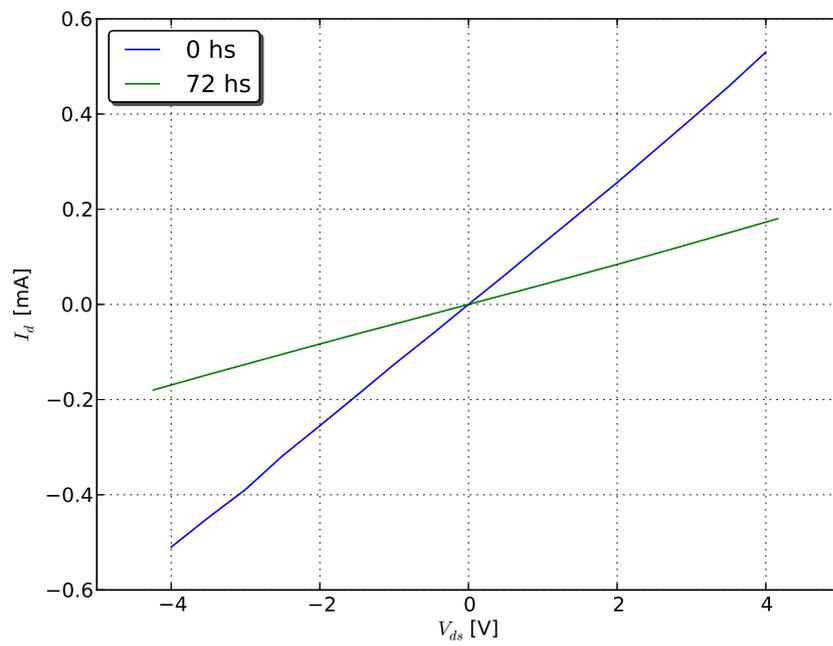


Figura 4.24: Variación de las curvas de salida luego de la deposición

la magnitud de la impedancia comienza a disminuir hasta llegar a cero.

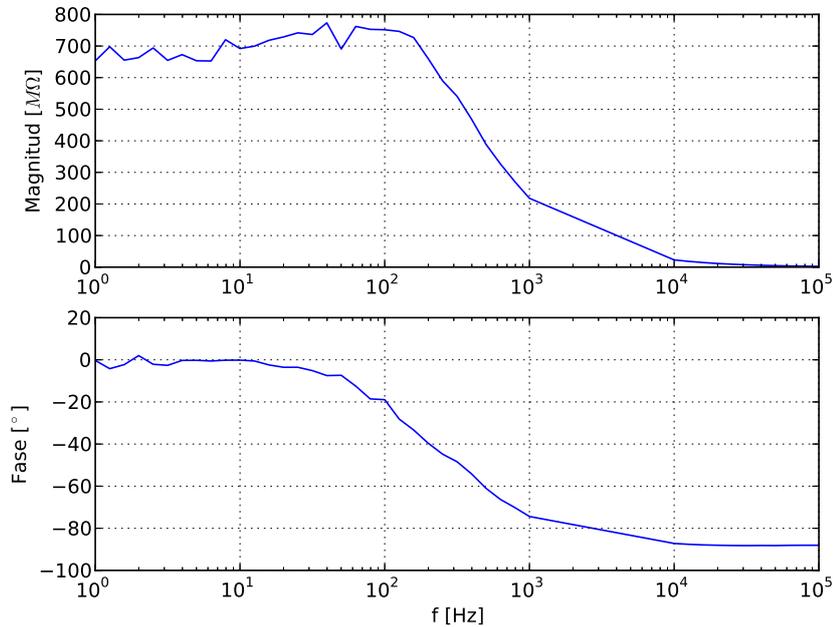


Figura 4.25: Impedancia de los nanotubos en función de la frecuencia

Se caracterizó, por otra parte, la capacidad de los CNTs en función de la frecuencia y en función de la tensión aplicada entre sus bornes a una frecuencia de 1 kHz. Los resultados se muestran en las Figs. 4.26 y 4.27. A partir de las mismas se puede observar que, si bien la capacidad disminuye exponencialmente con la frecuencia de la señal aplicada, prácticamente no sufre variaciones con la tensión entre sus bornes.

Antes de realizar las interconexiones entre los CNTs y el circuito integrado diseñado, se realizaron pruebas de laboratorio sobre los amplificadores por separado. Se utilizaron distintos valores de resistencias comerciales, al 1 % de precisión, entre 220 k $\Omega$  y 10 M $\Omega$ . Para cada valor de resistencia, se varió la corriente de polarización del amplificador entre 2 y 10  $\mu$ A. En el caso del amplificador implementado mediante un oscilador variable, se comprobó la variación de la frecuencia de salida en función de la resistencia utilizada y se obtuvo el ciclo de trabajo de la señal resultante. Los resultados se muestran en las Figs. 4.28 y 4.29.

En el caso del segundo circuito integrado diseñado, se realizaron pruebas sobre el circuito digital que implementa el frecuencímetro (que cumple el rol de un conversor A/D). La entrada del circuito digital es la salida del circuito analógico y el reloj del sistema de 6 MHz. En función de las caracterizaciones realizadas sobre el circuito analógico, la corriente de polarización utilizada es 10  $\mu$ A, que se corresponde con la zona de trabajo de máxima sensibilidad del amplificador. El

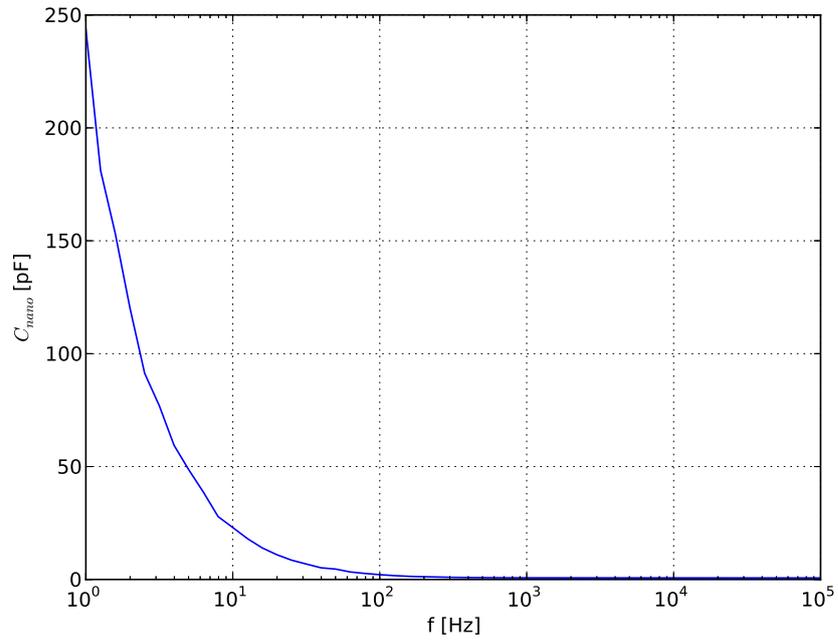


Figura 4.26: Capacidad de los nanotubos en función de la frecuencia

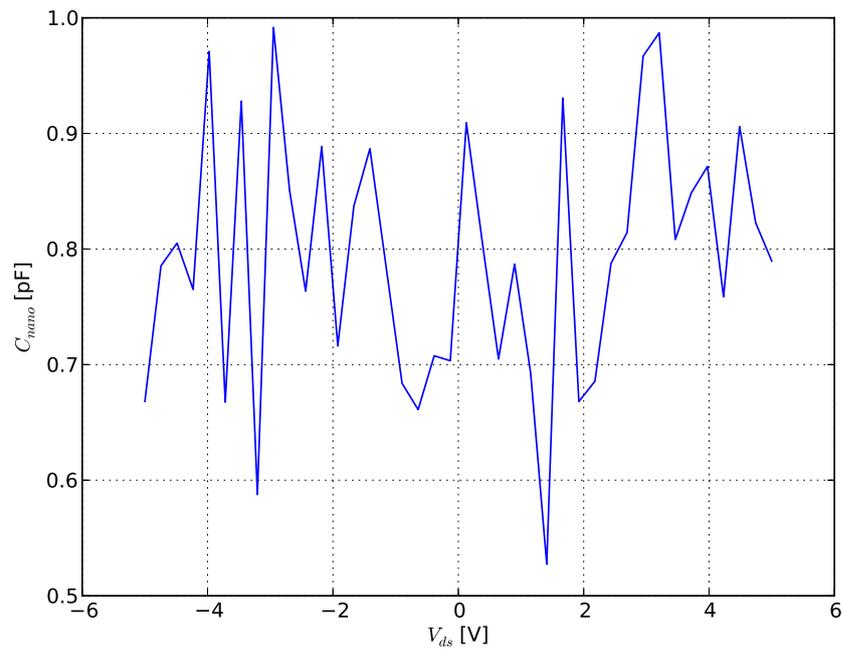


Figura 4.27: Capacidad de los nanotubos en función de la tensión

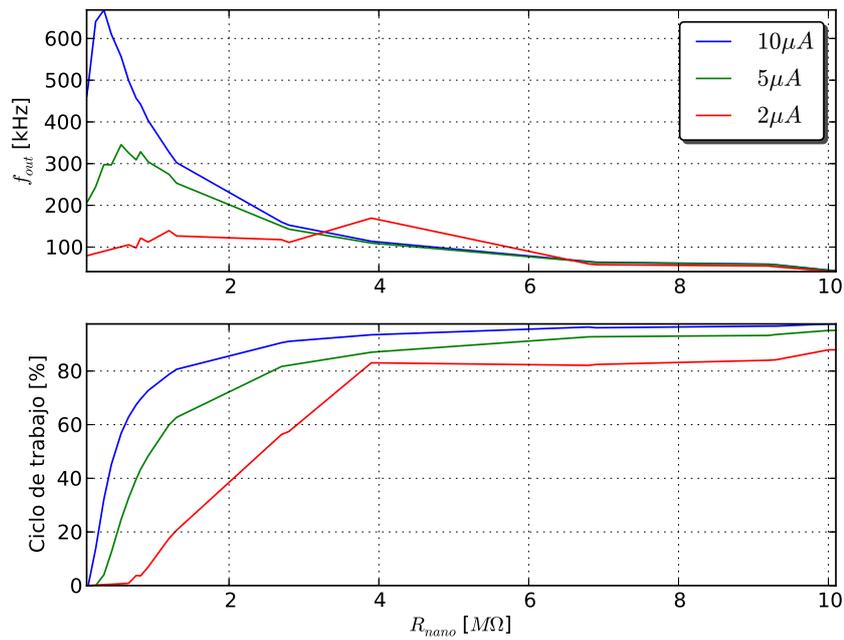


Figura 4.28: Caracterización del amplificador basado en un oscilador variable

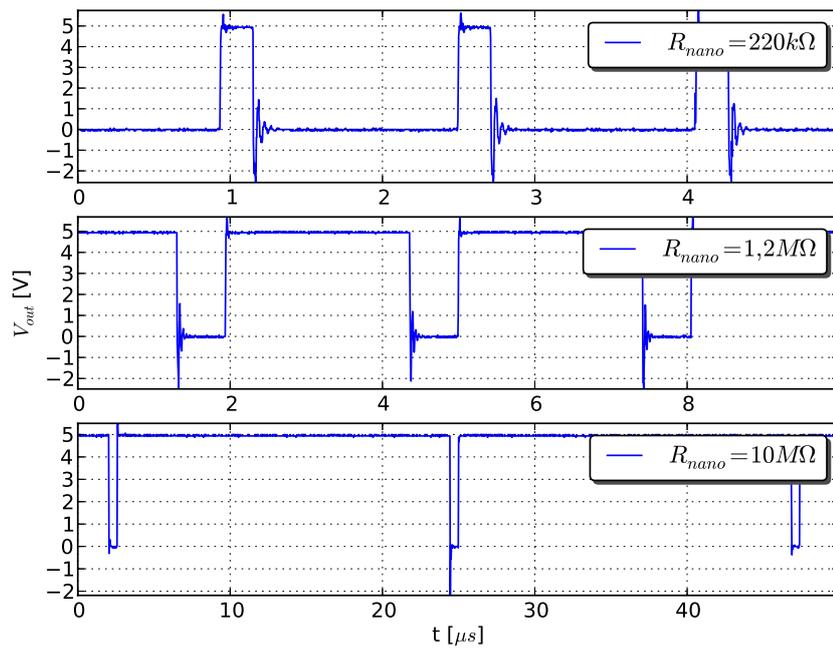


Figura 4.29: Salida del oscilador variable para distintas resistencias

circuito funcionó correctamente y se obtuvieron datos con tres valores distintos de resistencias, para contrastar con las frecuencias obtenidas en las mediciones analógicas. Los valores utilizados fueron  $560\text{ k}\Omega$ ,  $1,2\text{ M}\Omega$  y  $10\text{ M}\Omega$ , obteniendo los valores esperados al utilizar una ventana de tiempo de medición de  $42\text{ ms}$ . Los resultados de la salida serie del circuito integrado se muestran en la Fig. 4.30.

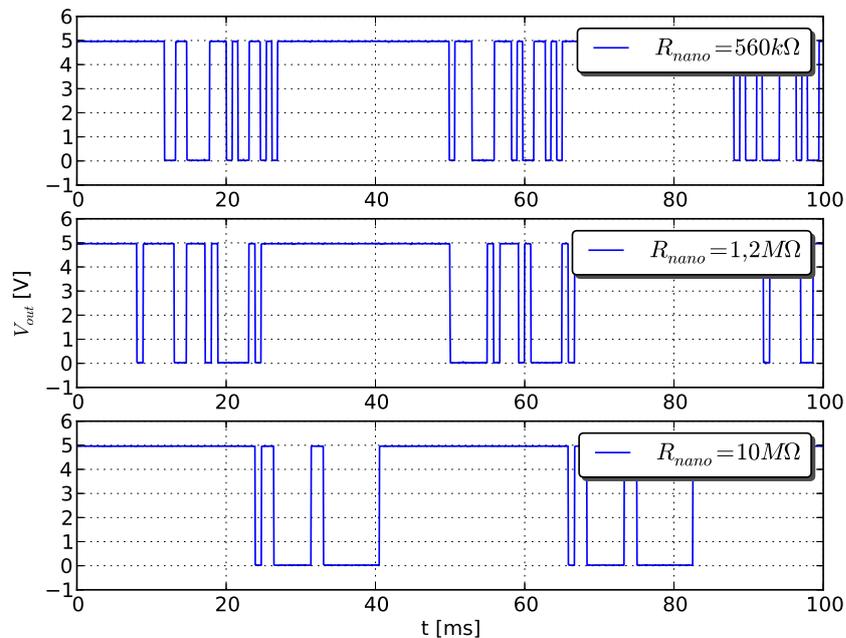


Figura 4.30: Salida del circuito digital para distintas resistencias

El siguiente paso en el proceso de mediciones fue interconectar la salida de los terminales con CNTs con los amplificadores diseñados. En la Fig. 4.31 se muestra la señal de salida obtenida en el circuito amplificador implementado mediante el oscilador variable, para distintos valores de tensión  $V_{gs}$  de referencia. Como se puede observar, la tensión de referencia aplicada sobre los sensores ejerce un cambio en la frecuencia de oscilación del circuito, debido al cambio en la resistencia de los CNTs.

Utilizando los amplificadores diseñados, se caracterizaron los CNTs ante diversas condiciones de laboratorio, entre ellas saturación de humedad ambiente, presencia de gases, temperatura e intensidad lumínica. Los SWCNTs han demostrado ser buenos elementos como sensores de detección de presión [31], gases y alcohol [13][63][39][67][33]. De manera general, los CNTs se han ido utilizando cada vez más como materiales para dispositivos electrónicos moleculares, dadas sus características físicas y eléctricas. Para obtener la respuesta de los CNTs depositados en función de la humedad, los sensores se colocaron en una cámara cerrada donde se controló el

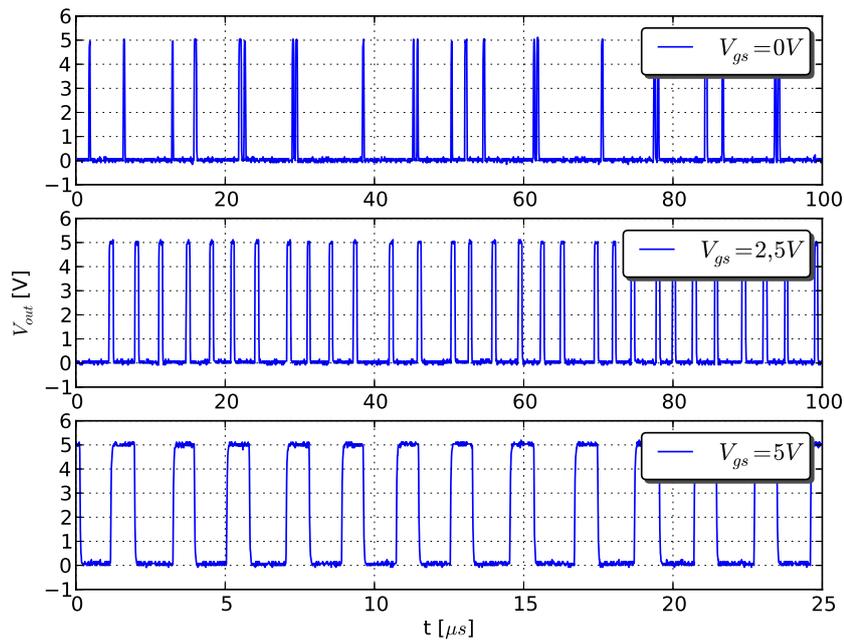


Figura 4.31: Salida del oscilador variable para distintas tensiones de referencia

flujo de aire a una velocidad constante. La humedad de la cámara se controló con una precisión de 0,1 % a 298 K. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 4.32.

En condiciones de humedad moderada, las moléculas de agua absorbidas compensan los portadores de carga positiva o huecos de los CNTs. Esto resulta en la disminución de la conductancia o aumento de la resistencia total observada en la figura. Cuando el nivel de humedad es superior al 67 %, la disminución de la resistencia se debe a un excedente de portadores de carga negativa o electrones. Este comportamiento de los CNTs al ser expuestos a cambios de humedad coincide con lo informado en trabajos anteriores por otros autores [46]. En la Fig. 4.33 se muestran las curvas de salida de los CNTs para distintos valores de humedad.

Otra de las condiciones de laboratorio evaluadas fueron las curvas de salida de los CNTs, con y sin la presencia de isopropanol gaseoso. El dispositivo se colocó en una caja plástica y se lo resguardó de la luz utilizando una caja de cartón. Primero, se midió el sensor sin isopropanol. A continuación, se agregó isopropanol, se dejó estabilizar la muestra y, a los 12 minutos, se volvieron a medir los sensores. Los resultados se muestran en la Fig. 4.34. En la misma se observa una brusca caída de la pendiente de la curva en presencia de isopropanol, lo que implica un importante aumento de la resistencia de los CNTs. En la Fig. 4.35 se muestra la variación de dicha resistencia en función del tiempo al agregar isopropanol, donde se puede observar el tiempo de respuesta de los CNTs. Los valles de la figura se corresponden con el estado estacionario de

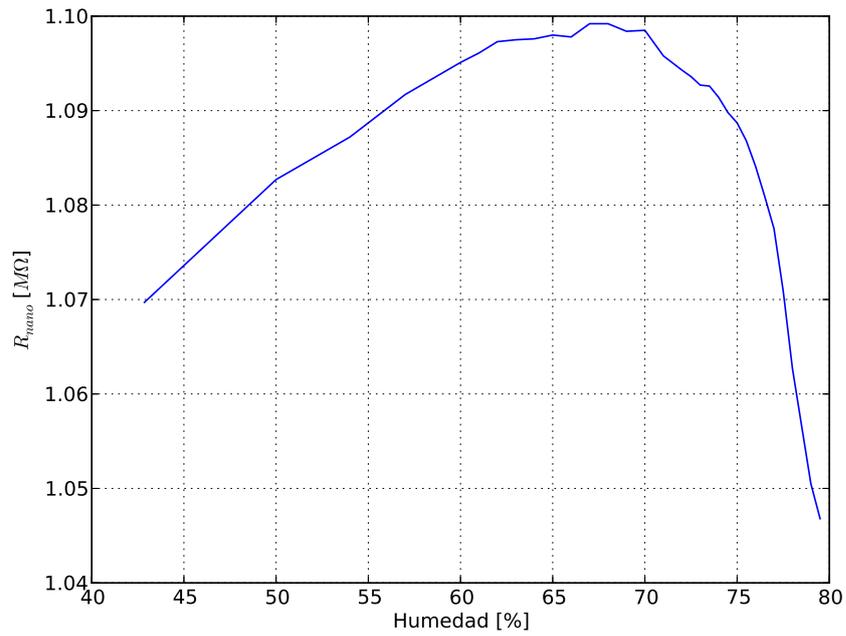


Figura 4.32: Resistencia de los nanotubos en función de la humedad

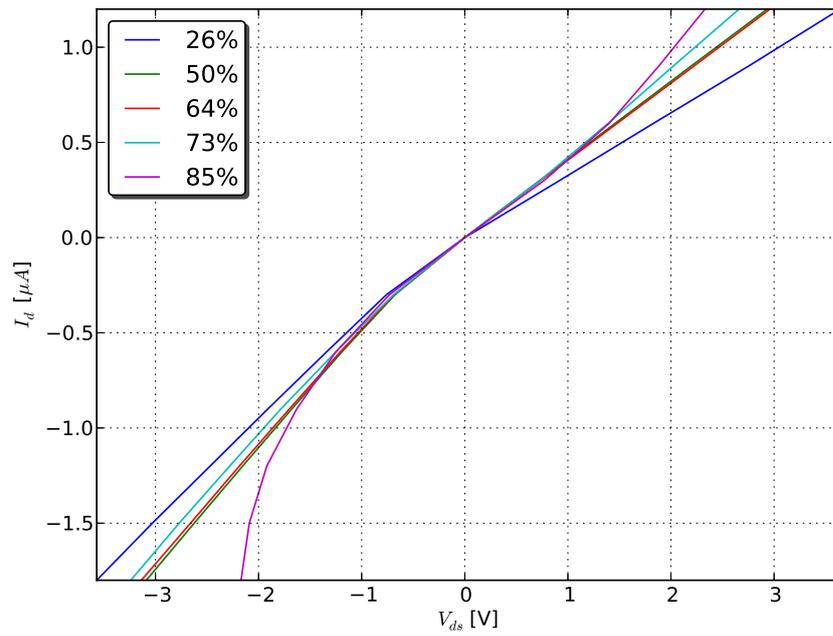


Figura 4.33: Curvas de salida en función de la humedad

los nanotubos (sin presencia de isopropanol), mientras que las cimas aparecen con el agregado de isopropanol. En la Fig. 4.36 se muestra el efecto del isopropanol sobre el amplificador basado en un oscilador, donde se observa un cambio en la frecuencia de oscilación debido a la variación en la resistencia de los CNTs.

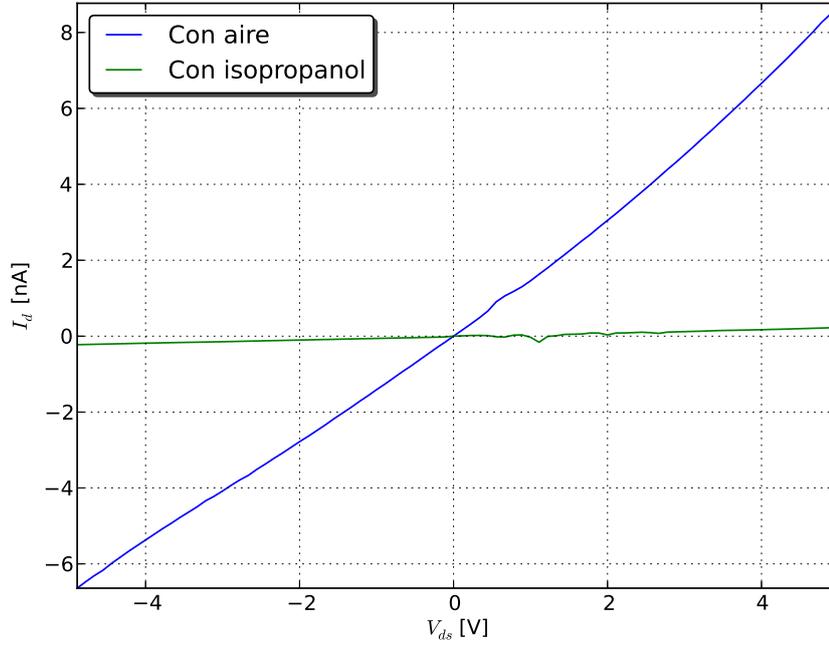


Figura 4.34: Curvas de salida con aire y con isopropanol

El efecto de someter los CNTs a distintas temperaturas controladas se muestra en la Fig. 4.37. En la Fig. 4.38 se muestra el efecto de la luz solar, donde se observa una variación del 6% en la resistencia final de los CNTs.

Finalmente, se calculó la variación de  $V_{gs}$  equivalente a la variación producida por un cambio en el fenómeno a medir. Para el caso de variaciones en la humedad, por ejemplo, las mediciones mostraron una variación en la conductancia de salida, igual a  $\Delta G = 2 \text{ nS}$ . Dichas variaciones son consideradas teniendo en cuenta un entorno cercano al origen, es decir  $V_{ds} = 0 \text{ V}$ . Como  $G = \delta I_d / \delta V_{ds}$ , si se evalúa la conductancia de salida en el punto de trabajo, se pueden determinar las variaciones de  $V_{gs}$  equivalentes a las variaciones producidas por las sustancias a medir. Obteniendo la derivada a partir de (4.2), y evaluando en  $V_{ds} = 0 \text{ V}$  se obtiene

$$\begin{aligned} \left. \frac{\delta I_d}{\delta V_{ds}} \right|_{V_{ds}=0} &= 1\mu (2,73 + 0,71V_{gs}) \left. \frac{e^{1,0627V_{ds}}}{(1 + e^{1,0627V_{ds}})^2} \right|_{V_{ds}=0} \\ &= 0,25\mu (2,73 + 0,71V_{gs}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

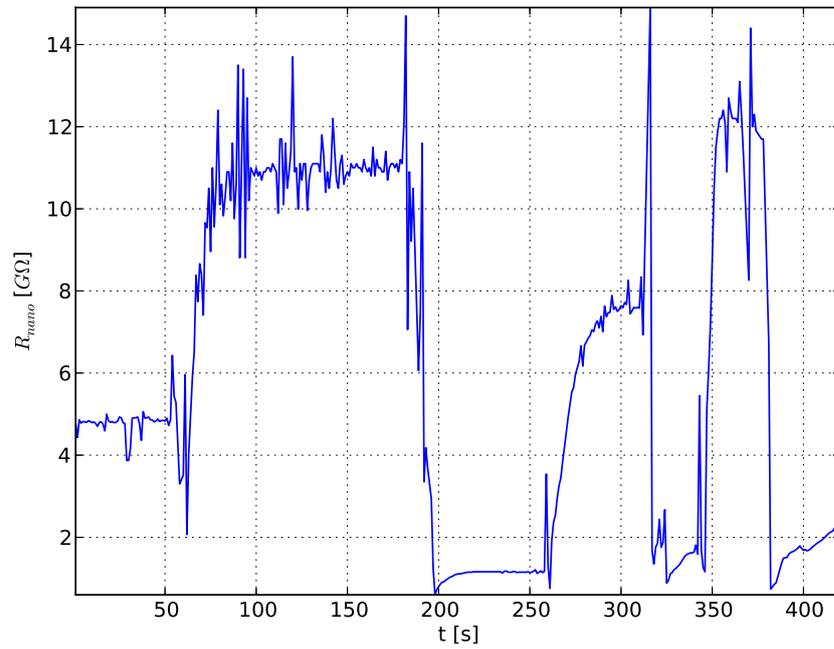


Figura 4.35: Curvas temporales con aire y con isopropanol

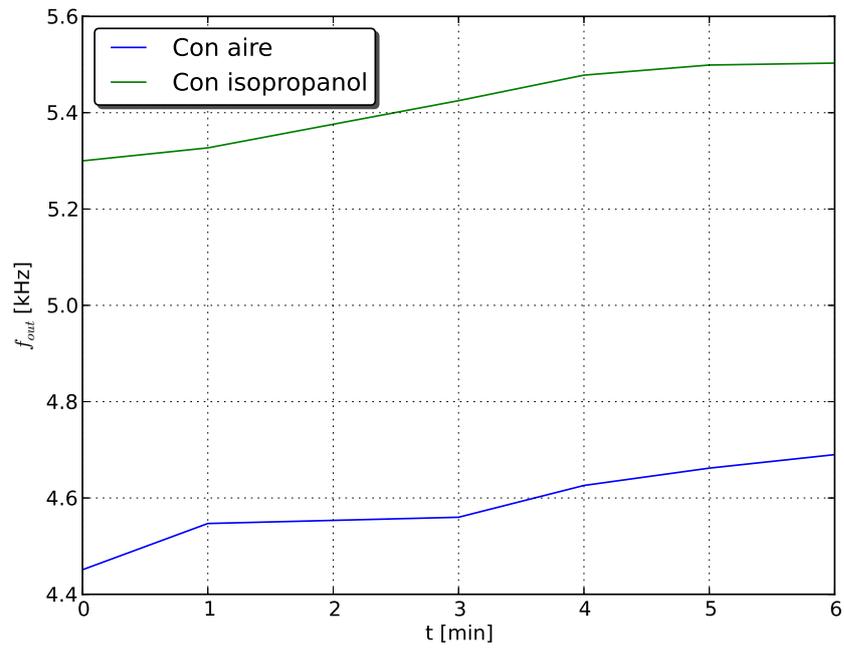


Figura 4.36: Frecuencia del amplificador con aire y con isopropanol

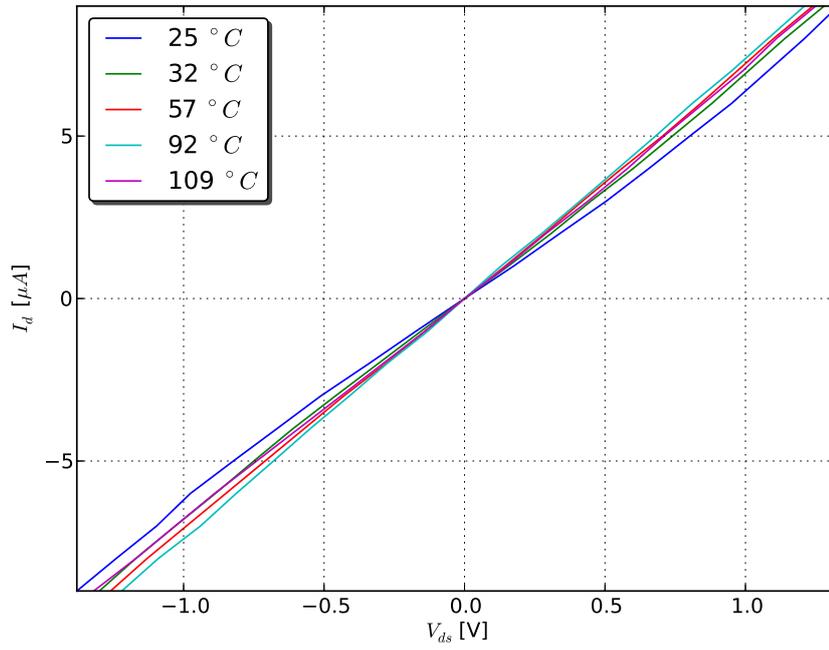


Figura 4.37: Curvas de salida en función de la temperatura

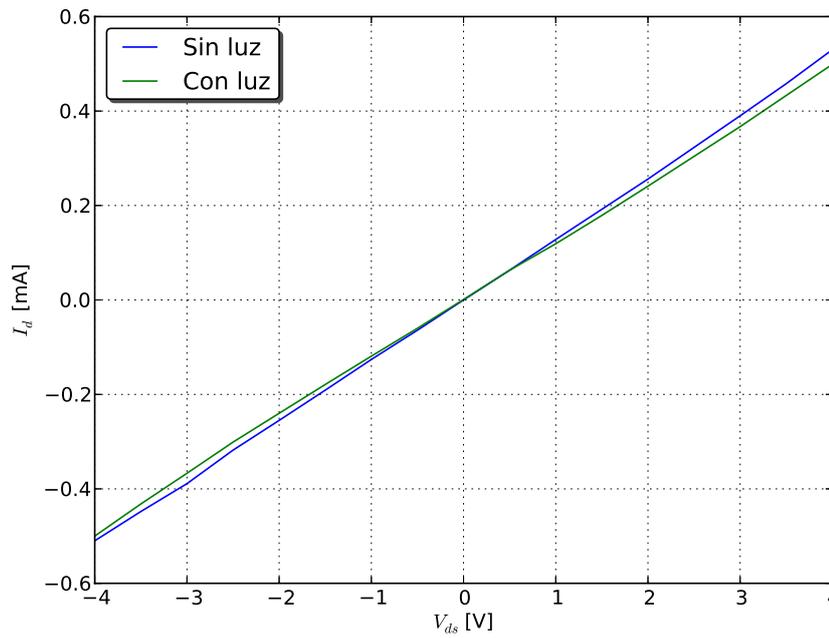


Figura 4.38: Curvas de salida ante variaciones de la iluminación

de donde las variaciones en la conductancia de salida son debidas a las variaciones en el segundo término dentro del paréntesis de (4.3). Teniendo en cuenta que  $\Delta G = 2 \text{ nS}$  y que

$$\Delta G = 0,25\mu \cdot 0,71\Delta V_{gs} \quad (4.4)$$

la variación en  $V_{gs}$  es

$$\Delta V_{gs} = 11 \text{ mV} \quad (4.5)$$

En consecuencia, considerando la humedad como fenómeno de medida, en (4.5) se cuenta con una tensión equivalente de señal para utilizar en modelos de simulación y realizar nuevos diseños, pudiendo extender el procedimiento a cualquier sustancia a detectar al tener en cuenta las variaciones producidas en los CNTs.

## 4.4. Conclusiones

El trabajo presentado en este capítulo surge a partir de la colaboración iniciada entre la UNS y la CNEA en el año 2007, donde se planteó el desarrollo conjunto de un microsensor de sustancias biológicas basado en CNTs. El microsensor se construye utilizando un die de una tecnología CMOS estándar, en el cual se dispone de un área para la deposición de CNTs. Para darles especificidad y así poder interactuar con la molécula deseada, se les deposita una película sensible de materiales tales como carbono, zinc y óxidos de metales, entre otros. Los CNTs utilizados tienen tamaños en el orden de  $20 \mu\text{m}$  de longitud por  $3 \text{ nm}$  de diámetro. A diferencia de los métodos actuales, que emplean señales químicas u ópticas y que requieren más tiempo y más cantidad de muestras, el biosensor basado en señales eléctricas es más rápido, obteniendo los resultados en el momento y teniendo muy bajo costo. Otra ventaja fundamental de la integración entre CNTs y tecnología CMOS es que permite utilizar dos tecnologías independientes de manera interrelacionada, aprovechando las ventajas de costo, flexibilidad y rendimiento de la tecnología CMOS con las propiedades biológicas y químicas de los CNTs.

