



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Proyecto SDHS: Sensor de Humedad de Suelos

12 de Agosto de 2009

INTEGRANTES

Claudia Guastavino
Federico Jorge
Ismael Schinca

TUTORES

Fernando Silveira
Pablo Castro

Agradecimientos

Un especial agradecimiento para Carlos Clerici, Lucía Puppo, Mario García y Leticia Martínez de la Facultad de Agronomía, quienes amablemente nos brindaron su colaboración e información, así como nos facilitaron las distintas muestras de suelos utilizadas en el desarrollo de este proyecto.

Vaya nuestro agradecimiento también a Raúl Arbiza por su disposición en las distintas etapas de fabricación de los diseños finales realizados, adaptándose a nuestros tiempos y apuros con la mejor voluntad en toda ocasión.

Tabla de contenido

I Introducción	8
I - 1 RESUMEN DEL PROYECTO	8
I - 2 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO	9
I - 3 DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO	10
I - 4 OBJETIVOS GENERALES DEL PROYECTO	10
I - 4.1 <i>Objetivos particulares</i>	10
I - 4.2 <i>Criterios de éxito y aceptación</i>	11
I - 4.3 <i>Supuestos</i>	11
I - 4.4 <i>Restricciones</i>	11
I - 5 ORGANIZACIÓN DE LA DOCUMENTACIÓN	11
II Relevamiento de técnicas para la medida de Humedad.....	13
II - 1 SELECCIÓN PRELIMINAR DE TÉCNICA DE MEDIDA A UTILIZAR.....	14
II - 1.1 <i>TDR – Time domain reflectometry</i>	15
II - 1.2 <i>Sensores Capacitivos</i>	17
II - 1.3 <i>Consideraciones sobre instalación del sensor</i>	18
II - 1.4 <i>Principales ventajas y desventajas</i>	19
II - 2 SELECCIÓN FINAL DEL TIPO DE SENSOR A ESTUDIAR Y DESARROLLAR PARA NUESTRO PROYECTO.....	19
III Características y propiedades del suelo	21
III - 1 INTRODUCCIÓN	21
III - 2 COMPOSICIÓN DEL SUELO [11]	21
III - 3 CARACTERÍSTICAS FÍSICAS.....	22
III - 3.1 <i>Textura</i>	22
III - 3.2 <i>Profundidad del suelo</i>	22
III - 3.3 <i>Capacidad de agua disponible</i>	22
III - 3.4 <i>Contenido volumétrico y gravimétrico de agua</i>	23
III - 4 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL SUELO.....	23
III - 4.1 <i>Modelado</i>	24
III - 4.2 <i>Componente real y complejo de la constante dieléctrica</i>	24
III - 4.3 <i>Relación entre constante dieléctrica y porcentaje de humedad</i>	26
IV Proceso de pruebas preliminares.....	29
IV - 1 PRIMERAS EXPERIENCIAS	29
IV - 1.1 <i>Utilización de analizador de espectros</i>	31
IV - 2 UTILIZACIÓN DEL ANALIZADOR DE ESPECTROS	32
IV - 3 RESULTADOS DE PRUEBAS	32
IV - 4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS	33

V Pasos intermedios: Profundización en el modelado eléctrico de suelos, sensor comercial EC-5 y muestras de suelo nacional	34
V - 1 EFECTOS DE LA CONDUCTIVIDAD IÓNICA EN LA MEDIDA DE CAPACIDAD	34
V - 2 ESTUDIO DE SENSOR COMERCIAL	35
V - 2.1 Utilización del sensor.....	36
V - 2.2 Verificación de funcionamiento	37
VI Diseño del sensor.....	39
VI - 1 INTRODUCCIÓN	39
VI - 2 DETALLES GENERALES EN EL DISEÑO	39
VI - 2.1 Consideraciones previas	39
VI - 2.2 Alternativas de diseños estudiadas.....	40
VI - 2.3 Solución elegida	41
VI - 3 SENSOR COLPITTS	42
VI - 3.1 Funcionamiento general del sensor Colpitts.....	42
VI - 3.2 Oscilador de Colpitts en nuestro diseño	43
VI - 3.3 Esquemático del circuito Sensor Colpitts.....	44
VI - 3.4 Capacidades Parásitas.....	51
VI - 3.5 Consumo	59
VI - 3.6 Prototipos - Pruebas con diseños preliminares.....	60
VI - 4 SENSOR "ASTABLE"	64
VI - 4.1 Teoría de Funcionamiento	64
VI - 4.2 No Idealidades	69
VI - 4.3 Resistencia en serie del Switch.....	70
VI - 4.4 Capacidades Parásitas.....	72
VI - 4.5 Limitación de corriente impuesta por los inversores	74
VI - 4.6 Prototipos - Elección de componentes	74
VI - 4.7 Consumo del Sensor Astable.....	75
VI - 4.8 Consumo 1er Prototipo NAND	75
VI - 4.9 Conclusiones	76
VI - 4.10 Efecto de la Resistencia debida a la permitividad compleja	76
VI - 5 LA ELECCIÓN DE LAS BARRAS	77
VI - 5.1 1 ^{era} opción – Placas Paralelas	77
VI - 5.2 2 ^{nda} opción – Barras paralelas de Acero Inoxidable	77
VI - 5.3 3era opción – Pequeña aislación entre dos bornes.....	79
VI - 5.4 4 ^{ta} opción (Solución Elegida).....	80
VI - 5.5 Consideraciones adicionales respecto a las puntas a utilizar.....	80
VI - 6 1 ^{ER} DISEÑO DE SENSOR ASTABLE	81
VI - 6.1 1 ^{er} prototipo Astable	83

VI - 6.2 Medidas en la tierra del 1er prototipo	86
VI - 6.3 Medidas en la Tierra.....	89
VI - 6.4 Ultimas Medidas 1er prototipo.....	92
VII Comunicación con el Mote.....	95
VII - 1 CARACTERÍSTICAS DEL MOTE	96
VII - 1.1 Comunicación.....	97
VII - 2 ESQUEMA FUNCIONAL PARA TOMAR UNA MEDIDA CON EL SENSOR	98
VII - 3 IMPLEMENTACIÓN EN TINYOS	98
VII - 3.1 Introducción	98
VII - 3.2 Programación en TinyOS	99
VII - 3.3 Mote y TinyOS	99
VII - 4 UTILIZANDO EL SENSOR CON EL MOTE Y TINYOS.....	100
VII - 4.1 Interfaz SdhsInt	100
VII - 4.2 Módulo Sdhs	102
VII - 4.3 Rutina de medida en TinyOS.....	102
VII - 5 MOTE Y SENSOR COMERCIAL ECH2O EC-5.....	107
VII - 5.1 Implementación en TinyOS	107
VII - 5.2 Interfaz hardware EC-5 - Mote	109
VII - 6 INTEGRACIÓN DE INTERFACES.....	110
VIII Caracterización de diseños finales de sensor SDHS.....	111
VIII - 1 AISLACIÓN Y PROTECCIÓN MECÁNICA DE LAS PUNTAS	111
VIII - 2 VOLUMEN DE COBERTURA DEL SENSOR.....	112
VIII - 3 DISEÑOS FINALES DE SENSOR	113
VIII - 3.1 Modelos Astable finales.....	113
VIII - 3.2 Modelo Colpitts final	115
VIII - 4 MEDIDAS DE CONSUMO	116
VIII - 4.1 Sensor Astable S-T	116
VIII - 4.2 Sensor Astable NAND	116
VIII - 4.3 Sensor Colpitts.....	117
VIII - 4.4 Mote	117
VIII - 5 RESPUESTA FRECUENCIA-CAPACIDAD	119
VIII - 5.1 Sensor Astable S-T	119
VIII - 5.2 Sensor Astable NAND	119
VIII - 5.3 Sensor Colpitts.....	120
VIII - 5.4 Modelado de las curvas de respuesta obtenidas.....	120
VIII - 5.5 Proceso de pruebas de medida de humedad propuesto	123
VIII - 5.6 Problemas encontrados.....	125
VIII - 5.7 Pruebas con líquidos de constante Dieléctrica conocida.....	127

VIII - 5.8 Pruebas de conductividad.....	129
VIII - 5.9 Consideraciones respecto al punto de partida de las medidas.....	130
VIII - 5.10 Resultados primarios.....	131
VIII - 5.11 Modelado de resultados.....	134
VIII - 6 CONCLUSIONES SOBRE EL AJUSTE CON TIERRAS.....	137
VIII - 6.1 Análisis estimativo de errores.....	138
VIII - 7 ESTUDIO DETALLADO DE CONSUMO.....	138
VIII - 7.1 Sensor Astable S-T.....	140
VIII - 7.2 Sensor Astable NAND.....	140
VIII - 7.3 Sensor Colpitts.....	140
VIII - 7.4 Conclusiones relativas al consumo.....	140
VIII - 7.5 Costo de los sensores.....	140
VIII - 8 PASOS A SEGUIR EN FUTURAS ITERACIONES.....	142
IX Conclusiones generales.....	145
IX - 1 EXPERIENCIAS PERSONALES.....	146
X Bibliografía.....	149
Anexo I - Algunos instrumentos utilizados para la medida de la humedad de suelos.....	153
I.1 Tensiómetro.....	153
I.2 Sonda de neutrones.....	154
I.3 Sonda resistiva.....	155
Anexo II - TDR.....	157
II.1 Teoría [62].....	157
II.1.1 Permitividad Dieléctrica.....	157
II.1.2 Análisis de tiempos de propagación.....	157
II.1.3 Tratamiento clásico de señales TDR.....	158
II.2 Puesta en Práctica.....	159
II.3 Tipos de sonda utilizadas para la medida TDR de la humedad del suelo.....	159
II.4 Ejemplos de sondas TDR comerciales.....	161
Campbell CS616 [63].....	161
Anexo III - Pruebas preliminares en detalle.....	163
III.1 Primeras pruebas para observar la variación de la capacidad en relación al volumen relativo de agua en suelos.....	163
Materiales.....	163
III.1.1 Primera aproximación.....	165
III.1.2 Segundo intento.....	167
III.1.3 Tercer intento.....	167
III.1.4 Cuarto intento.....	169

III.2 Utilización de analizador de espectros.....	171
III.2.1 Modelado del sistema	171
III.2.2 Utilización del analizador de espectros.....	172
III.2.3 Resultados de pruebas.....	172
Anexo IV - Profundización en el modelado eléctrico de la teoría de suelos	179
IV.1 Modelado con mezcla de dieléctricos.....	179
IV.1.1 Influencia del agua ligada	180
IV.1.2 Efecto Maxwell-Wagner	181
Anexo V - Sensor Colpitts.....	182
V.1 Teoría de Funcionamiento.....	182
V.2 Consideraciones particulares a nuestro diseño	184
V.2.1 Resistencias de polarización.....	189
V.2.2 Cálculo de condensadores de desacople	189
V.2.3 Verificación de suposiciones	190
V.2.4 Rendimiento	191
V.2.5 Cálculo de temperatura máxima que puede soportar el regulador sin disipador	192
V.3 Estudio Consumo Sensor Colpitts.....	193
V.3.1 Oscilador Colpitts.....	193
V.3.2 Etapa de acondicionamiento.....	194
V.4 Tablas – Sensor Colpitts.....	197
V.4.1 Tabla 48 – Verificación de suposición $R_v \gg X_{C2}$ para distintos valores de $C1$	197
V.4.2 Tabla según modelo.....	198
V.5 Pruebas Prototipo I.....	199
V.5.1 Conclusiones de las experiencias realizadas con prototipos.....	206
V.6 Pruebas Prototipo III.....	207
Anexo VI - Consumo del Astable.....	208
VI.1 1 ^{er} prototipo (Compuertas NAND como inversores)	208
VI.1.1 Consumo Oscilador Astable.....	208
VI.1.2 Consumo del Divisor de frecuencia.....	210
VI.2 Valores medidos para el 1er prototipo	211
VI.3 2 ^{ndo} sensor (Inversor Schmitt-Trigger)	211
VI.4 3er sensor (NAND con nuevo valor de resistencia)	211
VI.5 Conclusiones	211
Anexo VII - Calibración Inicial - 1er Prototipo Astable	213
VII.1 1 ^{era} Prueba	213
VII.2 2 ^{nda} y 3 ^{er} Prueba de Calibración.....	214

VII.3 Modelo Planteado	215
Anexo VIII - Mote: TinyOS, ejemplo de uso y conexionado alternativo de sensores.....	219
VIII.1 TinyOS y nesC.....	219
VIII.1.1 Componentes e interfaces	219
VIII.1.2 Módulos y configuraciones	219
VIII.1.3 Tareas y eventos.....	220
VIII.2 Uso del DAC	220
VIII.3 Ejemplo de uso: Aplicación para la toma de medida con sensor Sdhs o Ec5 y envío por puerto serie virtual al PC.....	222
VIII.3.1 Introducción.....	222
VIII.3.2 Estructura de la aplicación	222
VIII.3.3 Toma de una medida.....	223
VIII.3.4 Recepción de comandos de programación.....	223
VIII.4 Formato de datos y variables para el uso de la aplicación	224
VIII.4.1 Tipos de datos.....	224
VIII.4.2 Formato de los datos.....	224
VIII.4.3 Envío de datos	224
VIII.4.4 Programación del Mote.....	225
VIII.5 Utilización de recursos	225
VIII.6 Estado de los Leds durante la aplicación	226
VIII.7 Configuración alternativa de uso para poder conectar simultáneamente el sensor comercial y el desarrollado al Mote.....	227
VIII.8 Manejo de señales.....	227
VIII.9 Ajustes para el uso de estos puertos en el Mote.....	227
VIII.10 Configuración de pines	228
Anexo IX - Detalle de componentes y costo de los mismos.....	229
IX.1 Sensor Astable	229
IX.2 Sensor Colpitts	230
Anexo X - Instrucciones para la construcción del sensor.....	231
X.1 Construcción de la placa	231
X.2 Diseño mecánico / Armado	231
X.2.1 Cable.....	231
X.2.2 Encapsulado	231
X.2.3 Aislación	231
X.3 Programación en el Mote	232
X.3.1 Instalación TinyOS.....	232
X.3.2 Programación.....	232

X.3.3 Conexionado	233
X.3.4 Repaso pines Mote:	234

I Introducción

I - 1 Resumen del proyecto

El proyecto Sensor de Humedad de Suelos pretendió realizar una primera aproximación a nivel local a la medida de la humedad del suelo mediante técnicas electrónicas, que facilitaran la integración de estos sensores en sistemas de monitoreo remoto.

A partir del estudio de las distintas técnicas para la medida de humedad de suelos se realizó y caracterizó un diseño utilizando la técnica que se consideró más adecuada, pretendiendo que el mismo resultara un punto de partida para futuros desarrollos.

Para evaluar el diseño realizado se verificó la consistencia de las medidas del mismo en distintos tipos de suelo, comparando los valores obtenidos con los de un sensor comercial con el mismo principio de funcionamiento, el cual también fue estudiado. Los resultados obtenidos fueron consistentes demostrando la viabilidad de la técnica elegida para la construcción de un sensor de bajo consumo y bajo costo.

Considerando que el sensor permitiera a futuro el monitoreo remoto, se adaptó el hardware y se realizó software que permitiera la integración a una red de sensores inalámbricos a partir de su operación desde un dispositivo nodo de esta red llamado Mote, trabajando en software con el sistema TinyOS.

A lo largo del proyecto se realizó también un estudio de la teoría relativa a ésta área dejando un resumen de los desarrollos más relevantes en la misma, así como numerosas referencias a artículos de interés para futuras investigaciones en el tema.

I - 2 Motivación del proyecto

Los ambientes inteligentes [1] son un tema de gran interés en la actualidad. Se entiende por ambientes inteligentes entornos que reaccionan a su estado, ajustando el comportamiento de sistemas en su interior de acuerdo al mismo, para alcanzar un determinado objetivo.

Para conocer el estado del ambiente de acuerdo a las distintas aplicaciones, se debe, en primer lugar, conocer las variables que determinan este estado. A partir de estas variables es posible realizar procesamiento de datos, ajuste de comportamientos y toma de decisiones.

Estas variables provienen de magnitudes físicas (temperatura, presión, humedad, etc.) y la forma de acceso al conocimiento de las mismas es a través del uso de sensores.

Para que el conocimiento del ambiente sea adecuado se debe tener noción de todo el entorno, por lo que no alcanza con sensor estas variables en un punto determinado, sino que se deben conocer como se distribuyen en todo el ambiente, y las interacciones entre ellas que esto provoca.

Para lograr este objetivo es que actualmente existe un gran interés en las redes de sensores. Estas redes constan de múltiples dispositivos los cuales pueden sensor distintas variables en diferentes puntos de un ambiente. Estos dispositivos, tienen la posibilidad de interactuar entre ellos, y enviar un conjunto de mediciones y datos en conjunto o individualmente a un nodo central, el cual tendrá la capacidad de recibir todos estos datos pre-procesados y realizar el procesamiento final para el control deseado del ambiente.

En el caso de redes inalámbricas, esta interconexión entre sensores se realiza mediante transmisión de datos inalámbrica. Los dispositivos que la conforman (nodos) suelen ser dispositivos electrónicos de muy baja capacidad de procesamiento, que posibilitan la recolección de datos y un cierto nivel de procesamiento distribuido. Por lo que estos dispositivos suelen constar de poco más que una fuente de poder (pilas), sensores del tipo que se busque, un CPU para la recolección de estos datos y su procesamiento primario, y un módulo de radio para la transmisión de los datos.

Algunos ejemplos de aplicación de estas redes serían:

- el mantenimiento de ciertas condiciones físicas (temperatura, luz)
- detección de incendios, terremotos o inundaciones
- domótica
- control de tráfico
- control médico
- cadenas de montaje, etc. (aplicaciones industriales)
- monitorización del medio ambiente, observación del suelo o agua
- control de parámetros en la agricultura

Las inmensas posibilidades de estas redes han generado un gran interés dentro del Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE) de la Facultad de Ingeniería para trabajar en el desarrollo de las mismas. Se genera un interés adicional por lo incipiente de la tecnología, ya que ha sido gracias a los avances en los últimos años en la creación de dispositivos de tamaño reducido y principalmente de muy bajo consumo pero con capacidad de procesamiento aceptable que fue posible el avance en este campo.

El gran interés en esta área dentro del IIE, llevó a la creación de un grupo específico dentro del grupo de Microelectrónica del Instituto. Dentro del trabajo del grupo, uno de los proyectos que surgió fue el de la aplicación de estas redes de sensores con usos en el área agropecuaria. Como ejemplo de esto se puede consultar [2].

A raíz de estos desarrollos nace un interés común con personal del Instituto Nacional de Investigación Agropecuaria (INIA), que queda plasmado en un proyecto de investigación entre el IIE y el INIA

enmarcado en el programa FPTA (Fondo de Promoción de Tecnología Agropecuaria) de INIA. Entre los objetivos planteados en este convenio se pretende desarrollar dispositivos que permitan el monitoreo remoto de distintas variables que son de interés en el medio agropecuario.

Entre estas variables, una de gran importancia es el contenido de agua en el suelo. Este valor es de gran interés para el monitoreo de plantaciones y el control de riego de las mismas. El riego controlado ha cobrado impulso en estos años en parte debido al cambio climático. Esto ha vuelto más impredecibles las lluvias, lo que sumado a la competencia internacional exige al productor obtener el mayor rendimiento posible de su plantación, aunque obteniendo niveles de calidad cada vez superiores.

El desarrollo de un sensor que permita la medida de esta variable y su integración en una red de sensores inalámbricos es lo que motiva la aparición de este proyecto.

I - 3 Descripción del proyecto

Las redes de sensores inalámbricas se encuentran conformadas por MOTES. Estos dispositivos son pequeños nodos autónomos, que cuentan con capacidades de comunicación para generar una red mesh que permite la intercomunicación y la conexión con dispositivos externos, siempre en forma inalámbrica.

Estos dispositivos se pretende sean de bajo consumo y gran autonomía, de forma de poder desplegarlos en áreas extensas y minimizar la necesidad de mantenimiento de la red.

Entre las distintas aplicaciones que se planean para este proyecto, una de ellas es su utilización en sistemas agropecuarios, donde se deben monitorear las condiciones de los distintos elementos en regiones extensas y por períodos prolongados de tiempo.

Este proyecto plantea la construcción de un sensor de humedad de suelos, que pueda ser conectado a estos MOTES, proporcionándoles una medida útil de este parámetro, apuntando principalmente a la utilización de este parámetro para sistemas de riego automatizados.

Para que esto tenga una aplicación práctica se debe tener en cuenta que se busca brindar una solución que, proporcionando similares funcionalidades a las disponibles comercialmente, sea de un costo menor, aprovechando el desarrollo de tecnologías propias, ahorrando costos en dispositivos e interfaces propietarias, así como el software necesario para manejarlas.

I - 4 Objetivos generales del proyecto

- Relevar las técnicas utilizadas actualmente para la medida de humedad de suelos y analizar cuáles se adaptan mejor para ser utilizadas en un nodo de una red de sensores inalámbricos, considerando las limitaciones de consumo, tensión de alimentación y costo que tienen estos nodos.
- Diseñar, fabricar y caracterizar un sensor de humedad de suelos que pueda operar en un nodo de una red de sensores inalámbricos, eventualmente adaptando un sensor disponible comercialmente.

I - 4.1 Objetivos particulares

- Generar una solución propia para medir la humedad del suelo que pueda ser integrada en un nodo (MOTE) de una red de sensores inalámbricos con el objetivo de ser aplicada en producciones agrícolas (monitoreo y control de riego de cultivos), buscando que no dependa de soluciones comerciales propietarias para la adquisición y para el procesamiento de datos (como lo hacen la mayoría de las soluciones comerciales existentes).
- Conocer las alternativas y compromisos de estos sensores a partir de la realización de una primera experiencia de desarrollo.

- Buscar que la implementación sea más económica que las que se encuentran comercialmente (sensor + procesamiento de datos).

I - 4.2 Criterios de éxito y aceptación

- Estudio de las soluciones existentes actualmente
- Diseñar y fabricar una solución propia ya sea partir de transductores disponibles comercialmente que generen magnitudes proporcionales a la humedad del suelo (eléctricas o no) a los que se les agregará los sensores y circuitería adicional que sea necesaria, o construida completamente, que cumpla con las restricciones que se plantean.

Las especificaciones que debería cumplir el prototipo desarrollado son:

- Rango de medida: A ser determinado
- Precisión requerida: A ser determinado
- Costo de fabricación: menos de 100US\$ / sensor
- Alimentación: a partir de la alimentación del mote (2 pilas AA, tensión entre 2.2V y 3V) o si es necesario alimentación de otro tipo de batería se deberá monitorear el estado de carga de la misma
- Consumo: meta inicial: compatible con duración de 2 pilas AA de al menos 3 meses con un ritmo de utilización de una medida cada 10 minutos (datos eventualmente a ajustar).
- Integración con la red de sensores inalámbricos
- Además se tendrán en cuenta otros aspectos como la facilidad de calibración, facilidad de uso y la estabilidad o duración del sensor.
- Lograr obtener un conjunto de pruebas satisfactorias que sean comparables (en base a criterios a definir) a resultados obtenidos a partir de soluciones comerciales.

I - 4.3 Supuestos

- Se dispone de al menos un sensor comercial para realizar las comparaciones.
- Se cuenta con el apoyo de INIA para definir los requerimientos, determinar si el desempeño alcanzado es o no aceptable y realizar pruebas de campo.
- Se logra una buena correlación entre las magnitudes eléctricas a medir y la humedad de suelo a partir de los métodos sugeridos en la literatura.

I - 4.4 Restricciones

La solución debe ser de:

- bajo consumo
- fácil integración a los MOTES
- el costo de la solución no debe superar los costos de las soluciones comerciales considerando el costo de la solución integral.
- El costo total de los elementos de desarrollo debería ser menor a los 1000 US\$.

I - 5 Organización de la documentación

La documentación del proyecto se encuentra organizada de la siguiente manera:

- **Capítulo I - Introducción:** se realiza una introducción general al proyecto y los objetivos propuestos.
- **Capítulo II - Relevamiento de técnicas para la medida de Humedad:** evaluación de las distintas técnicas para la medida de humedad en suelos. Selección final del tipo de sensor a estudiar y desarrollar para nuestro proyecto
- **Capítulo III- Características y propiedades del suelo:** estudio en profundidad de los conceptos detrás de la medida de humedad de suelos. Se parte desde las bases de la composición del suelo, aclarando los conceptos de los valores que se pretenden medir.
- **Capítulo IV - Proceso de pruebas preliminares:** El objetivo de estas primeras pruebas era verificar si efectivamente era posible observar la variación de la constante dieléctrica con el VWC. Se presenta una breve descripción de las pruebas realizadas.
- **Capítulo V - Profundización en el modelado eléctrico de suelos, sensor comercial EC-5 y muestras de suelo nacional:** resumen de la información recopilada en el análisis de diversos artículos y papers publicados que fueron estudiados en el transcurso del proyecto al respecto. Características del sensor comercial EC-5 utilizado como referencia.
- **Capítulo VI- Diseño del sensor:** Características generales en el diseño; las soluciones analizadas y las elegidas. Se profundiza en el diseño de cada sensor desarrollado.
- **Capítulo VII - Comunicación con el Mote:** se describe la operación y conectividad del sensor diseñado al Mote.
- **Capítulo VIII - Caracterización de diseños finales de sensor SDHS:** Comparación de medidas tomadas con sensores diseñados respecto valores obtenidos con el sensor comercial EC-5. También se mencionan posibles pasos a seguir en futuras iteraciones.
- **Capítulo IX - Conclusiones generales:** se analizan los logros obtenidos. Experiencia personal.

II Relevamiento de técnicas para la medida de Humedad

Como primer paso para la realización de este proyecto, debíamos interiorizarnos con las distintas técnicas para la medida de humedad en suelos. Tal vez se considere conveniente familiarizarse con las características de las tierras y que se busca al medir humedad, previo al conocimiento de estas técnicas.

Sin embargo, consideramos que es preferible realizar en primera instancia una evaluación de cada técnica de medida de humedad de suelos, planteando la técnica elegida y las razones para utilizar la misma, las cuales pueden ser comprendidas sin un trasfondo teórico en la materia.

Una vez elegida la técnica a utilizar será más fácil plantear un acercamiento teórico a la medida de humedad de suelos, enfocándonos en los parámetros y características que nos interesan, tanto para obtener la medida como para su posterior utilización con fines agrícolas.

Existen diversas posibilidades a la hora de estimar el contenido de agua en suelos. Algunas de estas técnicas serán consideradas en profundidad más adelante en nuestro estudio.

Los métodos utilizados son:

Gravimétricos: Este método es un método destructivo. Se extrae una muestra del suelo y se pesa la misma. Posteriormente se procede a su secado en horno o similar por un determinado período de tiempo o hasta que se alcance un cierto grado de estabilidad en el peso. Finalmente se toma el peso luego de este secado y la diferencia se considera como la correspondiente al contenido previo existente de agua en la muestra.

El método gravimétrico se utiliza principalmente en laboratorios para calibración de instrumentos, ya que se considera un método de gran precisión. No es viable para el monitoreo ya que se extrae una muestra del terreno y no hay posibilidades de repetir una medida sobre la misma muestra.

Tensiométricos: Estiman el contenido de humedad a partir de la presión que ejerce el suelo sobre una determinada muestra de agua. Cuando menor sea el contenido de agua en el suelo mayor será la succión del mismo sobre la muestra. A partir de esta propiedad es posible estimar el contenido de agua en la tierra. El instrumento más utilizado es el tensiómetro.

Higrométricos: La relación entre el contenido de humedad en medios porosos (ej. suelo) y la atmósfera inmediatamente sobre ellos es en muchos casos conocida. A partir de la medida de la humedad relativa sobre el suelo es posible estimar en algunos casos el contenido de agua en el mismo.

Térmicos: Otro método más reciente, es obtener un estimativo del contenido de humedad en los suelos, midiendo la transferencia de calor del mismo o de otro material poroso inserto en la tierra. Por lo tanto a partir de la medida de la temperatura sería posible estimar el contenido de agua en los suelos.

Resistivos: El método consiste en medir la resistencia o bien entre dos electrodos conectados en el suelo o bien la resistencia a través de un material poroso inserto en la tierra (ej. bloque de yeso) y a partir de este valor estimar el contenido de humedad, asumiendo que el agua es la principal causante del cambio en la conductividad.

Capacitivo: Se mide la capacidad de un capacitor cuyo dieléctrico sea el suelo y a partir de esta medida se estima la constante dieléctrica la cual se considera que guarda relación con la cantidad de agua en el suelo.

TDR (Time Domain Reflectometry): Se emite un pulso electromagnético a través del suelo y se mide el tiempo de ida y vuelta al reflejarse la onda. Evaluando este tiempo se puede obtener la constante dieléctrica del suelo y a partir de este valor estimar la cantidad de agua en el suelo.

Óptico: La técnica es similar a TDR, con la diferencia que se utilizan señales ópticas, estudiando los tiempos de viaje, la atenuación y la reflexión en el suelo para obtener el contenido de agua en el suelo.

Nuclear: Esta técnica consiste en emitir una señal radiactiva contra el suelo. Las partículas de la misma interaccionan y rebotan contra las del suelo, y algunas de estas partículas son captadas por el mismo instrumento que genera la señal. A partir de la evaluación de esta señal es posible estimar el contenido de agua en el suelo.

En el Anexo I -página 153 se podemos encontrar ejemplos de algunos de los instrumentos utilizados para estas técnicas.

II - 1 Selección preliminar de técnica de medida a utilizar

En la sección II, planteamos una serie de técnicas las cuales pueden ser utilizadas para la medida de humedad en suelos. De las técnicas planteadas, nos enfocamos en las más prácticas y con instrumentos de uso ya generalizado en el monitoreo de niveles de humedad en cultivos, ya que no era nuestro objetivo reinventar la rueda.

La utilización de instrumentos similares a los estudiados hasta el momento fueron descartados en base a las siguientes consideraciones:

- Si bien el tensiómetro es una técnica muy popular, la misma en general es utilizada para control in situ, no para el monitoreo remoto. La técnica es bastante primitiva y requiere de mantenimiento periódico de los sensores, debido a que es un método esencialmente mecánico. Si bien sería posible diseñar un dispositivo electrónico para obtener un voltaje a partir de la tensión medida, la necesidad de un mantenimiento frecuente disminuye las ventajas del monitoreo remoto del dispositivo.
- En el caso de la sonda de neutrones, el dispositivo en si es muy complejo, y tiene un costo que sería prohibitivo. Adicionalmente, estamos hablando de trabajo con materiales radiactivos, por lo que la complejidad de la tarea sin duda sería excesiva para el objetivo final de un dispositivo sencillo y económico
- Los sensores de tipo resistivo tienen la ventaja de proporcionar directamente una magnitud eléctrica en la medida, pero el valor obtenido se encuentra muy influenciado por las características del suelo y hoy en día ya no es bien visto relacionar directamente la resistividad con el contenido de humedad. Su uso ha quedado desplazado por el desarrollo y avance de otras técnicas electrónica, a saber, métodos capacitivos y TDR.

Precisamente, las técnicas TDR y capacitivo fueron las que inicialmente se identificaron como más factibles y adecuadas, por lo que se realizó un análisis más en profundidad de las mismas.

Esto se debe a que las técnicas permiten realizar un monitoreo en principio libre de mantenimiento, trabajando además con valores eléctricos, facilitando la integración con sistemas de monitoreo remoto.

Estas técnicas adicionalmente presentan un desafío interesante a nivel de desarrollo en áreas de electrónica, lo que no deja de ser un factor a la hora de la decisión en un proyecto de fin de carrera de Ingeniería Eléctrica.

Lo que sigue a continuación es pues un análisis más en detalle de las técnica TDR y capacitiva.

II - 1.1 TDR – Time domain reflectometry

TDR es un método altamente preciso y automatizable para la determinación del contenido de agua en un medio poroso y también su conductividad eléctrica. En física de suelos, el uso del método TDR para medir el contenido de agua del suelo remonta a los años 70, gracias a un gran número de trabajos realizados sobre todo en Canada ([3], [4], [5], entre otros.)

El contenido de agua es inferido de la permitividad del medio, mientras que la conductividad eléctrica es inferida de la atenuación de señal TDR. Modelos empíricos y dieléctricos son usados para relacionar el contenido de agua con la medida de permitividad.

Las principales ventajas de TDR sobre otros métodos de medida de humedad de suelos son:

- Mayor precisión de hasta 1% o 2% en el contenido volumétrico de agua.
- Los requerimientos de calibración son mínimos, en muchos casos no se requiere calibración específica según el suelo.
- Ausencia de peligros de radiación asociados a técnicas de Sonda de Neutrones o técnicas de atenuación de rayos gamma.
- TDR tiene una excelente resolución especial y temporal.
- Las medidas son fáciles de obtener, y el método es capaz de proveer medidas continuas mediante automatización y multiplexado.

