

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



*Proyecto Fin de Carrera*

**Estudio comparativo de dos topologías de  
conversión de capacidad a tensión  
aplicables a implantes biomédicos para la  
medida remota de la presión arterial.**

(Comparative analysis of two capacitance-to-  
voltage conversion topologies applied to  
biomedical implants for blood pressure remote  
measurement.)

Para acceder al Título de

**INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN**

Autor: Renan de Brito Leme

JULIO -2013

# INGENIERÍA TÉCNICA DE TELECOMUNICACIÓN

## CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

**Realizado por: Renan de Brito Leme**

**Director del PFC: Miguel Ángel Allende Recio**

**Título:** “Estudio comparativo de dos topologías de conversión de capacidad a tensión aplicables a implantes biomédicos para la medida remota de la presión arterial.”

**Title:** “Comparative analysis of two capacitance-to-voltage conversion topologies applied to biomedical implants for blood pressure remote measurement.”

**Presentado a examen el día:**

para acceder al Título de

## INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

### Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Mar Martínez Solórzano

Secretario (Apellidos, Nombre): Yolanda Lechuga Solaegui

Vocal (Apellidos, Nombre): Miguel Angel Allende Recio

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera N°  
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos:

*"En primer lugar me gustaría agradecer a mis padres y mis abuelos que me dieron todo el apoyo para estudiar, tuvieron fe en mis esfuerzos, mis sueños, y es gracias a ellos que estoy hoy aquí en España presentando este trabajo. También me gustaría acordarme del resto de mi familia, por su confianza y cariño hacia a mí.*

*En segundo lugar, me gustaría agradecer al profesor Miguel Ángel Allende Recío la oportunidad que me ha brindado de realizar este proyecto y aprender con él. También me gustaría nombrar a José Ángel Miguel Díaz que no solo fue un gran amigo como también un tutor durante estos meses de trabajo, así como a todo el grupo de Ingeniería Microelectrónica del departamento TEISA por permitirme realizar este proyecto.*

*En tercero,*

*A todos mis profesores, desde el colegio hasta la universidad.*

*A todos mis amigos de Jacutinga que siempre me apoyaron, a mis amigos y compañeros de carrera de Itajubá, porque sin su apoyo, consejos y ayuda seguro que no estaría escribiendo estas líneas ahora.*

*A los ERASMUS y estudiantes del Ciencia Sin Fronteras (2012-2013) por sus amistades, consejos, ayudas, fiestas, viajes e intercambio cultural que me han regalado. Fuisteis mi familia durante diez meses y espero que sigáis siendo mis amigos para siempre.*

*A la Universidad Federal de Itajubá por proporcionarme conocimientos y amistades para toda la vida, así como a la Universidad de Cantabria que me recibió de brazos abiertos"*

## ÍNDICE

---

<b>OBJETIVOS</b>	<b>0</b>
<b>MOTIVACIÓN</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN</b>	
<b>1.1 -Introducción</b>	<b>2</b>
<b>1.2 -Cronología histórica del estudio de la presión</b>	<b>4</b>
<b>1.3 -Historia del estudio de la presión arterial</b>	<b>4</b>
<b>1.4 -Los transductores de presión</b>	<b>5</b>
<b>1.4.1-Transductores capacitivos – Principio de conversión capacidad –tensión</b>	<b>5</b>
<b>1.4.2-Principio de funcionamiento del sensor diferencial</b>	<b>7</b>
<b>1.4.3-Circuito de acondicionamiento de señal</b>	<b>8</b>
<b>1.4.4-Algunas aplicaciones</b>	<b>8</b>
<b>1.5-Importancia de la medida de la presión arterial</b>	<b>8</b>
<b>CAPÍTULO 2: REVISIÓN DE LA BIBLIOGRAFIA Y CONCEPTOS BASICOS</b>	
<b>2.1-Como simular una capacidad variable en Pspice</b>	<b>10</b>
<b>2.2-Llaves analógicas</b>	<b>12</b>
<b>2.3-Inyección de cargas</b>	<b>13</b>
<b>2.4-Compensación de inyección de cargas con transistores Dummy</b>	<b>15</b>
<b>2.5-Amplificador Operacional (OPAMP)</b>	<b>15</b>
<b>2.5.1-Introducción</b>	<b>15</b>
<b>2.5.2-Modelo básico</b>	<b>16</b>
<b>2.5.3-Respuesta en frecuencia</b>	<b>17</b>
<b>2.5.4-Efectos del ancho de banda finito del OPAMP</b>	<b>19</b>
<b>2.6-Ampificador de instrumentación (AI)</b>	<b>20</b>
<b>2.6.1-Características básicas</b>	<b>20</b>
<b>2.6.2-Characteriscas de entrada del AI</b>	<b>23</b>
<b>2.6.3-Impedancia de entrada</b>	<b>24</b>

2.6.4-No linealidad	24
2.6.5-Rechazo al modo común	25
2.6.6-Tensión de OFFSET	25
2.7-Modulación y Demodulación AM	26
2.7.1-Introducción	26
2.7.2-Ripple	26
2.7.3-Diagonal clipping	27
2.8-Ruidos	30
2.8.1-Introducción	30
2.8.2-Valor RMS del ruido	30
2.8.3-Suma de los ruidos	31
2.8.4-Ruido térmico	31
2.8.5-Densidad espectral del ruido térmico y cuántico (SHOT)	32

### CAPITULO 3: TOPOLOGÍAS ESTUDIADAS

3.1-Topología 1	33
3.1.1-Introducción	33
3.1.2-Descripción teórica del sensor	33
3.1.3-Descripción del circuito modulador AM	35
3.1.4-Descripción del circuito demodulador AM	43
3.1.5-Descripción de amplificador de instrumentación	47
3.1.6-Análisis del ruido	49
3.2-Topología 2	56
3.2.1-Introducción	56
3.2.2-Operación del circuito	56
3.2.3-Error de inyección de cargas	57
3.2.4—Salida $V(\text{out})$	58
3.2.5-Salida $V(\text{out})$ con los errores debida a la ganancia finita	59
3.2.6- Salida $V(\text{out})$ con los errores debida a la ganancia finita y las capacidades parasitas	60
3.2.7-Resultados	62

<b>CONCLUSIONES</b>	<b>67</b>
<b>ANEXOS</b>	<b>69</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>70</b>

**Estudio comparativo de dos topologías de conversión de capacidad a tensión aplicables a implantes biomédicos para la medida remota de la presión arterial.**

## Objetivos

Actualmente en el mercado electrónico existe una gran necesidad de circuitos conversores de capacidad en tensión, así como de sensores diferenciales de presión, tanto para la industria general como para aplicaciones en el campo de la biomedicina. Del mismo modo, existe también una fuerte demanda de ingenieros electrónicos con amplios conocimientos en biomedicina, ya que se trata de un área que crece día a día.

El propósito de este proyecto de fin de carrera consiste en hacer un estudio y comparación entre dos métodos de conversión de capacidad en tensión para aplicaciones en implantes biomédicos, así como de sus respectivos circuitos electrónicos, que en un futuro permitirán medir la presión arterial en tiempo real. Con los resultados de dicho estudio comparativo, se espera obtener la mayor cantidad de datos posibles, como por ejemplo respuesta en frecuencia, consumo, etc. para poder afirmar cual es el mejor circuito aplicable a sensores de presión para implantes biomédicos. Este proyecto también tiene como uno de sus objetivos el complementar los conocimientos del alumno en el campo de la microelectrónica, dado que se ha requerido de una exhaustiva revisión de varios temas no tratados durante la formación académica, como transistores *Dummy*, inyección de cargas, capacidades conmutadas, análisis de ruidos, uso del simulador *Pspice*, etc. Del mismo modo, ha sido necesario reforzar varios conocimientos en el área de la electrónica de comunicaciones, como por ejemplo, modulación AM, demodulación AM, análisis de circuitos con amplificadores operacionales, diagramas de Bode, etc. Finalmente, se ha realizado un esfuerzo en ampliar conocimientos en aspectos técnicos de actualidad orientados a la microelectrónica aplicada a la biomedicina, especialmente aquellos relacionados con la medida remota de parámetros fisiológicos útiles para el diagnóstico de hipertensión arterial.

Para poder alcanzar el objetivo propuesto, se parte con la ventaja de contar con artículos de temática similar, los cuales han sentado una base útil a partir de la cual desarrollar estudios como el presentado en este documento y los posteriores que puedan llegar a llevarse a cabo. En dichos artículos, citados en las referencias, y debido a cuestiones de espacio, no se incluyen la totalidad de las deducciones matemáticas, así como tampoco se muestran todos los detalles de las simulaciones y de los experimentos prácticos. Sin embargo, en este trabajo, se ha tratado de continuar con los avances ya logrados, aprender de las conclusiones extraídas de los mismos y tratar de avanzar un paso más allá. Adicionalmente, en este nuevo trabajo se ha tratado de simular los circuitos con más grado de detalle, así como para más altas frecuencias, de forma que puedan ser aplicados al caso particular de implantes biomédicos.

Todos los objetivos comentados, su desarrollo y las conclusiones obtenidas, se incluyen en la presente memoria, cuya estructura sigue las siguientes directrices. Para comenzar, en el primero de los capítulos, se realiza un toma de contacto con lo que son y cómo funcionan los circuitos, sensores e implantes. Se tratará de explicar de una forma clara y breve los aspectos más relevantes que deben conocerse para entender cómo están hechos dichos dispositivos, su manera de operar, y sus aplicaciones en el mundo real.

El segundo capítulo está centrado en los nuevos conocimientos que fueron adquiridos para comenzar la investigación. Se incluye en este capítulo un breve resumen

de las técnicas utilizadas y una breve revisión de la literatura consultada. Más concretamente, se hará un estudio profundo de la inyección de cargas, llaves analógicas, transistores Dummy y del comportamiento del amplificador operacional para altas frecuencias.

En el tercer capítulo se explican las dos diferentes topologías de conversión capacidad-voltaje estudiadas. Se tratará de describir la funcionalidad de cada circuito, explicando todos los detalles posibles, así como las deducciones matemáticas y simulaciones gráficas obtenidas con la herramienta Pspice.

Finalmente, el último de los capítulos recoge las conclusiones y la evaluación de los resultados del estudio comparativo entre las dos topologías, que se pueden extraer de todo el trabajo realizado; y a partir de ellas todas las posibles líneas futuras de investigación que se podrían llevar a cabo en estudios posteriores sobre el tema.

## **Motivación**

Debido a gran importancia de medición de la presión arterial para prevenir y diagnosticar enfermedades del sistema cardiovascular, la motivación de este trabajo es estudiar y aplicar todos los conocimientos expuestos en las secciones anteriores a circuitos electrónicos, para hacer posible, mediante el tratamiento de la señal de los sensores, la generación de una señal analógica que sea un modelo de la presión arterial. Una vez comprobado que el método es eficaz, se procederá a la fabricación de un circuito integrado con todos los componentes del sensor y del bloque de tratamiento de señal, para una futura implantación en el paciente. Así, con esta tecnología el paciente podrá ser monitoreado en tiempo real, y el chip será capaz de transmitir el histórico de su presión arterial para su evaluación y almacenaje.

# 1

## Introducción

### 1.1 Introducción

Durante este primer capítulo se realizará una exposición sobre qué es y cómo funciona un circuito convertidor de capacidad a tensión utilizado en aplicaciones biomédicas. Este tipo de técnicas ha sido utilizada exhaustivamente por la industria, conjuntamente a sensores de presión para los más diversos tipos de aplicaciones, como meteorología, registro de datos ambientales, hidrología, industria petrolífera, sistemas de aviación, plantas industriales automatizadas con sistemas neumáticos, así como por la biomedicina, que será el tema tratado en este trabajo.

Mientras que la electrónica convencional es construida mediante técnicas de fabricación de circuitos impresos en placas grandes de silicio y usan generalmente dispositivos discretos, este trabajo expone un estudio de circuitos con tecnología CMOS, con el objetivo de miniaturizar el circuito para su futura implantación en el paciente.

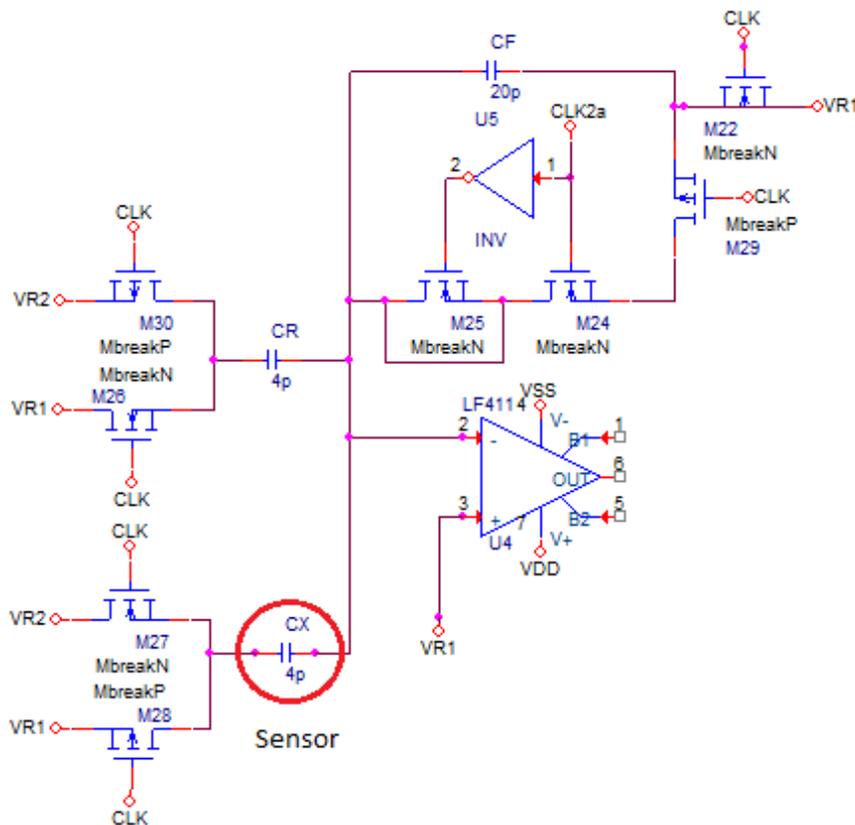
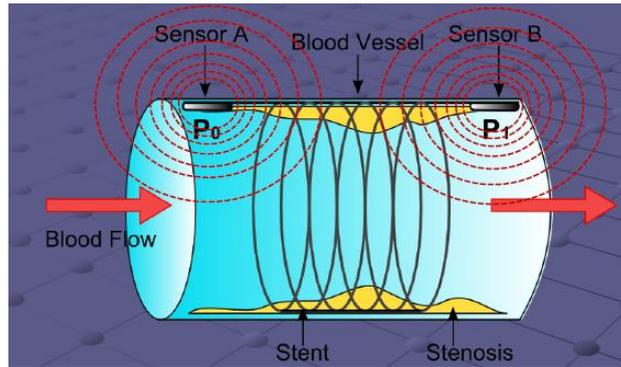


Figura 1.1 – Vista del esquemático del circuito convertidor capacidad a voltaje



**Figura 1.2 – Vista simplificada del implante biomédico**

Los implantes electrónicos prometen revolucionar las mediciones remotas de señales físicas y fisiológicas, gracias a que permiten la integración de la microelectrónica basada en silicio con la biomedicina, haciendo posible la construcción de micro-circuitos implantables de baja potencia. Se trata por tanto de una tecnología integradora, ya que permite el desarrollo conjunto de sensores y circuitos miniaturizados y lo más importante, supone una revolución en la realización de análisis clínicos, aumentando la capacidad de previsión, percepción y control de enfermedades relacionadas al sistema cardiovascular.

Los sensores presentes en este tipo de dispositivos recogen información del entorno a través de medidas mecánicas, térmicas, biológicas, químicas y fenómenos magnéticos. La electrónica procesa esa información derivada por los sensores y a través de ciertas decisiones proporciona señales proporcionales a, por ejemplo, el posicionamiento, la regulación, el bombeo, etc.; permitiendo de ese modo controlar el entorno para conseguir algún resultado o propósito concreto.



**Figura 1.3 – Sensores biomédicos**

Dado que los dispositivos están fabricados utilizando técnicas de fabricación microelectrónica por lotes, es posible conseguir niveles sin precedentes de funcionalidad, fiabilidad y sofisticación en un pequeño chip de silicio a un costo relativamente bajo.

## 1.2 Cronología histórica del estudio de la presión

Probablemente el estudio de la presión comenzó en el siglo XVI cuando el italiano Galileo Galilei (1564-1642) recibió una patente por un sistema de bomba de agua usada para la irrigación que era capaz de elevar el líquido hasta 10 metros. Otro físico italiano que estudió los efectos de la presión fue Evangelista Torricelli (1608-1647), quien en el año 1643 desarrolló el barómetro. Fue el primer individuo en medir la presión atmosférica con su tubo de mercurio, y llegó a conclusión de que la presión atmosférica tiene un valor de 760 mmHg. Torricelli concluyó también que el espacio dejado por el mercurio, cuando el mismo descendía por el tubo, no contenía materia de tipo alguno y lo llamó de “vacuum” (vacuo).

Cinco años más tarde, el francés Blaise Pascal uso el barómetro para mostrar que en lo alto de las montañas la presión del aire era menor.

Otro el físico importante que estudió la presión fue alemán Otto Von Guericke, quien en 1650 desarrolló la primera bomba de aire eficiente, con la cual Robert Boyle realizo experimentos sobre compresión y descompresión.

Unos 200 años más tarde, el físico y químico francés, Joseph Louis Gay-Lussac, descubrió que la presión de un gas en un tubo cerrado a un volumen constante es proporcional a su temperatura.

En 1849, Eugene Bourdon recibió una patente por el Tubo de Bourdon, aún utilizado a día de hoy en mediciones de presiones relativas.

En 1893, E.H. Amagat utilizó el pistón de peso muerto en mediciones de presión [1].

## 1.3 Histórica del estudio de la presión arterial

Súsruta, un médico indio del siglo III d.C, puede haber sido el primer hombre en percibir síntomas clínicos relacionados a la hipertensión. Algunos de sus tratamientos incluían la reducción de sangre cortando las venas o aplicando sanguijuelas. Personalidades reconocidas como el Emperador Amarillo (en China), Cornelio Celso, Galeno e Hipócrates abogaron por tales tratamientos.

El primer médico que estudio formalmente la hipertensión fue el Dr. William Harvey (1578-1657) quién con sus descubrimientos de la circulación sanguínea alrededor del cuerpo escribió su libro *De motu cordis*.

La primera medida de presión arterial registrada en la historia fue realizada por Stephen Hales en 1733.

En 1669 Lower definió la presión como tono.

En 1783 se descubrió la contribución de las arteriolas periféricas en el mantenimiento de la presión arterial, por Sénac.

El papel de los nervios vasomotores en la regulación de la presión arterial fue observado por investigadores como Claude Bernard (1813-1878), Charles-Édouard Brown-Séquard (1817-1894) y Augustus Waller (1856-1922). El fisiólogo británico William Bayliss (1860-1924) profundizó en este concepto en una monografía publicada en 1923.

En 1808, Thomas Young realizó una descripción inicial de la hipertensión como enfermedad. En 1836, el médico Richard Bright observó cambios producidos por la hipertensión sobre el sistema cardiovascular en pacientes con enfermedad renal crónica.

La presión arterial elevada por primera vez en un paciente sin enfermedad renal fue constatada por Frederick Mahomed (1849-1884). No fue hasta 1904 que la restricción de sodio fue introducida, mientras que una dieta basada en arroz se popularizó alrededor de 1940.

Cannon y Rosenblueth desarrollaron el concepto de control humoral de la presión arterial e investigaron los efectos farmacológicos de la adrenalina. Tres colaboradores que permitieron avanzar especialmente el conocimiento de los mecanismos humorales de control de presión arterial fueron T. R. Elliott, Sir Henry Dale y Otto Loewi.

En 1868, George Johnson postuló que la causa de la hipertrofia ventricular izquierda (HVI) en la enfermedad descrita por Bright fue la presencia de hipertrofia muscular en las arterias más pequeñas de todo el cuerpo. Nuevos estudios patológicos clínicos realizados por sir William Gull y HG Sutton (1872) dieron lugar a una descripción más detallada de los cambios cardiovasculares producidos en la hipertensión. Frederick Mahomed fue uno de los primeros médicos en incorporar sistemáticamente la medición de la presión arterial como parte de una evaluación clínica.

El reconocimiento de la hipertensión primaria o esencial se le atribuye a la obra de Huchard, Vonbasch y Albutt. Observaciones realizadas por Janeway y Walhard llevaron a demostrar el daño que la hipertensión puede producir en un órgano blanco, el cual llevó a calificar a la hipertensión como el “asesino silencioso”. Los conceptos de la renina, la angiotensina y aldosterona fueron demostrados por varios investigadores a finales del siglo XIX y principios del siglo XX. Nikolái Korotkov inventó la técnica de la auscultación para la medición de la presión arterial. Los nombres Irvine H. Page, Donald D. Van Slyke, Harry Goldblatt, John Laragh y Jeremy B. Tuttle son prominentes en la literatura sobre la hipertensión, y su trabajo repercutió en una mejora en la actual comprensión de las bases bioquímicas de la hipertensión esencial. Cushman y Ondetti desarrollaron una forma oral de un inhibidor de una enzima convertidora a partir de péptidos de veneno de serpiente y se les acredita con la síntesis exitosa del antihipertensivo captopril [2].

## 1.4 Los transductores de presión

En la actualidad, los transductores de presión se utilizan para el control de sistemas de presión, como por ejemplo instalaciones de presión de aire, o para controlar presiones en calderas y dirigirlas mediante un sistema de regulación y control. Por otro lado, los transductores de presión también se pueden usar en diversas aplicaciones biomédicas, como puede ser la medida de la presión arterial. La posibilidad de dar como salida una señal normalizada permite conectar los transductores de presión a cualquier sistema de regulación, lo que ofrece al usuario un sin fin de posibilidades de uso. Los transductores de presión se usan también para el control de sistemas de filtro. En caso que se genere una presión en una de las dos entradas de un transductor de presión diferencial, se indicará un valor. En conexión con un sistema de control se puede generar una señal de alarma indicando que el filtro está saturado, lo que permite trabajar de forma segura y limpia.

Los transductores han sufrido un fuerte desarrollo en las últimas décadas, especialmente con la ayuda del avance en el campo de circuitos integrados, mediante el cual los procesos de fabricación permiten la creación de los sensores y las funciones de control en el mismo sustrato de silicio. Desde entonces, se han realizado notables progresos en la mejora de dichos transductores, gracias a la fuerte aportación de capital tanto por parte de gobiernos como de industrias.

Además de la comercialización de los transductores integrados, se ha propuesto y demostrado la viabilidad de dispositivos más complejos para aplicaciones en campos tan variados como fluídica, biomedicina, análisis químico etc. Algunas ramas de los

transductores integrados han atraído un gran interés por parte de los investigadores, debido a su alto potencial de mercado de aplicación.

### 1.4.1 Transductores Capacitivos-Principio de conversión capacidad-tensión

En el campo de la electricidad y la electrónica, un condensador o capacitor es un dispositivo construido por dos conductores, generalmente en forma de placas o láminas, separados por un material dieléctrico (o por el vacío) actuando como aislante, y que, sometidos a una diferencia de potencial (d.d.p.) adquieren una determinada carga eléctrica.

A esta propiedad de almacenamiento de carga se le denomina capacidad o capacitancia. En el Sistema Internacional de Unidades (SI) la capacidad se mide en Faradios (F), siendo 1 faradio la capacidad de un condensador en el que, sometidas sus placas a una d.d.p. de 1 voltio, estas adquieren una carga eléctrica de 1 culombio.

La capacidad de 1 faradio es mucho más grande que la de la mayoría de los condensadores, por lo que en la práctica se suele indicar la capacidad en micro  $\mu\text{F} = 10^{-6}$ , nano-  $\text{nF} = 10^{-9}$  o pico-  $\text{pF} = 10^{-12}$  -faradios.

El valor de la capacidad viene definido por las fórmulas siguientes:

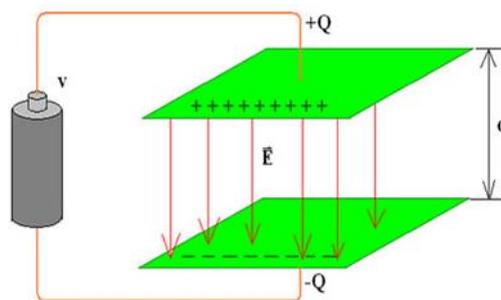
$$C = \frac{Q}{V} \tag{1}$$

Dónde:

C: Capacidad

Q: Carga eléctrica

V: Diferencia de potencial (d.d.p)



*Figura 1.4 Condensador de placas paralelas*

$$C = \epsilon \frac{A}{d} \tag{2}$$

Dónde:

C: Capacidad

$\epsilon$ : Permisividad del Material

d: Distancia entre las placas

A: Área de las placas

Derivando (2) en función de la distancia y aproximando  $\frac{dC}{dd} \cong \Delta C$ , tenemos:

$$\Delta C \cong \Delta \varepsilon \frac{A}{d} + \Delta A \frac{\varepsilon}{d} - \Delta d \frac{\varepsilon A}{d^2} \quad (3)$$

Sustituyendo (2) en (3):

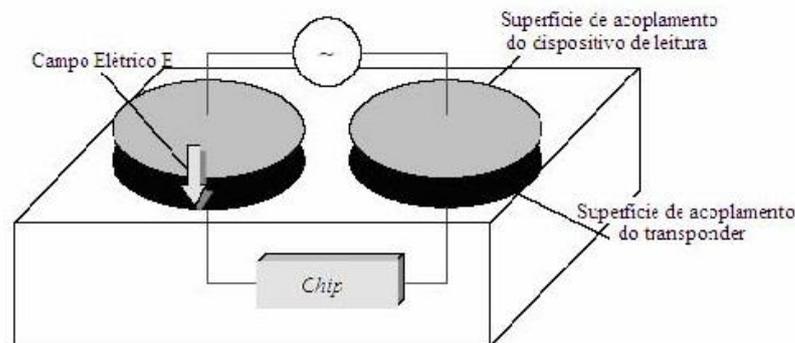
$$\frac{\Delta C}{C} \cong \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} + \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta d}{d} \quad (4)$$

En la ecuación (4) podemos ver claramente que la capacidad depende de la variación de la distancia entre placas, por lo que al aplicar una presión en un sensor de placas paralelas, la distancia entre dichas placas descenderá, produciéndose una variación en su capacidad equivalente.

En cuanto al aspecto constructivo, tanto la forma de las placas o armaduras como la naturaleza del material dieléctrico son sumamente variables. Existen condensadores formados por placas, usualmente de aluminio, separadas por aire, materiales cerámicos, mica, poliéster, papel o por una capa de óxido de aluminio obtenido por medio de la electrolisis.

### 1.4.2 Principio de funcionamiento del sensor diferencial

La presión ejercida sobre los diafragmas de un sensor de placas paralelas es la que hace con que dichas placas del condensador se deformen, cambiando así la capacidad de mismo. Con este cambio, la tensión entre las placas varía proporcionalmente, también generando así una señal variable en el tiempo.