El diseño se realizó en dos etapas. En un primer lugar, se investigaron y desarrollaron modelos que ajustaran de manera razonable a curvas teóricas de CNTs. Dado que la integración entre CNTs y tecnología CMOS es una técnica reciente, no existen reportes del rendimiento de distintas topologías de circuitos amplificadores en el uso de las señales provenientes de CNTs, y la bibliografía disponible se concentra en su lugar en las curvas de salida de los CNTs obtenidas ante la variación de distintos parámetros. Una de las contribuciones del presente capítulo, es la integración de distintos amplificadores en un único circuito integrado para el análisis de distintas respuestas al mismo fenómeno, la cual no tiene precedentes. El primer amplificador diseñado consiste en un amplificador de tensión, el segundo se trata de un oscilador variable

cuya frecuencia de oscilación es dependiente del valor de conductancia de los CNTs y el tercero está basado en un generador de corriente de polarización.

Dado que la bibliografía sobre el diseño de los terminales donde se depositan los CNTs es escasa, lograr una buena integración de las tecnologías involucradas requiere una serie de iteraciones de donde se puedan sacar conclusiones sobre el rendimiento de las distintas configuraciones de los mismos. En el contexto del trabajo, se fabricaron dos circuitos integrados con diferentes configuraciones de electrodos metálicos. En el primer diseño, la configuración de los terminales dificultó la deposición de los CNTs sobre los electrodos. Esto es debido a la cercanía entre los mismos y los pads del circuito integrado, y a la necesidad de aislar los pads con una resina sin cubrir el área de deposición. En consecuencia, se propuso un segundo diseño con el arreglo de electrodos en el centro del die, además de incluirse distintas geometrías y separaciones entre los electrodos. Si bien existen algunos desarrollos que implementan amplificadores CMOS para su uso con CNTs, al momento de la escritura del presente trabajo no se encontraron reportes de circuitos integrados que incluyan tanto los terminales de contacto y amplificadores CMOS, como una lógica digital que realice la lectura de los datos obtenidos y comunique los resultados.

Los circuitos diseñados se ensayaron, en primer lugar, utilizando resistencias discretas para comprobar su funcionamiento. Finalmente, se logró la integración exitosa entre los CNTs y los circuitos integrados. Para los terminales se utilizan pads sin protecciones, de forma de poder realizar alineación por DEP y electroplating sobre los contactos. El gate utilizado como referencia se encuentra por debajo de los electrodos y separado de los mismos por óxido o por la capa de pasivación. De esta manera, se evitan problemas tales como posibles reacciones con la solución. Utilizando el circuito integrado del presente trabajo, se lograron detectar variaciones en los CNTs producidas por diversas condiciones de laboratorio como humedad relativa, iluminación, temperatura y concentración de gases. Los resultados experimentales de los ensayos fueron publicados en [57].

La técnica de integración híbrida entre CNTs y tecnología CMOS es reciente y data del año 2008. Como se indica en [2], ésta es un área nueva de investigación aplicada donde se requiere de un esfuerzo especial para estudiar aplicaciones existentes y futuras. En este sentido, la integración de los tres circuitos propuestos no tiene antecedentes, lo que condujo a la elaboración de una patente sobre la integración de CNTs con dispositivos CMOS [40].

## Capítulo 5

# Conclusiones Generales

En el presente trabajo se trató la implementación de circuitos integrados de bajo consumo para tres aplicaciones concretas en el área de biomedicina. Los sistemas desarrollados forman parte de proyectos de colaboración entre la UNS, hospitales de la localidad de Bahía Blanca y la CNEA, y fueron financiados en el marco de distintos proyectos de investigación y desarrollo por diversas instituciones.

En el capítulo 2 se describió el diseño de un sensor destinado a la medición de presión endotraqueal. El análisis de las especificaciones necesarias para el correcto funcionamiento del sistema revela que los dos aspectos más críticos del diseño son la precisión sobre el valor de ganancia a implementar y el offset de entrada. La principal contribución del capítulo es el diseño de un circuito integrado de señal mixta en una tecnología CMOS estándar de  $0,5\ \mu\text{m}$ , que incluye en el mismo chip todos los bloques necesarios para la medición, amplificación y conversión analógico-digital de los datos de presión. El diseño está basado en un amplificador *chopeado*, el cual reduce considerablemente tanto el ruido de bajas frecuencias como el offset a valores teóricos de  $14,6\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  a  $1\ \text{Hz}$  y  $260\ \text{nV}$ , respectivamente. La tensión de ruido térmico equivalente en la entrada es  $11,5\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (menor que los  $90\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  reportados en [18] e incluso inferior al del propio sensor,  $38\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). En cuanto a la precisión en la ganancia, se propuso una topología original para el amplificador de entrada que permite obtener una ganancia fija introduciendo una resistencia de degeneración de source, que se aparea con la resistencia de carga. Se incorporó además un conversor analógico-digital con autocero, el cual permite eliminar el offset residual dentro del propio circuito integrado. El offset conseguido merced a la utilización de la técnica de chopeado del amplificador y la técnica de autocero del conversor A/D es fundamental para la aplicación del sistema en ambientes hospitalarios, dado que permite obtener dispositivos sin necesidad de calibrado, lo cual requeriría de un técnico para asistir a los profesionales de la salud en su uso. En el sistema integrado diseñado, se logró un consumo promedio del sistema

tan bajo como  $16,8 \mu\text{A}$ , obteniendo una autonomía de 5450 días (15 años aproximadamente).

Los prototipos desarrollados fueron evaluados experimentalmente en el Hospital Privado del Sur, en Bahía Blanca (Argentina), en una unidad de cuidados coronarios intensivos. Uno de los resultados significativos de este ensayo fue la observación de la circulación sanguínea en las paredes de la tráquea, por medio de una señal de pequeña amplitud detectada por el sistema. La circulación sanguínea superficial en la tráquea es un parámetro de gran importancia, dado que su interrupción es causa de daños en pacientes. La detección de este parámetro abre una nueva posibilidad, que excede el marco de la presente tesis, para el monitoreo de presión endotraqueal ajustable para cada paciente en función de la circulación sanguínea detectada.

En el capítulo 3 se describió un sistema desarrollado para la medición y control de dosis de suero intravenoso. El sistema de control, de bajo costo, está optimizado para bajo consumo y se basa en un único circuito integrado que realiza las tareas de medición y control del flujo de suero. El dispositivo detecta el pasaje de las gotas utilizando un diodo emisor de luz y un fototransistor estándar. Si bien el receptor se podría incorporar dentro del propio circuito integrado, se requeriría un encapsulado y montaje especial, haciendo más complejo el proceso de producción. Para lograr obtener un bajo consumo de energía, el nodo de salida del fototransistor es polarizado a una tensión constante utilizando un current conveyer. El análisis del consumo de energía del circuito revela que la minimización del consumo de potencia se logra reduciendo al mínimo la capacidad del nodo de integración en el interior del circuito integrado (por medio de técnicas de layout) y situando la polarización del diodo emisor en el punto óptimo de transferencia lumínica. Por otra parte, uno de los bloques del sistema que posee mayor consumo de energía es el circuito digital, debido a que la lógica de control es relativamente compleja. Como mejora propuesta para un futuro, se puede disminuir este consumo apagando los bloques no esenciales del circuito digital mientras no son utilizados. En cuanto al diseño del actuador, si bien se realizaron algunas pruebas, al momento de finalizado el presente trabajo no se cuenta con un actuador funcional definitivo, quedando su implementación para futuros desarrollos.

Finalmente, en el capítulo 4 se describió un microsensor basado en nanotubos de carbono. El microsensor se construyó utilizando un die de una tecnología CMOS estándar, en el cual se dispone de un área para la deposición de CNTs. Para darles especificidad como sensores, son funcionalizados sobre su superficie con diferentes tipos de moléculas biológicas, tales como anticuerpos o ADN. A diferencia de los métodos actuales, que emplean señales químicas u ópticas y que requieren más tiempo y más cantidad de muestras, el biosensor basado en señales eléctricas es más rápido, obteniendo los resultados en el momento y teniendo muy bajo costo. Dado que la integración entre CNTs y tecnología CMOS es una técnica reciente, no existen reportes del rendimiento de distintas topologías de circuitos amplificadores en el uso de las señales provenientes de CNTs. En consecuencia, lograr una buena integración de las tecnologías involucradas

requiere una serie de iteraciones de donde se puedan sacar conclusiones sobre el rendimiento de las distintas configuraciones del sistema. Se logró la integración exitosa entre los CNTs y los circuitos integrados, y se incluyeron distintas geometrías y separaciones entre los electrodos con propósitos de prueba. Utilizando el circuito integrado desarrollado, se lograron detectar variaciones en los CNTs producidas por diversas variables de laboratorio como humedad relativa, iluminación, temperatura y concentración de gases. Los resultados experimentales fueron publicados en [57] y como resultado del trabajo se elaboró una patente sobre la integración de CNTs con dispositivos CMOS [40].

Los trabajos realizados en esta tesis demuestran las posibilidades y necesidades que existen en nuestro país de contar con mayor desarrollo en el campo de la microelectrónica, aplicada específicamente en el área de la salud. Los proyectos tratados tienen por objetivo, además de plantear prototipos concretos de utilidad práctica, establecer casos testigo para poner en evidencia este hecho. Es importante destacar que, para todos los proyectos del presente trabajo, se canalizaron los resultados a aplicaciones concretas con beneficios para la sociedad, con la consecuente importancia estratégica que ello implica para el país.



## Apéndice A

# Transmisión y Filtrado de Señales

El método de medida implementado por el sistema desarrollado, además de disminuir el consumo encendiendo el emisor una cantidad mínima de tiempo, utiliza una técnica de reducción de ruido asociada a una modulación de señales. Este método consiste básicamente en mover la información de una señal de baja frecuencia hacia frecuencias más altas, sin modificar el ruido presente en la medición. De esta manera, se puede transmitir la señal en altas frecuencias y filtrarla, eliminando el ruido de bajas frecuencias que se puede llegar a sumar en el canal durante la transmisión. Finalmente, la señal se vuelve a desplazar hacia bajas frecuencias, y así se cuenta con la señal original, amplificada y sin el ruido que pudo introducir el canal.

La señal de goteo a medir consiste básicamente en una gota que interrumpe un haz de luz, con lo que se obtiene una señal cuadrada de frecuencias en el orden de los hertz. Esta señal debe llegar al receptor sin ser afectada por el ruido presente en el canal producido, por ejemplo, por cambios en la iluminación del ambiente. Para evitar que este ruido afecte a la medición y detectar datos erróneos, se eleva en frecuencia la señal de interés mediante una técnica de modulación. La misma consiste en multiplicar la señal a medir por una señal cuadrada de mayor frecuencia. Esta modulación se implementa actuando sobre el control de la alimentación de los emisores. Básicamente, se enciende y apaga el emisor a una frecuencia fija igual 200 Hz, equivalente a 5 ms de período.

La técnica de modulación resultante es análoga a una modulación de amplitud por desplazamiento (ASK), en la que se representan los datos digitales como variaciones de amplitud de la onda portadora. Esta amplitud varía conforme a la corriente del emisor (modulando la señal), manteniendo la frecuencia y la fase constante. El nivel de amplitud es usado para representar los valores binarios 0 y 1, al ser la señal portadora interrumpida por la presencia de una gota. Se puede interpretar la señal como un interruptor de encendido/apagado. En la señal modulada, el valor lógico 0 es representado por la ausencia de la portadora.

Si  $g(t)$  es la señal que representa la presencia de una gota a lo largo del tiempo,  $m(t) = \bar{g}(t)$  y  $p(t)$  es la señal portadora, se pueden representar  $m(t)$  y  $p(t)$  como su descomposición en *series de Fourier* de la siguiente manera

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (\text{A.1})$$

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{c}_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (\text{A.2})$$

donde  $c_n$  y  $\tilde{c}_k$  son los coeficientes de Fourier de  $m(t)$  y  $p(t)$ , respectivamente, en su forma compleja. Si  $s(t)$  es la señal modulada, resultado de modular en amplitud la portadora  $p(t)$  con la modulante  $m(t)$ , se tiene que

$$s(t) = m(t) \cdot p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{c}_k c_n e^{j2\pi \left(\frac{n}{T} + \frac{k}{T}\right) t} \quad (\text{A.3})$$

Si se agrupan todas las fuentes de ruido aditivo del canal en  $n(t)$ , se tiene que la señal  $r(t)$  que llega al receptor es

$$r(t) = n(t) + m(t) \cdot p(t) = n(t) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{c}_k c_n e^{j2\pi \left(\frac{n}{T} + \frac{k}{T}\right) t} \quad (\text{A.4})$$

donde  $n(t)$  es una señal de frecuencia mucho más baja que  $s(t)$ . Si  $\omega_s$  es la frecuencia de la señal portadora, en el dominio frecuencial de las señales se tiene que

$$R(j\omega) = N(j\omega) + M(j\omega) * P(j\omega) = N(j\omega) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} M(k\omega_s) P(j\omega - k\omega_s) \quad (\text{A.5})$$

De esta manera, el ruido aditivo presente en el canal no afecta la señal transmitida, que llega al receptor sin ser modificada. Esta modulación se representa en la Fig. A.1.

A continuación, para obtener la señal original se realiza una demodulación muestreando la señal [47], lo que genera réplicas de la señal tanto en bajas frecuencias como en los armónicos de la frecuencia de muestreo. El sistema desarrollado implementa el muestreo y retenedor de orden cero, además de un filtro pasabajos digital o filtro FIR de orden 4 (bloque *promediador* de la Fig. 3.11). Para el filtrado se toman las últimas cuatro mediciones y se realiza el promedio. Así, además de eliminar el ruido aditivo de bajas frecuencias que pudo aparecer sobre la señal, se mueve al mismo tiempo la señal modulada hacia bajas frecuencias obteniendo la señal original.

Si el período de muestreo es  $T$ , se representa la señal de muestreo  $z(t)$  como un tren de

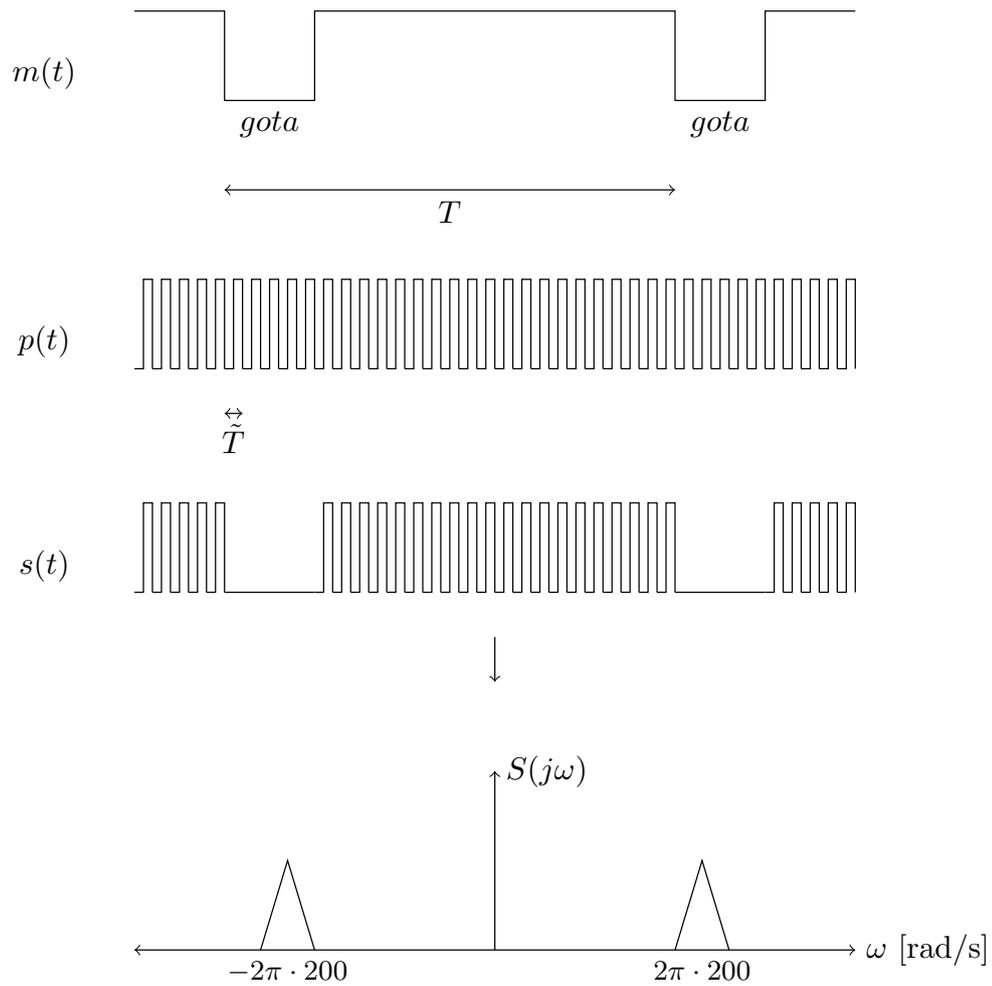


Figura A.1: Modulación ASK implementada

pulsos, y  $\delta(t)$  es la función de *Dirac*, se tiene que

$$z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (\text{A.6})$$

Al modular  $z(t)$  con la señal  $r(t)$  recibida, se obtiene

$$x(t) = r(t) \cdot z(t) = r(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(nT) \delta(t - nT) \quad (\text{A.7})$$

Como la frecuencia de muestreo es  $\Omega_s = 2\pi/T$ , se puede expresar la relación anterior en el

dominio frecuencial de las señales como

$$X(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(j(\Omega - k\Omega_s)) \quad (\text{A.8})$$

En (A.8) se muestra el resultado de demodular la señal recibida mediante el muestreo de la señal. A partir de (A.8) se puede observar que la *transformada de Fourier* de  $x(t)$  consiste en copias de la señal  $R(j\omega)$  espaciadas periódicamente. Dichas copias están desplazadas en múltiplos enteros de la señal de muestreo. En la Fig. A.2 se muestra la demodulación implementada.

Finalmente, las copias de  $R(j\omega)$  se eliminan mediante un filtro pasabajos de orden 4. Si  $x(n)$  es la señal muestreada y  $y(n)$  es el resultado de aplicar el filtro, se tiene que

$$y(n) = \frac{1}{4}x(n) + \frac{1}{4}x(n-1) + \frac{1}{4}x(n-2) + \frac{1}{4}x(n-3) \quad (\text{A.9})$$

La cuantización de la salida se realiza mediante un comparador. Si el resultado es mayor que 3, la salida satura en 1, mientras que en el caso contrario satura en 0.

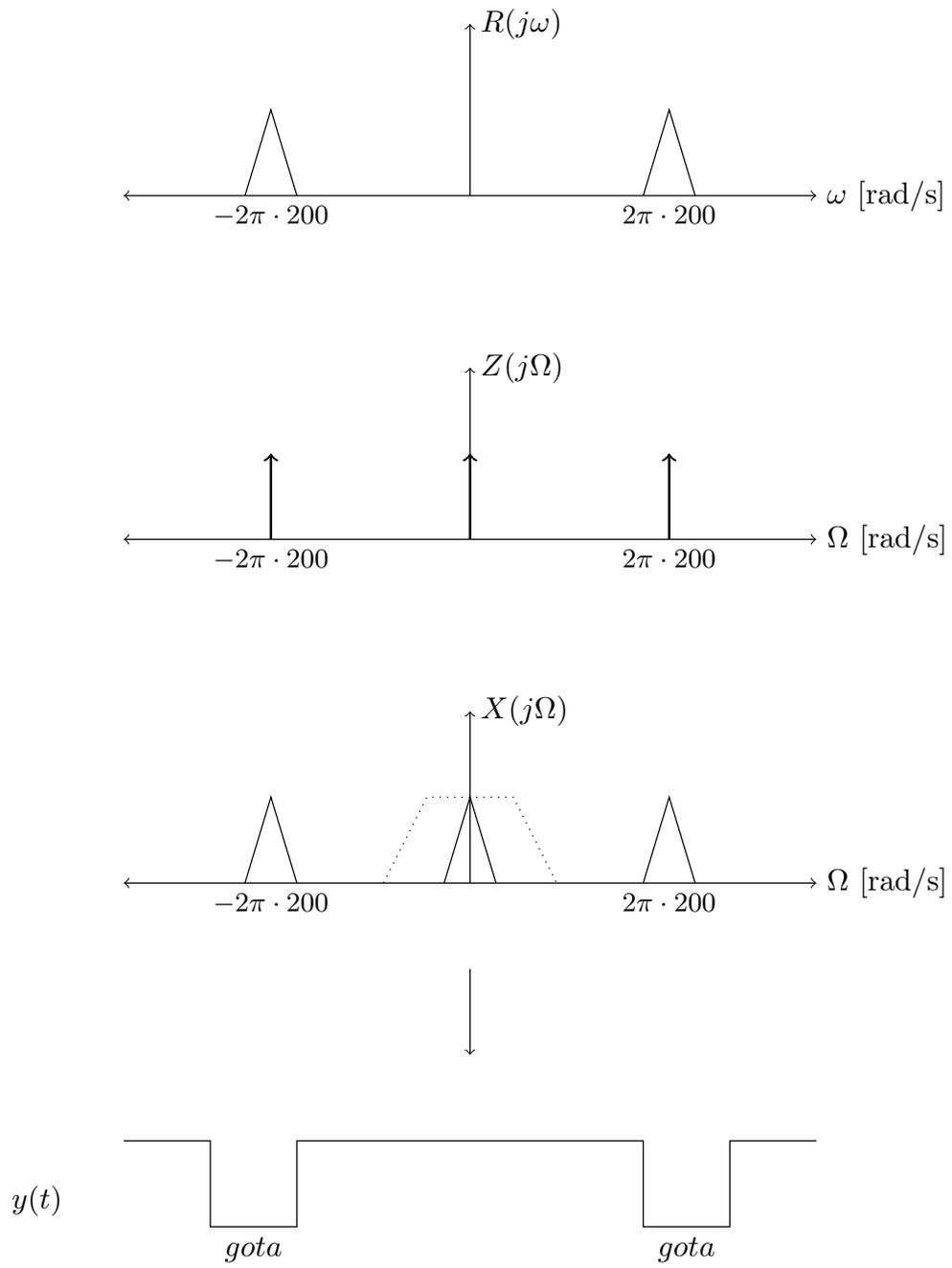


Figura A.2: Demodulación implementada



## Apéndice B

# Cálculos de Potencia

Para calcular la potencia media total, se puede despejar la corriente del emisor  $I_d$  o el tiempo de encendido del emisor  $t_{duty}$  a partir de (3.4) y reemplazar en (3.6), para obtener la potencia en función de una única variable  $I_d$  o  $t_{duty}$ .

Con respecto a las corrientes presentes en el receptor, se pueden analizar dos zonas de trabajo. En la primera, mientras está prendido el emisor, se tiene que

$$i_{c1}(t) = I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}}) \quad 0 < t \leq t_{duty} \quad (\text{B.1})$$

En el momento en que el emisor se apaga, en el receptor sigue circulando corriente por un período de tiempo determinado. En esta zona de trabajo, la corriente en el receptor es

$$\begin{aligned} i_{c2}(t) &= I_{peak} e^{-\frac{t}{\tau_B}} & 0 < t \leq \frac{t_{duty}}{\zeta} \\ &= I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t_{duty}}{\tau_B}}) e^{-\frac{t}{\tau_B}} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Considerando que el receptor se descarga por completo en aproximadamente 5 veces la constante de tiempo del sistema (99 % de descarga), se obtiene

$$\frac{t_{duty}}{\zeta} = 5\tau_B \Rightarrow \zeta = \frac{t_{duty}}{5\tau_B} \quad (\text{B.3})$$

Por otra parte, utilizando las ecuaciones de la corriente en el receptor para resolver la tensión

mínima de cambio de estado del inversor en la salida del circuito, resulta

$$\begin{aligned}
 V_{min} &= \frac{1}{C_t} \left( \int_0^{t_{duty}} i_{c1}(t) dt + \int_0^{\frac{t_{duty}}{\zeta}} i_{c2}(t) dt \right) \\
 &= \frac{1}{C_t} \left[ \int_0^{t_{duty}} I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}}) dt + \int_0^{5\tau_B} I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} (1 - e^{-\frac{t_{duty}}{\tau_B}}) e^{-\frac{t}{\tau_B}} dt \right] \\
 &= \frac{1}{C_t} I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} \left[ t_{duty} + \tau_B e^{-\frac{t_{duty}}{\tau_B}} - \tau_B + (1 - e^{-\frac{t_{duty}}{\tau_B}}) (-\tau_B e^{-5} + \tau_B) \right]
 \end{aligned}$$

Como  $e^{-5} \sim 0$  queda

$$\begin{aligned}
 V_{min} &= \frac{1}{C_t} I_d \alpha_{luz} \frac{\tau_B}{\tau_T} t_{duty} \\
 \Rightarrow I_d &= V_{min} C_t \frac{\tau_T}{\alpha_{luz} \tau_B t_{duty}}
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

de donde se puede calcular la potencia media total como

$$\bar{P}_{total} = \frac{V_{dd}}{T} V_{min} C_t \left( \frac{\tau_T}{\alpha_{luz} \tau_B} + 1 \right) \tag{B.5}$$

Es decir, la potencia media es constante independientemente del par  $(I_d, t_{duty})$  que se elija. Para lograr obtener la tensión mínima de cambio de estado del inversor en la salida se debe mantener la relación entre  $I_d$  y  $t_{duty}$  dada por (B.4).

# Bibliografía

- [1] Agarwal, V., C.L. Chen, M.R. Dokmeci y S. Sonkusale: *A CMOS Integrated Thermal Sensor Based on Single-Walled Carbon Nanotubes*. IEEE Sensors, págs. 748–751, Oct. 2008.
- [2] Akinwande, D., S. Yasuda, B. Paul, S. Fujita, G. Close y P. Wong: *Monolithic Integration of CMOS VLSI and Carbon Nanotubes for Hybrid Nanotechnology Applications*. IEEE Transactions on Nanotechnology, 7(5):636–639, Sep. 2008.
- [3] Akyildiz, I., W. Su, Y. Sankarasubramaniam y E. Cayirci: *A Survey on Sensor Networks*. IEEE Communications Magazine, 40(8):102–114, Ago. 2002.
- [4] Arnaud, A. y C. Galup-Montoro: *Consistent Noise Models for Analysis and Design of CMOS Circuits*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 51(10):1909–1915, Oct. 2004.
- [5] Arnaud, A., M. Miguez, J. Gak y M. Bremermann: *On the Reduction of Thermal and Flicker Noise in ENG Signal Recording Amplifiers*. Journal of Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 57:39–48, Nov. 2008.
- [6] Awano, Y., S. Sato, M. Nihei, T. Sakai, Y. Ohno y T. Mizutani: *Carbon Nanotubes for VLSI: Interconnect and Transistor Applications*. Proceedings of the IEEE, 98(12):2015–2031, Dic. 2010.
- [7] Bachilo, S. M., L. Balzano, J. E. Herrera, F. Pompeo, D. E. Resasco y R. B. Weisman: *Narrow ( $n, m$ )-Distribution of Single-Walled Carbon Nanotubes Grown Using a Solid Supported Catalyst*. Journal of the American Chemical Society, 125(37):11186–11187, Ago. 2003.
- [8] Barros, E. y M. des Santos: *A Safe, Accurate Intravenous Infusion Control System*. IEEE Micro, 18(5):12–21, Sep. 1998.
- [9] Braz, J., L. Navarro, I. Takata y P. Nascimento: *Endotracheal Tube Cuff Pressure: Need for Precise Measurement*. São Paulo Medical Journal, 117(6):243–247, Nov. 1999.

- [10] Bustamante, P., U. Bilbao, N. Guarretxena y G. Solas: *Wireless Sensor for Intravenous Dripping Detection*. En *14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, págs. 399–402, Dic. 2007.
- [11] Bustamante, P., U. Bilbao, G. Solas y N. Guarretxena: *A New Wireless Sensor for Intravenous Dripping Detection*. En *International Conference on Sensor Technologies and Applications*, págs. 30–35, Oct. 2007.
- [12] Campbell, J.: *C Programmer's Guide to Serial Communications*. Sams, 2<sup>a</sup> ed., Sep. 1993.
- [13] Chen, C. L., C. F. Yang, V. Agarwal, S. Sonkusale, A. Busnaina, M. Chen y M. R. Dokmeci: *SS-DNA-Decorated Single-Walled Carbon Nanotubes Integrated on CMOS Circuitry for High Sensitivity Gas Sensing*. En *International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, vol. 9, págs. 1477–1480, Jun. 2009.
- [14] Chen, R. J., S. Bangsaruntip, K. A. Drouvalakis, N. W. S. Kam, M. Shim, Y. Li, W. Kim, P. J. Utz y H. Dai: *Noncovalent Functionalization of Carbon Nanotubes for Highly Specific Electronic Biosensors*. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 100(9):4984–4989, Feb. 2003.
- [15] Cho, T. S., K. J. Lee, J. Kong y A. P. Chandrakasan: *A 32 $\mu$ W 1.83kS/s Carbon Nanotube Chemical Sensor System*. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 44(2):659–669, Feb. 2009.
- [16] Chong, C. Y. y S. Kumar: *Sensor Networks: Evolution, Opportunities, and Challenges*. *Proceedings of the IEEE*, 91(8):1247–1256, Ago. 2003.
- [17] Chun, C. T.: *A Single Chip Carbon Nanotube Sensor*. Tesis de Doctorado, Jul. 2007.
- [18] Cipolletti, M., F. Martín Pirchio, S. Sañudo, P. Julián, W. Villalba, F. Masson y P. Mandolesi: *A Wireless Sensor Network for Endotracheal Tube Cuff Pressure Monitoring*. *Latin American Applied Research*, 39(1):27–32, Ene. 2009.
- [19] Close, G. F., S. Yasuda, B. Paul, S. Fujita y H. S. Wong: *Sub-ns Delay Through Multi-Wall Carbon Nanotube Local Interconnects in a CMOS Integrated Circuit*. En *International Interconnect Technology Conference*, págs. 234–236, Jun. 2008.
- [20] Costa, G., A. Arnaud y M. Miguez: *A Precision Autozero Amplifier for EEG Signals*. En *Proceedings of the 23rd Symposium on Integrated Circuits and System Design*, págs. 28–32, Sep. 2010.

- [21] Dai, C.L., Y.C. Chen, C.C. Wu y C.F. Kuo: *Cobalt Oxide Nanosheet and CNT Micro Carbon Monoxide Sensor Integrated with Readout Circuit on Chip*. *Sensors*, 10(3):1753–1764, Mar. 2010.
- [22] Dalheimer, M.K.: *Programming with Qt*. O'Reilly, 2<sup>a</sup> ed., Ene. 2002.
- [23] De Araujo, C., M. des Santos y E. Barros: *A FPGA-Based Implementation of an Intravenous Infusion Controller System*. En *IEEE International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors*, págs. 402–411, Jul. 1997.
- [24] De Lima, J.A.: *A Compact Low-Distortion Low-Power Instrumentation Amplifier*. En *Proceedings of the 22nd Annual Symposium on Integrated Circuits and System Design: Chip on the Dunes*, págs. 1–7, Ago. 2009.
- [25] Dullerud, G., M. Csete y J. Doyle: *Application of Multivariable Feedback Methods to Intravenous Anesthetic Pharmacodynamics*. En *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, págs. 791–795, Jun. 1995.
- [26] Enz, C., E. Vittoz y F. Krummenacher: *A CMOS Chopper Amplifier*. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 22(3):335–342, Jun. 1987.
- [27] Escalante, D. y S. Andrade: *Eficacia de la Monitorización de la Presión del Manguito del Tubo Endotraqueal para Reducir el Dolor Traqueal después de la Extubación en México*. *Revista de la Asociación Mexicana de Medicina Crítica y Terapia Intensiva*, 19(2):50–53, Mar. 2005.
- [28] Fernandez, R., L. Blanch, J. Mancebo, N. Bonsoms y A. Artigas: *Endotracheal Tube Cuff Pressure Assessment: Pitfalls of Finger Estimation and Need for Objective Measurement*. *Critical Care Medicine*, 18(12):1423–1426, Dic. 1990.
- [29] Ferri, G. y N. Guerrini: *Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors*. Springer, 1<sup>a</sup> ed., Nov. 2010.
- [30] Fulford Jones, T., G. Wei y M. Welsh: *A Portable, Low-Power, Wireless Two-Lead EKG System*. En *26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 1, págs. 2141–2144, Sep. 2004.
- [31] Fung, C., M. Zhang, Z. Dong y W. Li: *Fabrication of CNT-Based MEMs Piezoresistive Pressure Sensors Using DEP Nanoassembly*. En *5th IEEE Conference on Nanotechnology*, vol. 1, págs. 199–202, Jul. 2005.

- [32] Ganner, C.: *The Accurate Measurement of Endotracheal Tube Cuff Pressures*. British Journal of Nursing, 10(17):1127–1134, Sep. 2001.
- [33] Ghosh, S., A. Sood y N. Kumar: *Carbon Nanotube Flow Sensors*. Science, 299(5609):1042–1044, Feb. 2003.
- [34] Guyton, A. y J. Hall: *Tratado de Fisiología Humana*. Elsevier, 11<sup>a</sup> ed., Sep. 2006.
- [35] Hastings, A. y R. Hastings: *The Art of Analog Layout*. Prentice Hall, 1<sup>a</sup> ed., Dic. 2000.
- [36] Herrera Carranza, M.: *Iniciación de la Ventilación Mecánica. Puntos Clave*. Auroch, 1<sup>a</sup> ed., 1997.
- [37] Huang, J. T., K. Y. Jenq, P. C. Lin, H. J. Hsu, T. C. Tsai y C. K. Chen: *The Integration of SWNTs with CMOS IC After Covering Nickel/Gold on the Aluminum Electrodes*. En *IEEE International Interconnect Technology Conference*, págs. 171–172, 6.
- [38] Johns, D. y K. Martin: *Analog Integrated Circuit Design*. Wiley, 1<sup>a</sup> ed., Nov. 1996.
- [39] Kauffman, D. y A. Star: *Carbon Nanotube Gas and Vapor Sensors*. Angewandte Chemie International Edition, 47(35):6550–6570, Jul. 2008.
- [40] Lamagna, A., P. Julián, P. Mandolesi, A. Boselli, B. Lerner, M. Pérez y P. Pareja Obregón: *Patente de Utilidad P09-01-04092: Dispositivo Electrónico Integrado con Recubrimiento Sensible para la Detección de Gases ó Moléculas Biológicas y Método de Fabricación del Mismo*, Oct. 2009.
- [41] Lundstrom, M. y J. Guo: *Nanoscale Transistors: Device Physics, Modeling and Simulation*. Springer, 1<sup>a</sup> ed., Dic. 2005.
- [42] Luo, Q., H. Zhu, Y. Zhou, G. Zheng y D. Zhao: *Directed Growth of Multiwalled Carbon Nanotubes from Ordered Porous Silica Structures*. Journal of Materials Chemistry, 11(12):2934–2936, Sep. 2001.
- [43] Malfatti, M., D. Stoppa, A. Simoni, L. Lorenzelli, A. Adami y A. Baschiroto: *A CMOS Interface for a Gas-Sensor Array with a 0.5-Linearity over 500k $\Omega$ -to-1G $\Omega$  Range and  $\pm 2.5^\circ C$  Temperature Control Accuracy*. En *IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers.*, págs. 1131–1140, Feb. 2006.
- [44] Mansfield, J., R. Lyle, D. Voorhees y G. Wodicka: *An Acoustical Guidance and Position Monitoring System for Endotracheal Tubes*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 40(12):1330–1335, Dic. 1993.