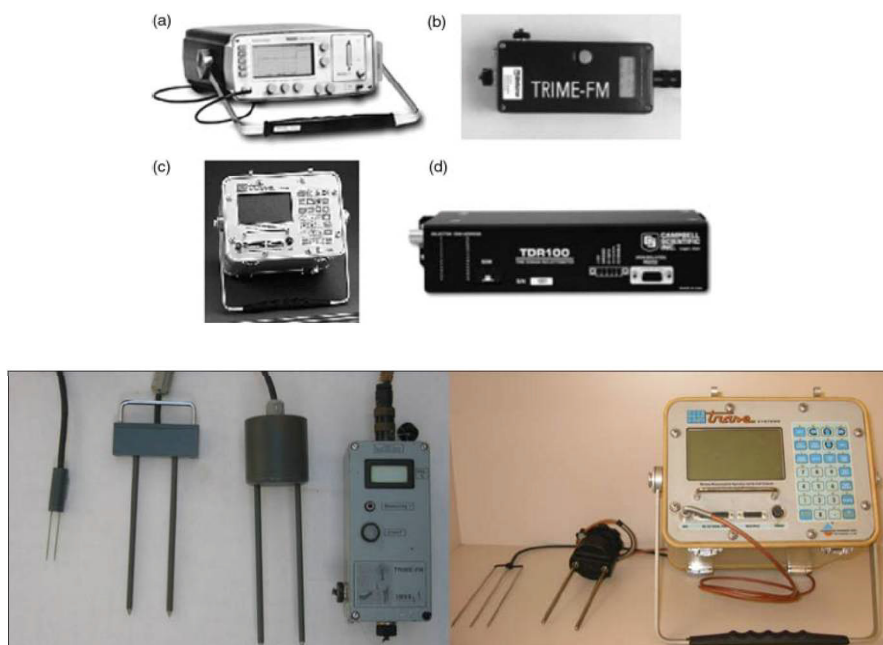


Figura 1 - Equipamiento TDR [6]

II - 1.1.1 Principios básicos

En la industria de las telecomunicaciones, TDR es usado para identificar la ubicación de discontinuidad en cables, por lo que el término “tester de cables” (“cable tester”) es el nombre común para un instrumento TDR de propósito general.

La velocidad de propagación de la señal v_p (una función de la constante dieléctrica del cable) y la típica reflexión en el punto de discontinuidad del cable, permite al operador determinar la ubicación en donde la línea se rompe usando un análisis de tiempo de propagación.

Usando similares principios, una guía de ondas o

sonda de un largo conocido L puede ser embebido en el suelo y el tiempo de propagación para la rampa electromagnética generada por el TDR para cruzar el largo de la sonda puede ser determinado. A partir del análisis del tiempo de propagación la constante dieléctrica del suelo es computada, de lo cual se puede inferir el contenido volumétrico del agua.

La constante dieléctrica ϵ_s del suelo que rodea a la sonda es una función de la velocidad de propagación (v) de acuerdo a:

$$\epsilon_s = \left(\frac{c}{v}\right)^2 = \left(\frac{ct}{2L}\right)^2$$

En donde:

- c es la velocidad de las ondas electromagnéticas en el vacío (3×10^8 m/s)
- L es el largo de la sonda
- t es el tiempo de propagación ida y vuelta

II - 1.1.2 Descripción

Un instrumento TDR requiere una unidad capaz de producir una serie precisa de pulsos eléctricos a intervalos de tiempo regulares, con una amplia área de frecuencias usadas en diferentes dispositivos (ej.: 0.02-3Ghz), los cuales se propagan a través de la línea de transmisión que es construida con un cable axial y una sonda. Esta alta frecuencia provee de una respuesta menos dependiente de las propiedades específicas del suelo, como lo son su textura, salinidad o temperatura.

La sonda TDR usualmente consiste en 2 o 3 barras paralelas de metal insertadas en el suelo actuando como guía de onda. Al mismo tiempo, el instrumento TDR usa un dispositivo para medir el voltaje a intervalos de unos 100 picosegundos. Cuando los pulsos electromagnéticos que viajan de la línea de transmisión (sondas-guía de ondas rodeadas de suelo) encuentran una discontinuidad parte del pulso es reflejado. Esto produce un cambio en el nivel de energía de la línea de transmisión. Por lo cual el tiempo ida y vuelta queda determinado analizando los niveles de energía.

Es por esto que suelos muy salinos o con alto contenido de arcilla altamente conductora pueden afectar al TDR ya que contribuyen a la atenuación de los pulsos reflejados.

Por un resumen de la teoría de TDR, tipos de sondas TDR y ejemplo comercial ver Anexo II - página. 157.

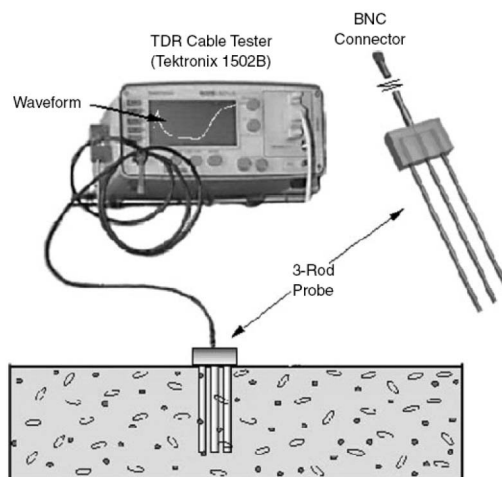


Figura 2 - TDR usando como un Cable Tester [6]

II - 1.2 Sensores Capacitivos

II - 1.2.1 Descripción breve

Este tipo de sensores deducen la constante dieléctrica del suelo a partir de la medida de la capacidad del mismo. La constante dieléctrica está formada por la combinación de las constantes de los distintos materiales que componen al mismo. En general, la constante dieléctrica del agua es mucho mayor que la de los demás materiales (una proporción de aproximadamente 20 a 1) por lo que los cambios en la constante dieléctrica se puede verificar que tienen una dependencia bastante estrecha con el volumen de agua contenido en el suelo.

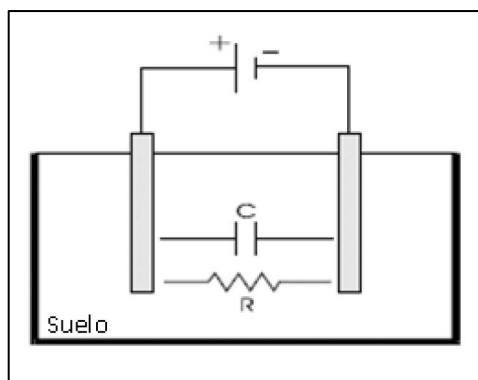


Figura 3 - Esquema eléctrico de sensor capacitivo

II - 1.2.2 Medición de la constante dieléctrica

La técnica más utilizada para este tipo de sensores consiste en la sintonización de un oscilador a partir de la capacidad del suelo. Es decir, el circuito se construye de forma que la capacidad del suelo altere la frecuencia de resonancia del circuito, por lo que a partir de la medida de esta frecuencia se puede obtener el valor de la capacidad del suelo, y a partir de esta el valor de la constante dieléctrica.

Usualmente se tiene un circuito resonante LC a una frecuencia conocida, y se construye el circuito de forma de sumar la capacidad del suelo a la del oscilador, por lo que los cambios en la constante Dieléctrica del suelo produce variaciones de la frecuencia del oscilador en torno a la frecuencia original, lo cual se puede medir y a partir de esto obtener la capacidad del suelo.

El circuito oscilador puede implementarse de múltiples otras formas, incluyendo circuitos digitales tipo Astable o a partir de osciladores RC ajustados por microprocesadores.

Otra técnica no tan utilizada, planteada principalmente en artículos académicos y diseños alternativos más que en soluciones comerciales consiste en la creación de un puente de impedancias, que esencialmente iguale el valor de una impedancia variable electrónicamente a la impedancia aparente del suelo. Un ejemplo de esto se puede estudiar en [7]

Otra cosa que podría efectuarse es medir la impedancia compleja, es decir la constante dieléctrica real e imaginaria [8], de los cuales no registramos casos comerciales, si se encontraron casos que median la permitividad aparente y la conductividad. Claro, esto también a un costo significativamente mayor. [9]

II - 1.2.3 Frecuencias habituales de trabajo

Los sensores capacitivos trabajan a frecuencias más bajas que los TDR, usualmente entre 10 y 100 MHz

Esto mismo se observa en sensores comerciales, los cuales trabajan a frecuencias a partir de los 10MHz hasta alrededor de 150 MHz según el modelo.

En general, por razones que veremos en el estudio de la teoría de suelos, en artículos académicos y estudios se recomiendan frecuencias mayores a 30 MHz ya que a frecuencias más bajas comienzan a influir otras características del suelo en la determinación de la capacidad y la relación con la humedad es menos directa.

II - 1.2.4 Relación entre constante dieléctrica y volumen de agua contenido en el suelo

La teoría en este caso es idéntica a la comentada brevemente en la técnica TDR y que se detallará en la sección III - 4 - página 23. Entonces, lo que se desea medir es la permitividad aparente del suelo.

La relación entre capacitancia y permitividad de un material situado entre las placas de un capacitor de placas paralelas está dada por:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}$$

En donde C es la capacitancia, ε es la permitividad del material, A es el área de las placas y d es la separación entre ellas. Esta relación es válida para campos eléctricos constantes. Para un campo eléctrico que oscila armónicamente a una frecuencia ω , como se vio, se introduce el concepto de *Permitividad Dieléctrica Compleja* (también se suele emplear el término constante dieléctrica compleja) permitiendo que ε devenga en compleja, es decir se hace que:

$$\varepsilon = \varepsilon' + i\varepsilon''$$

La parte real de esta constante tiene una fuerte relación con el contenido de agua en el suelo, lo cual se puede explicar basado en que la permitividad es una medida de la capacidad de polarización de un medio sujeto a un campo eléctrico variable en el tiempo, y esencialmente la fracción de suelo que contiene esta propiedad de polarización es la que contiene los dipolos de la molécula de agua.

Todos estos temas se estudiarán más a fondo en la sección III - 4 - página 23.

II - 1.3 Consideraciones sobre instalación del sensor

Habitualmente los sensores de este tipo tienen dos puntas que sirven como electrodos del capacitor. La circuitería está al final de estas puntas.

La capacidad se mide a lo largo de todas las puntas, por lo cual según la forma de inserción de las puntas se obtienen distintos perfiles del suelo.

Si se inserta horizontalmente la sonda se obtiene un solo punto del perfil de suelo, promediado a lo largo de la sonda.

Si se inserta verticalmente obtenemos un promedio del perfil del suelo en el tramo que comprende el largo de la sonda.

Evidentemente todo depende de la aplicación deseada, pero en general los fabricantes recomiendan la instalación de las sondas con un ángulo de 45°, de esta forma se obtiene un promedio del perfil del suelo, pero tomando distintos perfiles en sentido horizontal, con lo que se obtiene una visión más general de las características del suelo en esa área.

En todos los casos es muy importante que la sonda se inserte completamente en el suelo. Siempre se debe asegurar que no queden “burbujas” de aire entre la sonda y el suelo ya que tienen una gran influencia sobre la medida de la capacidad.

II - 1.4 Principales ventajas y desventajas

II - 1.4.1 Ventajas

Método de buena precisión. Error entre 5 a 10% trabajando con ecuaciones genéricas para la relación entre constante dieléctrica y porcentaje de volumen de agua. Se puede alcanzar una precisión de hasta 1-2% con calibración específica para el suelo a medir. Como ej. podemos citar el sensor Decagon EC-5 [10]

Es posible el diseño para realizar la medida en suelos de alta salinidad, cuidando la frecuencia de trabajo y trabajando con impedancia real e imaginaria.

Flexibilidad en el diseño de las sondas (en punta, cilíndricas, de largo variable).

Se pueden diseñar para ser de bajo costo, dado que se trabaja a frecuencias relativamente bajas (en el entorno de 100MHz).

II - 1.4.2 Desventajas

El volumen de suelo en torno a la sonda que afecta la medida es bastante pequeña (cilindro de aprox. 2-3 cm. alrededor de las sondas), corriendo el riesgo de tomar una medida poco significativa de la zona si no se instalan adecuadamente.

Para obtener buenas medidas es esencial tener un excelente contacto entre la sonda y el suelo. Al igual que con los TDR, se debe ser muy cuidadoso durante la instalación para evitar burbujas de aire en torno a la sonda ya que provocan un gran efecto sobre la medida de la constante Dieléctrica.

Para obtener una buena precisión en general es recomendable realizar calibración específica para el tipo de suelo.

II - 2 Selección final del tipo de sensor a estudiar y desarrollar para nuestro proyecto

A partir del estudio de las técnica TDR y capacitiva, en una primera instancia TDR aparecía como la más precisa y con la posibilidad de generar mejores resultados. Estas ventajas se daban a cambio de una mayor complejidad en la técnica.

El uso de TDR a las frecuencias habituales de la técnica implicaba la medición de tiempos de propagación con precisión en el orden de los nanosegundos. Por esta razón, de acuerdo a lo discutido y acordado con nuestros tutores, implica cierta complejidad en el trabajo y diseño del circuito que no sería conveniente abordar en el proyecto.

El estudio preliminar indicaba que tomando las precauciones del caso y planteando claramente las restricciones asociadas a la técnica, era posible utilizar la técnica capacitiva para obtener una estimación del contenido de agua en el suelo.

Por esto se eligió trabajar con la técnica capacitiva, comenzando con una investigación del estado del arte y una serie de pruebas para verificar si efectivamente era posible la medida de variaciones en la capacidad de un capacitor con el suelo como dieléctrico, al agregar agua al mismo.

III Características y propiedades del suelo

III - 1 Introducción

Si bien en capítulos previos se brindaron breves explicaciones respecto a la teoría detrás del método capacitivo y de TDR para la medida de la humedad de suelos, el estudio en profundidad de los conceptos detrás de la misma se vuelve indispensable para una cabal comprensión de la técnica y las dificultades en aplicar la misma para obtener valores que sean de utilidad.

Este capítulo realiza una primera instancia del estudio en detalle del tema, partiendo desde las bases de la composición del suelo, aclarando los conceptos de los valores que se pretenden medir y un primer acercamiento a la medida de los mismos.

III - 2 Composición del suelo [11]

Físicamente, el suelo está compuesto por partículas sólidas y espacios de aire, los cuales pueden estar parcial o completamente llenos de agua, materia orgánica y organismos vivos.

Los suelos se agrupan en *clases de textura*, dependiendo de la proporción relativa de arena, limo y arcilla. Estos son los tamaños de partícula básicos para determinar la textura del suelo. El porcentaje de cada uno en una muestra dada puede ser determinado por análisis mecánico que separa las partículas del suelo en sus rangos de tamaño relativo.

De acuerdo a los porcentajes de arena, arcilla y limo es posible armar un triángulo de texturas que luego puede ser usado para clasificar el suelo en grupos de textura.

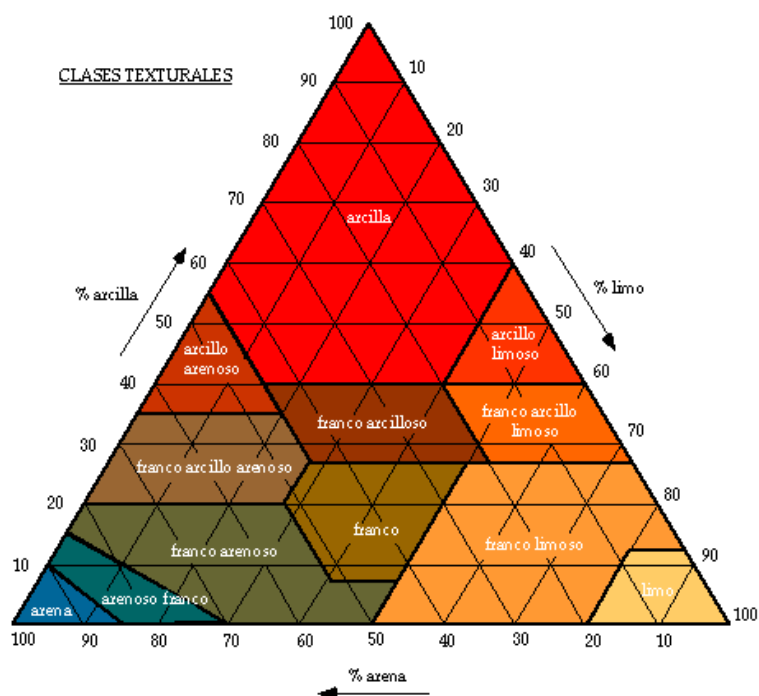


Figura 4 - Clases texturales [12]

III - 3 Características físicas

III - 3.1 Textura

La estructura del suelo está determinada por el posicionamiento de las partículas del mismo relativo a ellas mismas. La estructura del suelo es importante para el desarrollo de *macroporos* los cuales son esenciales para el rápido movimiento del agua y aire dentro de él.

Los suelos arenosos tienen poros más grandes debido al gran tamaño de las partículas individuales pero una porosidad total menor comparado con suelos de textura más fina. Estos tienen poros de tamaño más pequeño, pero una porosidad total mayor. Por lo tanto, debido a las diferencias en tamaño de los poros y porosidad total, los suelos de textura gruesa como por ej. la arena permiten que el agua se infiltre a mayor velocidad pero disponen de menos lugar para almacenar agua comparado con los suelos de textura más fina, como por ej. los arcillosos o de limo.

III - 3.2 Profundidad del suelo

La estratificación del suelo ocurre naturalmente como consecuencia del modo en que se depositan las partículas. El volumen total de suelo disponible para almacenamiento de agua y para el crecimiento de raíces puede verse disminuido por esta estratificación. Un suelo superficial, con una capa por ej. de rocas cercana a la superficie, dispondrá de menos capacidad disponible que un suelo más profundo, por más que su textura sea más fina.

III - 3.3 Capacidad de agua disponible

En el sensor a desarrollar, el objetivo es estimar el agua contenida en el suelo, lo que no implica que toda el agua esté disponible para riego, si bien los pasos a seguir a partir de disponer de este dato escapan a nuestro proyecto. De todos modos, es interesante conocer los parámetros de utilidad para saber las posibilidades de aprovechar efectivamente el agua depositada en el suelo.

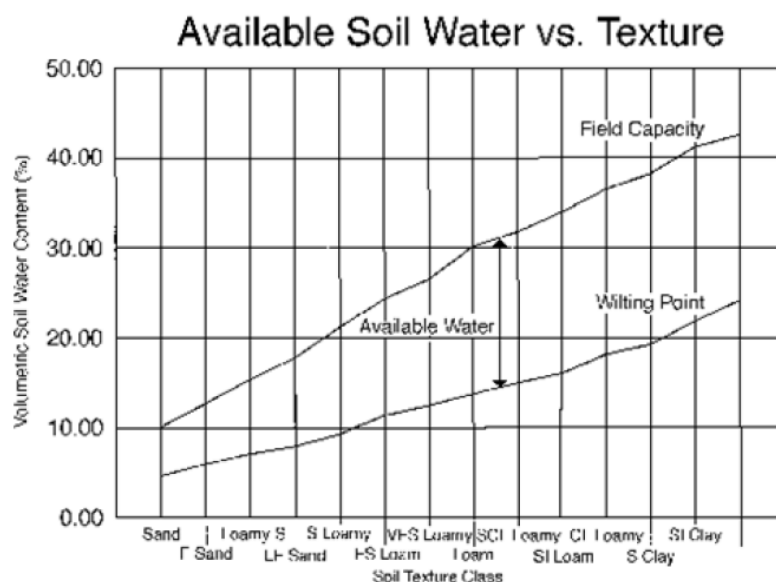
El **potencial mátrico** es el potencial de cada suelo para sostener el agua en su matriz, mediante mecanismos de adhesión y cohesión [11].

La **capacidad de campo (Field capacity)** es el contenido aproximado de agua en el que el drenaje natural del agua a través del suelo debido a la fuerza de gravedad se vuelve despreciable, generalmente luego de unas pocas horas o días luego de la caída de agua (por lluvia, regado, etc.).

El **punto de marchitez permanente (Permanent wilting point)** es el contenido de agua aproximado por debajo del cual una planta no puede emplear suficiente energía para extraer el agua necesaria para satisfacer sus necesidades. En otras palabras, el agua es retenida por las partículas del suelo con una tensión mayor que la que la planta puede superar.

La **cantidad de agua disponible (available water)** se define como la diferencia entre la capacidad de campo y el punto de marchitez permanente. Ninguno de estos dos parámetros es función únicamente de las propiedades del suelo. La capacidad de campo depende en parte de la estratificación del suelo, mientras que el punto de marchitez permanente es función del tipo de cosecha.

A pesar de la dependencia de estos factores, de la Gráfica 1 podemos obtener una idea del nivel de agua disponible de acuerdo al volumen de agua en el suelo y el tipo de suelo.



Gráfica 1 - Agua disponible para distintos tipos de suelo y volumen de agua [11]

III - 3.4 Contenido volumétrico y gravimétrico de agua

Es importante distinguir, cuando hablamos de contenido de agua en el suelo, la forma elegida para expresar este contenido.

En el caso del agua en el suelo se utilizan dos formas, contenido volumétrico de agua (Volumetric Water Content, VWC) y contenido gravimétrico de agua.

El contenido volumétrico se refiere a la relación entre el volumen de agua en la muestra a medir del suelo respecto al volumen total de la muestra.

El contenido gravimétrico se refiere a la relación entre la masa de agua como fracción de masa total de la muestra.

Para pasar de una medida a la otra (volumétrica – gravimétrica) se debe conocer la *gravedad específica* del suelo medido. Este parámetro se define como la proporción de la densidad del suelo respecto a la del agua a una cierta temperatura y presión (típicamente 4°C y 1 atm). Este parámetro es propio de cada suelo y si bien su determinación es un proceso habitual en áreas técnicas que trabajan con suelos no profundizaremos en esto.

III - 4 Características eléctricas del suelo

El suelo es una compleja mezcla de componentes sólidos, líquidos y gaseosos [13]. Los distintos tipos de suelo tienen grandes variaciones en sus niveles de salinidad, tamaño de partículas, forma y composición, materia orgánica y porosidad. Esto afecta el estado del agua en el suelo y la capacidad de esta de infiltrarse en el mismo, lo que en consecuencia afecta las propiedades dieléctricas del mismo.

Las propiedades dieléctricas del suelo son la principal característica de interés para el trabajo de nuestro proyecto. Al medir una capacidad del suelo, podemos relacionar esta capacidad con una constante dieléctrica y a partir de ésta aplicar un modelo para estimar la humedad del suelo. Cómo es posible esto y que complicaciones tiene implica un análisis profundo de todas las magnitudes eléctricas que entran en juego al utilizar el suelo como dieléctrico.

III - 4.1 Modelado

A los efectos de nuestro trabajo, modelaremos el suelo como un circuito RC en paralelo, y estudiaremos los factores que influyen y de qué forma influyen los mismos en estas magnitudes.

III - 4.1.1 Componente resistivo

El componente resistivo del suelo, la resistividad, se ve influido principalmente por la salinidad del suelo. Si bien existe una conductividad característica a cada suelo, es el componente salino el que determinará finalmente la conductividad total del mismo.

La resistividad propiamente dicha, es decir, a frecuencia 0, puede ser fácilmente eliminada del circuito, colocando una capa aislante en la sonda capacitiva.

III - 4.1.2 Componente capacitivo

Cualquier capacitor formado por dos placas conductoras con una sustancia dieléctrica entre ellas puede describirse mediante la fórmula:

$$C = A \cdot \epsilon$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$$

Siendo :

A - Constante dependiente de la geometría de las placas y su posición relativa

ϵ - Constante dieléctrica absoluta del medio.

ϵ_r - Constante dieléctrica relativa del medio.

ϵ_0 - Constante dieléctrica del vacío = 8.85×10^{-12} faradio/metro

A partir de esta relación podemos observar que la capacidad depende proporcionalmente de la constante dieléctrica del medio.

Esta constante, mediante un modelado adecuado, permite estimar el contenido de agua en el suelo. Ahora bien, el modelado a utilizar es lo que nos ocupará a continuación, ya que existe una muy extensa literatura al respecto, con modelos que continúan hoy en día en permanente evolución.

Lo que sigue a continuación es un primer acercamiento realizado al tema, mediante el análisis de diversos papers, y las conclusiones que obtuvimos evaluando las coincidencias entre los distintos planteos e intentando seguir los progresos de las distintas alternativas. Para finalmente, plantear las teorías más modernas y poder definir claramente los factores de peso a considerar y los que no lo son tanto para alcanzar nuestro objetivo.

III - 4.2 Componente real y complejo de la constante dieléctrica

Repasando, la constante dieléctrica de un material puede dividirse en una constante real y una compleja [13]:

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega)$$

Donde la parte real es una medida de la polarizabilidad de los materiales constituyentes y la parte imaginaria representa la absorción de energía. Dicha energía se absorbe mediante la conducción iónica y las pérdidas dieléctricas.

$$\epsilon'' = \epsilon_d'' + \frac{K}{\epsilon_0 \omega}$$

Donde ε_d'' es la pérdida dieléctrica, κ es la conductividad iónica, ε_0 es la permitividad del vacío y ω es la frecuencia angular.

La reorientación de las moléculas polarizables, tales como el agua, en un campo eléctrico toma un cierto tiempo. A medida que la frecuencia aumenta, los dipolos permanentes se vuelven demasiado lentos para seguir al campo eléctrico alternando rápidamente. A estas altas frecuencias ε' cae a valores mucho más bajos. La frecuencia a la cual ε' decrece a la mitad de su valor a baja frecuencia se llama frecuencia de relajación. A esta frecuencia la pérdida dieléctrica ε_d'' tiene su máximo.

Los factores de esta pérdida dieléctrica tienen muchas causas en el suelo. En el gráfico a continuación podemos observar las distintas causas y su efecto relativo a las distintas frecuencias de trabajo.

En el gráfico se pueden estimar también las frecuencias de relajación aproximadas de los distintos efectos. Esta frecuencia se define como la frecuencia a la que el valor de la constante dieléctrica tiene su máximo valor de pérdida. Para poder despreciar los efectos de los distintos elementos deberíamos trabajar a una frecuencia lejana a las frecuencias de relajación de los mismos.

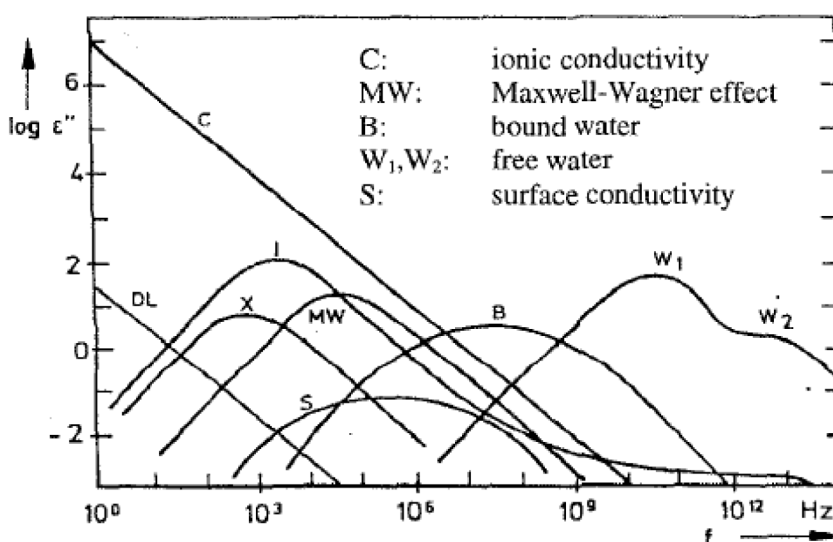


Figura 5 - Componentes en la polarización del suelo y su relación con la frecuencia [14]

Siendo:

C: Conductividad iónica – Aparece principalmente debido a la salinidad del suelo.

MW: Efecto Maxwell – Wagner – Efecto físico debido a la no homogeneidad del suelo. Se explicará más adelante

B: Agua ligada – Agua constituyente del suelo, más información en capítulos posteriores

W₁, W₂: Agua libre, independiente del suelo.

S: Conductividad superficial

III - 4.3 Relación entre constante dieléctrica y porcentaje de humedad

Como dijimos al comienzo de esta sección se vuelve indispensable el desarrollo de un modelo para lograr relacionar el contenido volumétrico de agua (la magnitud que deseamos medir), con la capacidad de la tierra (la magnitud medida).

Esta relación resulta ser muy compleja, debido a la complejidad del medio, la tierra. Como vimos, al ser una mezcla de distintos tipos de materiales en distintos estados, existen una gran cantidad de interacciones de diversa índole, las cuales serían demasiado complejas de modelar si se tomaran en su conjunto.

Por lo tanto, básicamente lo que se ha hecho en distintas investigaciones es partir de ciertos modelos básicos y a medida que los mismos no son suficientes para explicar el comportamiento observado, se agregan efectos que no fueron considerados previamente, siempre buscando alcanzar un modelo suficientemente bueno para explicar los fenómenos deseados, aunque solo se aplique dentro de ciertas restricciones.

Veremos a continuación alguno de estos modelos y las condiciones de validez para la aplicación de los mismos, así como los resultados que caben esperar.

III - 4.3.1 Consideraciones previas

Los modelos aquí planteados estudian la relación entre la constante dieléctrica y el VWC. Obtener la constante dieléctrica a partir de la capacidad no forma parte de estos estudios, por lo que debe ser estudiado en el diseño y desarrollo del sensor.

Por otro lado, cabe aclarar la nomenclatura habitualmente utilizada.

La constante dieléctrica recordamos, tiene componentes real y complejo.

Como veremos, el componente de interés, relacionado en forma más directa con el contenido de agua del suelo es el componente real, y este es el que sería deseable medir.

El componente complejo vendría a representar las pérdidas en el medio, y por lo tanto una desviación en el valor medido.

Al medir capacidad lo que medimos es la constante dieléctrica total, es decir, el módulo del número complejo total. Este valor es referido en muchas ocasiones como *constante dieléctrica aparente*.

III - 4.3.2 Modelo empírico

Una de las primeras investigaciones que brindó un gran impulso a la medida de humedad mediante impedancias complejas, fue la realizada por Topp, detallada en el paper [5] publicado en 1980.

La investigación fue realizada utilizando la técnica TDR, trabajando a frecuencias entre 1 MHz y 1GHz. Se tomaron numerosas muestras sobre diferentes tipos de suelos sobre este rango de frecuencias para determinar la influencia del cambio en la constante dieléctrica sobre el volumen total de agua.

En su investigación, Topp plantea que el efecto del trabajo a distintas frecuencias sobre la parte real de la constante dieléctrica es despreciable, mientras que la parte imaginaria es altamente sensible al cambio de frecuencia, considerando que en el rango de frecuencias de trabajo no es necesario tomarlo en cuenta (esto difiere con investigaciones posteriores, pero así fueron los postulados de Topp). Por esto, plantea el estudio en base a la relación entre el contenido volumétrico de agua (VWC) y la constante dieléctrica aparente.

El trabajo se realizó sobre diferentes muestras, todas de tipo mineral, con distinto contenido de materia orgánica. Se brinda una gran cantidad de detalle del proceso de pruebas y los valores obtenidos.

A partir de todas estas medidas, Topp concluye que la relación no presenta grandes variaciones en el rango de frecuencias mencionados, para los tipos de suelos estudiados. Concluye también que en el rango de 10 a 36 °C la variación de la temperatura del suelo no afecta significativamente la relación entre constante dieléctrica aparente y VWC.

Una de las principales conclusiones del estudio, es la obtención de una ecuación universal general, extrapolada a partir de las medidas realizadas. La misma indica plantea una relación polinómica de tercer orden entre el VWC y la constante dieléctrica relativa medida.

La ecuación de Topp está dada por:

$$K_a = 3.03 + 9.3\theta_v + 146\theta_v^2 - 76.7\theta_v^3$$

K_a = Constante dieléctrica relativa del suelo

θ_v = VWC

Inversamente:

$$VWC = 4.3 \times 10^{-6} K_a^3 - 5.5 \times 10^{-4} K_a^2 + 2.92 \times 10^{-2} K_a - 5.3 \times 10^{-2}$$

Esta relación ha sido de gran valor en el avance de la técnica de medida de VWC a partir de la capacidad del suelo, y ha mostrado buenos resultados principalmente para suelos de tipo mineral con bajos niveles de salinidad.

Sin embargo su universalidad hoy en día ya no es tan aceptada, y se han desarrollado teorías más completas que incluyan los efectos despreciados por Topp, o directamente ignorados, y se ajusten mejor a datos observados en donde la ecuación de Topp falla.

Una segunda ecuación, no tan popular, obtenida a partir de estudios similares a los de Topp pero más restringidos y con mayor énfasis en suelos con mayor contenido orgánico, es la desarrollada por [15]:

$$VWC = 3,61 \times 10^{-5} K_a^3 - 1,95 \times 10^{-3} K_a^2 + 4,48 \times 10^{-2} K_a - 7,8 \times 10^{-2}$$

IV Proceso de pruebas preliminares

El objetivo de estas primeras pruebas era verificar si efectivamente era posible observar la variación de la constante dieléctrica con el VWC. Para esto trabajamos con un capacitor de placas paralelas, con la tierra entre las placas como dieléctrico y agregando paulatinamente agua en forma controlada, dejando que se asentara, para luego medir la capacidad, calculando la constante dieléctrica a partir de la geometría del capacitor y en esta primera instancia estimando el contenido de humedad mediante la ecuación de Topp.

Presentamos a continuación una breve descripción de estas pruebas, agregando los resultados detallados en el Anexo III - página 163.

IV - 1 Primeras experiencias

En todas las experiencias trabajamos con un capacitor de placas paralelas, formado por dos placas de cobre de aprox. 10cmx11cm.