**Figura 1.5 Parte constructiva del diafragma.**

En el caso de la medida de la presión sanguínea, un diafragma (sensor) similar al de la figura 1.5 es introducido en la arteria del paciente, tal y como se ha mostrado en la figura 1.2. Con la pulsación arterial el diafragma se deforma generando una señal analógica, la cual es función a la presión diferencial a través de él y su posición es detectada por las placas de ambos sensores.

Los tipos de sensores de presión digitales básicamente se diferencian por su aplicación en cuanto al tipo de presión a medir. La parte constructiva de sus membranas es diseñada y calculada para captar el tipo de presión deseada, mientras que el procesamiento de la señal del sensor es muy parecido entre todos los tipos hasta llegar a su procesamiento de manera digital.

Por ello los principales sensores de este tipo son:

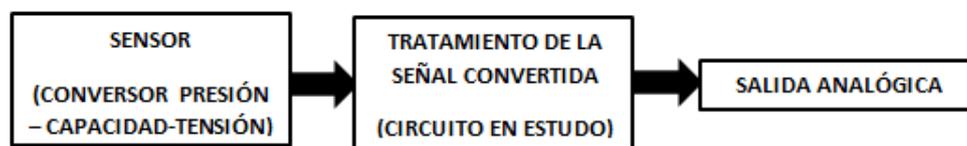
- Sensor digital de presión Absoluta
- Sensor digital de presión Diferencial

- Sensor digital de presión Relativa
- Sensor digital de presión Vacío

### 1.4.3 Circuito de acondicionamiento de señal

La figura 1.6 muestra el diagrama en bloques de un circuito de lectura de sensores de presión. Dicho diagrama está constituido de tres bloques: el sensor, el cual se encarga de obtener una diferencia de capacidad mediante el condensador que varía con la presión, el circuito que trata la señal obtenida del sensor (con OPAMP's, filtrados, moduladores, demoduladores y OPAMP's de instrumentación) y la salida analógica.

Una vez obtenida la conversión de capacidad a voltaje, a la salida analógica se le asigna un valor que representa la diferencia de presión obtenida, señal que se usará para una lectura remota que permita la medida la presión arterial.



*Figura 1.6 Diagrama en bloques básico de un sensor digital de presión capacitivo.*

Este trabajo se enfoca principalmente en los circuitos que conforman las etapas de procesamiento de señal, que son: conversión presión-capacidad y capacidad-tensión, obteniendo el voltaje en la salida que represente la variación de la capacidad.

### 1.4.4 Algunas aplicaciones

Los sensores digitales tienen como principales aplicaciones la medición de tres variables: presión, flujo y nivel.

En el ámbito industrial podemos mencionar entre sus posibles aplicaciones diversas áreas como:

- Biomedicina
- Gas y Petróleo
- Alimentación, bebidas y farmacéutica.
- Química
- Generación de energía
- Siderurgia
- Aviación
- Militar
- Pulpa y papel
- Entre muchas otras.

## 1.5 Importancia de la medida de la presión arterial

Como la presión sanguínea es de fácil medición y un buen indicador de la salud del sistema cardiovascular del paciente, es una de las variables fisiológicas humanas más estudiadas. Su valor y evolución puede ser un óptimo indicador prematuro de enfermedades como hipertensión, así como una óptima medida de vigilancia para aquellos pacientes que sufren de enfermedades cardiovasculares.

Los médicos miden normalmente la presión sanguínea mediante un método indirecto utilizando un esfigmomanómetro (del griego *sphygmos*, que significa pulso).

Sin embargo, este método no proporciona un registro histórico de la presión del paciente, no mide la variación en tiempo real, no funcionan bien con bajas presiones y solo permite medir las presiones sistólica y diastólica, sin que se indiquen detalles de la forma de la onda de presión

Otro método indirecto de medida es el oscilométrico, iniciado hace unos 25 años con los medidores MAP (la marca fue DINAMAP y comenzaron aplicándose en neonatología y pediatría, midiéndose solamente la presión arterial media, ya que en estos campos, el primer método presentado no es utilizable).

Un tercer método, la tonometría, tiene una larga trayectoria en la medición de presión (presión intraocular, presión sobre la fontanela, en neonatología; o en la cavidad craneana), pero hasta el momento solo es aplicable a presiones medias. La solución tecnológica de su obtención permitiría lograr la forma de la onda de presión arterial que en la actualidad solo es posible por medidas directas (también llamadas cruentas, porque requieren invadir una arteria).

Los métodos para la medida directa de la presión sanguínea, como el propuesto en este trabajo, proporcionan un registro de las lecturas, su forma de onda, una mejor precisión en las medidas y una medida en tiempo real, para que el médico tenga certeza del estado del paciente instantáneamente. Uno de los problemas radica en la necesidad de una la perforación del vaso sanguíneo para introducir el sensor, lo que puede ser un factor limitante en su empleo en los casos en los que el estado del paciente no justifique la invasión del sistema vascular.

Estos sensores invasivos pueden implantarse en la pared de un vaso sanguíneo durante años, en aquellos los pacientes que tengan enfermedades crónicas. Su uso es, por tanto, especialmente útil en investigaciones de larga duración debido a la posibilidad de crear un banco de datos con todas las mediciones recopiladas a lo largo del tiempo de evolución de la enfermedad.

En el caso particular de pacientes con enfermedades coronarias debidas a la oclusión arterial por deposiciones de elementos grasos, un método habitual de tratamiento consiste en la implantación de una malla metálica denominada “Stent” tras un proceso de angioplastia. Este proceso consiste en la introducción de un catéter en la arteria bloqueada. El catéter contará con un pequeño globo desinflado en su punta, el cual será expandido al llegar a la zona de oclusión con la finalidad de comprimir las deposiciones grasas contra las paredes arteriales, y permitir así el flujo regular de sangre en dicho vaso sanguíneo. Generalmente, un dispositivo mecánico denominado “stent” se introduce en el cuerpo del paciente enroscado sobre el globo del catéter. Una vez inflado el globo, el “stent” es expandido, y la propia fuerza de inflado del globo hace que dicho dispositivo se adhiera a la pared arterial. Una vez implantado, el “stent” confiere rigidez al vaso sanguíneo, previniendo cualquier desplazamiento del mismo. En este caso particular, dotar a los “stent” de una parte electrónica que permita la adquisición de medidas de presión en tiempo real, y las transmita de forma remota al departamento de cardiología pertinente, supondrá una mejora en las técnicas habituales de diagnóstico de hipertensión, sin variar el método habitual de tratamiento de estas enfermedades [3].

# 2

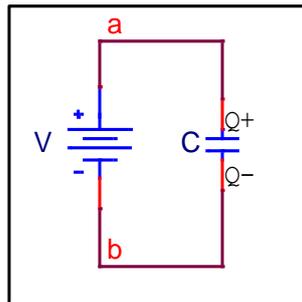
## Revisión de la literatura y conceptos básicos

### 2.1 - Como simular una capacidad variable en Pspice

La teoría básica de circuitos indica que:

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (5)$$

También se conoce que en un condensador:



*Figura 2.1 – Capacitor de placas paralelas del sensor*

$$Q = C_{var} \cdot V(t) \quad (6)$$

Sustituyendo (6) en (5):

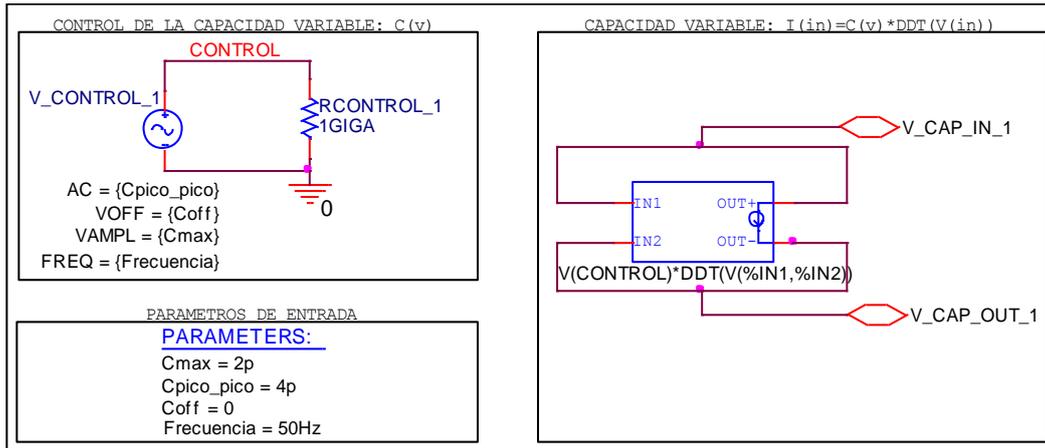
$$i = \frac{d}{dt} [C_{var} \cdot V(t)] = C_{var} \frac{d}{dt} [V(t)] + V(t) \frac{d}{dt} [C_{var}] \quad (7)$$

Donde el término  $V(t) \frac{d}{dt} [C_{var}] \cong 0$ , pues  $C_{var}$  se cambia muy despacio.

Por lo tanto:

$$i = C_{var} \frac{d}{dt} [V(t)] \quad (8)$$

En el simulador Pspice existe un componente llamado *ABM2/l*, mostrado en la figura 2.2:



**Figura 2.2 – Bloque ABM2/I y su control.**

Dónde, DDT es la derivada con respecto al tiempo, y la corriente es dada por:

$$i = V(CONTROL) * DDT(V(%IN1, %IN2)) \quad (9)$$

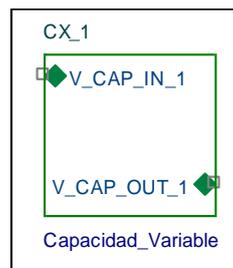
Comparando las ecuaciones (8) y (9), tenemos:

$$V(CONTROL) = C_{var} \quad (10)$$

Sustituyendo (10) en (9), tenemos:

$$i = C_{var} * DDT(V(%IN1, %IN2)) \quad (11)$$

Con esa técnica podemos generar, por medio de la operación “*place hierarchical block*”, una caja que modele nuestra capacidad variable.



**Figura 2.3 – Capacidad variable**

Variando los parámetros de V(CONTROL), se controla la capacidad variable.

$$FREQ = F_{var} \quad (12)$$

$$VAMPL = \frac{C_{max} - C_{min}}{2} \quad (13)$$

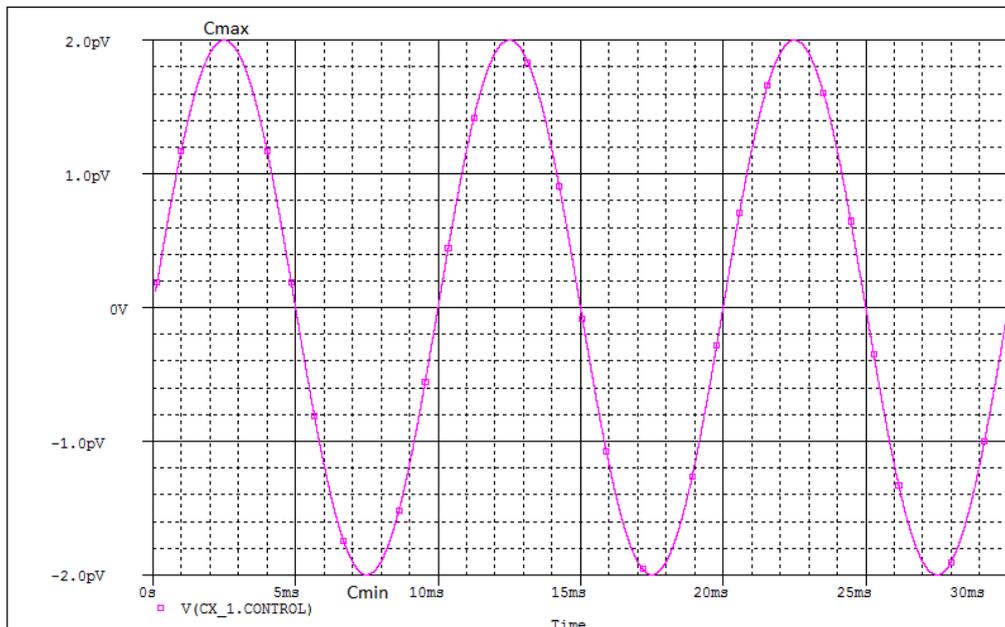
$$VOFF = \frac{C_{max} + C_{min}}{2} \quad (14)$$

$$AC = C_{pico-pico} \quad (15)$$

dónde:

- $F_{var}$  = frecuencia de variación de la capacidad
- $C_{max}$  = capacidad máxima
- $C_{min}$  = capacidad mínima

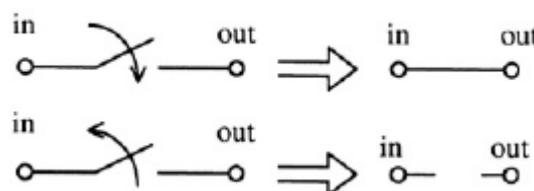
Haciendo una simulación en Pspice con los parámetros de la figura 2.2, tenemos:



**Figura 2.4 – Ejemplo de variación de la capacidad virtual.**

## 2.2 – Llaves analógicas

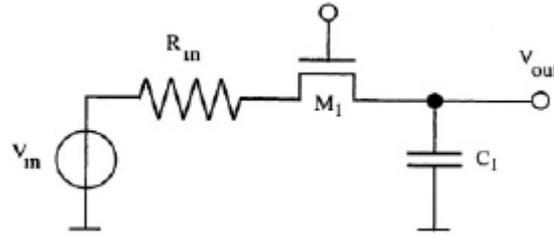
Se puede representar una llave, como la indicada en la figura 2.5, como un cortocircuito cuando se encuentra en posición “on” y como un circuito abierto cuando esta posición “off”.



**Figura 2.5 – Ilustración del funcionamiento de llaves analógicas**

Las llaves son muy utilizadas para trasladar tensiones de un nodo a otro por una transferencia de cargas, así creando una tensión en el mismo. Esta técnica es muy sencilla de adaptar a tecnologías basadas en transistores MOS.

En aplicaciones analógicas, las llaves son utilizadas para transferir una carga de un nodo a otro y crear una tensión en un alto punto de impedancia. Para este tipo de aplicación, después de un posible transitorio, la corriente del transistor cambia a cero no consumiendo más potencia.



**Figura 2.6- Circuito básico simple-and-hold**

Analizando el circuito de la figura 2.6, la capacidad ( $C_1$ ) es cargada por  $V_{in}$  controlándose la el estado de la llave ( $M_1$ ) mediante su tensión de puerta. Normalmente, la puerta de los transistores está controlada por la tensión más alta disponible en el chip ( $V_{DD}$ ) o, al contrario, por el punto más bajo.

Con el interruptor en la figura. 2.6 en el estado “on”, después de un transitorio, tendremos  $V_{out} = V_{in}$ , donde la fuga de voltaje de la fuente de ( $M_1$ ) se va a cero. El MOS entra en la región lineal y su sobre-resistencia es aproximada por

$$R_{on} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Th})} \quad (16)$$

El valor de la resistencia de conexión depende de la tensión de “overdrive”  $V_{ov} = V_{GS} - V_{Th}$ , y de la relación de aspecto,  $W/L$ , a través del parámetro de transconductancia  $\mu C_{ox}$ .

- Un interruptor de mínima área de canal n es capaz de conducir hasta 2 pF, funcionando a pocos MHz.
- Un interruptor de mínima área de canal p es capaz de conducir hasta 2 pF con un clock que no sea superior a 1MHz.

Para frecuencias más altas de operación (o para los condensadores más grandes), debe utilizarse transistores con un  $W/L$  mayor que uno. Esto, como resultado de (16), conduce a una menor resistencia de conexión mientras se mantiene la misma tensión de “overdrive” [4].

### 2.3 – Inyección de cargas

La inyección de carga es un gran problema en las conmutaciones de llaves analógicas. Este problema se debe a la generación y la disolución del canal conductor situado debajo de la puerta cuando el transistor está en el estado “on”, así como por las capacidades parásitas. Como dicho anteriormente, el nodo de alta impedancia absorbe estas cargas indeseadas y cambia su tensión.

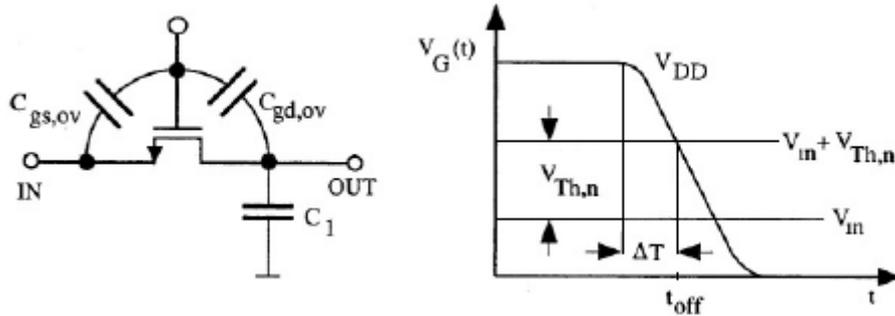
En la región de triodo el MOS, tiene la siguiente cantidad de carga:

$$Q_{ch} = W L_{eff} C_{ox} (V_{gs} - V_{th}) \quad (17)$$

para  $V_{DS} = 0$  y cuando usamos la longitud efectiva del canal  $L_{eff} = L - 2x_{ov}$  donde  $x_{ov}$  es la extensión de la fuente y la superposición de drenaje. Además de la carga de canal, hay que recordar el valor de la carga de *overlap capacitance*.

$$Q_{ov} = W x_{ov} C_{ox} V_{GS} \quad (18)$$

Cuando el transistor no conduce, la carga del canal desaparece y las cargas en *overlap capacitance* varían de acuerdo con la variación de la tensión de puerta.



**Figura 2.7 –Muestreo y retención**

La figura 2.7 muestra un simple "muestreo y retención" con un transistor de canal n como llave, el cual es controlado con tensiones de  $V_{DD}$  hasta el tierra. Como se puede ver en la gráfica de la figura 2.7, cuando  $(V_{in} + V_{Th,n})$  cambia a  $V_{in}$ , hay un  $\Delta T$  hasta que el transistor se apague en  $t_{off}$ . Variando  $V_{in}$  podemos controlar  $\Delta T$  que es el retraso para que el transistor se apague y es el período en que la resistencia de canal tiende a aumentar hasta el infinito. Exactamente en el tiempo  $t_{off}$  el transistor está apagado, pero la resistencia real no es infinita, entonces parte de la carga puede fluir hasta  $V_{in}$ .

Concluimos entonces que el movimiento indeseado de cargas depende de la velocidad de control y de la resistencia del canal. Si el control es lento todas las cargas fluirán para  $V_{in}$ , si es muy rápido la división entre  $V_{in}$  y  $V_{out}$  será casi igual entre drenador y fuente. Entonces, vamos asumir que una fracción  $\alpha$  de la carga afecta el nodo de salida  $V_{out}$  y está integrada en el condensador almacenador.

La oscilación de tensión en la puerta también produce una inyección de carga en la entrada y en los nodos de salida, debido a los acoplamientos parásitos  $C_{gs,ov}$  y  $C_{gd,ov}$ .

Cuando el canal es todavía existente, el nodo de baja impedancia tira parte de la carga: se supone que una fracción  $\beta$ , permanece en el condensador de almacenamiento y después de  $t_{off}$  no tenemos ninguna interacción de inyecciones en ambos los dos lados. Resumiendo los puntos anteriores, se puede calcular la carga total que permanece en el condensador de almacenamiento:

$$Q_{inj} = \alpha \{ W L_{eff} C_{ox} (V_{DD} - V_{in} - V_{Th}) \} + \beta \left\{ \frac{W x_{ov} C_{ox} C_1}{W x_{ov} C_{ox} + C_1} (V_{DD} - V_{in} - V_{Th}) \right\} + \frac{W x_{ov} C_{ox} C_1}{W x_{ov} C_{ox} + C_1} (V_{in} + V_{Th}) \quad (19)$$

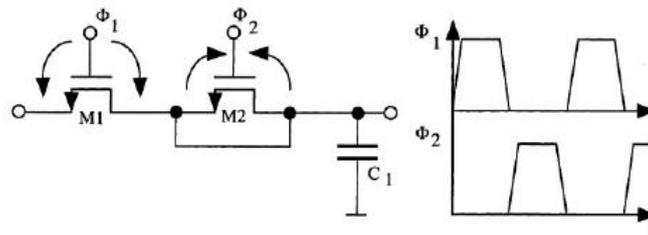
Esta carga, dividido por el valor de la propia capacitancia de almacenamiento, da el error de tensión producido por la inyección de carga. El segundo y tercer término se refiere normalmente como *clock feedthrough*. Para los pequeños condensadores utilizados en los circuitos integrados, este error puede convertirse en un importante problema de diseño [4].

## 2.4 – Compensación de inyección de cargas com Transistores Dummy

Para corregir el problema de la inserción de cargas, se han propuesto en la literatura varios métodos, como por ejemplo:

- dummy switch
- parallel switches
- complementary transistors
- compensation networks
- fully differential solutions.

En este trabajo nos centraremos en uno de ellos, denominado **Transistores Dummy** (dummy switch).



**Figura 2.8 Transistores Dummy (dummy switch).**

Una forma sencilla pero eficiente de eliminar los efectos de la inyección de cargas es inyectar una cantidad igual y opuesta de carga. Por lo tanto, la mejor manera de lograr la compensación es utilizar un transistor extra, como en la figura 2.8. Un transistor ( $M_2$ ) de fuente y drenador en cortocircuito (un interruptor ficticio) es conectado al condensador de almacenamiento ( $C_1$ ), y es accionado por ( $\Phi_2$ ). Cuando ( $M_1$ ) se apaga, ( $M_2$ ) se enciende y se crea un canal bajo su puerta. Por lo tanto, los electrones necesarios para configurar el canal de ( $M_2$ ) pueden equilibrar la inyección de electrones en ( $M_1$ ). Un dimensionamiento adecuado de dicho transistor puede lograr la compensación esperada, ya que la carga depende de los parámetros del transistor como nos muestra la ecuación (17).

Como el condensador de almacenamiento recibe sólo una fracción de la carga del canal de ( $M_1$ ), el área de la puerta de ( $M_2$ ) en consecuencia deberá ser más pequeña. Para simplificar, suponemos por lo tanto  $\alpha = \frac{1}{2}$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = 2 \left(\frac{W}{L}\right)_2 \quad (20)$$

**IMPORTANTE:** la carga inyectada para compensar debe permanecer en el nodo de alta impedancia. Esto no puede ser el caso si ( $M_1$ ) sigue siendo cerrado mientras estamos en el proceso de cierre ( $M_2$ ). Para evitar esto, el “clock” de conducción de fase de ( $M_2$ ) debe estar ligeramente retrasado con respecto al “clock” de control de ( $M_1$ ) como veremos en nuestra segunda topología estudiada [4].

## 2.5 - Amplificador operacional (OPAMP)

### 2.5.1 – Introducción

Tras el descubrimiento de la realimentación negativa y todos los avances derivados del LM741, quizás el OPAMP sea el circuito integrado más fabricado y utilizado del mundo.

El OPAMP es utilizado como bloque constructivo de una amplia gama de circuitos relacionados con los más diversos tipos de aplicación. Sus características principales son,

- Ganancia diferencial infinita.
- Ganancia en modo común nula.

$$v_0 = \lim_{A_d \rightarrow \infty} (v_+ - v_-) \quad (21)$$

- Impedancia de entrada infinita:

$$i_+ = i_- = 0 \quad (22)$$

- Impedancia de salida nula:

$$v_0 \text{ independiente de } i_0$$

La importancia del amplificador operacional en la electrónica actual es enorme, dado que permite diseñar bloques funcionales con un comportamiento que es independiente de las características del elemento amplificador y, siendo una tecnología usada exhaustivamente durante tantos años, existe un dominio sobre él por los diseñadores y por los ingenieros, siendo usado en “infinitas” aplicaciones industriales. Con él se consigue diseñar circuitos electrónicos muy precisos y estables (realimentación negativa) [5].

### 2.5.2 - Modelo Básico

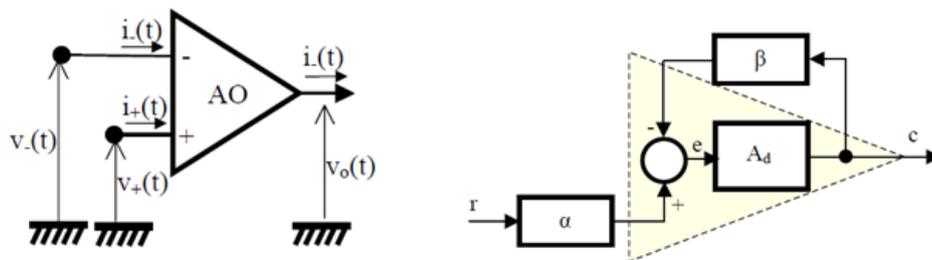


Figura 2.9 – Símbolo básico y modelo en diagrama de bloques del OPAMP.

$$c = \frac{\alpha A_d}{1 + \beta A_d} \quad (23)$$

Si  $A_d \rightarrow \infty$ :

$$c = \lim_{A_d \rightarrow \infty} \frac{\alpha A_d}{1 + \beta A_d} = \frac{\alpha}{\beta} \quad (24)$$

Analizando (24) podemos ver que, cuanto más grande es  $A_d$ , menos  $C$  depende la función de transferencia de los parámetros internos del OPAMP. Como  $A_d$  en la práctica es “infinito” (típicamente  $10^5$ ) la función de transferencia depende en su práctica totalidad de los parámetros  $\alpha$  y  $\beta$ .

Sobre este análisis es importante hacer las siguientes consideraciones:

- El circuito realimentado intenta ajustar exhaustivamente la salida al valor necesario para que la señal error  $e(t)$  se haga cero. A esta situación se llama **cero virtual**; esto es un cero en tensión que se consigue mediante el ajuste dinámico del circuito.
- El requisito para operar en este modo, es que  $A_d \rightarrow \infty$ . En la práctica esto equivale a que la ganancia de bucle  $A_{d\alpha}$  sea mucho más grande que la unidad:

$$A_{d\alpha} \gg 1$$

- En el análisis se ha supuesto que el circuito es estable, y la salida tiende en régimen estacionario a un valor finito estable. Para ello, la realimentación debe ser no regenerativa y en el caso de que, por actuar un amplificador operacional, la ganancia de bucle sea infinita, si la realimentación tiene que ser negativa [5].

### 2.5.3– Respuesta en frecuencia

En la práctica el OPAMP está muy lejos de ser ideal: impedancia de entrada infinita, infinita ganancia, ancho de banda infinito, e ilimitada capacidad de corriente de salida. Estos parámetros dependen de la topología utilizada (matriz de transistores, resistencias y condensadores, la tecnología utilizada y el consumo de energía). Un modelo más real está representado en la figura 2.10:

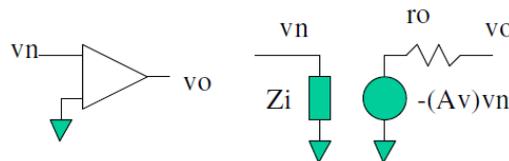


Figura 2.10- Macro modelo del OPAMP

Algunos valores de los parámetros de los OPAMPs comercialmente disponibles son:  $Z_i = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $r_0 = 10\Omega$  y  $A_v = 10^5$ . Estos parámetros introducen errores en la función de transferencia.