- [45] Miguez, M. y A. Arnaud: *Gm-C Chopper Amplifiers for Implantable Medical Devices*. En *Proceedings de la Escuela Argentina de Microelectrónica, Tecnología y Aplicaciones*, vol. 1, págs. 15–18, Jul. 2007.
- [46] Na, P., H. Kim, H. So, K. Kong, H. Chang, B. Ryu, Y. Choi, J. Lee, B. Kim y J. Kim: *Investigation of the Humidity Effect on the Electrical Properties of Single-Walled Carbon Nanotube Transistors*. *Applied Physics Letters*, 87(9):44–66, Ago. 2005.
- [47] Oppenheim, A. V., R. W. Schafer y J. R. Buck: *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice Hall, 2<sup>a</sup> ed., Feb. 1999.
- [48] Pareja Obregón, P., A. Arelovich, P. Mandolesi, P. Julián y W. Villalba: *Circuito Integrado Programable para el Conteo de Gotas en Suero*. En *Actas de la Escuela Argentina de Microelectrónica, Tecnología y Aplicaciones: Trabajos Estudiantiles*, vol. 1, Nov. 2007.
- [49] Pareja Obregón, P., A. Arelovich, P. Mandolesi, P. Julián y W. Villalba: *Circuito Integrado Programable para el Conteo de Gotas en Suero*. En *XII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, vol. 1, Oct. 2007.
- [50] Pareja Obregón, P., A. Falcón, M. Di Federico, P. Mandolesi y P. Julián: *Red de Sensores Hospitalaria para la Medición de Presión Endotraqueal*. En *Actas del Congreso Argentino de Sistemas Embebidos*, vol. 1, págs. 10–14, Mar. 2011.
- [51] Pareja Obregón, P., A. Falcón, M. Di Federico, P. Mandolesi y P. Julián: *Sensor Network for Endotracheal Pressure Measurements in Hospital Environments*. *IEEE Latin America Transactions*, 9(4):498–502, Jul. 2011.
- [52] Pareja Obregón, P., A. Falcón, M. Di Federico, P. Mandolesi y P. Julián: *Sistema de Medición Remoto Basado en Dispositivos FPGA*. En *Actas del Congreso Argentino de Sistemas Embebidos*, vol. 1, págs. 5–9, Mar. 2011.
- [53] Pareja Obregón, P., P. Julián, P. Mandolesi, M. Pérez, B. Lerner y A. Lamagna: *Sensores Biológicos Basados en la Medición Eléctrica de Nanotubos de Carbono*. En *Actas del XV Workshop Iberchip*, vol. 2, págs. 591–596, Mar. 2009.
- [54] Patil, N., A. Lin, E. R. Myers, K. Ryu, A. Badmaev, C. Zhou, H. S. Wong y S. Mitra: *Wafer-Scale Growth and Transfer of Aligned Single-Walled Carbon Nanotubes*. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 8(4), Jul. 2009.

- [55] Patil, N., A. Lin, J. Zhang, H. S. Wong y S. Mitra: *Digital VLSI Logic Technology Using Carbon Nanotube FETs: Frequently Asked Questions*. En *Proceedings of the 46th Annual Design Automation Conference*, págs. 304–309, Jul. 2009.
- [56] Pérez, M., B. Lerner, P. Pareja Obregón, P. Julián, P. Mandolesi, F. Buffa, A. Boselli y A. Lamagna: *CMOS Integrated Carbon Nanotube Sensor*. En *American Institute of Physics Conference Proceedings*, vol. 1, págs. 381–383, Jun. 2009.
- [57] Pérez, M., B. Lerner, D. Resasco, P. Pareja Obregón, P. Julián, P. Mandolesi, F. Buffa, A. Boselli y A. Lamagna: *Carbon Nanotube Integration with a CMOS Process*. *Sensors*, 10(4):3857–3867, Abr. 2010.
- [58] Philip, B.: *Characterization of Flow in Intravenous Infusion Systems*. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, (11):702–707, Nov. 1983.
- [59] Pierret, R. F.: *Advanced Semiconductor Fundamentals*. Prentice Hall, 2<sup>a</sup> ed., Ago. 2002.
- [60] Rabaey, J. M., A. Chandrakasan y B. Nikolic: *Digital Integrated Circuits*. Prentice Hall, 2<sup>a</sup> ed., Ene. 2003.
- [61] Razavi, B.: *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill, 1<sup>a</sup> ed., Ago. 2000.
- [62] Resasco, D. E., W. E. Alvarez, F. Pompeo, L. Balzano, J. E. Herrera, B. Kitiyanan y A. Borgna: *A Scalable Process for Production of Single-Walled Carbon Nanotubes (SWNTs) by Catalytic Disproportionation of CO on a Solid Catalyst*. *Journal of Nanoparticle Research*, 4(1):131–136, Abr. 2002.
- [63] Sin, M. L. Y., G. C. T. Chow, G. M. K. Wong, W. J. Li, P. H. W. Leong y K. W. Wong: *Ultra-low-Power Alcohol Vapor Sensors Using Chemically Functionalized Multiwalled Carbon Nanotubes*. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 6(5):571–577, Sep. 2007.
- [64] Star, A., E. Tu, J. Niemann, J. P. Gabriel, C. S. Joiner y C. Valcke: *Label-Free Detection of DNA Hybridization Using Carbon Nanotube Network Field-Effect Transistors*. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 103(4):921–926, Ene. 2006.
- [65] Stauffer, J., D. Olson y T. Petty: *Complications and Consequences of Endotracheal Intubation and Tracheotomy: A Prospective Study of 150 Critically Ill Adult Patients*. *The American Journal of Medicine*, 70(1):65–76, Ene. 1981.
- [66] Tavakoli, M., L. Turicchia y R. Sarpeshkar: *An Ultra-Low-Power Pulse Oximeter Implemented with an Energy-Efficient Transimpedance Amplifier*. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 4(1):27–38, Feb. 2010.

- [67] Terranova, M., M. Lucci, S. Orlanducci, E. Tamburri, V. Sessa, A. Reale y A. Di Carlo: *Carbon Nanotubes for Gas Detection: Materials Preparation and Device Assembly*. Journal of Physics: Condensed Matter, 19(22):225004, Jun. 2007.
- [68] Wegmann, G., E. Vittoz y F. Rahali: *Charge Injection in Analog MOS Switches*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 22(6):1091–1097, Dic. 1987.
- [69] Wong, J. D.: *A Compact SPICE Model for Carbon-Nanotube Field-Effect Transistors Including Nonidealities and Its Application-Part I: Model of the Intrinsic Channel Region*. IEEE Transactions on Electron Devices, 54(12):3186–3194, Dic. 2007.
- [70] Wong, J. D.: *A Compact SPICE Model for Carbon-Nanotube Field-Effect Transistors Including Nonidealities and Its Application-Part II: Full Device Model and Circuit Performance Benchmarking*. IEEE Transactions on Electron Devices, 54(12):3195–3205, Dic. 2007.
- [71] Wong, K., S. Huang y M. Fulham: *Evaluation of an Input Function Model that Incorporates the Injection Schedule in FDG-PET Studies*. En *IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, vol. 4, págs. 2086–2090, Oct. 2006.
- [72] Yang, Y. y H. Kim: *Development of a Miniaturized IV Drip Rate Meter Using Optical Sensors and Fuzzy Rule Based Detection Algorithm*. En *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 4, págs. 1795–1798, Oct. 1998.
- [73] Yasuda, S., D. Akinwande, G. F. Close, H. S. Wong, B. C. Paul y S. Fujita: *Fault-Tolerant Circuit for Carbon Nanotube Transistors with Si-CMOS Hybrid Circuitry*. En *8th IEEE Conference on Nanotechnology*, págs. 684–687, Ago. 2008.
- [74] Young, S. y K. Hsiao: *A Pharmacokinetic Model to Study Administration of Intravenous Anaesthetic Agents*. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, 13(2):263–268, Abr. 1994.
- [75] Zhang, M., P. C. Chan, Y. Chai y Z. Tang: *Applying SOI Technology on Carbon Nanotube Transistors*. En *IEEE International SOI Conference*, págs. 147–148, Oct. 2006.
- [76] Zheng, G., H. Zhu, Q. Luo, Y. Zhou y D. Zhao: *Chemical Vapor Deposition Growth of Well-Aligned Carbon Nanotube Patterns on Cubic Mesoporous Silica Films by Soft Lithography*. Chemistry of Materials, 13(7):2240–2242, Jun. 2001.



# Glosario

**ADN** Ácido desoxirribonucleico. Es un tipo de macromolécula que forma parte de todas las células. Contiene la información genética de los organismos vivos y es responsable de su transmisión hereditaria. 76, 78, 110

**ANPCyT** Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica. 2, 3, 30, 41, 76

**ASK** modulación de amplitud por desplazamiento. 113

**BCD** Es un estándar para representar números decimales en el sistema binario (del inglés Binary-Coded Decimal o Decimal codificado en binario). Cada dígito decimal es codificado con una secuencia de 4 bits. 58

**CC430** Microcontrolador de bajo consumo fabricado por Texas Instruments, que posee un módulo de transmisión inalámbrica por radiofrecuencia. El propio microcontrolador posee facilidades para transmitir y recibir los datos mediante dicho módulo. El mismo transmite en una frecuencia de 433 MHz. Está basado en la serie de microcontroladores MSP430, de la misma empresa. 31, 33–35, 41

**CMOS** Es una de las familias lógicas empleadas en la fabricación de circuitos integrados (del inglés Complementary Metal Oxide Semiconductor). Su principal característica consiste en la utilización conjunta de transistores complementarios, logrando un consumo considerablemente bajo en estado de reposo. En la actualidad, la mayoría de los circuitos integrados que se fabrican utilizan la tecnología CMOS, incluyendo microprocesadores, memorias y procesadores digitales de señales entre otros. 3, 13, 39, 40, 76–80, 82, 89, 90, 107–111

**CNEA** Comisión Nacional de Energía Atómica. 3, 76, 94, 107, 109

**CNT** nanotubo de carbono. 76–80, 82–92, 94–96, 98, 101, 102, 104, 107, 108, 110, 111

**CO** monóxido de carbono. 78

**Co-Mo** cobalto-molibdeno. 78

**CoMoCAT** CoMoCAT es un proceso catalítico de SouthWest NanoTechnologies, para producir nanotubos de carbono de pared simple.. 78

**conversor A/D** conversor analógico-digital. 7, 9–12, 15, 16, 20, 23–26, 28–31, 33, 35, 40, 41, 98, 109

**conversor D/A** conversor digital-analógico. 15, 24–26

**CTR** relación de transferencia de corriente o “current transfer ratio”. 54

**current conveyor** conversor de corriente a corriente. 44, 47, 67, 71, 73, 110

**DEP** dielectroforesis. 77, 80, 94, 108

**die** Un die es un pequeño bloque de silicio, sobre el que se fabrica un circuito integrado. Por lo general, los circuitos integrados se fabrican en grandes cantidades en una única oblea de silicio a través de procesos comerciales. La oblea es cortada en muchos pedazos, cada uno conteniendo un circuito independiente. A cada uno de estas pedazos se les llama die. 3, 77, 84, 90, 93, 94, 107, 108, 110

**dominio** Terminales de conexión para los nanotubos de carbono, junto con sus amplificadores asociados para realizar una medición. 83, 84, 87

**EPROM** Es un tipo de chip de memoria ROM no volátil (del inglés Erasable Programmable Read-Only Memory o ROM programable borrable) formada por celdas de transistores. Se programan mediante un dispositivo electrónico que proporciona voltajes superiores a los normalmente utilizados en los circuitos electrónicos. 56

**ESD** descarga electrostática. 80

**ETTC** Tubo de Presión Endotraqueal o “Endotracheal tube cuff”. 5–8, 10, 12, 30, 37, 41

**FPGA** Es un dispositivo electrónico (del inglés Field Programmable Gate Array), que contiene bloques de lógica cuya interconexión puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción de hardware. La lógica utilizada puede incluir desde funciones sencillas hasta complejos sistemas en chip. Las FPGAs se utilizan en aplicaciones similares a los ASICs sin embargo son más lentas, tienen un mayor consumo de potencia y no pueden abarcar sistemas tan complejos. A pesar de esto, tienen las ventajas de ser reprogramables y sus costos de desarrollo son mucho menores. 67, 69

**GISEE** Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos y Electromecatrónicos. 3, 5, 6

**GPIB** Es un estándar de hardware para buses de datos digitales de corto alcance. Fue desarrollado por Hewlett-Packard durante la década de los 70 para conectar instrumentos y dispositivos de medición con dispositivos que los controlen, como por ejemplo una computadora. 69

**LMNE** Laboratorio de Micro y Nano Electrónica. 3

**Matlab** Suite de herramientas de software matemático comúnmente utilizadas en ingeniería. Cuenta con una arquitectura de plugins o *toolboxes*, que le permiten agregar funcionalidades extra como manejo de equipos de medición por GPIB, funciones de análisis de señales y algoritmos de control, entre otras. 67, 69

**PCB** circuito impreso. 34, 56

**PET** tomografía por emisión de positrones. 43

**PID** Proyecto de Investigación y Desarrollo. 2, 7, 30, 41, 44

**PSD** densidad espectral de potencia. 28

**PWM** modulación por ancho de pulsos. 56, 58

**RF** radiofrecuencia. 6, 31, 34, 35, 41

**RS232** Es un estándar electrónico (del inglés Recommended Standard 232), utilizado para la transmisión serie de datos binarios y señales de control. Fue diseñado para conectar un DTE (equipo terminal de datos) y un DCE (equipo de comunicación de datos). Es comúnmente utilizado en los puertos serie de las computadoras modernas. 34, 69, 92, 93

**SAR** conversor de aproximaciones sucesivas. 23, 40

**SEM** microscopía electrónica de barrido. 78

**SPECT** tomografía computarizada por emisión de fotón único. 43

**SPI** Es un estándar de comunicaciones (del inglés Serial Peripheral Interface), usado principalmente para la transferencia de información entre circuitos integrados en equipos electrónicos. Incluye una línea de reloj, dato entrante, dato saliente y un pin de chip select, que conecta o desconecta la operación del dispositivo con el que uno desea comunicarse. La

ventajas de un bus serie es que minimiza el número de líneas necesarias y el tamaño del circuito integrado. Casi cualquier dispositivo digital puede ser controlado con esta combinación de señales. 55, 57, 58

**Spice** Acrónimo inglés de *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*, es un programa de simulación de circuitos desarrollado por la Universidad de California, en Berkeley en 1975. Actualmente es el estándar internacional utilizado para simular circuitos analógicos. 91

**SWCNTs** nanotubos de carbono de pared simple. 78, 94, 101

**SWeNT** Southwest Nanotechnologies. 78

**Tanner Tools** Suite de herramientas de software utilizadas durante el diseño de circuitos integrados, para generar los esquemáticos, máscaras y chequeos necesarios antes de mandar a fabricar un prototipo. 3

**TEM** microscopía electrónica de transmisión. 78

**tensión de Early** Es un parámetro de los transistores que permite determinar la impedancia de salida en el modelo de pequeña señal. Si  $V_A$  es la tensión de early, y  $R_{out}$  es la tensión de salida, ambos parámetros vienen relacionados por  $V_A = 1/R_{out}$ . 62, 64

**The Mosis Service** Compañía que provee el servicio de fabricación de circuitos integrados, ofreciendo descuentos y precios relativamente bajos para la fabricación de prototipos en universidades con fines educativos y de investigación. 3

**UNS** Universidad Nacional del Sur. 3, 5, 6, 76, 107, 109

**Verilog** Es un lenguaje de descripción de hardware (HDL, del inglés Hardware Description Language), usado para modelar sistemas electrónicos. Soporta el diseño, prueba e implementación de circuitos analógicos, digitales y de señal mixta a diferentes niveles de abstracción. 91

**VLSI** alta escala de integración. 76

**XPS** espectroscopía de fotoelectrones emitidos por rayos X. 78





## Anexo: Trabajos Publicados



## Circuito integrado programable para el conteo de gotas en suero

Pablo D. Pareja Obregón, Ariel E. Arelovich, Pablo S. Mandolesi, Pedro M. Julián<sup>†</sup> y Walter Villalba<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Dpto de Ing. Eléctrica y Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca (8000), Argentina

pablopareja@ieee.org

<sup>‡</sup>Hospital Privado del Sur, Bahía Blanca (8000), Argentina

**Resumen—** Este trabajo describe la realización de un circuito integrado, cuya finalidad consiste en contar las gotas por minuto de un suero como el utilizado normalmente para el cuidado de la salud. El mismo se implementó utilizando lógica digital en tecnología CMOS estándar de 1.5  $\mu\text{m}$ .

**Palabras Clave—** Microelectrónica, bioingeniería, redes de sensores, bajo consumo.

### I. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se presenta una realización sobre circuito integrado (CI) de un dosificador programable para el conteo de gotas en suero. El trabajo fue realizado a partir de la necesidad de los hospitales locales de contar con un medio económico para controlar de forma eficiente la dosificación del suero intravenoso en sus pacientes, y a su vez se encuadró en el marco de un proyecto final de carrera de la Universidad Nacional del Sur.<sup>1</sup>

Actualmente no existen dispositivos para cuantificar la dosificación de suero intravenoso en pacientes internados. Dicha cuantificación queda a cargo de una enfermera, que la realiza a intervalos regulares de tiempo. Sin embargo este método es muy poco preciso ya que

cualquier movimiento por parte del paciente cambia la presión sobre el suero suministrado, modificando la velocidad de goteo del medicamento. En contraste con este método, dicho conteo se puede realizar de forma automática, relevando los datos obtenidos de manera digital. La relevación digital de los datos obtenidos presenta una serie de ventajas. Entre ellas vale la pena destacar la posibilidad de realizar una interfaz sencilla entre el dispositivo que realiza la medición y un ordenador. De esta manera se puede acceder a dichos datos en forma remota y llevar una historia de su evolución para contrastar diversas acciones terapéuticas o simplemente acceder a ellos más tarde. Se puede, además setear por software condiciones de alarma ante diversas situaciones, como por ejemplo súbita disminución del medicamento suministrado. En nuestro caso en particular, la implementación digital del sistema resultó además idónea dadas las bajas frecuencias con las que se está trabajando.

Un factor de peso en el diseño fue la minimización de la cantidad de componentes utilizados en el sistema final. Por esta razón incluyeron tantos bloques como fue posible dentro del circuito integrado. Esto, por otro lado, proporciona al diseño robustez, sobre todo considerando que el dispositivo requiere ser trasladado continuamente de lugar. La baja velocidad de operación del circuito hace que el sistema final tenga un consumo muy bajo. Esto facilita la alimentación del mismo, pudiendo utilizarse una pila o batería, lo que aumenta aún más su portabilidad.

Además de generar costos accesibles y un diseño robusto, un requisito a tener siempre en cuenta durante el diseño fue realizar un sistema no invasivo. La principal motivación

<sup>1</sup>El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628; y por CONICET, proyecto PIP 2005 #5048.

P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina. P. S. Mandolesi es miembro de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Pcia. De Bs. As. (CIC).

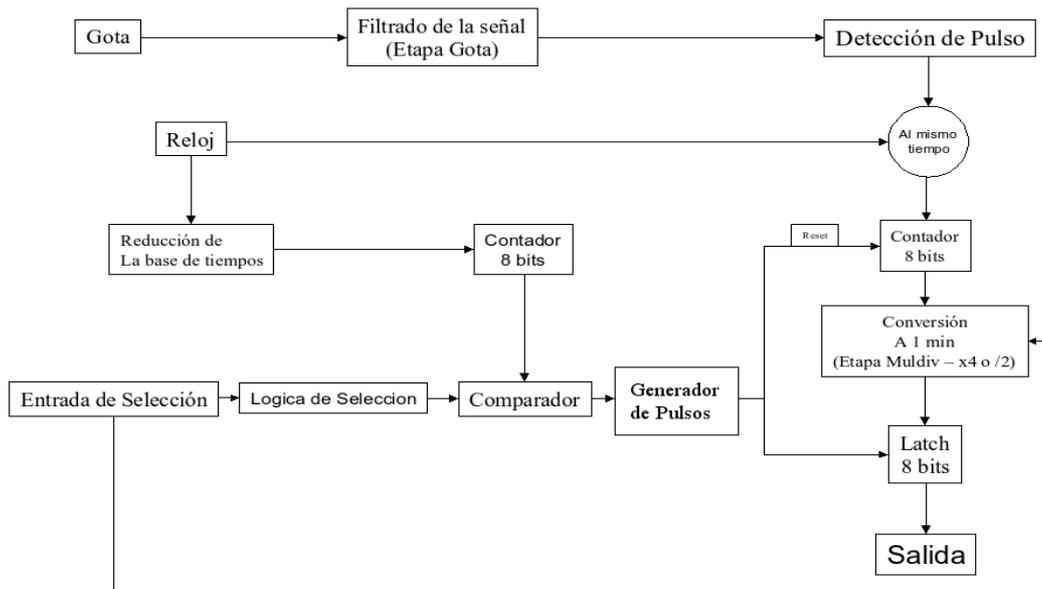


Figura 1: Diagrama general del circuito.

detrás de dicho requisito es evitar tener que certificar la esterilidad de los componentes utilizados, lo cual no es viable en una implementación a corto plazo, como la que se estaba desarrollando.

El circuito integrado implementado en este proyecto fue realizado en un proceso n-well CMOS estándar de 1.5um, con dos capas de metal y dos capas de polisilicio.

## II. DESARROLLO

### A. Diseño

Teniendo en cuenta las especificaciones con las que se contaba, se llegó a un esquema general de las diversas funciones que debe implementar el circuito integrado tal como se muestra en la Fig 1.

Al caer una gota e interrumpir el haz infrarrojo que está llegando al fotodiodo, se genera un pulso que permite la detección de la ocurrencia de una gota en el circuito. Dicho pulso llega a una entrada digital luego de un acondicionamiento en tensión por medio de un circuito amplificador y un comparador. A continuación se incluye una etapa de filtrado de la señal que debe asegurar que por cada gota sólo se cuente un único pulso, ya que una gota puede producir datos espurios. Dicho filtrado se realiza detectando un pulso como válido únicamente si su duración es superior a un tiempo dado. La detección de dicho pulso válido incrementa la cuenta de un contador. En forma paralela a este proceso se realiza una reducción de la base de tiempos mediante un divisor de frecuencias, compuesto por una cadena de contadores.

La reducción de la base de tiempos disminuye la frecuencia de un reloj basado en un cristal de 32Khz a 1Hz. La salida del divisor de frecuencias es la entrada a un segundo contador de 8 bits que cuenta quince segundos ó dos minutos (120 segundos) de acuerdo a una entrada de selección. Esta señal de selección se utiliza para convertir apropiadamente la cantidad de gotas detectadas hasta el momento, en gotas por minuto. De esta manera, si se están contando gotas cada quince segundos se multiplica la salida del contador de pulsos por cuatro y si se están contando gotas cada dos minutos se dividirá por dos. Finalmente, la salida de esta conversión se guarda en un latch de 8 bits que se actualiza cada quince segundos o dos minutos, dependiendo del modo de trabajo del circuito, siendo su salida el valor binario de la cantidad de gotas por minuto. El mismo pulso que se utiliza para guardar la cuenta de gotas en el latch se utiliza para reiniciar el contador de las mismas y comenzar el proceso nuevamente.

### Etapa de Filtrado

El filtro utilizado es una máquina de estados que cuenta una determinada cantidad de ceros, seguida por una cantidad mínima de unos y de esta forma se asegura que no se interprete un pulso con ruido, como varias gotas. Para determinar la cantidad de ceros y unos a contar se realizaron mediciones sobre la salida producida por una gota de agua que interrumpe el haz de un diodo emisor. De

esta forma se determinó que, para asegurar la ocurrencia de una gota, como mínimo se debe detectar la señal de entrada durante 1 ms en estado lógico bajo y durante 1,5 ms en estado lógico alto.

Luego de realizar una minimización del sistema se llegó a un total de siete estados, por lo que se necesitan tres bits ( $x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$ ) para caracterizarlos, es decir tres registros. Para llegar a las ecuaciones de estado se asignó un número binario de tres bits a cada estado y se realizó la tabla de transiciones. Luego de realizar una minimización de términos se llegó al siguiente conjunto de ecuaciones. El superíndice  $\cdot$  indica que se trata del próximo estado de la variable.

$$\dot{x}_1 = x_2 \bar{x}_3 \bar{p} \bar{e} + x_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 x_2 e + x_1 p e + x_2 x_3 e \quad , (1)$$

$$\dot{x}_2 = x_2 \bar{x}_3 \bar{e} + \bar{x}_3 p \bar{x}_1 \bar{e} + x_2 x_3 e + x_3 p \bar{x}_1 e + x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{p} \quad , (2)$$

$$\dot{x}_3 = x_3 e + \bar{p} x_1 \bar{x}_2 \quad , (3)$$

### Contadores

Para hacer los múltiples contadores que se requieren en el circuito se realizó un bloque genérico de un contador de un bit en cascada.

A la salida de la etapa de filtrado de la gota, se encuentra un contador de 8 bits que cuenta la cantidad de pulsos de gotas válidos hasta el momento. Dicho contador nos permite una resolución de 256 valores. Sin embargo, dado que al final se multiplicará por cuatro o se dividirá por dos, dependiendo del modo actual de funcionamiento, se descartan dos bits en el primer caso o uno en el segundo (la multiplicación binaria por cuatro equivale a realizar un desplazamiento de dos bits hacia los lugares más significativos, insertando ceros en las posiciones más bajas; la división binaria por dos equivale a desplazar la salida un bit hacia las posiciones menos significativas, insertando ceros en las posiciones más altas). Por esto la resolución real del circuito es de 6 bits en el primer caso, y de 7 bits en el segundo, permitiendo rangos de 64 y 128 gotas por minuto respectivamente.

#### Etapa de conversión a un minuto

Como se mencionó anteriormente la salida del contador de pulsos de gotas debe ser

multiplicada por cuatro o dividida por dos, dependiendo del modo de trabajo del circuito, para mostrar a la salida la cantidad correcta de gotas por minuto medida. Esto se implementa mediante la conexión de multiplexores que tienen como entrada la salida del contador de pulsos de gotas válidas por un lado y ceros a ser insertados por el otro. Como entrada de selección se usa el valor del pin de entrada de programación.

### Divisor de Frecuencias

El divisor de frecuencias es el bloque encargado de disminuir la frecuencia del reloj a valores manejables. En el divisor de frecuencias el pulso a contar es el propio reloj. En consecuencia el primer bit de la cadena (bit 0) se debe conectar a la tensión de alimentación, para transicionar con todos los pulsos de reloj. Con cada bit sucesivo que se agregue en la cadena de contadores, se logra dividir la frecuencia de reloj a la mitad. De esta manera, el bit  $n$ -ésimo de la cadena contendrá una frecuencia igual a la frecuencia del reloj dividida por  $2^n$ . Como se debe dividir la frecuencia de 32Khz a 1Hz, la cantidad de etapas utilizadas en dicho bloque se corresponde con un contador de 15 bits.

### Etapa de Generación de Pulsos

Esta etapa está compuesta a su vez por tres partes. Por un lado, hay una cadena de contadores que cuentan la cantidad de segundos que pasaron desde la última actualización del circuito. Esta cadena de contadores está compuesta por 8 contadores de 1 bit.

En segundo lugar existe una lógica de selección de dos compuertas NAND de cuatro entradas, seleccionables mediante un multiplexor. Dicho multiplexor es controlado por el pin de selección de modo de trabajo del circuito. Esta etapa se encarga de decidir si se deben contar quince segundos o dos minutos antes de guardar el dato en la salida. Una de las compuertas NAND mencionadas abarca los 4 bits menos significativos para indicar que el conteo llegó a quince segundos. La segunda compuerta abarca los cuatro bits más significativos para indicar la ocurrencia de 120 segundos.

En el momento en que el contador de 8 bits llega al valor indicado, la salida del

multiplexor cambia a su estado lógico alto. De esta manera, se le indica a la máquina de estados que es el momento de generar un pulso a la salida. Dicho pulso será utilizado por otras partes del circuito para actualizar sus valores y reiniciar la tarea que les corresponde desde cero.

Finalmente hay una máquina secuencial llamada Reconocedor de Fin de Cuenta o Generador de Pulsos. Su diagrama de estados se puede observar en la Fig. 2. La función de dicha máquina de estados es detectar la transición de uno a cero de las salidas de las compuertas NAND, emitir un pulso de un período de reloj de duración y esperar a que su entrada vuelva a uno. El pulso emitido reinicia el contador de pulsos de gotas y reinicia el circuito como se mencionó anteriormente.

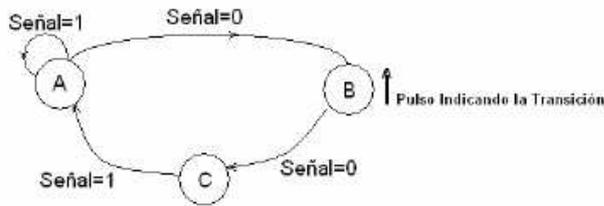


Figura 2 - Diagrama de estados.

Las ecuaciones de próximo estado obtenidas a partir del diagrama de la Fig. 2 se muestran a continuación. En esta ocasión el diagrama tiene solo tres estados, por lo tanto son necesarios 2 bits para caracterizarlos ( $x_1, x_2$ ).

$$x_1 = \overline{\text{señal}} x_2 + \overline{x_1} x_2 \quad , (4)$$

$$x_2 = \overline{x_1} x_2 + \text{señal} \quad , (5)$$

### Latch de Salida

El último bloque funcional es la salida final del circuito, la cual está compuesta simplemente por un latch de 8 bits. Es importante tener en cuenta que la salida del latch se mantiene con el último valor medido, actualizándose cada quince segundos o dos minutos, dependiendo del modo de selección.

## B. Descripción de las entradas y las salidas

El circuito integrado se implementó en un encapsulado DIP 40, del cual se utilizaron 19 pines. Para conectar cada uno de los pines utilizados al circuito integrado se utilizaron diversos pads, los cuales difieren

según la función de la entrada en particular. Entre los pads usados en nuestro circuito podemos encontrar:

- *Vdd para los pads*: su función es proveer alimentación a los inversores y buffers que componen el resto de los pads;
- *Vdd general*: este pad es el que provee alimentación al circuito;
- *Gnd*: es el pad que conecta la tierra al circuito y el resto de los pads;
- *Pads de entrada*: este pad corresponde a las entradas digitales al circuito;
- *Pads de salida*: este pad corresponde a las salidas del circuito.

Las entradas y salidas del circuito son:

- *Vp*: Alimentación para los pads;
- *Vdd*: Alimentación para el circuito;
- *Gnd*: Tierra del circuito;
- *Clk*: Entrada del reloj de 32 KHz;
- *Reset\_Neg*: Esta entrada es un reset general del circuito que se incluye para asegurar su correcto funcionamiento, reseteando todos los flip-flops del mismo.
- *Gota*: Entrada que indica la ocurrencia de una gota;
- *Sel*: Entrada de programación para seleccionar la modalidad de trabajo. En cero indica que el circuito cuenta quince segundos y promedia multiplicando por cuatro. En uno indica que el circuito cuenta dos minutos y promedia dividiendo por dos;
- *Out0/7*: Salidas del circuito. Indican el número de gotas por minuto en formato binario.
- *Salida\_Etapa\_PP*: Este pin de salida sirve para el testeo del correcto funcionamiento interno del circuito.
- *Salida\_Hay\_Gota*: Esta salida se incorporó como sistema a prueba de fallos del circuito, y para realizar funciones de testeo. En el diagrama original no se interconectaron las etapas de filtrado de la gota y el

contador que contaba las mismas. Dicha interconexión se dejó para realizar de manera externa mediante este pin y el que se describe a continuación. De esta manera, este pin cumple la función de entregar como salida la señal interna de la salida de la etapa de filtrado de la gota.

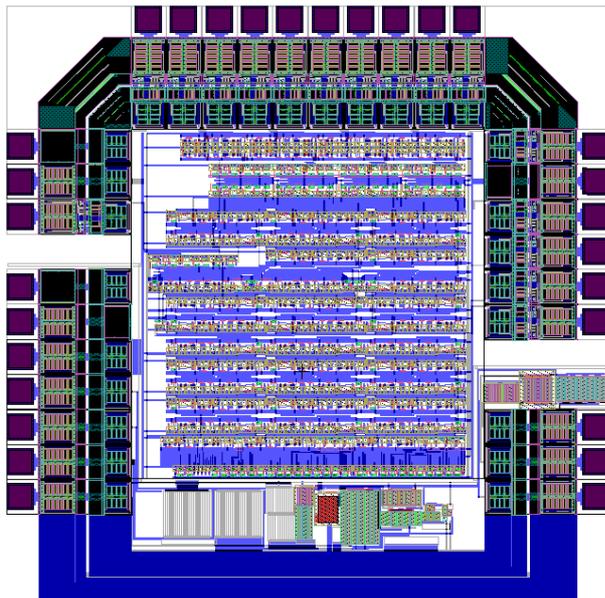
- *Entrada\_Contador\_Hay\_Gota:* Como se mencionó en la descripción del pin anterior, este pin representa la entrada al contador de gotas y para el funcionamiento normal del circuito debe interconectarse con el pin Salida\_Hay\_Gota.
- *Divisor\_de\_Frecuencias:* Este pin de salida se corresponde con la señal interna de salida del bloque divisor de frecuencias.

La Figura 3 muestra el layout final del circuito integrado, incluyendo los pads utilizados para la conexión del circuito con las patas del encapsulado.<sup>2</sup>

En la Tabla 1 se muestra el área utilizada por cada parte del circuito, así como la cantidad total de transistores utilizados.

Tabla 1 - Transistores y áreas utilizadas.

	Trans	W		H		Area
		$\lambda$	$\mu\text{m}$	$\lambda$	$\mu\text{m}$	
Flip Flop	33	324,5	259,6	69	55,2	0,01
Contador 1 bit	51	451	360,8	82	65,6	0,02
Contador 8 bits	408	1353	1082,4	246	196,8	0,21
Filtrado	337	1374,5	1099,6	192,5	154	0,17
Divisor de frec.	754	1351	1080,8	446,5	357,2	0,39
Lógica de sel.	527	1433	1146,4	379	303,2	0,35
Chip total	4149	2720	2176	2720	2176	4,73



### C. Mediciones

Para determinar la cantidad de ceros y unos a contar en la etapa de filtrado se realizaron mediciones sobre la salida producida por una gota de agua que interrumpe el haz de un diodo emisor. El haz del diodo emisor incide sobre un fotorreceptor y su interrupción se convierte, mediante un amplificador, en un pulso de tensión. La etapa de detección en cuestión es un amplificador de transresistencia o corriente-tensión.