La prueba inicial fue realizada con las placas con el conductor expuesto, y sin estar las mismas aisladas la conductividad influía notoriamente en la medida. Intentamos utilizar un multímetro con capacímetro con precisión de hasta 1pf pero al tener un camino conductivo entre las placas las medidas de capacidad eran completamente dispares y de poca utilidad.



Figura 6 - Primeras experiencias de medida

Como segunda aproximación intentamos repetir el experimento, esta vez en el laboratorio, tomando las medidas utilizando un osciloscopio y un generador de señales.

Intentamos eliminar el camino resistivo (R_{placas}), esmaltando las placas. Se tomaron valores de voltajes, se calculó corriente y nuevamente no conseguimos resultados coherentes.

Finalmente se diseñó un tercer experimento, donde se realizaron todos los cálculos para los valores esperados y se tomaron precauciones para eliminar lo más posible las influencias externas (capacidades parasitas, etc.). Se utilizaron puntas x10 y se eligió la resistencia R_{ref} para trabajar en rangos de frecuencia cómodos.

Las primeras experiencias las hicimos al mismo tiempo que íbamos adquiriendo información respecto a la medida de humedad de suelos, aun sin tener plenamente decidido si íbamos a trabajar con el método capacitivo, y cuáles eran sus particularidades, como la necesidad de trabajar a alta frecuencias y de realizar una buena aislación.

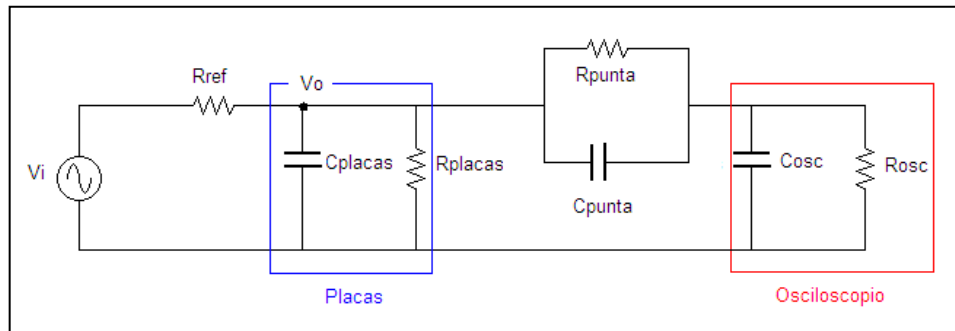


Figura 7 - Modelo utilizado para medidas con el osciloscopio

Encontramos que la aislación con esmalte no era buena por lo que finalmente se termino utilizando cinta aisladora para asegurar una correcta aislación resistiva.

Para estimar la capacidad lo que hicimos en esta instancia fue por un lado no considerar la influencia del osciloscopio (recordando que se utilizaron puntas x10) y además suponer que la resistencia entre las placas era mucho mayor que Rref. Estas hipótesis merecen un análisis más detallado pero en esta ocasión nos conformamos con obtener valores del orden de los esperados.

En estas condiciones entonces el polo de este sistema se encuentra en:

$$F_{polo} = \frac{1}{2\pi R_{ref} \cdot C_{placas}}$$

Por lo que hallando el polo de la transferencia buscando la caída de 3db en el osciloscopio podemos obtener el valor de C.

A partir del valor de C, y gracias a la geometría de placas paralelas del capacitor, podemos estimar la constante dieléctrica del medio, y aplicar Topp para estimar el contenido de humedad.

En esta ocasión, si bien no se obtuvieron valores razonables de porcentaje de volumen de agua, nos encontramos en el orden de magnitud deseada.

Por último decidimos junto con el tutor que nos acompañó en estas pruebas, repetir las pruebas trabajando con un volumen controlado. Para esto utilizamos las placas como paredes de un recinto que cerramos en los costados y en la parte inferior colocamos una malla para que filtre el agua sin perder tierra.



Figura 8 - Placas aisladas y volumen controlado de tierra

En este caso trabajamos entonces con un volumen de tierra de aproximadamente 110 ml, al colocar las placas con una separación de 1cm aprox. Las mediciones fueron las siguientes:

Fp (Hz)	Cplacas(F)	Volumen de agua agregado	Theta teórico	Theta medido
35000	1,68418E-10	inicial	x	31%
30590	1,92698E-10	5ml	X+4,5%	34%
29150	2,02217E-10	15ml	X+18%	35%
22320	2,64096E-10	15ml	X+32%	42%
19780	2,98009E-10	15ml	X+45%	45%

Tabla 1 - Medidas Placas Aisladas y volumen controlado

Observando la Tabla 1 se comprueba que nuestras medidas no corresponden con lo esperado teóricamente. Cabe mencionar que lo esperado teóricamente esta validado para medidas realizadas a altas frecuencias, lo cual no corresponde con la frecuencia usada en estas medidas. (Topp [5] - 1 MHz a 1 GHZ)

IV - 1.1 Utilización de analizador de espectros

IV - 1.1.1 Modelado del sistema

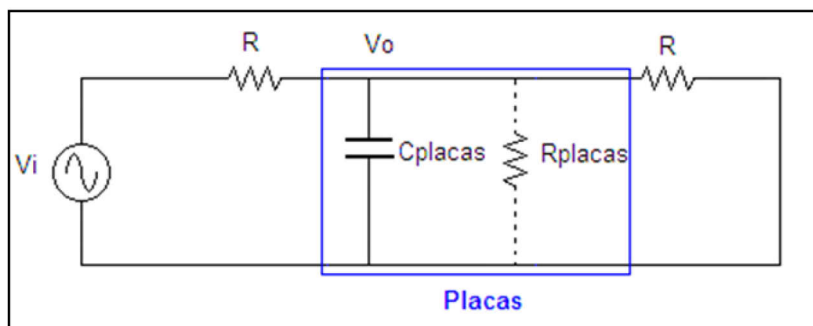


Figura 9 - Esquema Analizador de Espectros

R es el valor de la resistencia de entrada del equipo en las respectivas Inputs, y según el caso se le suma una R_d discreta agregada al circuito de medida. Se aclara en el lugar correspondiente.

$$\text{Transferencia: } H(s) = \frac{z_v}{R + z_v}$$

$$\text{Calculo de } z_v: z_v = R / C_{placas} = \frac{R}{1 + RC_{placas}s}$$

$$\text{Sustituyendo el valor de } z_v: H(s) = \frac{1/2}{1 + \frac{R}{2} C_{placas}s} \Rightarrow f_{polo} = \frac{1}{2\pi \frac{R}{2} C_{placas}}$$

$$f_{polo} = \frac{1}{\pi RC_{placas}}$$

En esta experiencia utilizamos las siguientes ecuaciones de calibración:

θ – % de humedad

ε – Cte dieléctrica

$$\theta = 0,0000043\varepsilon^3 - 0,00055\varepsilon^2 + 0,0292\varepsilon - 0,053$$

Modelo Topp [16]

$$\theta = 0,0000361\varepsilon^3 - 0,00195\varepsilon^2 + 0,0448\varepsilon - 0,078$$

Modelo Roth [15]

IV - 2 Utilización del analizador de espectros

El analizador de espectros tiene dos entradas. Una en el rango de 9KHz a 50MHz y la otra en el rango de 20MHz a 2GHz.

El rango donde mejor se observaba el comportamiento del circuito era el segundo, pero en ese rango la precisión en los valores de frecuencia medidos por el instrumento era sin decimales, por lo que era una lectura muy gruesa para nuestros intereses. Adicionalmente tampoco en este rango podíamos visualizar el valor de continua que tomábamos como referencia para hallar el polo, por lo que por esto tampoco era el indicado.

Trabajamos con una señal de entrada de amplitud 500 mV.



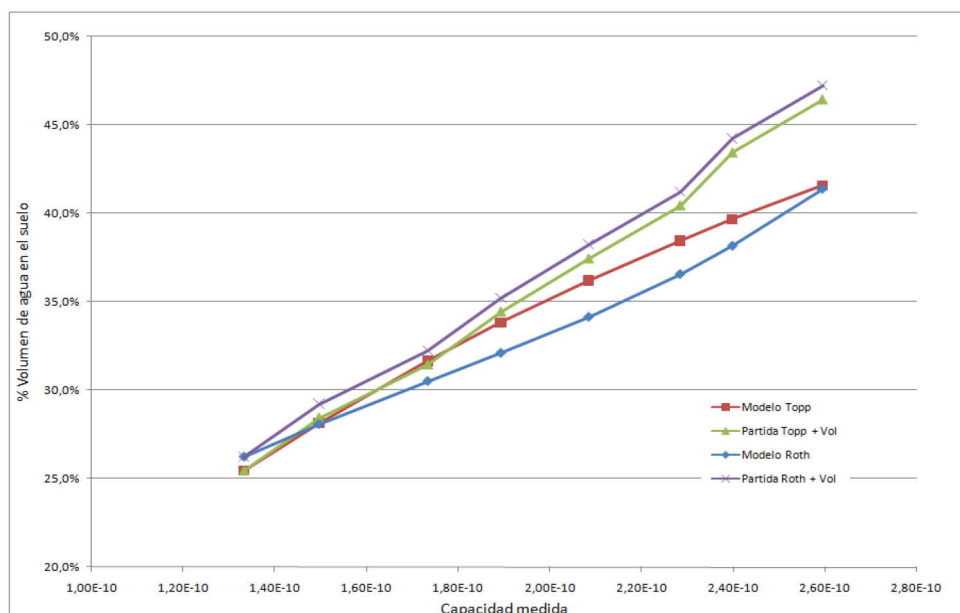
Figura 10 - Equipamiento utilizado

IV - 3 Resultados de pruebas

Para la comparación de resultados tomamos el punto inicial de humedad como desconocido. Por lo que para comparar lo igualamos a la predicción teórica de acuerdo al modelo correspondiente a partir de la medida. A partir de esa suposición vamos sumando las variaciones de agua (humedad) y esta humedad la comparamos con la medida, viendo las diferencias. Dado que la relación entre constante dieléctrica y humedad es polinomial de tercer orden, el punto de partida no suma un simple offset sino que distorsiona el resultado de forma en principio impredecible.

Resumimos a continuación los resultados de la prueba. Como dijimos, el punto de partida siempre será el mismo, ya que al no tener punto de comparación, consideramos el teórico como bueno, a partir de ahí comparamos los modelos empíricos de Topp y Roth contra el contenido volumétrico de agua estimado a partir del agua agregada frente al volumen total agua + tierra. Realizamos la comparación de valores esperados con modelos.

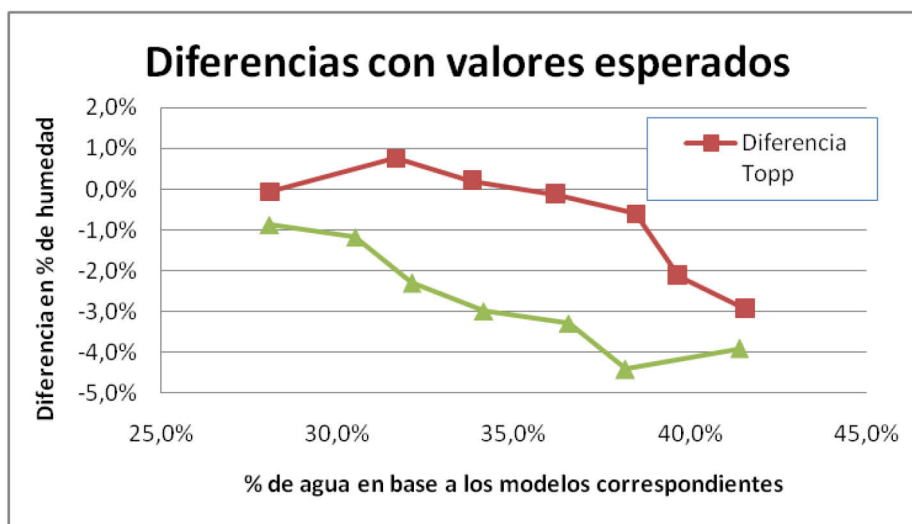
En esta ocasión trabajamos en el rango de 9Khz a 50 MHz ya que alcanzábamos a ver la caída de 3dB en este rango y podíamos obtener una mayor precisión en la medida (dos cifras decimales).



Gráfica 2 - Resultados del analizador de espectros

IV - 4 Comparación de resultados

Comparamos para cada modelo la diferencia entre el valor que predice el modelo a partir de la capacidad obtenida y el valor en base al volumen de agua agregado.



Gráfica 3 - Error relativo – analizador de espectros

A partir de estos resultados si fue posible verificar que era razonable esperar estimar el VWC a partir de la medida de la constante Dieléctrica, si bien se puede apreciar que el modelo se aleja a medida que aumenta el contenido de agua, aún hay pendiente mucho camino por recorrer y muchos factores sin modelar, especialmente el hecho de no contar con un punto de referencia inicial, por lo que el resultado primario que concluimos de estas experiencias es que parece razonable obtener un diseño que permita realizar las mediciones que deseamos.

V Pasos intermedios: Profundización en el modelado eléctrico de suelos, sensor comercial EC-5 y muestras de suelo nacional

A medida que avanzamos en la investigación de la técnica capacitiva para medida de capacidad en tierras, quedó en evidencia que como cualquier modelo, el acercamiento empírico tiene ciertas condiciones para su validez.

Otros autores han intentado construir otros modelos que permitieran explicar los motivos que generan estas condiciones. El modelado eléctrico de suelos es un tema de gran complejidad y cuyo estudio hoy en día aún está en progreso. Los orígenes de los distintos efectos se encuentra razonablemente identificado, pero los efectos y las interacciones de los mismos siguen siendo investigado.

En el Anexo IV - página 179 resumimos la información recopilada en el análisis de diversos artículos y papers publicados que fueron estudiados en el transcurso del proyecto al respecto.

De este resumen se pueden obtener valiosos aportes en el plano teórico, así como consideraciones que pueden ayudar a entender anomalías en las medidas realizadas.

Destacaremos en particular el efecto de la salinidad, dejando otros efectos, como el del agua ligada (agua que forma parte de la propia matriz del suelo) o el efecto Maxwell-Wagner, para que sean revisados en mayor profundidad en el anexo.

V - 1 Efectos de la conductividad iónica en la medida de capacidad

Como mencionamos, la conductividad iónica se debe principalmente a la salinidad, y dicha conductividad afecta el valor complejo de la constante dieléctrica aparente, debido a las pérdidas energéticas en el medio debido a este fenómeno.

El efecto de la conductividad sobre la constante dieléctrica depende de la frecuencia a la que se trabaje. Esta relación es objeto de bastante discusión, y los rangos de frecuencia donde los efectos de la conductividad pueden ser despreciados son muy diversos de acuerdo a las publicaciones estudiadas.

Para tener una idea de esta influencia tomamos como referencia las consideraciones planteadas en una propuesta de sensor reciente (año 2005) [17] de donde extraemos el siguiente gráfico representando el efecto de la conductividad en la constante dieléctrica real:

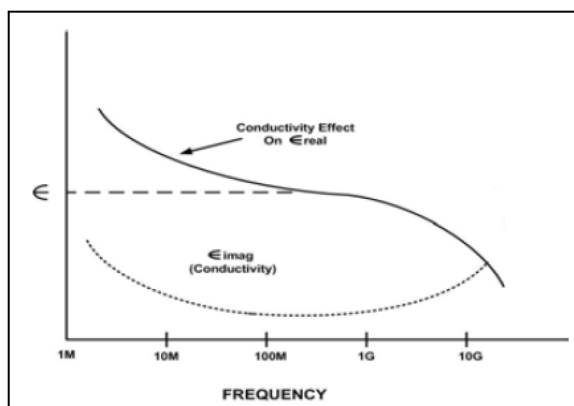


Figura 11 - Efectos de la conductividad en la constante dieléctrica [17]

Como se ve en el gráfico, para independizarnos de los efectos de la conductividad deberíamos trabajar con frecuencias lo más altas posibles, al menos analizando el problema desde un aspecto estrictamente concentrado en las características del suelo.

De todos modos como mencionamos anteriormente, la información al respecto es contradictoria en estos datos y como muestra encontramos también un estudio realizado utilizando sensores de tipo capacitivo, trabajando a frecuencias en el entorno y superiores a 100MHz [18]. En este estudio se miden los efectos de la salinidad del suelo en las medidas del sensor, encontrando grandes diferencias de acuerdo a los niveles de salinidad, esto a pesar de los anuncios del fabricante de los sensores utilizados de que los efectos de la salinidad eran despreciables o muy bajos en los rangos testeados.

El estudio concluye que en promedio el VWC se sobreestima entre 2 a 8% por cada 1dS m^{-1} de aumento en la conductividad del suelo. Adicionalmente, este aumento con la conductividad no sigue una relación matemática aparente, por lo que para ser tenida en cuenta se requerirían calibraciones especiales para un mismo suelo y distintos niveles de salinidad.

Esto parecería indicar que a menos que se trabaje a niveles de salinidad muy bajos, el efecto de la misma puede dificultar enormemente la medición del VWC. Esto es un problema principalmente ante el uso de fertilizantes en invernaderos, con soluciones que en general poseen un alto nivel de salinidad y que al estar en un ambiente cerrado no son “lavadas” por las lluvias.

V - 2 Estudio de sensor comercial

Durante el período de pruebas preliminares, no contábamos con ningún instrumento que nos permitiera disponer de un valor de referencia. Para nuestros análisis en estas instancias previas uno de los principales problemas era el no conocer el nivel inicial de humedad.

Para lograr tener un valor de referencia y como parte de los objetivos del proyecto, mediante la gestión de los tutores se adquirieron dos sensores comerciales del fabricante Decagon, modelo EC-5.

Estos sensores son sensores de tipo capacitivo, y de acuerdo a las especificaciones del fabricante, permiten obtener con calibraciones genéricas una precisión de alrededor del 5% en cualquier tipo de suelo y con calibraciones específicas a distintos tipos de suelos precisiones del 2%.

La conexión a la sonda EC-5 se realiza mediante un plug de 3.5mm.

El costo de cada uno de estos sensores es de 100U\$S en origen.

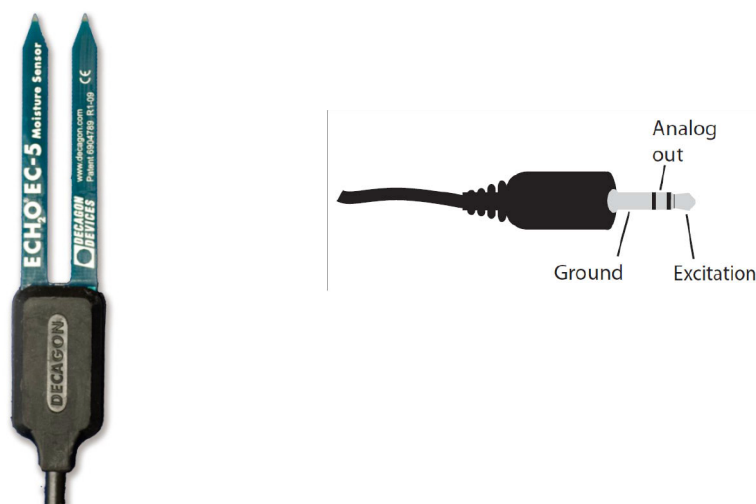


Figura 12 - Sonda decagon EC-5 y plug para conexión para toma de datos [10]

Las especificaciones del sensor son las siguientes [9]:

Precisión:	Suelo mineral: $\pm 3\%$ VWC, $\pm 1\text{-}2\%$ VWC con calibración específica, salinidad hasta 8 dS/m Tierra para cultivo: $\pm 3\%$ VWC, salinidad 3 a 14 dS/m
Resolución:	0.1% VWC (suelo mineral)
Rango:	0-100% VWC
Dimensiones:	8.9 x 1.8 x 0.7 cm
Largo del cable:	5m
Tiempo de medida:	10ms
Alimentación:	2.5 - 3.6 V @ 10 mA. Salida proporcional al voltaje de entrada
Salida:	Voltaje, relacionado linealmente con el VWC para suelos y polinomialmente para tierras de cultivo. Rango de salida entre 250 y 1000 mV
Temperatura:	-40°C a +50°C
Tipo de conector:	Plug stereo de 3,5mm

El sensor EC-5 funciona a una frecuencia de oscilación en el entorno de 70MHz [19] lo cual de acuerdo al fabricante asegura que la medida dependa principalmente del VWC, ignorando los demás efectos que como vimos afectan la medida. Esto les permite tener la certeza de que mediante una calibración universal es posible alcanzar la precisión prometida de hasta $\pm 3\%$.

El fabricante sostiene que estas medidas pueden obtenerse hasta una conductividad en el suelo de 8dS/m. Esto no fue verificado durante el proyecto, si bien de acuerdo a la literatura estudiada estas afirmaciones de los fabricantes no serían tan ciertas. De todos modos las características de los suelos uruguayos hacen que este inconveniente en principio no sea problemático.

V - 2.1 Utilización del sensor

Para la toma de medidas con el sensor Ech2o EC-5 se debe proporcionar una tensión de alimentación constante. De acuerdo a nuestras medidas el sensor no posee ningún tipo de regulación interna por lo que, al tener el voltaje de salida una relación directa con el de entrada, verificamos que variando el voltaje de alimentación varía considerablemente el voltaje de salida, por lo que para lograr una medida aceptable es indispensable proporcionar un voltaje de alimentación regulado.

Si bien el rango de alimentación de funcionamiento es de 2,5-3,6 V el fabricante solo provee ecuaciones de calibración para 2,5V, por lo que en la práctica, si se quieren aprovechar las medidas ya realizadas por el fabricante este debe ser el valor a utilizar. Este dato se prestó para ciertas confusiones, ya que el manual de uso no era específico respecto al voltaje de calibración, ya que en ocasiones mencionaba un voltaje de funcionamiento de 3V. Para despejar dudas debimos realizar medidas con ambos valores de voltaje para determinar cuál era el voltaje que efectivamente se utilizaba para las ecuaciones proporcionadas, verificando finalmente que efectivamente era para 2,5V.

Las ecuaciones para obtener el VWC a partir del voltaje de salida del sensor EC-5 son:

Ecuación genérica, todo tipo de suelos minerales: $\text{VWC} = 0.00119 * \text{Output mV} - 0.400$

Ecuación para tierra para cultivo: $\text{VWC} = 10.3 \times 10^{-4} * \text{Output mV} - 0.334$

V - 2.2 Verificación de funcionamiento

Para verificar el funcionamiento del sensor realizamos una prueba inicial, tomando en cuenta de colocar el sensor en un recipiente donde se respetara el rango de incidencia de la medida del sensor [20].

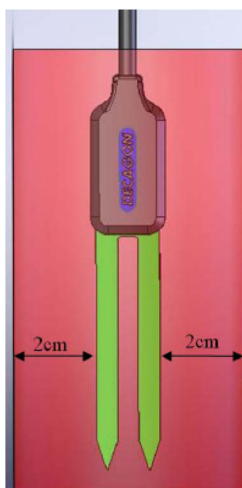


Figura 13 - Área de influencia Sensor EC-5

A modo de ejemplo, alguno de los valores obtenidos en una de las tierras utilizadas fueron:

Volumen total de agua + tierra (ml)	Volumen de agua agregada (ml)	VWC práctico	Voltaje salida EC-5 (mV)	VWC utilizando ecuación genérica
1250	0	0	262	-8.92%
1250	50	4%	358	2,50%
1250	100	8%	410	8,69%
1200	150	12,5%	524	22,26%
1150	200	17,4%	462	14,88%

Tabla 2 - Medidas con el sensor comercial

Estas medidas resultaron completamente incoherentes con los resultados esperados. Probando con otros voltajes de excitación y las distintas ecuaciones de calibración los voltajes seguían siendo poco razonables.

Luego de un estudio de las posibles causas y numerosas pruebas prácticas llegamos a la conclusión de que los problemas con el sensor se debían completamente a nuestra metodología utilizada hasta el momento para pruebas. Existían dos factores que no estábamos considerando en nuestras mediciones:

- 1) Al agregar agua a la tierra, para obtener una buena medida en condiciones de laboratorio con muestras reducidas no alcanza con agregar el agua superficialmente y dejar que escurra por varios minutos. El agua deber agregada y la tierra debe ser mezclada con el agua revolviendo o mediante otros métodos para obtener buenos resultados.

- 2) La tierra debe ser compactada enérgicamente en el área donde se instala el sensor. Se debe compactar previo a la instalación del sensor y posteriormente a la instalación del mismo para obtener medidas consistentes. Es decir, los resultados dependen de la compactación/densidad del suelo.
- 3) El punto inicial de VWC para el comercial, luego de pasar la tierra por el horno, aun trabajando en los casos de mayor compactación, daban valores negativos (-8%...-5%) de humedad en la ecuación estándar. Sin embargo, a pesar de ese inconveniente, el sensor mide en ese caso bien la variación de humedad.

Luego de descubrir estos errores, que afectaron toda la metodología que veníamos trabajando, es decir, afectaron los resultados de la sección anterior, encontramos que las medidas del sensor comercial si eran más acordes con los valores esperados y las variaciones relativas al agregar agua eran las esperadas.

El sensor comercial nos permitió ajustar la técnica utilizada pero además nos permitió obtener un punto de partida, ya que hasta ahora no nos era posible conocer el VWC inicial durante la medida de la tierra. Podíamos secar la misma en horno para estar razonablemente seguros de estar a un nivel de humedad de 0 o cercano al mismo, pero no podíamos tener una referencia.

VI Diseño del sensor

VI - 1 Introducción

En el presente capítulo se discutirán los aspectos más relevantes del proceso de diseño de los sensores fabricados.

La estructura de este capítulo es la siguiente:

En primer lugar se verán generales en el diseño; en particular las consideraciones previas a tener en cuenta, las soluciones analizadas y las elegidas.

En segundo lugar se profundizará en el diseño de cada sensor desarrollado, planteando la teoría de funcionamiento y el proceso de diseño según el prototipo final. Pasando después a detallar cada prototipo previo diseñado, objetivos que se pretendían llegar con el mismo y los resultados obtenidos.

VI - 2 Detalles generales en el diseño

VI - 2.1 Consideraciones previas

Para medir la humedad del suelo se construirá un sensor que mida la constante dieléctrica de la tierra despreciando el componente imaginario de la permitividad dieléctrica de la tierra húmeda. Esto significa que vamos a medir la constante dieléctrica real aparente del suelo.

Para esto se tiene que aislar la parte conductiva (frecuencia 0) de la tierra, buscando que no haya diferencia de potencial en continua en la tierra.

Para esto, se destacan dos métodos, la aislación “electrónica” y “la física”.

Aislación física:

Se aísla previamente las puntas de manera que no haya conductividad a frecuencia 0 usando un aislante que electrónicamente se ve como un capacitor (que podría tener también pérdidas).

Aislación electrónica:

Para aislar eléctricamente la tierra del circuito, una posibilidad es colocar capacitores de desacople entre el circuito y cada una de las puntas de la sonda capacitiva, como se puede observar en la Figura 14. Los capacitores deben ser fácilmente modelables a alta frecuencia de manera de mantener el diseño lo más sencillo posible. Con esto se eliminaría el camino resistivo a frecuencia 0, restando el efecto en frecuencia, el cual debe ser modelado.

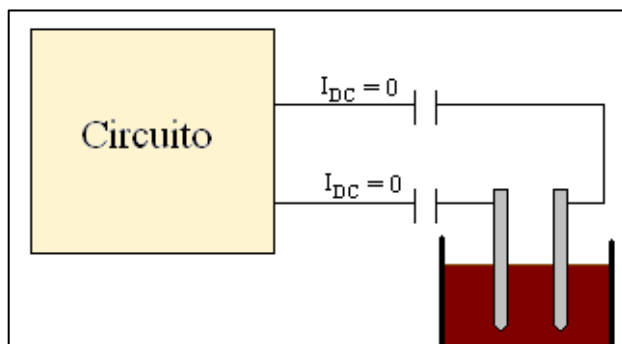


Figura 14 - Aislación electrónica

Implementando las aislaciones antes mencionadas, y con solo las pérdidas dieléctricas, podríamos considerar a la tierra, modelada como un capacitor. En resumen, el diseño consiste en realizar un capacímetro.

Este instrumento de medida también cuenta con ciertas características particulares:

La forma en la cual queremos determinar la capacidad. Tenemos que recurrir a un procedimiento que se base en frecuencias altas, para hacer la medida menos dependiente de características peculiares del suelo. Considerando también, que a medida que se aumenta la frecuencia disminuye la magnitud de permitividad compleja con respecto a la real. A partir de la información recabada en las secciones II - 1.2.3, III - 4.2 y V - 1; se eligió finalmente buscar llegar a 50MHz como frecuencia de diseño del sensor.

De los objetivos impuestos al comienzo del proyecto, el sensor debe ser de bajo costo y consumo. Que sea de bajo consumo agrega una dificultad adicional, ya que va en contradicción con la necesidad de trabajar a alta frecuencia.

La alimentación del sensor debe ser equivalente a 2 pilas AA (de 1.2V cada una, en el caso de ser recargables o 1.5V en caso de pilas comunes). Se debe tener en cuenta que el voltaje de alimentación decrecerá al reducirse la capacidad de las pilas.

El sensor será integrado con un mote que será el encargado de medir y procesar los datos recolectados y procesar el resultado. Considerando este punto, en caso de ser necesario, se deberá considerar en el diseño el acondicionamiento de la señal para que la misma pueda ser medida por el mote. Este esquema presenta la ventaja adicional de sacarle complejidad al diseño de los sensores a desarrollar.

VI - 2.2 Alternativas de diseños estudiadas

Analizando la literatura disponible, considerando las distintas soluciones planteadas e implementadas en la misma, destacamos las siguientes opciones para la medida de la capacidad:

VI - 2.2.1 Puente de impedancias

Partiendo del principio del puente de Wheatstone para el puente de impedancias se calibra el puente, ajustando dos variables de manera electrónica para calibrar los dos parámetros reales de la impedancia [7].

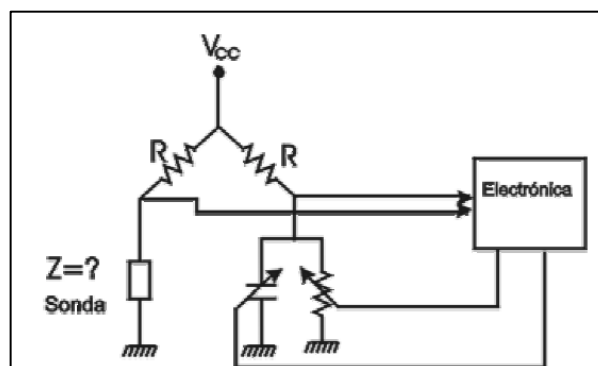


Figura 15 - Puente de Impedancias [7]

VI - 2.2.2 Puente auto-balanceado

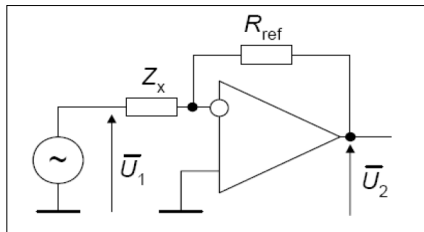


Figura 16 - Esquema básico del puente auto-balanceado [8]

El puente auto-balanceado está basado en un amplificador operacional en configuración inversora (ver Figura 16).

La corriente fluyendo a través de Z_x esta espejada por la corriente del resistor R_{ref} . [8].

Es por esto que la corriente en Z_x es calculada usando una

medida del voltaje en la salida del operacional

$$Z_x = \frac{\overline{U_1}}{\overline{U_2}} R_{ref}$$

Este método de medida está limitado para trabajar en altas frecuencias por el ancho de banda del amplificador operacional.

VI - 2.3 Solución elegida

La solución elegida consiste en un oscilador cuya frecuencia depende de la capacidad que se desea medir.

Las dos opciones vistas en la sección VI - 2.1 permiten una medida de la impedancia completa, con lo que tendríamos información más detallada pero su implementación es más dificultosa.

Oscilador [$f = f(C)$]

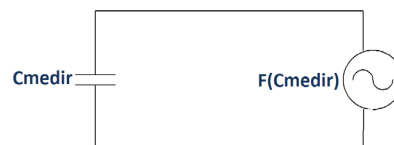


Figura 17 - Solución elegida

Con la opción elegida, si bien solo podemos medir la capacidad, solo es necesario realizar una medida de frecuencia lo cual es más sencillo, y mediante un modelado adecuado se pueden obtener una medida con buena precisión.

Existen varios tipos de osciladores que cumplen este requerimiento. Analizando las distintas opciones y viendo los requerimientos de bajo consumo y aprovechando la familiaridad con el diseño se optó inicialmente por trabajar con un oscilador de Colpitts. Diseño que se estudiará con más detalle en la sección VI - 3.

Más adelante en el proyecto, debido que se existía la necesidad de integrar el oscilador Colpitts con soluciones digitales para que la misma pueda ser medida por el mote, a partir de una sugerencia de nuestros tutores, se procedió a realizar un diseño con un Astable. Esto será tratado en la sección VI - 4.

La Figura 18 representa un esquema general de ambos sensores diseñados, los bloques en azul son los que conforman el sensor y el bloque en verde representa al Mote que será el encargado de medir la frecuencia, procesar y obtener los resultados.

El primer bloque, Oscilador $f(C)$ representa el principio de funcionamiento para cada sensor, o sea serían respectivamente, el oscilador de Colpitts y el Astable para cada caso.

Teniendo en cuenta que la señal de salida de este bloque será distinta para cada sensor, la señal de salida del Astable será una onda cuadrada a diferencia del Colpitts, que será una señal sinusoidal.