En este apartado se obtienen algunos resultados para un solo amplificador inversor, pero la mayor parte de las conclusiones para este circuito también son válidas para circuitos complejos.

Analizando el circuito de la figura 2.11; vemos que  $Z_i$  es finita y que hay una impedancia  $Z_1$ . Con el uso del modelo de la figura. 2.10 considerando  $r_0=0$ , el circuito equivalente se puede obtener como el mostrado en Figura 2.11. La corriente demandada por  $Z_F$  y  $Z_L$  es proporcionada por la fuente de tensión ideal. Resolviendo la ecuación fundamental ( $i_1 = i_i + i_0$ ) encontramos (25)

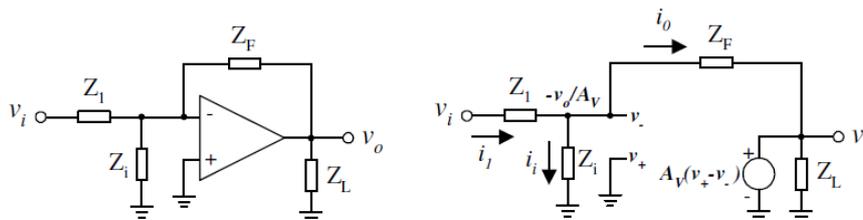


Figura 2.11 - Amplificador inversor con OPAMP real, con impedancia de entrada  $Z_i$  e impedancia de carga  $Z_L$ , y b) circuito equivalente con  $r_0 = 0$ .

$$H(s) = -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) \left( \frac{1}{1 + \frac{\left(\frac{Z_f}{Z_1}\right) + \left(\frac{Z_f}{Z_i}\right)}{A_v}} \right) \quad (25)$$

El efecto de la ganancia finita y la impedancia de entrada finita en el amplificador inversor pueden estudiarse mejor si analizamos el término indeseado de nuestra función de transferencia. A este término lo llamamos función de error ( $\xi$ )

$$H(s) = -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) \left(\frac{1}{1+\xi}\right) \cong -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) (1 - \xi) \quad (26)$$

Donde  $\xi$  es la función de error definida por:

$$\xi(s) = \frac{\left(\frac{Z_f}{Z_1}\right) + \left(\frac{Z_f}{Z_i}\right)}{A_v} = \left(\frac{1}{A_v}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_1 || Z_i}\right) \quad (27)$$

Si la ganancia DC del OPAMP es limitada por un factor de error, el supuesto de la tierra virtual no es válido, ya que cualquier variación de la tensión de salida genera una variación finita en la señal de entrada diferencial, dada por  $V_o/A_v$ .

- Cuanto más pequeña es la ganancia del OPAMP más grandes son las variaciones de tensión en la entrada, por lo tanto, el error es inversamente proporcional a  $A_v$ .
- Las variaciones del voltaje en el terminal no inversor conducen a errores de corriente:
  - 1- la corriente de entrada está dada por  $(V_i - V_o)/Z_1$ , por lo tanto se introduce un error proporcional a  $Z_1$  ( $i_{error1} = -v_o/Z_1$ ),
  - 2- la impedancia de entrada forma parte de la corriente generada por  $Z_1$ , que conduce a un error dado por  $i_{error2} = v_o/Z_1$ .
  - 3- Estos errores son convertidos en errores de voltaje por la resistencia  $R_F$  de retroalimentación, y son evidentes en la ecuación (27).
- Debe tenerse en cuenta que, incluso si la impedancia de entrada OPAMP es infinita, el error proporcional debido a la ganancia ideal es  $Z_f/Z_1$ . Para un OPAMP la ganancia en bucle abierto es  $A_v$  [6].

El error que se puede tolerar dependerá de las aplicaciones; nótese que para mantener el error por debajo de 1%, por ejemplo, se requiere satisfacer

$$\xi(s) = \left(\frac{1}{A_v}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_1 || Z_i}\right) < 0.01$$

Por ejemplo, si  $Z_i = 1 \text{ M}\Omega$ , y la ganancia de tensión de -10, la ganancia de voltaje necesario depende de los valores absolutos de las resistencias utilizadas, como se muestra en la tabla siguiente:

$Z_F/Z_i$	$A_v$
100/10	>1000
10k/1k	>1001
1M/100k	>1100
10M/1M	>2000

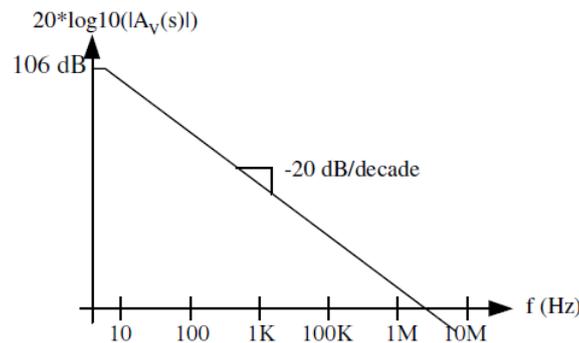
**Tabla 2.1**

Obsérvese que los errores son importantes cuando la impedancia de entrada  $Z_1$  es comparable con la impedancia de entrada  $Z_i$ . Otro factor limitante importante es, por supuesto, la ganancia del amplificador deseada  $Z_F/Z_i$ . Obsérvese que (27) también puede ser reescrita como:

$$\xi(s) = \left(\frac{1}{A_v}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_1}\right) \left(\frac{Z_1 + Z_i}{Z_i}\right) \tag{28}$$

### 2.5.4 - Efectos del ancho de banda finito del OPAMP.

El ancho de banda del OPAMP es muy limitado, por ejemplo en el caso del 741 es de alrededor de sólo 6Hz y la ganancia DC de bucle abierto es de alrededor de  $2 \times 10^5 \text{ V / V}$ . El producto en lazo abierto de ganancia y ancho de banda DC se define como ganancia por ancho de banda o GBW. Para el OPAMP 741,  $\text{GBW} \sim 1.2 \text{ MHz}$ . Estos parámetros se ilustran en el siguiente diagrama:



**Figura 2.12 - Magnitud de la respuesta de bucle abierto típico de un amplificador operacional LM741**

La ganancia de tensión en bucle abierto OPAMP puede ser modelada por una ganancia finita en DC y un polo de baja frecuencia como:

$$A_v(s) = \frac{A_{DC}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \tag{29}$$

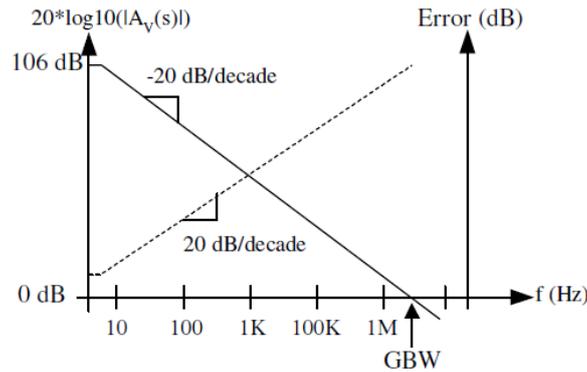
$\text{GBW} = A_{DC} \cdot \omega_p$ , define el límite superior de operación del amplificador operacional, más allá de esta frecuencia el amplificador operacional ya no es un amplificador sino un atenuador. Por lo general, el rango útil de frecuencia está muy por debajo de este límite.

Sabiendo que cierto error es introducido por la ganancia de bucle abierto, al ser esta finita, sustituyendo (29) en (28) y el resultado en (26) obtenemos una forma general

de la función de error, incluyendo los efectos del ancho de banda finito del OPAMP, como se muestra en la siguiente expresión:

$$H(s) = -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) (1 - \xi) \cong -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) \left\{ 1 - \left[ \left(\frac{1}{A_{DC}}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_1}\right) \left(\frac{Z_1+Z_i}{Z_i}\right) \right] \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \right\} \quad (30)$$

Por lo tanto, la ganancia  $A_{DC}$  del amplificador operacional conduce a un cero de la función de transferencia.



**Figura 2.14 - Respuesta de magnitud en lazo abierto y la respuesta de error para un amplificador inversor.**

Por ejemplo:  $A_{DC} = 10^5$  v/v,  $Z_f/Z_1=10$ ,  $Z_i=1M\Omega$  entonces

$Z_1/Z_i$	$\omega/\omega_p$	error
0.001	0.01	$\sim 10^{-4}$
0.001	1	$\sim 1.4 \times 10^{-4}$
0.001	10	$\sim 10^{-3}$
0.001	100	$\sim 10^{-2}$
0.001	1000	$\sim 10^{-1}$
0.01	100	$\sim 10^{-2}$
0.1	100	$\sim 10^{-2}$
1	100	$\sim 2 \times 10^{-2}$

**Tabla 2.2**

Observe que el error se incrementa en aplicaciones de alta frecuencia, lo que puede ser un problema en aplicaciones biomédicas ya que en las mismas tenemos que utilizar altas frecuencias para la transmisión inalámbrica de datos. Los efectos de la impedancia de entrada finita OPAMP no son muy relevantes si las impedancias  $Z_1$  y  $Z_f$  utilizadas son menores de  $Z_i/10$  [6].

## 2.6- Amplificadores de Instrumentación (AI)

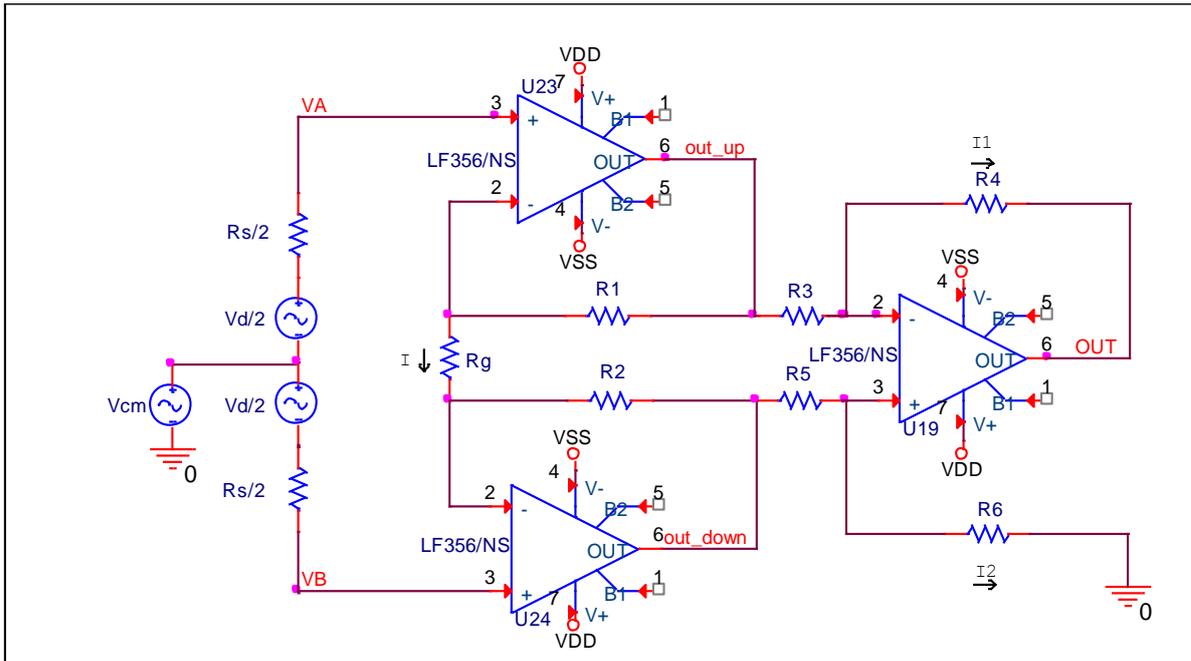
### 2.6.1- Características básicas

El amplificador de instrumentación fue diseñado para el tratamiento de señales muy bajas con una alta precisión, eliminando señales interferentes y de ruido que se presenten en modo común. Sus características son:

- Ganancia diferencial en lazo cerrado estable, que pueda ajustarse externamente sin modificar sensiblemente sus características de entrada.

- Rechazo al modo común (CMR) alto, tanto en continua como a las frecuencias a las que pueda aparecer ruido en modo común a la entrada.
- Impedancia de entrada muy elevada.
- Tensión y corriente de offset bajas y con pocas derivas.
- Impedancia de salida baja.
- Tensiones de entrada en modo común altas.

En el circuito de la figura 2.15 se presenta el esquema más clásico de un amplificador de instrumentación, donde se ha colocado el circuito equivalente de la fuente de señal.



**Figura 2.15 - Amplificador de instrumentación básico.**

La primera etapa es una salida y entrada diferencial de alta impedancia, que amplifica la tensión diferencial de entrada. Suponiendo OPAMP's ideales:

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R_g} \Rightarrow V_A - V_B = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_g} (V_1 - V_2) = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_g} V_d \quad (31)$$

Como la segunda etapa presenta una configuración de tipo diferencial, y lo suponemos equilibrado ( $R_3 R_6 = R_4 R_5$ ), resulta la siguiente expresión de la tensión de salida:

$$V_0 = \frac{R_6}{R_5} \frac{R_1 + R_2 + R_g}{R_g} V_d \quad (32)$$

Suponiendo  $R_1 = R_2$ , resulta:

$$V_0 = -\frac{R_6}{R_5} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) V_d = AV_d \quad (33)$$

En la segunda etapa vemos:

$$V_A = R_1 I + V_{cm} - \frac{V_d}{2} \quad (34)$$

$$V_B = -R_2 I + V_{cm} + \frac{V_d}{2} \quad (35)$$

$$I = -\frac{V_d}{R_g} \quad (36)$$

$$V_{cm|2^a\ etapa} = \frac{V_A + V_B}{2} = V_{cm} + \frac{R_2 - R_1}{2R_g} V_d \quad (37)$$

donde se observa que la tensión en modo común vista por la segunda etapa es igual a la que hay en la entrada más un término que depende de la tensión diferencial, que va a producir una variación del modo común en función de esta tensión de entrada. Para eliminar el término de  $V_d$  debemos conseguir que se cumpla la igualdad  $R_1=R_2$ , condición que es normal aplicar en el diseño de cualquier amplificador de instrumentación.

De este análisis podemos sacar las siguientes conclusiones:

1. La ganancia al modo común de la primera etapa es la unidad, siendo sus funciones:

- Amplificar la tensión diferencial.
- Proporcionar un ajuste cómodo de la ganancia mediante  $R_g$ .
- Presentar una elevada impedancia de entrada.

2. El CMR total depende del que presente la etapa diferencial de salida, y de la ganancia diferencial de la primera etapa, si suponemos  $R_1=R_2$ :

$$CMR_{AI} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) CMR_{diferencial} \quad (38)$$

En el estudio anterior, hemos considerado los AO's ideales, si tenemos en cuenta su CMR finito y que la ganancia diferencial de la segunda etapa es la unidad, obtendríamos la siguiente expresión del CMR total:

$$\frac{1}{CMR_{AI}} = -\frac{1}{CMR_1} + \frac{1}{CMR_2} + \frac{1}{\frac{2R_1}{R_g} + 1} \left( \frac{1}{CMR_3} + \frac{1}{CMR_R} \right) \quad (39)$$

vemos que si los AO's 1 y 2 son idénticos, sus efectos en cuanto al modo común se pueden anular. Por ello cuando queramos construir un amplificador de instrumentación, conviene utilizar un circuito integrado con dos AO's para construir la primera etapa, porque al haber sido realizados bajo las mismas condiciones, es más probable que sus características sean más similares.

El CMRR es el debido a las resistencias de la etapa diferencial  $R_3, R_4, R_5$  y  $R_6$ . Este toma el siguiente valor:

$$CMR_R = \frac{1}{2} \frac{R_3 R_6 + R_4 R_5 + 2R_4 R_6}{R_3 R_6 - R_4 R_5} \quad (40)$$

analizando esta expresión, el peor caso será para el denominador máximo (pues la variación relativa del numerador es mucho menor que la del denominador). Si suponemos de forma general que la ganancia de la etapa diferencial es “K”, tenemos la siguiente relación entre las resistencias:

$$K = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_6}{R_5} \quad (41)$$

Si suponemos todas las resistencias con una tolerancia de  $\pm\alpha$ , para el peor caso tendremos:

$$R_3 = R(1 + \alpha) \quad (42)$$

$$R_6 = KR(1 + \alpha) \quad (43)$$

$$R_4 = KR(1 - \alpha) \quad (44)$$

$$R_5 = R(1 - \alpha) \quad (45)$$

Sustituyendo (42), (43), (44) y (45) en (40) y haciendo la aproximación de que  $\alpha \ll 1$ , nos queda la siguiente expresión de gran interés para calcular  $CMR_R$  [7]:

$$CMR_R = \frac{1 + K}{4\alpha} \quad (46)$$

### 2.6.2- Características de entrada de un amplificador de instrumentación real

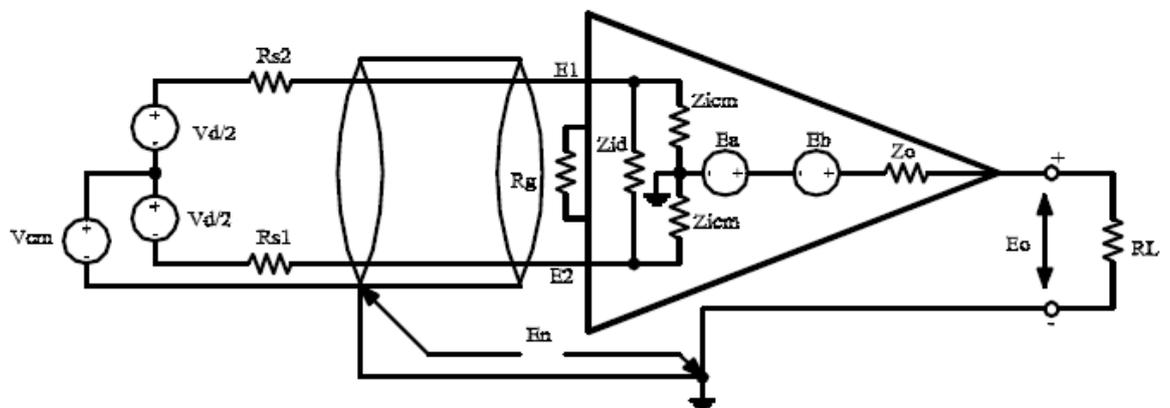


Figura 2.16 - Modelo de un amplificador de instrumentación real.

$$E_a = G_d V_d \quad (47)$$

$$E_a = \frac{G_d}{CMR} V_{cm} \quad (48)$$

### 2.6.3 - Impedancia de entrada.

Como estamos estudiando circuito reales, los parámetros del circuito interfieren en los resultados totales. De la figura 2.16 vemos que hay impedancias de entrada que son finitas, lo que por tanto contribuye a la existencia de un error en la ganancia efectiva debido a la resistencia de salida de la fuente. La impedancia  $Z_{id}$  representa la impedancia de entrada diferencial, la cual depende de  $R_g$  y por ello de la ganancia diferencial. La impedancia de entrada en modo común  $Z_{icm}$  está representada por dos componentes iguales entre cada entrada y tierra. Esta impedancia puede haber sido medida de dos formas:

1. Como la existente entre cada entrada por separado y tierra, siendo entonces su representación en el circuito equivalente a la mostrada en la figura 2.16.

2. Como la medida entre las dos entradas cortocircuitadas y tierra. En este método obtendremos evidentemente la mitad que en el caso anterior.

Es importante que consideremos que la representación del circuito equivalente es tan sólo conceptual. Por ello, la carga que ofrece el amplificador a la señal diferencial es  $Z_{id}$  y la que presenta al modo común es  $Z_{icm}$ , como queda en evidencia a la vista de las definiciones de estas.

La impedancia de entrada diferencial, debido a la resistencia de salida de la fuente de señal, nos va a producir una pérdida de ganancia. El error de ganancia supuesto  $R_s=R_{s1}+R_{s2}$ , tendrá el valor.

$$1 - \frac{Z_{id}}{Z_{id} + R_s} = \frac{R_s}{Z_{id} + R_s} \approx \frac{R_s}{Z_{id}} \quad (49)$$

Por otra parte, si la  $Z_{icm}$  no es igual en las dos entradas, ni lo son las resistencias de salida de la fuente de señal, ni los cables de transmisión, la señal se dividirá desigualmente en las dos entradas produciendo una tensión diferencial, debido al modo común, que no se puede separar de la que realmente queremos amplificar. Este hecho puede deteriorar sensiblemente el  $CMR_R$  del circuito.

### 2.6.4 - No linealidad.

La linealidad de la función de transferencia de un amplificador se mide respecto al caso ideal, que correspondería con una función de transferencia constituida por una recta, tal y como se representa en la figura 2.17.

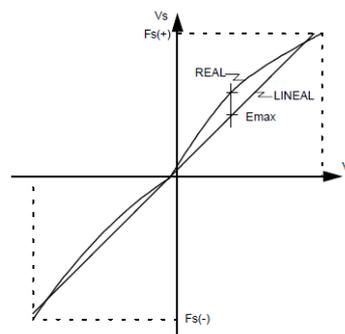


Figura 2.17 - No linealidad de la función de transferencia de un amplificador.

Existen varias definiciones de linealidad según la recta que consideremos. En nuestro caso se va a utilizar la recta que mejor se adapte a la función de transferencia del amplificador, que suele ser la utilizada por los fabricantes cuando proporcionan la linealidad de un AI integrado. Esta recta no tiene por qué pasar por el origen, ni presentar la pendiente marcada por la ganancia esperada del AI. Tiene que ser aquella que nos el menor valor de no linealidad (NL), definida como:

$$NL = \frac{|SALIDA REAL - SALIDA LINEAL|_{max}}{MARGEN DE VARIACIÓN DE LA SALIDA ENTRE FONDOS DE ESCALA} \quad (50)$$

### 2.6.5 - Rechazo al modo común.

Como se ve en la figura 2.16, la tensión de salida tiene dos componentes. Una de ellas es proporcional a la tensión de entrada diferencial y la otra a la tensión de modo común. La tensión de modo común que aparece entre los terminales de entrada del amplificador se define como:

$$E_{cm} = \frac{E_1 + E_2}{2} \quad (51)$$

Esta puede consistir en una cierta tensión de modo común de la fuente más cualquier tensión de ruido, entre el común de la fuente y el del amplificador. La constante  $G_d$  representa el factor de ganancia del amplificador diferencial (fijado por la resistencia exterior de selección de ganancia), mientras que la constante  $G_g/CMR$  representa la ganancia al modo común del amplificador. El CMRR (relación de rechazo al modo común) está directamente relacionado con la ganancia diferencial y aumenta cuando lo hace esta. Idealmente deben seguir la misma progresión, es decir si  $G_d$  aumenta 20 dB el CMRR debería aumentar 20 dB (suponiendo que  $G_{cm}$  se mantiene constante); pero en los circuitos reales esto no se cumple y el aumento de CMRR es menor. Se expresa habitualmente para los valores máximo y mínimo de la ganancia del amplificador y se mide en decibelios.

### 2.6.7 - Tensión de offset.

Otro parámetro que define las características de un AI es la tensión de offset y su deriva. La mayoría de los AI son dispositivos de dos etapas: tienen una etapa de entrada de ganancia variable y otra de salida de ganancia fija. Por lo tanto podemos definir los siguientes parámetros:

- **$V_{IOS}$  (Tensión offset de la etapa de entrada).** Es la tensión que debe aplicarse a la entrada de la etapa de entrada para forzar que su salida sea nula.
- **$V_{OOS}$  (Tensión offset de la etapa de salida).** Es la tensión que deberá aplicarse, en el caso de que sea accesible, a la entrada de la etapa de salida para producir una salida de cero voltios.
- **$V_{OS}$  (Tensión offset global).** Es la tensión total de offset, referida a la entrada. Considerando que la etapa de entrada es la que presenta la ganancia diferencial del amplificador de instrumentación (a la segunda etapa se le suele asignar la unidad), la expresión del voltaje offset total será la siguiente:

$$V_{OS} = V_{IOS} + \frac{V_{OOS}}{G_d} \quad (52)$$

Puede observarse que a la salida tendremos un offset total de  $V_{OS}G_d$ .

La tensión de offset inicial suele ser ajustable a cero. Por lo tanto, la deriva de tensión es el término más importante porque no puede ser anulada. Tiene también dos componentes, una debida a la etapa de entrada del amplificador y la otra debida a la de salida. Cuando el amplificador trabaja en alta ganancia, domina la deriva de la etapa de entrada. Los coeficientes de variación de los voltajes de offset con la temperatura vienen dados por:

- Deriva de la tensión offset de la etapa de entrada:  $\frac{\Delta V_{IOS}}{\Delta T}$
- Deriva de la tensión offset de la etapa de salida:  $\frac{\Delta V_{OOS}}{\Delta T}$

Con lo cual, para calcular la tensión offset total a una temperatura  $T$ , cuando previamente se ha hecho el ajuste de offset nulo a una temperatura  $T_0$ , se aplica la siguiente expresión:

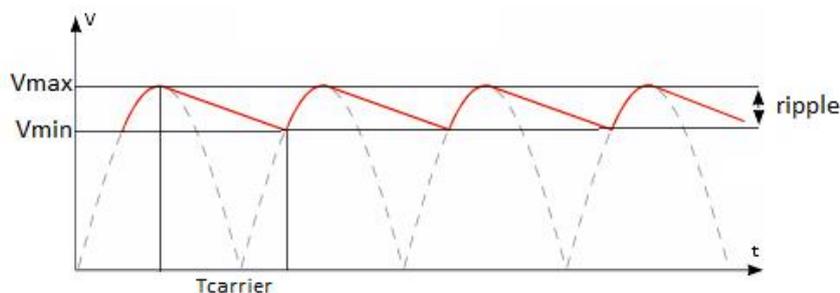
$$\Delta V_{OS} = (T - T_0) \left( \frac{\Delta V_{IOS}}{\Delta T} + \frac{\Delta V_{OOS}}{G_d} \right) \quad (53)$$

## 2.7 – Modulación y Demodulación AM

### 2.7.1 - Introducción

En un sistema de transmisión, las señales son transportadas de un trasmisor hasta un receptor. Sin embargo, casi nunca estas señales están en una forma adecuada para su transmisión directa. La modulación es el proceso que adecua las señales originales para que sea posible realizar dicha transmisión. Del mismo modo, se conoce como demodulación al proceso inverso [8].

### 2.7.2 – Ripple



**Figura 2.18- Representación del ripple**

El ripple es un efecto que puede reducir notablemente la calidad de la señal de salida de los circuitos de demodulación AM. Podemos disminuir notablemente sus efectos mediante filtrados. Puede resumirse que, en líneas generales, cuanto más pequeño sea el ripple mejor es la salida.

Vamos a estudiar cómo se calcula el ripple, utilizando como referencia la gráfica de la figura 2.18 y aprovechar los valores de  $V_{max}$  y  $V_{min}$  de la topología 1, para que podamos deducir el ripple mientras lo estudiamos:

- $V_{max}$

$$V_{max} = \frac{C_{x0}}{C_f} |V_{carrier}| (1 + m) \quad (54)$$

dónde:

$$m = \frac{\Delta C_x}{C_{x0}} \quad (55)$$

es el factor de modulación AM y vale  $0 \leq m \leq 1$ .