Utilizando las herramientas del paquete matemático Matlab, se confeccionó la curva mostrada en la Fig. 4, donde se muestra una de las mediciones realizadas de la forma anteriormente descrita, así como el ruido presente en la señal. De esta forma se determinó que, para asegurar la ocurrencia de una gota, como mínimo se debe detectar la señal de entrada durante 1 ms en estado lógico bajo y 1,5 ms en estado lógico alto.

Por último cabe destacar que el circuito resultante es extremadamente sensible a los cambios en la cantidad de luz y dirección relativa entre el fotodiodo y el diodo emisor. Así, un pequeño desplazamiento de los mismos produce la falta de la señal en el amplificador operacional. Para evitar estos inconvenientes se utilizó un soporte metálico fijado sobre el suero.

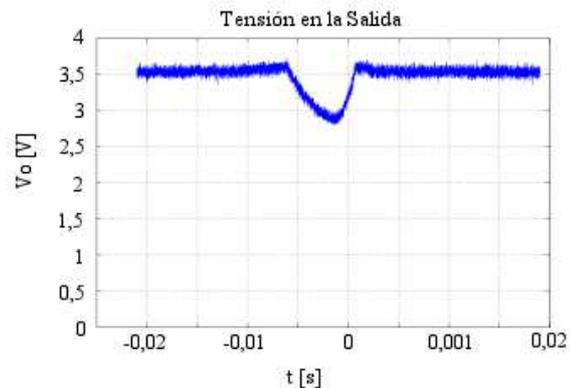


Figura 4 - Medición sobre una gota.

### D. Resultados Experimentales - Testeo

El circuito se analizó desde el punto de vista funcional, y también se midieron los consumos de potencia en los diversos modos de funcionamiento.

La Figura 5 muestra el pinout del CI y las señales involucradas.

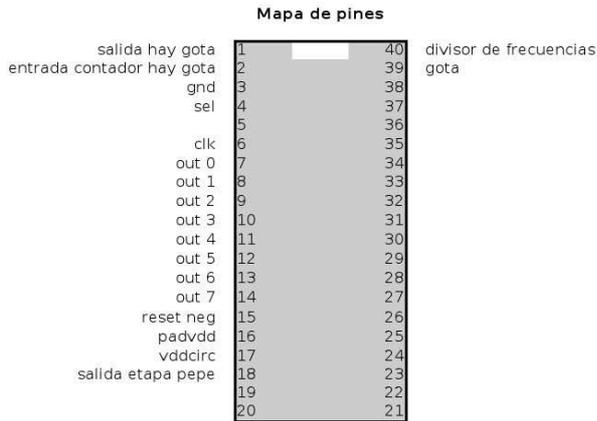


Figura 5 - Mapeo de pines del circuito.

Para el testeo funcional del circuito se desarrollaron dos programas.

El primer programa utiliza una placa adquisidora para generar las señales de reloj y de gota, en particular para una velocidad de goteo de 60 gotas por minuto. Se levantan las señales emitidas por el circuito integrado, se grafican en pantalla y se guardan los datos en un archivo. En el segundo programa, se generan las señales de reloj y de gota, pero en este caso en lugar de producir una velocidad de goteo constante, se varía la velocidad de goteo disminuyendo desde 60 gotas por minuto hasta llegar a una gota por minuto. Dicha velocidad de goteo cambia una vez por minuto, y la velocidad próxima a emitir por la placa adquisidora se lee desde un archivo. Al igual que en el caso anterior, se levantan las señales emitidas por el circuito, graficándolas en pantalla y guardando los datos. En este caso además se muestra en tiempo real la cantidad de gotas que se están emitiendo en cada momento.

Al realizar el testeo no hubo diferencias entre el resultado experimental y el esperado. En particular se midieron los consumos del circuito y se levantó una curva de consumo vs frecuencia. Los consumos se detallan a continuación en la Tabla 2.

La curva de consumo vs frecuencia del circuito se levantó para una relación entre la frecuencia del reloj y la frecuencia de caída de las gotas constante, esto es  $f_{clk}/f_{gota} = cte = 32 \text{ kHz}/60 \text{ gotas por minuto}$ .

Tabla 2 - Consumos del circuito

Consumos (uW)	Estático	Reposo	Dinámico
P <sub>circ</sub>	1,79	27,7	27,3
P <sub>vddpad</sub>	1,79	37,5	42,9

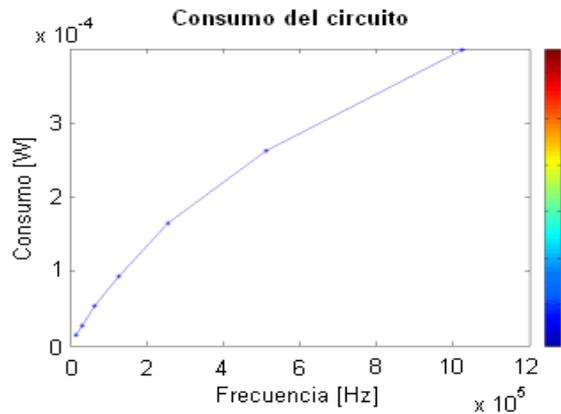


Figura 6 - Consumo vs frecuencia.

En una de las mediciones realizadas se relevaron las formas de onda correspondientes a un reloj de 1,024 MHz y una frecuencia de goteo de 1920 gotas por minuto, lo que sería equivalente a 60 gotas por minuto para ese reloj elevado. El modo de funcionamiento elegido fue con la entrada de selección en estado lógico bajo. Lo interesante de esta medición es observar como la salida del circuito varía en función del tiempo. En particular varía cada períodos múltiplos de quince veces la frecuencia de goteo, esto es, múltiplos de la frecuencia de salida de la etapa gota que es la frecuencia de actualización del circuito. Esta variación se produce debido a que en el primer modo de funcionamiento, se puede producir un error en el resultado de hasta cuatro gotas por minuto en el caso en que se pierda una gota en la cuenta. Al aumentar la frecuencia de funcionamiento del circuito, la frecuencia con la que suceden estos errores aumenta al punto en que se puede medir su ocurrencia en función del tiempo. Es por esto que desde un principio se incluyeron los dos modos de funcionamiento del circuito. Si en este caso se hubiera utilizado el segundo modo de funcionamiento, no se hubiera observado variación en la salida del circuito.

### III. CONCLUSIONES

Este proyecto se desarrolló como trabajo final de la carrera de grado Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional del Sur. En el trabajo se desarrollaron y aplicaron los diversos conceptos relativos al diseño, fabricación y testeo de circuitos en

alta escala de integración (VLSI). En particular se abordó una problemática local, tratando a su vez de mostrar que las aplicaciones de esta tecnología son factibles a nivel nacional.

El objetivo fue desarrollar de manera confiable y económica un dosificador programable para el conteo de gotas en suero. El mismo fue diseñado, simulado y fabricado en tecnología CMOS estándar de 1,5  $\mu\text{m}$  en un área de 2 mm x 2 mm.

Para corroborar el buen desempeño del circuito se realizaron una serie de simulaciones, las cuales fueron preparadas teniendo en cuenta todas las posibles situaciones a las que se enfrentaría el circuito. Por último se procedió con el testeo y verificación del correcto funcionamiento del circuito integrado fabricado. Los resultados obtenidos fueron razonablemente similares a los esperados, dado el análisis teórico realizado y las simulaciones previas a la implementación física.

El diseño final cuenta con una serie de pines de entrada y de salida, de los cuales algunos se utilizaron con fines de testeo. En particular se provee de una salida digital de 8 bits, la cual es fácilmente interconectable con otros sistemas.

Finalmente como futura mejora del prototipo realizado se propone la incorporación del fotodiodo detector y los circuitos amplificadores y comparadores dentro del mismo circuito integrado.

### REFERENCIAS

- Weste, N.H.E. y K. Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI design*, Adison Wesley, EEUU (1993).
- Rabaey, J.M., A. Chandrakasan y B. Nikolic, *Digital Integrated Circuits*, Prentice Hall, EEUU (1996).
- Kurino, K.M., y et al, "Future system-on-silicon LSI chips", *Micro IEEE*, **Vol. 18**, Issue 4, pp. 17-22 (1998).

# Circuito Integrado Programable para el Conteo de Gotas en Suero

Pablo D. Pareja Obregón, Ariel E. Arelovich,  
Pablo S. Mandolesi, Pedro M. Julián  
Dpto de Ing. Eléctrica y de Computadoras  
Universidad Nacional del Sur  
Bahía Blanca (8000), Argentina  
pablopereja@ieee.org

Walter Villalba  
Hospital Privado del Sur  
Bahía Blanca (8000), Argentina

**Resumen**—Este trabajo describe la realización de un sistema cuya finalidad consiste en llevar un registro de la dosificación de medicamento suministrado en gotas como el utilizado normalmente para la administración de suero en ambientes hospitalarios.

## I. INTRODUCCIÓN

En este trabajo se presenta la realización de un sistema para la dosificación de medicamentos en sueros para ambientes hospitalarios. El trabajo fue realizado a partir de la necesidad de los hospitales locales de contar con un medio económico para controlar de forma eficiente la dosificación del suero intravenoso en sus pacientes, y a su vez se encuadró en el marco de un proyecto de investigación en conjunto con un hospital local.

En el método propuesto la dosificación de suero intravenoso en pacientes internados se realiza de forma automática, relevando los datos obtenidos de manera digital. De esta manera se pueden realizar interfaces entre el dispositivo que realiza la medición y un ordenador, pudiendo acceder los datos en forma remota, así como llevar una historia de su evolución para contrastar diversas acciones terapéuticas. Se puede además establecer por software condiciones de alarma ante diversas situaciones, como por ejemplo súbita disminución del medicamento suministrado.

Teniendo en cuenta las especificaciones con las que se contaba, se llegó a un esquema general de funciones tal como se muestra en la Fig. 1.

Un factor de peso en el diseño fue la minimización de la cantidad de componentes utilizados en el sistema final. Por esta razón se incluyeron tantos bloques como fuese posible dentro de un circuito integrado. Esto, por otro lado, proporciona robustez al diseño, sobre todo considerando que el dispositivo requiere ser trasladado continuamente de lugar. El circuito integrado implementado fue realizado en un proceso n-well CMOS estándar de 1.5  $\mu\text{m}$ , con dos capas de metal y

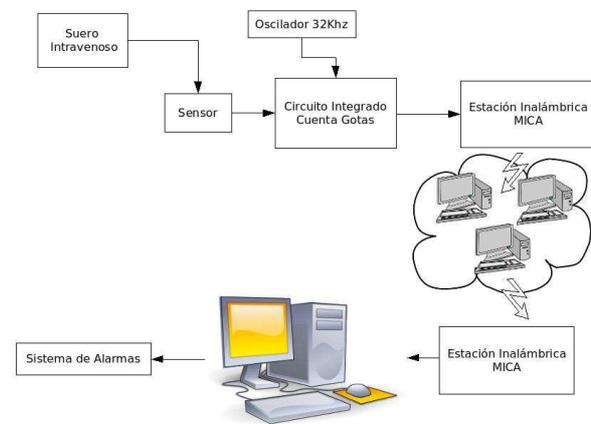


Figura 1. Esquema general de funciones

dos capas de polisilicio.<sup>1</sup>

## II. DESARROLLO

### A. Diseño

Partiendo del problema con que se contaba, se realizó un diseño teniendo en cuenta el diagrama en bloques mostrado en la Fig. 2.

Al caer una gota de suero se interrumpe un haz infrarrojo que está llegando a un sensor, implementado con un fotodiodo. Así, se genera un pulso que permite la detección de la ocurrencia de una gota en el circuito. Dicho pulso llega a una entrada digital luego de un acondicionamiento en tensión por medio de un circuito amplificador y un comparador. A continuación,

<sup>1</sup>El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628, y por la UNS, Proyecto PGI 24/ZK12.  
P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.  
P. Mandolesi es miembro de CIC (Comisión de Investigaciones Científicas), Pcia. Bs. As, La Plata, Argentina.  
P. Pareja Obregón es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

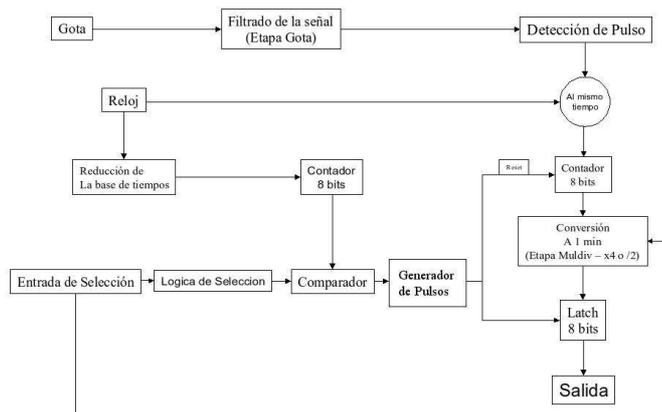


Figura 2. Diagrama en bloques del circuito

el circuito integrado realiza un filtrado adicional del pulso de tensión y estima el valor de la dosificación actual en gotas por minuto. Partiendo de las diversas dosis de medicamentos posibles, se llegó a que el rango de medición posible es de 0 a 128 gotas por minuto. Es por esto que este circuito integrado es comandado por un pin de selección que permite elegir entre dos modos de funcionamiento. En el primero, la estimación de la dosificación actual se realiza cuantificando el goteo durante quince segundos y luego promediando el resultado final al multiplicar por cuatro. En el segundo modo de funcionamiento, se realiza la misma cuantificación que antes, pero esta vez durante 2 minutos y se llega al promedio al dividir por dos el resultado. Estos dos modos de funcionamiento se introdujeron para disminuir el error producido por el sistema. De esta manera, si la frecuencia de goteo del medicamento es alta es recomendable utilizar el primer modo de funcionamiento, mientras que si la frecuencia de goteo es baja se debe utilizar el segundo modo de funcionamiento para disminuir el error. Por otra parte, la base de tiempos que usa el circuito integrado se obtiene a partir de una entrada conectada a un oscilador de 32Khz. La salida del circuito integrado es un dato digital de 8 bits que ingresa a una estación inalámbrica del tipo MICA de XBOW, la cual se encarga de transmitir dicho resultado a una red de sensores. Cada receptor de la red retransmite datos hacia una PC en la cual se lleva un registro de los datos obtenidos. Además, se pueden programar condiciones de alarma ante situaciones extremas de dosificación. Finalmente el sistema puede avisar al personal pertinente para corregir la anomalía.

La Fig. 3 muestra el layout final del circuito integrado, incluyendo los pads utilizados para la conexión del circuito con las patas del encapsulado.

En la Tabla I se muestra el área utilizada por cada parte del circuito integrado, así como la cantidad total de transistores utilizados.

### B. Mediciones

Para determinar las especificaciones de la etapa de filtrado del circuito integrado se realizaron mediciones sobre la salida

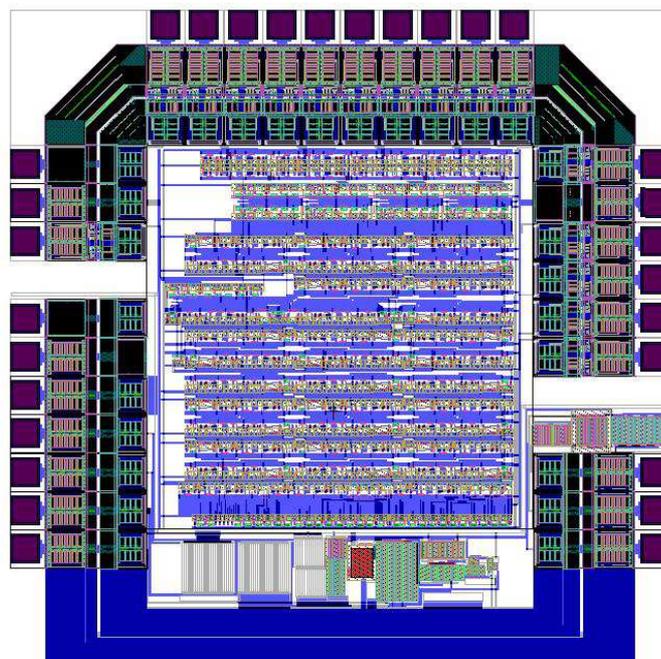


Figura 3. Layout final del circuito integrado

TABLA I  
TRANSISTORES Y ÁREAS UTILIZADAS

	Trans	W		H		Área mm <sup>2</sup>
		$\lambda$	$\mu\text{m}$	$\lambda$	$\mu\text{m}$	
Flip Flop	33	324,5	256,6	69	55,2	0,01
Contador 1 bit	51	451	360,8	82	65,6	0,02
Contador 8 bits	408	1353	1082,4	246	196,8	0,21
Filtrado	337	1374,5	1099,6	192,5	154	0,17
Divisor de frec.	754	1351	1080,8	446,5	357,2	0,39
Lógica de sel.	527	1433	1146,4	379	303,2	0,35
Chip total	4149	2720	2176	2720	2176	4,73

producida por una gota de agua que interrumpe el haz de un diodo emisor. El haz del diodo emisor incide sobre un fotorreceptor y su interrupción se convierte, mediante un amplificador, en un pulso de tensión. La etapa de detección en cuestión es un amplificador de transresistencia o corriente-tensión. A su salida se encuentra un comparador Schmitt Trigger para que el pulso obtenido sea apto para la entrada digital del circuito integrado.

En la curva mostrada en la Fig. 4, se muestra una de las mediciones realizadas de la forma anteriormente descrita, así como el ruido presente en la señal.

Por último cabe destacar que el circuito resultante es extremadamente sensible a los cambios en la cantidad de luz y dirección relativa entre el fotodiodo y el diodo emisor. Así, un pequeño desplazamiento de los mismos produce la falta de la señal en el amplificador operacional. Para evitar estos inconvenientes se utilizó un soporte metálico fijado sobre el suero, mostrado en la Fig. 5 junto con el resto del sistema en estado funcional.

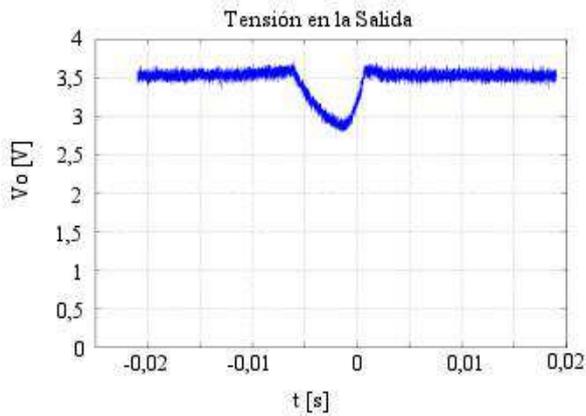


Figura 4. Medición sobre una gota

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES - TESTEO

El circuito se analizó desde el punto de vista funcional, y también se midieron los consumos de potencia en los diversos modos de funcionamiento.

Para el testeo funcional del circuito integrado se desarrollaron dos programas. El primer programa utiliza una placa adquisidora para generar las señales de reloj y de gota, en particular para una velocidad de goteo de 60 gotas por minuto. Se levantan las señales emitidas por el circuito integrado, se grafican en pantalla y se guardan los datos en un archivo. En el segundo programa, se generan las señales de reloj y de gota, pero en este caso en lugar de producir una velocidad de goteo constante, se varía la velocidad de goteo disminuyendo desde 60 gotas por minuto hasta llegar a una gota por minuto. Dicha velocidad de goteo cambia una vez por minuto, y la velocidad próxima a emitir por la placa adquisidora se lee desde un archivo. Al igual que en el caso anterior, se levantan las señales emitidas por el circuito, graficándolas en pantalla y guardando los datos. En este caso además se muestra en tiempo real la cantidad de gotas que se están emitiendo en cada momento.

Al realizar el testeo no hubo diferencias entre el resultado experimental y el esperado. En particular se midieron los consumos del circuito integrado y se levantó una curva de consumo vs frecuencia. Los consumos medidos se detallan en la Tabla II.

En la Fig. 6 se puede observar la curva de consumo del circuito integrado, para una relación entre la frecuencia del reloj y la frecuencia de caída de las gotas constante, esto es  $f_{clk}/f_{gota} = cte = 32 \text{ kHz}/60 \text{ gotas por minuto}$ . En la misma se puede observar que a medida que aumenta la frecuencia

TABLA II  
CONSUMOS DEL CIRCUITO INTEGRADO

Consumos [ $\mu\text{W}$ ]	Estático	Reposo	Dinámico
P <sub>circ</sub>	1,79	27,7	27,3
P <sub>vddpad</sub>	1,79	37,5	42,9



Figura 5. Sistema completo

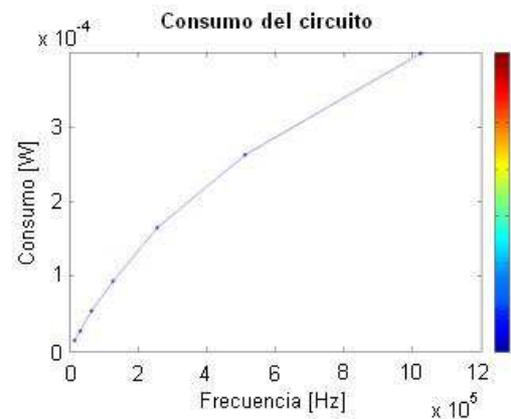


Figura 6. Consumo vs frecuencia

de funcionamiento del circuito integrado, aumenta de manera acorde el consumo del mismo. Por otra parte, esta curva sirve además para comprobar el correcto funcionamiento del circuito ante largos períodos de tiempo. Esto se debe a que aumentar la frecuencia del reloj del circuito es equivalente a aumentar su base de tiempos, con lo que se pueden apreciar y medir los errores que cometería el circuito integrado en su funcionamiento normal.

El sistema completo se muestra en la Fig. 5, y se encuentra en estado funcional. Para el sistema final se montaron todos los dispositivos en una placa mostrada en la Fig. 7.

### IV. CONCLUSIONES

Este proyecto se desarrolló como un trabajo conjunto entre la Universidad Nacional del Sur y el Hospital Privado del Sur de nuestra ciudad. En el trabajo se desarrollaron y aplicaron los diversos conceptos relativos al diseño, fabricación y testeo de circuitos en alta escala de integración (VLSI).

El objetivo fue desarrollar de manera confiable y económica un dosificador programable para el conteo de gotas en suero.

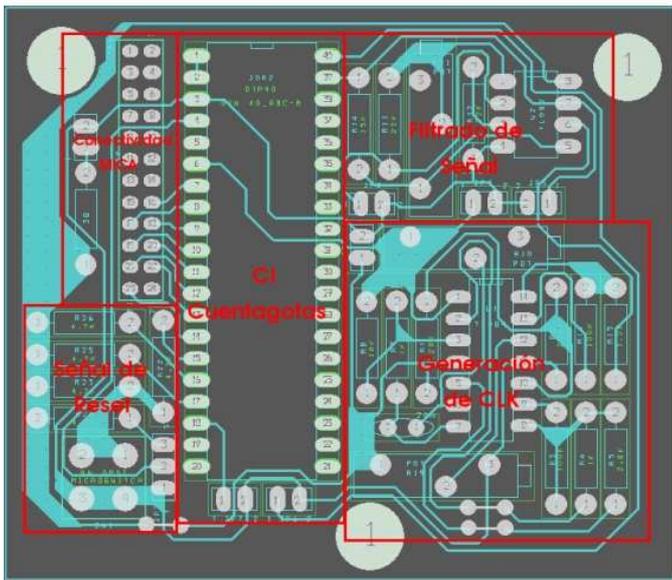


Figura 7. Placa para el montaje final

El mismo fue diseñado, simulado y fabricado en tecnología CMOS estándar de  $1,5 \mu\text{m}$  en un área de  $2 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ .

Finalmente como futuras mejoras se propone realizar un sistema de control de la administración de medicamento, cerrando el lazo dentro del mismo circuito integrado.

#### REFERENCIAS

- [1] N. H. E. Weste y K. Eshraghian, *Principles of CMOS VLSI design*, Addison Wesley, EEUU, 1993.
- [2] J. M. Rabaey, A. Chandrakasan y B. Nikolic, *Digital Integrated Circuits*, Prentice Hall, EEUU, 1996.
- [3] K. M. Kurino, y et al, *Future system-on-silicon LSI chips*, Micro IEEE, Vol. 18, Issue 4, pp. 17-22, 1998.

# Sensores Biológicos Basados en la Medición Eléctrica de Nanotubos de Carbono

Pablo D. Pareja Obregón, Pedro M. Julián,  
Pablo S. Mandolesi, Martín Di Federico  
Dpto de Ing. Eléctrica y de Computadoras  
Universidad Nacional del Sur  
Bahía Blanca, Argentina  
pablopereja@ieee.org

Maximiliano S. Perez, Betiana Lerner,  
Alberto Lamagna  
Grupo MEMS, Comisión Nacional de Energía Atómica  
Buenos Aires, Argentina

**Resumen**—El presente trabajo consiste en una serie de amplificadores y terminales diseñados para hacer de interfaz con los *Sensores de Nanotubos de carbono*, sistema desarrollado en conjunto por el Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos y Electromecatrónicos (GISEE) de la Universidad Nacional del Sur y la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA).<sup>1</sup>

En el mismo, se tratarán la concepción, el diseño, hasta llegar al producto terminado. En el diseño en particular, se enfocaron distintas metodologías para realizar la medición, las cuales serán abordadas en detalle.

## I. INTRODUCCIÓN

Una de las áreas tecnológicas que mayor auge han tenido en los últimos años es la nanotecnología. La posibilidad de crear interfaces entre el mundo microscópico y el mundo macroscópico abre nuevas puertas a investigaciones y aplicaciones que unos años atrás no hubieran sido posibles. Como no podría haber sido de otra forma, la biología y en particular la medicina es uno de los campos en los que estas nuevas aplicaciones conllevan cambios revolucionarios.

Las interfaces entre nanosistemas y biosistemas no pueden ser posibles sin el trabajo conjunto de diversas especialidades necesarias para lograr un resultado final, entre las cuales podemos mencionar, biología, física, química, y muchas áreas de ingeniería, biotecnología y medicina [1]. Estos avances, entre otras cosas, permiten cambiar la forma en que percibimos y estudiamos diversas patologías y enfermedades. Así, mientras que antiguamente el control de glucosa en pacientes con diabetes requería de la extracción de sangre y un análisis clínico, hoy día esto se realiza mediante un dispositivo portátil que puede llevar el paciente consigo y realizarlo en cualquier momento.

De manera similar, estudios que podrían llevar semanas, actualmente pueden realizarse en cuestión de minutos mediante dispositivos que permiten el monitoreo en tiempo real de

muestras biológicas [2]. El uso de nanotubos para permitir la detección ultrasensible de muestras biológicas y químicas es una metodología que surgió en el último par de años. Estos sensores permiten realizar una lectura rápida, precisa y usando directamente variables eléctricas, lo que facilita su interacción con circuitos integrados dentro de sistemas más complejos [3].

En la literatura se pueden encontrar diversos ejemplos donde estos sensores han sido utilizados de manera exitosa en la detección de muestras biológicas y químicas [1][4][5]. Entre ellos podemos encontrar desde proteínas y ADN, hasta moléculas de drogas y virus.

Más aún, la posibilidad de integrar estos dispositivos en la micro y nanoescala, permitiría detectar de manera simultánea un gran número de partículas distintas, permitiendo realizar análisis completos sobre una única muestra [6].

### A. Definición y Usos

Los nanotubos de carbono son sensores de 20 micrómetros de longitud por 3 nanómetros de diámetro a los que se adosan anticuerpos sobre su superficie.

Una aproximación prometedora para la detección eléctrica de macromoléculas biológicas utiliza estos nanotubos semiconductores configurados como transistores de efecto de campo [1]. La idea es lograr un cambio en la conductancia del nanotubo en el momento en que una macromolécula cargada se adhiere a los receptores o anticuerpos que han sido previamente pegados.

Cuando el sensor reconoce una molécula relacionada con la enfermedad a detectar, produce una señal eléctrica que, mediante la electrónica adecuada y un programa de software, se traduce en un diagnóstico claro y simple que puede ser leído en la pantalla de una computadora.

A diferencia de los métodos actuales, que emplean señales químicas u ópticas y que requieren más tiempo y más cantidad de muestras, el biosensor basado en señales eléctricas es más rápido, obteniendo los resultados en el momento y teniendo muy bajo costo.

Entre las causas más conocidas de enfermedades humanas, se encuentran diversos tipos de virus. Lograr una detección rápida, selectiva y precisa de una enfermedad específica es crucial para poder realizar los tratamientos adecuados de

<sup>1</sup>El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628, y por la UNS, Proyecto PGI 24/ZK12.

P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

P. Mandolesi es miembro de CIC (Comisión de Investigaciones Científicas), Pcia. Bs. As, La Plata, Argentina.

P. Pareja Obregón es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

manera eficiente [7]. Los biosensores podrían servir para detectar el Virus de la Inmunodeficiencia Humana (VIH), el Chagas o el Cáncer, entre otras enfermedades.

### B. Síntesis de Nanotubos de Carbono

Los nanotubos usados en este estudio han sido obtenidos por el método catalítico CoMoCAT [8], el cual emplea un soporte de sílica CoMo para catalizar el crecimiento selectivo de los nanotubos de carbono de simple pared por desproporción de CO. Los nanotubos utilizados en este estudio tienen un diámetro de 0.8 nm, y una mayoría de (6,5) entre los nanotubos presentes en la muestra [9]. Los SWCNTs crecidos por este método fueron purificados por SWeNT (Southwest Nanotechnologies). El material de los nanotubos resultante tiene una excelente calidad, como fue verificado por TEM, SEM (Fig. 1), y por la relación de banda D/G obtenida en el espectro de Raman a excitaciones de láser de 633, 514 y 488 nm, así como muy bajo contenido de impurezas como fue determinado por el análisis de XPS.

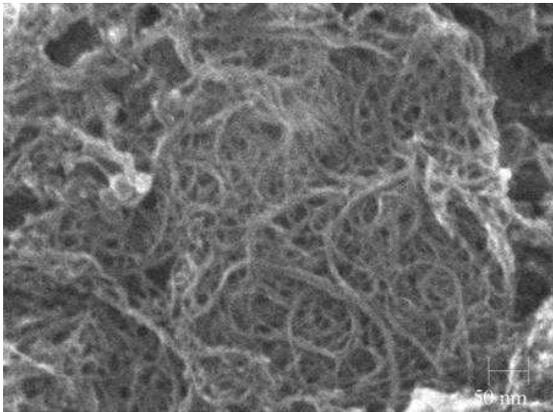


Figura 1. SEM micrograph of SWCNTs

## II. DESCRIPCIÓN

El diseño del circuito integrado que sirve como interfaz a los nanotubos de carbono consistió en dos etapas. En un primer lugar se investigaron y desarrollaron modelos que ajustaran de manera razonable a las curvas teóricas de nanotubos obtenidas a partir de la bibliografía existente. Dicho modelo es de crucial importancia a la hora de poder calcular las amplificaciones y elegir las especificaciones necesarias para el diseño de la interfaz analógica del circuito integrado. Por otra parte, durante la segunda etapa, se analizaron diferentes topologías adecuadas a la medición con la que se estaba tratando. Finalmente se eligieron tres topologías para implementar, las cuales se describen a continuación.

Físicamente, el *Sensor de Nanotubos de carbono* está compuesto por cuatro arreglos de terminales, tres de los cuales están asociados a distintos tipos de amplificadores y uno libre. Los mismos se pueden observar en la Fig. 2. Los terminales junto con sus amplificadores asociados se denominan dominios. Cada arreglo de terminales cuenta a su vez con diez terminales cada uno, conectados mediante un drain común

y con los sources unidos mediante metal 1. En el caso del arreglo de terminales libres, se encuentran todos los terminales independientes y disponibles mediante pads. En la Fig. 3 se pueden apreciar las dimensiones de cada uno de estos terminales. Por otra parte, se cuenta además con un terminal o *gate flotante* común a todos los arreglos de terminales, el cual tiene la finalidad de servir como referencia de tensión.



Figura 2. Terminales del sistema

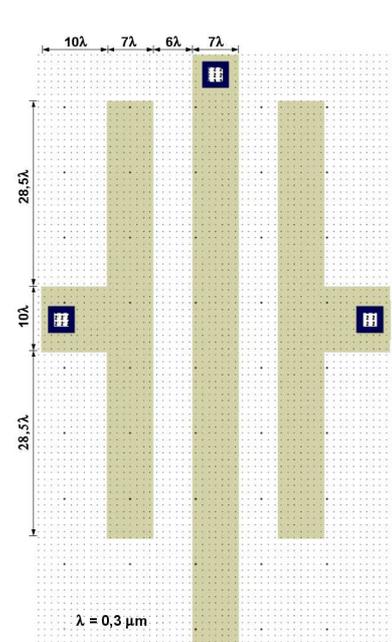


Figura 3. Dimensiones de un terminal

Finalmente en la Fig. 4 se puede apreciar el sistema completo, incluyendo los terminales y los amplificadores anteriormente mencionados.

### A. Dominio 1

La interfaz entre los nanotubos y la señal de salida está compuesta por un circuito microelectrónico encargado de manejar las señales inherentes a la medición, así como generar la amplificación necesaria para obtener una señal de salida con un

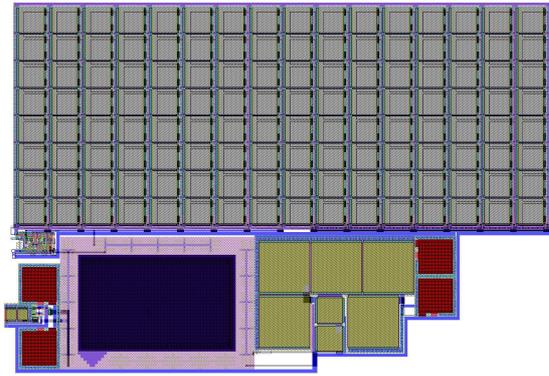


Figura 4. Sistema Completo

bajo nivel de ruido. La amplificación en cuestión del dominio 1 es realizada mediante un circuito amplificador de transresistencia. El circuito amplificador básicamente está compuesto por un espejo de corriente, que refleja la corriente de entrada de uno de los pads sobre los nanotubos para generar una tensión de salida. Esta tensión de salida es a su vez la entrada a un amplificador operacional en configuración de ganancia unitaria cuya finalidad es actuar como buffer y evitar que la salida de tensión del nanotubo sea cargada o afectada por cualquier circuito externo al die.

De esta manera, contamos con un amplificador cuya salida es proporcional a la tensión entre bornes de los nanotubos. Como la corriente que circula por los nanotubos es constante, al variar la conductancia de los nanotubos se detecta en la salida un cambio de tensión.

En la Fig. 5 se puede apreciar el esquemático del amplificador.