El segundo bloque es el módulo encargado de acondicionar la señal de salida del oscilador para que pueda ser "medida" por el Mote.



Figura 18 - Diagrama general del sensor

VI - 3 Sensor Colpitts

En esta sección se describen todos los aspectos relevantes del diseño del sensor Colpitts, los diferentes prototipos realizados con sus respectivas pruebas y resultados obtenidos. Teniendo en cuenta lo mencionado en la sección anterior (VI - 2.3), y como su nombre lo indica, la medida de capacidad del suelo se basa en medir la frecuencia de un oscilador de Colpitts. En esta sección, si bien se mencionan todos los prototipos realizados, para el planteo del diseño se toma como referencia el prototipo final.

VI - 3.1 Funcionamiento general del sensor Colpitts

A continuación se describe el funcionamiento general de sensor Colpitts, la Figura 19 representa un esquema general del sensor. Los bloques en azul son los que conforman el sensor y el bloque en verde representa al Mote que será el encargado de medir la frecuencia, procesar y obtener la medida.

El sensor está compuesto por los siguientes bloques:

- Oscilador de Colpitts - Se utiliza para obtener una señal de salida cuya frecuencia varía con la capacidad del suelo a medir. La sonda se conecta al circuito de tal forma que la capacidad de la misma insertada en la tierra se suma a la capacidad del oscilador que determina la frecuencia.
- Acondicionamiento de la señal
 - Generador de onda cuadrada - Se procede a digitalizar la señal de salida por medio de una etapa comparadora. A la salida se obtiene una onda cuadrada con la misma frecuencia de oscilación.
 - Divisor de frecuencia – Una vez digitalizada la señal por medio de unos contadores se bajará la frecuencia efectiva de señal para trabajar a frecuencias que puedan ser medidas mediante el mote, perdiendo la menor precisión posible.

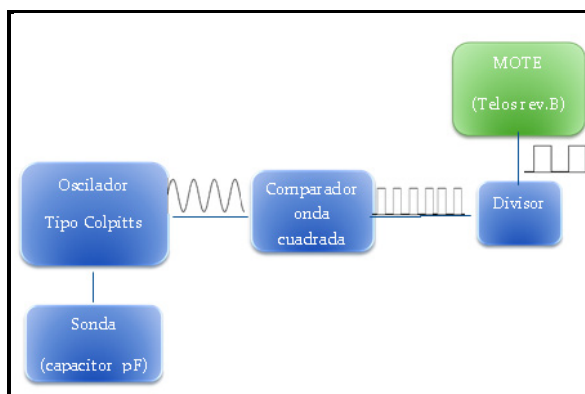


Figura 19 - Sensor Colpitts - Esquema general

VI - 3.2 Oscilador de Colpitts en nuestro diseño

En el Anexo IV - página 179 se encuentra detallada la teoría de funcionamiento del oscilador de Colpitts y los cálculos de nuestro diseño particular.

A modo de resumen, se recuerda al lector que la frecuencia de oscilación del Colpitts depende de la serie de los condensadores C_1 y C_2 .

$$\omega_{osc}^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{Siendo } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\text{Si } C_2 \gg C_1 \Rightarrow f_{osc} \cong \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

Para el caso particular de nuestro diseño, a través el oscilador se pretende medir valores de capacidad muy pequeñas con la mayor precisión posible. Por lo cual, se opta por agregar una capacidad de precisión conocida en paralelo con la sonda capacitiva (capacidad del suelo) para asegurar la condición de oscilación dentro de todo el rango de variación de la misma ($C_1 = C_{fijo} + C_{suelo}$). Ver Figura 20.

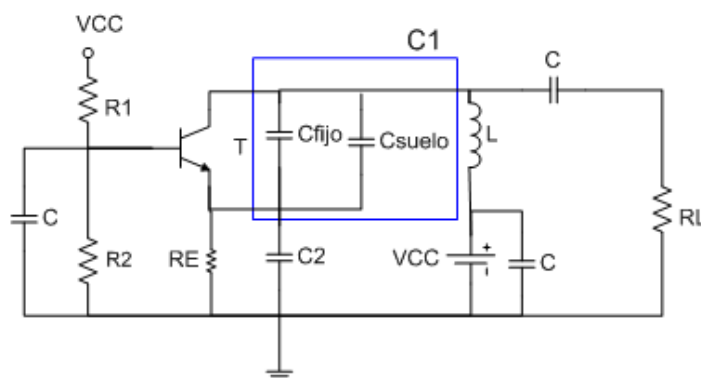


Figura 20 - Oscilador Colpitts en nuestro diseño

Se desea que la frecuencia dependa mayoritariamente de las variaciones de la capacidad a medir C_1 . Por lo cual, la relación entre las capacidades elegidas debe ser tal que el valor de C_2 sea más grande que C_1 .

Como contrapartida, también se debe tener en cuenta que cuanto mayor es la relación entre ellas, mayor es el consumo al querer mantener la eficiencia del oscilador constante o de lo contrario este valor se verá afectado pudiendo resultar en un diseño ineficiente.

Entonces, teniendo en cuenta los dos últimos puntos y que el valor elegido de la capacidad de precisión (C_{fijo}) en paralelo con la sonda es de 10pF, optamos finalmente por $C_2 = 100\text{pF}$. Este valor fue elegido debido a que se adaptaba al diseño y priorizando que ya disponíamos de una capacidad de este valor al 1% de compras para diseños anteriores. Capacidades de esta precisión no están disponibles en el mercado local, por lo que otros valores implicarían una nueva compra, o utilizar capacidades de menor precisión.

A continuación se calcula, como referencia, cuánto debe ser la capacidad de la sonda para oscilar entorno a los 50MHz, frecuencia elegida para el diseño final.

$$\begin{aligned}
 w_{osc}^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow C = \frac{1}{w_{osc}^2 L} = 12,36 pF \\
 C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}
 \end{aligned}
 \left. \begin{aligned}
 &C_1 = \frac{CC_2}{C_2 - C} = C_{fijo} + C_{sonda} \\
 &C_2 = 100 pF
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow C_1 = 14,1 pF \Rightarrow C_{sonda} = 4,1 pF$$

VI - 3.3 Esquemático del circuito Sensor Colpitts

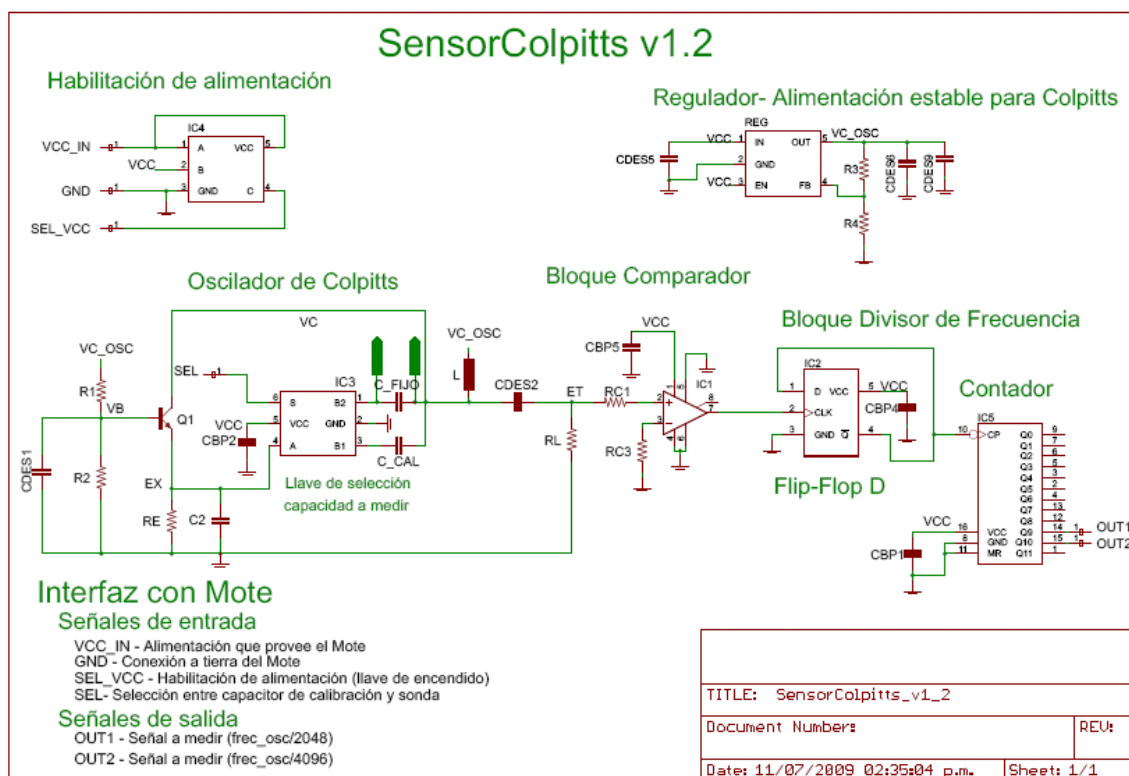


Figura 21 - Esquemático - Sensor Colpitts versión 1.2

La Figura 21 representa el esquemático del diseño final del Sensor Colpitts, el mismo está compuesto por los siguientes bloques.

VI - 3.3.1 Oscilador de Colpitts

Este primer bloque está conformado por el oscilador de Colpitts cuyo diseño se encuentra detallado en el Anexo V.2 (página 184), al cual se le agregó la posibilidad de intercambiar la capacidad incógnita por una capacidad de calibración, utilizando un switch analógico. Se pretendía inferir la capacidad parásita común y poder compensarla al procesar el resultado, tomando como hipótesis que es despreciable la capacidad parásita no cuantificada entre los dos.

Para la elección del valor de la capacidad de calibración, se optó por tomar un valor de capacidad tal que se pudiera tener un valor de comparación lo más cercano al extremo superior del rango de la

variación de la capacidad total a medir, capacidad fija + sonda capacitiva. De esta manera sería posible contar con la medida de la frecuencia de oscilación para los dos valores extremos, valor mínimo al medir la capacidad fija + la sonda al aire y un valor próximo al máximo al medir el de calibración.

Tomando en cuenta esto y realizando una búsqueda de qué valores de capacidad se conseguían con una precisión del 1%, se optó por una capacidad de calibración de de 47pF al 1%.

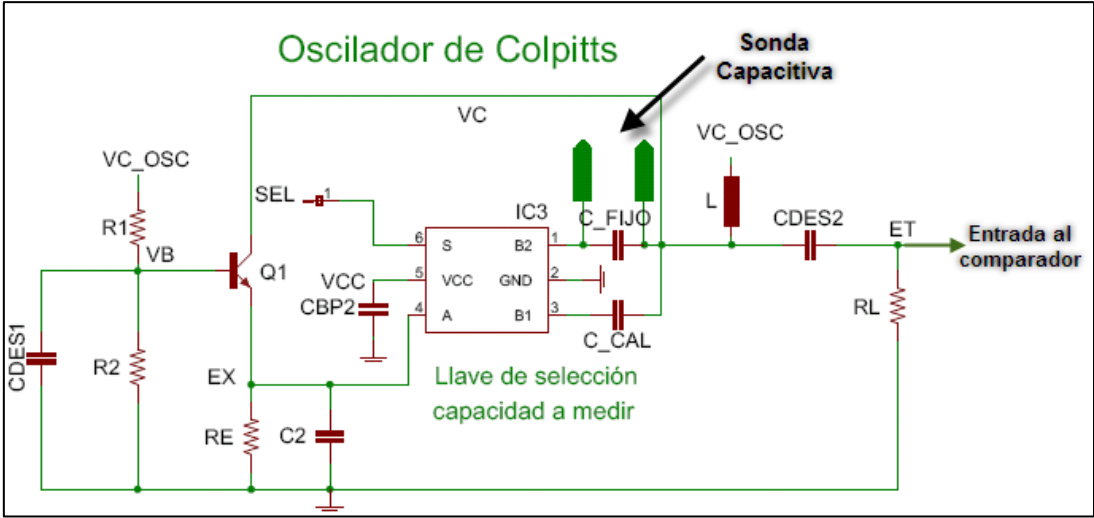


Figura 22 - Sensor Colpitts - Oscilador Colpitts

La Figura 22 se observa el bloque oscilador de nuestro diseño, en la cual se quiere destacar el switch de selección de la capacidad a medir (IC3), ya que el mismo introduce un efecto significativo en la frecuencia de oscilación. Esto se estudiará en profundidad en la sección VI - 3.4. En la Tabla 3 representa las frecuencias de oscilación para los dos valores extremos que se desean medir. Estos valores sirven como referencia si bien son valores asintóticos, debido a que no se consideran capacidades parásitas de ningún tipo. La última columna representa el error que se comente debido a la variación de las capacidades al 1%.

Capacidad medida	Valor (pF)	Frecuencia ideal(Hz) ¹	ΔFrecuencia
Calibración	47	31,083,001	0.431%
Csuelo ²	15	48,664,974	0.337%

Tabla 3 - Valores de referencia

A la salida del circuito oscilador se genera una señal sinusoidal cuya frecuencia es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la capacidad “medida”.

¹ Frecuencia esperada idealmente, sin considerar capacidades parásitas agregadas por los componentes y circuitería, sería más bien un valor asintótico.

² Csuelo representa la suma de la capacidad fija de 10pF y la capacidad de la sonda. Tomamos valor de la sonda entorno a los 5 pF para mostrar variación de frecuencia en el rango.

VI - 3.3.2 Voltaje de alimentación

Como la amplitud de la señal a la salida del oscilador de Colpitts dependen fuertemente respecto al voltaje de alimentación, y debido que el sensor será alimentado a través de pilas, se agregó un regulador de voltaje regulable para independizarse de las variaciones que puedan sufrir las mismas.

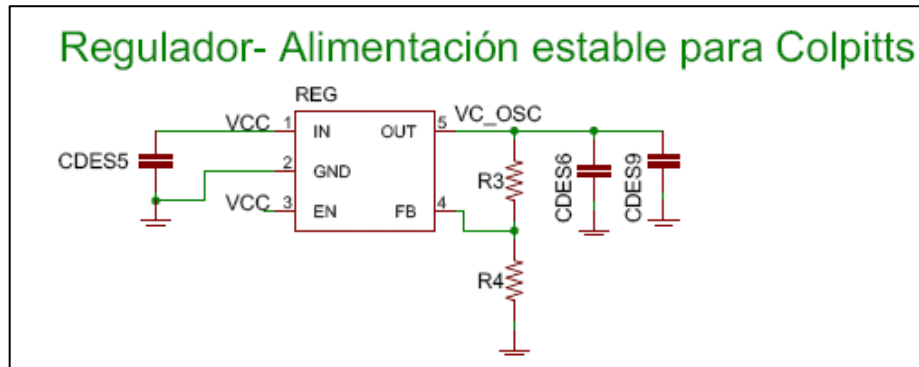


Figura 23 - Alimentación del oscilador Colpitts

La Figura 23 representa la regulación de alimentación agregada al diseño del oscilador de Colpitts, de acuerdo a la configuración típica recomendada para el regulador elegido TPS72101 [21]. Las capacidades CDES5, CDES6 y CDES9 son capacidades de valor conocido recomendadas por el fabricante. Se deben calcular los valores de R3 y R4 para obtener el voltaje de alimentación deseado a la salida.

El voltaje de salida del regulador cumple la siguiente ecuación:

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

Siendo $V_{ref} = 1.225V$ (voltaje de referencia interno)

Planteando la relación que deben cumplir las resistencias a determinar, se calculó la relación que cometiera el error más pequeño con respecto a la tensión de salida deseada, tomando en cuenta la serie E12 para valores disponibles para resistencias.

$$R_3 = \left(\frac{V_o}{V_{ref}} - 1 \right) R_4, \text{ siendo } V_{ref} = 1.225V$$

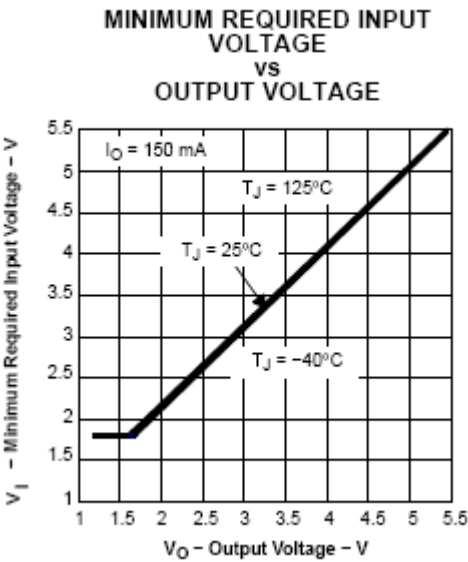
El voltaje de salida se reguló lo más próximo posible al mayor valor que puede entregar el regulador, para asegurarnos estar en un margen seguro de la alimentación mínima requerida por el oscilador de Colpitts. La Tabla 4 indica los valores de tensión de salida que puede entregar el regulador declarados por el fabricante, del cual se desprende que el valor máximo es 2.5V, por lo cual optamos por $V_o = 2.45V$. A partir de la Gráfica 4 se obtiene que el voltaje de entrada mínimo requerido es $V_i = 2.5V$ (igual al voltaje mínimo de alimentación del regulador) ³.

Regulador (TPS72101) [21]				
PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT

³ Como se verá más adelante, no optamos por un voltaje de alimentación menor debido a que el comparador utilizado requiere como voltaje mínimo de alimentación 2.4V y ya que el consumo del oscilador es bajo, decidimos que no era necesario trabajar a un voltaje menor. De conseguir un comparador que requiera menor consumo se pueden recalcular los valores de R3 y R4.

V_{IN}	Input voltage	1.8	-	5.5	V
V_{OUT}	Output voltage range	1.225	-	2.5	V
I_{OUT}	Continuous output current	0	-	150	mA
T_J	Operating junction temperature	-40	-	125	°C
V_{OUT}	Output voltage ($1.8V \leq V_{OUT} \leq 2.5V$)	$0.97V_o$	-	$1.03V_o$	V

Tabla 4 - Hoja de datos - Regulador TPS72101



Gráfica 4 - Regulador - Mínimo voltaje requerido a la entrada vs voltaje a la salida [21]

Para el voltaje de salida deseado se cumple:

$$R_3 = R_4, \text{ ya que } V_o = 2V_{ref}$$

Tomando como referencia valores utilizados en un ejemplo en la hoja de datos del fabricante, optamos por los valores de R3 y R4 indicados en la Tabla 5, donde también se indica el voltaje máximo y mínimo debido a la precisión de las resistencias al 1%⁴.

R3(kΩ)	R4(kΩ)	Vout(V)	Vout _{max} (V)	Vout _{min} (V)
1.2	1.2	2.45	2.475	2.438

Tabla 5 – Valores de resistencias elegidos para el regulador

La corriente máxima que puede entregar el regulador es de 150mA, en este sentido se tiene un gran margen respecto a la corriente que requiere el oscilador de Colpitts de 0.302mA.

⁴ Si bien para el diseño final no contábamos con resistencias con dicha precisión, se tomó la precaución de medir los valores que mejor se aproximaban.

VI - 3.3.3 Etapa de acondicionamiento de la señal

Como se ha mencionado en la sección VI - 2.3, será el Mote el encargado de tomar la medida y a partir de la misma procesar el resultado. Para ello es necesario acondicionar la señal de salida del oscilador de Colpitts para que pueda ser manejada por el Mote.

Para ello, previamente se transforma la señal sinusoidal de salida del Colpitts en una onda cuadrada a través de un bloque comparador, manteniendo la frecuencia de la señal original.

Luego, la onda cuadrada obtenida se pasa por un divisor de frecuencia para poder medir la misma mediante el Mote perdiendo la menor precisión posible.

VI - 3.3.3.1 Bloque comparador

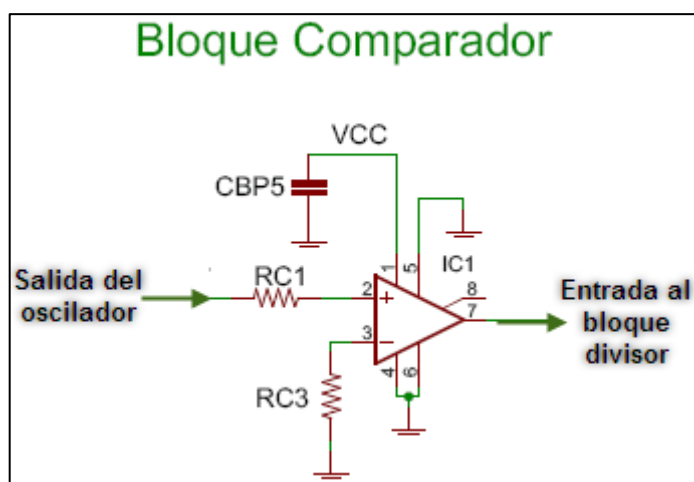


Figura 24 - Sensor Colpitts - Bloque Comparador

La Figura 24 representa el bloque comparador diseñado para el prototipo final del sensor Colpitts. Para los dos últimos diseños del sensor (el final y el prototipo III), se tuvo que cambiar el bloque comparador debido a que los mismos pasaron de una frecuencia de trabajo de 10MHz a 50MHz. El principal cambio que se realizó fue pasar de un amplificador operacional (OPA355 [22]) que se utilizaba en los diseños anteriores como Schmitt Trigger al comparador LT1711 [23]. Esto trajo como consecuencia la eliminación de la rama de realimentación que contaba el diseño anterior.

Comparator(LT1711) [23]					
PARAMETER ⁵		MIN	TYP	MAX	UNIT
V ⁺	Positive Supply voltage	2.4	-	7	V
I ⁺	Positive Supply current		15	19	mA
I ⁻	Negative Supply current	0	8	10	mA
f _{MAX}	Maximum Toggle Frequency		100		MHz
t _{PD}	Propagation Delay	-	4.5	6.0	ns

Tabla 6 - Hoja de datos - Comparador LT1711

La resistencia vista por la salida del oscilador al agregar el bloque comparador es:

⁵ Datos considerando T_A=25°C y V⁻ conectado a tierra.

$R_v = R_L / (R_{C1} + R_{in})$

Siendo :

R_L - Carga del oscilador, valor ya calculado

R_{in} - Resistencia interna del comparador

R_{C1} - valor a determinar

Debido a que la hoja de datos del comparador no declara el valor de la resistencia interna, si bien se consideró que es mucho más grande que R_L , por precaución tomamos R_{C1} diez veces mayor que R_L . De esa manera se asegura que el oscilador sigue viendo la misma carga (R_L) antes y después de agregar el bloque comparador.

Tomamos R_{C2} igual a R_{C1} para reducir a cero el voltaje de salida continua del comparador debido a las corrientes de polarización de entrada.

Componente	Valor
RC1	≥39 kΩ
RC2	≥39 kΩ
CBP5 (capacidad de bypass)	100nF

Tabla 7 - Sensor Colpitts - Bloque Comparador

Como se puede observar en la Tabla 6, el voltaje mínimo al cual puede trabajar el comparador es de 2.4V, siendo este el mayor valor requerido de todos los componentes utilizados en el diseño, por lo cual el voltaje mínimo permitido para el diseño final es impuesto por el comparador. Por ello, se tomó $V_{ccmin} = 2.5V$ para asegurar el correcto funcionamiento del circuito.

VI - 3.3.3.2 -Divisor de frecuencia

El divisor de frecuencia está compuesto por la conexión en cascada de un flip flop tipo D y un contador, en la Figura 25 representa este último bloque del circuito.

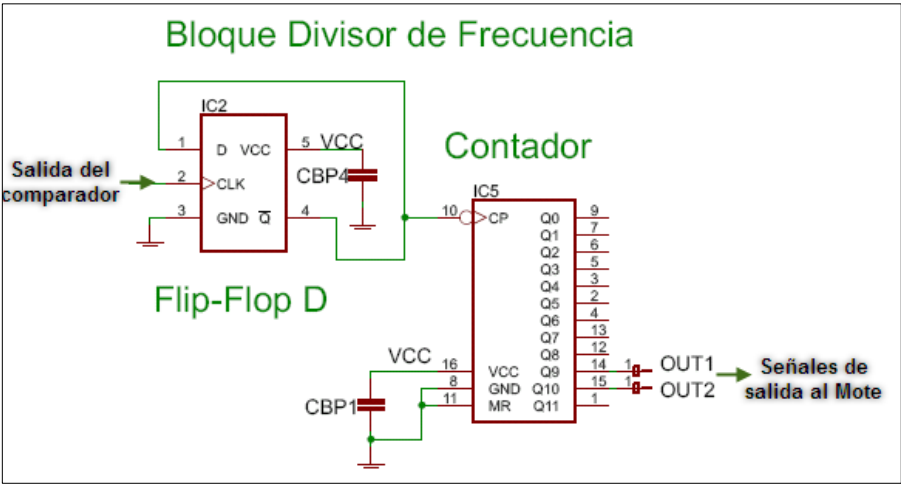


Figura 25 - Sensor Colpitts - Bloque Divisor de Frecuencia

Debido a que el contador cuenta con una restricción en la frecuencia de la señal de entrada cercana a las frecuencias de trabajo de sensor, a un voltaje de alimentación entorno a los 2.5V, se optó por agregar el flip-flop con el fin de reducir la frecuencia a la mitad antes de la entrada al contador.

Como se puede observar en la Tabla 8, la frecuencia máxima permitida va decreciendo con la disminución del voltaje de alimentación.

f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	3.3 ± 0.3	$C_L = 15pF$	90	140		75		MHz
			$C_L = 50pF$	55	80		50		
		5.0 ± 0.5	$C_L = 15pF$	150	210		125		MHz
			$C_L = 50pF$	95	125		80		

Tabla 8: Contador 74VHC4040 - Frecuencia máxima de la señal de entrada permitida

A la salida del bloque divisor se obtienen dos señales OUT1/OUT2, que representan la onda cuadrada generada por el comparador dividida por 2048/4096 respectivamente. Si la señal original tiene, por ejemplo, una frecuencia de oscilación de 50MHz, a la salida se obtiene una señal con una frecuencia de oscilación de aproximadamente 24,4kHz/12,2kHz respectivamente.

La Tabla 9 representa los valores esperados a la salida del divisor de frecuencia, o sea a la frecuencia que deberá medir el mote. Nuevamente, se deberá tener en cuenta que estos valores son de referencia ya que los mismos no tienen en cuenta la variación en la frecuencia debido a las capacidades parásitas introducidas en el circuito.

Capacidad medida	Valor (pF)	Frecuencia ideal (kHz)
Calibración	47	15.177
Csuelo ⁶	15	23.762

Tabla 9 - Valores de referencia al medir la frecuencia de la salida OUT1

VI - 3.3.4 – Encendido del sensor

Para habilitar el encendido y apagado del sensor, se agregó un switch entre la alimentación de entrada que provee el Mote y la alimentación al resto del circuito, el cual se maneja mediante la señal de habilitación SEL_VCC (salida del Mote).

En la Figura 23, se indica el conexionado del switch SN74LVC1G66 [24], siendo VCC_IN la alimentación que provee el Mote y VCC la alimentación para el resto del circuito⁷.

⁶ Csuelo representa la suma de la capacidad fija de 10pF y la capacidad de la sonda. Tomamos valor de la sonda entorno a los 5 pF para mostrar variación de frecuencia en el rango.

⁷ Recordar que el oscilador de Colpitts diseñado es alimentado a través de un regulador de voltaje (Sección VI - 3.3.2)

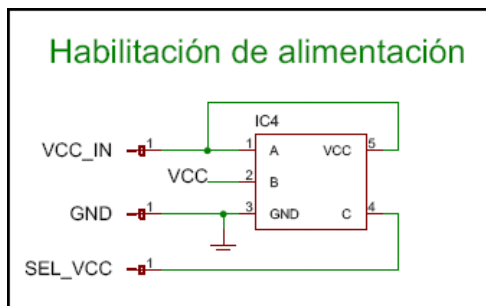


Figura 26 - Sensor Colpitts - Manejo del encendido

VI - 3.4 Capacidades Parásitas

En esta sección nos concentramos en el estudio de los efectos parásitos que introducen los componentes elegidos para el diseño final.

VI - 3.4.1 Capacidad parásita del transistor

Para la elección del transistor que forma parte del oscilador de Colpitts, nos concentramos en buscar transistores con una frecuencia de transición mucho mayor que la frecuencia de oscilación deseada.

La opción elegida presenta las siguientes características:

Transistor (2SC4725) [25]						
PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT	Conditions
Transition frequency	f_T	600	1500	-	MHz	$V_{CE}=10V, I_E=-10mA, f=200MHz$
Output capacitance	C_{ob}	-	0.9	1.5	pF	$V_{CB}=10V, I_E=0A, f=1MHz$

Tabla 10 - Sensor Colpitts – Hoja de datos - Transistor 2SC4725

Si bien la literatura [26] menciona que si se cumple lo anterior no es necesario considerar las capacidades parásitas del transistor, esto no es del todo cierto debido a que la capacidad parásita que presenta es del orden de las capacidades que deseamos medir.

El efecto que tiene esta capacidad parásita sobre la frecuencia a medir se pudo comprobar mediante la comparación entre el cálculo teórico y la simulación del bloque bajo las mismas condiciones. Vale aclarar que en el bloque oscilador no se agrega el efecto de la llave de selección entre la capacidad de calibración y la sonda capacitiva por falta de modelo PSPICE.

La Figura 27 indica el efecto de la capacidad parásita del transistor (C_{ob}) que se modela como una capacidad en paralelo con la capacidad total C del circuito tanque del oscilador.

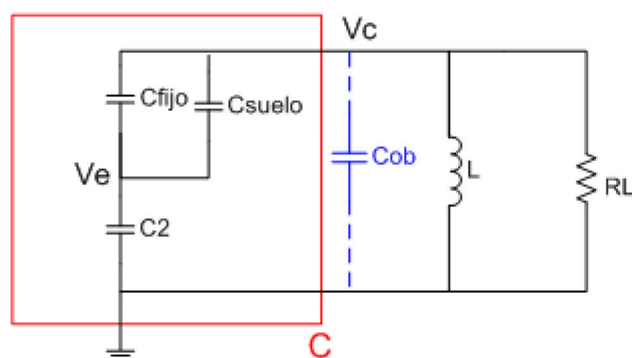


Figura 27 - Capacidad parásita del transistor en circuito tanque

La frecuencia de oscilación a medir ahora pasa a ser:

$$f_{osc}(C, C_{ob}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{ob})}} \Rightarrow C = \frac{1}{\omega_{osc}^2 L} - C_{ob}$$

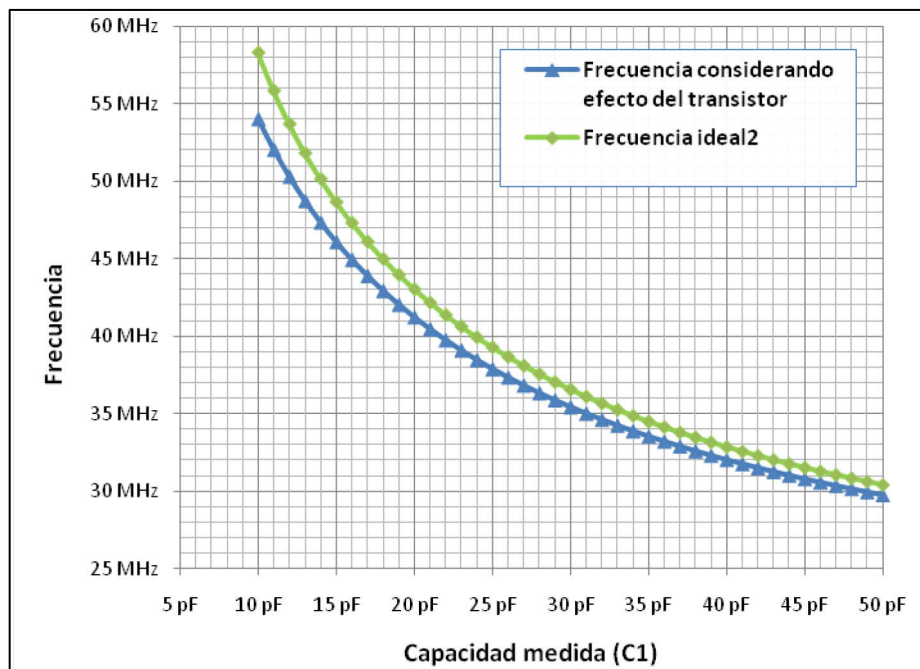
Debido a que en la hoja de datos [25], el fabricante declara un rango de valores al cual pertenece Cob, se simuló mediante PSPICE para varios valores de capacidad y luego se comparó con el valor teórico esperado para la frecuencia, asumiendo que la diferencia entre ambas medidas es debido a Cob. Optamos por realizar este método para determinar Cob en vez de medir la frecuencia real del diseño en ese rango de capacidades, debido a que el caso real presenta a su vez influencias de otras capacidades parásitas como ser las del switch de selección y las capacidades parásitas internas al circuito (por ejemplo las asociadas a las pistas).

La Tabla 11 indica los valores de Cob hallados para diferentes valores de la capacidad C1 que se desea medir. La primera columna representa la frecuencia ideal, la segunda la frecuencia obtenida por Spice, y finalmente, la última columna representa la capacidad parásita estimada para valores de C1 saltando de a 10pF.