- $V_{min}$

$$V_{min} = V_{max} e^{-t/\tau} \quad (56)$$

Para  $t \ll \tau$ :

$$V_{min} \cong V_{max} \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) \quad (57)$$

Dónde:

$$t = \frac{1}{f_{carrier}} \quad (58)$$

- $\Delta V_{ripple}$

$$\Delta V_{ripple} = V_{max} - V_{min} \quad (59)$$

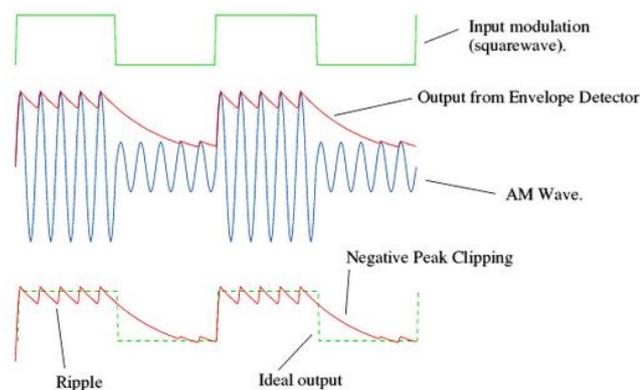
$$V_{ripple} = V_{max} \frac{1}{R_D C_D f_{carrier}} \quad (60)$$

En el caso del artículo [10]

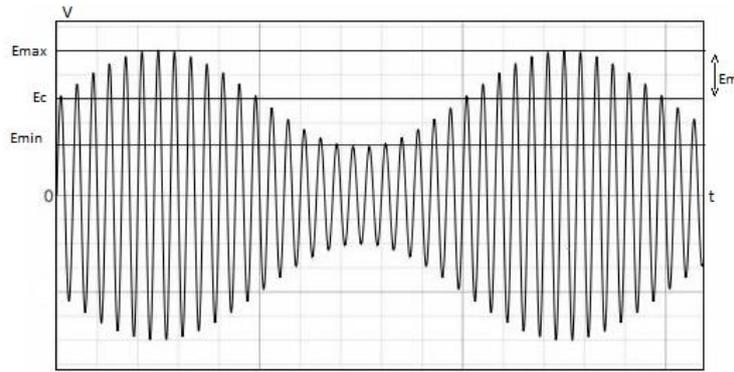
$$\Delta V_{ripple} = \frac{C_{x0} |V_{carrier}| (1 + m)}{R_D C_D f_{carrier} C_f} \quad (61)$$

### 2.7.3 - Diagonal clipping

Este fenómeno indeseado ocurre cuando la constante de tiempo del circuito es más lenta que el cambio de la frecuencia de modulación.



**Figura 2.19 – Ejemplo de diagonal clipping**



**Figura 2.20 – Modulación AM.  $E_c$  es la amplitud de la portadora y  $E_m$  es la amplitud de la moduladora.**

Para que la señal de descarga vista en 2.19 tenga una constante de tiempo ( $\tau = R_D C_D$ ), cuyo comportamiento sea similar a la señal envolvente (Figura 2.18) moduladora, tenemos que igualar las pendientes de ambas funciones:

$$\frac{dS_1(t)}{dt} = \frac{dS_2(t)}{dt} \quad (62)$$

- Función Moduladora:

$$V_C(t) = E_C [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (63)$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = -E_C m \omega_m \sin(\omega_m t) \quad (64)$$

- Función descarga de Capacidad:

$$V_C(t) = E_C (1 + m) e^{-t/R_D C_D} \quad (65)$$

$$\frac{dV_C(t)}{dt} = -\frac{E_C (1 + m)}{R_D C_D} e^{-t/R_C} = -\frac{V_C(t)}{R_D C_D} = -\frac{E_C [1 + m \cos(\omega_m t)]}{R_D C_D} \quad (66)$$

Igualando (66) y (64), como manda (60), tenemos:

$$\begin{aligned} \frac{E_C [1 + m \cos(\omega_m t)]}{R_D C_D} &= -E_C m \omega_m \sin(\omega_m t) \rightarrow \\ \tau = R_D C_D &= \frac{1 + m \cos(\omega_m t)}{m \omega_m \sin(\omega_m t)} \end{aligned} \quad (67)$$

Derivada de la división:

$$\frac{d\left(\frac{A}{B}\right)}{dt} = \frac{B \frac{dA}{dt} - A \frac{dB}{dt}}{\left(\frac{dB}{dt}\right)^2} \quad (68)$$

Relación fundamental trigonométrica:

$$\sin^2(\omega_m t) + \cos^2(\omega_m t) = 1 \quad (69)$$

Para calcular la pendiente máxima, debemos igualar la derivada de  $\tau$  a cero:

$$\frac{dR_D C_D}{dt} = \frac{-[m \omega_m \sin(\omega_m t)]^2 - m \omega_m^2 \cos(\omega_m t) - m^2 \omega_m^2 \cos^2(\omega_m t)}{[m \omega_m \sin(\omega_m t)]^2} = 0$$

$$\frac{dR_D C_D}{dt} = \frac{-m^2 - \omega_m^2 [\sin^2(\omega_m t) + \cos^2(\omega_m t)] - m \omega_m^2 \cos(\omega_m t)}{[m \omega_m \sin(\omega_m t)]^2} = 0$$

Finalmente:

$$\frac{dR_D C_D}{dt} = \frac{-m^2 \omega_m^2 - m \omega_m^2 \cos(\omega_m t)}{[m \omega_m \sin(\omega_m t)]^2} = 0 \quad (70)$$

Calculo de la frecuencia máxima de la señal moduladora para que no exista clipping:

$$-m^2 \omega_m^2 - m \omega_m^2 \cos(\omega_m t) = 0$$

$$m \omega_m^2 \cos(\omega_m t) = -m^2 \omega_m^2$$

$$\cos(\omega_m t) = m \quad (71)$$

$$\sin(\omega_m t) = \sqrt{1 - m^2} \quad (72)$$

Sustituyendo (71) y (72) en (67), tenemos:

$$\tau_{max} = (R_D C_D)_{max} = \frac{1 - m m}{m \omega_m \sqrt{1 - m^2}} = \frac{1 - m^2}{m 2\pi f_{max} \sqrt{1 - m^2}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi f_{max}} \quad (73)$$

Por lo tanto, de (73) podemos encontrar la frecuencia máxima de la moduladora:

$$f_{max} \leq \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi R_D C_D} \quad (74)$$

Para evitar el ripple y la diagonal clipping:

$$T_{carrier} \ll \tau = R_D C_D \ll T_{modulación}$$

$$f_{max} \ll \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{2\pi R_D C_D} \ll f_{carrier} \quad (75)$$

## 2.8 – Ruidos

### 2.8.1 – Introducción

La densidad espectral de potencia  $S(\omega)$  de una señal es definida como potencia media por unidad de ancho de banda de dicha señal.

Si una señal con la densidad espectral de potencia se aplica a un sistema lineal invariante en el tiempo (amplificador o filtro, por ejemplo), con respuesta en frecuencia  $H(\omega)$ , la densidad espectral de potencia en la salida del sistema es:

$$S_r(\omega) = S_x(\omega)|H(\omega)|^2 \quad (76)$$

La función de densidad espectral de potencia se expresa comúnmente en  $A^2/Hz$  o  $V^2/Hz$ .

Es decir, que también se define como la potencia media por unidad de ancho de banda, en una resistencia de  $1 \Omega$ . Esto es debido al hecho de que algunas señales de ruido presentes en la naturaleza están en forma de corrientes o tensiones.

### 2.8.2 – Valor RMS del ruido

De [9] sabemos que:

- Corriente de ruido  $i_n(t)$ :

$$i_{n,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_n(t)]^2 dt} \quad (77)$$

- Tensión de ruido  $v_n(t)$ :

$$v_{n,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v_n(t)]^2 dt} \quad (78)$$

- Potencia de ruido

$$P_n = \frac{(v_{n,RMS})^2}{1\Omega} = (i_{n,RMS})^2 1\Omega \quad (79)$$

El ruido es cualquier señal no deseada que interfiere en una medida, limitando de este modo la precisión del sistema de instrumentación. En el caso ideal de ausencia de ruidos, una señal deseada puede ser amplificada por una cascada de amplificadores o filtros, pudiendo detectarse señales de baja energía sin problema. En el caso real, en el cual existe ruido inherente al sistema, una amplificación de una señal implica también una amplificación del ruido.

Uno de los objetivos de un proyecto de instrumentación es la reducción de los niveles de ruido generados y transmitidos, a pesar de que su completa eliminación se asume imposible.

Sin embargo, los ruidos también tienen su lado útil, ya que debido a su riqueza espectral, algunos tipos de ruidos son una fuente para la síntesis de voz, numerosos sonidos de la naturaleza y los sonidos de los instrumentos musicales. Por otra parte, son útiles para la calibración de los equipos electrónicos, tales como señales de prueba, y para la medida de las características de los filtros, amplificadores, sistemas de audio y otros sistemas electroacústicos.

### 2.8.3 - Suma de los ruidos

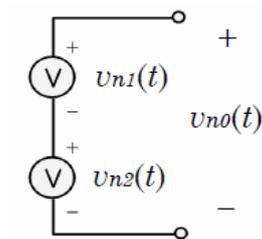


Figura 2.21 – Circuito demostrativo de suma de ruidos

$$v_{n0}(t) = v_{n1}(t) + v_{n2}(t) \tag{80}$$

$$P(v_{n0_{RMS}})^2 = \frac{1}{T} \int_0^t [v_{n1}(t) + v_{n2}(t)]^2 dt \tag{81}$$

$$(v_{n0_{RMS}})^2 = \frac{1}{T} \int_0^t [(v_{n1}(t))^2 + (v_{n2}(t))^2 + 2v_{n1}(t)v_{n2}(t)]^2 dt \rightarrow$$

$$(v_{n0_{RMS}})^2 = (v_{n1_{RMS}})^2 + (v_{n2_{RMS}})^2 + \frac{1}{T} \int_0^t [2v_{n1}(t)v_{n2}(t)]^2 dt \rightarrow$$

Si  $v_{n1_{RMS}}$  y  $v_{n2_{RMS}}$  no están correlacionadas, el termino  $\frac{1}{T} \int_0^t [2v_{n1}(t)v_{n2}(t)]^2 dt = 0$

Por lo tanto, tenemos:

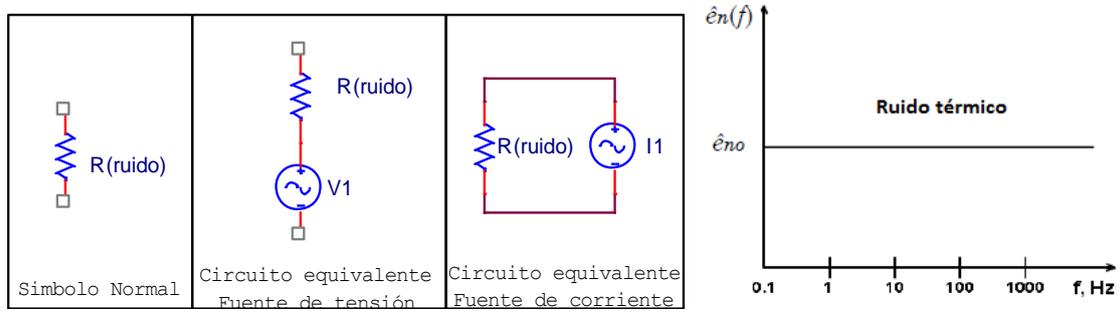
$$(v_{n0_{RMS}})^2 = (v_{n1_{RMS}})^2 + (v_{n2_{RMS}})^2 + \dots \tag{82}$$

### 2.8.4 – Ruido térmico:

Incluso si todos los ruidos externos se pueden eliminar, existe un nivel mínimo de ruido debido a fuentes internas. Este ruido interno es conocido como ruido térmico y tiene su origen en la agitación térmica de los electrones en las resistencias. También conocido como ruido de Johnson o de resistencia. Johnson descubrió que un voltaje no periódico existe en todos los conductores y su magnitud se relaciona con la temperatura.

El ruido térmico está presente en los elementos que son resistentes, por lo tanto deben utilizarse valores bajos de resistencias para minimizar el ruido térmico. Otro método de reducción de ruido térmico implicaría la operación a las temperaturas más bajas posibles. El ruido térmico puede ser representado por una fuente en serie con la

resistencia responsable de dicho ruido. El ruido térmico es un ruido blanco y por lo tanto presenta una distribución normal con media cero. Conociendo que la distribución es gaussiana, se puede estimar el valor RMS del ruido. Con a tensión de ruido RMS puede estimarse el valor de pico a pico de la tensión de ruido (despreciando picos con bajas probabilidades de ocurrencia) dividido por 6.



**Figura 2.22 – Representación equivalente del ruido y gráfica de su comportamiento.**

$$v_1 = \sqrt{4kTR_D\Delta f} \quad (83)$$

$$i_1 = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R_D}} \quad (84)$$

### 2.8.5 – Densidad espectral del ruido térmico y cuántico (shot)

$$\hat{i}_{nT} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \left[ \frac{A_{RMS}}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (85)$$

$$\hat{e}_{nT} = \sqrt{4kTR} \left[ \frac{V_{RMS}}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (86)$$

$$\hat{i}_{nQ} = \sqrt{2qI} \left[ \frac{A_{RMS}}{\sqrt{Hz}} \right] \quad (87)$$

# 3

## Topologías Estudiadas

### 3.1 - Topología 1

#### 3.1.1 - Introducción

Esta topología propuesta en el artículo [10] está basada en un circuito simétrico, inmune a resistencias, capacidades parasitas y que proporciona un alto rechazo al modo común.

Intentaremos simularlo y comprobar si realmente puede ser usado para aplicaciones implantables; por lo tanto se realizará un análisis teórico y de simulaciones en Pspice.

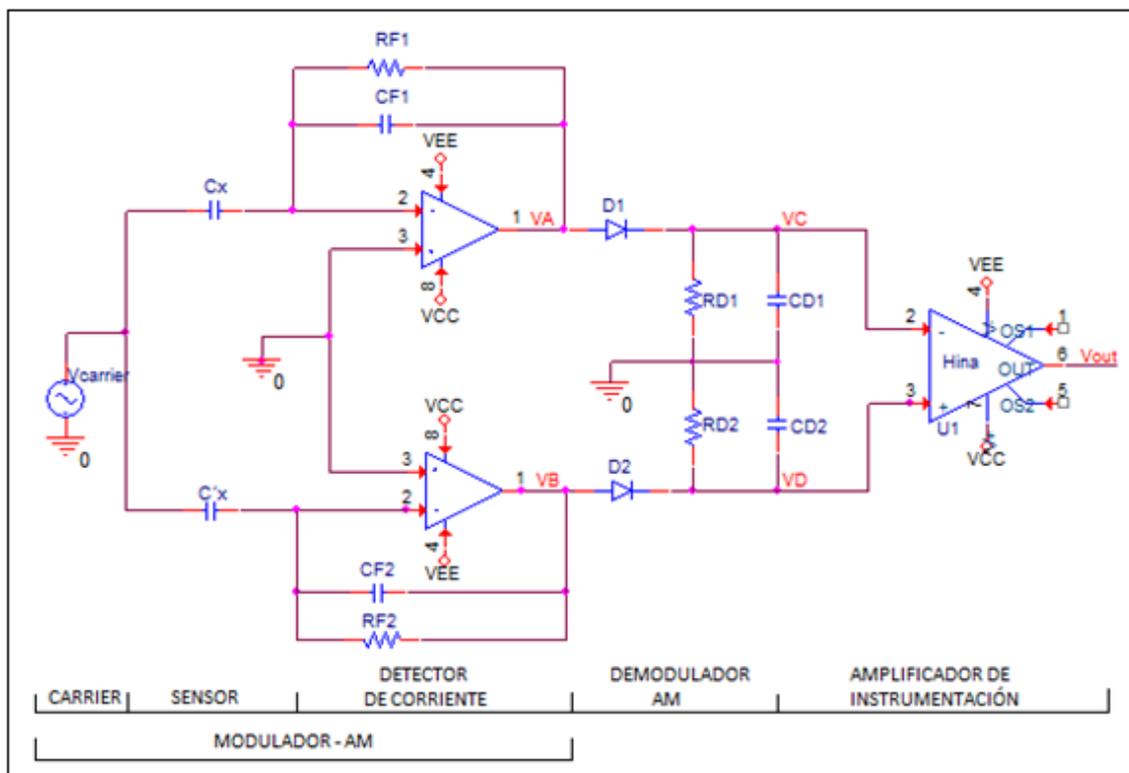
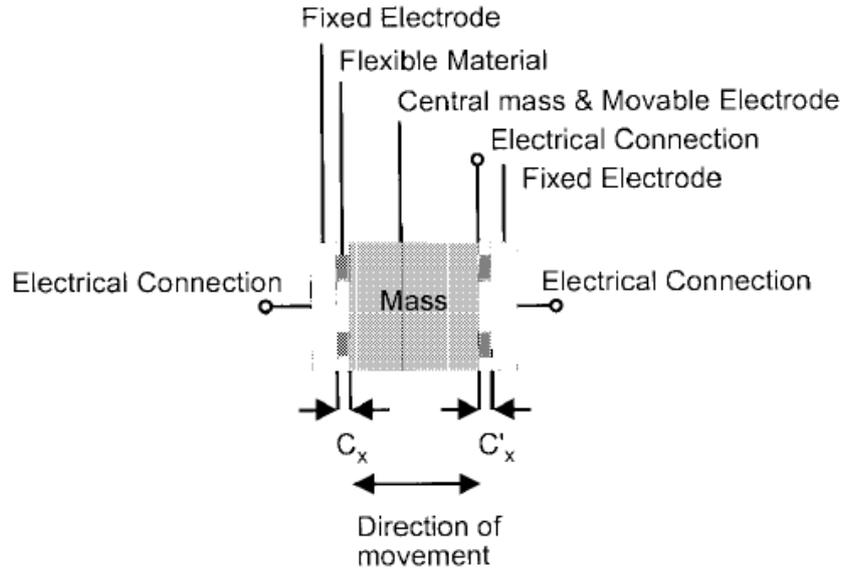


Figura 3.1 – Macro modelo del circuito

#### 3.1.2 – Descripción teórica del sensor.

La lectura de la presión será realizada por un sensor diferencial capacitivo de aceleración como lo de la figura 3.2.



**Figura 3.2 – Macro modelo del sensor**

Los sensores  $C_x$  y  $C'_x$  tienen la capacitancia nominal  $C_x=C_{x0}$  y  $C'_x=C'_{x0}$ . En el caso de equilibrio o ausencia de aceleración en el sensor su valor es  $C'_x=C'_{x0}$ .

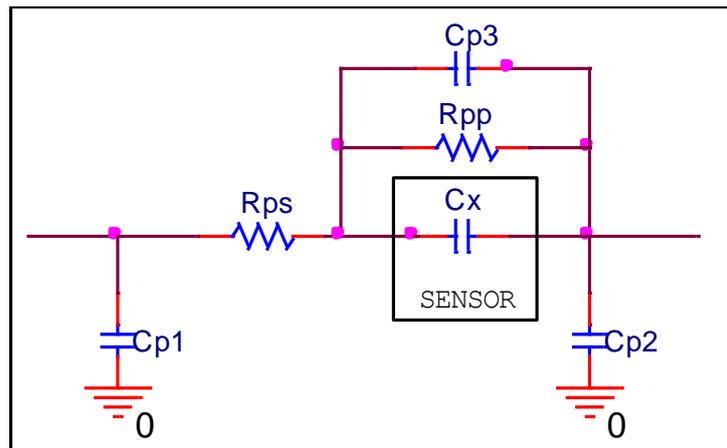
Cuando exista una aceleración, por ejemplo orientada hacia la derecha, tendremos un incremento  $\Delta C_x$  y un decremento  $\Delta C'_x$ :

$$C_x = C_{x0} + \Delta C_x \tag{88}$$

$$C'_x = C'_{x0} - \Delta C'_x \tag{89}$$

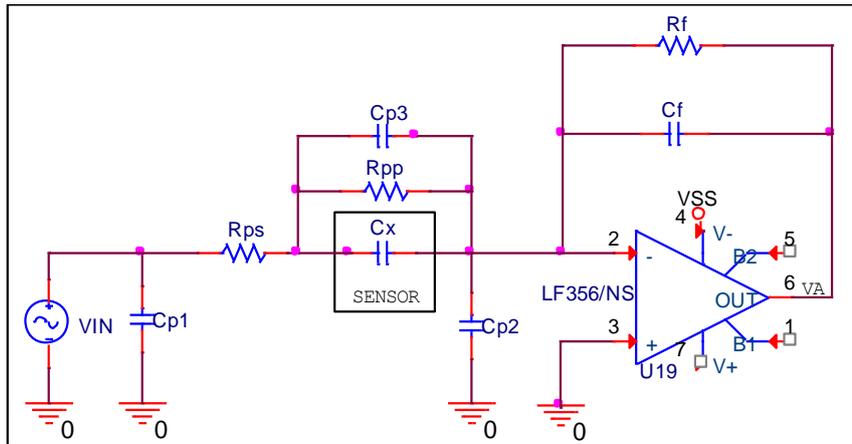
Para  $\Delta C_x = \Delta C'_x$ , tenemos la capacitancia diferencial igual a:

$$C_x - C'_x = C_{x0} + \Delta C_x - (C'_{x0} - \Delta C'_x) = 2\Delta C_x \tag{90}$$



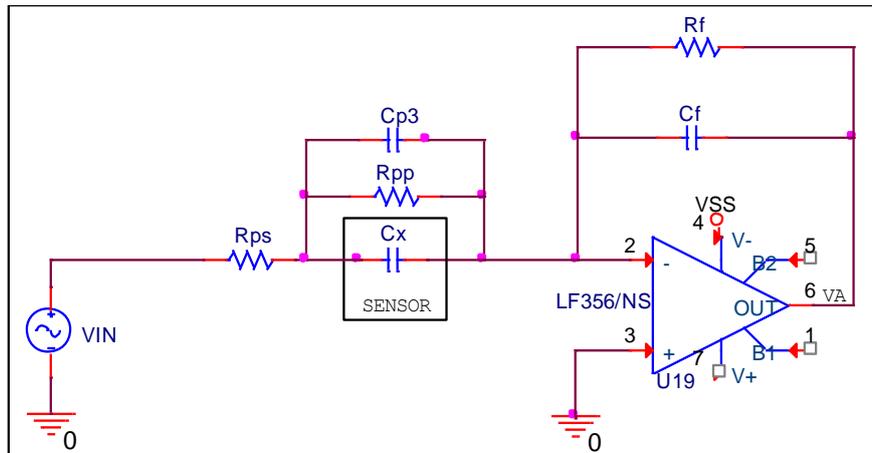
**Figura 3.3 – Sensor con sus capacitancias y resistencias parásitas**

### 3.1.3 – Descripción del circuito Modulador-AM



**Figura 3.4 – Modulador-AM con Cp1 y Cp2 parasitas**

Analizando el circuito de la figura 3.4 podemos eliminar las capacidades parasitas  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$  del sensor. Como  $C_{p1}$  está en paralelo con la fuente no produce un efecto considerable en el circuito.  $C_{p2}$  puede ser eliminado ajustando el offset del OPAMP ya que la capacidad está conectada entre la tierra y la tierra virtual del OPAMP.



**Figura 3.5 – Modulador-AM sin las capacidades parasitas (Cp1 y Cp2)**

Partiendo de los supuestos anteriores y analizando los circuitos de la figura 3.5, vamos a deducir la ecuación de la función de transferencia  $V_{carrier}/V_A$ .