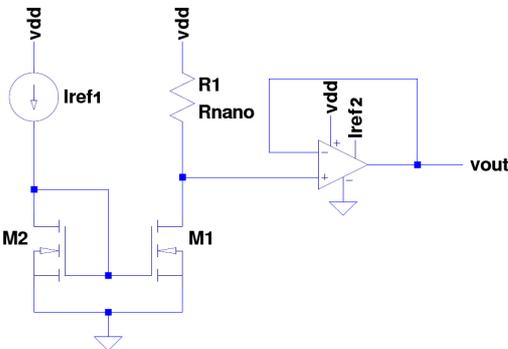


Figura 5. Esquemático del Dominio 1

### B. Dominio 2

El segundo amplificador, perteneciente al dominio 2, se trata de un oscilador variable cuya frecuencia de oscilación es dependiente del valor de conductancia de los nanotubos. Su esquemático se presenta en la Fig. 6. El circuito amplificador en este caso está compuesto por un espejo de corriente, que refleja la corriente de entrada de uno de los pads sobre un capacitor. A medida que este capacitor se carga, se genera

una tensión que ingresa a un par de compuertas inversoras conectadas en serie. De esta manera, superada la tensión  $V_m$  de las compuertas inversoras se genera un cambio de tensión que servirá para activar una llave analógica que desconecta las fuentes de corriente y conecta los nanotubos. Los nanotubos, a su vez, descargan el capacitor con una constante de tiempo  $\tau = RC$  que dependerá del valor de resistencia de los mismos. Una vez que el valor de tensión cae por debajo del valor  $V_m$  mencionado anteriormente, vuelve a cambiar la salida de las compuertas inversoras y el ciclo comienza nuevamente.

De esta manera se logra generar una frecuencia proporcional al valor de resistencia de los nanotubos. Al presentar variaciones la sustancia a la que se encuentran sometidos los nanotubos, cambia la resistencia que estos presentan al oscilador y, en consecuencia, su frecuencia de oscilación.

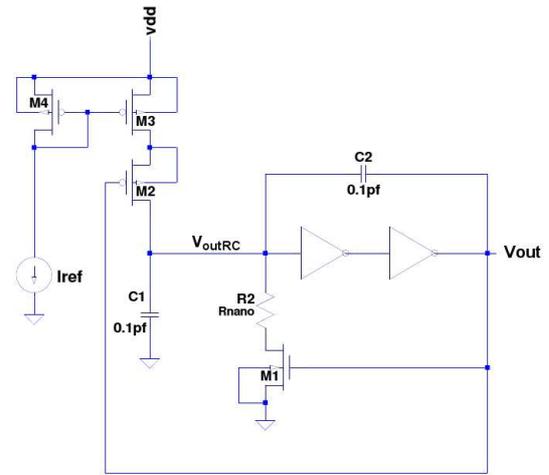


Figura 6. Esquemático del Dominio 2

### C. Dominio 3

El tercer y último dominio consiste en un amplificador basado en un generador de corriente de *bias*. En este caso, el circuito amplificador está compuesto por una fuente de corriente cuyo valor de tensión de referencia es fijado por el valor de resistencia de los nanotubos y la corriente que circula por ellos. Esta corriente es, a su vez, realimentada por un espejo de corriente. Finalmente una fuente de corriente espejo refleja la corriente a la salida del circuito, la cual puede ser medida mediante la tensión sobre una resistencia externa al circuito integrado.

De esta manera, logramos un generador de corriente de *bias* cuya corriente de salida depende del valor de resistencia de los nanotubos. Al variar dicha resistencia, se puede observar un cambio en la corriente de polarización de la salida.

En la Fig. 7 se puede apreciar el esquemático del circuito del dominio 3.

### D. Terminales libres

El circuito integrado, además de contar con diversos amplificadores, cuenta con terminales libres para conectar nanotubos

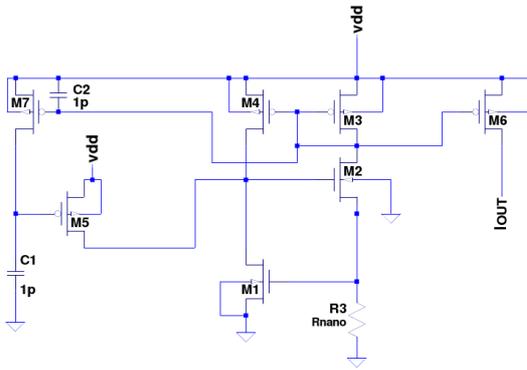


Figura 7. Esquema del Dominio 3

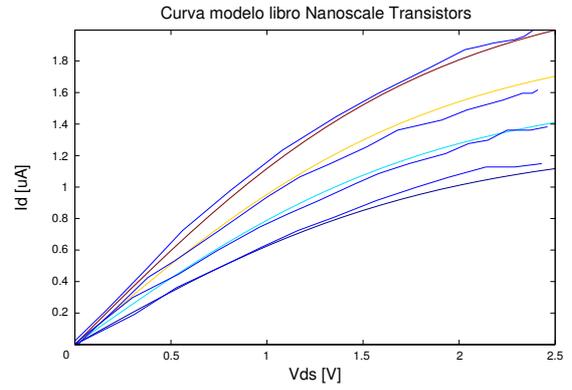


Figura 9.  $I_d(V_{ds})$  parametrizado en  $V_{gs}$  vs datos experimentales

cuyas salidas se encuentran directamente conectadas con los pads de salida. Los mismos se incluyeron de forma tal de contar con una serie de pines para poder contrastar las medidas realizadas con los amplificadores. En total se cuenta con 11 salidas de terminales libres. Dichas salidas se corresponden con las 10 salidas individuales de los sources(drains), más 1 salida correspondiente al drain(source) común.

### III. DISEÑO Y SIMULACIONES

Como el dispositivo a considerar se trata de un sensor para el cual no se contaban con modelos de simulación, en primer lugar se debió realizar una caracterización de los nanotubos de carbono con modelos teóricos y a partir de datos existentes en la bibliografía, para crear un modelo válido para su utilización en el trabajo. De esta manera, teniendo en cuenta el modelo para la región no degenerada en saturación fuerte presentada en [10], la ecuación que describe el comportamiento del sistema para los valores de tensiones en los que estamos trabajando es

$$I_d = \alpha \times (V_{gs} - V_t) \times \frac{1 - e^{\beta V_{ds}}}{1 + e^{\beta V_{ds}}} \quad (1)$$

A partir de la ecuación 1 obtenemos curvas como las mostradas en las Fig. 8 y 9.

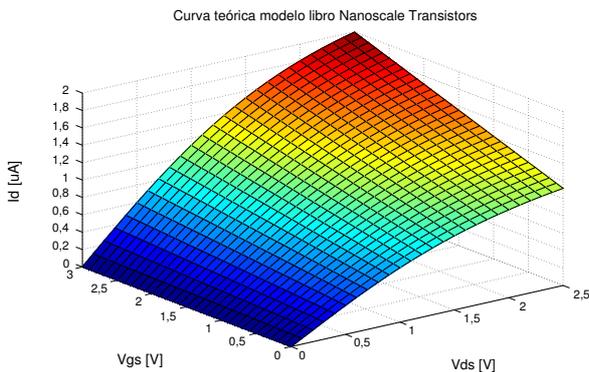


Figura 8.  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$

Una vez que se contaba con un modelo a partir del cual se podía comenzar el diseño, se procedió a utilizar una

aproximación lineal del modelo dentro de la zona de trabajo del dispositivo. De esta manera, en las simulaciones realizadas se podía reemplazar el nanotubo por una resistencia de un valor igual a esa aproximación lineal.

Durante el diseño, una de las restricciones que tuvieron mayor influencia sobre la decisión de la topología utilizada y las características de los amplificadores, fue el hecho que las variaciones que se debían detectar eran muy chicas en comparación a la magnitud absoluta del valor de medida. Esto es, se esperaban medir cambios de resistencia de unos cuantos  $k\Omega$  en un par de  $M\Omega$ . Teniendo en cuenta esto, el circuito utilizado en el dominio 2 es especialmente sensible, aumentando su sensibilidad simplemente variando la ventana de tiempo durante la cual se realiza la medición. Por otra parte, los dominios 1 y 3 fueron especialmente ajustados para trabajar en dichas zonas. En la Fig. 10 se puede observar, para el dominio 1, la salida de tensión en función del valor de resistencia del nanotubo.

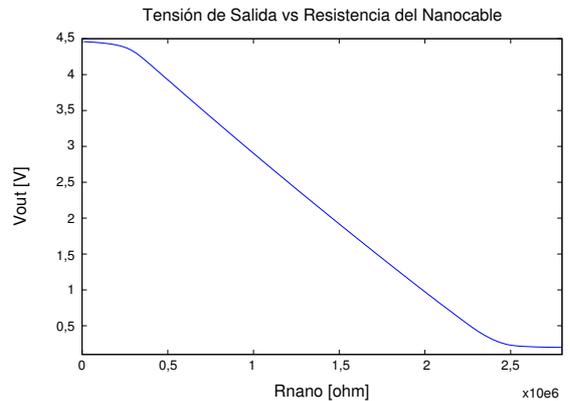


Figura 10.  $R_{nano}$  vs  $V_{out}$  simulado a partir de datos experimentales

### IV. TECNOLOGÍA

El circuito integrado fue fabricado por MOSIS en el proceso estándar AMIS 0.50 con un tamaño mínimo  $\lambda = 0,3\mu m$ . El diseño de layout fue realizado con la suite de programas provistos por Tanner, en particular usando L-Edit.

Para poder medir las señales fuera del circuito integrado se cuenta con 24 pads analógicos, entre los que se encuentran el pad de tierra y el de alimentación del resto de los pads. En la Fig. 11 se muestra el diagrama de *bondeado*, esto es cada uno de los pines del circuito y a qué pads están conectados. En la tabla I se resumen los pads disponibles del circuito, y las funciones que cumplen cada uno de ellos.

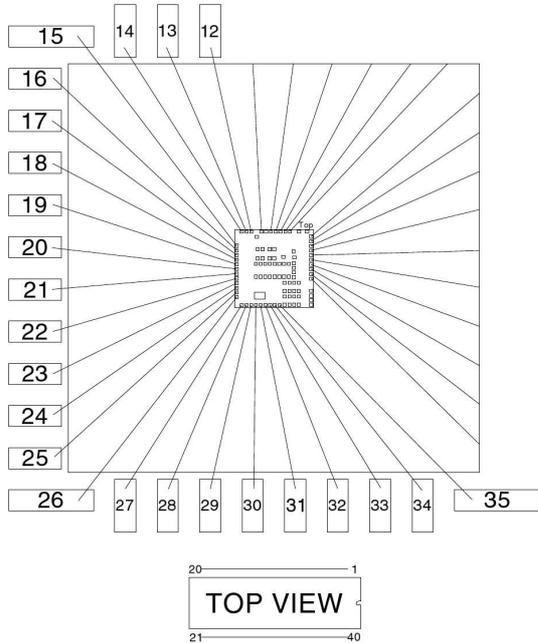


Figura 11. Diagrama de bondeado del circuito

Las dimensiones de los pads disponibles en el circuito se pueden apreciar en la Fig. 12. Los mismos son cuadrados y la apertura en el óxido o *glass overcut*, es decir la zona disponible para *bondear*, se corresponde con el cuadrado interior.

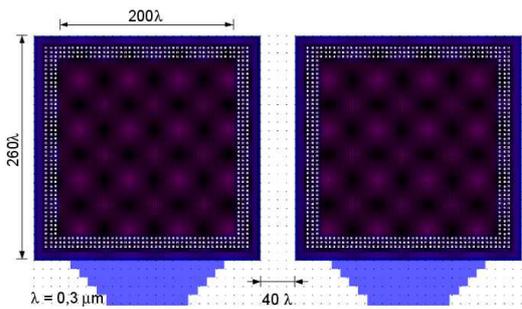


Figura 12. Dimensiones de los pads

V. TESTEO Y RESULTADOS

El circuito integrado se encuentra en etapa de testeo, estando disponibles los primeros resultados. Actualmente se están caracterizando los nanotubos ante diversas condiciones ambientales a mencionar, temperatura, humedad y otras variables de laboratorio. En la Fig. 13 se puede apreciar el comportamiento

TABLA I  
RESUMEN DE PADS Y CONEXIONES

Pin	Función	Dominio
12	S/D10	
13	S/D9	
14	S/D8	
15	GND	
16	$I_{out}$	D3
17	$I_{ref1}$	D1
18	$I_{ref2}$ (Opamp)	D1
19	$V_{dd}$	D1
20	$V_{out}$	D1
21	$V_{dd}$	D3
22	$V_{dd}$	D2
23	$V_{out}$	D2
24	$I_{ref}$	D2
25	$V_{outRC}$	D2
26	$V_{dd}$ Pad	
27	Floating Gate	
28	D/S Común	
29	S/D7	
30	S/D6	
31	S/D5	
32	S/D4	
33	S/D3	
34	S/D2	
35	S/D1	

de los nanotubos para diferentes humedades, obtenido a partir de datos experimentales del dominio 1.

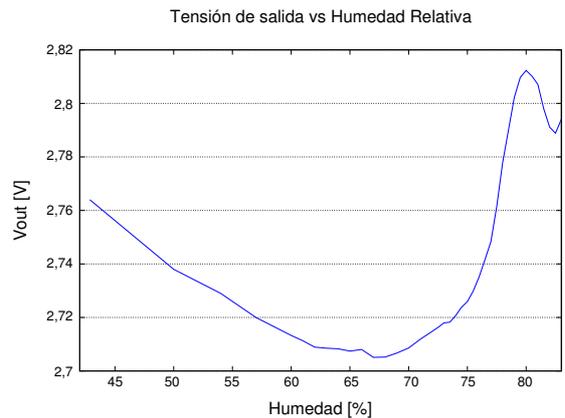


Figura 13.  $V_{out}$  vs Humedades obtenida a partir de datos experimentales

El plan de testeo consiste básicamente en pegar los nanotubos a los terminales de los diferentes amplificadores y caracterizar la respuesta de salida ante las diversas variaciones del entorno.

En un principio, la vinculación entre los arreglos de terminales y los nanotubos no era del todo satisfactoria. Esto producía saturación en las variables de salida, imposibilitando las mediciones. Dicho problema fue solucionado modificando la composición de los nanotubos que se pegaron sobre los terminales.

VI. CONCLUSIONES

El proyecto tratado en este trabajo consiste en una serie de sensores de nanotubos de carbono para la detección se-

lectiva de virus y mutaciones de ADN. En particular, el die implementa los amplificadores analógicos y los circuitos de acondicionamiento de señal.

Tres tipos de amplificadores o dominios fueron diseñados, más un arreglo de terminales libres para propósitos de testeo. El primer dominio es un amplificador basado en la variación de tensión debido a cambios en la conductancia presentes en un nanotubo con corriente constante. El segundo dominio es un oscilador variable cuya frecuencia es dependiente de la conductancia de los nanotubos en su entrada. Por último, el tercer dominio es un generador de corriente de referencia, cuya entrada está compuesta en parte por los nanotubos.

El plan de testeo consiste en pegar los sensores de nanotubos en los diferentes arreglos de terminales disponibles y caracterizar la respuesta de salida de los amplificadores a diferentes agentes biológicos de entrada.

Aunque el diseño electrónico se comporta de la manera esperada, la vinculación entre los arreglos de terminales y los sensores de nanotubos no fue del todo satisfactoria. Nuevos sensores de testeo y métodos para realizar la interfaz entre las partes electrónicas y biológicas del sistema están siendo diseñados. La causa más importante de fallo en los circuitos se puede atribuir al pobre contacto o interfaz entre los sensores de nanotubos y los terminales que sirven como entrada a los diferentes amplificadores.

Finalmente, en la Fig. 14 se muestra una fotografía del chip completo enviado a fabricar, mientras que en la Fig. 15 se puede apreciar el die sobre una moneda para su comparación en tamaños.

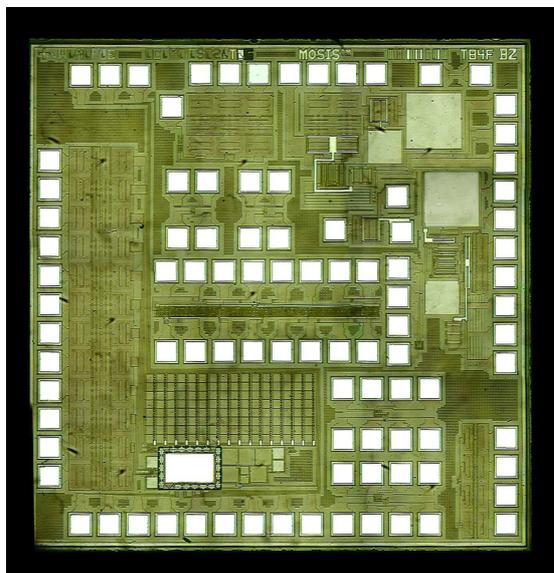


Figura 14. Fotografía del chip completo

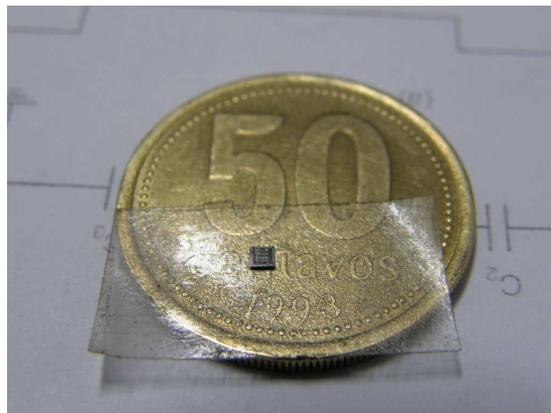


Figura 15. Fotografía del chip sobre una moneda

- [2] —, "Fabrication of silicon nanowire devices for ultrasensitive, label-free, real-time detection of biological and chemical species," *Nature Protocols*, vol. 1, pp. 1711–1724, Nov. 2006.
- [3] R. J. Chen, S. Bangsaruntip, K. A. Drouvalakis, N. W. S. Kam, M. Shim, Y. Li, W. Kim, P. J. Utz, and H. Dai, "Noncovalent functionalization of carbon nanotubes for highly specific electronic biosensors," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 100, p. 4984, 2003.
- [4] A. Star, E. Tu, J. Niemann, J.-C. P. Gabriel, C. S. Joiner, and C. Valcke, "Label-free detection of dna hybridization using carbon nanotube network field-effect transistors," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 103, pp. 921–926, 2006.
- [5] Y. Cui, Q. Wei, H. Park, and C. M. Lieber, "Nanowire nanosensors for highly sensitive and selective detection of biological and chemical species," *Science*, vol. 293, pp. 1289–1292, Aug. 2001. [Online]. Available: <http://www.sciencemag.org/cgi/content/abstract/293/5533/1289>
- [6] G. Zheng, F. Patolsky, Y. Cui, W. U. Wang, and C. M. Lieber, "Multiplexed electrical detection of cancer markers with nanowire sensor arrays," *Nat Biotech*, vol. 23, pp. 1294–1301, Oct. 2005. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1038/nbt1138>
- [7] F. Patolsky, G. Zheng, O. Hayden, M. Lakadamyali, X. Zhuang, and C. M. Lieber, "Electrical detection of single viruses," *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 101, pp. 14017–14022, Sep. 2004.
- [8] D. E. Resasco, W. E. Alvarez, F. Pompeo, L. Balzano, J. E. Herrera, B. Kitiyanan, and A. Borgna, "A scalable process for production of single-walled carbon nanotubes (swnts) by catalytic disproportionation of co on a solid catalyst," *Journal of Nanoparticle Research*, vol. 4, pp. 131–136, 2002.
- [9] S. M. Bachilo, L. Balzano, J. E. Herrera, F. Pompeo, D. E. Resasco, and R. B. Weisman, "Narrow (n, m)-distribution of single-walled carbon nanotubes grown using a solid supported catalyst," *Journal of the American Chemical Society*, vol. 125, pp. 11186–11187, 2003.
- [10] M. Lundstrom and J. Guo, *Nanoscale Transistors: Device Physics, Modeling and Simulation*, 1st ed. Springer, Dec. 2005.

## REFERENCIAS

- [1] F. Patolsky, G. Zheng, and C. M. Lieber, "Nanowire sensors for medicine and the life sciences," *Nanomedicine (London, England)*, vol. 1, pp. 51–65, Jun. 2006.

# CMOS Integrated Carbon Nanotube Sensor

M.S. Perez <sup>a1</sup>, B. Lerner <sup>a1</sup>, P.D. Pareja Obregon <sup>b1</sup>, P.M. Julian <sup>b</sup>,  
P.S. Mandolesi <sup>b</sup>, F.A. Buffa <sup>c</sup>, A. Boselli <sup>a</sup>, A. Lamagna <sup>a</sup>.

<sup>a</sup> Grupo MEMS, Comision Nacional de Energia Atomica, Buenos Aires, Argentina

<sup>b</sup> Dpto. de Ing. Eléctrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina

<sup>c</sup> INTEMA Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata, Argentina  
blerner@cnea.gov.ar, Tel: 5411-6772-7931

**Abstract.** Recently carbon nanotubes (CNTs) have been gaining their importance as sensors for gases, temperature and chemicals. Advances in fabrication processes simplify the formation of CNT sensor on silicon substrate. We have integrated single wall carbon nanotubes (SWCNTs) with complementary metal oxide semiconductor process (CMOS) to produce a chip sensor system. The sensor prototype was designed and fabricated using a 0.30 um CMOS process. The main advantage is that the device has a voltage amplifier so the electrical measure can be taken and amplified inside the sensor. When the conductance of the SWCNTs varies in response to media changes, this is observed as a variation in the output tension accordingly.

**Keywords:** single wall carbon nanotube, sensor, chip.

**PACS:** 85.35.Kt

## INTRODUCTION

Single wall carbon nanotubes (SWCNTs) have shown to be good sensing elements for pressure [1], gases and alcohol [2,3,4,5], and are potential candidates for sensors. SWCNTs have emerged as a viable electronic material for molecular electronic devices because of their unique physical and electrical properties.

System on a chip sensors are the integration of sensing elements, interfacing circuitry and measurement circuitry in a single integrated circuit. The major advantages of CS are reductions in cost and devices' dimensions, reduction in power consumption and response time. In order to demonstrated that the integration process of the CMOS and the SWCNTs is possible, we used the sensor to investigate the effect of humidity on the electrical transport properties of SWCNTs.

## EXPERIMENTAL AND METHODS

### Carbon Nanotubes

The nanotubes used in this study have been obtained by the catalytic CoMoCAT [6], which employs a silica-supported Co-Mo powder to catalyze the selective growth of SWCNTs by disproportionation of CO. The nanotubes used in this study have an average diameter of 0.8 nm [7]. The SWCNTs grown by this method were purified by SWeNT (Southwest Nanotechnologies). The resulting nanotube material has an excellent quality, as verified by transmission electron microscopy (TEM) and scanning electron microscopy (SEM) (Fig.1). We used DEP process to do the carbon deposition 0.2 mg of SWCNTs were dispersed in ethanol and ultrasonicated for 20 minutes with a 100 W.

A droplet of this solution was put between the gap of the electrodes, an alternating current (AC) voltage of 5 V at a frequency of 1 MHz for 40 seconds was applied to the electrodes to generate the DEP force.

---

<sup>1</sup> M.S. Perez, B. Lerner and P.D. Pareja Oregon contributed equally to this work.

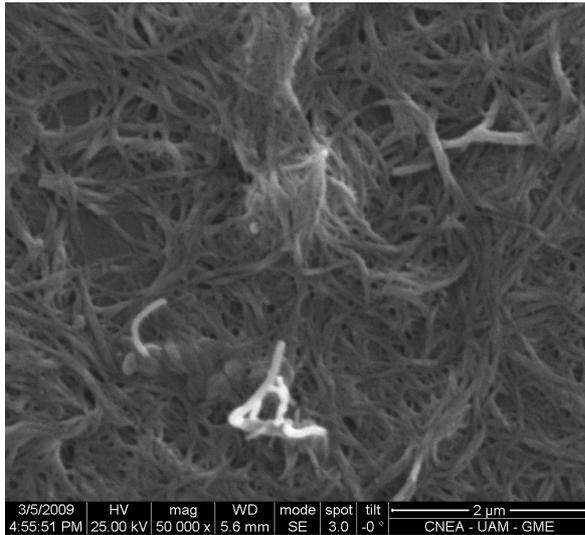


FIGURE 1. SEM micrography of SWCNTs.

### Sensor

The top layer metal in the CMOS chip was designed to act as the electrodes for sensor fabrication. The Sensor integration was fabricated using a commercial CMOS process; this achieves the required resolution with no additional cost. The interface between the SWCNTs and the output signal was composed of a microelectronic circuit in charge of handling the signals inherent to the measurement, as well as generating the amplification needed to obtain an output signal with low noise level. The amplification was made through a transresistance amplifier circuit. The integrated circuit was fabricated by MOSIS in the standard process AMIS. The layout design was made using L-Edit

### Humidity and Electrical Measures

Sensors were located in a chamber (volume 500 cc) where air flow at a constant rate of 300 sccm and humidity was controlled with a 0.1 % precision at 298 K. Current was supplied by Keithley 6221 current source and Voltage changes were measured with a Keithley 2000 multimeter.

## RESULTS

### Sensor Layout

The sensor is formed with an arrangement of free terminals connected directly with the external pads and one arrangement of terminals connected to an amplifier. Fig 2 show the dimensions of the terminals. The amplifier circuit comprises a current mirror, which reflects the input current of one of the pads on the nanotubes to generate an output voltage ( $V_{out}$ ).

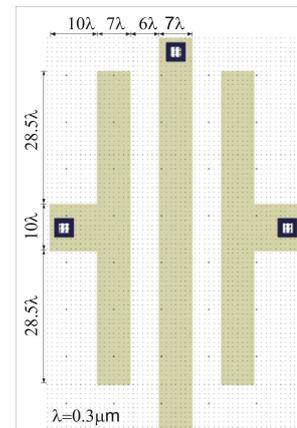
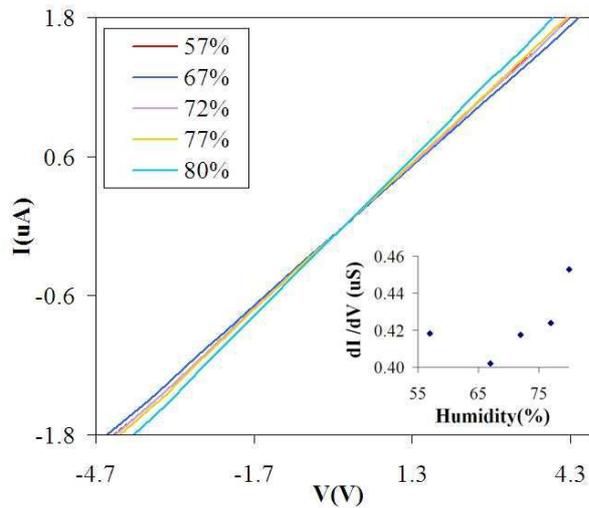


FIGURE 2. Dimensions of the terminal.

### Electrical Measures

We showed that the conductance of SWCNTs in the sensor can be affected by environmental humidity.

We analyzed the effect of humidity over the current voltage characteristics of SWCNTs placed on the free terminals (Fig. 3). When the humidity increases, the conductance decreases up to a humidity value of 67%. With humidity values above 67% the conductance starts increasing again.



7. D.E. Resasco, W. E. Alvarez, F. Pompeo, L. Balzano, J. E. Herrera, B. Kitiyanan, et al. *J. Nanoparticle Res* **4** 131-36 (2002).

**FIGURE 3.** Effect of humidity over current voltage characteristics of SWCNTs detected through the free terminals. Lower inset shows the conductance  $dI/dV$  as a function of humidity.

## CONCLUSION

The feasibility of CMOS process with SWCNTs has been demonstrated in this work. We successfully developed and tested at different humidities a sensor prototype which includes an amplifier and free terminal electrodes with an excellent precision and at a very low cost.

## ACKNOWLEDGMENTS

We acknowledge M. Di Federico, J. Bonaparte, D. Rodriguez and grupo MEMS staff for their assistance with device fabrication, measurements and software development.

## REFERENCES

1. C.K.M.Fung, M.Q.H. Zhang, Z. Dong and W.J.Li. *IEEE Nanotechnology* **1**, 199-202 (2005).
2. M.L.Y. Sin, G.C.T. Chow, W.J. Li, P. Leong and K.W. Wong. *IEEE Transactions on Nanotechnology* **6**, 571-7 (2007).
3. D. R. Kauffman, A. Star. *Angewandte Chemie International Edition* **47**, 6550-6570 (2008).
4. M. L. Terranova, M. Lucci, S.Orlanducci, E. Tamburri, V. Sessa, A. Reale and A. Di Carlo. *J. J. Phys. Condens. Matter* **19**, 225004 (2007).
5. H. A. Pohl. "Dielectrophoresis: The Behavior of Neutral Matter in Nonuniform Electric Fields". Cambridge:Cambridge University Press,1987.
6. C. Fung, V. Wong, R. Chan and W. Li. *IEEE Transactions on Nanotechnology* **3**, 395-03 (2004).

Article

## Carbon Nanotube Integration with a CMOS Process

Maximiliano S. Perez <sup>1</sup>, Betiana Lerner <sup>1,\*</sup>, Daniel E. Resasco <sup>2</sup>, Pablo D. Pareja Obregon <sup>3</sup>, Pedro M. Julian <sup>3</sup>, Pablo S. Mandolesi <sup>3</sup>, Fabian A. Buffa <sup>4</sup>, Alfredo Boselli <sup>1</sup> and Alberto Lamagna <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Grupo MEMS, Comision Nacional de Energia Atomica, San Martin 1650, Buenos Aires, Argentina; E-Mails: mperez@cnea.gov.ar (M.S.P.); boselli@cnea.gov.ar (A.B.); alamagna@cnea.gov.ar (A.L.)

<sup>2</sup> School of Chemical, Biological and Materials Engineering, University of Oklahoma, Norman, OK 73019, USA; E-Mail: resasco@ou.edu

<sup>3</sup> Departamento de Ingenieria Electrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Bahia Blanca B8000FTN, Argentina; E-Mails: pablopereja@ieee.org (P.D.P.O.); pjulian@uns.edu.ar (P.M.J.); pmandolesi@uns.edu.ar (P.S.M.)

<sup>4</sup> INTEMA Facultad de Ingenieria, Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata B7608FDQ, Argentina; E-Mail: fbuffa@fi.mdp.edu.ar

\* Author to whom correspondence should be addressed; E-Mail: blerner@cnea.gov.ar; Tel.: +54-11-6772-7931; Fax: +54-11-6772-7134.

Received: 27 January 2010; in revised form: 6 April 2010 / Accepted: 9 April 2010 /

Published: 15 April 2010

---

**Abstract:** This work shows the integration of a sensor based on carbon nanotubes using CMOS technology. A chip sensor (CS) was designed and manufactured using a 0.30  $\mu\text{m}$  CMOS process, leaving a free window on the passivation layer that allowed the deposition of SWCNTs over the electrodes. We successfully investigated with the CS the effect of humidity and temperature on the electrical transport properties of SWCNTs. The possibility of a large scale integration of SWCNTs with CMOS process opens a new route in the design of more efficient, low cost sensors with high reproducibility in their manufacture.

**Keywords:** carbon nanotube sensor; CMOS integration; microchip sensor; SWCNT

**Classification:** PACS 85.35.-p, 85.35.Kt, 85.40.-e

---

## 1. Introduction

The development of carbon nanotube (CNT) sensors has been the subject of intense research in recent years. Due to their unique physical and electrical proprieties, CNT sensors have been shown to be good sensing elements for pressure [1], alcohol [2], gases [3,4] and biological molecules [5,6].

CNT sensors are mostly manufactured using basic lithography processes [7,8], in which reproducibility and resolution are limited to the manufacturing laboratory, making it difficult to scale up to volume manufacturing. Here we use complementary metal-oxide semiconductor (CMOS) technology to manufacture single wall carbon nanotube (SWCNT) sensors. This technology has been used for several years by the semiconductor industry, obtaining excellent reproducibility results in manufacturing. The CS are manufactured in batch technologies, where thousands of these can be generated from a single wafer, hence the cost of manufacturing is extremely reduced. In addition, this technology allows higher sensitivity through on chip signal processing.

To place the SWCNTs on the electrodes, a dielectrophoretic (DEP) process is used to improve the efficiency of SWCNT sensor fabrication. DEP is a phenomenon where neutral particles undergo mechanical motion inside an AC electric field [9,10]. The DEP force is a simple and effective methodology to assemble SWCNTs on electrodes and is compatible with commercial CMOS process [11].

As a result, these sensors are the union of sensing elements, interfacing and measurement circuitry in a single integrated chip with low power consumption, high reproducible manufacture and low cost, making possible the scale up of the sensors from the research laboratory prototype to a commercial product.

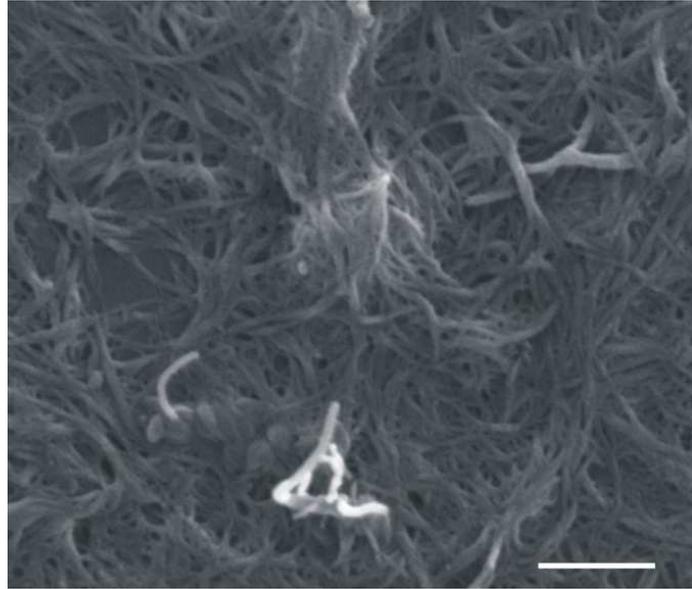
We investigated with the CS the effect of humidity and temperature on the electrical transport properties of SWCNTs. The experimentally transport properties of SWCNT network as a function of temperature are found consistent with a fluctuation induced tunneling mechanism due to the existence of contact barriers between individual nanotubes [12]. The energy barriers can exist as a result of contacts either between metallic and semiconductive nanotubes or between semiconductive nanotubes with different band gap.

## 2. Experimental Section

### 2.1. Carbon Nanotubes

The carbon nanotubes used in this study have been obtained by the catalytic CoMoCAT method [13], which employs a silica-supported Co-Mo powder to catalyze the selective growth of SWCNTs by disproportionation of CO. The SWCNTs grown by this method were purified by SWeNT (Southwest Nanotechnologies). The resulting nanotubes have an excellent quality [14] as determined by transmission electron microscopy (TEM), scanning electron microscopy (SEM) (Figure 1) and the D/G band ratio in the Raman spectra obtained at laser excitations of 633, 514, and 488 nm, as well as very low impurity content as determined by XPS analysis. The SWCNT used in this experiment have a semiconducting character [15,16] and have an average length of 300 nm.