C1	Fosc ideal (Hz)	Fosc (Cob) (Hz)	Cob estimado
10 pF	58,292,079	54,375,000	1.36 pF
20 pF	43,051,554	41,250,000	1.49 pF
30 pF	36,586,786	35,375,000	1.61 pF
40 pF	32,881,167	31,875,000	1.83 pF
50 pF	30,442,046	29,625,000	1.86 pF

Tabla 11 - Estimación de Cob (capacidad parásita del transistor)

En la Gráfica 1 se puede observar el efecto que tiene la capacidad parásita del transistor sobre la frecuencia a medir, afectando en mayor medida a la frecuencia de oscilación de los valores de capacidad más bajas y luego a medida que este valor aumenta, la frecuencia se va aproximando al valor asintótico. La frecuencia está graficada tomando el eje X como la capacidad que deseamos medir, C1, que es la suma de la capacidad fija (10pF) y la sonda capacitiva.



Gráfica 1 - Efecto de la capacidad parásita del transistor sobre la frecuencia

VI - 3.4.2 Capacidades parásitas del switch

En esta sección calculamos el efecto de la no idealidad del switch de selección entre la capacidad de calibración y la sonda capacitiva.

En la Tabla 12 se indican los valores de capacidad entre la entrada y las salidas del switch según el estado en que se encuentra, los valores fueron extraídos de de la hoja de datos del fabricante [27].

El switch interconecta la capacidad C2 con la sonda capacitiva (C_FIJO + sonda capacitiva) o la capacidad de calibración (C_CAL) según se le indique a través de la señal SEL, la cual es manejada por el Mote.

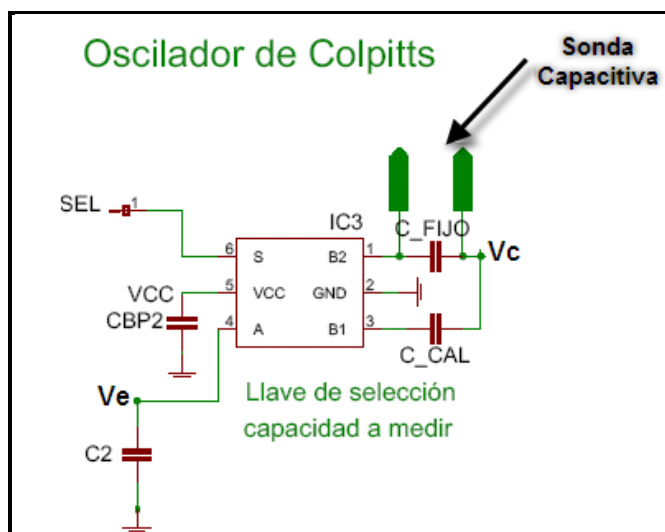


Figura 28 - Conexión del switch de selección

Para estudiar el efecto de las capacidades parásitas del switch, planteamos el caso en que el switch está conectado a la sonda capacitiva. Entonces, según la Tabla 12, existen las siguientes capacidades parásitas:

- $C_{io(off)}$, que representa la capacidad parásita entre la salida que no está seleccionada y tierra, o sea para este ejemplo, se encuentra conectada entre la salida de la capacidad de calibración (B1) y tierra.
- $C_{io(on_Bn)}$, que representa la capacidad parásita entre la salida que seleccionada y tierra, o sea para este ejemplo, se encuentra conectada entre la salida de la sonda capacitiva (B2) y tierra.
- $C_{io(on_A)}$, que representa la capacidad parásita entre la entrada y tierra, o sea se encuentra conectada entre la entrada al switch (A) y tierra.

Llamaremos $C_{tot(on)}$ a la suma de $C_{io(on_Bn)}$ con $C_{io(on_A)}$, debido a que al estar conectados A con B2, las capacidades antes mencionadas se encuentran en paralelo, por lo cual se suman.

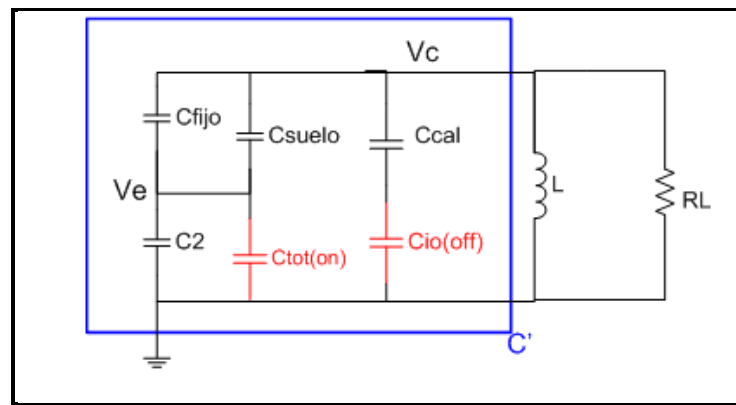


Figura 29 - Influencia de las capacidades parásitas del switch

En la Figura 29 representamos todas las capacidades parásitas del switch involucradas, para el caso en que el mismo está conectado a la sonda capacitiva.

La frecuencia de oscilación a medir ahora pasa a ser:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \\ \text{Siendo:} \\ C' = \frac{C_1(C_2 + C_{tot(on)})}{C_1 + C_2 + C_{tot(on)}} + \frac{C_{cal}C_{io(off)}}{C_{cal} + C_{io(off)}} \\ C_1 = C_{fijo} + C_{sonda} \\ C_{tot(on)} = 2C_{io(on)} \end{array} \right.$$

Como $C_{cal} \gg C_{io(off)}$, se puede simplificar quedando:

$$C = \frac{C_1 (C_2 + C_{tot(on)})}{C_1 + C_2 + C_{tot(on)}} + C_{io(off)}, \text{ con } C_1 = C_{fijo} + C_{sonda} \text{ y } C_{tot(on)} = 2C_{io(on)}$$

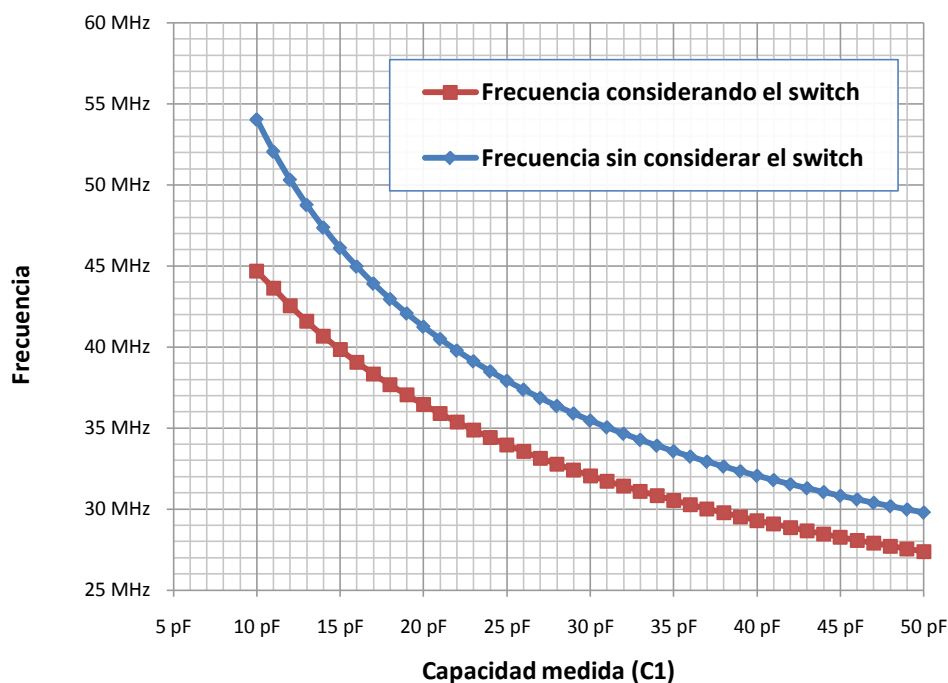
Calculamos nuevamente la frecuencia de oscilación del sensor Colpitts al tener en cuenta la influencia de las capacidades parásitas del switch [27], indicadas en la Tabla 12. La primera columna representa la frecuencia teórica ideal, considerada como un valor asintótico de la frecuencia del sensor y la segunda, representa la variación que sufre la frecuencia a medir para los dos valores elegidos, notando que el error relativo es significativamente mayor cuanto menor sea el valor de capacidad a medir.

C1	Fosc ideal (Hz)	Fosc (C _{switch}) (Hz)
15 pF	48,664,974	39,832,949
47 pF	30,442,046	27,885,798

Tabla 12 - Efecto de las capacidades parásitas del switch sobre la frecuencia

En la Gráfica 5 se observa el efecto que introducen las capacidades parásitas del switch de selección, nuevamente este efecto se ve más agravado para los valores de capacidad pequeñas, cercanas a los 15pF. Luego, a medida que aumenta su valor, las gráficas se van acercando.

La frecuencia está graficada tomando el eje X como la capacidad que deseamos medir, C1, que es la suma de la capacidad fija (10pF) y la sonda capacitiva.



Gráfica 5 - Efecto de las capacidades parásitas del switch sobre la frecuencia a medir

Capacidades parásitas en su totalidad

Finalmente en la Figura 30 se representa el esquema general tomando en cuenta todas las capacidades parásitas introducidas por los componentes.

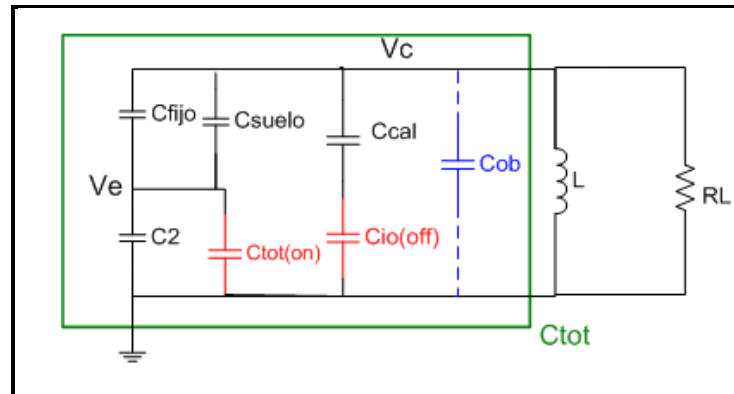
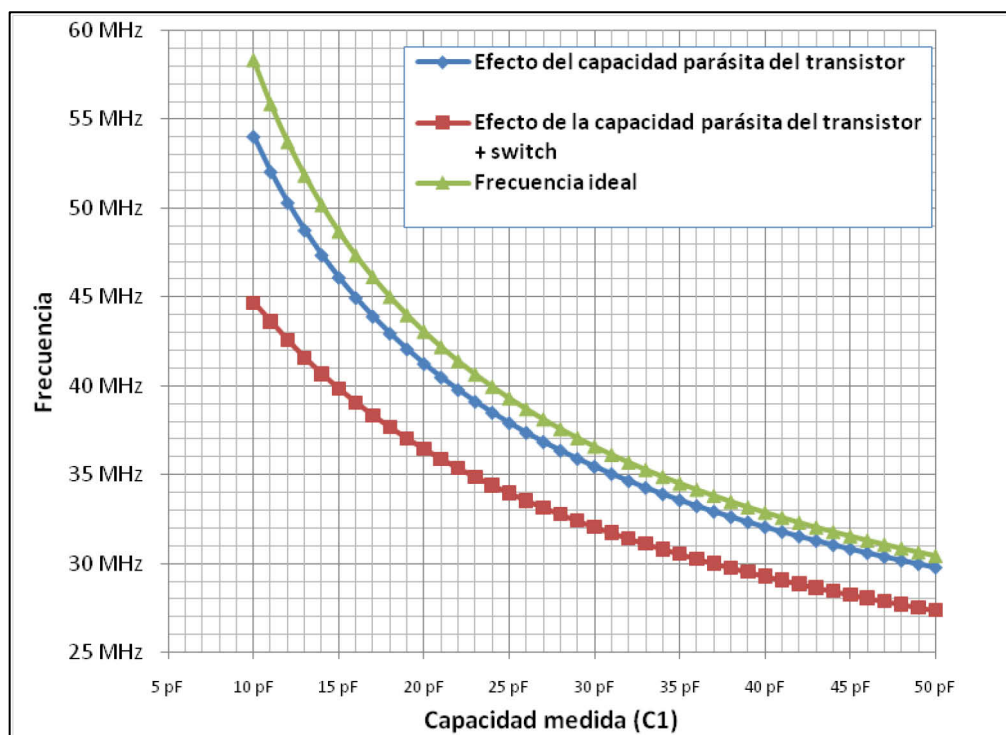


Figura 30-Sensor Colpitts - Consideración de las capacidades parásitas en su totalidad

Considerando efecto total de las capacidades parásitas de ambos componentes, la capacidad total a medir es:

$$C_{total} = \frac{C_1(C_2 + C_{tot(on)})}{C_1 + C_2 + C_{tot(on)}} + C_{io(off)} + C_{ob}, \text{ con } C_1 = C_{fijo} + C_{sonda} \text{ y } C_{tot(on)} = 2C_{io(on)}$$



Gráfica 6 - Efecto de las distintas capacidades parásitas sobre la frecuencia

En conclusión, si bien ninguno de los efectos es despreciable, en la Gráfica 6 se observa claramente que las capacidades parásitas del switch son las que más afectan a la frecuencia final de oscilación, principalmente cuanto más bajo sea el valor de capacidad a medir, C1, que es la suma de la capacidad fija (10pF) y la sonda capacitiva.

En la Tabla 13 se indica el error cometido al no tener en cuenta las capacidades parásitas en el cálculo de C1 (Cfijo + sonda capacitiva) a partir de la frecuencia medida, tomando como referencia dos puntos extremos del rango de capacidad que se desea medir.

Las columnas de la Tabla 13 representan:

- Primer columna: Valores de capacidad elegidos
- Segunda y quinta columna: La capacidad calculada a partir de la frecuencia medida en cada caso, sin tomar en cuenta la influencia de las capacidades parásitas. En otras palabras, que la frecuencia de oscilación se determinada únicamente por las capacidades C1 y C2 del diseño. La segunda sería tomando únicamente la variación de frecuencia a partir del efecto de la capacidad parásita del transistor, mientras que la quinta representa la frecuencia a partir de la capacidad parásita del switch.
- Tercera y sexta: La diferencia entre valor de la capacidad calculada a partir de la frecuencia antes mencionada y el valor real.
- Finalmente, cuarta y séptima: Los errores cometidos relativos al valor real.

C1 (pF)	C1_freq(Cob) (pF)	$\Delta C1$ (pF)	Error cometido	C1_freq(Csw)	$\Delta C1$ (pF)	Error cometido
15	17.00	2.00	11.77%	24.20	9.18	53.97%
47	50.29	3.29	6.54%	65.91	18.91	37.60%

Tabla 13 - Error cometido al no considerar las capacidades parásitas del switch [27] y del transistor [25]

VI - 3.4.3 Efecto de la resistencia parásita del Switch

En esta sección estudiaremos el efecto que introduce la resistencia parásita declarada por el fabricante del switch [27] indicadas en la tabla.

Switch: (SN74LVC1G3157) [27]							
PARAMETER		TEST CONDITIONS		V _{CC}	MIN	TYP ⁸	MAX
r _{on} On-state resistance	S	V _I =0 V	I _O = 8 mA	2.3 V	-	8	12
	Bn	V _I =2.3 V	I _O = -8 mA		-	11	30
	Bn	V _I =0 V	I _O = 24 mA	3 V	-	7	9
	A	V _I =3 V	I _O = -24 mA		-	9	20
							Ω

Tabla 14 – Hoja de datos del fabricante – Resistencia del Switch SN74LVC1G3157

⁸ T_A=25°C

Como se puede observar en la Figura 31 la resistencia no es constante sino que es función tanto del voltaje a la entrada como del voltaje de alimentación aplicado. A mayor alimentación, menor resistencia.

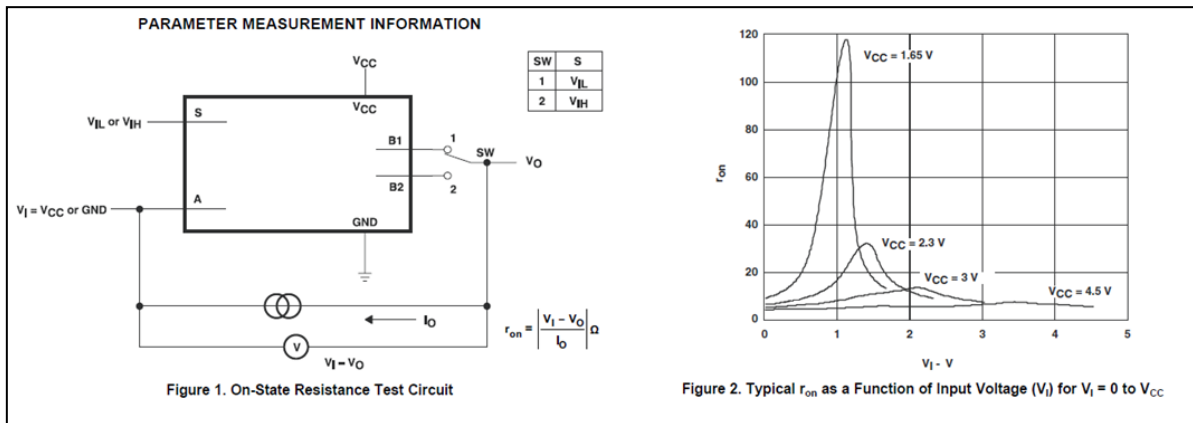


Figura 31 – Hoja de datos del fabricante – Resistencia del Switch *SN74LVC1G3157*

El voltaje mínimo de alimentación que puede ser proporcionado al oscilador es de 2.4 V que es el voltaje mínimo que el comparador puede manejar para funcionar correctamente. Por lo cual estaríamos entre las dos curvas marcadas como $V_{CC} = 2.3V$ y $V_{CC} = 3V$.

A su vez, el voltaje de entrada al switch esta aproximadamente en el rango de los 0.39 V, por lo cual, de acuerdo a la gráfica, la resistencia interna del switch estaría dentro del rango de 7-8 Ω .

El efecto de la resistencia en el oscilador de colpitts repercute en una atenuación de la amplitud de la señal de salida sin afectar la frecuencia de oscilación de la misma.

Realizamos simulaciones en PSPICE agregando al diseño Colpitts una resistencia simulando la resistencia parásita del switch y se determinó que la atenuación no alcanza a afectar el funcionamiento final del circuito.

El funcionamiento no se ve afectado debido a que el efecto de la atenuación en la amplitud no es significativo como para no superar el voltaje de umbral mínimo impuesto por el comparador LT1711 para detectar la señal a la entrada.

En conclusión, no consideraremos este efecto como relevante a la hora de medir la capacidad.

VI - 3.4.4 Estudio del efecto de la conductividad en el diseño

Para estudiar el efecto que tiene la conductividad en diseño del Sensor Colpitts, simulamos mediante PSPICE el efecto de poner una resistencia en paralelo con la sonda capacitiva, y al variar su valor, observamos como afectaba la frecuencia y amplitud de oscilación.

Nuevamente se verifica que el efecto de la conductividad repercute en una atenuación de la amplitud de la señal de salida del oscilador sin afectar la frecuencia de oscilación de la misma.

En la Tabla 15 se indica el efecto que tiene la resistencia sobre la amplitud, en la misma se indican los valores de resistencias tomados como referencia, la amplitud medida y la atenuación relativa respecto al primer valor de amplitud medida que representa la amplitud donde el efecto de la resistencia aún no es significativo.

Realizamos el estudio tomando el valor mínimo de capacidad del rango a medir, debido a que es la que se ve más afectada por la conductividad, en otras palabras, a medida que se va bajando el valor de la resistencia, la atenuación de la amplitud empieza a ser significativa para valores mayores de resistencia en comparación con valores más grandes de capacidad.

Capacidad simulada = 15 pF		
R (Ω)	Amplitud (mV)	Atenuación relativa
≥1M	769.473	
1M	754.878	1.90%
500k	728.154	5.37%
100k	654.852	14.90%
50k	527.421	31.46%
40k	454.413	40.94%
30k	113.664	85.23%
29k9	102.568	86.67%

Tabla 15 - Efecto de la conductividad en la amplitud de oscilación

Podemos concluir que a partir de los 50kΩ la atenuación relativa empieza a ser significativa, pero sin repercutir en el funcionamiento del sensor. Para valores mayores iguales a 29,9kΩ el efecto de la conductividad empieza afectar el comportamiento del sensor hasta que finalmente el comparador deja de detectar la señal de entrada.

VI - 3.5 Consumo

En la tabla a continuación se resume el consumo de cada componente del diseño final del sensor Colpitts. En el anexo V - página 182 se encuentra el estudio detallado del consumo de cada componente.

Los cálculos de consumo se realizaron considerando como máximo voltaje de alimentación el que entregan dos pilas comunes, o sea 3.0V.

Para el cálculo de la potencia dinámica, para los componentes que aplica, se realizan a frecuencia máxima. Esto corresponde al valor de frecuencia medido en el aire, o sea corresponde al caso en que la sonda capacitiva tiene el menor efecto, por lo cual es cuando la frecuencia de oscilación es máxima (debido a que la capacidad es mínima).

Componente	Corriente	Potencia
Regulador - TPS72101 [21]	0.302mA	0.166mW
Switch - SN74LVC1G3157 [27]	500μA	1.50mW
Comparador - LT1711 [23]	12mA	36mW
Flip-Flop D - SN74AUP1G80 [28]	0.5μA	2.57mW
Contador - 74VHC4040 [29]	40μA	3.71mW

Tabla 16 - Consumo Sensor Colpitts por componente

Finalmente, el consumo total y la corriente total consumida son:

$$P_{TOTAL} \approx 44.07mW \text{ y } I_{Total} \cong 12,84mA$$

En la cual se ve claramente, que el consumo del sensor queda determinado por el comparador. Queda como ejercicio para el lector, buscar alguna alternativa mejor al mismo.

VI - 3.6 Prototipos - Pruebas con diseños preliminares

En esta sección haremos una breve descripción de los diferentes prototipos diseñados y fabricados, detallando los resultados relevantes obtenidos para el proyecto. Si se desea profundizar en las pruebas realizadas en cada caso referirse al anexo III – página 163.

VI - 3.6.1 Prototipo I – Diseño de oscilador Colpitts

El primer prototipo consistió en diseñar un oscilador Colpitts que oscilara entorno a una frecuencia de 10-12MHz, de bajo consumo, en lo posible a una tensión de alimentación de 2.2V. Este prototipo pretendía ser el primer acercamiento a un dispositivo para la medida de la capacidad del “sensor” de placas paralelas construido previamente. Para esto como se estudió en el diseño del oscilador Colpitts (anexo V.2 – página 184), el capacitor de placas planas con tierra en el medio se instalaba como parte de la C1 del oscilador Colpitts.

En la Figura 32 representa como se realizaba la conexión del oscilador de Colpitts al capacitor formando por placas paralelas, marcados con los números 1 y 2 respectivamente.

Se realizaron diferentes pruebas para verificar los valores de capacidad obtenidos, siempre trabajando con el capacitor construido de placas planas, aislado, y de aproximadamente 110cm³ de volumen de tierra entre las placas.

Se realizaron pruebas iniciales para verificar el funcionamiento del oscilador. Esto implicó la verificación de las formas de onda mediante la utilización del osciloscopio, lo cual implicaba cuidadosas consideraciones respecto al efecto de las puntas en la medida.

Realizamos alguna prueba con capacidad conocida para verificar la variación.

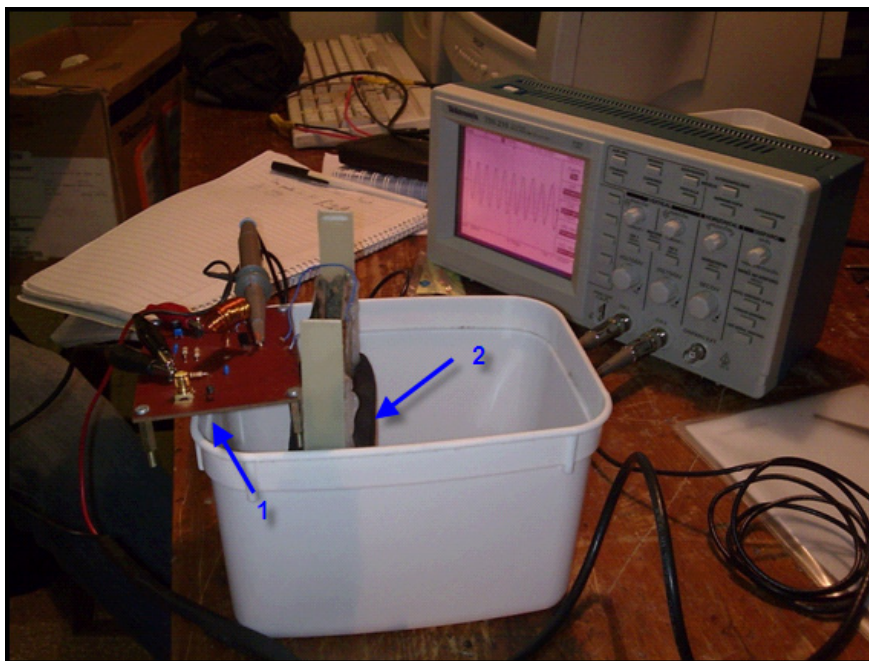


Figura 32: Sensor Colpitts - Primer prototipo

Se optó inicialmente por trabajar a 10MHz debido a que es la frecuencia mínima donde se puede obtener un valor que dependa primariamente del contenido de agua en el suelo y estar tranquilos con los instrumentos, es decir, que la impedancia de las puntas comparada con la de los elementos que deseamos medir no sea el factor predominante en la medida.

A partir de este valor, la constante dieléctrica se ve influenciada principalmente por los efectos tanto del agua libre como del agua ligada al suelo. El agua ligada en general no está disponible para riego, y se comporta de forma diferente al agua libre, por lo que sería considerada una interferencia en la medida. Por más información consultar el capítulo III referente a la teoría de tierra.

Conclusiones de las experiencias realizadas

En primer lugar, se aprecia, que, dado que la relación entre capacidad y volumen relativo de humedad no es lineal (las ecuaciones de ajuste son polinómicas de tercer orden), si tenemos un error absoluto en la medida, la variación relativa se verá influenciada al partir de un punto distinto de la gráfica.

Dado el grado de incertidumbre que manejamos actualmente en los distintos componentes que integran el circuito y que determinan la frecuencia el punto de partida de las medidas es muy incierto, lo que repercute en los valores obtenidos de humedad.

Llama la atención el hecho de que el error relativo no sea aleatorio, sino que se vaya acumulando a medida que aumenta la humedad, lo cual indica que existe algún factor afectando la medida que varía junto con el volumen de agua.

Por el momento trabajamos a 10MHz porque de acuerdo a la literatura estudiada, era el mínimo valor donde se podía considerar razonablemente que el valor de capacitancia obtenido se podía utilizar para estimar la constante Dieléctrica y de allí aplicar las ecuaciones de Topp o Roth para deducir el volumen de humedad.

Cabe destacar que hasta este momento no consideramos que el inconveniente se encontrara en la precisión de la medida, sino más bien en la frecuencia de trabajo y la incertidumbre de los componentes.

Por más detalle de las pruebas realizadas con este prototipo referirse al Anexo V.5.

VI - 3.6.2 Prototipo II – Diseño de oscilador Colpitts con acondicionamiento de señal

Este prototipo está conformado por oscilador de Colpitts seguido por una etapa de acondicionamiento de la señal para obtener una onda cuadrada. El oscilador se diseño para que oscilara entorno a los 15MHz. La etapa de acondicionamiento de la señal estaba conformada por un Schmitt Trigger, mediante el cual se digitalizaba la señal obteniendo una onda cuadrada a la misma frecuencia de la original. Luego, la onda cuadrada ingresaba al divisor.

En este momento del proyecto nos encontrábamos a la espera de la llegada de la segunda tanda de componentes, con los cuales se contemplaba el armado de un oscilador de Colpitts con una frecuencia de oscilación entrono a los 50MHz. Debido a que el futuro diseño implicaba un salto cualitativo ya que implicaba cambiar gran parte del circuito, por esta razón decidimos realizar este segundo prototipo para verificar que la etapa de acondicionamiento funcionara correctamente.

Este segundo prototipo sirvió principalmente para verificar si la idea de la etapa de acondicionamiento funcionaba correctamente, así como para estudiar si el comportamiento del oscilador se ajustaba a los parámetros diseñados. Utilizamos los mismos valores calculados para el primer prototipo, solo que esta vez con componentes más precisos, principalmente la inductancia, ya que se utilizó una bobina SMD en lugar de una construida a mano con alambre de cobre esmaltado.

Se debe tener en cuenta que la etapa de acondicionamiento de este prototipo no corresponde totalmente con el diseño final, debido a que aún no se contaba con el comparador LT1711 [23] elegido que permite trabajar a la frecuencia de oscilación deseada. Esta etapa fue diseñada con un amplificador operacional OPA355 [22] que se utilizaba como Schmitt Trigger, mediante la cual se obtiene la onda cuadrada para luego ingresar al bloque divisor. Este diseño nos permitió verificar el correcto funcionamiento del bloque divisor.



Figura 33 - Prototipo II

VI - 3.6.3 Prototipo III – Diseño de oscilador Colpitts

Este prototipo fue el paso previo a la construcción final. Se diseñó para funcionar a 50MHz, incluyendo todos los componentes que estarían incorporados en el diseño final.

El diseño de la placa propiamente dicho no estaba aún optimizado con las consideraciones pertinentes para el trabajo a altas frecuencias.

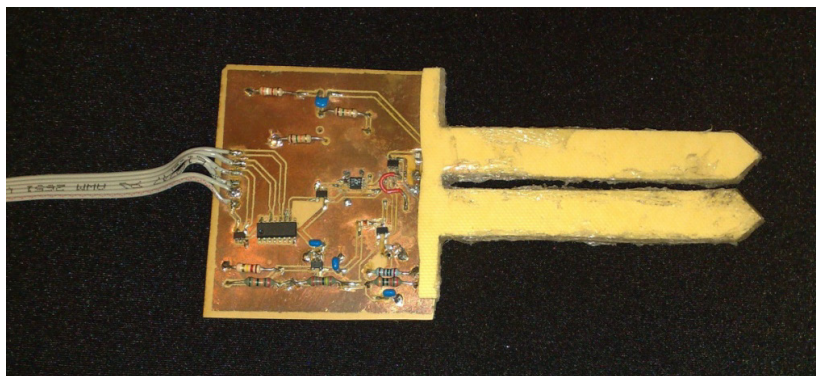


Figura 34 - Prototipo III

En este prototipo ya se incorporó el diseño que se utilizaría finalmente como sonda para medir la capacidad de la tierra. En la Figura 34 podemos ver el detalle de la misma.

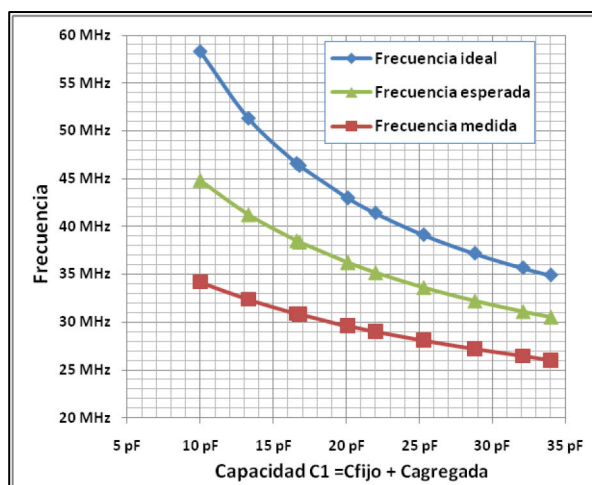
Este diseño nos permitió depurar la placa, encontrando dos errores en la asignación de pines en los componentes de la placa y ajustando el funcionamiento de la etapa comparadora, la cual no había sido probada con anterioridad.

El haber logrado construir por nuestros propios medios un prototipo operativo nos dio tranquilidad para enviar a fabricar el diseño final.

Calibración cuadrática

Para este diseño se midieron valores fijos de capacidad soldadas en paralelo con la capacidad fija de 10 pF, con el fin de determinar la variación de la frecuencia respecto a capacidades conocidas.

En la Gráfica 7 se indican los valores de frecuencia ideal, esperada (contempla las capacidades parásitas) y las frecuencias medidas. En el anexo V.6 se encuentra la tabla de valores respectiva.



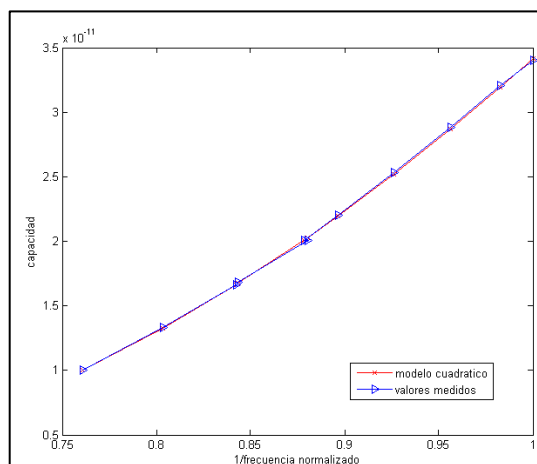
Gráfica 7 - Prototipo III - Comparación de frecuencia medida para capacidades conocidas

A partir de los mismos realizamos un ajuste de los valores medidos utilizando mínimos cuadrados, normalizando los valores, obtuvimos:

$$C = 8.364e + 04 \cdot \left(\frac{1}{f}\right)^2 - 0.003028 \cdot \left(\frac{1}{f}\right) + 2.70257e - 11$$

El desvío máximo de esta ecuación respecto a los valores medidos es de 0,196 pF.