Después de eliminar  $C_{p1}$  y  $C_{p2}$ :

$$Z_{sensor} = R_{ps} + (Z_{cx} + Z_{cp3}) // R_{pp} = R_{ps} + \frac{(Z_{cx} + Z_{cp3})R_{pp}}{Z_{cx} + Z_{cp3} + R_{pp}} \quad (91)$$

De la figura 3.5:

$$Z_F = R_F // Z_{CF} = \frac{R_F Z_{CF}}{R_F + Z_{CF}} \quad (92)$$

De la teoría de los OPAMP's sabemos que para una configuración inversora:

$$\frac{V_A}{V_{carrier}} = -\frac{Z_F}{Z_{sensor}} \quad (93)$$

$$\frac{V_A}{V_{carrier}} = -\frac{\frac{R_F Z_{CF}}{R_F + Z_{CF}}}{R_{ps} + \frac{(Z_{cx} + Z_{cp3}) R_{pp}}{Z_{cx} + Z_{cp3} + R_{pp}}} \quad (94)$$

Sustituyendo  $Z_{cx} = 1/j\omega C_x$ ;  $Z_{cp3} = 1/j\omega C_{p3}$  en (94) y haciendo algunas manipulaciones matemáticas, llegamos a:

$$\frac{V_A}{V_{carrier}} = -\frac{R_F}{R_{pp} + R_{ps}} \frac{1 + j\omega R_{pp}(C_x + C_{p3})}{(1 + j\omega R_F C_F) \left(1 + j\omega \frac{R_{pp} R_{ps}}{R_{pp} + R_{ps}} (C_x + C_{p3})\right)} \quad (95)$$

### Análisis de la ecuación (95)

- La ecuación (95) es la función de transferencia calculada, y como el circuito es simétrico  $V_B/V_{carrier}$  puede obtenerse de la misma manera.
- Analizando la ecuación vemos que los resistores y capacidades parásitas introducen un cero y un polo en la respuesta del circuito, luego tenemos de escoger frecuencias entre esos dos puntos para que la respuesta esperada de nuestro circuito no se vea afectado por ellos.
- $R_f$  es el resistor de realimentación para proporcionar la corriente DC de operación.
- $R_f$  y  $C_f$  funcionan como un filtro pasa-alto y proporcionan un polo en la ecuación.  $R_f$  debe ser lo más grande posible para que la frecuencia de corte sea más pequeña que  $f_{carrier}$  y  $C_f$  debe ser igual a  $C_{x0}$  para que cuando el sensor no esté actuando,  $V_A/V_{carrier}$  sea -1.
- La ecuación (95) será independiente de la frecuencia para las siguientes condiciones:

$$\omega \gg \frac{1}{R_F C_F} \rightarrow 1 + \omega R_F C_F \cong \omega R_F C_F \rightarrow$$

$$f_{carrier} \gg \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (96)$$

$$\omega \ll \frac{1}{R_{pp}(C_x + C_{p3})} \rightarrow 1 + \omega R_F C_F \approx \omega R_{pp}(C_x + C_{p3}) \rightarrow$$

$$f_{carrier} \ll \frac{1}{2\pi R_{pp}(C_x + C_{p3})} \quad (97)$$

$$\omega \ll \frac{1}{\left(\frac{R_{pp} R_{ps}}{R_{pp} + R_{ps}}(C_x + C_{p3})\right)} \rightarrow 1 + \omega \frac{R_{pp} R_{ps}}{R_{pp} + R_{ps}} (C_x + C_{p3}) \cong 1 \rightarrow$$

$$f_{carrier} \ll \frac{R_{pp} + R_{ps}}{2\pi R_{pp} R_{ps} (C_x + C_{p3})} \quad (98)$$

Si elegimos una frecuencia  $f_{carrier}$  entre los límites de (96), (97) y (98) podemos hacer una buena aproximación de la ecuación (95):

$$\frac{V_A}{V_{carrier}} = -\frac{R_F}{R_{pp}+R_{ps}} \frac{\omega R_{pp}(C_x+C_{p3})}{\omega(R_F C_F)(1)} \cong -\frac{R_{pp}}{R_{pp}+R_{ps}} \frac{C_x+C_{p3}}{C_F} \quad (99)$$

Como:  $R_{pp} \gg R_{ps} \rightarrow R_{pp} + R_{ps} \cong R_{pp} \therefore \frac{R_{pp}}{R_{pp}+R_{ps}} \cong 1$ , podemos simplificar un poco más la ecuación (99):

$$\begin{aligned} \frac{V_A}{V_{carrier}} &\approx -\frac{C_x+C_{p3}}{C_F} \rightarrow \\ V_A &\approx -\frac{C_x+C_{p3}}{C_F} V_{carrier} \end{aligned} \quad (100)$$

dónde:

$$V_{carrier} = |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) \quad (101)$$

Sustituyendo (101) en (100), tenemos:

$$V_A \approx -\frac{C_x+C_{p3}}{C_F} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) \quad (102)$$

La ecuación (102) corresponde con nuestra señal AM-modulada. Ahora considerando que  $\Delta C_x$  tenga una frecuencia de variación definida como  $f_{signal}$ , vamos a definir nuestra señal del sensor:

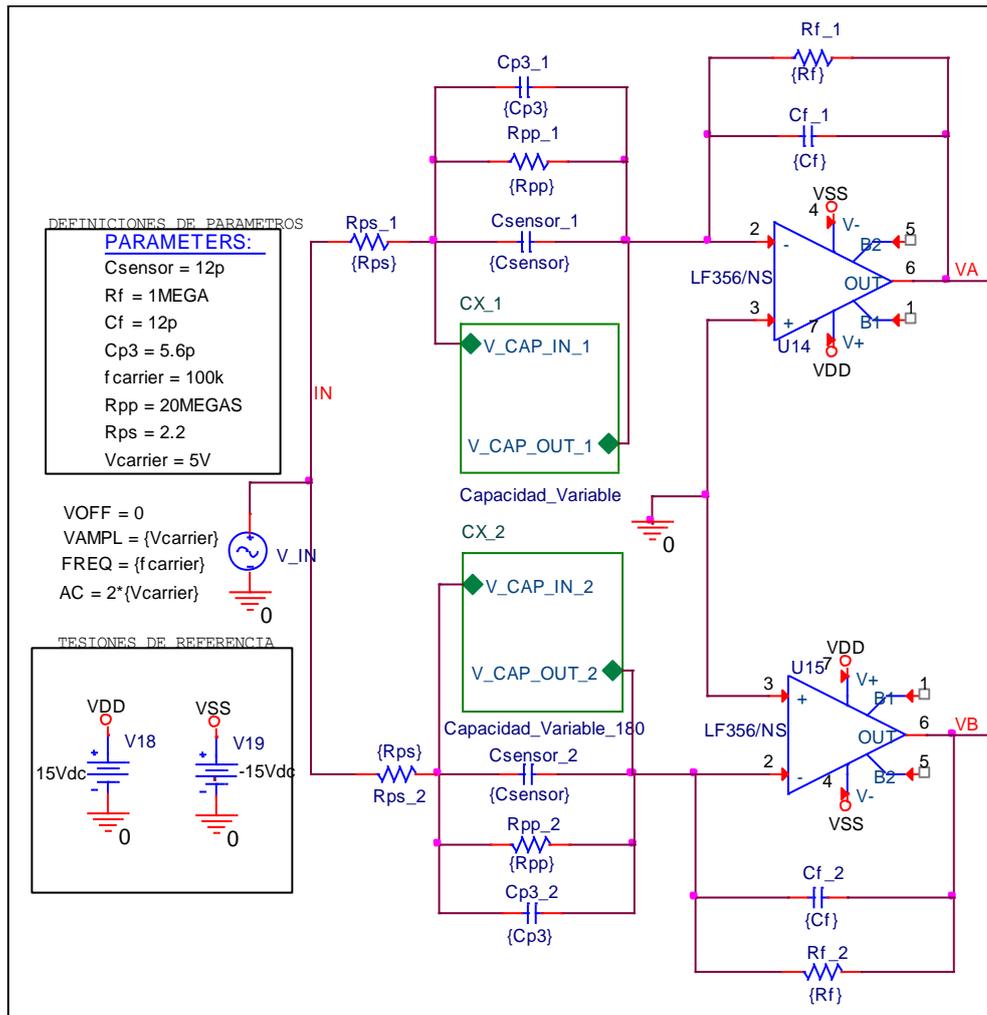
$$C_x = C_{x0} + \Delta C_x \sin(\omega_{signal} t) = C_{x0} \left( 1 + \frac{\Delta C_x \sin(\omega_{signal} t)}{C_{x0}} \right) \quad (103)$$

Sustituyendo (103) en (102) y haciendo algunas manipulaciones matemáticas, tenemos:

$$\begin{aligned} V_A \approx & -\frac{C_{x0} \left[ 1 + \frac{\Delta C_x \sin(\omega_{signal} t)}{C_{x0}} \right]}{C_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) - \\ & -\frac{C_{p3}}{C_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) \end{aligned} \quad (104)$$

Todo se puede ser hecho análogamente para encontrar  $V_B$ :

$$\begin{aligned} V_B \approx & -\frac{C'_{x0} \left[ 1 + \frac{\Delta C'_x \sin(\omega_{signal} t)}{C'_{x0}} \right]}{C'_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) - \\ & -\frac{C'_{p3}}{C'_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) \end{aligned} \quad (105)$$



**Figura 3.6 – Modulador-AM**

Todos los análisis de la topología serán hechos con los siguientes parámetros:

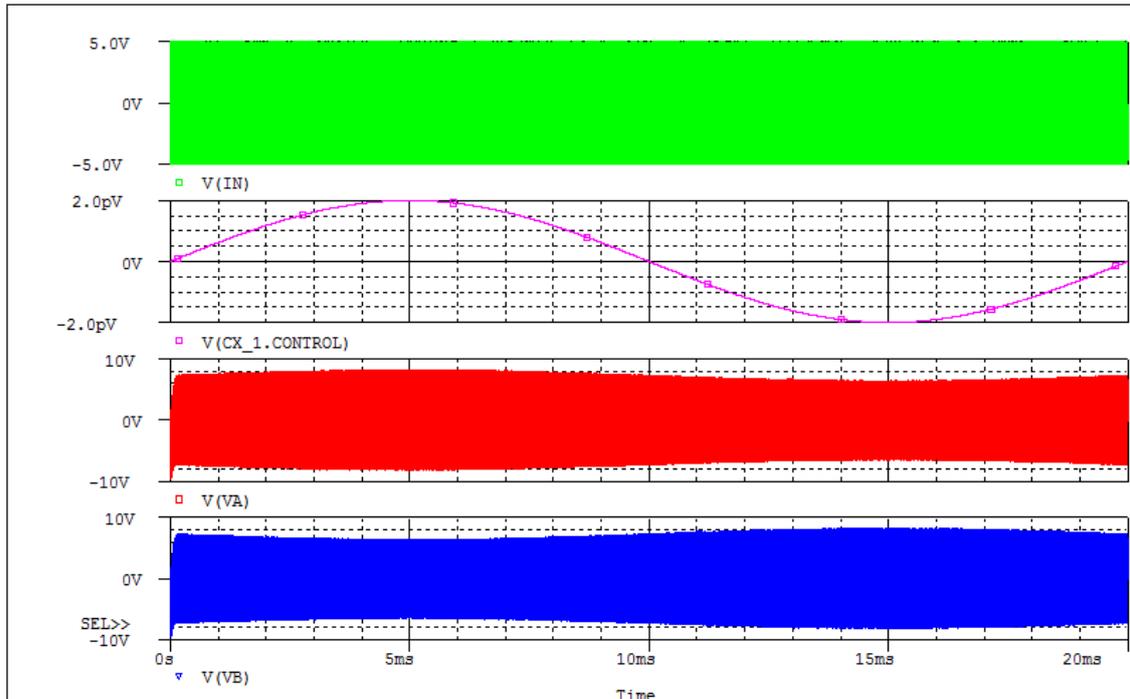
- $V_{carrier} = V_{IN} = 5V$  y  $F_{carrier} = 50KHz$ ;
- Capacidad Variable:  
 $C_{max} = 2pF$ ;  
 $C_{pico-pico} = 4pF$ ;  
 $C_{off} = 0$ ;  
 Frecuencia = 50Hz;
- Parámetros parasitas del sensor:  
 $R_{ps} = 2,2\Omega$   
 $R_{pp} = 20M\Omega$   
 $C_{p3} = 5,6pF$
- Parámetros del Modulador – AM;  
 $R_f = 1 M\Omega$   
 $C_f = 12pF$   
 Amplificador Operacional National Semiconductor LF356
- Parámetros del Demodulador – AM  
 $C_{D1} = C_{D2} = 100nF$ ;  
 $R_{D1} = R_{D2} = 180K$ ;

Diode 1N4140-NS –  $V_F = 1V$

- Amplificador de instrumentación Burr-Brown INA101

### Análisis en el tiempo del Modulador-AM

Simulando en Pspice el circuito de la figura 3.6 en el tiempo, tenemos como resultado la gráfica incluida a continuación:



**Figura 3.7 - Señal modulada en el tiempo  $V_A$  y  $V_B$ .**

La gráfica muestra que nuestro circuito tiene una portadora  $V_{carrier}$  que modula nuestra señal del sensor  $V_{signal}$ . Las señales moduladas son  $V_A$  y  $V_B$ , las cuales están desfasadas 180 grados debido a la aceleración del sensor.

Nótese que como las frecuencias deben ser muy grandes para que sea posible ver la modulación, no es posible ver las ondas sinusoidales de la señal portadora en las gráficas.

Para comprobar si el funcionamiento está de acuerdo con las ecuaciones deducidas anteriormente, vamos a escoger un punto de la gráfica, sustituir los valores en las ecuaciones y comparar con los valores teóricos.

- Para  $t=10ms$ ,  $\Delta C_x=0$ :  
 Resulto teórico:  
 Sustituyendo los parámetros en (104), tenemos:

$$A_{envelope} \approx \frac{|V_A|}{|V_{carrier}|} \approx \frac{|V_B|}{|V_{carrier}|} \approx \frac{C_{x0} \left[ 1 + \frac{\Delta C_x}{C_{x0}} \sin(\omega_{signal} t) \right]}{C_f} + \frac{C_{p3}}{C_f} \rightarrow$$

$$A_{envelope} \approx \frac{12pF \left[ 1 + \frac{0}{12pF} \sin(\omega_{signal} t) \right]}{12pF} + \frac{5,6pF}{12pF} \approx 1,466$$

$$V_{A,envolope} = V_{carrier} A_{envolope}$$

$$V_{B,envolope} = V_{carrier} A_{envolope}$$

Para t=10ms, ΔC <sub>x</sub> =0:		
	Teórico	Simulación
V <sub>A,envolope</sub>	7,333	≅ 7,494 V
V <sub>B,envolope</sub>	7,333	≅ 7,494 V

Podemos ver que los valores de las simulaciones y los valores teóricos son muy próximos, comprobando el correcto funcionamiento del circuito.

### Respuesta en frecuencia del Modulador-AM

Simulando en Pspice el circuito de la figura 3.7:

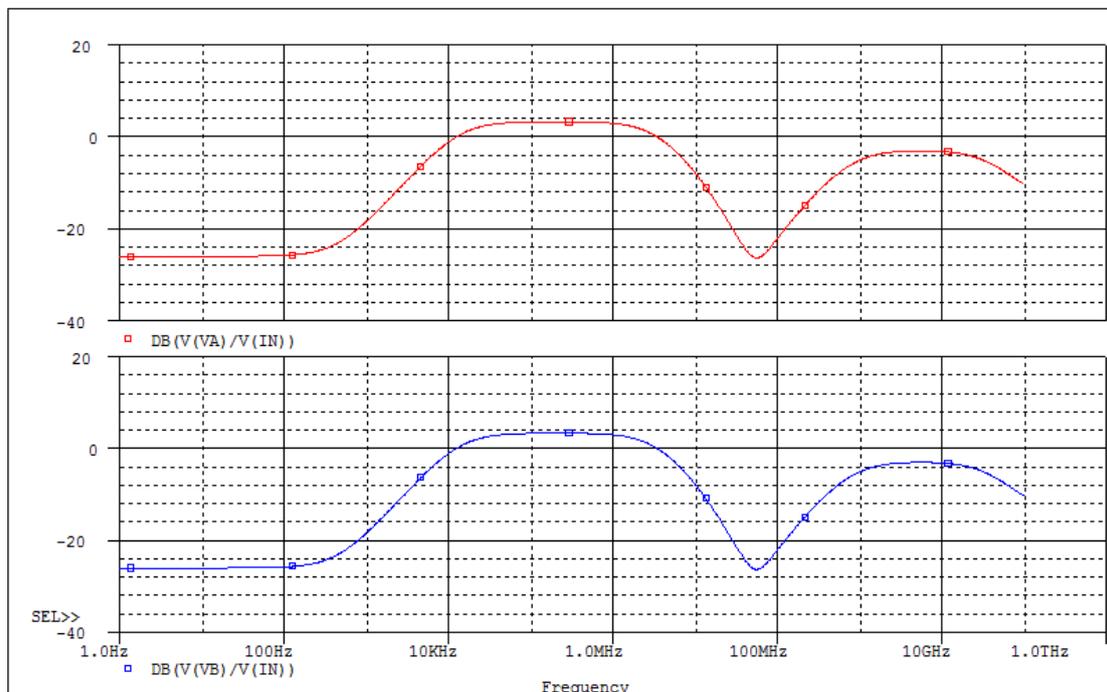


Figura 3.8– Respuesta en frecuencia de V<sub>A</sub> y V<sub>B</sub>.

De acuerdo con (96), (97) y (98):

$$f_{carrier} \gg \frac{1}{2\pi R_f C_f} \gg \frac{1}{2\pi \cdot 12p \cdot 1meg} \gg 13,3KHz$$

$$f_{carrier} \ll \frac{1}{2\pi R_{pp}(C_x+C_{p3})} \ll \frac{1}{2\pi \cdot 20meg \cdot (12p+5,6p)} \ll 452KHz$$

$$f_{carrier} \ll \frac{R_{pp}+R_{ps}}{2\pi R_{pp}R_{ps}(C_x+C_{p3})} \ll \frac{20meg+2,2}{2\pi \cdot 20meg \cdot 2,2 \cdot (12p+5,6p)} \ll 4,11GHz$$

Analizando la simulación que esta puesta en la figura 3.8 vemos que hay dos regiones lineares donde es posible trabajar. Esto es debido, tal y como hemos visto en el

capítulo 2 en la sesión 2.5.2, a que la respuesta en frecuencia de los OPAMP's puede modelarse como un polo en la ganancia  $A_v$  que define el límite superior para la operación del amplificador operacional. Más allá de esta frecuencia el amplificador operacional ya no se comporta como un amplificador sino como un atenuador. Por lo general, el rango útil de frecuencia está muy por debajo de este límite.

- Región 1

$$f_{-3dB,min} \cong 13,307\text{KHz}$$

$$f_{-3dB,max} \cong 3,468\text{MHz}$$

- Región 2

$$f_{-3dB,min} \cong 715\text{ MHz}$$

$$f_{-3dB,max} \cong 46,7\text{GHz}$$

Análisis de GBW y BW del circuito: recurriendo al datasheet del fabricante del LF356-NS:

$$GBW_{fabricante} = 5\text{MHz}, A_{DC_{fabricante}} = 106\text{dB.}$$

Analizando la respuesta en frecuencia de la figura 3.8 encontramos:

$$A_{DC_{proyecto}} \cong 3.3\text{dB y } f_{-3dB,max} \cong 3.2\text{MHz.}$$

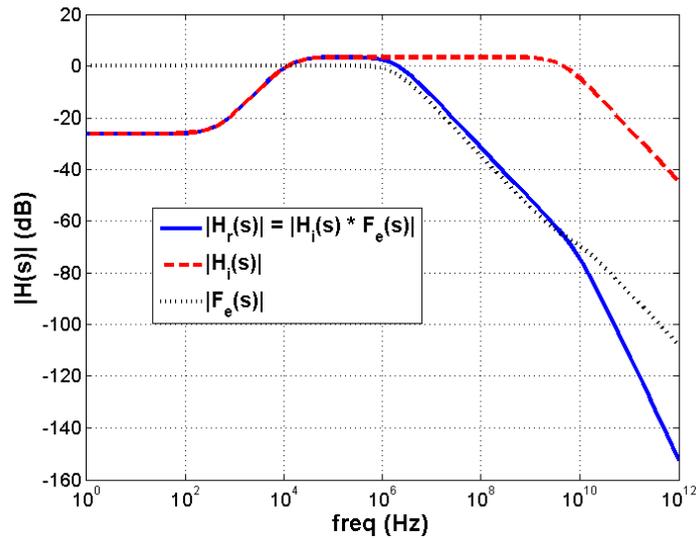
De la teoría de OPAMP's sabemos que el ganancia DC por la anchura de banda es una constante ( $GBW = BW \cdot A_{DC} = k$ ), entonces:

$$GBW_{fabricante} = BW_{fabricante} A_{DC_{fabricante}} = BW_{proyecto} A_{DC_{proyecto}} = k$$

$$BW_{proyecto} = \frac{GBW_{fabricante}}{A_{DC_{proyecto}}} \cong \frac{5\text{MHz}}{1.46} \cong 3.42\text{MHz}$$

Si hacemos una comparación entre  $BW_{proyecto}$  y  $f_{-3dB,max}$  vemos que los dos valores son bastante próximos, indicando que nuestro circuito se comporta de forma similar al caso teórico. Los valores nunca van a ser iguales, pues el circuito no es ideal, dando lugar a valores cercanos a los esperados en el caso ideal, lo que es suficiente para comprobar el funcionamiento deseado.

Haciendo un análisis más profundo utilizando MATLAB podemos ver los efectos de los polos y de los ceros en nuestra respuesta, comprobando así lo estudiado en el capítulo 2 sobre los OPAMPs reales, así como también comprobar nuestros resultados de la respuesta en frecuencia del modulador-AM simuladas en Pspice..

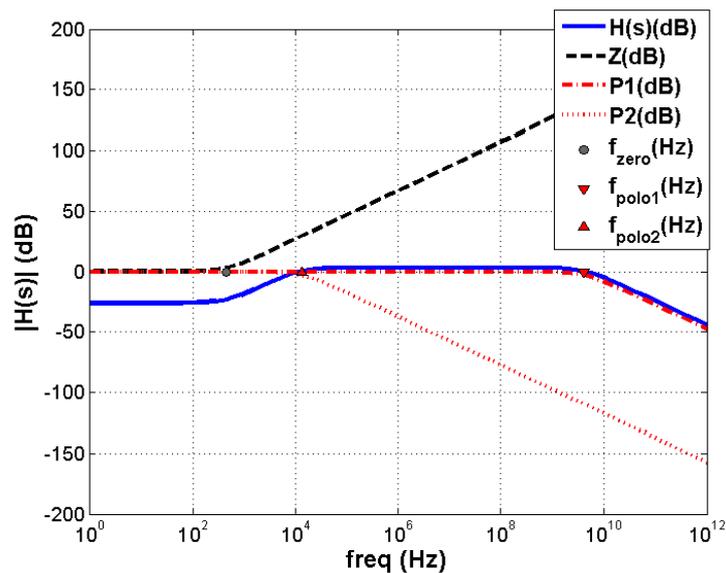


**Figura 3.9 – Representación de los polos y ceros de la función de transferencia del LM351**

En el capítulo 2 hemos estudiado que en el amplificador operacional hay un error denominado  $\xi$  que se refleja en la salida del OPAMP. Este error está definido en función de  $A_{DC}$  y  $\omega_p$  por lo tanto nuestra salida de pende de  $\omega_p$ .

$$H(s) = -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) (1 - \xi) \cong -\left(\frac{Z_f}{Z_i}\right) \left\{ 1 - \left[ \left(\frac{1}{A_{DC}}\right) \left(\frac{Z_f}{Z_1}\right) \left(\frac{Z_1 + Z_i}{Z_i}\right) \right] \left( 1 + \frac{s}{\omega_p} \right) \right\} \quad (30)$$

La figura 3.9 nos muestra perfectamente cómo se comporta la ecuación (30) que básicamente es la suma de la respuesta ideal ( $H_i(s)$ ) con la respuesta del error ( $F_e(s)$ ). De la figura es posible ver que el error nos inserta un polo en  $H(s)$  limitando la respuesta en frecuencia del OPAMP.



**Figura 3.10 - Representación de los polos y ceros de la función de transferencia del Modulador-AM**

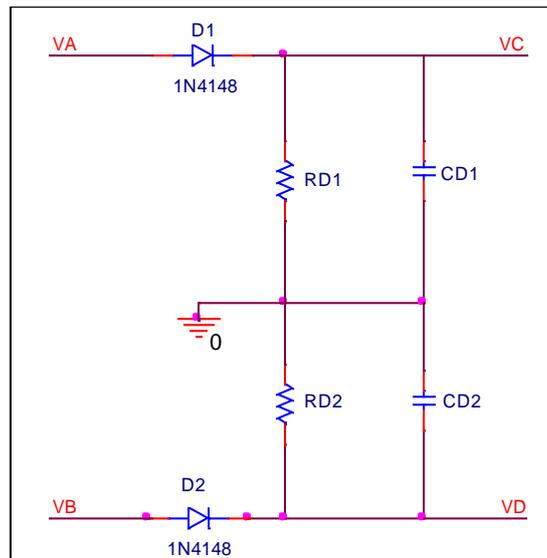
Con los conocimientos de los errores de los amplificadores operacionales y con el análisis de la ecuación (104) hemos hecho una simulación en MATLAB a fin de comprobar el comportamiento de  $V_A/V_{IN} = H(s)$ .

Como podemos ver en la figura 3.10,  $H(s)$  es la suma de la respuesta en frecuencia de un cero (Z (dB)) y dos polos (P1 (dB) y P2 (dB)). Podemos analizar en la ecuación (104), cuáles de los términos son los responsables por el cero y por los dos polos de  $H(s)$ :

$$V_A \approx -\frac{C_{x0} \left[ 1 + \frac{\Delta C_x}{C_{x0}} \sin(\omega_{signal} t) \right]}{C_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) - \frac{C_{p3}}{C_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) \quad (104)$$

- El cero es insertado por  $j\omega R_{pp}(C_x + C_{p3})$
- El polo 1 es insertado por  $(1 + j\omega R_F C_F)$
- El polo 2 es insertado por  $\left( 1 + j\omega \frac{R_{pp} R_{ps}}{R_{pp} + R_{ps}} (C_x + C_{p3}) \right)$

### 3.1.4 – Descripción del circuito Demodulador-AM



**Figura 3.11 – Circuito demodulador-AM**

Los componentes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $CD_1$ ,  $CD_2$ ,  $RD_1$  y  $RD_2$  forman el circuito demodulador-AM. Los capacitores y resistencias forman un filtro para eliminar  $f_{carrier}$ , de forma que a la salida del circuito aparezca únicamente la señal recogida en nuestro sensor ( $f_{signal}$ ).

$$H(s)_{filtro RC} = \frac{R_D}{1 + j\omega R_D C_D} \quad (106)$$

Para eliminar  $f_{carrier}$ , tenemos que satisfacer la siguiente condición:

$$f_{signal} \ll \frac{1}{2\pi R_D C_D} \ll f_{carrier} \quad (107)$$

Como el circuito demodulador es un detector de pico, durante la descarga de  $C_D$  sobre  $R_D$ , tendremos un ripple:

- Tensión ripple [V]:  
De la ecuación (60):

$$|V_{ripple}| \approx \frac{|V_{carrier}|}{R_D C_D f_{carrier}} \quad (108)$$

- Slope ripple [V/s]:

$$S_{ripple} = \frac{|V_{carrier}|}{R_D C_D} \quad (109)$$

- Slope signal [V/s]:

$$S_{signal} = |V_{signal}| \omega_{signal} \quad (110)$$

De las ecuaciones (110) y (109) concluimos que,  $S_{signal}$  es limitado por  $S_{ripple}$  pues durante la descarga de  $C_D$  en  $R_D$  el diodo esta polarizado reversamente y la tensión en su cátodo es la tensión de ripple. Cuando la  $S_{signal}$  negativo es más pronunciada que  $S_{ripple}$  la señal modulada no será transferida a salida.

Si dividimos (110) por (111):

$$\frac{S_{ripple}}{S_{signal}} = \frac{(|V_{carrier}|/R_D C_D)}{|V_{signal}| \omega_{signal}} = \frac{(|V_{carrier}|/R_D C_D)}{|V_{signal}| \omega_{signal}} = \frac{|V_{carrier}|}{2\pi f_{signal} R_D C_D |V_{signal}|} \rightarrow$$

$$f_{signal} = \left( \frac{S_{signal}}{S_{ripple}} \right) \left( \frac{|V_{carrier}|}{2\pi R_D C_D |V_{signal}|} \right) = K \frac{|V_{carrier}|}{2\pi R_D C_D |V_{signal}|}$$

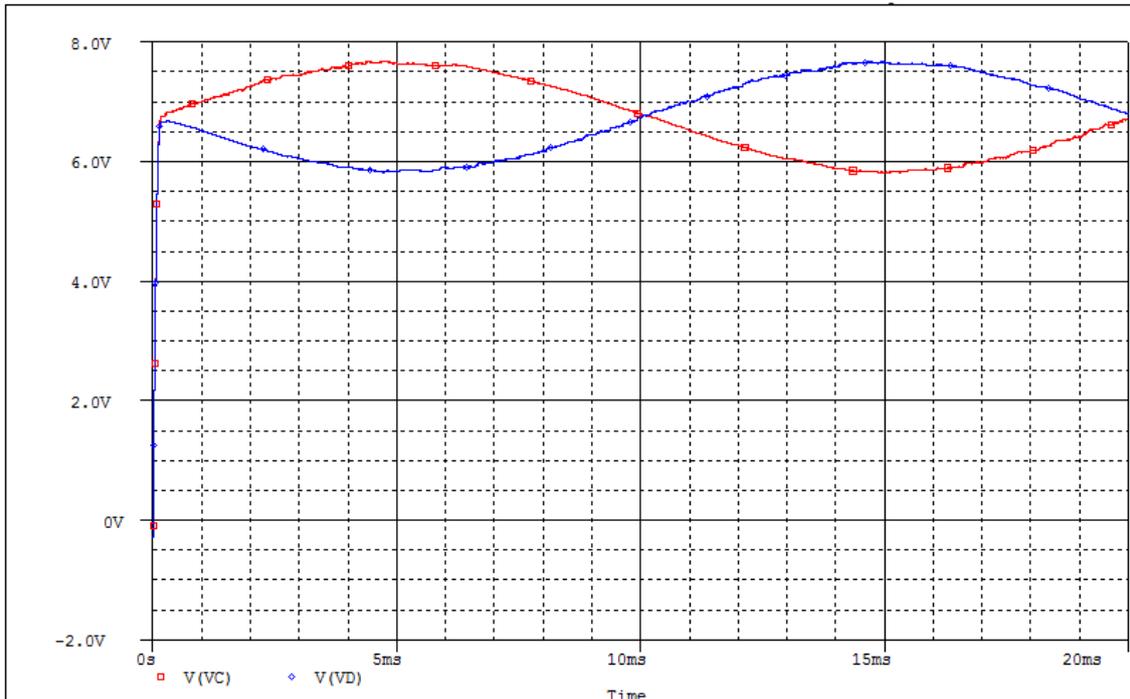
$$f_{signal,max} = k \frac{|V_{carrier}|}{2\pi R_D C_D |V_{signal}|} \quad (111)$$

donde K depende de los componentes del circuito.