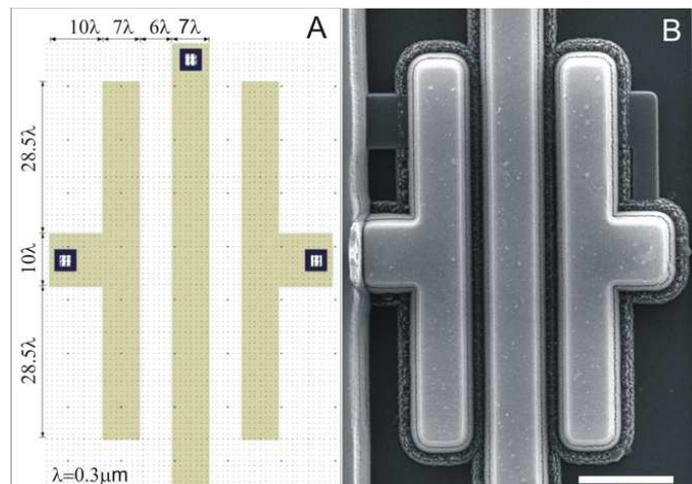
**Figure 1.** SEM micrography of SWCNTs. Scale bar: 100 nm.



## 2.2. Chip Sensor

The top layer metal in the CMOS chip was designed to act as electrodes for the CS fabrication. Openings of the passivation layer were made to expose the electrodes in the CS design.

**Figure 2.** (A) Mask layout with electrode dimensions, (B) SEM micrography of the electrodes. The gap between the electrodes is  $1.3\ \mu\text{m}$ . Scale bar:  $10\ \mu\text{m}$ .

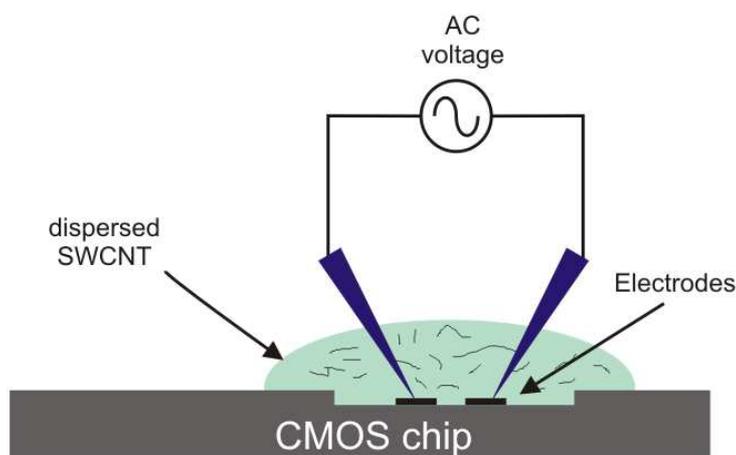


The CS was fabricated using a commercial CMOS process; this achieves the required resolution with low cost and high reproducibility. The interface between the SWCNTs and the output signal was composed of a microelectronic circuit. This circuit takes the signals inherent to the measurement, and generates the amplification needed to obtain an output signal with low noise level. The amplification was made through a transresistance amplifier circuit. The integrated circuit was fabricated by MOSIS in the standard process AMIS 0.50 with a minimum size  $\lambda = 0.3\ \mu\text{m}$ . The design was made using Tanner L-Edit software. Figure 2 shows the dimensions of the electrodes.

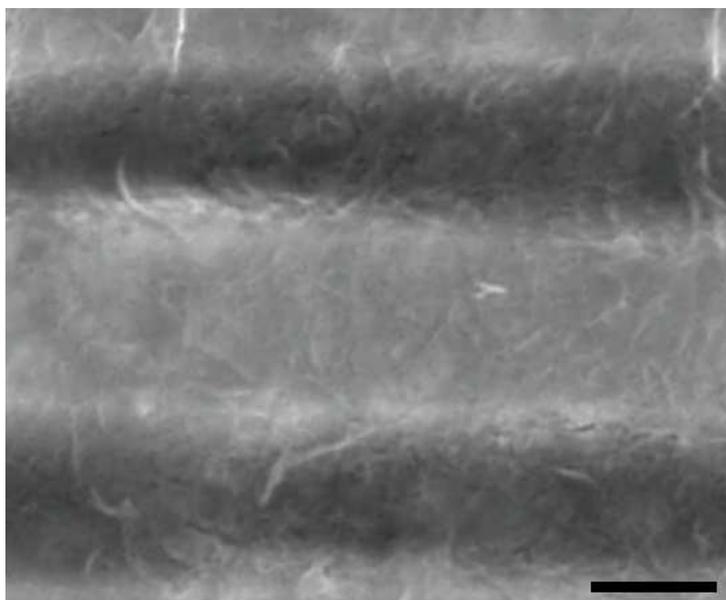
### 2.3. Carbon Nanotube Deposition

We immersed the chip in 50% nitric acid solution for 12 s to remove the aluminum oxide layer formed on top of electrodes. Immediately after that, SWCNTs deposition was made over the chip. We used the DEP process to deposit the SWCNTs on the electrodes. An amount of 0.2 mg of SWCNTs were dispersed in 1 mL ethanol and ultrasonicated for 20 min with a high power horn sonicator. One microliter of this solution was put between the gap of the electrodes and an alternating voltage of 5 Vpp at a frequency of 1 MHz was applied to the opposite drain electrodes to generate the DEP force (Figure 3). After a few minutes, the ethanol was evaporated and the SWCNTs were aligned between the electrodes. Figure 4 shows the SWCNTs deposited between electrodes and Figure 5 shows stable I-V measurements before and after assemble SWCNTs, indicating that the DEP process worked correctly.

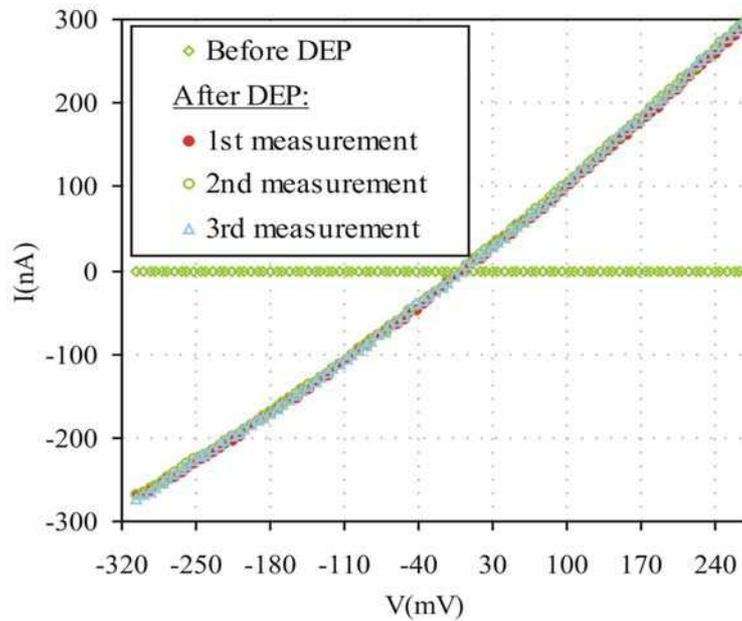
**Figure 3.** Scheme of the SWCNTs deposition by DEP process.



**Figure 4.** SEM micrography of SWCNTs deposited between electrodes. Scale bar: 1  $\mu\text{m}$ .



**Figure 5.** Current voltage characteristics of the SWCNTs assembled onto CMOS circuitry by DEP process.



#### 2.4. Humidity Control and Electrical Measurements

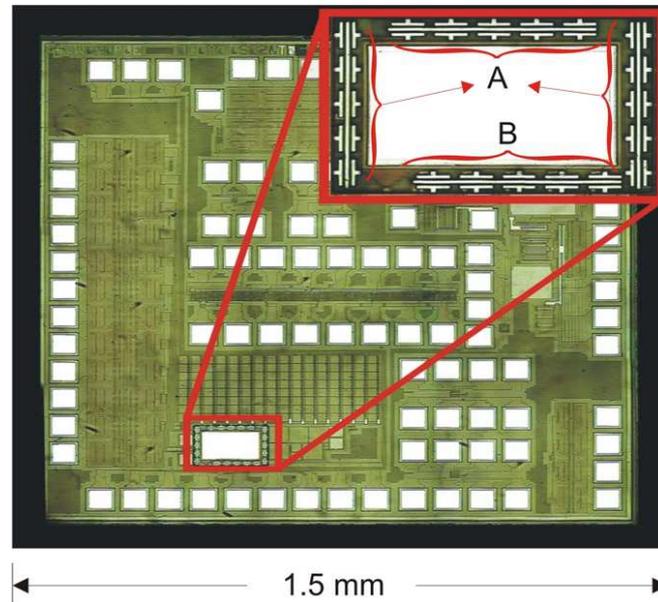
CS were located in a chamber (volume 500 cc) where air flow at a constant rate of 300 sccm and humidity was controlled with a 0.1% precision at 298 K. Electrical measurements were taken immediately after the SWCNT deposition in order to avoid interference by aluminum oxide formation over the electrodes. Current was supplied by a Keithley 6221 current source and voltage changes were measured with a Keithley 2000 multimeter. Programming to manage data acquisition was performed in LABVIEW (National Instruments).

### 3. Results and Discussion

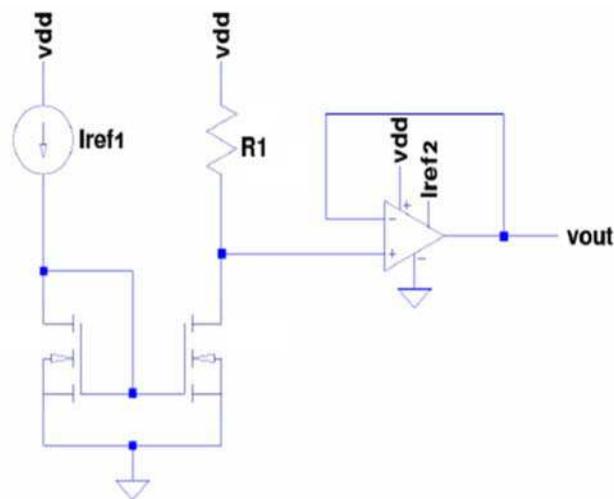
#### 3.1. Chip Sensor Layout

We designed the CS with a free window on the passivation layer that allowed the deposition of SWCNTs over the electrodes. A scheme of the CS is shown in Figure 6. The CS has an arrangement of free electrodes formed by one common central source and several drains connected directly with the external pads and one arrangement of electrodes connected to an amplifier. The amplifier circuit comprises a current mirror, which reflects the input current of one of the pads on the SWCNTs to generate an output voltage ( $V_{out}$ ) (Figure 7). This  $V_{out}$  is the input of an operational amplifier in a unity gain configuration, whose purpose is to act as a buffer and prevent the output voltage of the SWCNTs to be loaded or affected by any external circuit to the die.

**Figure 6.** Optical microscopy of the full chip. Inset shows the opening in the passivation layer with exposed electrodes. “A” indicates the electrodes connected to the amplifier. “B” indicates the free electrodes connected directly to the external pads.



**Figure 7.** Schematic of the amplifier. Vdd: 5V, current reference 1 (Iref1): 2  $\mu$ A, current reference 2 (Iref2): 10  $\mu$ A, R1: SWCNT resistance; Vout: output voltage.



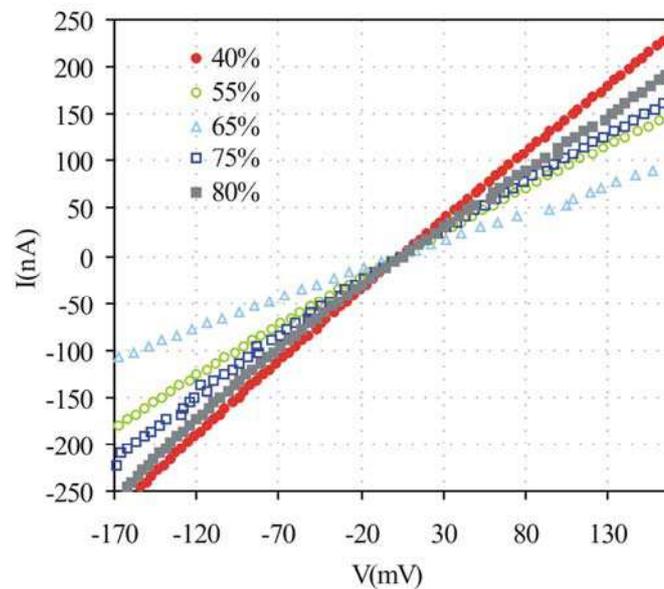
### 3.2. Effect of Humidity on the Electrical Transport Properties of SWCNTs

We examined the effect of the humidity changes on the resistance of SWCNTs. Figure 8 shows the effect of humidity over the current voltage characteristics of SWCNTs placed on the free electrodes. Under a modest humidity, the adsorbed water molecules appear to compensate the hole carriers in the SWCNTs, resulting in a increase in the resistance. When the humidity level becomes higher than 67%, the decreasing resistance is probably due to a surplus electron carrier. The possible influence of a contact resistance between electrodes and SWCNTs was recently addressed by other authors [17-19] and ruled out because the contact resistance present in two leads contacted samples provide a

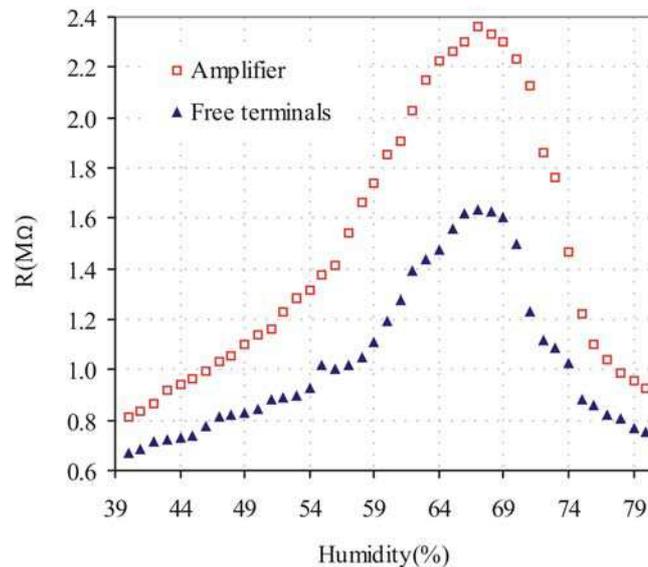
comparatively low contact resistance relative to the resistance between the electrodes and the possible Schottky barriers formed at the SWCNTs-electrode interface have a negligible effect on the measurements.

We have also compared the effect of humidity on the SWCNTs placed on the electrodes connected to the amplifier with the ones placed on free electrodes. Figure 9 shows the simulated resistance of the SWCNTs made with Spice software from  $V_{out}$  values using Mosis parameters, compared with the SWCNTs resistance on the free electrodes. SWCNTs behavior as function of humidity changes was similar between electrodes connected to the amplifier and the free electrodes, and it is in agreement with what was previously reported by other authors [20,21], indicating that the CS works properly and the integration of CMOS process with SWCNTs was successful.

**Figure 8.** The effect of humidity over current voltage characteristics of SWCNTs detected through the free electrodes.



**Figure 9.** Effect of humidity over the resistance of SWCNTs detected by electrodes connected to the amplifier and free electrodes.



A difference (approx. 0.2–0.8 Mohm) between the resistance with the amplifier and the free electrodes was observed with a same humidity value. This difference can be attributed to a different amount of SWCNTs deposited between each electrode.

The resistance values taken by the electrodes connected to the amplifier showed more uniformity than those taken by the free electrodes, demonstrating that the electrodes connected to amplify have a better output signal with low noise level.

### 3.3. Effect of Temperature on the Electrical Transport Properties of SWCNTs

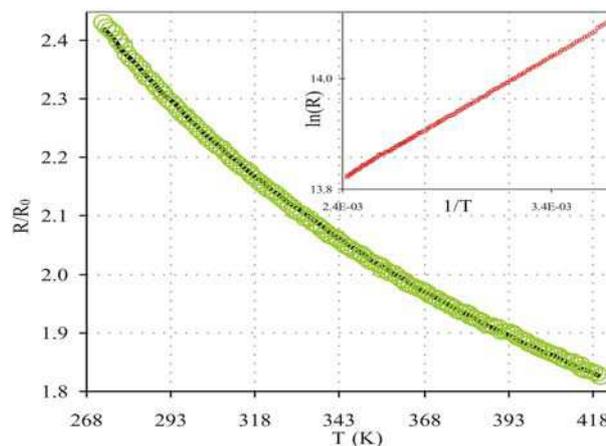
We studied the electrical transport characteristics of SWCNTs with the CS at different temperatures. Among the theoretical models that have been proposed to explain the observed experimental features in disordered heterogeneous systems [22,23] the Fluctuation Induced Tunneling (FIT) model [24] has been subject of attention [25]. The conduction electrons are delocalized here and free to move over very large distances as compared to atomic dimensions. In these systems electron transfer between large conductive segments separated by small insulating gaps dominates electrical conductivity.

The  $R(T)$  dependence of SWCNT network was measured in the range of 273 to 420 K (Figure 10). In this temperature range,  $R(T)$  dependence can be approximated by a FIT conductivity mechanism [12,24]:

$$R = R_0 e^{T_1/(T+T_0)} \quad (1)$$

In this expression  $R_0$  is the resistance at room temperature,  $T_1 = 2SV_0^2/(\pi k_B e^2 w)$  and  $T_0 = 4\hbar SV_0^{3/2}/(\pi^2 w^2 k_B e^2 \sqrt{2m})$  with  $S$  and  $w$  being the junction surface and width respectively,  $V_0$  is the depth of the potential well,  $m$  the electron mass,  $e$  the electron charge, and  $k_B$  and  $h$  ( $\hbar = h/2\pi$ ) are the Boltzmann and Planck constants, respectively. The solid curve in Figure 10 fits to the data based on Equation (1). The fit is very good over the whole temperature range studied suggesting, in accordance with what was previously reported by other authors [19,26], that FIT mechanism can be used for these aligned SWCNTs on CS.

**Figure 10.** Resistance vs. temperature for SWCNTs deposited on electrodes connected to the amplifier. Line is fit to the data obtained from Equation (1) with fit parameters:  $T_1 = 277$  K and  $T_0 = 40$  K. The inset shows the data in a  $\ln(R)$  vs.  $1/T$  plot.



Here, it was shown that SWCNTs have a strong dependence of electrical resistance with temperature, which suggests their potential use of the CS as a thermistor.

#### 4. Conclusions

In this work the feasibility of integration of a CMOS process with SWCNTs has been demonstrated. A dielectrophoresis assembly was used to deposit the SWCNTs over the electrodes. We successfully developed and tested at different humidities and temperatures a CS prototype which includes an amplifier and free electrodes. The SWCNT's resistance was shown to be sensitive to humidity changes within a specific range. Although the charge transfer effect from adsorbed H<sub>2</sub>O molecules tends to saturate at a certain point, care for the humidity condition must be taken for SWCNT sensor applications. The charge carrier properties in SWCNTs between electrodes were studied at different temperatures. Experimental data was consistent with the fluctuations induced tunneling model that emphasizes the role of energy barriers between the nanotubes. CMOS technology has been used for several years in electronic devices. In this work we propose to develop a new application of this technology through which sensors with low power consumption, excellent precision and low cost can be obtained.

#### Acknowledgements

This work was supported by Comision Nacional de Energia Atomica (CNEA), Agencia Nacional de Promocion Cientifica y Tecnologica (projects PAE 2004, PAE 2006 Nodo Nanotec) and Consejo Nacional de Investigaciones Cientificas y Tecnicas (CONICET).

#### References and Notes

1. Fung, C.; Zhang, M.; Dong, Z.; Li, W. Fabrication of CNT-based MEMS piezoresistive pressure sensors using DEP nanoassembly. In *Proceedings of IEEE NANO 2005*, Nagoya, Japan, July 11–15, 2005; pp. 199–202.
2. Sin, M.L.Y.; Chow, G.C.T.; Wong, G.M.K.; Li, W.J.; Leong, P.H.W.; Wong, K.W. Ultralow-power alcohol vapor sensors using chemically functionalized multiwalled carbon nanotubes. *IEEE Trans. Nanotechnol.* **2007**, *6*, 571–577.
3. Kauffman, D.; Star, A. Carbon nanotube gas and vapor sensors. *Angew. Chem. Int. Ed.* **2008**, *47*, 6550–6571.
4. Terranova, M.; Lucci, M.; Orlanducci, S.; Tamburri, E.; Sessa, V.; Reale, A.; Di Carlo, A. Carbon nanotubes for gas detection: materials preparation and device assembly. *J. Phys-Condens. Mat.* **2007**, *19*, 225004.
5. Maehashi, K.; Katsura, T.; Kerman, K.; Takamura, Y.; Matsumoto, K.; Tamiya, E. Label-free protein biosensor based on aptamer-modified carbon nanotube field-effect transistors. *Anal. Chem.* **2007**, *79*, 782–787.

6. Chen, R.; Choi, H.; Bangsaruntip, S.; Yenilmez, E.; Tang, X.; Wang, Q.; Chang, Y.; Dai, H. An investigation of the mechanisms of electronic sensing of protein adsorption on carbon nanotube devices. *Nano Lett.* **2003**, *3*, 727.
7. Rodríguez, D.; Lerner, B.; Perez, M.S.; Ibañez, F.; Leyva, A.; Bonaparte, J.; Rinaldi, C.; Boselli, A.; Lamagna, A. In comparison of the gas sensing properties of thin film sno produced by rgt0 and pore wetting technique. In *Proceedings of the 13th International Symposium on Olfaction and Electronic Nose*, Brescia, Italy, April 2009; pp. 377–380.
8. Star, A.; Tu, E.; Niemann, J.; Gabriel, J.; Joiner, C.; Valcke, C. Label-free detection of DNA hybridization using carbon nanotube network field-effect transistors. *Proc. Natl. Acad. Sci. USA* **2006**, *103*, 921.
9. Pohl, H. *Dielectrophoresis: The Behavior of Neutral Matter in Nonuniform Electric Fields*; Cambridge University Press: Cambridge, UK, 1978.
10. Li, J.; Zhang, Q.; Yang, D.; Tian, J. Fabrication of carbon nanotube field effect transistors by AC dielectrophoresis method. *Carbon* **2004**, *42*, 2263–2267.
11. Chen, C.; Agarwal, V.; Sonkusale, S.; Dokmeci, M. The heterogeneous integration of single-walled carbon nanotubes onto complementary metal oxide semiconductor circuitry for sensing applications. *Nanotechnology* **2009**, *20*, 225302.
12. Kim, G.; Jhang, S.; Park, J.; Park, Y.; Roth, S. Non-ohmic current-voltage characteristics in single-wall carbon nanotube network. *Synth. Met.* **2001**, *117*, 123–126.
13. Resasco, D.; Alvarez, W.; Pompeo, F.; Balzano, L.; Herrera, J.; Kitiyanan, B.; Borgna, A. A scalable process for production of single-walled carbon nanotubes (SWNTs) by catalytic disproportionation of CO on a solid catalyst. *J. Nanopart. Res.* **2002**, *4*, 131–136.
14. Bachilo, S.; Balzano, L.; Herrera, J.; Pompeo, F.; Resasco, D.; Weisman, R. Narrow (n, m)-distribution of single-walled carbon nanotubes grown using a solid supported catalyst. *J. Am. Chem. Soc.* **2003**, *125*, 11186–11187.
15. Herrera, J.; Balzano, L.; Pompeo, F.; Resasco, D. Raman Characterization of single-walled nanotubes of various diameters obtained by catalytic disproportionation of CO. *J. Nanosci. Nanotechnol.* **2003**, *3*, 133–138.
16. Alvarez, W.; Pompeo, F.; Herrera, J.; Balzano, L.; Resasco, D. Characterization of single-walled carbon nanotubes (swnts) produced by co disproportionation on co- mo catalysts. *Chem. Mater.* **2002**, *14*, 1853–1858.
17. Pop, E.; Mann, D.; Cao, J.; Wang, Q.; Goodson, K.; Dai, H. Negative differential conductance and hot phonons in suspended nanotube molecular wires. *Phys. Rev. Lett.* **2005**, *95*, 155505.
18. Pop, E.; Mann, D.; Wang, Q.; Goodson, K.; Dai, H. Thermal conductance of an individual single-wall carbon nanotube above room temperature. *Nano Lett.* **2006**, *6*, 96–100.
19. Salvato, M.; Cirillo, M.; Lucci, M.; Orlanducci, S.; Ottaviani, I.; Terranova, M.; Toschi, F. Charge transport and tunneling in single-walled carbon nanotube bundles. *Phys. Rev. Lett.* **2008**, *101*, 246804.
20. Na, P.; Kim, H.; So, H.; Kong, K.; Chang, H.; Ryu, B.; Choi, Y.; Lee, J.; Kim, B.; Kim, J. Investigation of the humidity effect on the electrical properties of single-walled carbon nanotube transistors. *Appl. Phys. Lett.* **2005**, *87*, 093101.

21. Zahab, A.; Spina, L.; Poncharal, P.; Marliere, C. Water-vapor effect on the electrical conductivity of a single-walled carbon nanotube mat. *Phys. Rev. B* **2000**, *62*, 10000–10003.
22. Kaiser, A.; Düsberg, G.; Roth, S. Heterogeneous model for conduction in carbon nanotubes. *Phys. Rev. B* **1998**, *57*, 1418–1421.
23. Zhang, R.; Baxendale, M.; Peijs, T. Universal resistivity-strain dependence of carbon nanotube/polymer composites. *Phys. Rev. B* **2007**, *76*, 195433.
24. Sheng, P.; Sichel, E.; Gittleman, J. Fluctuation-induced tunneling conduction in carbon-polyvinylchloride composites. *Phys. Rev. Lett.* **1978**, *40*, 1197–1200.
25. Kaiser, A. Electronic transport properties of conducting polymers and carbon nanotubes. *Rep. Progr. Phys.* **2001**, *64*, 1–49.
26. Ksenevich, V.; Seliuta, D.; Martunas, Z.; Kasalynas, I.; Valusis, G.; Galibert, J.; Kozlov, M.; Samuilov, V. Charge carrier transport properties in single-walled carbon nanotube fibers. *Acta Phys. Pol. A Gen. Phys.* **2008**, *113*, 1039–1042.

© 2010 by the authors; licensee Molecular Diversity Preservation International, Basel, Switzerland. This article is an open-access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution license (<http://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>).

# Sistema de Medición Remoto Basado en Dispositivos FPGA

Pablo D. Pareja Obregón, Alfredo Falcón, Martín Di Federico  
Pablo S. Mandolesi, Pedro M. Julián  
Dpto de Ing. Eléctrica y de Computadoras  
Universidad Nacional del Sur  
Bahía Blanca, Argentina  
pablopereja@ieee.org

**Resumen**—En el presente trabajo, se desarrolla un sistema de medición automatizado utilizando un dispositivo FPGA como nodo de medición y una computadora como nodo maestro de recolección de datos. La arquitectura es extendible a distintos dispositivos de medida, cambiando las variables a controlar y pudiendo utilizarse en aplicaciones remotas.

Este sistema fue desarrollado por el Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos y Electromecatrónicos (GISEE) de la Universidad Nacional del Sur.<sup>1</sup>

En el trabajo se trata la concepción, el diseño, y el desarrollo del sistema hasta llegar al sistema terminado.

## I. INTRODUCCIÓN

Las redes de datos son una de las áreas tecnológicas con mayor desarrollo en la actualidad. Sus aplicaciones van desde las telecomunicaciones, sistemas de seguridad, sistemas multimedia, hasta redes de sensores y sistemas embebidos[1][2]. Esto trae como consecuencia la tendencia actual a utilizar redes LAN o incluso conexiones directas a internet para controlar diversos dispositivos de la vida cotidiana[3]. Acorde con dicha tendencia, muchos módulos de sistemas embebidos ya vienen con soluciones y herramientas para redes Ethernet incorporadas. Esto facilita su incorporación en sistemas de medición remotos, así como acelera el tiempo de desarrollo de aplicaciones controlables a distancia.

Otra tecnología que está ganando terreno, debido a su flexibilidad y potencia son los arreglos lógicos programables en campo (FPGA)[4]. La posibilidad de programar las FPGA en tiempo de ejecución, sin moverlas del lugar de aplicación, es un factor clave a la hora de definir la arquitectura a utilizar en el diseño[5]. Actualmente los desarrollos con FPGAs, pueden aprovechar módulos de Ethernet y microprocesadores que ya vienen embebidos en las mismas.

<sup>1</sup>El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628, y por la UNS, Proyecto PGI 24/ZK12.

P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

P. Mandolesi es miembro de CIC (Comisión de Investigaciones Científicas), Pcia. Bs. As, La Plata, Argentina.

P. Pareja Obregón es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

A. Falcón es becario PRH de la Universidad Nacional del Sur, Av. Colón 80, Bahía Blanca, Argentina.

Como ventaja adicional de los sistemas de medida remotos, se encuentra la posibilidad de enviar comandos desde una estación de trabajo, sin la necesidad de encontrarse físicamente en el lugar donde se está realizando la medida. Esto resulta particularmente útil cuando la variable a medir se encuentra en lugares de difícil acceso, como es el caso de variables ambientales en zonas geográficas protegidas.

Este paradigma de sistemas de medida descentralizados, viene con problemáticas de sincronización asociadas. Definir el nodo maestro y los nodos esclavos en estas comunicaciones, es uno de los puntos clave a la hora de comenzar el desarrollo de cualquier sistema. La sincronización de los mismos deberá, a su vez, tener en cuenta cómo se almacenaran los datos recibidos y discriminar las fuentes de datos en el caso de contar con más de un nodo. Al mismo tiempo, la información temporal de los datos es un parámetro clave en transmisiones sujetas al ruido con posible pérdida de información en el camino.

Una red de sensores consiste en un conjunto de nodos con capacidad de sensado y cálculo limitadas, que pueden coordinarse a través de comunicaciones inalámbricas o cableadas, con el propósito de llevar adelante alguna tarea. La utilización de redes de sensores nos permite disponer de diversos tipos de información, al instante y desde cualquier sitio. En el presente trabajo, se desarrolla un sistema de medición remoto utilizando un dispositivo FPGA como nodo de medición y una computadora como nodo maestro de recolección de datos[6][7].

El dispositivo a medir consiste en un conversor de corriente a corriente, utilizado en la medición de los tiempos de respuesta de un fototransistor. El objetivo del trabajo es obtener las mínimas corrientes necesarias en el emisor, para cada valor de tiempo de encendido del mismo. De esta manera, contando con todos los pares de valores de corrientes de emisor y tiempos de encendido, se puede obtener el punto óptimo de trabajo para cualquier aplicación en particular.

El presente trabajo se divide de la siguiente manera: en la sección II se describe la arquitectura del sistema de medición propuesto, para luego desarrollar con mayor profundidad cada uno de los bloques implementados. En la sección III se muestran los resultados experimentales obtenidos, durante la etapa de evaluación del sistema, así como un análisis de los

tiempos de medida resultantes en relación con la resolución de los datos. En la sección IV se describen futuras mejoras en el sistema de medida y finalmente en la sección V se detallan las conclusiones del trabajo.

## II. DESARROLLO

El sistema propuesto ha sido diseñado de forma de asegurar máxima flexibilidad y facilidad de uso. Dado que en nuestra aplicación en particular, se requieren variar los diversos parámetros de la medición, es necesario que los algoritmos sean genéricos y de fácil extensión. Así se logran modificar los tiempos y resoluciones de la medición de manera sencilla y en tiempo de ejecución.

Aún cuando el uso de redes de sensores es muy ventajoso en muchas aplicaciones, se deben tener en cuenta sus limitaciones[8][9]. Cuando las redes utilizadas están compuestas por nodos inalámbricos, para evitar el cambio periódico de las fuentes de alimentación, un bajo consumo de energía es un requerimiento fundamental en el diseño. En nuestra aplicación en particular, debido a que todos los nodos utilizados por el momento cuentan con conexión directa a la red de energía, el bajo consumo no es un parámetro de peso en el diseño del sistema. Por otra parte, también existe un límite en cuanto a la memoria que disponen los nodos (FPGA) y su capacidad de procesamiento. En el sistema desarrollado, para evitar trabajar en el límite de la memoria de nuestra FPGA los datos son enviados de manera asincrónica en el momento en que son adquiridos, utilizando el protocolo estándar de comunicaciones RS232.

La aplicación de un sistema de medición descentralizado es un proceso que comprende diversas etapas a mencionar, nodo de control maestro, nodos de medición esclavos, relevamiento de datos, transmisión de paquetes obtenidos, y finalmente análisis de datos relevados. Cada una de estas etapas será explicada con mayor detalle en las secciones siguientes.

### II-A. Sistema

Un esquema del sistema completo se muestra en la Fig. 1. Nuestro dispositivo a medir consiste en un circuito, cuyos parámetros a modificar son la corriente de entrada ( $I_e$ ) y el tiempo de encendido ( $t_{duty}$ )[10]. Para cada par de valores tiempo-corriente, obtenemos una tensión de salida  $V_{out} = f(I_e, t_{duty})$ . Dicha salida es una señal digital que puede valer 0 o 1, es decir tiene un bit de ancho de palabra. Por otra parte, también existe una señal de reset que nos permite efectuar una nueva medición. El objetivo de nuestro ensayo, consiste en levantar la curva de corrientes  $I_e$  mínimas necesarias para que transicione la salida, en función del tiempo  $t_{duty}$  de encendido.

El sistema de medida diseñado consiste en una FPGA, que es la encargada de manejar las señales digitales del banco de pruebas, una computadora que actúa como nodo maestro, y una fuente de corriente de precisión Agilent E5270B. El ensayo, que se muestra en la Fig. 2, consiste en ir tomando sucesivos valores de corriente  $I_e$ , los cuales son controlados entre un valor mínimo de  $5 \mu A$  y un valor máximo de  $15 mA$ . Estos valores son ajustados mediante un script en Matlab,

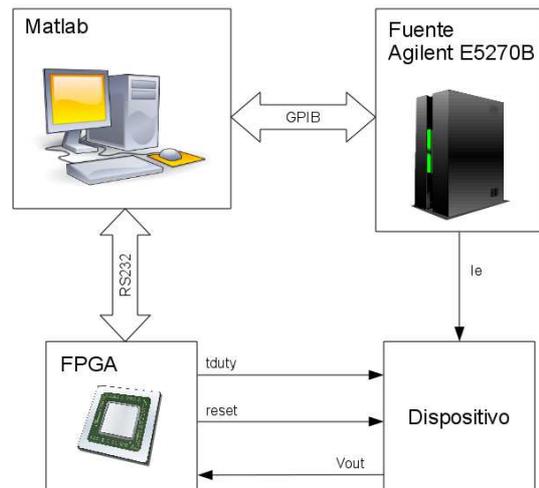


Figura 1. Sistema total

que a su vez se comunica con la fuente de corriente Agilent E5270B para fijar los valores propiamente dichos. Por otra parte, para cada valor de corriente, se envía una señal de control a la FPGA para que comience las mediciones. Dicha señal de control se transmite mediante una comunicación serie RS232[11]. Para cada medición, la FPGA reiniciará el circuito mediante un pulso digital de reset. A su vez, controlará la señal  $t_{duty}$  a través de la llave  $S_1$  que permite que la corriente  $I_e$  llegue a un diodo emisor de luz. Durante los tiempos de apagado de la llave  $S_1$ , la corriente  $I_e$  es derivada a tierra. La luz emitida llegará a la base de un fototransistor, que producirá la corriente de entrada al circuito de pruebas. Dicha corriente se integrará sobre una capacidad que finalmente producirá la tensión de salida  $V_{out}$ . Al variar el tiempo de encendido  $t_{duty}$  se puede controlar la cantidad de tiempo que se integra luz, y en consecuencia obtener el mínimo tiempo necesario para detectar una corriente determinada. A su vez, la tensión digital de salida es muestreada por la FPGA. La misma transmitirá el dato resultante a la computadora, mediante una comunicación serie. El script en Matlab recibirá los datos, los almacenará en una variable y comenzará el proceso nuevamente para una corriente mayor.