Podemos ver a continuación el polinomio de ajuste comparado con los valores reales.



Gráfica 8 - Prototipo III - Calibración vs valores medidos⁹

⁹ La frecuencia normalizada representa cada medida de frecuencia tomada dividida la frecuencia máxima del conjunto de medidas.

VI - 4 Sensor “Astable”

Para lograr estos objetivos, se planteo la idea de hacer un circuito astable basado en CMOS, por su bajo consumo, bajo costo, posibilidad de llegar a frecuencias relativamente altas y sus características de confiabilidad.

El diseño toma como referencia el colocar a la tierra como un dieléctrico como parte de un capacitor y usarla como componente del astable.

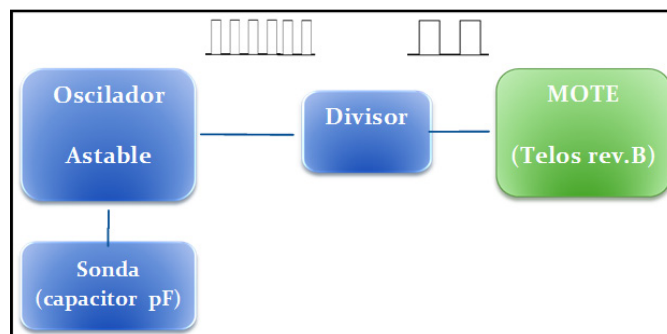


Figura 35 - Diagrama general del sensor Astable

Como contraparte tiene que la onda resultante vista desde la tierra no es sinusoidal, con lo que trae todo un análisis de descomposición en frecuencia. (Ver Figura 37 - V_{C_tierra})

VI - 4.1 Teoría de Funcionamiento

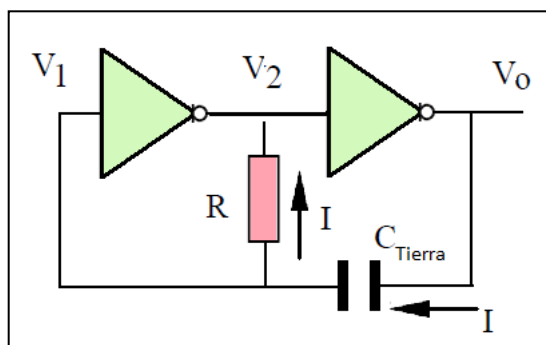


Figura 36 - Diagrama del circuito oscilador astable elegido con sus compuertas inversoras

Para este primer análisis tomaremos el astable como ideal. Es decir, tiempos de propagación nulos, sin capacidades parasitas, etc.

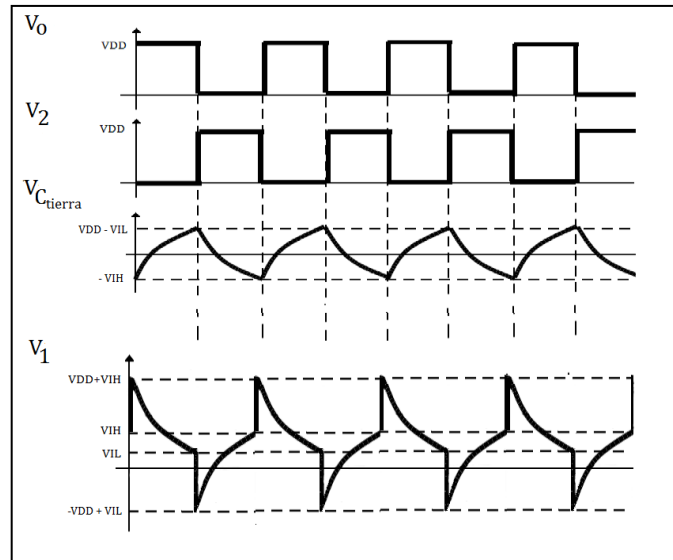


Figura 37 - Diagrama de tiempos ideal

Del diagrama ideal de la Figura 37, y tomando como hipótesis la situación inicial podemos inferir los voltajes mínimos y máximos entre los cuales oscila V_{C_tierra}

Para llegar a estos uno se plantea el punto de cambio de estado del circuito, el cual se produce con el pasaje de V_2 a su nivel alto, es decir, V_1 tiene que llegar a su nivel bajo, es decir, al voltaje de umbral bajo (V_{IL})

A partir de ahí, para hallar el máximo, planteamos:

$$V_1 = V_O - V_{C_tierra} \quad \text{y} \quad V_O = V_{DD} \quad \text{y} \quad V_1 = V_{IL}$$

$$V_{C_tierra_MAX} = V_O - V_1 = V_{OH} - V_{IL}$$

De igual manera se despeja el valor mínimo de carga:

$$V_1 = V_O - V_{C_tierra} \quad \text{y} \quad V_O = 0 \quad \text{y} \quad V_1 = V_{IH}$$

$$V_{C_tierra_MIN} = V_O - V_1 = V_{OL} - V_{IH}$$

VI - 4.1.1 Análisis de tiempos

$$T = T_{carga} + T_{descarga}$$

El voltaje de carga y descarga de un capacitor en un RC es:

$$v_C(t) = V_{Cfinal} + (V_{Cinicial} - V_{Cfinal})e^{-t/RC}$$

Recordando la Figura 37, usamos

$$V_1(T_{carga}) \text{ y } V_1(T_{descarga}) \text{ sabiendo que es } V_1 = V_O - V_{C_tierra}$$

Las ecuaciones de carga y descarga quedan planteadas así:

$$\text{Carga: } V_{1_Carga}(t) = V_{OH} + (-V_{OH} + V_{IL} - V_{OH})e^{-t/RC}$$

Descarga: $V_{1_descarga}(t) = V_{OL} + (V_{OH} + V_{IH} - V_{OL})e^{-t/RC}$

Tomando que los voltajes de transición son V_{IH}, V_{IL} para carga y descarga respectivamente, concluimos que los tiempos de carga y descarga son:

$$T_{carga} = RC \cdot \ln \left(\frac{+V_{OH} - V_{IL} + V_{OH}}{V_{OH} - V_{IH}} \right)$$

$$T_{descarga} = RC \cdot \ln \left(\frac{V_{OH} + V_{IH} - V_{OL}}{V_{IL} - V_{OL}} \right)$$

Por lo que el periodo es:

$$T = RC \cdot K_{INV} \quad \text{Donde}$$

$$(1) \quad K_{INV} = \ln \left(\frac{+V_{OH} - V_{IL} + V_{OH}}{V_{OH} - V_{IH}} \cdot \frac{V_{OH} + V_{IH} - V_{OL}}{V_{IL} - V_{OL}} \right) =$$

Este, como se ve en la ecuación (1), depende de los umbrales V_{IH}, V_{IL} y la salida V_{OH}, V_{OL} , en resumen, depende del componente CMOS.

En la situación ideal y en la familia elegida:

$$V_{OH} = V_{DD}, \quad V_{OL} = \text{GND}$$

Y en la familia elegida (AUC de Texas Instruments) [30] [31]:

$$V_{IH} = 0,65 \cdot V_{DD}$$

$$V_{IL} = 0,35 \cdot V_{DD}$$

Con esto:

$$K_{INV} \approx \ln \left(\frac{+V_{OH} - V_{IL} + V_{OH}}{V_{OH} - V_{IH}} \cdot \frac{V_{OH} + V_{IH} - V_{OL}}{V_{IL} - V_{OL}} \right) \approx 3,10$$

Esto no quiere decir que esta sea nuestra constante, como es mencionado en las hipótesis, este valor esta dado para la situación ideal.

Considerando los tiempos de propagación, todas las graficas esas son suavizadas y los voltajes de pico de carga y descarga disminuyen de manera considerable, alterando el valor de K_{INV} .

Aquí también podría haber afectando el efecto de los diodos de protección que hay a la entrada de cada inversor.

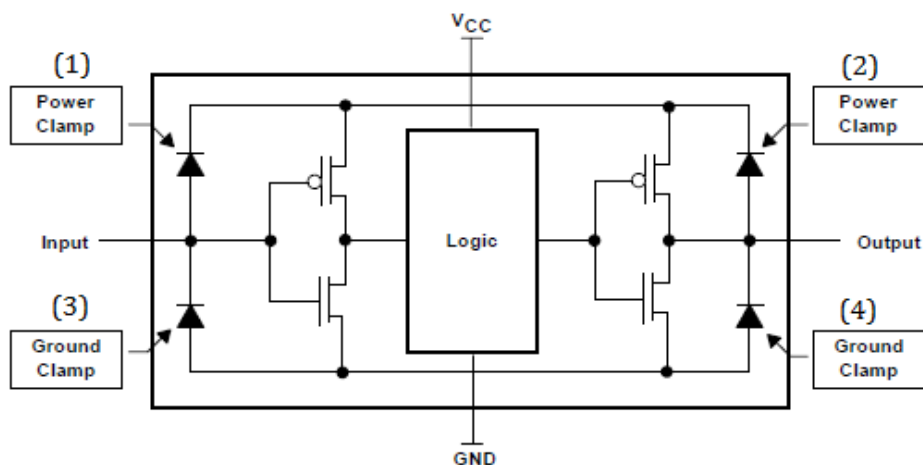


Figura 38 - Diodos de Protección comúnmente presentes en componentes lógicos CMOS [32]

La familia elegida no tiene los dos diodos que van a Vcc. (Nº 1 y Nº2 de la Figura 38) (ver [32] [33])

Sin embargo posee los diodos que van a tierra. En la práctica, no se observó su efecto limitador. (Ver más adelante Gráfica 10, página - 72)

En la práctica este valor tiene que ser calibrado ya que a esto hay que sumarle que estos voltajes pueden ser no ideales por la situación de carga. Los tiempos de propagación enlentecen las transiciones de los voltajes, haciendo que la carga y descarga demoren más.

En nuestra aplicación, esta constante puede variar, al variar los tiempos de retardo, todo esto se tiene que calibrar.

VI - 4.1.2 Esquemático del circuito y consideraciones particulares del diseño

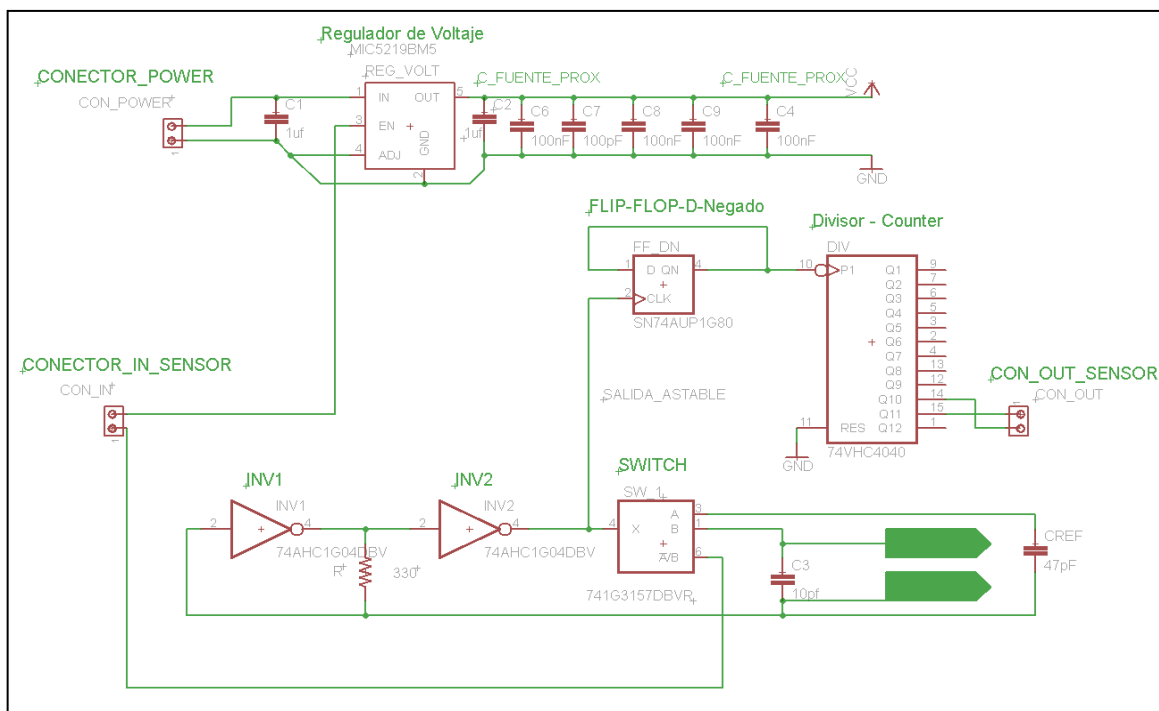


Figura 39 - Esquemático del "Diseño Astable"

Como se observa en la Figura 39, el circuito es relativamente sencillo y consta únicamente, como parte analógica, el oscilador de relajación.

A partir de ahí, la salida es digital, a pesar de la capacidad de salida que es relativamente alta y la distorsiona un poco. La señal pasa a un flip-flop, como clock, y luego a un counter para dividir la frecuencia de manera que el Mote pueda leerla (consultar el capítulo 0 referente a la integración con el Mote).

VI - 4.1.3 Oscilador de relajación (Astable)

A la capacidad modelada del suelo le agregamos una capacidad conocida en paralelo de manera de absorber variaciones de la capacidad parásita estabilizando las oscilaciones.

También para obtener un valor conocido de frecuencia máxima a ser recibido, y establecer un rango de variación de la frecuencia, en conjunto con la resistencia elegida.

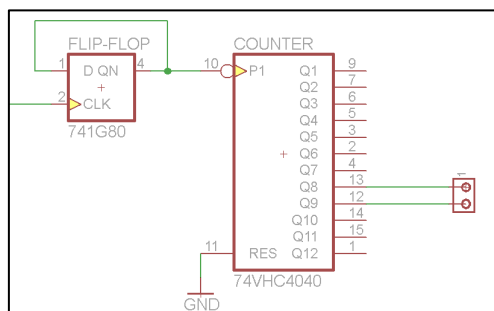


Figura 40- Divisor de frecuencia

Este diseño del Astable cuenta también con la posibilidad de intercambiar la capacidad incógnita por una capacidad de calibración, utilizando un switch analógico de manera de poder inferir la capacidad parasita común a los 2 y restarla.

Esto tomando como hipótesis que es despreciable la capacidad parasita entre los 2 capacitores.

Agregar la capacidad de calibración, presenta también la ventaja de poder hacer calibraciones dinámicas tomando en cuenta, por ejemplo, los cambios en temperatura a los que seguramente se enfrente el circuito, y los efectos del envejecimiento del mismo.

El circuito genera a la salida una frecuencia inversamente proporcional a la capacidad “medida”.

Como ya se ha mencionado en la sección VI - 2.3, el mote será utilizado para tomar la medida y a partir de la misma procesar el resultado, liberando de esta manera al sensor de más circuitería.

Para que la frecuencia de la onda cuadrada generada pueda ser medida con facilidad por el mote, pasa por un divisor de frecuencia de 2048/4096 pulsos por cuenta. Haciendo pasar una frecuencia de 60MHz, por ejemplo, a aproximadamente 29 KHz/15KHz.

Este divisor fue implementado mediante un flip-flop y un counter.

En primera instancia el flip-flop se puso por seguridad, ya que la frecuencia máx. del divisor no está especificada en la hoja de datos para el voltaje de operación (2V).

Luego de hallar empíricamente la frecuencia máxima para ese voltaje (50 MHz), se puso para poder trabajar a mas de esa frecuencia, o para trabajar a frecuencias cercanas con cierto margen de seguridad.

De esta manera se reduce la frecuencia a la mitad, frecuencia la cual el divisor de frecuencia (contador) que le sigue soporta.

Quizás dar al mote un valor de voltaje puede ser mejor. Esto permitiría compatibilidad con medidas rápidas, como el uso de un voltímetro o un datalogger genérico.

Esto igual puede hacerse con un multímetro con medidor de frecuencia, es más, es una solución presentada por algunos diseños comerciales.

Claro, la conversión sería manual de una ecuación no lineal, pero con alguna tabla a mano, uno puede hacerse una idea rápidamente de la humedad del suelo.

A pesar de sus contras tiene sus ventajas, manejar frecuencias inmuniza de ruidos y de errores.

Algo a mencionar es que, tomando en consideración las hojas de datos, y como era de esperarse por el análisis de compuertas CMOS, es que la variación de los tiempos de propagación de las compuertas, dependen fuertemente respecto al voltaje de alimentación.

Es por esto que se agrego al sensor un regulador de voltaje contemplando que este pudiera ser alimentado por un par de pilas las cuales van a suministrar un voltaje variable según su carga restante.

Considerando estas variaciones es que también se busco, dentro de componentes de bajo voltaje, los que tuvieran menor tiempo de propagación, minimizando con esto la influencia de su variación, obtener frecuencias altas, y poder darle una señal suficientemente rápida al flip-flop para operar correctamente.

De esta manera, intentamos entrar lo menos posible en las no idealidades que involucraban los tiempos de propagación.

VI - 4.2 No Idealidades

VI - 4.2.1 Tiempo de propagación

En este diseño estamos usando el inversor de manera analógica, es decir, las compuertas no son ideales.

Hay un retardo entre que la señal llega a la entrada y produce la salida correspondiente.

Este retardo tiene que ser tomado en cuenta si queremos intentar minimizar el error en la medida. Como muchos datos el fabricante no nos proporciona, aquí hay que recurrir a un análisis teórico.

Y como tal, vemos que este tiempo, uno puede modelarlo, como: [34]

$$t_{PHL} \approx t_{PLH} \approx 0,52 \cdot \frac{C_L V_{CC}}{\left(\frac{W}{L}\right)_n k'_n V_{DSAT_n} (V_{CC} - V_{Tn} - V_{DSAT} / 2)}$$

(2)

Siendo $C_L = C_{\text{INTERNA}} + C_{\text{EXTERNA}}$

En resumen, aproximadamente, proporcional a C_L y con una relación decreciente con V_{CC} , hasta que $V_{CC} \gg V_{Tn} - V_{DSAT} / 2$, a partir de los cuales, los tiempos de propagación se pueden plantear como constantes respecto a V_{CC} .

De [34] sabemos que el tiempo de propagación de un inversor se puede modelar como:

$$t_p = \ln(2) R_{eq} C_L = K_{TP} C_L = K_{TP} (C_{int} + C_{ext})$$

Switching Characteristics

over recommended operating free-air temperature range, $C_L = 15 \text{ pF}$ (less otherwise noted) (see [Figure 1](#))

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 0.8 \text{ V}$		$V_{CC} = 1.2 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$		$V_{CC} = 1.5 \text{ V} \pm 0.1 \text{ V}$		$V_{CC} = 1.8 \text{ V} \pm 0.15 \text{ V}$		$V_{CC} = 2.5 \text{ V} \pm 0.2 \text{ V}$		UNIT
			TYP	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
t_{pd}	A or B	Y	4.7	0.9	3.2	0.5	2.2	0.5	0.9	1.6	0.3	1.4	ns

Switching Characteristics

over recommended operating free-air temperature range, $C_L = 30 \text{ pF}$ (less otherwise noted) (see [Figure 1](#))

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	$V_{CC} = 1.8 \text{ V} \pm 0.15 \text{ V}$			$V_{CC} = 2.5 \text{ V} \pm 0.2 \text{ V}$			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	MAX	
t_{pd}	A or B	Y	0.7	1.3	2.2	0.5	2		ns

Tabla 17 - Hoja de datos del NAND utilizado

De las hojas de datos y planteando la ecuación anterior, podemos despejar K_{TP} y C_{int}

$$\left. \begin{aligned} K_{TP} (C_{int} + 15\text{pF}) &= 0,9\text{ns} \\ K_{TP} (C_{int} + 30\text{pF}) &= 1,3\text{ns} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} K_{TP} = \frac{80}{3} \Omega \Rightarrow R_{eq} = \frac{80}{3 \ln(2)} = 38,47 \Omega \\ C_{int} = 18,75\text{pF} \end{cases}$$

Esto, a pesar de lo hallado, nos agrega otro parámetro para determinar por medio de la calibración.

Y explica una de nuestras decisiones de diseño, como lo fue la colocación de un regulador de voltaje, de manera de que el tiempo de propagación no cambie con la bajada de voltaje de las pilas.

También, el colocar un regulador de voltaje, tiene la razón de tener un apagado general del sensor, obteniendo un bajo consumo en este modo, aunque esta tiene algún aspecto negativo, como veremos a continuación, con la resistencia del switch.

VI - 4.3 Resistencia en serie del Switch

Como es de esperarse el switch no es perfecto, tiene capacidades de entrada y de salida respecto a tierra y tiene una resistencia no tan despreciable cuando esta encendido.

Es más, esta resistencia no es constante sino que varia con el voltaje a la entrada, aparte de ser una función de la fuente de alimentación. A mayor alimentación, menor resistencia.

Presentamos los datos del switch elegido [35]:

Electrical Characteristics							
over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)							
PARAMETER	TEST CONDITIONS			V _{CC}	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX
r_{on} On-state switch resistance ⁽²⁾	See Figure 1 and Figure 2	$V_I = 0\text{ V}$	$I_O = 4\text{ mA}$	1.65 V		11	20
		$V_I = 1.65\text{ V}$	$I_O = -4\text{ mA}$			15	50
		$V_I = 0\text{ V}$	$I_O = 8\text{ mA}$	2.3 V		8	12
		$V_I = 2.3\text{ V}$	$I_O = -8\text{ mA}$			11	30
		$V_I = 0\text{ V}$	$I_O = 24\text{ mA}$	3 V		7	9
		$V_I = 3\text{ V}$	$I_O = -24\text{ mA}$			9	20
		$V_I = 0\text{ V}$	$I_O = 30\text{ mA}$	4.5 V		6	7
		$V_I = 2.4\text{ V}$	$I_O = -30\text{ mA}$			7	12
r_{range} On-state switch resistance over signal range ⁽²⁾⁽³⁾	$0 \leq V_{Bn} \leq V_{CC}$ (see Figure 1 and Figure 2)		$I_A = -4\text{ mA}$	1.65 V			140
			$I_A = -8\text{ mA}$	2.3 V			45
			$I_A = -24\text{ mA}$	3 V			18
			$I_A = -30\text{ mA}$	4.5 V			10
Δr_{on} Difference of on-state resistance between switches ⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾	See Figure 1	$V_{Bn} = 1.15\text{ V}$	$I_A = -4\text{ mA}$	1.65 V		0.5	
		$V_{Bn} = 1.6\text{ V}$	$I_A = -8\text{ mA}$	2.3 V		0.1	
		$V_{Bn} = 2.1\text{ V}$	$I_A = -24\text{ mA}$	3 V		0.1	
		$V_{Bn} = 3.15\text{ V}$	$I_A = -30\text{ mA}$	4.5 V		0.1	
$r_{on(Flat)}$ ON resistance flatness ⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁶⁾	$0 \leq V_{Bn} \leq V_{CC}$		$I_A = -4\text{ mA}$	1.65 V		110	
			$I_A = -8\text{ mA}$	2.3 V		26	
			$I_A = -24\text{ mA}$	3 V		9	
			$I_A = -30\text{ mA}$	4.5 V		4	

(1) $T_A = 25^\circ\text{C}$
(2) Measured by the voltage drop between I/O pins at the indicated current through the switch. ON resistance is determined by the lower of the voltages on the two (A or B) ports.
(3) Specified by design
(4) $\Delta r_{on} = r_{on(max)} - r_{on(min)}$ measured at identical V_{CC} , temperature, and voltage levels
(5) This parameter is characterized, but not tested in production.
(6) Flatness is defined as the difference between the maximum and minimum values of ON resistance over the specified range of conditions.

Figura 41 – Extracto de hoja de datos del switch - Resistencia del Switch

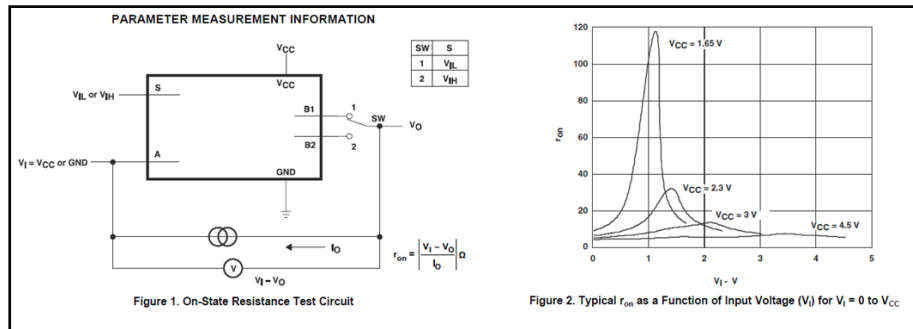


Figura 42 - Hoja de datos - Resistencia del Switch - II

Como se observa, no tenemos una gráfica para el voltaje dado, el cual es el dado por el regulador. (2.0V)

También se observa que de tener un voltaje de alimentación más grande, bastante menor podría haber sido la resistencia que presentase el switch.

Como ventaja, tenemos este voltaje fijo, lo cual proporciona una curva constante, un aspecto negativo es que la resistencia recorre transitoriamente toda la escala al pasar V_O de V_{CC} a GND , es decir, pasando por valores relativamente altos y no despreciables.

Pero sin duda, se puede plantear, por ser esto una sola grafica, una R equivalente que hay que calibrar para el proceso.

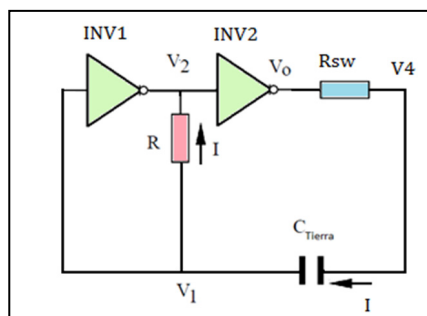
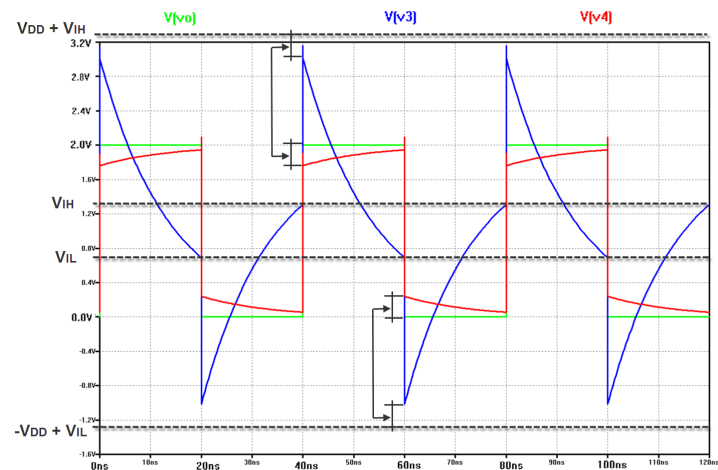


Figura 43 - La resistencia del Switch

Rswitch produce que la carga y descarga del capacitor se realice usando una corriente menor

$$I^* = \frac{I \times R}{R + R_{SW}} \text{ enlenteciendo la carga o descarga del capacitor.}$$

También, por ejemplo, cuando $V_0 = V_1 = V_{CC}$ disminuye inicialmente el voltaje en V_4 y V_1 (ver Figura 43) lo cual a su vez reduce el tiempo necesario para que V_1 llegue a V_{IL} , por lo que el efecto de R ahí no afecta tanto el rendimiento en frecuencia del Astable. Ver Gráfica 9.



Gráfica 9 - Efecto de R_switch en el Astable¹⁰

Sin duda Rswitch genera un efecto que tiene que ser calibrado, principalmente el retardo que hace cuando pasa de V_{CC} a GND en el cual su valor varía.

VI - 4.4 Capacidades Parásitas

Otro dato a agregar es la capacidad parásita que se encuentra en el diseño físico.

Las compuertas, el switch, y las pistas, traen consigo una capacidad parásita.

De las hojas de datos podemos plantear la de los componentes:

NAND conectado como inversor: (SN74AUCG00) [31]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	Vcc	MIN	TYP11	MAX	UNIT
Ci	Vi = VCC or GND	2.5V	-	3	-	pF

Las dos entradas quedaron unidas en este diseño para simular un inversor, por lo que la cap. vista es la de los capacitores en paralelo => $C_i = 6\text{pF}$.¹²

Inversor Schmitt-Trigger: (SN74AUC1G14) [36]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	Vcc	MIN	TYP1	MAX	UNIT
Ci	Vi = VCC or GND	2.5V	-	3.5	-	pF

Switch: (SN74LVC1G3157) [35]

PARAMETER		TEST CONDITIONS	Vcc	MIN	TYP1	MAX	UNIT
Cin	Control Input capacitance	S	5 V	-	2.7	-	pF
Cio(off)	Switch input/output capacitance	Bn	5 V	-	5.2	-	
Coi(on)	Switch input/output capacitance	Bn	5 V	-	17.3	-	
		A	5 V	-	17.3	-	

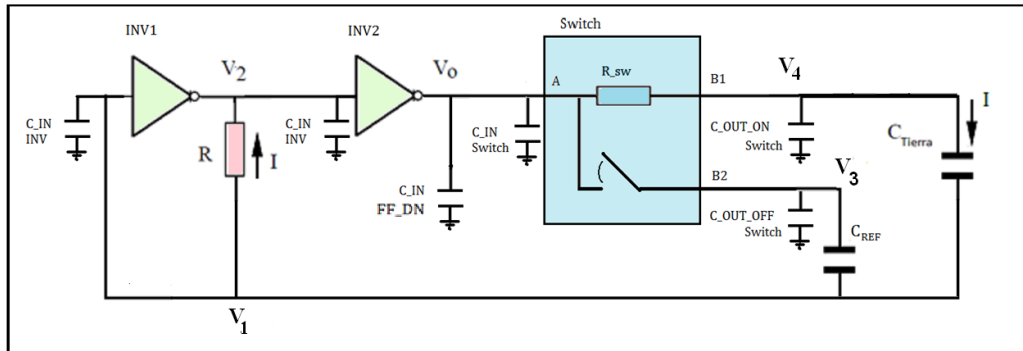
¹⁰ La Gráfica 9 nos muestra una simulación de [LTSpice](#), simulando los inversores como fuentes ideales que producen ondas cuadradas ajustadas manualmente para que alternen cuando se encuentran con los voltajes de transición (VIL,VIH)

¹¹ A 25°C

¹² Esto se pudo haber hecho dejando una entrada a V_{CC} fija, y de esa manera bajar la C_{vista} . Se nos paso.

Flip Flop: (SN74AUP1G80) [28]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	VCC	MIN	TYP	MAX	UNIT
C _i	V _i = V _{CC} or GND	0 / 3.6V	-	1.5	-	pF

**Figura 44 – El Astable y sus capacidades parasitas (caso Switch ON medida C_{TIERRA})**

Colocando estas capacidades parasitas, si despreciamos los efectos de C_{IN_SW} , R_{SW} , $C_{OUT_ON_SW}$, los cuales podemos agregarlos a los tiempos de propagación y considerar que la fuente ideal se ubica después del switch, la constante de tiempo se puede resumir:

Seleccionando Medida Suelo:

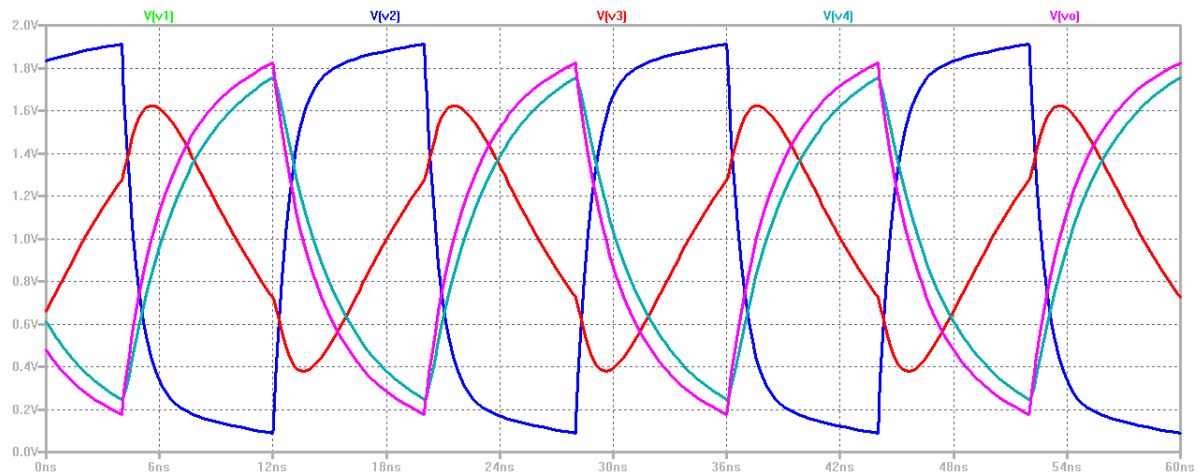
$$\tau = R \cdot (C_{TIERRA} + C_{PARA}) \text{ con } C_{PARA} = C_{IN_INV1} + (C_{REF} \parallel C_{SWITCH_OUT-OFF})$$

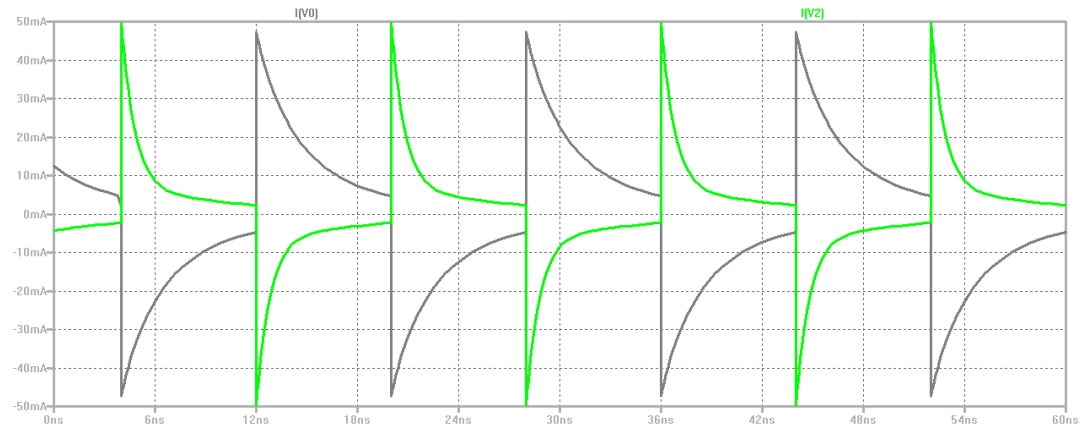
Seleccionando Medida Referencia:

$$\tau = R \cdot (C_{REF} + C_{PARA}) \text{ con } C_{PARA} = C_{IN_INV1} + (C_{Tierra} \parallel C_{SWITCH_OUT-OFF})$$

A esto hay que sumarle los tiempos de propagación de las compuertas.