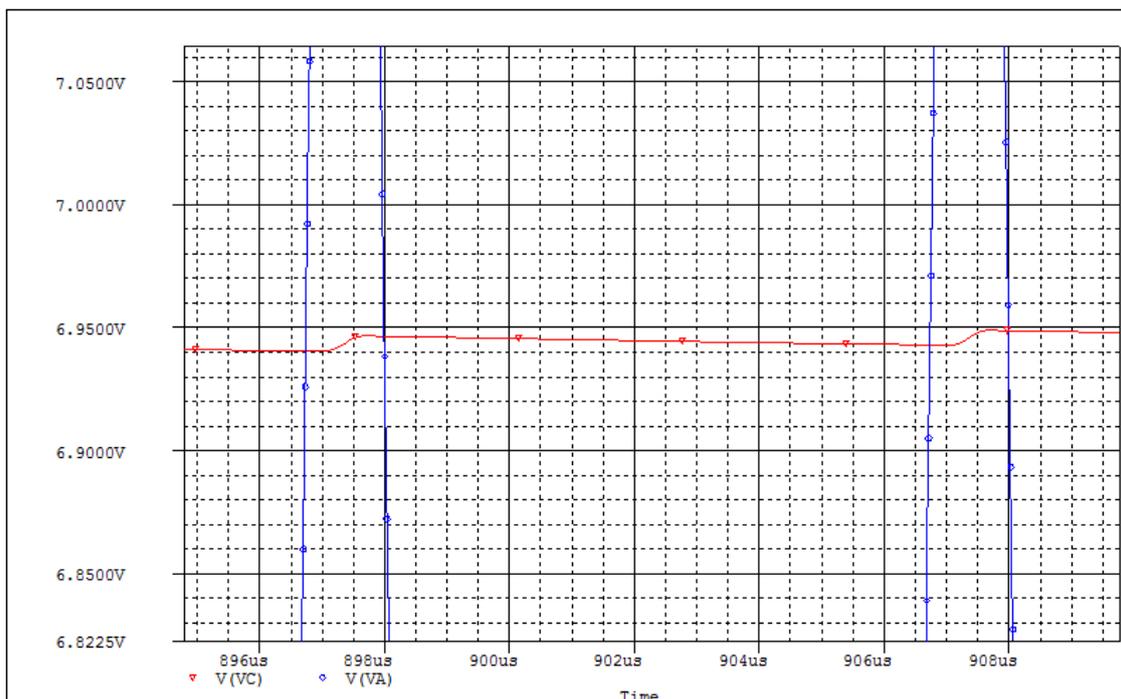
Después de la demodulación tenemos:

$$V_C = V_{A,envelope} - V_{diode1} \quad (112)$$

$$V_D = V_{B,envelope} - V_{diode2} \quad (113)$$



**Figura 3.12 – Tensiones demoduladas ( $V_C$  y  $V_D$ )**



**Figura 3.13 – Ripple de la señal  $V_C$**

Comparando los resultados teóricos con los de la simulación, vemos que son muy próximos comprobando así el funcionamiento correcto del demodulador-AM.

$$f_{signal} \ll \frac{1}{2\pi R_D C_D} \ll f_{carrier}$$

$$f_{signal} \ll 88,42 \text{ Hz} \ll f_{carrier}$$

De (104), sabemos que:

$$|V_{A,envelophe}| \approx \left[ \frac{C_{x0} \left(1 + \frac{\Delta C_{x,max}}{C_{x0}}\right)}{C_f} + \frac{C_{p3}}{C_f} \right] |V_{carrier}|$$

Entonces:

$$|V_{ripple}| \approx \frac{|V_{A,envelophe}|}{R_D C_D f_{carrier}}$$

$$S_{ripple} = \frac{|V_{A,envelophe}|}{R_D C_D}$$

Manipulando la parte de (104) que relaciona  $V_A$  con la señal del sensor, tenemos:

$$V_A \approx - \frac{C_{x0} \left[1 + \frac{\Delta C_x}{C_{x0}} \sin(\omega_{signal} t)\right]}{C_f} |V_{carrier}| \sin(\omega_{carrier} t) - \dots \rightarrow$$

$$V_{A,signal} \approx - \frac{\Delta C_x}{C_f} |V_{carrier}| \left\{ \frac{1}{2} \cos[\omega_{signal} - \omega_{carrier}] - \cos[\omega_{signal} + \omega_{carrier}] \right\}$$

entonces:

$$|V_A|_{signal} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C_{x,max}}{C_f} |V_{carrier}|$$

$$S_{signal} = \frac{2|V_A|_{signal}}{T_{signal}/2} = 2 \frac{\left( \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta C_{x,max}}{C_f} \right) |V_{carrier}| \right)}{T_{signal}/2} \rightarrow$$

$$S_{signal} = 2 \left( \frac{\Delta C_{x,max}}{C_f} \right) |V_{carrier}| f_{signal}$$

$$S_{NR} = \frac{|V_{ripple}|}{V_{C,pico-pico}} \text{ y } S_{NR} = \frac{|V_{ripple}|}{V_{D,pico-pico}}$$

$$V_C = V_{A,envelophe} - V_{diode1}$$

$$V_D = V_{B,envelophe} - V_{diode2}$$

### Resultados:

Para  $t=10\text{ms}$ :

$$V_{A,envelophe} = 7,333 \text{ V}$$

$$V_{B,envelophe} = 7,333 \text{ V}$$

	Teórico	Simulación
$V_C$	6,633 V	$\cong 6,794$ V
$V_D$	6,633 V	$\cong 6,726$ V

	Teórico	Simulación
$ V_{ripple} $	$\approx 4,53$ mV	$\cong 3,8$ mV
$S_{ripple}$	453,33 V/s	$\cong 3,8$ mV
$S_{signal}$	166,666 V/s	166,666 V/s
$S_{NR}$	-52,89 dB	-53.26 dB

Sabemos que para que haya una demodulación correcta y no haya la diagonal clipping,  $S_{ripple} \gg S_{signal}$  y esto es lo que hemos comprobado en la tabla.

### 3.1.5 – Descripción del Amplificador de instrumentación:

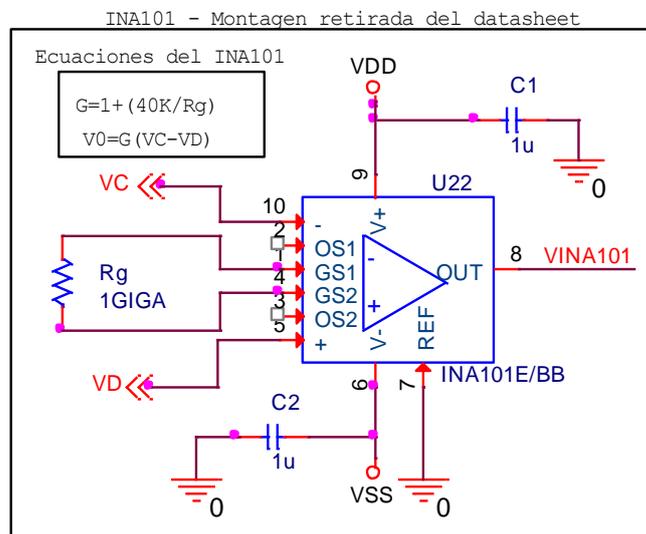


Figura 3.15 – Amplificador de instrumentación INA-101 (modelo obtenido del datasheet proporcionado por el fabricante)

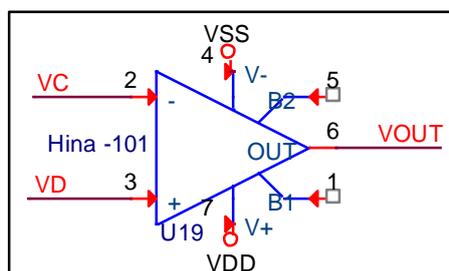


Figura 3.16 – Macro modelo Amplificador de instrumentación INA-101

Después de la demodulación, las señales ( $V_C$ ) y ( $V_D$ ), serán las entradas del amplificador de instrumentación. Este se encargará de eliminar las tensiones de modo común, así como los efectos parásitos de  $C_{p3}$  y  $V_{diode}$ .

La salida de del circuito corresponde con la salida del amplificador diferencial, y su respuesta es dada por la ecuación (21) estudiada en el capítulo 2.

$$V_{out} = A_{amp\_inst}(V_C - V_D) \quad (21)$$

Sustituyendo (104) en (112), (105) en (113) y el resultado en (21), tenemos:

$$V_{out} \approx -A_{amp\_inst} \left[ |V_{carrier}| \left( \frac{\frac{R_{pp}}{R_{pp}+R_{ps}} \frac{C_{p3}C_{x0}\Delta C_x \sin(\omega_{signal}t)}{C_f}}{\frac{R_{pp}}{R_{pp}+R_{ps}} \frac{C'_{p3}C'_{x0}\Delta C'_x \sin(\omega_{signal}t)}{C'_f}} \right) - \right. \\ \left. -V_{didode} + V'_{diode} \right] \quad (115)$$

Haciendo algunas consideraciones es posible simplificar la expresión (115):

- $R_{pp} \gg R_{ps}$  ;  $R'_{pp} \gg R'_{ps}$
- $C_{p3} = C'_{p3}$  ;  $C_{x0} = C'_{x0}$  ;  $\Delta C_x = \Delta C'_x$
- $V_{didode} = V'_{diode}$

$$V_{out} \approx -A_{amp\_inst} |V_{carrier}| \frac{2\Delta C_x \sin(\omega_{signal}t)}{C_f} \quad (116)$$

Cuando no se pueda atender a las consideraciones anteriores, se puede regular el offset del OPAMP de instrumentación para que se elimine los efectos parásitos.

Analizando la ecuación (116) y la figura 3.17. Podemos ver que:

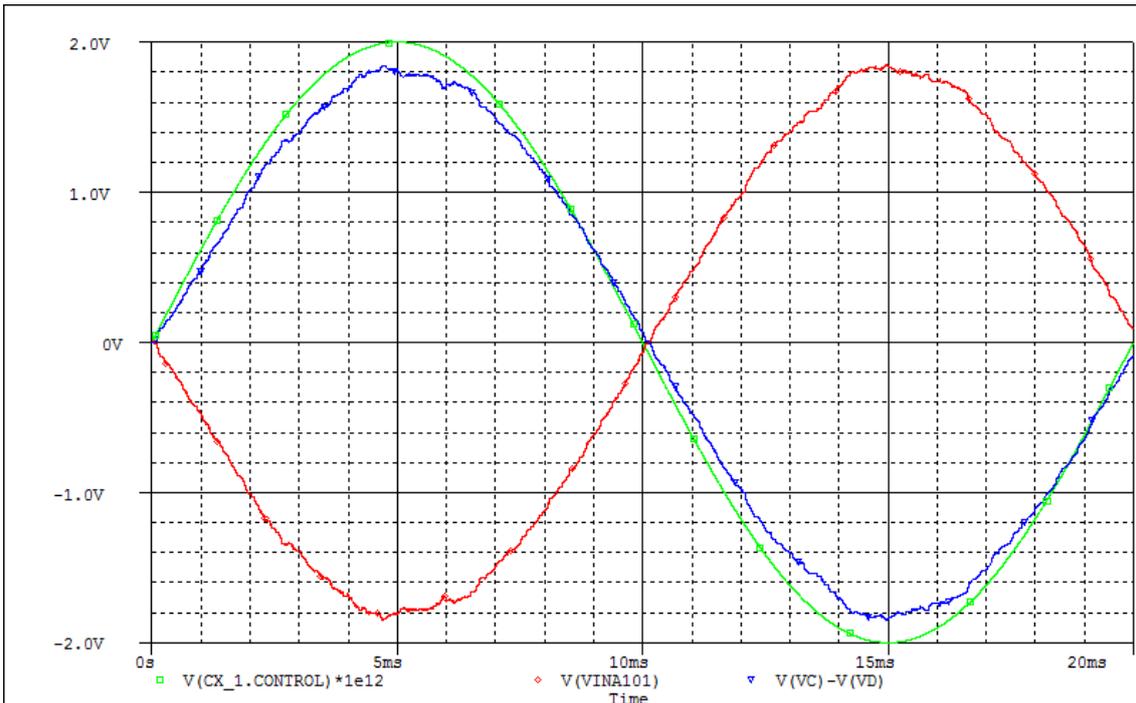
$$\Delta C_x = 0 \rightarrow V_{out} = 0$$

$$\Delta C_x \neq 0 \rightarrow V_{out} \neq 0$$

Resultados:

Para t=10ms, $\Delta C_x = 0pF$		
	Teórico	Simulación
$V_{out}$	$\cong 0 V$	$\cong -67,25 mV$

Para t=5ms, $\Delta C_x = 2pF$		
	Teórico	Simulación
$V_{out}$	$\cong -1,66 V$	$\cong -1,8 V$



**Figura 3.17 – Señal de salida de la topología 1 ( $V_{out}$ )**

La gráfica de la figura 3.17 nos muestra que con esa topología es posible leer perfectamente la señal del sensor y ponerlo en la salida del circuito para su lectura remota.

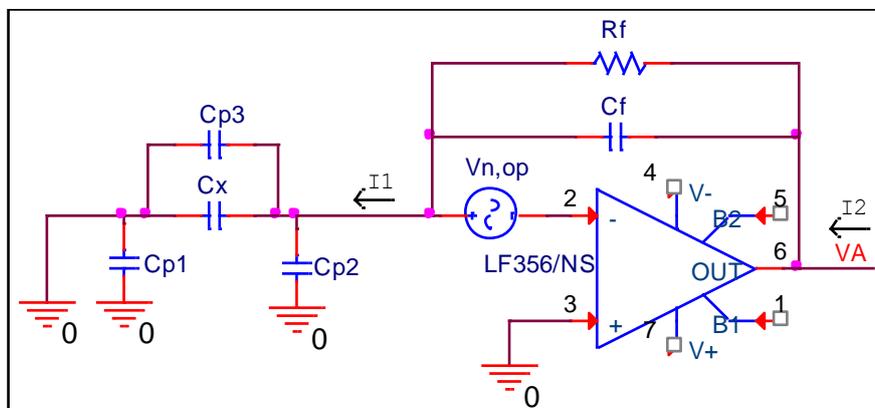
### 3.1.6 - Análisis del ruido:

Lo más importante de esta topología es que presenta una buena capacidad de rechazar el ruido. El circuito con las representaciones de los ruidos se encuentra en el anexo, dado el tamaño del esquema en cuestión es demasiado grande como para incluirlo en esta sección.

Vamos hacer un análisis del ruido usando el teorema de la superposición:

### Análisis del ruido en el modulador-AM

- $V_{n,op}$



**Figura 3.18 – Circuito equivalente para el ruido  $V_{n,op}$**

De la teoría de OPAMP's sabemos que:

$$I_1 = \frac{V_{n,op}}{Z_{c,in}} = \frac{V_{n,op}}{1/j\omega_{carrier}C_{in}} = V_{n,op}j\omega_{carrier}(C_x + C_{p2} + C_{p3}) \quad (117)$$

$$I_2 = \frac{V_A - V_{n,op}}{Z_f} = \frac{V_A - V_{n,op}}{\frac{R_f(1/j\omega_{carrier}C_f)}{R_f + (1/j\omega_{carrier}C_f)}} = (V_A - V_{n,op}) \frac{1+j\omega_{carrier}C_fR_f}{R_f} \quad (118)$$

De la teoría de OPAMP's revisada en el capítulo 2, sabemos que:

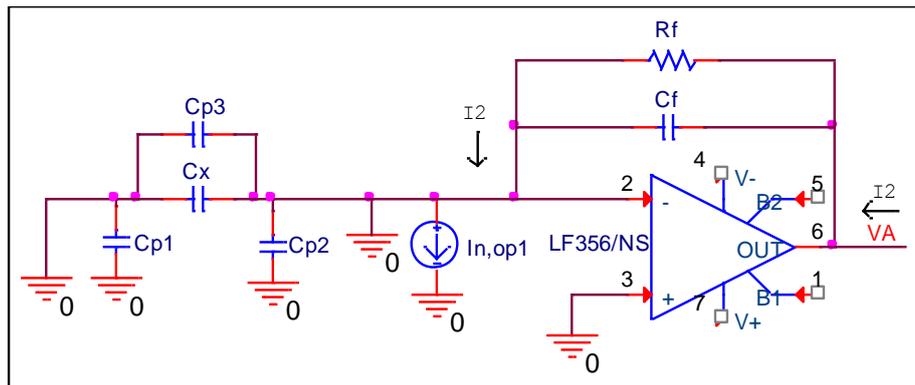
$$I_1 = I_2$$

$$V_{n,op}j\omega_{carrier}(C_x + C_{p2} + C_{p3}) = (V_A - V_{n,op}) \frac{1+j\omega_{carrier}C_fR_f}{R_f}$$

Haciendo algunas manipulaciones matemáticas en la ecuación superior, tenemos:

$$V_A = V_{n,op} \frac{1+j\omega_{carrier}R_f(C_x + C_f + C_{p2} + C_{p3})}{1+j\omega_{carrier}C_fR_f} \quad (119)$$

- $I_{n,op1}$



**Figura 3.18 – Circuito equivalente para el ruido  $I_{n,op1}$ .**

De la teoría de OPAMP's revisada en el capítulo 2, sabemos que:

$$V_+ = V_- \text{ (tierra virtual)}$$

Analizando el circuito vemos que:

$$I_2 = I_{n,op1} \quad (120)$$

$$V_A = I_{n,op1} \frac{R_f(1/j\omega_{carrier}C_f)}{R_f + (1/j\omega_{carrier}C_f)} \rightarrow$$

$$V_A = I_{n,op1} \frac{R_f}{1+j\omega_{carrier}C_fR_f} \quad (121)$$

- $I_{n,op2}$

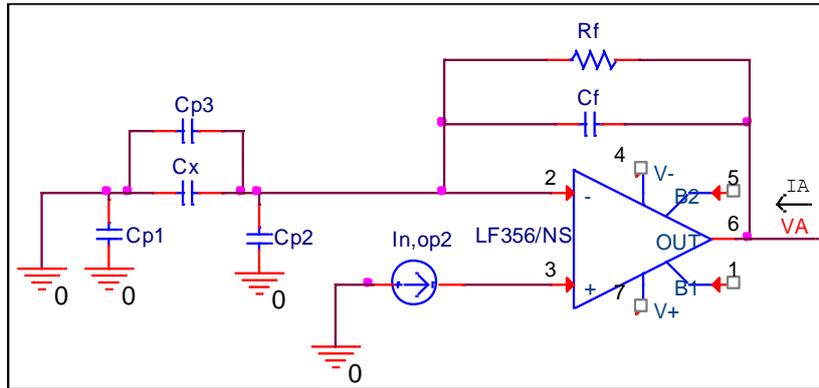


Figura 3.19 – Circuito equivalente para el ruido  $I_{n,op1}$ .

De la teoría de OPAMP's revisada en el capítulo 2, sabemos que:

$$V_+ = V_- \text{ (tierra virtual)}$$

$$V_A = f(I_A) \tag{122}$$

$$I_A \neq f(I_{n,op2}) \tag{123}$$

por lo tanto  $I_{n,op2}$  no tiene influencia en el ruido en  $V_A$ .

- $V_{n,Rf}$

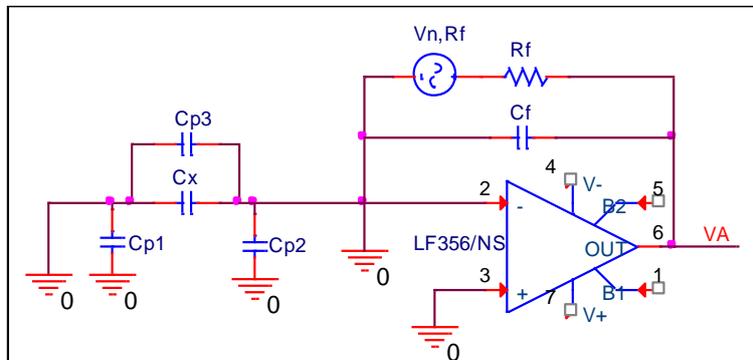


Figura 3.20 – Circuito equivalente para el ruido  $V_{n,Rf}$

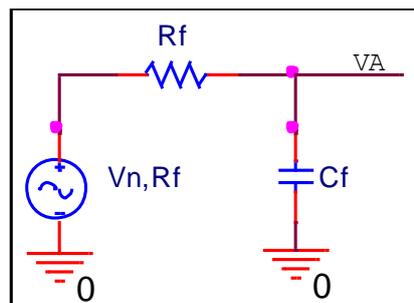


Figura 3.21 – Circuito equivalente simplificado

Utilizando el teorema del divisor de tensión en dos impedancias, tenemos:

$$V_A = \frac{V_{n,Rf} \left( \frac{1}{j\omega_{carrier} C_f} \right)}{R_f + \frac{1}{j\omega_{carrier} C_f}} \rightarrow$$

$$V_A = V_{n,Rf} \frac{1}{1 + j\omega_{carrier} C_f R_f} \quad (124)$$

Utilizando la ecuación (82) del capítulo 2 podemos hacer la suma total de los ruidos en la salida de modulador-AM, para calcular la densidad espectral del ruido:

$$\frac{V_{n,A}^2}{\Delta f} = \frac{V_{A_{n,op}}^2}{\Delta f} + \frac{I_{A_{n,op1}}^2}{\Delta f} + \frac{V_{A_{n,Rf}}^2}{\Delta f} \quad (125)$$

Sustituyendo (119), (121), (124) en (125), tenemos:

$$\frac{V_{n,A}^2}{\Delta f} = \frac{V_{n,op}^2}{\Delta f} \frac{1 + \omega_{carrier}^2 R_f^2 (C_x + C_f + C_{p2} + C_{p3})^2}{1 + \omega_{carrier}^2 C_f^2 R_f^2} + \frac{I_{n,op1}^2}{\Delta f} \frac{R_f^2}{1 + \omega_{carrier}^2 C_f^2 R_f^2} +$$

$$+ \frac{V_{n,Rf}^2}{\Delta f} \frac{1}{1 + \omega_{carrier}^2 C_f^2 R_f^2} \quad (126)$$

La ecuación (126) es la densidad espectral total en la salida  $V_A$  del demodulador-AM. Utilizando los mismos cálculos llegamos a una expresión análoga de  $V_B$ , pues el circuito es simétrico  $V_{n,A}^2 \approx V_{n,B}^2$ .

### Análisis del ruido en el modulador-AM

El circuito demodulador consiste en un diodo  $D$ , una resistencia  $R_D$ , y un condensador  $C_D$ . La resistencia produce una tensión de ruido térmico como la vista en el capítulo 2, en la ecuación (83):

$$V_{n,RD} = \sqrt{4kTR_D \Delta f} \quad (127)$$

Por su parte, el diodo se comporta como una fuente de ruido shot, la cual se puede modelar como la fuente de corriente de ruido explicada en el capítulo en la sección 2.8.4. La corriente de ruido equivalente del diodo se puede calcular con la ecuación (87)

$$\frac{i_{n,diode}^2}{\Delta f} = 2qI_D \quad (128)$$

Donde  $q$  es la carga del electrón  $q = 1,6 \cdot 10^{-16} [C]$  y  $I_D$  es la corriente DC que pasa por el diodo. Se presume que los dos diodos tienen el mismo ruido  $i_{n,D1}^2 = i_{n,D2}^2$ .