En este esquema, donde la computadora corriendo Matlab representa el nodo maestro, y tanto la fuente de corriente Agilent E5270B como la FPGA los nodos esclavos, la principal problemática a abordar es la sincronización entre el nodo maestro y los nodos esclavos. Para simplificar dicha sincronización, se decidió utilizar un protocolo estándar, robusto y ampliamente probado, como es el protocolo serie de comunicación RS232. Para la fuente de corriente Agilent E5270B, sin embargo, se decidió establecer la comunicación utilizando el protocolo GPIB, debido a la disponibilidad de las librerías necesarias.

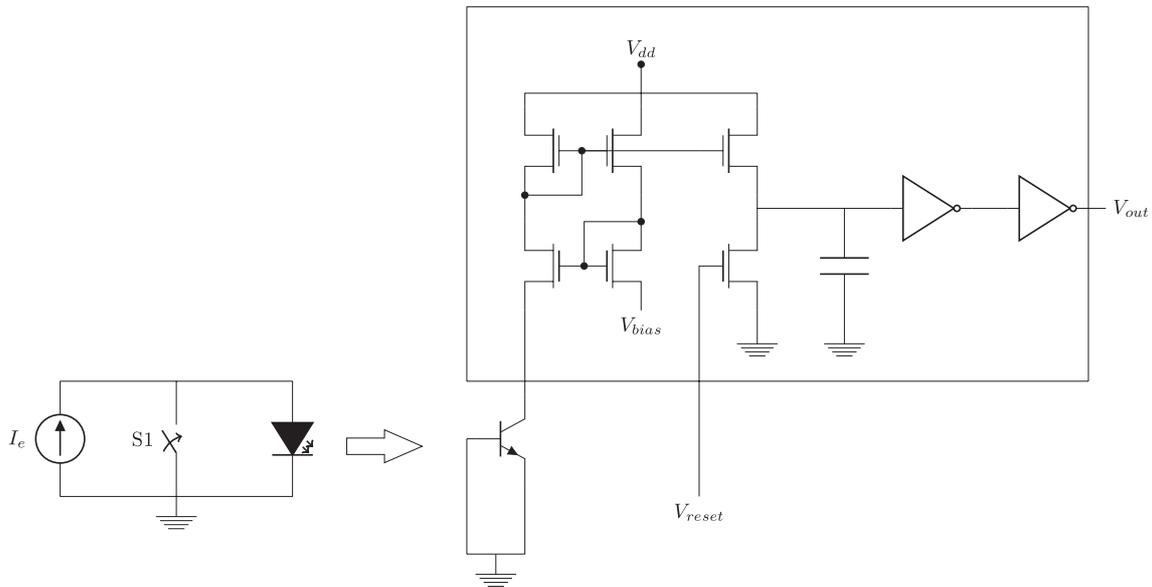


Figura 2. Ensayo realizado

### II-B. Nodo de Control Maestro

El control del nodo maestro se realiza mediante un script de Matlab. Un esquema del mismo se muestra en la Fig. 3. Básicamente consiste en ir fijando sucesivos valores de corriente en la fuente Agilent E5270B, dar la orden a la FPGA de comenzar una nueva corrida de mediciones, y esperar los resultados de la misma. La comunicación entre Matlab y la fuente de corriente Agilent E5270B se realiza por medio de una comunicación GPIB. Es importante tener en cuenta, que la fuente de corriente Agilent no permite manejar con precisión el tiempo en que se fija una variable o se toma una muestra. Debido a esto, la variación de los pulsos de corriente de emisor se realiza mediante llaves controladas por la FPGA, y no directamente mediante la fuente de corriente.

Por otra parte, los comandos a la FPGA se implementaron mediante una comunicación serie. Para los mismos se utilizaron librerías estándar provistas por Matlab. Para simplificar el sistema, se realizó una recepción asincrónica de los datos. Luego de enviado el comando de inicio a la FPGA, se espera un tiempo determinado. Este tiempo se corresponde con el tiempo total de medida de la FPGA, más un agregado de tiempo extra para tener en cuenta las variaciones debidas a que el planificador de tareas del sistema operativo no es de tiempo real. Los datos se reciben de manera asincrónica, por bloques. Cada bloque contiene la totalidad de las medidas realizadas en esa corrida de datos. La configuración de comunicación serie RS232 es 115200 baudios, 8 bits de datos, sin bit paridad, 2 bits de stop. Luego de este proceso, se varía nuevamente la corriente y se comienza una nueva medición. Al finalizar la medición de todas las corrientes requeridas, se almacenan los datos en un archivo para su posterior análisis.

### II-C. Nodo de Medición Esclavo

Como se mencionó anteriormente, la FPGA es la encargada de generar las señales digitales que controlan nuestro circuito de pruebas. Estas señales controlan por un lado la tensión de reset ( $V_{reset}$ ), y en segundo lugar manejan la llave CMOS ( $S_1$ ) conectada en paralelo con la fuente de corriente Agilent E5270B. Uno de los motivos principales para utilizar llaves

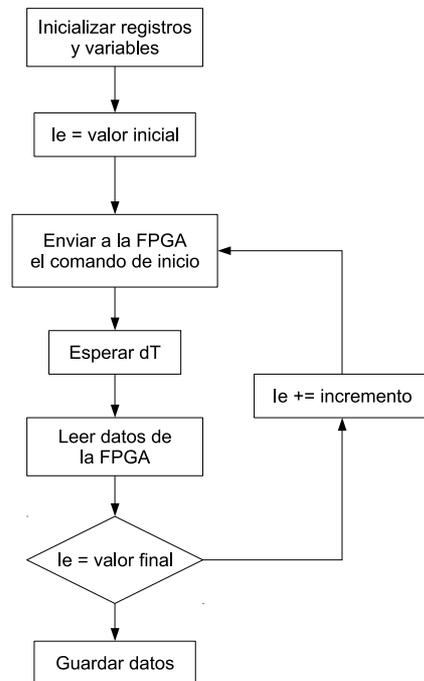


Figura 3. Algoritmo implementado en el nodo maestro

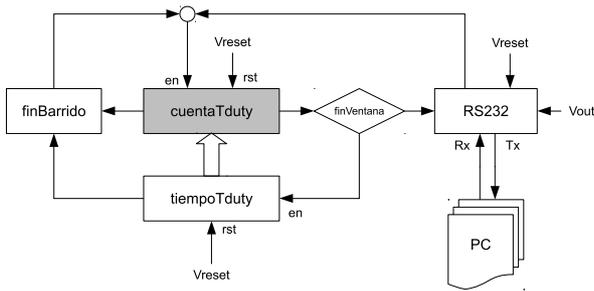


Figura 4. Algoritmo implementado en el nodo esclavo

CMOS es su consumo prácticamente nulo en la entrada de control, que debe ser manejada por la FPGA.

Un esquema del algoritmo utilizado se muestra en la Fig. 4. Dicho algoritmo maneja las llamadas *ventanas de tiempo*, durante las cuales se mantiene encendida la llave  $S_1$ , permitiendo el paso de la corriente  $I_e$  al diodo emisor. Estas ventanas deben variar entre dos valores conocidos, que serán el tiempo mínimo y máximo de la medición. Una vez finalizado cada pulso de corriente, se realiza la medida de la tensión de salida y se envía el resultado al nodo maestro.

El algoritmo fue implementado en Verilog, utilizando un kit de desarrollo Spartan 3 para la FPGA. El sistema consiste en una máquina de estados y dos contadores. La máquina de estados es la encargada de esperar la recepción de un comando RS232, el cual reiniciará los contadores. La máquina de estados a su vez, es la encargada de tomar muestras de la salida y enviar los datos mediante el protocolo serie RS232.

Los contadores son los encargados de generar un barrido en las ventanas de tiempo. El primer contador almacena el tamaño de la ventana de tiempo actual. Por otra parte, el segundo contador genera la ventana de tiempo propiamente dicha, manteniendo abierta la llave  $S_1$  mientras su cuenta sea menor que el tamaño indicado por el primer contador. Al finalizar la cuenta del segundo contador, se emite la señal *finBarrido* a la máquina de estados, indicando que se debe enviar un dato nuevo. A continuación se incrementa el primer contador, y se repite el proceso hasta llegar al máximo tamaño de ventana que se desea medir.

Para recibir y transmitir los datos mediante el protocolo serie, se necesitó desarrollar un módulo encargado de dicha tarea. El esquema utilizado se desarrolla en la sección siguiente.

#### II-D. Trasmisión de Paquetes

El sistema encargado de transmitir y recibir datos serie fue desarrollado en Verilog. El mismo se divide en 3 partes, un generador de baudios, un transmisor y un receptor. Como se comentó anteriormente, la velocidad de transmisión utilizada es 115200 baudios. Las FPGAs, sin embargo usualmente utilizan velocidades mucho mayores a 115200 Hz. En nuestro caso en particular, el reloj con que contamos es de 50 MHz. Eso significa que utilizaremos un reloj de alta velocidad, que

dividiremos para obtener un período tan cerca a 115200 veces por segundo como nos sea posible. Al contar con un reloj de 50 MHz, para generar 115200 Hz se debe dividir por un número que no es entero. La solución es dividir por el número potencia de 2 más cercano a la velocidad que queremos generar. Esto tendrá como consecuencia que en ocasiones se utilice un período menor y en ocasiones un período mayor. En promedio, la velocidad generada será la que estamos buscando y al contar con un reloj mucho mayor que la tasa de baudios, el error estará dentro de la variación aceptable por el protocolo.

Cuando se recibe la señal  $TxD\_start$ , que es emitida por la máquina de estados de la sección II-C, se toma un dato de 8 bits y se lo serializa utilizando un multiplexor. En ese momento la señal *busy* es emitida y se mantiene durante toda la transmisión. La señal  $TxD\_start$  es ignorada durante ese tiempo.

El receptor, por otra parte, va ensamblando los datos de la línea de entrada ( $RxD$ ) a medida que arriban. Esta línea será la que reciba los datos entrantes del protocolo RS232. Con cada byte recibido, se emite la señal *data\_ready* durante un período de reloj. Para determinar cuando arriba un nuevo dato o bit de inicio, sobremuestreamos la señal a un múltiplo de la tasa de baudios. Una vez que detectamos el bit de inicio, muestreamos la línea a la tasa de baudios conocida, para adquirir los bits de datos. En nuestro caso utilizamos un sobremuestreo de 8 veces. Al ser asincrónica, la señal  $RxD$  de entrada no tiene ninguna relación con nuestro reloj. Para solucionar esto, se utilizan dos flip flops tipo D, logrando así la sincronización con nuestro reloj. Los datos son a su vez filtrados, para evitar que picos de tensión en la línea  $RxD$  sean confundidos con bits de inicio. Para esto, se utiliza un algoritmo de decisión que muestrea 3 veces la señal. Finalmente, un registro de desplazamiento recolecta los bits de datos a medida que son recibidos.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El sistema fue probado en laboratorio y funcionó correctamente. Para la validación de los algoritmos de Verilog, se simuló el código desarrollado inyectando valores de entrada mediante una transmisión RS232 emulada. Por otra parte, para comprobar el correcto funcionamiento del sistema completo, se inyectaron datos conocidos y se comprobó que llegaran correctamente a la estación central. Debido a que la matriz a medir es amplia, es conveniente realizar pruebas intermedias con pocos datos, para acortar los tiempos de prueba del sistema de medida. El número total de muestras a tomar es  $n(I_e) * n(t_{duty})$ , donde  $n$  es el número de puntos. Entre las pruebas llevadas a cabo, se realizaron comunicaciones entre terminales serie y Matlab, y por último entre Matlab y la FPGA.

Finalmente se relevaron múltiples datos de manera continua, contrastándolos con los datos obtenidos a partir de resultados teóricos. En la figura 5 se muestran los resultados experimentales obtenidos durante una de las pruebas de laboratorio.

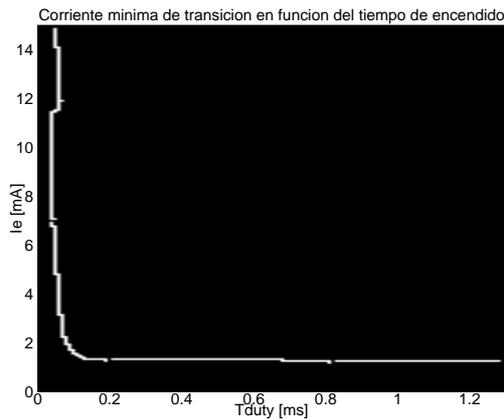


Figura 5. Resultados experimentales obtenidos

#### IV. FUTURAS MEJORAS

Como futura mejora se propone desarrollar un sistema de control embebido, que permita recibir los datos recolectados por la FPGA y almacenarlos en una memoria interna. Es importante mencionar, que se debería además diseñar una fuente de corriente programable de alta precisión. De esta manera, se podría reemplazar la fuente Agilent E5270B. Entre las ventajas de este método, se encuentra la mayor portabilidad del sistema, pudiendo incluir los módulos de medida en el mismo circuito que conforma el dispositivo a medir.

Es importante mencionar que en cuanto a la sincronización de la medición, en el presente trabajo no se encuentran mayores dificultades dado que las mediciones son relativamente lentas, y en un solo nodo. Sin embargo, dicha sincronización es un punto crítico para tener en cuenta en mediciones de más alta frecuencia y múltiples nodos.

Para poder realizar y controlar las mediciones de varios dispositivos en paralelo, se propone además transmitir los datos mediante una red Ethernet[12]. De esta manera, la recepción se realiza en una computadora conectada a la red, que será la encargada de procesar la información de todos los nodos y almacenarla para su posterior análisis[3]. Para acceder a la comunicación a través de la red Ethernet, se realizó una interfaz gráfica desarrollada con las librerías gráficas Qt[13], que vuelca los datos obtenidos a un archivo de texto. Sin embargo, como en un principio se requería medir los datos de un único dispositivo, dicha interfaz luego no fue utilizada.

Finalmente como alternativa al uso de una FPGA en los nodos de sensado, se podría utilizar un CPLD de bajo consumo. Esto permite disminuir el consumo, para su posterior inclusión en un nodo funcionando a baterías. Sin embargo, como en nuestro caso se propone utilizar redes Ethernet en futuras versiones, el uso de nodos con FPGA permite mayor flexibilidad en el diseño.

#### V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se trató la implementación de un sistema automático de medición y validación, implementado

con dispositivos FPGA. Esta aplicación resulta particularmente práctica para sistemas de medición con bajas constantes de tiempo, donde se debe iterar sobre distintos parámetros y cada medición lleva grandes cantidades de tiempo. De esta manera, dichos parámetros son configurables en el servidor, quien se encarga de supervisar las mediciones de manera automática y a su vez almacenando los datos resultantes.

Todo proyecto consta de varias etapas a mencionar, concepción, diseño e implementación, y testeo. Todas ellas han sido desarrolladas a lo largo del trabajo, mostrando la metodología con la que se atacó el problema que se pretendía resolver. En particular, el sistema fue probado satisfactoriamente en laboratorio. Se proponen algunas mejoras al sistema, las cuales serán implementadas una vez que se evalúe la eficacia del método y determinen las condiciones óptimas de trabajo.

#### REFERENCIAS

- [1] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, "Wireless integrated network sensors," *Communications of the ACM*, vol. 43, no. 5, pp. 51–58, May 2000.
- [2] C. Chong and S. Kumar, "Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, Aug. 2003.
- [3] H. E. Williams and D. Lane, *Web database applications with PHP & MySQL*. O'Reilly & Associates, 2004.
- [4] C. D. Araujo, M. D. Santos, and E. Barros, "A FPGA-based implementation of an intravenous infusion controller system," *IEEE International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors*, pp. 402–411, Jul. 1997.
- [5] W. Wolf, *FPGA-based system design*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ, USA, 2004.
- [6] Y. Bai and C. Hsu, "Design and Implementation of an Embedded Remote Electronic Measurement System," *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 1311–1316, Apr. 2007.
- [7] F. Yu, X. Shen, X. Song, and J. Chen, "Implementation and evaluation of object-oriented flexible measurement system," *9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, pp. 310–314, Aug. 2009.
- [8] B. Sadler, "Fundamentals of energy-constrained sensor network systems," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 20, no. 8, pp. 17–35, Aug. 2005.
- [9] P. Bustamante, U. Bilbao, N. Guarretxena, and G. Solas, "Wireless sensor for intravenous dripping detection," *14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pp. 399–402, Dec. 2007.
- [10] G. Ferri and N. C. Guerrini, *Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors*, 1st ed. Springer, Nov. 2010.
- [11] J. Campbell, *C Programmer's Guide to Serial Communications*, 2nd ed. Sams, Sep. 1993.
- [12] A. Lofgren, L. Lodesten, S. Sjöholm, and H. Hansson, "An analysis of FPGA-based UDP/IP stack parallelism for embedded Ethernet connectivity," *23rd NORCHIP Conference*, pp. 94–97, Nov. 2005.
- [13] M. K. Dalheimer, *Programming with Qt*. O'Reilly, 2002.
- [14] D. Johns and K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*, 1st ed. Wiley, Nov. 1996.
- [15] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 1st ed. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, Aug. 2000.

# Red de Sensores Hospitalaria para la Medición de Presión Endotraqueal

Pablo D. Pareja Obregón, Alfredo Falcón, Martín Di Federico  
Pablo S. Mandolesi, Pedro M. Julián  
Dpto de Ing. Eléctrica y de Computadoras  
Universidad Nacional del Sur  
Bahía Blanca, Argentina  
pablopereja@ieee.org

**Resumen**—En el presente trabajo se desarrolla la concepción, diseño e implementación de un sistema de medición de presión endotraqueal para pacientes intubados. El mismo fue probado tanto en laboratorio, como en condiciones normales de funcionamiento. Los bloques de sensado forman a su vez parte de una red de sensores hospitalaria, cuyo objetivo es adquirir tantas variables sobre los pacientes como sean requeridas por el personal médico.

Este sistema fue desarrollado por el Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos y Electromecatrónicos (GISEE) de la Universidad Nacional del Sur.<sup>1</sup>

En el trabajo se trata la concepción, el diseño, y el desarrollo del sistema hasta llegar al producto terminado.

## I. INTRODUCCIÓN

La microelectrónica y las redes de sensores se encuentran entre las áreas tecnológicas con mayor diversidad de campos de aplicación[1]. En particular, la medicina es una de las disciplinas afectadas con mayor impacto asociado[2][3]. Muchas de las aplicaciones electrónicas en medicina tienen como objetivo mejorar la calidad de los procedimientos, el control y la supervisión del paciente antes, durante o después de una determinada intervención[4][5][6].

Como resultado de un proyecto de colaboración entre un hospital local y la Universidad Nacional del Sur, se detectó la necesidad de llevar a cabo algún tipo de control sobre la presión endotraqueal en pacientes intubados. En la actualidad no existe ningún sistema de sensado de dicha presión, quedando la tarea relevada por las enfermeras de turno. Esto trae como consecuencia una apreciación subjetiva y poco confiable de las medidas realizadas. Por otra parte, por el hecho que la supervisión no es permanente, la detección de cualquier problema se puede realizar con una demora tal que el daño sea irreversible[7][8][9].

<sup>1</sup>El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628, y por la UNS, Proyecto PGI 24/ZK12.

P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

P. Mandolesi es miembro de CIC (Comisión de Investigaciones Científicas), Pcia. Bs. As, La Plata, Argentina.

P. Pareja Obregón es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET, Av. Rivadavia 1517, Buenos Aires, Argentina.

A. Falcón es becario PRH de la Universidad Nacional del Sur, Av. Colón 80, Bahía Blanca, Argentina.

Una red de sensores consiste en un conjunto de nodos con capacidad de sensado y cálculo limitadas, que pueden coordinarse a través de comunicaciones inalámbricas con el propósito de llevar adelante alguna tarea. La utilización de redes de sensores nos permite disponer de diversos tipos de información, al instante y desde cualquier sitio[10][11].

La motivación del presente trabajo es realizar una red de sensores hospitalarias, que incluya un sistema de medición de la presión del tubo endotraqueal en pacientes intubados. Este sistema debe realizar mediciones periódicas de la presión, y transmitirlos de manera inalámbrica a un nodo de procesamiento central. El nodo central será el encargado de almacenar los datos resultantes de la medición, y mostrar la información a través de una computadora al personal médico adecuado.

El presente trabajo se divide de la siguiente manera: en la sección II se describe la arquitectura del sistema de medición propuesto, para luego desarrollar con mayor profundidad cada uno de los bloques implementados. En la sección III se muestran los resultados experimentales obtenidos, durante la etapa de evaluación del sistema, así como pruebas realizadas sobre pacientes en una sala de terapia intensiva. En la sección IV se describen futuras mejoras en el sistema de medida y finalmente en la sección V se detallan las conclusiones del trabajo.

## II. DESARROLLO

El sistema propuesto ha sido diseñado teniendo en cuenta la facilidad de su uso, así como el mínimo consumo y mayor precisión posibles en la medida. Otro factor de peso en el diseño es la robustez del producto terminado, debido a que será transportado continuamente de lugar y por personal no especializado.

Si bien la utilización de redes de sensores tiene diversas ventajas en muchas aplicaciones, se deben tener en cuenta sus limitaciones[11]. En particular, cuando las redes utilizadas tienen como medio de comunicación nodos inalámbricos, un bajo consumo de energía es un requerimiento fundamental en el diseño. Esto es debido principalmente a que se debe evitar el cambio periódico de las fuentes de alimentación. Es por ello que en este tipo de redes se debe minimizar la comunicación, que es la tarea que mayor consumo de energía requiere. Para abordar esta problemática, se buscó realizar comunicaciones

periódicas de datos, en lugar de transmitir continuamente variables del paciente. Esta metodología utilizada se desarrolla en la sección II-A.

La aplicación de una red de sensores para medición de variables hospitalarios es un proceso que comprende diversas etapas a mencionar, sistema de medición, transmisión y recepción de los paquetes de información, análisis de los datos, y finalmente visualización de los mismos. Cada una de estas etapas será explicada con mayor detalle en las secciones siguientes.

### II-A. Sistema

Un esquema del sistema completo se muestra en la Fig. 1. El sistema se puede dividir en dos bloques, nodo sensor y base central. El nodo sensor es el encargado de adquirir la señal resultante de la medición y transmitirla a la base por radiofrecuencia. La base recibe la señal y luego de su procesamiento, la muestra en una interfaz realizada específicamente para dichos fines.

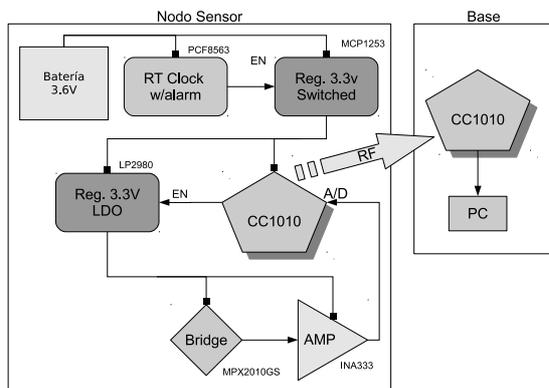


Figura 1. Diagrama en bloques del sistema completo

Como el nodo sensor es alimentado por una batería, es necesario que el consumo de energía sea lo más eficiente posible. Por otra parte, como la presión cambia muy lentamente con el tiempo, no es necesario medirla de manera continua. Es por esto, que para disminuir el consumo de energía, se decidió colocar un reloj de tiempo real encargado de prender el sistema periódicamente para realizar la medición. De esta manera, el reloj genera una señal que habilita el regulador principal, encendiendo a su vez un microcontrolador CC1010. Durante la medición de la presión, el microcontrolador prende otro regulador que alimenta el puente sensor de presión y su amplificador asociado.

Este esquema de manejo de energía, es utilizado para reducir notablemente el consumo. Esto se logra realizando mediciones durante 10 segundos, cada 15 minutos. La medición se realiza durante 10 segundos con el fin de obtener parámetros adicionales del paciente y detectar cualquier anomalía. Entre los parámetros adicionales medidos se encuentran la presión capilar y el pulso del paciente, entre otros.

Para poder prender y apagar periódicamente el sistema, se necesita un circuito con una muy buena precisión en cuanto a su base de tiempos. El circuito integrado utilizado, que implementa el reloj de tiempo real, es el PCF8593. Entre las características principales que influyeron sobre su elección, podemos encontrar el bajo consumo que presenta. Es importante mencionar, que dicho consumo es uno de los factores de mayor peso sobre el consumo total, ya que es el único componente del sistema que nunca será apagado.

Otra de las características importantes del circuito integrado PCF8593, es la posibilidad de contar desde centésimas de segundo, hasta días e incluso meses. El mismo posee 16 registros de 8 bits, los cuales cumplen distintas funciones. Entre ellas se encuentra configurar su comportamiento. Esto es importante, ya que dichos registros deberán ser configurados de manera previa al ser conectados al circuito, que será apagado y prendido de manera periódica.

Para suministrar energía al circuito, se utilizaron dos tipos de reguladores. El regulador principal es un convertidor de tensión en base a capacitores conmutados MCP1253. El motivo de dicha elección, es fundamentalmente su bajo consumo de energía mientras se encuentra en modo de apagado. Dicho consumo es de  $0,1\mu A$ . Sin embargo, el problema de este regulador es que al presentar conmutaciones, se introduce ruido al alimentar el puente del sensor MPX2010. Al introducir ruido en la etapa de sensado, el mismo es amplificado por las sucesivas etapas, obteniendo una medición poco confiable. Para disminuir este ruido, la solución fue agregar un segundo amplificador de mayor consumo y menor ruido, pero que fuera prendido únicamente mientras se realiza la medición. El regulador utilizado para esta segunda tarea fue un regulador lineal LDO2980. Si bien estos reguladores son menos eficientes en cuanto al uso de la energía, no introducen el ruido de conmutación asociado a los reguladores basados en circuitos conmutados.

### II-B. Sistema de Medición

El sistema de medición y acondicionamiento de señal debe ser capaz de medir presiones entre 0 y  $50mmHg$ . Estos valores de presión se deben convertir de manera lineal, en una tensión entre 0 y  $3,3V$ , con una precisión de  $1mmHg$  a fondo de escala. Este valor de tensión será la entrada del conversor A/D del transmisor.

La topología del sistema de medición utilizado se muestra en la Fig. 2. Se decidió utilizar el sensor MPX2010 debido a que posee compensación en temperatura y sus valores de resistencia están ajustados por láser, obteniendo una lectura final muy precisa. Este sensor posee una sensibilidad  $k_{sensor}$  de  $110\mu V/mmHg$  cuando se lo polariza con  $3,3V$ . Con este valor y los rangos de presión de entrada y tensión se salida se puede calcular la ganancia del amplificador como se muestra en la Ec. 1.

$$A_v = \frac{Spam\ entrada\ A/D}{k_{sensor} * Spam\ Presión} = 600 \quad (1)$$

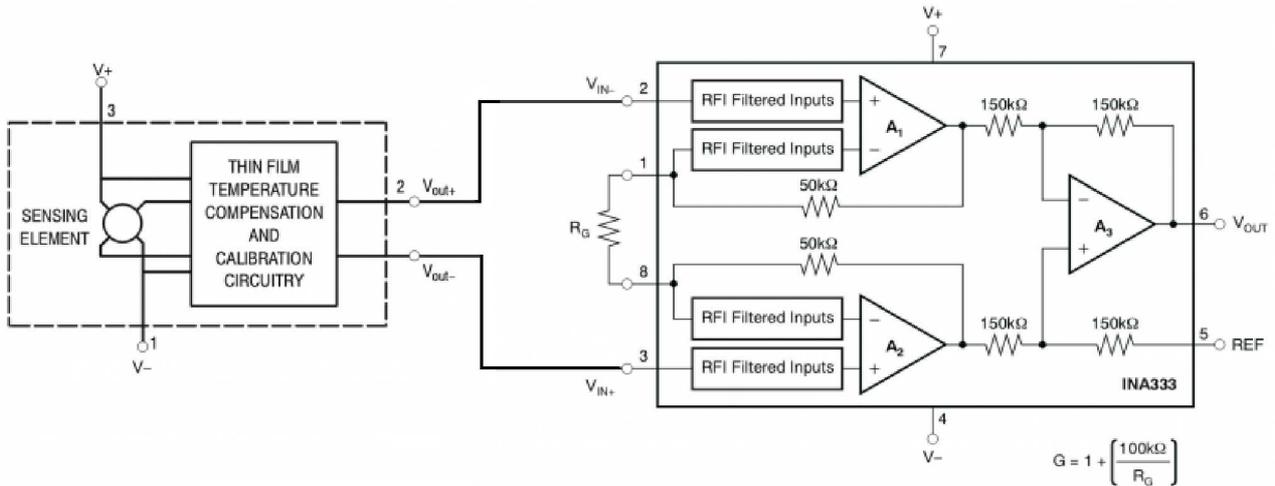


Figura 2. Sensado y acondicionamiento de la señal

La topología utilizada posee tres fuentes posibles de error. La primera fuente de error analizada es el ruido, para el cual se utilizó un ancho de banda máximo de  $100\text{Hz}$ . Como el sensor es resistivo se puede calcular el ruido del mismo como se indica en la Ec. 2

$$V_{n_{sensor}} = \sqrt{\int_{f=0}^{100} r^2(f) df} = 380\text{nV} \quad (2)$$

A continuación, podemos calcular el valor de presión de ruido como se indica en la Ec. 3. El ruido del sensor se puede despreciar, ya que el mismo debería dividirse por el módulo de la ganancia al cuadrado. En consecuencia basta con elegir un amplificador de bajo ruido, por lo que se eligió el amplificador de instrumentación INA333 que posee una densidad espectral de ruido de  $50\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

$$P_{n_{sensor}} = \frac{V_{n_{sensor}}}{k_{sensor}} = 3,45e^{-3}\text{mmHg} \quad (3)$$

Otra fuente de error es la variación de la ganancia. Dicha variación se puede controlar con la precisión de la resistencia  $R_G$ . Se decidió que la variación máxima de ganancia admisible es de  $1/3\text{mmHg}$  a fondo de escala. Para comenzar este análisis calculamos el valor de tensión correspondiente a  $1/3\text{mmHg}$ , como se muestra en la Ec. 4.

$$V_{1/3\text{mmHg}} = A_v k_{sensor} 1/3 \quad (4)$$

Por otra parte tenemos que la variación en la ganancia a fondo de escala es

$$\Delta V_{inA/D} = \Delta A_v k_{sensor} P_{max} \quad (5)$$

Igualando 4 y 5 tenemos

$$\Delta A_v = \frac{A_v 1/3}{P_{max}} = 4 \quad (6)$$

De la ecuación de ganancia del amplificador, tenemos que  $R_G$  debe ser  $166,94\Omega$ . Asumiendo que la ganancia es  $600 \pm 2$  tenemos que la resistencia  $R_G$  debe ser  $166,94 \pm 0,1\% \Omega$

Por último, analizamos la variación de la tensión de alimentación. Dichas variaciones cambian tanto la sensibilidad del sensor de presión, como la referencia del convertidor A/D. Es decir, se produce una variación de la presión medida a pesar de que su entrada se mantenga constante. Luego de tener en cuenta los distintos parámetros que afectan esta variación, se llegó a la conclusión que la máxima variación de tensión admisible es  $16,5\text{mV}$  para un error máximo en la medición de  $1/3\text{mmHg}$  a fondo de escala. Este valor pone restricciones sobre el ripple de salida de los reguladores. Los mismos deberán poseer un ripple máximo de  $0,5\%$  para una tensión nominal de salida de  $3,3\text{V}$ .

Es importante mencionar que el amplificador seleccionado posee bajo offset de entrada, y por lo tanto no influye en el desempeño del sistema.

### II-C. Transmisión y Recepción

Para implementar la transmisión y recepción de los datos, se utilizan las facilidades del microcontrolador CC1010 utilizado. El mismo posee una entrada analógica, en la cual se conecta la salida del amplificador. Esta entrada es convertida en una palabra digital mediante un convertidor analógico-digital de 10 bits de resolución. Una vez convertida la señal en un valor digital, es transmitida por radiofrecuencia a un nodo receptor implementado utilizando el mismo microcontrolador. La banda frecuencia utilizada es  $433\text{MHz}$ .

Durante la etapa de transmisión de datos, el consumo de corriente es de  $14\text{mA}$ . Es por esto que en el transmisor se deben limitar los tiempos de uso del canal de radiofrecuencia al mínimo. Para esto, el microcontrolador utilizado cuenta con la posibilidad de apagar el módulo de transmisión de datos mientras no se necesite. Para nuestra aplicación, se realiza la conversión analógico-digital en primer lugar, se procesan los datos y se prende el módulo de radiofrecuencia recién

cuando se vaya a enviar el resultado. Por otra parte, en el receptor no existen problemas de consumo, debido a que se puede extraer energía de la red eléctrica, o incluso del puerto con que esté conectado el nodo a la computadora.

#### II-D. Presentación de datos

Una vez que el receptor obtiene los datos de una medición, la señal adquirida es almacenada para su posterior uso. Sin embargo, es conveniente mostrar los resultados obtenidos, a medida que se realizan las mediciones. Para ello se desarrolló un programa de computadora utilizando librerías gráficas Qt[12]. En la figura 3 se muestra una captura de pantalla del mismo.

Es importante en este tipo de interfaces, además de mostrar la forma de los valores obtenidos y su variación a lo largo del tiempo, incluir condiciones de alarma. Para asegurar que las alarmas sean atendidas, su condición de apagado no puede ser temporal, sino que debe requerir la intervención del personal de turno.

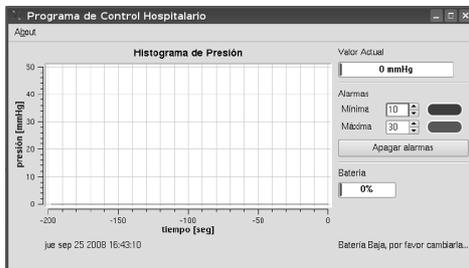


Figura 3. Programa desarrollado para el historial de presiones

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Durante el proceso de validación del sistema, se realizaron tanto pruebas de calibrado en laboratorio, como pruebas de funcionamiento bajo condiciones normales de uso. Para contrastar los datos obtenidos con los valores de presión reales, se utilizó una columna de mercurio estándar conectada en paralelo con nuestro sensor. En la figura 4 se muestra el resultado de variar la presión de entrada entre 0 y 50 mmHg, que serán las condiciones normales de funcionamiento. Como se puede observar, los resultados obtenidos concuerdan con los valores indicados por la columna de presión de referencia.