Parámetro a determinar, fijado por lo dicho anteriormente.

**Gráfica 10 -Spice contemplando R_{SWITCH} estático y C_{PARASITAS} - Voltajes**



Observando las gráficas a partir de la simulación de Spice, las cuales no contemplan la limitación de corriente que imponen los inversores, vemos que las graficas iniciales ideales se alejan cada vez mas de nuestro caso.

VI - 4.5 Limitación de corriente impuesta por los inversores

Observando la corriente en la Gráfica 11 observamos picos de casi 50 mA. Esto claramente esta fuera de las especificaciones de los componentes, los cuales manejan corrientes de salida mucho menores:

$|I_{OL}| = |I_{OH}| = 8mA @ 1,65V$
 $|I_{OL}| = |I_{OH}| = 9mA @ 2,3V$ [31]

Esto es otro parámetro que tendrá que contemplarse, ya que implica, distorsiones que generan tiempos de propagación mayor.

VI - 4.6 Prototipos - Elección de componentes

Para llegar a los prototipos antes tuvimos que hacer una minuciosa búsqueda de componentes que nos ayudaran a cumplir nuestros objetivos de bajo voltaje de alimentación, bajo consumo y alta frecuencia. Para esto se hizo una búsqueda de las familias lógicas más rápidas que se encontraban a disposición y en stock en digikey [37].

“El rendimiento dinámico de una familia de circuitos lógicos está caracterizado por el tiempo de propagación de su inversor básico.” [38]

							V _{MAX} 3.6V
							V _{recMáx} 2.7V
		7WZ máx.	7WZ máx.				
	Ideal	7SZ máx.	7SZ typ. (2.5V)	LVC máx.	LVC typ.	ALVC máx.	AUC máx.
Tp _{LH} (s)	0	6,50E-09	3,00E-09	5,10E-09	1,80E-09	2,80E-09	1,00E-09
Tp _{HL} (s)	0	6,50E-09	3,00E-09	5,10E-09	1,80E-09	2,80E-09	1,00E-09
T(periodo)(s)	1,23E-08	2,53E-08	1,83E-08	2,25E-08	1,59E-08	1,79E-08	1,43E-08
F(Hz)	81.168.831	39.494.471	54.585.153	44.404.973	62.814.070	55.803.571	69.832.402

Tabla 18- Familias más rápidas a bajo voltaje

De ahí vimos que la familia más rápida para estos voltajes bajos era la AUC.

Esta familia también se destaca por ser la más eficiente en materia de consumo dentro de las familias de bajo voltaje de Texas Instruments. [33]

De igual manera se procedió con todos los componentes, haciendo una búsqueda intensiva en digikey.

En el caso del regulador de voltaje se busco poder alimentar todos los componentes con el mismo y a su vez plantearnos que soportara las pilas recargables. (2.4V)

Se vio que la limitante era el divisor con una alimentación mínima recomendada de 2v. Se busco entonces un regulador que pudiera dar ese voltaje y ser alimentado con 2.4V.

Los componentes elegidos fueron los siguientes:

Componentes	Fabricante	Código
Compuerta NAND	Texas	SN74AUC1G00DBVR
Flip-flop	Texas	SN74AUP1G80DBVR
Switch SPDT	Texas	SN74LVC1G3157DBVR
Divisor	Fairchild	74VHC4040MTC
Regulador 2V	National	LP5951MF-2.0/NOPB

Tabla 19 - Componentes elegidos

VI - 4.7 Consumo del Sensor Astable

Mostramos aquí una tabla con los pesos del consumo de las distintas partes para el peor caso, que es el de mayor frecuencia.

Este caso lo haremos tomando como referencia al sensor midiendo al aire, y el caso del regulador está calculado para un voltaje de 2,6V.¹³

Sector	Potencia (mW)
Oscilador Astable	16,4
Flip-flop	1,32
Divisor	1,9
Regulador 2V	5,9
TOTAL	25,5

Tabla 20 - Consumo para 1er prototipo Astable (frec. máx.=44MHz, Valim=2,6V)

$$P \approx 25,5 \text{ mW} \Rightarrow I \approx 9,81 \text{ mA la cual es fija para todo } V_{\text{alimentación}}$$

Por un detalle de las cuentas, ver Anexo VI – Consumo del Astable, pág. 182.

VI - 4.8 Consumo 1er Prototipo NAND

Realizando medidas del consumo:

¹³ La potencia del regulador aumenta al aumentar el voltaje de alimentación, el resto de los componentes, alimentados por el mismo, permanecen incambiados.

AL AIRE:

10,25mA @2,56V

APROXIMACIÓN TEÓRICA PARA EL AIRE:9,81mA @ (para todo V)¹⁴**CON 37PF AGREGADOS:**

6,62mA @2,56V

CON 70PF AGREGADOS:

5,66mA @2,56

VI - 4.9 Conclusiones

Se observa, del análisis de consumo teórico (ver Anexo VI – Consumo del Astable, pág. 208) que a pesar de ser este una simplificación, es lo suficientemente buena como para ver la participación de cada uno de los componentes en el consumo.

Viendo el detalle se pone en duda la necesidad de un switch con una capacidad de calibración considerando el costo de consumo que este trae y las ventajas que proporciona.

Igualmente con esto no descartamos su uso en un análisis previo, para ayudar a caracterizar las sondas.

VI - 4.10 Efecto de la Resistencia debida a la permitividad compleja

Mediante análisis de Spice, se hace una cuantificación de la incidencia de la permitividad compleja, vista como una resistencia en paralelo con la C_tierra.

Vemos, haciendo un análisis rápido que R_tierra va a empezar a influir cuando su impedancia sea similar a la del C_tierra.

Usando un modelo del Astable basado en un inversor, se comprueba que a 50KOhm el error es menor al 1% de medida en frecuencia y a 5K la frecuencia disminuye un 4%)

La impedancia para 40Mhz de Ctierra = 3pf es $\frac{1}{2\pi f \times C_{tierra}} \approx 1K3\Omega$

En este breve análisis de frecuencia queda claro una de las razones por la cual TDR es más robusto frente a medidas de permitividad compleja.

¹⁴ Considerando que fue una aproximación que no contempla muchas no idealidades, la consideramos una aceptable aproximación.

VI - 5 La elección de las barras

La elección de las barras es una opción que influye en el diseño, ya que, por ejemplo, de no tener una capa aislante, esta obliga a que no haya V_{DC} entre los bornes.

También es una importante instancia de diseño ya que interfieren en el ambiente e involucran costos significativos.

VI - 5.1 1^{era} opción – Placas Paralelas

La misma se uso de cierta manera en las pruebas iniciales, como se pudo ver en los capítulos anteriores.

Es el más sencillo de modelar, un diseño de dos placas paralelas, que como luego se observo, a pesar de su practicidad para modelar, genera problemas a la hora de poder hacer buenas mediciones, por la heterogeneidad de la humedad en la tierra que este planteo podría generar, como los que resultaron en nuestras experiencias previas.

Este método, tiene como desventaja la interferencia que genera con el entorno.

La interferencia que genera en el flujo de agua hacia la tierra ubicada entre las placas y como esta fluya dentro del sensor de manera de generar un entorno de tierra homogéneamente húmeda.

Igualmente este método para otros autores tiene otras ventajas no mencionadas, ni profundizadas. Por lo menos en [TDR](#). (Ver [39])

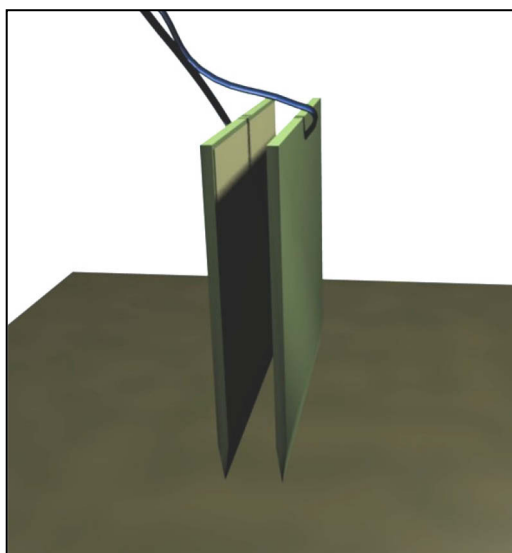


Figura 45 – Placas paralelas

También plantea todo el tema del ajuste mecánico para impedir variaciones en la distancia entre la placa, y su instalación con el resto del circuito (corta distancia o considerar efectos de el cable de conexión) y su dificultad para realizar con el mismo una fácil y correcta inserción al suelo, impidiendo que queden espacios de aire que distorsionen la medición.

VI - 5.2 2^{da} opción – Barras paralelas de Acero Inoxidable

También se vio la posibilidad de usar dos barras de acero inoxidable.

Sin duda esta solución tiene ventajas. La resistencia a la corrosión y la firmeza mecánica del acero inoxidable lo hicieron verse como una buena opción. Su uso sin dieléctricos de por medio permite la

medida de las magnitudes (permitividad real y permitividad compleja) sin requerir un estudio minucioso sobre el efecto de los dieléctricos en las medidas.

También tiene aspectos negativos como la conexión mediante presión mecánica (un tornillo ajustando la conexión del cable), ya que aparentemente un soldado al acero inoxidable es algo que esta fuera del alcance local.¹⁵

Para disminuir inductancias parasitas variables, lo ideal posiblemente sería que el montaje del circuito estuviera montado pegado a las barras.

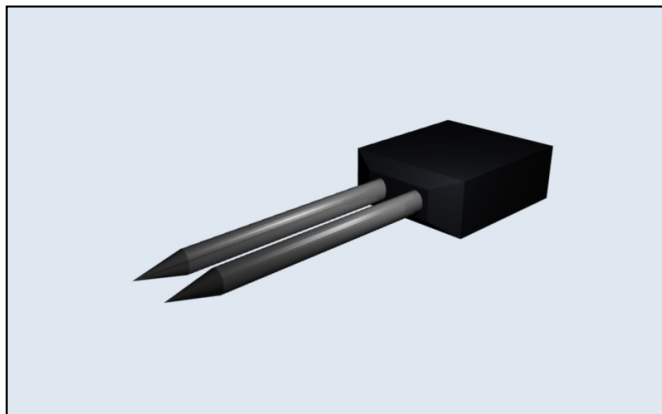


Figura 46 - Opción de puntas de acero inoxidable

Pero claro, esto da un diseño mecánico bastante más costoso. (Se hicieron algunas cotizaciones al respecto a Altix S.A. sobre el precio de las barras, con un pequeño trabajo mecánico de terminación en punta y tornillo de ajuste.).

El precio de par de barras con la mecanización de punta y tornillo para conexión mecánica rondaría los U\$S 67 dólares. (El precio se lo lleva completamente la mecanización)

A esto hay que sumarle la mecanización para fijar las puntas a iguales distancias.

Conjunto de piezas realizadas en barra de acero inoxidable calidad AISI 304, Ø3/8". Se cotizan con perforación roscada en un extremo para tornillo y punta mecanizada en el otro. Son 2 de 120mm de largo y 2 de 180mm de largo. Terminación mecanizada.-

Precio: U\$S 134,00.-

Figura 47 - Respuesta a pedido de Altix¹⁶

También tiene que realizarse el trabajo mecánico para mantener las barras a una distancia constante, con el aumento de costos que esto tiene. Esta opción también plantea capacidades medidas más pequeñas.

Para esto mismo se planteo la idea de usar aluminio que permitía seguramente menores costos mecánicos, pero finalmente la idea quedo de lado ante otras opciones.

¹⁵ Se consulto por esto a Altix S.A. y recibimos como respuesta:

“ALTIX S.A. No tiene experiencia de soldadura de inox. con cobre sugerimos una unión mecánica...”

¹⁶ Se hizo cotización por 4 barras por y 8 barras (distintos tamaños), 4 barras – 134 dólares, 8 barras – 268 dólares. Se pidió un desglose de precios pero no hubo respuesta.

VI - 5.3 3era opción – Pequeña aislación entre dos bornes



Figura 48 – Ejemplo de sensor basado en medida alrededor de la pequeña aislación (zona blanca)

Esta solución presenta varias ventajas según algunos autores [40] en cuanto a que a las frecuencias elegidas aparecen ciertos efectos, como pueden ser el efecto de aproximación y el efecto de borde que afectan a la medida si las dimensiones son grandes.

Todo el modelado del sensor de alta frecuencia se simplifica al no considerar el largo de las puntas y todos los efectos parásitos distribuidos que estos involucran.

Pese a las ventajas que aparentemente ofrecía, las cuales no profundizamos mucho en su estudio, simplemente tomamos en cuenta el largo de las puntas y la separación entre estas a la hora de dimensionar nuestra solución, buscando que para casos de conductividad media, los efectos mencionados no afectaran demasiado.

El realizar esta solución nos ponía en duda que ordenes de capacidad íbamos a medir. Y también traía en consideración el área efectiva de tierra que iba a tomar en cuenta. Ya que en los hechos, una mayor área asegura, debido a la intrínseca heterogeneidad de la tierra, incertidumbres menores en la medida.

En materia de costos, esta solución presentaba costos un poco mayores, aunque se pudiera hacer una mezcla entre esta y la 4ta opción.

Igualmente queda el tema del volumen de influencia del sensor que como mencionan varios autores, es un parámetro importante a la hora de medir la humedad de la tierra. [41] [42]

VI - 5.4 4^{ta} opción (Solución Elegida)

Viendo soluciones comerciales, se creyó conveniente pasar a un diseño de punta más pequeño, por medio de dos puntas planas coplanares, aunque esto pudiera traer alguna complicación en la medición de una capacidad sustancialmente más pequeña.

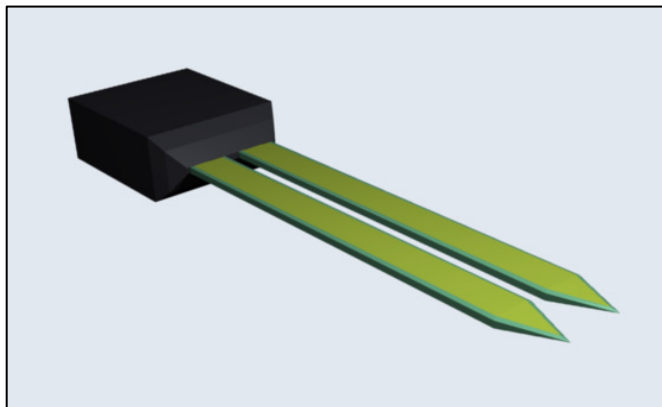


Figura 49 - Puntas coplanares de PCB

Sin embargo este tipo de punta presenta grandes ventajas en cuanto al diseño. El tener las barras de manera coplanar hace el trabajo de fabricación más fácil, permitiendo hacer un diseño sin necesidad de cables y a su vez permite tener un mejor control de la separación entre las puntas, ya que las puntas son parte del propio PCB.

Otra ventaja es que al estar el capacitor por la tierra alrededor de las puntas el sensor es menos invasivo al ser instalado y el filtrado de agua en la tierra se realiza de una forma más natural.

Claro, también tiene su parte negativa, la caracterización de las puntas no es tan fácil debido a dimensiones (los efectos parásitos distribuidos que se presentan a altas frecuencias) y los materiales dieléctricos (la placa de FR-4) que también generan complicaciones en el modelado teórico.

Considerando todo esto, entre las ventajas y desventajas, consideramos, que era la más acertada para los objetivos del proyecto.

Por esto, a pesar de tener estudios previos con placas paralelas. Si bien tal vez el uso de placas paralelas hubiese sido más sencillo para nuestros resultados, consideramos que obtendríamos un producto de difícil aplicación práctica y mecánicamente más complejo y costoso.

VI - 5.5 Consideraciones adicionales respecto a las puntas a utilizar

El cobre de las puntas no puede estar en contacto con la tierra por el efecto de [corrosión](#) y también para obtener un revestimiento que mecánicamente le de solidez al conjunto.

Es por esto que hay que ver de proteger el cobre del medio.

Aquí se vieron dos posibilidades:

- Usar, al igual que el modelo comercial adquirido, una placa por arriba de la pista de cobre de manera de dar mayor resistencia mecánica, y dar simetría al sensor, esta aislación dieléctrica es muy popular entre los comerciales.
- Usar una capa de alguna laca, esmalte, barniz que pase por la capa del cobre dando de esta manera una capa muy fina que no da mucha ayuda mecánica, pero proporciona menos interferencia a la medida.

Se usó la segunda solución, ya que como explicaremos más adelante, el colocar placa consideramos que nos podría afectar la variación de capacidad.

VI - 6 1er diseño de sensor Astable

El barniz aislante utilizado en esta 1era experiencia fue:

ISALKID SMP-230/AR, el cual es tipo alquídico modificada. [43]

Los barnices del tipo alquídico suele tener una constante dieléctrica relativa de entre 3,5-4,5. [44]

Es decir, comparable a la constante dieléctrica aproximada de la tierra seca, básicamente lo podemos ver como una capa muy fina (unos 0,2 mm) de tierra seca aislante.

Sabemos que el problema no tiene atributos geométricos como para hacer un análisis sencillo y exacto.

Igualmente haciendo una primera y probablemente muy errónea aproximación:

Área Cobre = Largo Cobre × Ancho Cobre = 7,5 cm × 1,05 cm

$$C_{\text{Barniz}} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \approx 8,85 \times 10^{-12} \cdot 3 \cdot \frac{(7,5 \times 10^{-2} \cdot 1,05 \times 10^{-2})}{2 \times 10^{-4}} \approx 100 \text{ pF}^{17}$$

Usando un estimativo de la capacidad de dos conductores coplanares en un fluido (medio plano)¹⁸:

$$C = \frac{Q}{2V_0} = \frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{\pi} \ln \left[\left(1 + \frac{w}{a} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{w}{a} \right)^2 - 1} \right] \quad \text{con } l \gg w \gg a,$$

Ecuación 1 - Capacidad de dos conductores planos en medio

ϵ_0	8,85E-12	Constante Vacío
ϵ_r	80	Constante Dieléctrica
l	7,60E-02	Largo del conductor
W	1,08E-02	Ancho del conductor
$2a$	2,20E-03	$2a$ = Separación de las placas
A	1,10E-03	Media separación (simetría axial del modelo)

Tabla 21 - Datos de las puntas

Tenemos que para el agua, es, tomando como su constante dieléctrica 80 (dependerá de la frecuencia y temperatura), la capacidad que hay entre las placas con las medidas usadas previamente y una separación de 2,2mm (medio plano): $C \approx 105 \text{ pF}$

Esto significa que para una variación de humedad del 1% seguramente tengamos una medida del orden del picofaradio.

Y en el rango medido andaríamos entre 6 pF y 30pF¹⁹ si no consideramos los dieléctricos que aparecen (placa de circuito [FR-2](#) o [FR-4](#) y cubierta superior: barniz o epoxy)

¹⁷ Esta ecuación es la de placas paralelas infinitas, en el que el campo eléctrico es igual a lo largo de la placa, en este caso disminuye con la distancia al eje de simetría.

¹⁸ Ecuación tomada de [72]

Considerándolos, usando la aproximación de placas paralelas y la Ecuación 1 para los datos del 1er prototipo, andaríamos en el rango de 6 a 23pF.²⁰

Analicemos esto a partir de la siguiente figura:

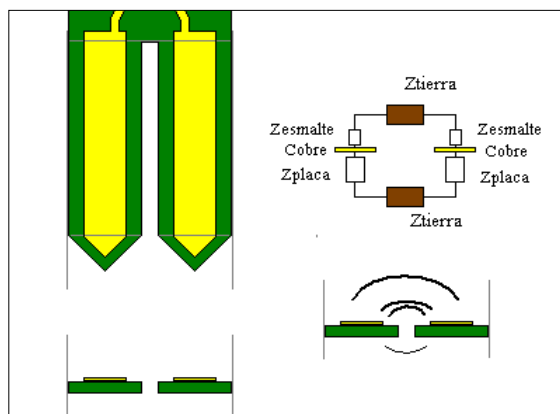


Figura 50 – Diagrama de componentes discretos Esmalte vs Placa (Tierra muy húmeda)

Tomamos medio plano ya que consideramos que la capacidad de la placa es mucho menor (el FR-4 tiene una constante dieléctrica similar (4.70 máx., 4.35 @ 500 MHz, 4.34 @ 1 GHz) y un grosor mayor (de unos 1,6mm) lo cual da una impedancia mucho mayor, por lo que se puede considerar que el flujo seguramente quede bastante asimétrico para permitividades mayores a la placa FR-4 ($\epsilon_r=4,7pF$) .



Figura 51 - Diagrama discreto para tierra con permitividad baja (Tierra seca)

Este análisis previo justifica brevemente nuestros temores de usar una placa por arriba de la anterior en lugar de una capa gruesa de material aislante, lo cual era lo implementado por el sensor comercial, solución robusta y sencilla, ya que dudamos de nuestra capacidad de medir magnitudes tan pequeñas.

¹⁹ 30pF corresponde a $\epsilon_r = 22,5$ usando el modelo de la Ecuación 1. (35% de Humedad según Topp)

²⁰ En esta aproximación estamos suponiendo que uno agrega el esmalte lo cual no es conceptualmente correcto, uno en realidad reemplaza materiales. Es por esto que en el rango de baja permitividad en realidad uno espera que el esmalte y el FR-4 sumen permitividad, no que la bajen. Igualmente esto fue un 1er análisis que sirve para dar una idea de las magnitudes a medir.

VI - 6.1 1^{er} prototipo Astable



Figura 52 - Foto del 1^{er} prototipo del Astable

Este modelo implementa la resistencia R del oscilador (ver Figura 36) mediante un potenciómetro para poder facilitar la calibración del dispositivo y ver si su funcionamiento a esas frecuencias sigue lo esperado, un aspecto negativo es que este mismo potenciómetro puede colocar inductancias y capacidades parasitas.

Como se observa, se hizo un diseño reducido en tamaño de manera de reducir efectos parásitos de conductores, también se le hizo valles de tierra. El material sobre el que se hizo la misma fue [FR-2](#) (pentinax)

Y se tomaron ciertos recaudos de distancias entre pistas, etc., ya que el mismo iba a hacer realizado por estudiantes no muy experientes en la tarea.^{21 22}

Tampoco este diseño contemplo capacitores de bypass, recomendados para los circuitos integrados de alta velocidad, por más información ver [45] [46] [47]

En la Figura 53²³ observamos el diseño del board, este fue hecho usando el software [Eagle](#).

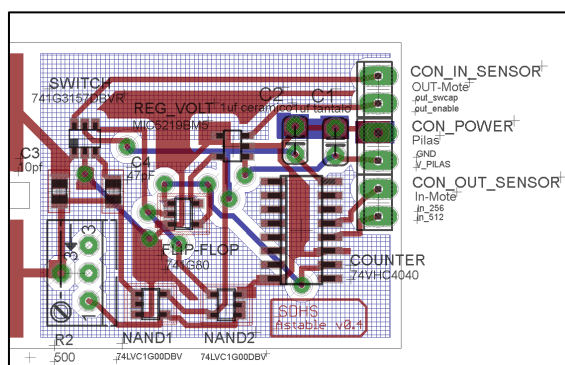


Figura 53 - Board del 1^{er} prototipo completo construido

Por más información ver [48].

²¹ Nosotros. La inexperiencia en la tarea hizo que este diseño constara de 9 vías.

²² Fue el 1er soldado de SMDs [74] [75] para el estudiante que las realizo.

²³ El plano de tierra de atrás aparece 'hatcheado' en la imagen a modo visual.

Este diseño también sirvió para recabar información sobre el rendimiento máximo (frec. máx.) del contador el cual no estaba definido a ese voltaje.²⁴

El lector interesado encontrara las primeras calibraciones y pruebas del 1er prototipo en el Anexo VII, pág.213.

Una vez hecho este análisis previo, se procedió a sustituir el potenciómetro por una resistencia PTH de 1/8 Watt de 560 Ohm y a realizar una última calibración, ya con circuito previo a ser enterrado, es decir, con el recubrimiento que lo aísla.

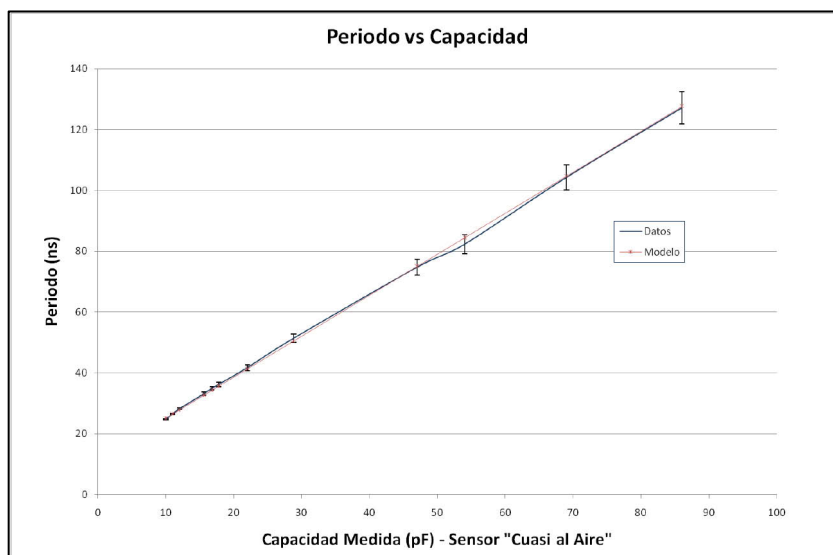
Se eligió un valor de 560 Ohm, tanto en esto como en la 3er prueba por lo visto en las 1eras pruebas, trabajando aun a una alta frecuencia debido a consideraciones teóricas en el campo de medida de humedad, pero seguro de que no se presentaban efectos extraños en el circuito.

Esta decisión se tomo considerando que para esta resistencia nos colocábamos en una región en donde vemos que lo visto sigue lo modelado, y en una situación con bastantes datos que nos dieran seguridad.

Igualmente, para este valor obtendríamos frecuencias de arranque de 40Mhz, bajando hasta unos 10Mhz, lo cual nos posibilita trabajar en el rango requerido de frecuencias.

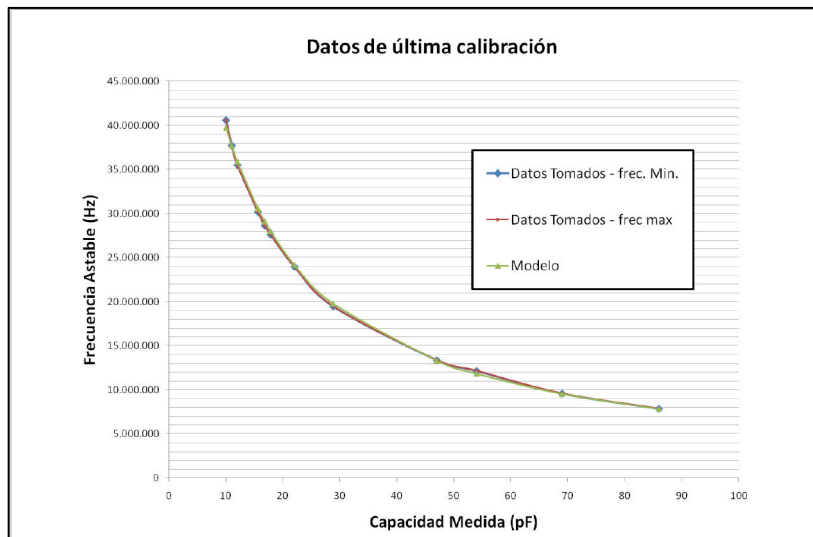
Colocada la resistencia, la parte de la circuitería se sello mediante macilla epoxy y cinta autosoldante. Ver Figura 120, pág.217.

VI - 6.1.1 1er Prototipo - Última calibración



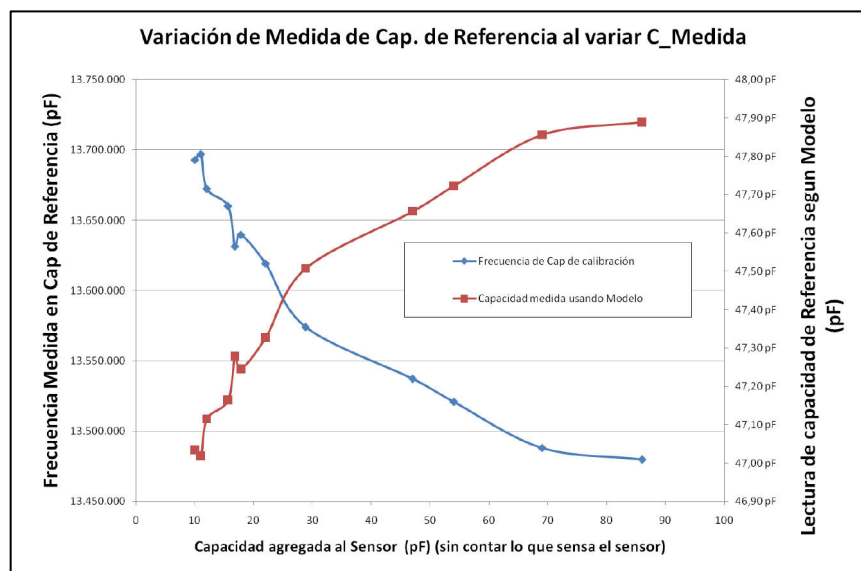
Gráfica 12 - Ajuste del Modelo a los datos tomados

²⁴ El contador está trabajando al voltaje mínimo recomendado de alimentación dado por el fabricante.



Gráfica 13 - Última Calibración - Datos máx, mín, y modelo

Vemos que el modelo hallado se ajusta bastante bien a este caso también considerando que las capacidades usadas para la calibración son al 10%²⁵. También hay que considerar la posible incertidumbre que agrega la medida del sensor “cuasi al aire”²⁶.



Gráfica 14 - Última Calibración - Variación Cap. de Calibración

También se observa algo que no contemplamos bien en el diseño. Que fue la variación de la medida de la capacidad de calibración.²⁷

²⁵ Bastante bien se comportaron para sus incertidumbres.

²⁶ Se busco en lo posible una medida de sensor siempre constante poniendo en el mismo lugar, igualmente no estábamos contemplando totalmente su área de sensibilidad.

²⁷ El planteó se realizo en un modelo parecido, con el switch ubicado del otro lado de la capacidad medida, ahí parecía que el modelo era eficaz independizando las medidas. Cosa que tampoco es tan cierta.

También hay un punto que parece descolocado, consideramos que fue un descuido en la colocación del sensor, sumado a mayores incertidumbres en la medida, como la lectura de frecuencia del mote, etc.

Haciendo análisis en Spice, y estudiando nuevamente nuestro diseño, nos dimos cuenta que esta variación se debe a como queda la otra capacidad en el tiempo de carga y descarga planteado en la ecuación.

$$\tau = R.(C_{REF} + C_{PARA}) \text{ con } C_{PARA} = C_{IN_INV1} + (C_{Tierra} \parallel C_{SWITCH_OUT-OFF})$$

Su capacidad vista de carga (ver Figura 44) aun sigue dependiendo de la capacidad de la tierra.

Luego de esto se procedió a barnizado, secarlo, y a esperar el curado químico, de 24hs. para que estuviera listo para las medidas en tierra.



Figura 54 - Proceso de barnizado según instructivo.

VI - 6.2 Medidas en la tierra del 1er prototipo



Figura 55 - 1er prototipo barnizado y EC-5 listos para las pruebas

VI - 6.2.1 Medidas en los líquidos

Con este primer prototipo, previo a las medidas en la tierra, se quiso hacer alguna calibración en líquidos, de manera de empezar a tener datos del área abarcada por el sensor, tener alguna referencia de datos, etc.