## Análisis del ruido en el amplificador de instrumentación

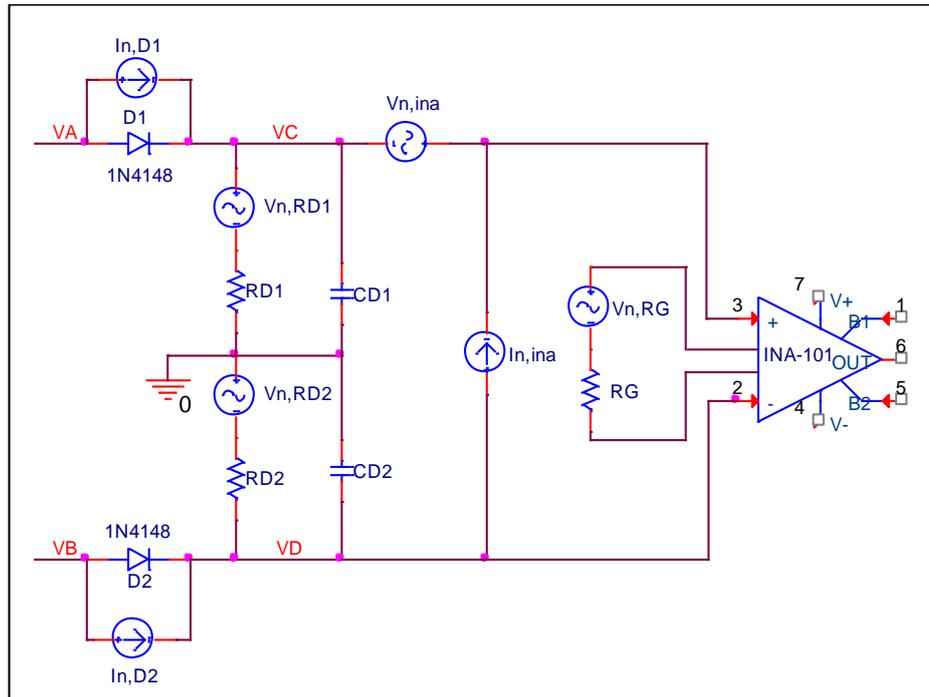


Figura 3.22 – Ruido que influyen el amplificador de instrumentación

1. Análisis cuando los diodos están polarizados reversamente,  $r_{diodo} \rightarrow \infty$ :

- **Vn,RD:**

$$V_{n,RD1} = V_{n,RD2}$$

$$V_- = V_{n,RD} \frac{1/j\omega_{carrier}C_D}{R_D + 1/j\omega_{carrier}C_D} = V_{n,RD} \frac{1}{1 + j\omega_{carrier}C_D R_D}$$

$$V_+ = -V_{n,RD} \frac{1/j\omega_{carrier}C_D}{R_D + 1/j\omega_{carrier}C_D} = -V_{n,RD} \frac{1}{1 + j\omega_{carrier}C_D R_D}$$

$$V_{n,RD,out} = A_{ina} \left[ 2V_{n,RD} \frac{1}{1 + j\omega_{carrier}C_D R_D} \right] \quad (129)$$

- **Vn,ina**

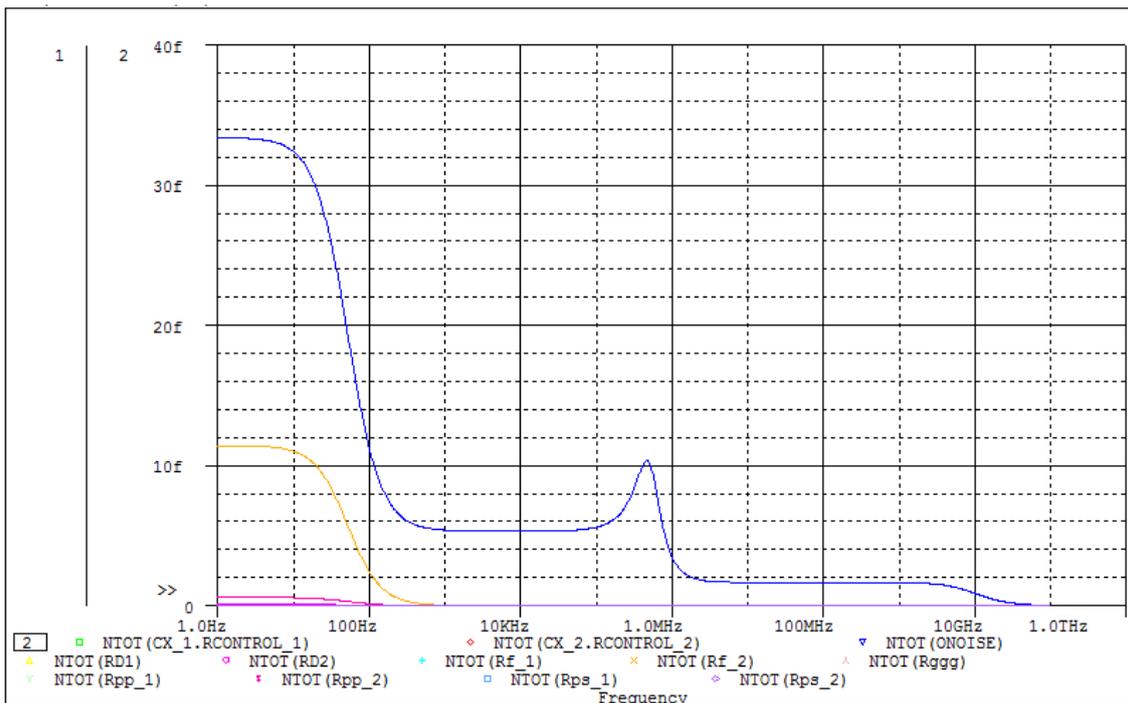
$$V_- = V_{n,ina}$$

- **Vn,total**

Con la ecuación (82), podemos calcular el ruido total en la salida del circuito

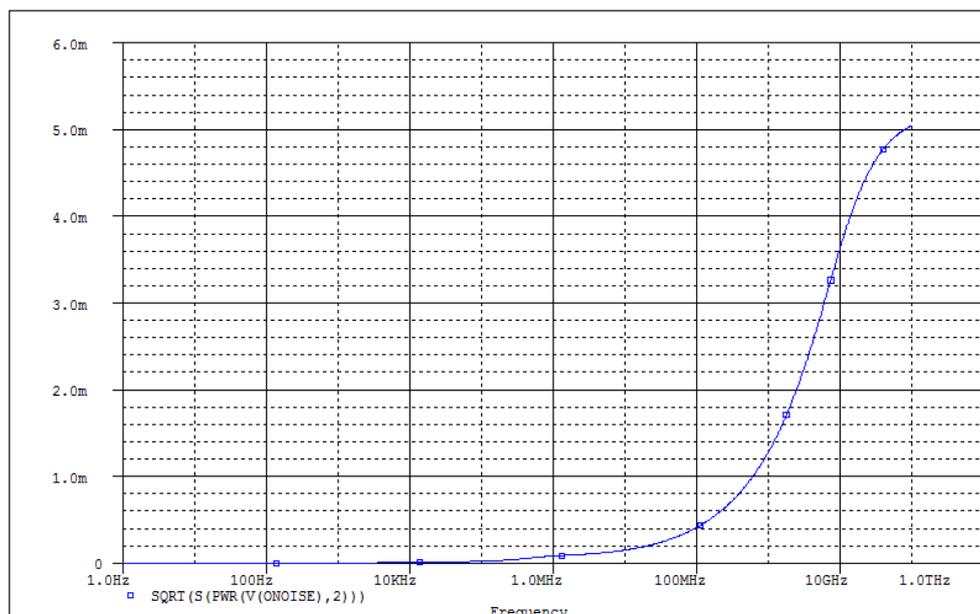
$$(v_{n0_{RMS}})^2 = (v_{n1_{RMS}})^2 + (v_{n2_{RMS}})^2 + \dots \quad (82)$$

Como este cálculo es muy complicado y exhaustivamente grande, vamos analizar el ruido solamente con el análisis de Pspice.



**Figura 3.23 – Potencia de los ruidos de los componentes de la topología.**

Si analizamos la figura 3.23, vemos que la suma de los ruidos de los componentes del circuito no es igual al ruido total representado por la curva azul. Esto se pasa pues en la gráfica no está representado el ruido de los OPAMP's y de los diodos, entonces podemos ver claramente que los OPAMP's y los diodos son los dispositivos más resistentes del circuito y por lo tanto los más ruidosos.



**Figura 3.24 – Ruido eficaz de la salida.**

Analizando la figura 3.24 podemos hacer un análisis de ruido por una anchura de banda. Vamos analizar el ruido entre:

$$f_{-3dB,min} \cong 13,307KHz$$

$$f_{-3dB,max} \cong 3,468MHz$$

que es la anchura de banda donde debemos trabajar.

De la gráfica de la figura 3.24 podemos leer que el ruido entre  $f_{-3dB,min}$  y  $f_{-3dB,max}$  es de 100,22 uV que es mucho que la señal del sensor que es de 0,5 V<sub>p-p</sub>, probando así que esta topología es muy buena para rechazar el ruido.

El simulador nos da también los valores de su potencia total de ruido y su valor equivalente total en V<sub>RMS</sub> que son  $5,30 \times 10^{-15} V^2/Hz$  y  $7,286 \times 10^{-8} V/\sqrt{Hz}$  respectivamente.

### 3.2 – Topología 2

#### 3.2.1 – Introducción

La topología propuesta en el artículo [11] está basada en un circuito con llaves conmutadas y un transistor Dummy para corregir el error de inyección de cargas.

Intentaremos simularlo y comprobar se realmente puede ser usado para implantes biomédicos, por lo tanto se realizarán análisis teóricos, prácticos y de simulaciones en Pspice. Para esta topología utilizaremos el mismo sensor que el presentado en la topología 1.

#### 3.2.2 – Operación del circuito

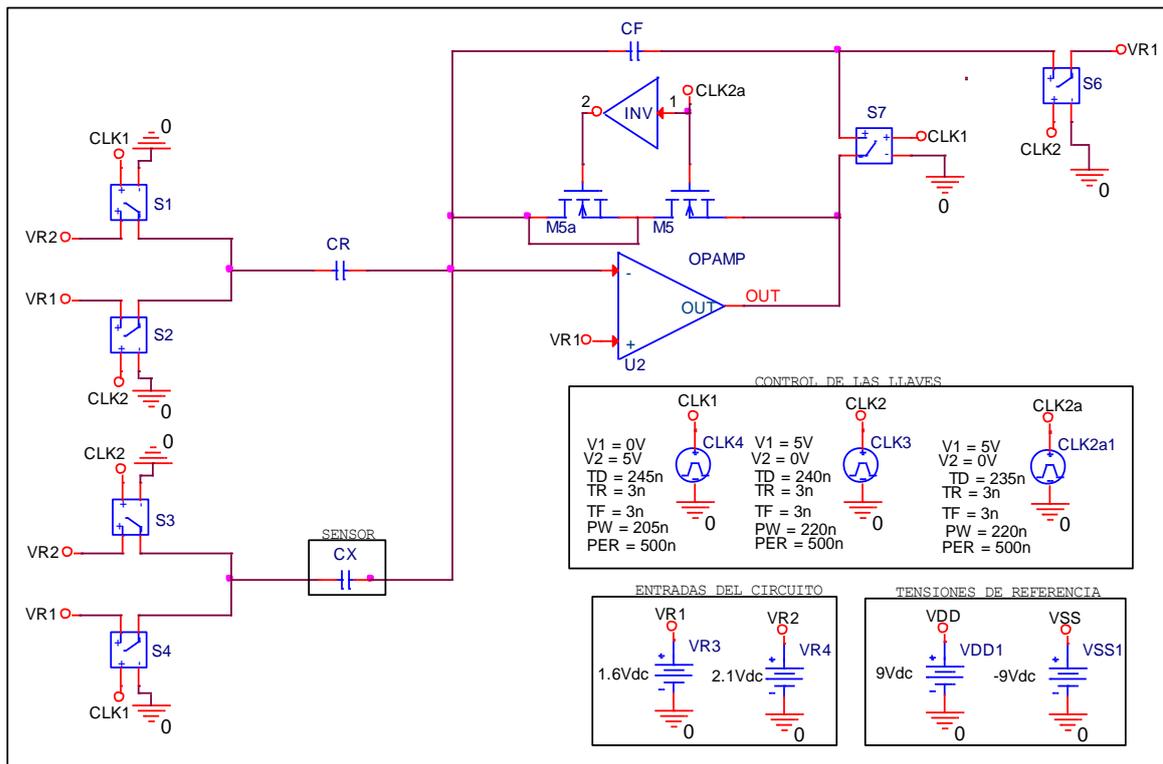


Figura 3.22 – Macromodelo del circuito convertidor de capacidad en tensión

El esquema de conversión capacidad en tensión esta mostrado en la figura 3.1. CVAR es el sensor de capacidad variable, CR y CF son capacidades proyectadas. VR1 es la tensión de modo común (1,6V) y VR2 es la tensión de referencia (2,1). Las señales CLK1 y CLK2 son dos relojes solapados. Cuando la señal CLK2 tiene nivel lógico 1, la tensión VR2 cargará la capacidad Cx, y CF almacenará la tensión de offset del OPAMP. El transistor M5 está en estado cerrado, poniendo la salida a una tensión VR1. Cuando la señal CLK1 tiene nivel lógico 1, CF está ligado a la salida y VR2 cargará CR.

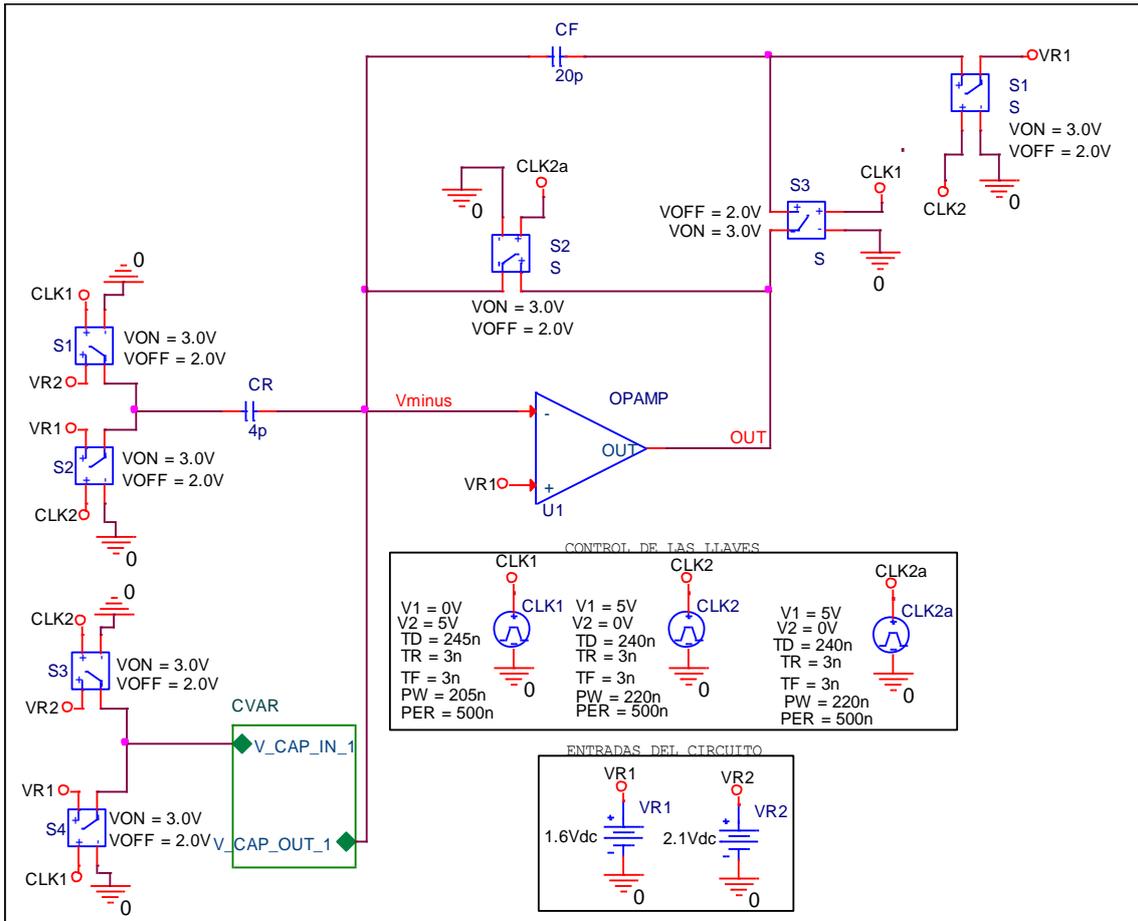


Figura 3.23 – Circuito ideal

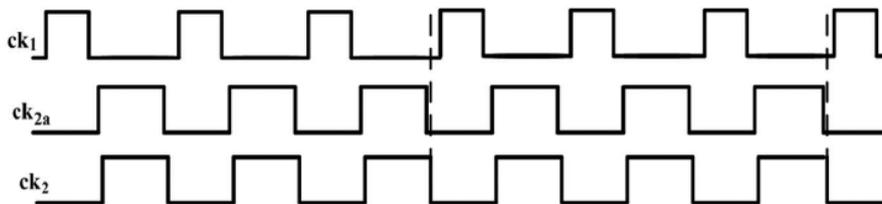


Figura 3.24 – Diagrama de tiempo de las llaves.

### 3.2.3 – Error de inyección de cargas:

Como vimos en el capítulo 2, sección 2.3, la inyección de carga es un gran problema en las aplicaciones basadas en llaves conmutaciones. Este problema se debe a la generación y la disolución del canal conductor situado debajo de la puerta cuando el transistor está en el estado “on” y también por las capacidades parásitas. Como se ha dicho anteriormente, el nodo de alta impedancia absorbe estas cargas indeseadas y cambia su tensión.

En nuestro caso ese error ocurre en el transistor M5, cuando el mismo pasa de “on” a “off”. De [11] sabemos que el error es dado por:

$$\Delta V_{error} = \frac{C_{gs5} V_{clk2a}}{C_f} \quad (130)$$

Para que esa tensión de error se vaya hasta el nudo de salida, se ha incluido un transistor Dummy (M5a) para que el absorba la carga de M5 cuando este se cierra, pues CLK2a será una señal de valor lógico 0 (M52a), conducirá y absorberá la carga de (M5).

### 3.2.4 – Salida V (OUT):

Hay dos estados distintos en que las llaves trabajan:

- Estado 1 – CLK1=0 y CLK2=1

$$\begin{aligned} Q_X &= C_X(V_{R2} - V_{R1} - V_{OFF}) \\ Q_R &= C_R(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) \\ Q_f &= C_f(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) \end{aligned}$$

- Estado 2 – CLK1=1 y CLK2=0

$$\begin{aligned} Q_X &= C_X(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) \\ Q_R &= C_R(V_{R2} - V_{R1} - V_{OFF}) \\ Q_f &= C_f(V_{OUT} - V_{R1} - V_{OFF}) \end{aligned}$$

Por el principio de la conservación de las cargas:

$$Q_{estado\_1} = Q_{estado\_2} \quad (131)$$

$$Q_{X\_estado\_1} + Q_{R\_estado\_1} + Q_{f\_estado\_1} = Q_{X\_estado\_2} + Q_{R\_estado\_2} + Q_{f\_estado\_2} \quad (132)$$

$$C_X(V_{R2} - V_{R1} - V_{OFF}) + C_R(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) + C_f(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) = C_X(V_{R1} - V_{R1} - V_{OFF}) + C_R(V_{R2} - V_{R1} - V_{OFF}) + C_f(V_{OUT} - V_{R1} - V_{OFF}) \quad (133)$$

$$V_{OUT} = \frac{C_X - C_R}{C_f}(V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \quad (134)$$

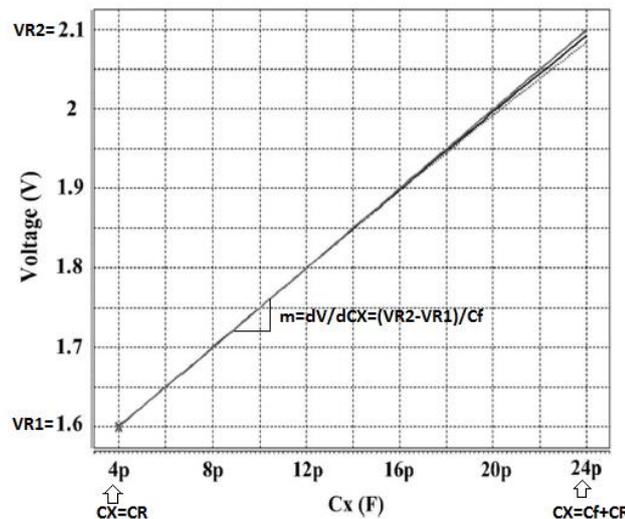


Figura 3.24 –Comportamiento de  $V_{out}$  en función de  $C_x$

Como podemos observar, la ecuación (134) nos muestra que podemos eliminar el efecto del offset.

### 3.2.5 – Salida V (OUT) con los errores de la ganancia finita

Como nuestro operacional no es ideal, su ganancia A no es infinita y su resolución y el tiempo de fraguado dependen de ella.

Vamos a analizar la salida en función de la ganancia:

$$V_{OUT} = A(V_+ - V_-) \quad (135)$$

$$V_{OUT} = A(V_{R1} - V_-) \quad (136)$$

$$\frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} = -V_- \quad (137)$$

Dónde A es la ganancia.

Analizando Vout de otra manera, podemos encontrar una salida en función de la ganancia y así podemos comprobar que la salida no es idéntica a la del caso ideal.

Utilizando la misma técnica del punto anterior, tenemos:

- Estado 1 – CLK1=0 y CLK2=1

$$Q_X = C_X(V_{R2} - V_{OUT})$$

$$Q_R = C_R(V_{R1} - V_{OUT})$$

$$Q_f = C_f(V_{R1} - V_{OUT})$$

En el estado 1 podemos considerar que  $V_{R1} \cong V_{OUT}$ , por lo tanto:

$$Q_{estado\_1} \cong Q_X \cong C_X(V_{R2} - V_1) \quad (138)$$

- Estado 2 – CLK1=1 y CLK2=0

$$Q_X = C_X(V_{R1} - V_-)$$

$$Q_R = C_R(V_{R2} - V_-)$$

$$Q_f = C_f(V_{OUT} - V_-)$$

Utilizando las ecuaciones (131), (132) y (138), tenemos que:

$$C_X(V_{R2} - V_{R1}) = C_X \left( V_{R1} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) + C_R \left( V_{R2} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) + C_f \left( V_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) \rightarrow$$

$$C_X V_{R2} - C_X V_{R1} = V_{OUT} \left( \frac{C_X}{A} + \frac{C_R}{A} + \frac{C_f}{A} + C_f \right) - V_{R1} (C_R + C_f) + V_{R2} (C_R) \rightarrow$$

$$V_{OUT} \left( \frac{C_X}{A} + \frac{C_R}{A} + \frac{C_f}{A} + C_f \right) = C_X V_{R2} - C_X V_{R1} + V_{R1} (C_R + C_f) - V_{R2} (C_R) \rightarrow$$

$$V_{OUT} \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{A} + C_f \right) = C_X V_{R2} - C_X V_{R1} + V_{R1} (C_R + C_f) - V_{R2} (C_R) \rightarrow$$

$$V_{OUT} \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{A} + C_f \right) = V_{R1} (C_R + C_f - C_X) + V_{R2} (C_X - C_R) \rightarrow$$

$$V_{OUT} \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{A} + C_f \right) = (C_X - C_R) (V_{R2} - V_{R1}) + C_f V_{R1} \rightarrow$$

$$V_{OUT} \left( 1 + \frac{1}{A} \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right) = (C_X - C_R) (V_{R2} - V_{R1}) + C_f V_{R1} \rightarrow$$

Finalmente:

$$V_{OUT} = \left[ \left( \frac{C_X - C_R}{C_f} \right) (V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \right] \left[ \frac{1}{\left( 1 + \frac{1}{A} \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)} \right] \quad (139)$$

Aplicando al término  $\frac{1}{\left( 1 + \frac{1}{A} \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)}$  una aproximación por serie de geométrica de McLaurin (Válida solamente para  $-1 \leq x \leq 1$ , como nuestra A es muy grande la aproximación es aceptable):

Serie de McLaurin:

$$f(x) = \frac{1}{1+x} \cong \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (x^n) \cong 1 - x + x^2 - x^3 + \dots \quad (140)$$

$$\frac{1}{\left( 1 + \frac{1}{A} \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)} \cong 1 - \frac{1}{A \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)}$$

Sustituyendo esta aproximación en la ecuación (139):

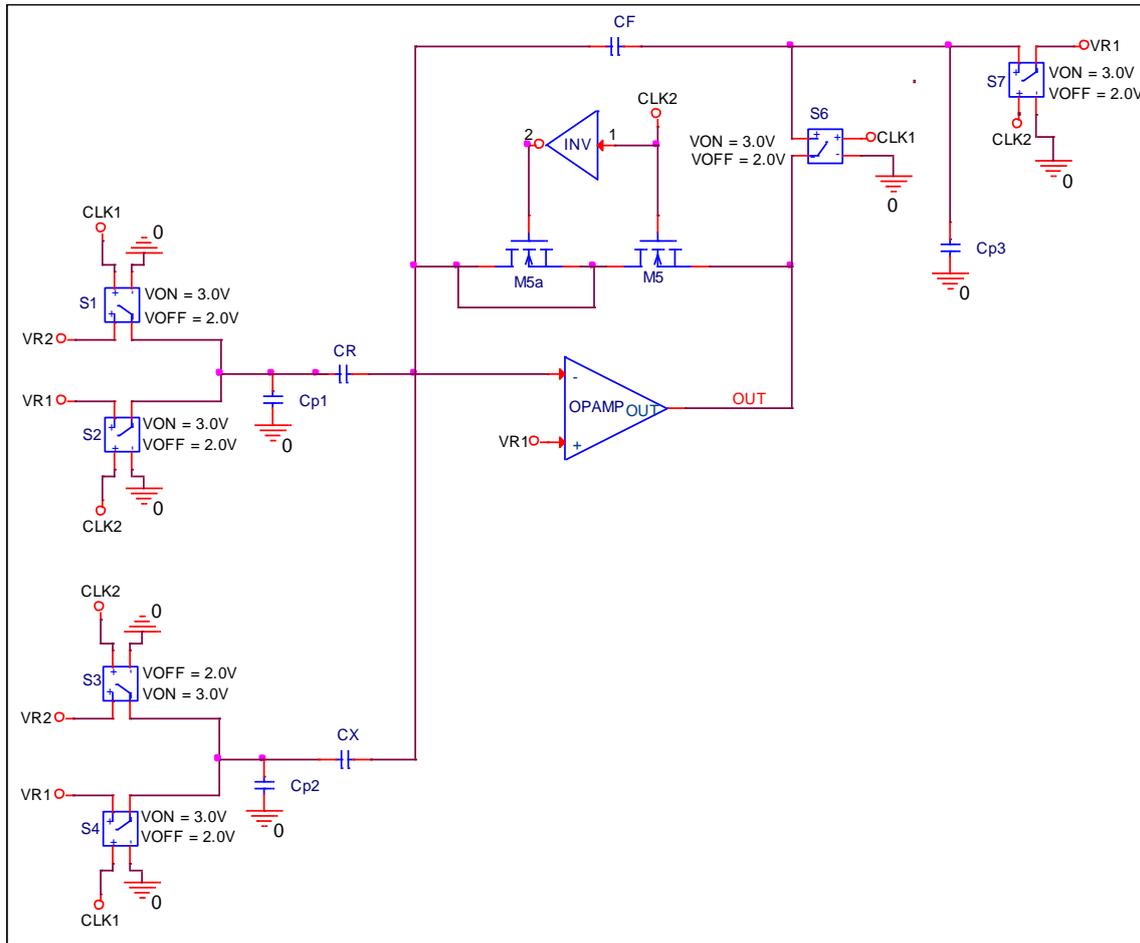
$$V_{OUT} = \left[ \left( \frac{C_X - C_R}{C_f} \right) (V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \right] \left[ 1 - \frac{1}{A \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)} \right] \quad (141)$$

Los términos:

$$\frac{\left( \frac{C_X - C_R}{C_f} \right) (V_{R2} - V_{R1})}{\frac{1}{A \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)}} \text{ y } \frac{V_{R1}}{\frac{1}{A \left( \frac{C_X + C_R + C_f}{C_f} \right)}}$$

son, el error de tensión  $\Delta V_{OUT}$  y el factor de realimentación  $\beta$  respectivamente.

### 3.2.6 – Salida V (OUT) con los errores y las capacidades parasitas



**Figura 3.26 – Macromodelo del circuito con las capacidades parasitas.**

Las capacidades  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$  y  $C_{s4}$  están en paralelo con las fuentes y por lo tanto no afectaran el funcionamiento de circuito. Sin embargo la capacidad  $C_{s3}$  que está en el nodo V. afectará la transferencia de carga del circuito, por lo tanto se debe incluir en la ecuación (11) el efecto de la capacidad  $C_{s3}$ .