Por otra parte, es necesario caracterizar la variación de la medida entre distintos sensores. Para esto, se realizaron mediciones de ganancia y offset sobre una población de 10 sensores de presión. Los resultados concuerdan con el 1% de variación en la ganancia de los sensores, y una variación debida al offset de entrada menor a  $1/3\text{mmHg}$ . Estos valores permiten utilizar nuestro sistema sin necesidad de calibrado, característica fundamental a la hora de producir un dispositivo en grandes cantidades.

Por otra parte, el consumo del sensor es relativamente grande, debido a que presenta una impedancia de entrada de  $3k\Omega$ . Sin embargo, el sensor será conectado únicamente durante un instante de tiempo, mientras se está realizando la medición. Como luego el sensor será apagado en el resto del

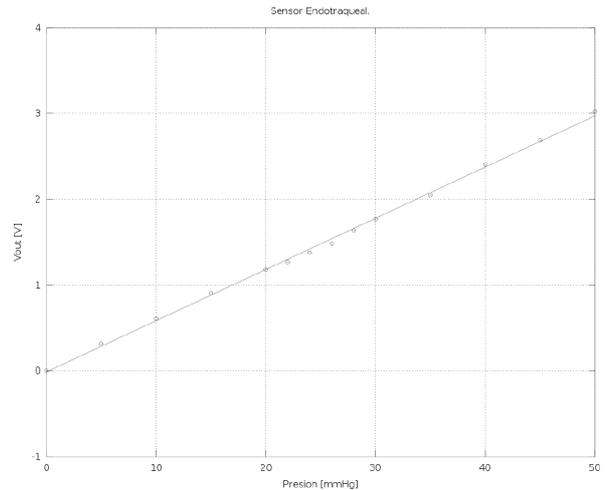


Figura 4. Caracterización del sistema

proceso, dicho consumo no será significativo en el consumo total del sistema.

Por último se realizaron mediciones en la sala de terapia intensiva en un hospital local. El motivo de dichas medidas fue obtener señales reales de presión endotraqueal, y así poder optimizar el cálculo de los filtros y demás parámetros del sistema. Para corroborar la validez de los valores obtenidos, se conectó además una placa adquisidora en paralelo con la salida de nuestro amplificador. Dicha placa adquisidora se conecta por un puerto USB con una computadora portátil donde se registran los datos. La tensión de alimentación de la placa adquisidora se obtiene de la misma computadora. Esto es necesario, ya que en todo equipamiento médico se requiere que no haya un camino de alimentación directo entre el paciente y la red eléctrica. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5. En la misma se puede observar la presión de salida del sensor amplificado y su correspondiente valor en  $\text{mmHg}$ . Se incluye además la información espectral de la señal.

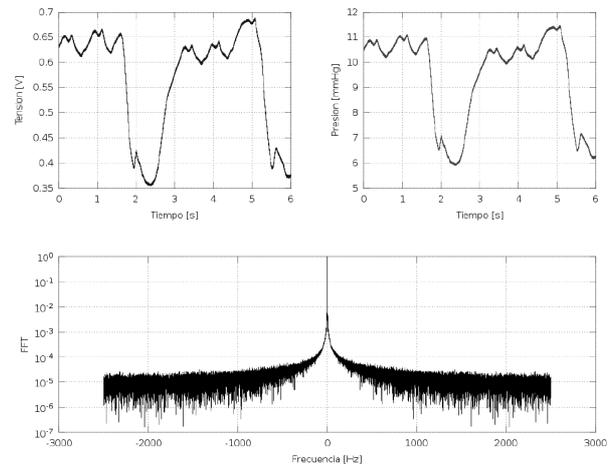


Figura 5. Medidas del sistema realizadas en un hospital local

#### IV. FUTURAS MEJORAS

Como futura mejora se propone incluir en el sistema mayor cantidad de sensores, que realicen el relevamiento de otras variables médicas como podrían ser el ritmo cardíaco y presión sanguínea, entre otras[13].

Para poder realizar y controlar las mediciones de varios pacientes en paralelo, se propone además realizar una interfaz que se conecte a internet. De esta manera, se pueden relevar datos de distintas habitaciones distribuidas a lo largo del hospital, o incluso entre distintos hospitales que compartan el sistema. Esto es particularmente útil ya que la recepción se puede realizar en cualquier computadora conectada a la red[14]. Por otra parte, el médico a cargo podría acceder a los datos desde cualquier computadora con acceso a dicha red.

#### V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se trató la implementación de una red de sensores hospitalaria para la medición de la presión endotraqueal en pacientes intubados. Dicha red es implementada con circuitos de aplicación específica y microprocesadores de propósito general. Esta aplicación resulta particularmente útil, ya que se obtienen variables de pacientes internados que en la actualidad no se miden con regularidad. Esto a su vez podría disminuir enormemente los gastos en que incurren los hospitales locales, debidos a tratamientos posteriores a la internación, y causados por lesiones del tubo endotraqueal.

Todo proyecto consta de varias etapas a mencionar, concepción, diseño e implementación, y testeo. Todas ellas han sido desarrolladas a lo largo del trabajo, mostrando la metodología con la que se atacó el problema que se pretendía resolver. En particular, el sistema fue probado satisfactoriamente en laboratorio y en un hospital local. Se proponen algunas mejoras al sistema, las cuales serán implementadas una vez que se evalúe la eficacia del sistema y determinen las condiciones óptimas de trabajo.

#### REFERENCIAS

- [1] C. Chong and S. Kumar, "Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, Aug. 2003.
- [2] P. Bustamante, U. Bilbao, N. Guarretxena, and G. Solas, "Wireless sensor for intravenous dripping detection," *14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pp. 399–402, Dec. 2007.
- [3] T. Fulford-Jones, G. Wei, and M. Welsh, "A portable, low-power, wireless two-lead EKG system," *26th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society of the IEEE*, vol. 1, pp. 2141–2144, Sep. 2004.
- [4] S. Young and K. Hsiao, "A pharmacokinetic model to study administration of intravenous anaesthetic agents," *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 13, no. 2, pp. 263–268, May 1994.
- [5] C. D. Araujo, M. D. Santos, and E. Barros, "A FPGA-based implementation of an intravenous infusion controller system," *Proceedings of the IEEE International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors*, pp. 402–411, Jul. 1997.
- [6] G. Dullerud, M. Csete, and J. Doyle, "Application of multivariable feedback methods to intravenous anesthetic pharmacodynamics," *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 1, pp. 791–795, Jun. 1995.
- [7] J. L. Stauffer, D. E. Olson, and T. L. Petty, "Complications and consequences of endotracheal intubation and tracheotomy. a prospective study of 150 critically ill adult patients," *The American journal of medicine*, vol. 70, no. 1, pp. 65–76, Jan. 1981.
- [8] J. R. Braz, L. H. Navarro, I. H. Takata, and P. N. Júnior, "Endotracheal tube cuff pressure: need for precise measurement," *São Paulo medical journal*, vol. 117, no. 6, pp. 243–7, Nov. 1999.
- [9] C. Ganner, "The accurate measurement of endotracheal tube cuff pressures," *British journal of nursing*, vol. 10, no. 17, pp. 1127–34, Sep. 2001.
- [10] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, "Wireless integrated network sensors," *Communications of the ACM*, vol. 43, no. 5, pp. 51–58, May 2000.
- [11] B. Sadler, "Fundamentals of energy-constrained sensor network systems," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 20, no. 8, pp. 17–35, Aug. 2005.
- [12] M. K. Dalheimer, *Programming with Qt*. O'Reilly, 2002.
- [13] R. Weber, "Transtacheal doppler: a new method of cardiac output measurement," *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 5, pp. 1571–1572, Nov. 1989.
- [14] H. E. Williams and D. Lane, *Web database applications with PHP & MySQL*. O'Reilly & Associates, 2004.
- [15] D. Johns and K. Martin, *Analog Integrated Circuit Design*, 1st ed. Wiley, Nov. 1996.
- [16] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 1st ed. McGraw-Hill, Aug. 2000.

# Sensor Network for Endotracheal Pressure Measurements in Hospital Environments

Pablo D. Pareja Obregón, Alfredo Falcón, Martín Di Federico, Pablo S. Mandolesi, Pedro M. Julián  
Dpto de Ing. Eléctrica y de Computadoras, Universidad Nacional del Sur

**Abstract**— This paper develops the concept, design and implementation of a pressure measurement system for endotracheal intubated patients. The system was tested both in laboratory and in a hospital environment during normal operating conditions. Sensing blocks are part of a hospital sensor network, which aims to acquire as many variables per patient as required by medical personnel.

The system was developed by the Electronic and Electromechanics Systems Research Group (GISEE) of the Universidad Nacional del Sur.

This work describes the conception, design, system development and the finished product accomplished.

**Keywords**— sensor networks, low power, microelectronics, electronic medical devices.

## I. INTRODUCCIÓN

La microelectrónica y las redes de sensores se encuentran entre las áreas tecnológicas con mayor diversidad de campos de aplicación[1]. En particular, la medicina es una de las disciplinas afectadas con mayor impacto asociado[2][3]. Muchas de las aplicaciones electrónicas en medicina tienen como objetivo mejorar la calidad de los procedimientos, el control y la supervisión del paciente antes, durante o después de una determinada intervención[4][5][6].

Como resultado de un proyecto de colaboración entre un hospital local y la Universidad Nacional del Sur, se detectó la necesidad de llevar a cabo algún tipo de control sobre la presión endotraqueal en pacientes intubados. En la actualidad no existe ningún sistema de sensado de dicha presión, quedando la tarea relevada por las enfermeras de turno. Esto trae como consecuencia una apreciación subjetiva y poco confiable de las medidas realizadas. Por otra parte, por el hecho que la supervisión no es permanente, la detección de cualquier problema se puede realizar con una demora tal que el daño sea irreversible[7][8][9].

Una red de sensores consiste en un conjunto de nodos con

capacidad de sensado y cálculo limitadas, que pueden coordinarse a través de comunicaciones inalámbricas con el propósito de llevar adelante alguna tarea. La utilización de redes de sensores nos permite disponer de diversos tipos de información, al instante y desde cualquier sitio[10][11].

La motivación del presente trabajo es realizar una red de sensores hospitalarias, que incluya un sistema de medición de la presión del tubo endotraqueal en pacientes intubados. Este sistema debe realizar mediciones periódicas de la presión, y transmitirlos de manera inalámbrica a un nodo de procesamiento central. El nodo central será el encargado de almacenar los datos resultantes de la medición, y mostrar la información a través de una computadora al personal médico adecuado.

El presente trabajo se divide de la siguiente manera: en la sección II. se describe la arquitectura del sistema de medición propuesto, para luego desarrollar con mayor profundidad cada uno de los bloques implementados. En la sección III. se muestran los resultados experimentales obtenidos, durante la etapa de evaluación del sistema, así como pruebas realizadas sobre pacientes en una sala de terapia intensiva. En la sección IV. se describen futuras mejoras en el sistema de medida y finalmente en la sección V. se detallan las conclusiones del trabajo.

## II. DESARROLLO

El sistema propuesto ha sido diseñado teniendo en cuenta la facilidad de su uso, así como el mínimo consumo y mayor precisión posibles en la medida. Otro factor de peso en el diseño es la robustez del producto terminado, debido a que será transportado continuamente de lugar y por personal no especializado.

Si bien la utilización de redes de sensores tiene diversas ventajas en muchas aplicaciones, se deben tener en cuenta sus limitaciones[11]. En particular, cuando las redes utilizadas tienen como medio de comunicación nodos inalámbricos, tener un bajo consumo de energía es un requerimiento fundamental en el diseño. Esto es debido principalmente a que se debe evitar el cambio periódico de las fuentes de alimentación. Es por ello que en este tipo de redes se debe minimizar la comunicación, que es la tarea que mayor consumo de energía requiere. Para abordar esta problemática, se buscó realizar comunicaciones periódicas de datos, en lugar de transmitir continuamente variables del paciente. Esta metodología utilizada se desarrolla en la sección A.

La aplicación de una red de sensores para medición de variables hospitalarios es un proceso que comprende diversas

---

El presente trabajo fue sustentado parcialmente por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Proyecto PICT 14628, y por la UNS, Proyecto PGI 24/ZK12.

P. Pareja Obregón es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET

A. Falcón es becario PRH de la Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina.

M. Di Federico es becario del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET

P. Julián es miembro del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas CONICET

P. Mandolesi es miembro de CIC (Comisión de Investigaciones Científicas), Pcia. Bs. As, La Plata, Argentina.

etapas a mencionar, sistema de medición, transmisión y recepción de los paquetes de información, análisis de los datos, y finalmente visualización de los mismos. Cada una de estas etapas será explicada con mayor detalle en las secciones siguientes.

### A. Sistema

Un esquema del sistema completo se muestra en la Fig. 1. El sistema se puede dividir en dos bloques, nodo sensor y base central. El nodo sensor es el encargado de adquirir la señal resultante de la medición y transmitirla a la base por radiofrecuencia. La base recibe la señal y luego de su procesamiento, la muestra en una interfaz realizada específicamente para dichos fines.

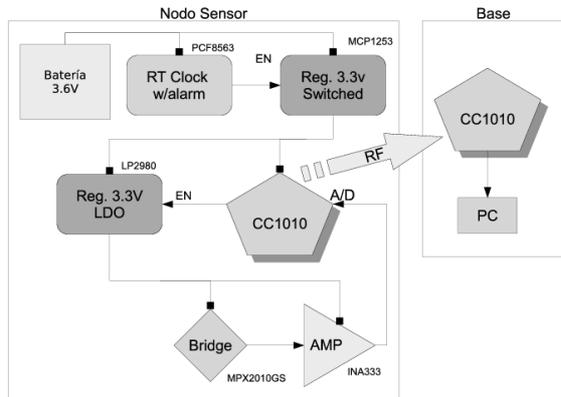


Figura 1. Diagrama en bloques del sistema completo.

Como el nodo sensor es alimentado por una batería, es necesario que el consumo de energía sea lo más eficiente posible. Por otra parte, como la presión cambia muy lentamente con el tiempo, no es necesario medirla de manera continua. Es por esto, que para disminuir el consumo de energía, se decidió colocar un reloj de tiempo real encargado de prender el sistema periódicamente para realizar la medición. De esta manera, el reloj genera una señal que habilita el regulador principal, encendiendo a su vez un microcontrolador CC1010. Durante la medición de la presión, el microcontrolador prende otro regulador que alimenta el puente sensor de presión y su amplificador asociado.

Este esquema de manejo de energía, es utilizado para reducir notablemente el consumo. Esto se logra realizando mediciones durante 10 segundos, cada 15 minutos. La medición se realiza durante 10 segundos con el fin de obtener parámetros adicionales del paciente y detectar cualquier anomalía. Entre los parámetros adicionales medidos se encuentran la presión capilar y el pulso del paciente, entre otros.

Para poder prender y apagar periódicamente el sistema, se necesita un circuito con una muy buena precisión en cuanto a su base de tiempos. El circuito integrado utilizado que implementa el reloj de tiempo real es el PCF8593. Entre las características principales que influyeron sobre su elección, podemos encontrar el bajo consumo que presenta. Es

importante mencionar, que dicho consumo es uno de los factores de mayor peso sobre el consumo total, ya que es el único componente del sistema que nunca será apagado.

Otra de las características importantes del circuito integrado PCF8593, es la posibilidad de contar desde centésimas de segundo, hasta días e incluso meses. El mismo posee 16 registros de 8 bits, los cuales cumplen distintas funciones. Entre ellas se encuentra configurar su comportamiento. Esto es importante, ya que dichos registros deberán ser configurados de manera previa al ser conectados al circuito, que será apagado y prendido de manera periódica.

Para suministrar energía al circuito, se utilizaron dos tipos de reguladores. El regulador principal es un convertidor de tensión en base a capacitores conmutados MCP1253. El motivo de dicha elección, es fundamentalmente su bajo consumo de energía mientras se encuentra en modo de apagado. Dicho consumo es de 0,1  $\mu$ A. Sin embargo, el problema de este regulador es que al presentar conmutaciones, se introduce ruido al alimentar el puente del sensor MPX2010. Al introducir ruido en la etapa de sensado, el mismo es amplificado por las sucesivas etapas, obteniendo una medición poco confiable. Para disminuir este ruido, la solución fue agregar un segundo amplificador de mayor consumo y menor ruido, pero que fuera prendido únicamente mientras se realiza la medición. El regulador utilizado para esta segunda tarea fue un regulador lineal LDO2980. Si bien estos reguladores son menos eficientes en cuanto al uso de la energía, no introducen el ruido de conmutación asociado a los reguladores basados en circuitos conmutados.

### B. Sistema de Medición

El sistema de medición y acondicionamiento de señal debe ser capaz de medir presiones entre 0 y 50 mmHg. Estos valores de presión se deben convertir de manera lineal, en una tensión entre 0 y 3,3 V, con una precisión de 1 mmHg a fondo de escala. Este valor de tensión será la entrada del conversor A/D del transmisor.

La topología del sistema de medición utilizado se muestra en la Fig. 2. Se decidió utilizar el sensor MPX2010 debido a que posee compensación en temperatura y sus valores de resistencia están ajustados por láser, obteniendo una lectura final muy precisa. Este sensor posee una sensibilidad  $k_{\text{sensor}}$  de 110  $\mu$ V/mmHg cuando se lo polariza con 3,3 V. Con este valor y los rangos de presión de entrada y tensión se salida se puede calcular la ganancia del amplificador como se muestra en la Ec. 1.

$$A_v = \frac{Spam_{\text{entrada}} A / D}{K_{\text{sensor}} * Spam_{\text{presión}}} = 600 \quad (1)$$

La topología utilizada posee tres fuentes posibles de error. La primer fuente de error analizada es el ruido, para el cual se utilizó un ancho de banda máximo de 100 Hz. Como el sensor es resistivo se puede calcular el ruido del mismo como se indica en la Ec. 2.

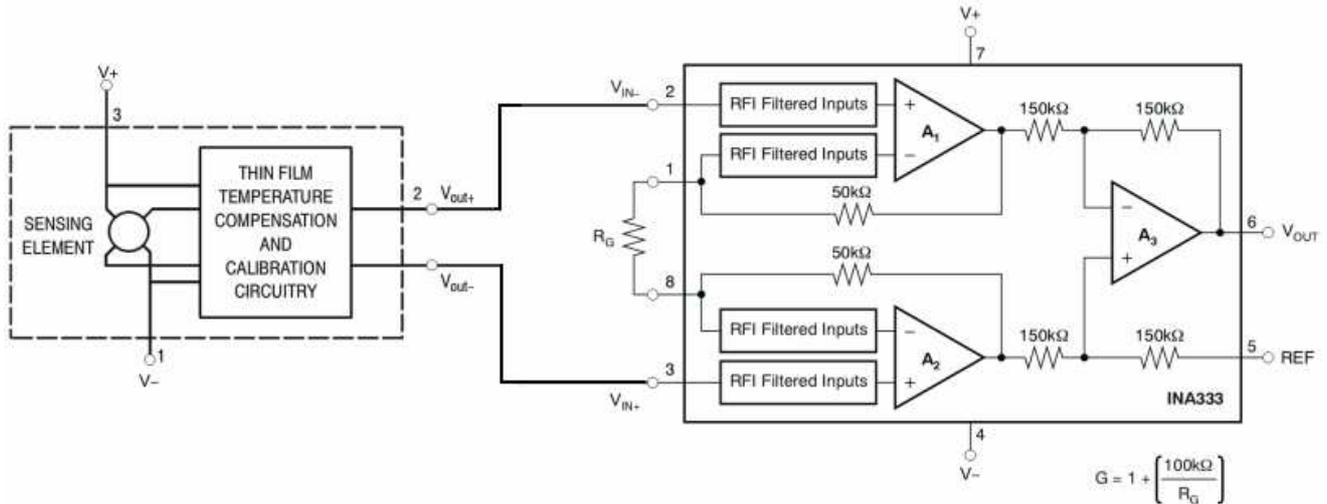


Figura 2. Sensado y acondicionamiento de la señal

$$V_{nsensor} = \sqrt{\int_{f=0}^{100} r^2(f)df} = 380nV \quad (2)$$

A continuación, podemos calcular el valor de presión de ruido como se indica en la Ec. 3. El ruido del sensor se puede despreciar, ya que el mismo debería dividirse por el módulo de la ganancia al cuadrado. En consecuencia basta con elegir un amplificador de bajo ruido, por lo que se eligió el amplificador de instrumentación INA333 que posee una densidad espectral de ruido acorde.

$$P_{nsensor} = \frac{V_{nsensor}}{K_{sensor}} = 3.45e^3 mmHg \quad (3)$$

Otra fuente de error es la variación de la ganancia. Dicha variación se puede controlar con la precisión de la resistencia  $R_G$ . Se decidió que la variación máxima de ganancia admisible es de 1/3 mmHg a fondo de escala. Para comenzar este análisis calculamos el valor de tensión correspondiente a 1/3 mmHg, como se muestra en la Ec. 4.

$$V_{1/3mmHg} = A_v K_{sensor} 1/3 \quad (4)$$

Por otra parte tenemos que la variación en la ganancia a fondo de escala es

$$\Delta V_{inA/D} = \Delta A_v K_{sensor} P_{max} \quad (5)$$

Igualando 4 y 5 tenemos

$$\Delta A_v = \frac{A_v 1/3}{P_{max}} = 4 \quad (6)$$

De la ecuación de ganancia del amplificador, tenemos que  $R_G$  debe ser 166,94  $\Omega$ . Asumiendo que la ganancia es  $600 \pm 2$  tenemos que la resistencia  $R_G$  debe ser  $166,94 \pm 0,1\% \Omega$ .

Por último, analizamos la variación de la tensión de alimentación. Dichas variaciones cambian tanto la sensibilidad del sensor de presión, como la referencia del convertor A/D. Es decir, se produce una variación de la presión medida a pesar de que su entrada se mantenga constante. Luego de tener en cuenta los distintos parámetros que afectan esta variación, se llegó a la conclusión que la máxima variación de tensión admisible es 16,5 mV para un error máximo en la medición de

1/3 mmHg a fondo de escala. Este valor pone restricciones sobre el ripple de salida de los reguladores. Los mismos deberán poseer un ripple máximo de 0,5% para una tensión nominal de salida de 3,3 V.

Es importante mencionar que el amplificador seleccionado posee bajo offset de entrada, y por lo tanto no influye en el desempeño del sistema.

### C. Transmisión y Recepción

Para implementar la transmisión y recepción de los datos, se utilizan las facilidades del microcontrolador CC1010 utilizado. El mismo posee una entrada analógica, en la cual se conecta la salida del amplificador. Esta entrada es convertida en una palabra digital mediante un convertor analógico-digital de 10 bits de resolución. Una vez convertida la señal en un valor digital, es transmitida por radiofrecuencia a un nodo receptor implementado utilizando el mismo microcontrolador. La banda frecuencia utilizada es 433 MHz.

Durante la etapa de transmisión de datos, el consumo de corriente es de 14 mA. Es por esto que en el transmisor se deben limitar los tiempos de uso del canal de radiofrecuencia al mínimo. Para esto, el microcontrolador utilizado cuenta con la posibilidad de apagar el módulo de transmisión de datos mientras no se necesite. Para nuestra aplicación, se realiza la conversión analógica-digital en primer lugar, se procesan los datos y se prende el módulo de radiofrecuencia recién cuando se vaya a enviar el resultado. Por otra parte, en el receptor no existen problemas de consumo, debido a que se puede extraer energía de la red eléctrica, o incluso del puerto con que esté conectado el nodo a la computadora.

### D. Presentación de datos

Una vez que el receptor obtiene los datos de una medición, la señal adquirida es almacenada para su posterior uso. Sin embargo, es conveniente mostrar los resultados obtenidos, a medida que se realizan las mediciones. Para ello se desarrolló un programa de computadora utilizando librerías gráficas

Qt[12]. En la Fig. 3 se muestra una captura de pantalla del mismo.

Es importante en este tipo de interfaces, además de mostrar la forma de los valores obtenidos y su variación a lo largo del tiempo, incluir condiciones de alarma. Para asegurar que las alarmas sean atendidas, su condición de apagado no puede ser temporal, sino que debe requerir la intervención del personal de turno.

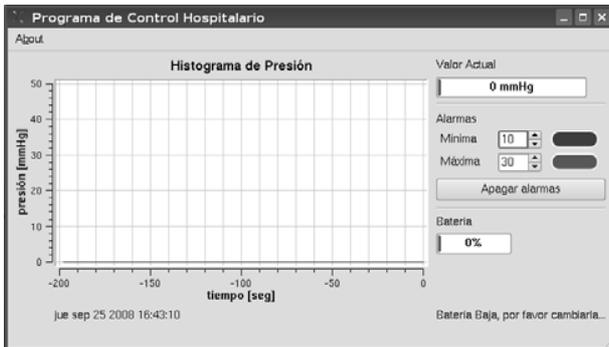


Figura 3. Programa desarrollado para el historial de presiones.

### III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Durante el proceso de validación del sistema, se realizaron tanto pruebas de calibrado en laboratorio, como pruebas de funcionamiento bajo condiciones normales de uso. Para contrastar los datos obtenidos con los valores de presión reales, se utilizó una columna de mercurio estándar conectada en paralelo con nuestro sensor. En la Fig. 4 se muestra el resultado de variar la presión de entrada entre 0 y 50 mmHg, que serán las condiciones normales de funcionamiento. Como se puede observar, los resultados obtenidos concuerdan con los valores indicados por la columna de presión de referencia.

Por otra parte, es necesario caracterizar la variación de la medida entre distintos sensores. Para esto, se realizaron mediciones de ganancia y offset sobre una población de 10 sensores de presión. Los resultados concuerdan con el 1% de variación en la ganancia de los sensores, y una variación debida al offset de entrada menor a 1/3 mmHg. Estos valores permiten utilizar nuestro sistema sin necesidad de calibrado, característica fundamental a la hora de producir un dispositivo en grandes cantidades.

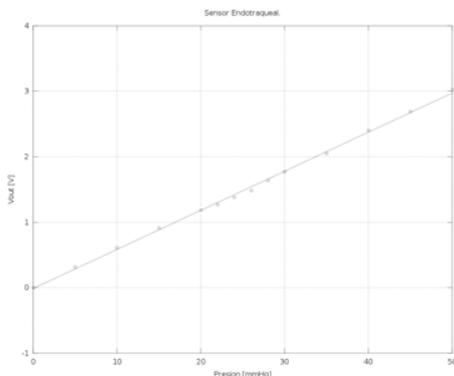


Figura 4. Caracterización del sistema.

Por otra parte, el consumo del sensor es relativamente grande, debido a que presenta una impedancia de entrada de 3kΩ. Sin embargo, el sensor será conectado únicamente durante un instante de tiempo, mientras se está realizando la medición. Como luego el sensor será apagado en el resto del proceso, dicho consumo no será significativo en el consumo total del sistema.

Por último se realizaron mediciones en la sala de terapia intensiva en un hospital local. El motivo de dichas medidas fue obtener señales reales de presión endotraqueal, y así poder optimizar el cálculo de los filtros y demás parámetros del sistema. Para corroborar la validez de los valores obtenidos, se conectó además una placa adquisidora en paralelo con la salida de nuestro amplificador. Dicha placa adquisidora se conecta por un puerto USB con una computadora portátil donde se registran los datos. La tensión de alimentación de la placa adquisidora se obtiene de la misma computadora. Esto es necesario, ya que en todo equipamiento médico se requiere que no haya un camino de alimentación directo entre el paciente y la red eléctrica. Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 5. En la misma se puede observar la presión de salida del sensor amplificado y su correspondiente valor en mmHg. Se incluye además la información espectral de la señal.

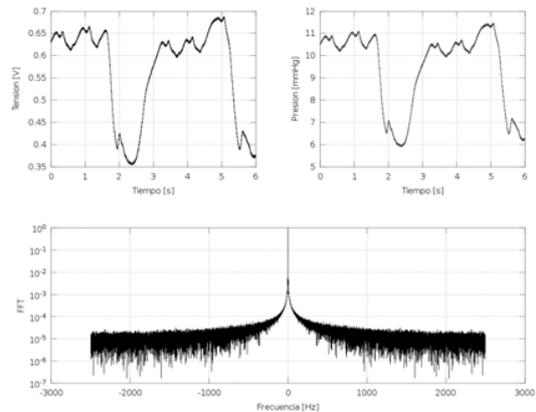


Figura 5. Medidas del sistema realizadas en un hospital local

### IV. FUTURAS MEJORAS

Como futura mejora se propone incluir en el sistema mayor cantidad de sensores, que realicen el relevamiento de otras variables médicas como podrían ser el ritmo cardíaco y presión sanguínea, entre otras[13].

Para poder realizar y controlar las mediciones de varios pacientes en paralelo, se propone además realizar una interfaz que se conecte a internet. De esta manera, se pueden relevar datos de distintas habitaciones distribuidas a lo largo del hospital, o incluso entre distintos hospitales que compartan el sistema. Esto es particularmente útil ya que la recepción se puede realizar en cualquier computadora conectada a la red[14]. Por otra parte, el médico a cargo podría acceder a los datos desde cualquier computadora con acceso a dicha red.

## V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se trató la implementación de una red de sensores hospitalaria para la medición de la presión endotraqueal en pacientes intubados. Dicha red es implementada con circuitos de aplicación específica y microprocesadores de propósito general. Esta aplicación resulta particularmente útil, ya que se obtienen variables de pacientes internados que en la actualidad no se miden con regularidad. Esto a su vez podría disminuir enormemente los gastos en que incurren los hospitales locales, debidos a tratamientos posteriores a la internación, y causados por lesiones del tubo endotraqueal.

Todo proyecto consta de varias etapas a mencionar, concepción, diseño e implementación, y testeo. Todas ellas han sido desarrolladas a lo largo del trabajo, mostrando la metodología con la que se atacó el problema que se pretendía resolver. En particular, el sistema fue probado satisfactoriamente en laboratorio y en un hospital local. Se proponen algunas mejoras al sistema, las cuales serán implementadas una vez que se evalúe la eficacia del sistema y determinen las condiciones óptimas de trabajo.

## REFERENCIAS

- [1] C. Chong and S. Kumar, "Sensor networks: evolution, opportunities, and challenges," Proceedings of the IEEE, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, Aug. 2003.
- [2] P. Bustamante, U. Bilbao, N. Guarretxena, and G. Solas, "Wireless sensor for intravenous dripping detection," 14th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 399–402, Dec. 2007.
- [3] T. Fulford-Jones, G. Wei, and M. Welsh, "A portable, low-power, wireless two-lead EKG system," 26th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society of the IEEE, vol. 1, pp. 2141–2144, Sep. 2004.
- [4] S. Young and K. Hsiao, "A pharmacokinetic model to study administration of intravenous anaesthetic agents," Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE, vol. 13, no. 2, pp. 263–268, May 1994.
- [5] C. D. Araujo, M. D. Santos, and E. Barros, "A FPGA-based implementation of an intravenous infusion controller system," Proceedings of the IEEE International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors, pp. 402–411, Jul. 1997.
- [6] G. Dullerud, M. Csete, and J. Doyle, "Application of multivariable feedback methods to intravenous anesthetic pharmacodynamics," Proceedings of the American Control Conference, vol. 1, pp. 791–795, Jun. 1995.
- [7] J. L. Stauffer, D. E. Olson, and T. L. Petty, "Complications and consequences of endotracheal intubation and tracheotomy. a prospective study of 150 critically ill adult patients," The American journal of medicine, vol. 70, no. 1, pp. 65–76, Jan. 1981.
- [8] J. R. Braz, L. H. Navarro, I. H. Takata, and P. N. J'uniór, "Endotracheal tube cuff pressure: need for precise measurement," S˜ao Paulo medical journal, vol. 117, no. 6, pp. 243–7, Nov. 1999.
- [9] C. Ganner, "The accurate measurement of endotracheal tube cuff pressures," British journal of nursing, vol. 10, no. 17, pp. 1127–34, Sep. 2001.
- [10] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, "Wireless integrated network sensors," Communications of the ACM, vol. 43, no. 5, pp. 51–58, May 2000.
- [11] B. Sadler, "Fundamentals of energy-constrained sensor network systems" Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, vol. 20, no. 8, pp. 17–35, Aug. 2005.
- [12] M. K. Dalheimer, Programming with Qt. O'Reilly, 2002.
- [13] R. Weber, "Transtracheal doppler: a new method of cardiac output measurement," Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, vol. 5, pp. 1571–1572, Nov. 1989.

- [14] H. E. Williams and D. Lane, Web database applications with PHP & MySQL. O'Reilly & Associates, 2004.
- [15] D. Johns and K. Martin, Analog Integrated Circuit Design, 1st ed. Wiley, Nov. 1996.
- [16] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, 1st ed. McGraw-Hill, Aug. 2000.



**Pablo D. Pareja Obregón** Recibió el Título de Ingeniero Electrónico en 2007 en la Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca. Desde el 2007 posee una beca de estudios de posgrado del CONICET. Actualmente se encuentra estudiando para obtener el título de Doctor en Ingeniería. Es ayudante de docencia en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras en la UNS desde el año 2004.



**Alfredo Falcón** Recibió el Título de Ingeniero Electrónico en la Universidad Nacional del Sur (UNS) en 2007. Becado por UNS durante el año 2003, Fundación Bapro desde 2004 hasta 2006 y por la Fundación Tarpuy durante 2007. En este momento se encuentra trabajando en el Doctorado en Ingeniería Eléctrica en procesamiento de señales para comunicaciones.



**Martín Di Federico** (S'06, GSM'07) Recibió el Título de Ingeniero Electrónico en 2006 y el de Doctor en Ingeniería en 2011, ambos en la Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca. Desde 2002 es Ayudante de docencia en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras en la UNS. Actualmente tiene una beca de posgrado del CONICET. Es miembro BoG de la CASS.



**Pablo S. Mandolesi** (S'87, M'96) nació en Bahía Blanca el 28 de enero de 1967. Recibió el título de Ingeniero Electrónico y el de Doctor en Ingeniería en la Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca. Desde 1998 es profesor en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras en la misma universidad. Es investigador del C.I.C. de la Provincia de Buenos Aires. Fue presidente del capítulo Argentina de la CASS.



**Pedro M. Julián** (S'93-M'99-SM'05) Recibió el Título de Ingeniero Electrónico en 1994 y el Doctorado en "Control de Sistemas" en 1999, ambos en Universidad Nacional del Sur (UNS). Fue becado en la Universidad de California Berkeley (2000 a 2002), en la Universidad Johns Hopkins (2002 a 2003) y obtuvo una beca Fulbright (2009) en la Universidad Johns Hopkins. Es Profesor Asociado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras (DIEC) en UNS e Investigador Independiente en el Consejo Nacional de Investigación de Argentina (CONICET). Es un miembro fundador del Consorcio de América Latina de Servicios Integrados (LACIS) y la Escuela Argentina de Microelectrónica (EAMTA). Se desempeñó como Vice Presidente de la Región 9 en la Sociedad de Circuitos y Sistemas (CASS) entre 2004 - 2007.