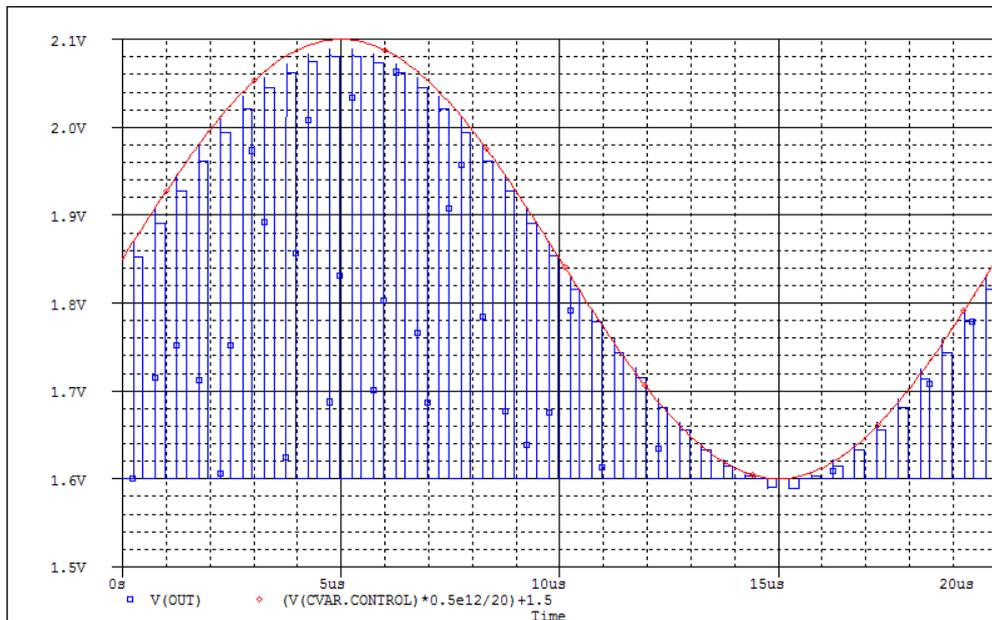
Utilizando las ecuaciones (1), (2), (8) e incluyendo la capacidad  $C_{s3}$  en los cálculos, tenemos que:

$$C_X(V_{R2} - V_{R1}) + C_{S3}V_{R1} = C_X \left( V_{R1} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) + C_R \left( V_{R2} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) + C_f \left( V_{OUT} + \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right) + C_{S3} \left( \frac{V_{OUT}}{A} - V_{R1} \right)$$

Haciendo los mismos cálculos del tópico anterior se llegará en:

$$V_{OUT} = \left[ \left( \frac{C_X - C_R}{C_f} \right) (V_{R2} - V_{R1}) + V_{R1} \right] \left[ 1 - \frac{1}{A \left( \frac{C_X + C_R + C_f - C_{S3}}{C_f} \right)} \right] \quad (142)$$

### 3.2.7 – Resultados



**Figura 3.27 – Resuelto de la simulación en Pspice ( $V_{out}$ )**

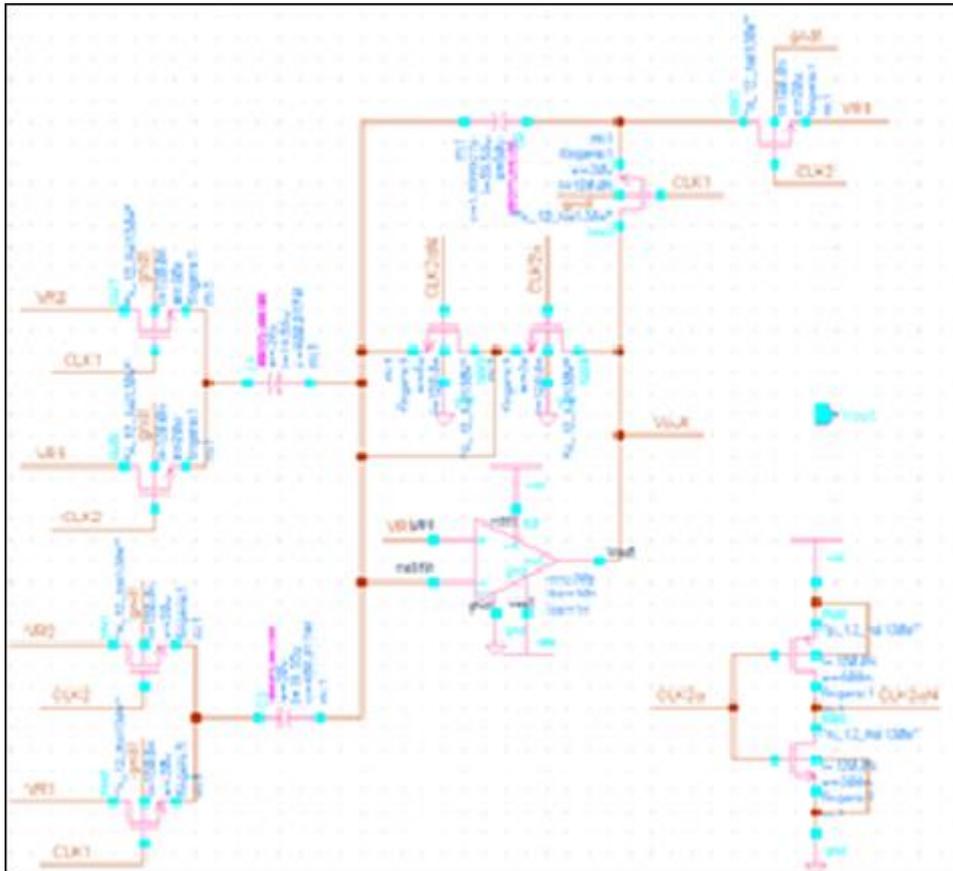
En la figura 3.27 podemos ver que nuestra señal  $V(out)$ , sigue a la señal modeladora, aunque existe un pequeño error que provoca que  $V(out)$  no recoja el dato correctamente. Después de exhaustivas simulaciones hemos llegado a la conclusión de que los dispositivos ideales disponibles en las librerías de Pspice presentan ciertos comportamientos no esperados, lo que propicia la aparición del citado error.

Para $t=5ms$ , $\Delta C_x = 24pF$		
	Teórico	Simulación
$V_{out}$	2,10 V	2,08 V

Para $t=10ms$ , $\Delta C_x = 0pF$		
	Teórico	Simulación
$V_{out}$	1,6 V	1,6 V

Mediante el uso del simulador Pspice no fue posible obtener unos resultados cercanos a los inicialmente esperados, por lo que se ha decidido utilizar en su lugar el simulador Cadence. La tecnología seleccionada para la realización de las simulaciones corresponde con la UMC130 $\mu m$ .

**Resultados de Cadence:**

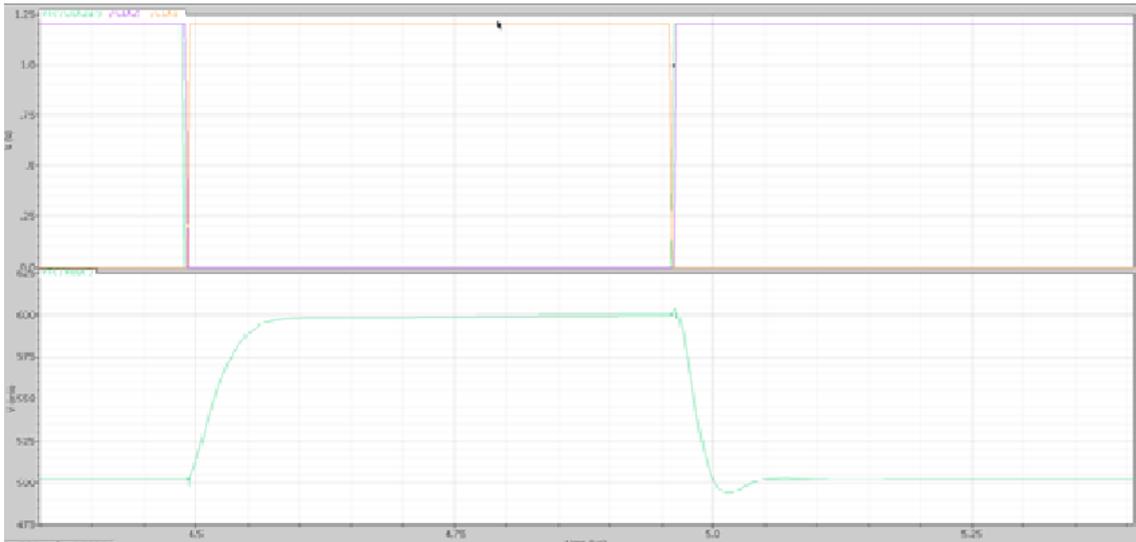


**3.28 – Circuito real con la tecnología Umc130µm**

Se ha cambiado algunos parámetros del circuito para obtener una respuesta más cercana a la esperada. Los parámetros son:

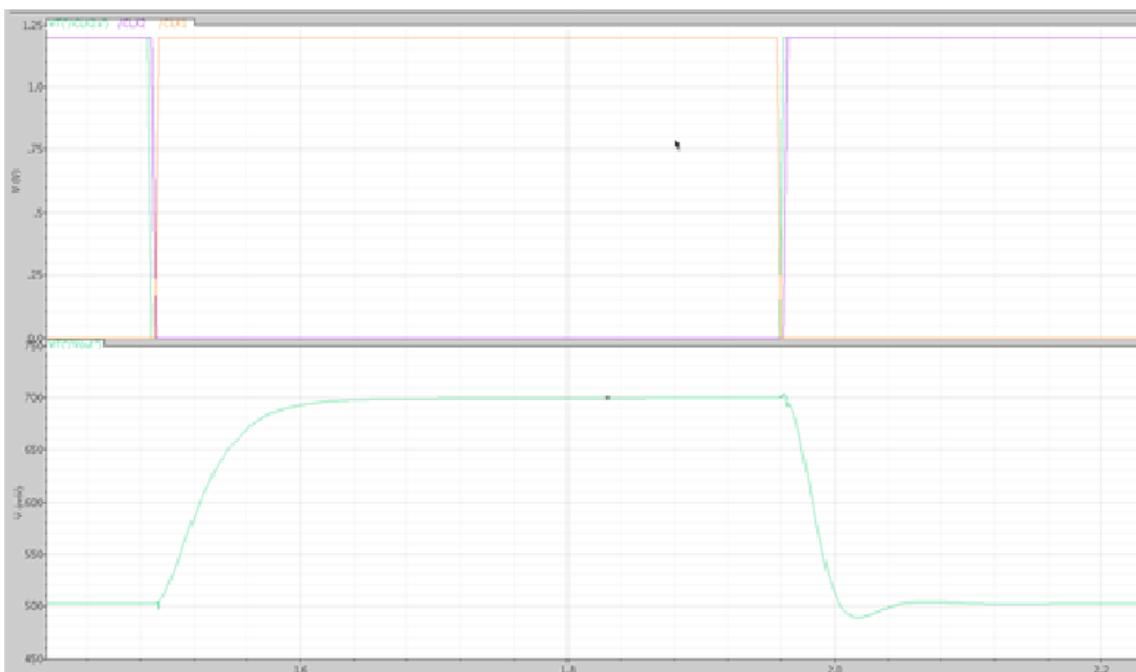
- CF = 2pF
- CR=0,4pF
- VDD=1.2V
- VSS =0V
- VEE=0.6V
- VR1=0.5V
- VR2=0.7V

Para una simulación con capacidades constantes se han obtenido los siguientes resultados:



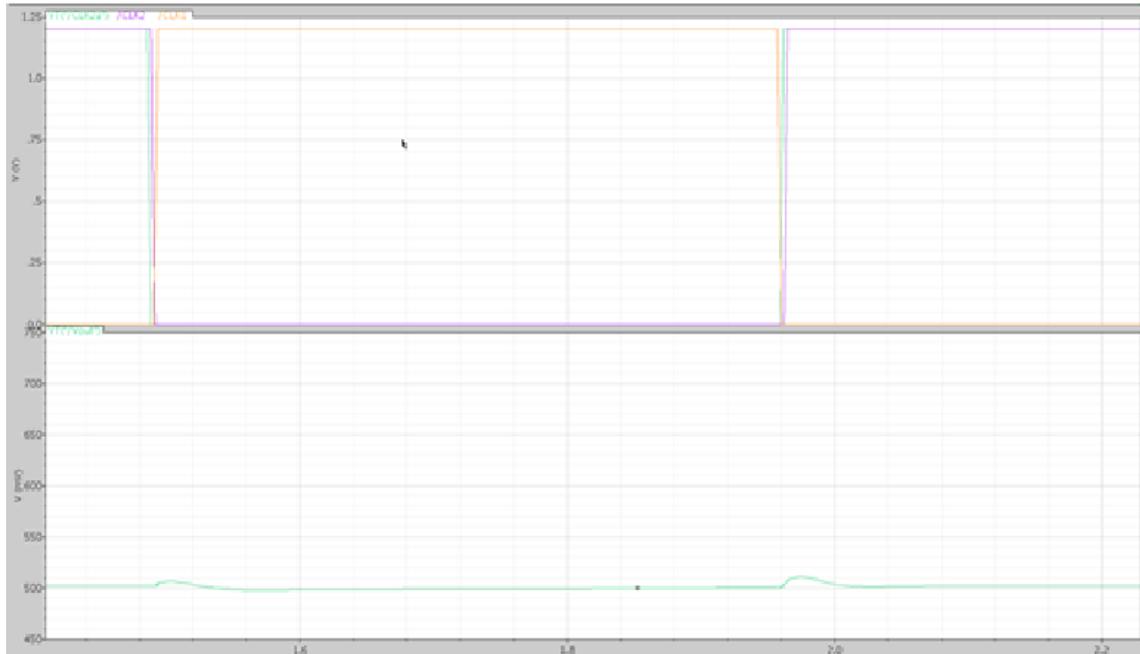
**3.29 – Circuito real con la tecnología umc130 $\mu$ m**

En la figura 3.29 puede observarse que, para el caso de una capacidad constante de valor  $C_x=1.4\text{pF}$ , el valor de tensión resultante a la salida de nuestro sistema es  $V_{out}=0.5\text{v}$ .



**3.30 – Circuito real con la tecnología umc130 $\mu$ m**

De forma similar al caso anterior, la figura 3.30 contiene los resultados obtenidos para el caso de una capacidad constante de valor  $C_x=2.4\text{pF}$ . En este caso, la salida del sistema alcanzará un valor de  $V_{out}=0.7\text{v}$ .



**3.31 – Circuito real con la tecnología umc130 $\mu$ m**

Finalmente, en la figura 3.31 puede verse como la tensión de salida del circuito toma un valor de  $V_{out}=0.5v$  para una capacidad constante  $C_x=0.4pF$ .

A continuación se incluye el modelo de condensador variable controlado por tensión. Cabe destacar que el comportamiento del condensador variable CVAR\_prim está descrito en “Verilog”:

```

/home/ecad18/Renan/project/CVAR_prim/veriloga/verilo
VerilogA for project, CVAR_prim, veriloga

`include "constants.vams"
`include "disciplines.vams"

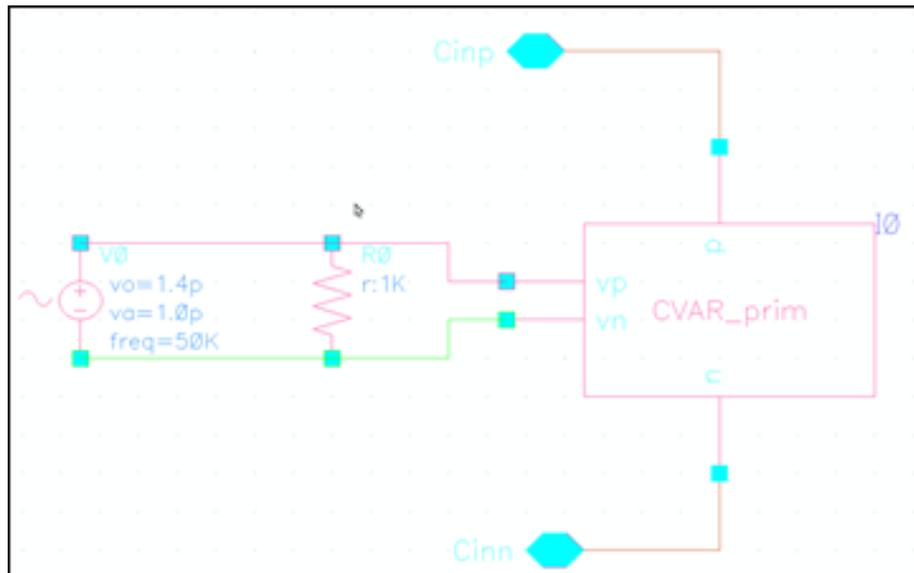
module CVAR_prim(p,n,vp,vn);
inout p, n, vp, vn;
electrical p, n, vp, vn;
real cvar, v;

analog begin
    v = V(p,n);
    cvar = V(vp,vn);
    I(p, n) <+ ddt(cvar * V(p,n));
end

endmodule
~
~
~
~

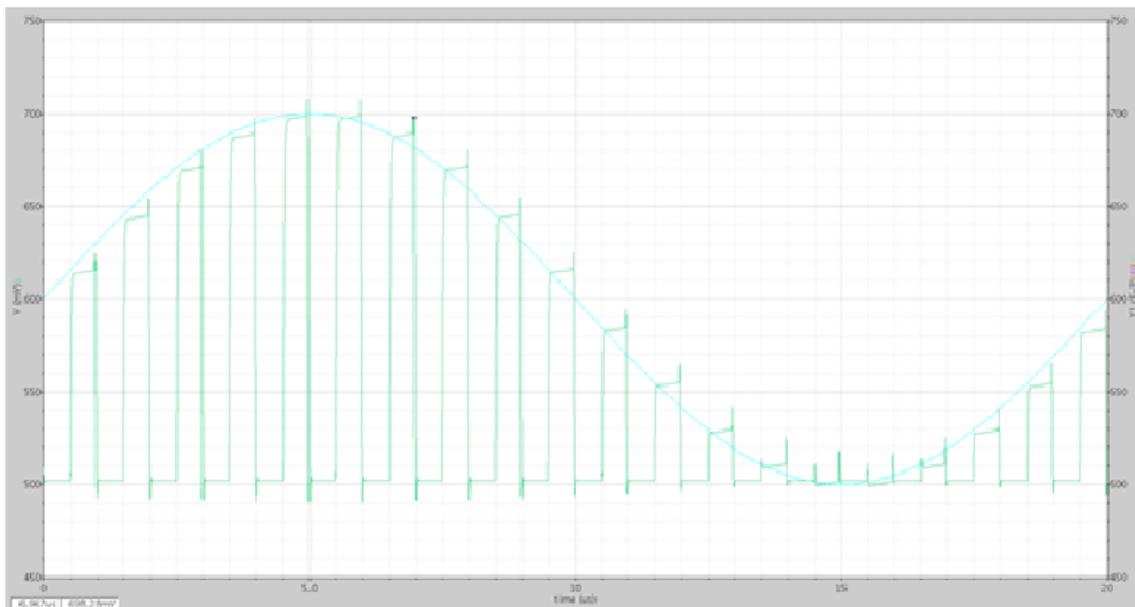
```

**Figura 3.32 – Capacidad variable en Verilog.**



**Figura 3.33 – Control de la capacidad variable.**

Para finalizar, la figura 3.34 presenta los resultados del circuito en Cadence para el caso de una capacidad variable en el tiempo. Como puede observarse, la tensión de salida sigue de forma aproximada la variación de la capacidad de nuestro sensor.



**Figura 3.34 – Salida V(out) simulada en Cadence.**

# 5

## Conclusiones

---

De los resultados obtenidos sobre los circuitos simulados, se puede extraer como conclusión que cada uno tiene sus ventajas y sus inconvenientes y que por tanto cada uno es más adecuado que el resto para según qué objetivo se quiera conseguir.

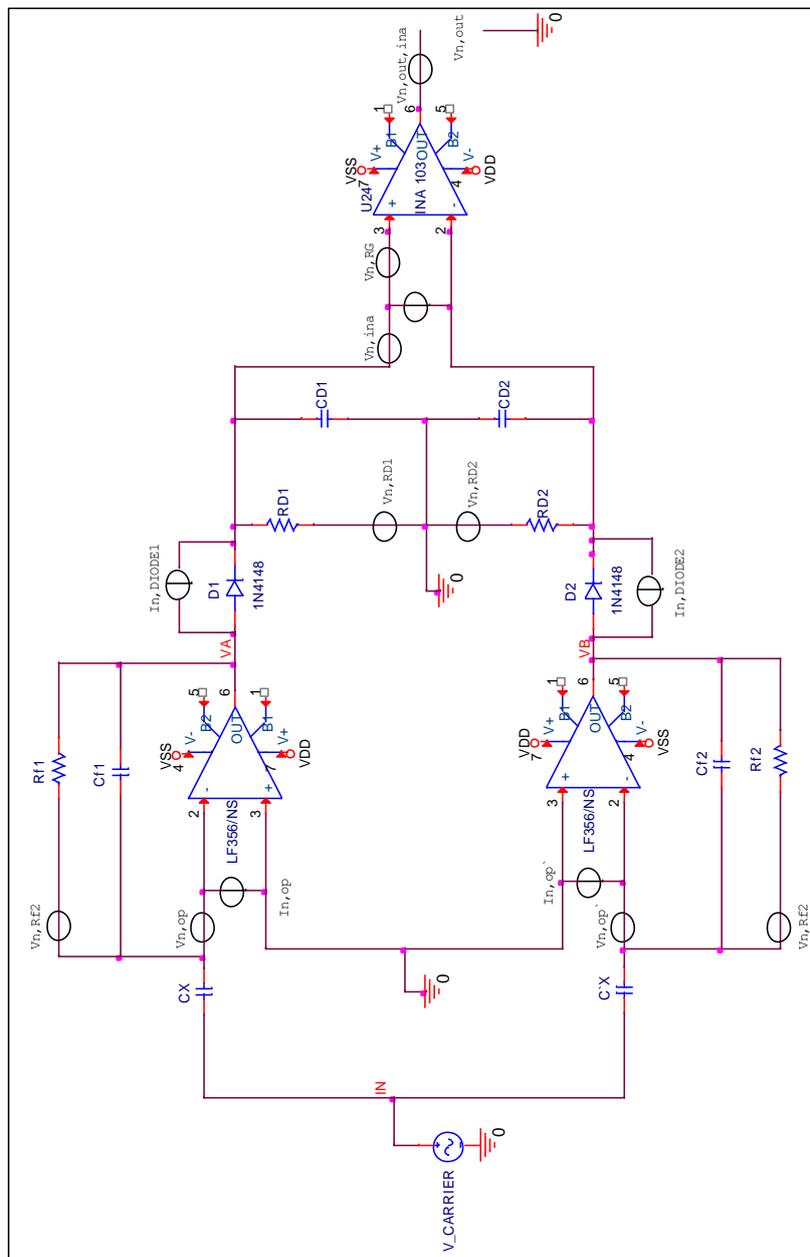
La topología 1 presenta como mayor ventaja el rechazo al ruido y el rechazo de las tensiones modo común, ya que cuenta con un amplificador operacional de instrumentación. A partir de las simulaciones puede verse que la respuesta final del circuito es muy parecida a la que inicialmente se esperaba encontrar. Como contra partida, debe destacarse que el circuito necesita de resistencias y de tres amplificadores operacionales, lo que hace que el circuito presente un consumo más alto que en el caso incluido en la topología 2.

Por otro lado, la topología 2 es la que presenta una mayor capacidad y simplicidad para integración, pues solo tiene un amplificador operacional y transistores. El circuito posee tres relojes digitales que pueden ser integrados en el chip, por lo que no será necesario el uso de señales externas para el control de los transistores. En contra partida, no fue posible hacer una simulación precisa de la topología en el simulador Pspice. Después de exhaustivas simulaciones en Pspice, concluimos que los dispositivos disponibles en el software presentan comportamientos no esperados, haciendo que la señal presente una degradación mayor de la esperada, lo que supone un gran inconveniente para el análisis de dicha topología. Finalmente, para comprobar el correcto funcionamiento de la topología 2, se ha optado por utilizar el simulador Cadence, concretamente la tecnología Umc130 $\mu$ m, siendo así posible obtener resultados próximos a los esperados.

La conclusión que se extrae fundamentalmente es que según las especificaciones que se quieran conseguir, podemos usar las dos topologías. Lo cierto es que se pueden mejorar bastante los modelos sin embargo el segundo, modificando sus diseños, probando con nuevas suspensiones, etc.

# 6

## Anexos



# 7

## Bibliografía

[1]Smar. 2012. São Paulo, Brasil, Asmar, (Disponible en: <http://www.smar.com/brasil/artigostecnicos/artigo.asp?id=79>. Consultado el: 11 de mayo de 2013 a las 17:45)

[2]Wikipedia. 2013. (Disponible en: [http://es.wikipedia.org/wiki/Hipertensi%C3%B3n\\_arterial](http://es.wikipedia.org/wiki/Hipertensi%C3%B3n_arterial). Consultado el: 11 de mayo de 2013 a las 17:45)

[3](Disponible en: [http://www.efn.uncor.edu/escuelas/biomedica/Plandeestudios/materias%20completa/Instrumentacion%20biomedica/Material/agosto%202010/instrumentaci%F3n\\_presi%3n\\_T\\_EORICO.pdf](http://www.efn.uncor.edu/escuelas/biomedica/Plandeestudios/materias%20completa/Instrumentacion%20biomedica/Material/agosto%202010/instrumentaci%F3n_presi%3n_T_EORICO.pdf). Consultado el: 11 de mayo de 2013 a las 17:45)

[4]Maloberti, Flanco. Analog design for CMOS VLSI system. Kluwer Academic Publishers New york, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2001. 374 Páginas.

[5]José Maria Drake Moyano, 2005. Dpto. de Electrónica y Computadores, UNICAN, Santander. (Disponible en: [http://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion\\_5\\_IT/IEC\\_2.pdf](http://www.ctr.unican.es/asignaturas/instrumentacion_5_IT/IEC_2.pdf). Consultado el: 12 de mayo de 2013 a las 15:41)

[6]Jose Silva Martinez. ELEN-325. Introduction to electronic circuitis: A desingn Approach, chaoter IIIa. (Disponible en: <http://www.ece.tamu.edu/~spalermo/ecen325/Section%20III.pdf>. Consultado el: 12 de mayo de 2013 a las 15:59)

[7](Disponible en: [ftp://ftp.ehu.es/cidira/dptos/depjt/Instrumentacion/BKANGEL/04\\_Amplificadores\\_Instrumentaci%F3n/Amplificadores%20de%20Instrumentaci%F3n%28doc%29.PDF](ftp://ftp.ehu.es/cidira/dptos/depjt/Instrumentacion/BKANGEL/04_Amplificadores_Instrumentaci%F3n/Amplificadores%20de%20Instrumentaci%F3n%28doc%29.PDF). Consultado el: 13 de mayo de 2013 a las 00:17)

[8]Slide Share. (Disponible en: <http://www.slideshare.net/aljimene/modulacion-am-presentation>. Consultado el: 12 de mayo de 2013 a las 23:45).

[9] (Disponible en : [http://www.producao.ufrgs.br/arquivos/disciplinas/492\\_professor\\_valner\\_aula\\_prominp\\_iif.pdf](http://www.producao.ufrgs.br/arquivos/disciplinas/492_professor_valner_aula_prominp_iif.pdf) acesado 24/05/2013 22:46

[10] Joost C. L'otters, Wouter Olthuis, Peter H. Veltink, *Member, IEEE*, and Piet Bergveld, february 1999. A Sensitive Differential Capacitance to Voltage Converter for Sensor Applications. En: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 48, NO. 1.

[11] Cheng-Ta Chiang, *Member, IEEE*, Chi-Shen Wang, and Yu-Chung Huang, november 2008. A Monolithic CMOS Autocompensated Sensor Transducer for Capacitive Measuring Systems. En: IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 57, NO. 11.