Medida	Frecuencia	Cap. Sensor	Cte. Rel	k*
Sensor al aire	40.075.264 Hz	-0,15 pF	1	---
Sensor en agua dest.	12.386.304 Hz	41,21 pF	80	0,52
Sensor en agua dest.	12.288.000 Hz	41,69 pF	80	0,53
Sensor en agua dest.	12.238.848 Hz	41,94 pF	80	0,53
Sensor en agua dest.	12.238.848 Hz	41,94 pF	80	0,53
Patas en agua destilada	12.255.232 Hz	41,86 pF	80	0,53
Media pata en agua destilada	16.498.688 Hz	26,29 pF	-	---
Sensor al aire mojado	40.108.032 Hz	-0,16 pF	1	---
Sensor en glicerina	15.876.096 Hz	28,06 pF	47	0,61
Sensor en glicerina	15.892.480 Hz	28,01 pF	47	0,61
Glicerina solo patas	15.859.712 Hz	28,10 pF	47	0,61
Glicerina media pata	20.217.856 Hz	18,02 pF	-	---
al aire recién sacado	39.583.744 Hz	0,08 pF	1	---

Tabla 22 - Medida en líquidos - 1^{er} prototipo

Temp. Trabajo	unos 18°	
agua dest	1lt	
cte diel		88 a 0°
		80 a 20°
glicerina	1 lt	
cte diel		41,2 a 0°
		47 a 20°
		42,5 a 25°

Tabla 23 - Permitividad de líquidos

Se observa que la primera medida al aire que es contradictoria con nuestra calibración al aire anterior en -0.15pF, ya que debería dar 0. Esta capacidad medida es el resultado de la función hallada en la calibración final (ver 0, pág. 84) a la cual se le resta 10pF correspondientes a la capacidad que tiene el sensor en paralelo. (Ver VI - 4.1.2, pág. 67)

Esta medida podría servir para ver el efecto del agregado de barniz, pero considerando la potencial incertidumbre de esas medidas ya que no consideramos nuestras medidas del sensor al aire suficientemente fiables como para hacer comparaciones.

Esto mismo se observa al notar que cada medida de la misma no es demasiado estable.



Figura 56 - 1^{er} Prototipo saliendo de la glicerina

Notas al respecto de las medidas

A partir de la Tabla 22 observamos:

Aunque las medidas no cuentan con gran precisión, parece ser despreciable el efecto por arriba del sensor en fluido de alta constante dieléctrica, lo que es esperable.

También se observa cierta variación en las medidas con los líquidos registradas

Aquí pueden haber varias hipótesis, mal pulso de quien sostenía el sensor, también puede que el barniz tuviera un nivel relativamente significativo de absorción del líquido, modificando de esas maneras sus propiedades. En el caso de la glicerina podría haber quedado algún resto de agua mezclada.

Lo otro a considerar es que si uno considera despreciable el pertinax como dieléctrico y el esmalte, y busca sacar la constante k geométrica que vincula permitividad y capacidad.

Aplicando para este caso:

$$k = \frac{\epsilon_{\text{liquido}} - \epsilon_{\text{aire}}}{C_{\text{liquido}} - C_{\text{aire}}}$$

Vemos que la constante no es la misma. Como era de esperarse, ya que están los dieléctricos debidos al barniz y pertinax.

$$\epsilon = \epsilon' + i \epsilon''$$

Frequency	0°C		25°C		50°C	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
0	87.90	0.00	78.36	0.00	69.88	0.00
1 kHz	87.90	0.00	78.36	0.00	69.88	0.00
1 MHz	87.90	0.01	78.36	0.00	69.88	0.00
10 MHz	87.90	0.09	78.36	0.04	69.88	0.02
100 MHz	87.89	0.91	78.36	0.38	69.88	0.20
200 MHz	87.86	1.82	78.35	0.76	69.88	0.39
500 MHz	87.65	4.55	78.31	1.90	69.87	0.98
1 GHz	86.90	9.01	78.16	3.79	69.82	1.96
2 GHz	84.04	17.39	77.58	7.52	69.65	3.92
3 GHz	79.69	24.64	76.62	11.13	69.36	5.85
4 GHz	74.36	30.49	75.33	14.58	68.95	7.75
5 GHz	68.54	34.88	73.73	17.81	68.45	9.62
10 GHz	42.52	40.88	62.81	29.93	64.49	18.05
20 GHz	19.56	30.78	40.37	36.55	52.57	28.99
30 GHz	12.50	22.64	26.53	33.25	40.57	32.74
40 GHz	9.67	17.62	18.95	28.58	31.17	32.43
50 GHz	8.28	14.34	14.64	24.53	24.42	30.47

Tabla 24 - Permitividad dieléctrica del agua a varias frecuencias y temp. [49]

También quedan las incertidumbres de si la glicerina, para la frecuencia medida no tendrá una variación de la permitividad respecto a la permitividad obtenida.

También el hecho de que no obtuvimos una buena medida sobre la temperatura de los líquidos.²⁸

VI - 6.3 Medidas en la Tierra

Una vez realizadas las medidas en los líquidos, se procedió a medir la tierra.

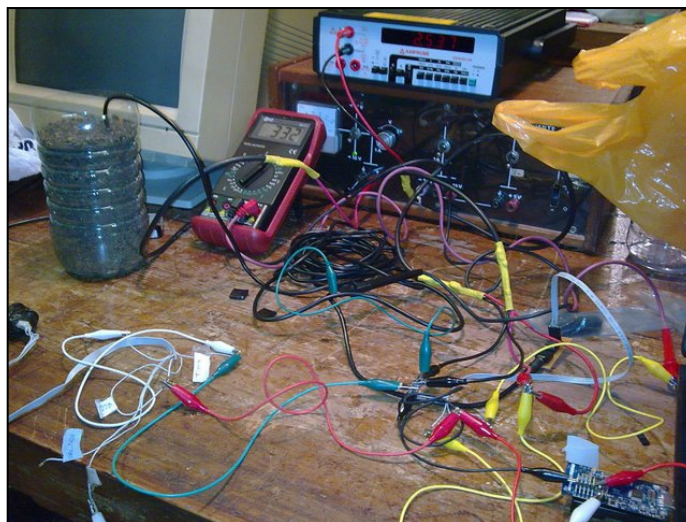
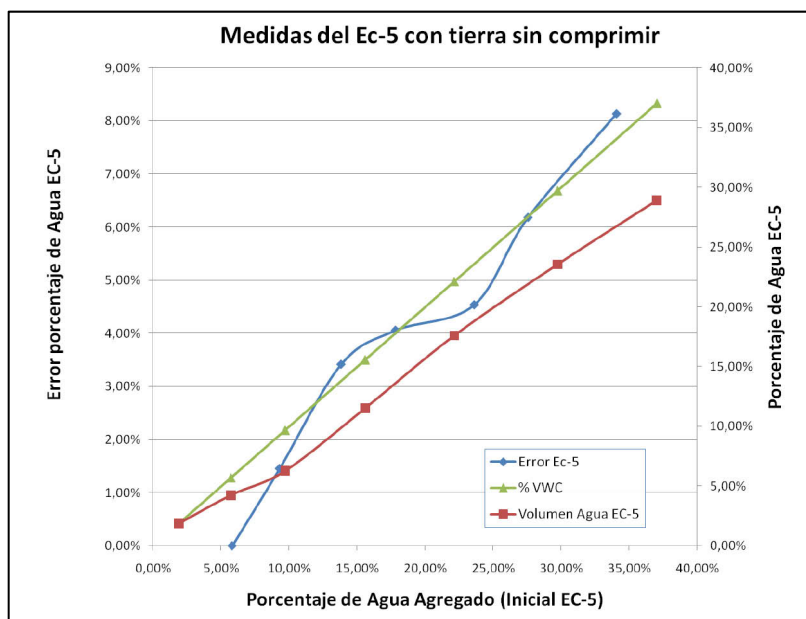


Figura 57 - Midiendo la tierra

²⁸ Se intento usar un termostato que formaba parte de un multímetro, pero las cifras registradas no parecían coherentes.

Se realizaron nuevamente medidas con y sin la tierra comprimida. En parte como verificación de las impresiones previas con el sensor comercial y un poco por olvido y descuido de lo aprendido antes.



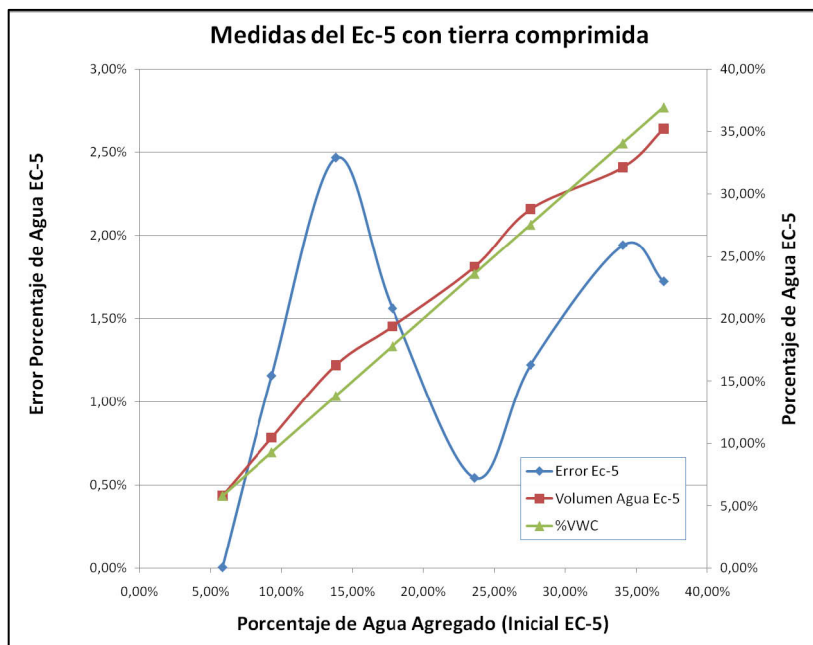
Gráfica 15 - Medidas en tierra sin comprimir EC-5

Nuevamente se observan medidas en el sensor comercial que se alejan de las “reales”²⁹ observando un error que va aumentando al irnos alejando del punto inicial que supusimos como real obteniendo al final un error mayor al 8% de VWC.

Como la tierra no estaba bien comprimida, estos valores diferían de los reales.

Probablemente la diferencia era mayor en los valores iniciales donde la tierra seca, y quizás no tanto después donde el agua de alguna manera ayuda a comprimirla.

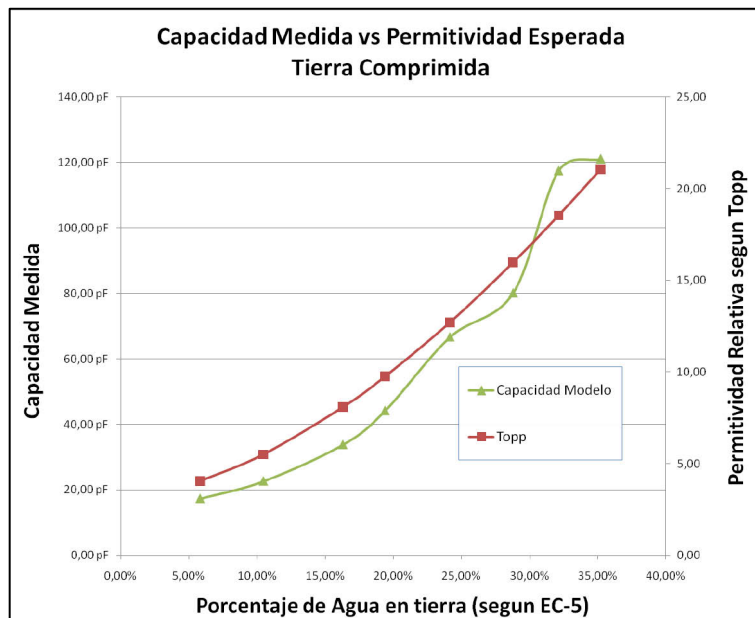
²⁹ reales, pero considerando como punto de partida el comercial.



Gráfica 16 - Medidas de VWC respecto a EC-5 - Tierra comprimida

Viendo la Gráfica 16, se observa como concuerda mucho más a la relación VWC hallada empíricamente por nosotros (a partir del valor inicial del sensor comercial) y la dada por el sensor.

Con los datos hallados buscamos ver, si, considerando nuestro sensor con una constante k geométrica que vinculara a la capacidad con la constante dieléctrica, nuestros datos se parecían al modelo de Topp [5]. De ahí surge la siguiente gráfica.



Gráfica 17 - Capacidad Medida vs Permitividad según Topp

Observando la Gráfica 17 sin mayor detenimiento, se podría llegar a decir que el funcionamiento del sensor es muy bueno, ya que sigue un comportamiento similar a la teoría de Topp.

Ya realizando una segunda lectura, se observa que la medida que se hizo anteriormente del agua destilada (ver Tabla 23) (constante dieléctrica relativa de aprox. 80) nos da una capacidad medida de 51pF.

Sin embargo en esta ultima gráfica se observa, midiendo la tierra, una permitividad relativa de aprox. 20 según Topp, correspondiente a una lectura de nuestro sensor de 120 pF.

Suponemos que esta diferencia entre lo que esperábamos medir y lo medido fue debido a una rotura en la aislación en el sensor lo cual generó lecturas distorsionadas.

Al concluir las medidas se observó el mal estado de la parte inferior de la punta. Y se procedió a reforzar el barnizado con otra capa antes de tomar más medidas.

VI - 6.4 Ultimas Medidas 1er prototipo

Sin aún percibir la contradicción que implicaban las primeras medidas, más bien entusiasmados por los resultados, se repasó el barniz para continuar con nuevas mediciones.

En el secado de las tierras utilizábamos hornos convencionales, teniendo en cuenta, por ejemplo, que la temperatura mínima de uno es 150°C según el indicador.³⁰

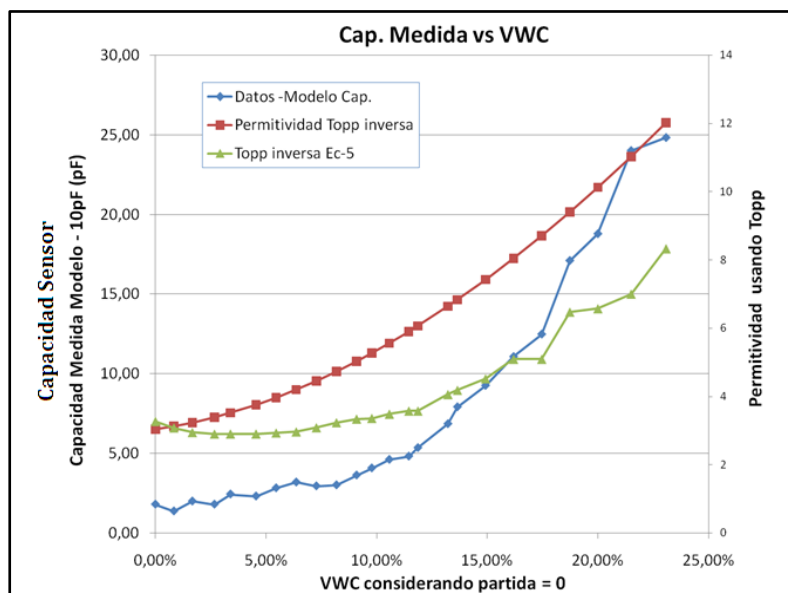
En este caso la tierra atravesó un intensivo proceso de secado. El Ec-5 daba negativa la lectura (-8%)



Figura 58 - Agregando el agua a cuentagotas a la tierra seca³¹

³⁰ También se hicieron pruebas calentando la tierra en microondas, pero se desaconsejan.

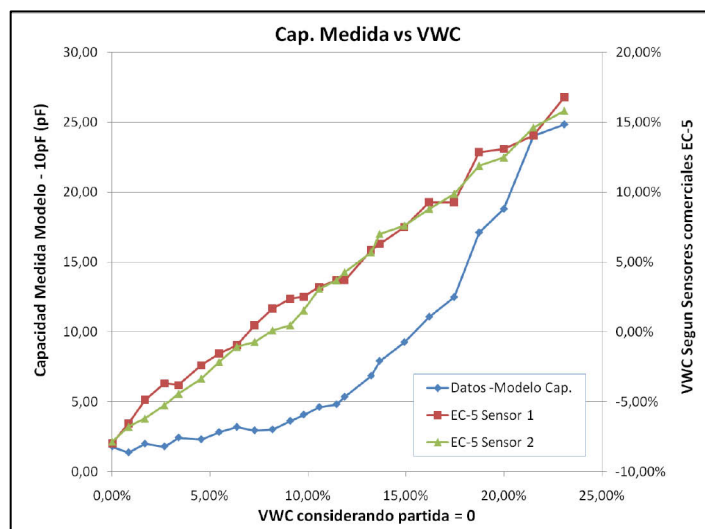
³¹ Luego de esto se hace el mezclado buscando que el agua se esparza homogéneamente en la tierra.



Gráfica 18 - Ultima prueba del 1^{er} prototipo del Astable - II

Observando la Gráfica 19 se observa, en primer lugar, que los sensores comerciales se comportan de manera aproximadamente lineal. Se observan sin embargo algunas medidas dispares. Creemos que son como factor dominante, debido a las irregularidades del objeto a medir. (La tierra “homogéneamente húmeda”³²)

Cabe mencionar que entre medida de sensores se acondiciona la tierra (se la mezcla y comprime) de manera que el anterior sensor introducido no genere espacios de aire que alteren la medida siguiente.



Gráfica 19 - Midiendo VWC - Capacidad Medida

Observando los gráficos anteriores, y nuevamente comparando con la prueba de dieléctricos, parecería que aun estamos siendo influenciados por algún efecto conductivo o de alteración de las propiedades de las capas de barniz o por lo menos eso parecería comparando con Topp, igualmente el

³² Es claro que por más que nos esforzamos, nuestro método y la tierra con sus bemoles, impiden que logremos del volumen, a medir, una estructura homogénea.

valor de capacidad medida fue bastante menor al obtenido contrastándolo con las 1eras medidas en tierra. (Contrastar con Gráfica 17)

Observando el estado final del sensor (Figura 59) esto parece ser muy probable, ya que el estado del barniz era dudoso.

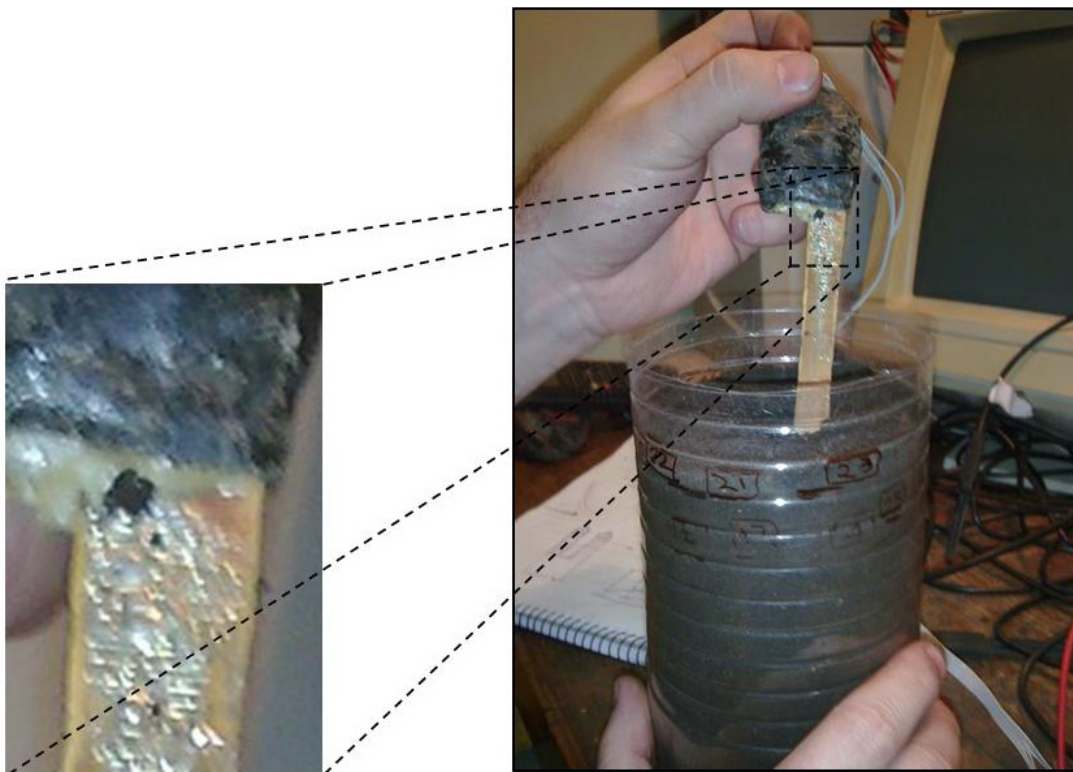


Figura 59 - 1^{er} prototipo: Su última medida

En la Figura 59 observamos como el prototipo luego de su última medida. Hay que contemplar que cualquier inserción apenas descuidada en la tierra, y más por la fragilidad mecánica de las puntas, generaba que las patas pudieran tender a abrirse.

Se observa el resquebrajamiento del material.

Esto plantea que a pesar de parecer cumplir su función aislante relativamente bien en esta segunda prueba, no cumple con las características mecánicas que merece un sensor de fácil uso, es decir, necesita una mejora.

Como veremos más adelante, en el capítulo VIII, se presento una mejora a esta situación.

VII Comunicación con el Mote

El sensor diseñado debe ser conectado a un dispositivo que alimente, maneje las señales de control y permita la lectura de la señal de salida del divisor. Luego, medir la frecuencia de la misma y a partir de un procesamiento adecuado de acuerdo a la teoría vista en capítulos anteriores sea posible obtener el porcentaje volumétrico de agua (VWC).

Para el proyecto nos planteamos desarrollar una interfaz básica para permitir obtener la medida y el procesamiento de los datos con un Mote, específicamente el modelo TMote Sky [50]. Los Motes son dispositivos de muy bajo consumo, diseñados especialmente para ser utilizados en redes de sensores inalámbricas.

Al diseñar una interfaz entre el Mote y nuestro sensor, surge la posibilidad de integrarlo a una red de sensores. Además, al permitir que el sensor se alimente desde la misma fuente que el Mote, es posible su instalación para una operación desatendida. Se podrían recolectar datos y enviarlos a un servidor central, generando la opción por ej. del monitoreo de un amplio terreno sin que se requiera operación del sensor in situ.

Como complemento para el proyecto, se diseñó adicionalmente una interfaz que permite la toma de medidas con el sensor Decagon EC-5 con el Mote, sensor utilizado como referencia comercial durante el proyecto.

La comunicación con el sensor comercial se desarrollará en una sección independiente, describiendo de aquí en más la operación y conectividad respecto al sensor desarrollado en nuestro proyecto.

En el Anexo VIII - página 219, referente al Mote, se puede consultar un ejemplo de aplicación de la interfaz desarrollada a continuación.

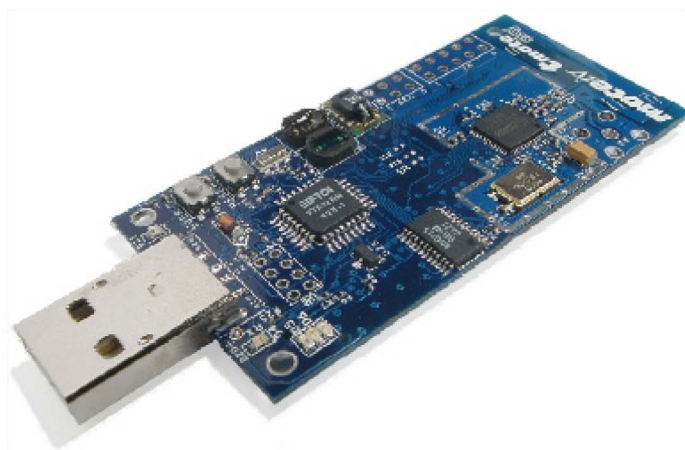


Figura 60 - TMote Sky [50]

VII - 1 Características del Mote

Nos enfocaremos a continuación en las características del dispositivo que son de interés para nuestro proyecto.

El Mote consta de un procesador Texas MSP430f1611 como unidad central de proceso (CPU) [51]. A continuación detallamos las principales características del CPU relevantes para la toma de medidas de nuestro sensor:

- Bajo voltaje de alimentación: 1.8 V . . . 3.6 V
- Consumo extremadamente reducido:
 - Active Mode: 330 μ A a 1 MHz, 2.2 V
 - Standby Mode: 1.1 μ A
 - Off Mode (retención en RAM): 0.2 μ A
- Conversor A/D de 12-bit con referencia interna de voltaje
- Dos conversores D/A con resolución de hasta 12-bit
- Dos Timer de 16-bit

Para utilizar varias de las funcionalidades del CPU el MOTE cuenta con dos Puertos de expansión, que presentan el siguiente Pin-Out:

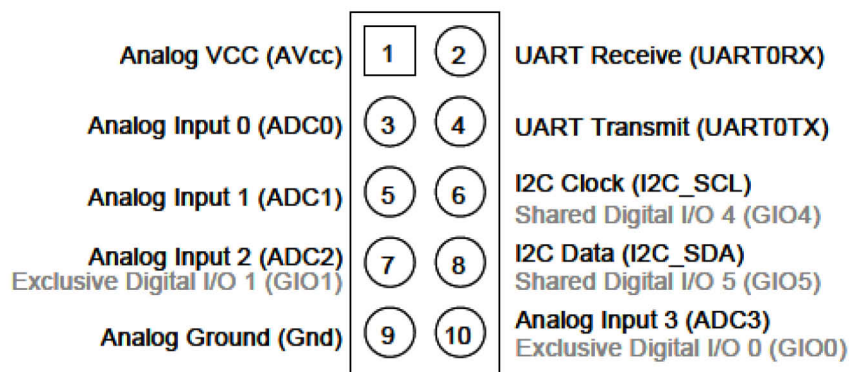


Figura 61 - Puerto de expansión 1 [50]

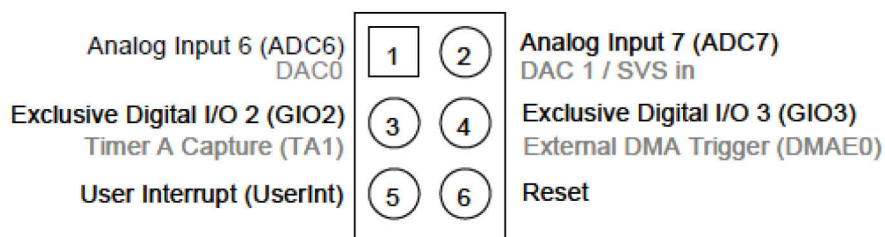


Figura 62 - Puerto de expansión 2 [50]

Para la interfaz con el sensor utilizaremos los pines que se describen a continuación:

Puerto 1:

Pin	Nombre	Descripción
1	Avcc	Conexión a la alimentación del sensor
9	Gnd	Conexión a tierra eléctrica del sensor

Tabla 25 - Puerto1: Pines del Mote utilizados en la interfaz con el sensor

Puerto 2:

Pin	Nombre	Descripción
1	DAC0	Control del Enable de la alimentación del sensor
2	DAC1	Control del switch que selecciona entre capacidad de calibración o medida de la sonda
4	GIO3	Entrada para recibir la señal desde el divisor del sensor. Este pin admite la habilitación de interrupciones al procesador

Tabla 26 – Puerto2: Pines del Mote utilizados en la interfaz con el sensor

Otros pines útiles para trabajar con el Mote:

5	UserInt	Conectado al pulsador sobre la placa misma para generar una interrupción manual
6	Reset	Reset del Mote. Conectado al pulsador sobre la placa para realizar un reset manual

Se utilizaron los DAC para el manejo de señales digitales ya que de esta forma era posible utilizar solamente el conector de expansión 2 para ambos sensores, dejando disponible para otros usos el conector 1. Si se utilizaron del conector 1 los pines de Vcc y Gnd, pero estos perfectamente pueden ser compartidos por distintos dispositivos de expansión.

VII - 1.1 Comunicación

Si bien el Mote está diseñado para ser utilizado integrado en redes de sensores inalámbricas, este aspecto no se trabajó durante el proyecto, ya que escapaba al alcance del mismo. Se diseñaron las rutinas y procesos de medida de forma que fuera lo más sencilla posible su futura integración a aplicaciones del Mote que realicen estas y otras tareas.

Por esto, durante el desarrollo del proyecto, se utilizó la comunicación serie con el Mote para la comunicación y programación del dispositivo. Específicamente, se utilizó el puerto virtual serie creado en la interfaz USB del Mote al conectarlo a un puerto del PC, puerto creado gracias al chip FTDI que forma parte del hardware del Mote.

De cierta forma, otra vía de comunicación son los Leds instalados en la placa, ya que estos facilitan el debuggeo de la aplicación, comunicando si se quiere la ubicación dentro de la rutina de ejecución o el estado de ciertas variables según se configure. Existen tres leds montados sobre la placa para este fin, uno rojo, uno verde y uno azul.

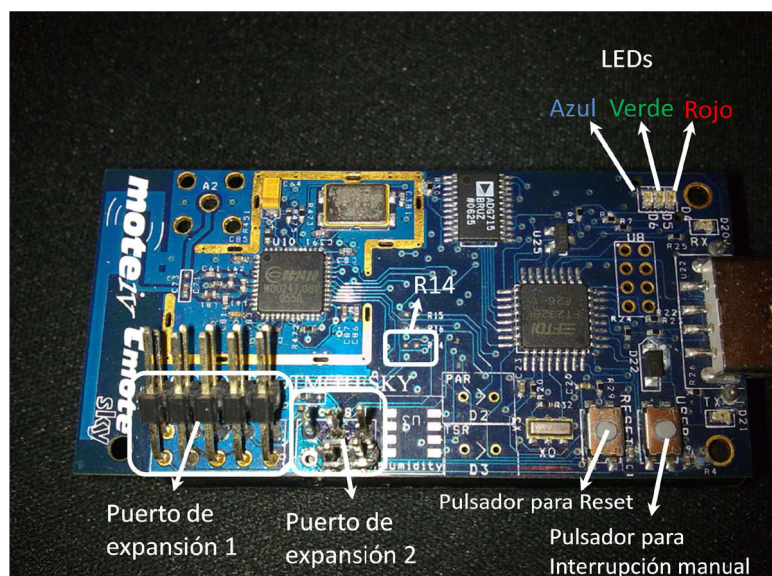


Figura 63- Componentes utilizados del Mote

VII - 2 Esquema funcional para tomar una medida con el sensor

Recordamos que la alimentación y ground del sensor están permanentemente conectadas a la alimentación y ground del Mote.

El procedimiento para tomar una medida del sensor desde el Mote es el siguiente:

- 1) Encendido del sensor. Se levanta la señal de enable del regulador de alimentación del sensor tipo Astable o switch en el caso del sensor tipo Colpitts.
- 2) Se coloca el switch en la posición adecuada para tomar una medida con el capacitor de calibración conectado
- 3) Se cuentan los pulsos a la salida correspondiente del divisor durante un determinado período de tiempo para calcular la frecuencia
- 4) Finalizada la medida, se coloca el switch de forma de habilitar la sonda para medir la capacidad incluyendo la tierra
- 5) Se repite el paso 4)
- 6) Luego de realizar las dos medidas, se procesan los datos para calcular el valor de humedad correspondiente

VII - 3 Implementación en TinyOS

VII - 3.1 Introducción

Una de las grandes ventajas de la utilización del Mote es que el mismo es un diseño creado específicamente para su uso en aplicaciones de redes de sensores inalámbricas y para el cual se han creado aplicaciones y desarrollos específicamente para esta función.

Uno de los principales desarrollos en torno a los Motes -existen de hecho varios modelos de estos dispositivos aparte del utilizado- es la creación de un sistema operativo llamado TinyOS. Este se encarga de proveer una interfaz más accesible a las funciones del hardware del dispositivo, permitiendo realizar desarrollos en forma más rápida y que los mismos sean multiplataforma dentro de la familia de Motes existente (excepto cuando se utilizan funciones muy específicas de alguna de las plataformas, pero en todo caso la interoperabilidad siempre se simplifica).

TinyOS es un sistema operativo RTOS (Real Time Operating System), diseñado para tener un acceso más sencillo a las funcionalidades del Mote y facilitando la integración de las distintas características del hardware, pero agregando el menor overhead posible en la aplicación desarrollada, intentando siempre asegurar un tiempo de respuesta lo más cercano al uso de hardware puro. En esencia, el sistema provee de un scheduler, el cual se encarga de correr en forma síncrona y organizada las diversas tareas que se pueden postear al sistema. Asimismo, existe la posibilidad de generar eventos asíncronos, que corren por fuera del scheduler, generados a partir de interrupciones en el sistema que generan eventos que deben ser atendidos en forma inmediata. Si el evento no es asíncrono, cada tarea posteadada al sistema se agrega a la cola del mismo, asegurándose su ejecución en forma concurrente.

Aclaremos que siempre nos referimos a la versión TinyOs 2.x, ya que la misma cuenta con varios cambios en la arquitectura y filosofías de diseño respecto a TinyOs 1.x.

VII - 3.2 Programación en TinyOS

Una gran ventaja de utilizar TinyOS para programar aplicaciones para el Mote, es que el mismo cuenta con un compilador C (C es el lenguaje utilizado en TinyOS) específico, llamado NesC.

NesC se encarga de verificar en tiempo de compilación que el código generado respete las convenciones que deben seguir los programas desarrollados para TinyOS.

Para comprender cuales son estas convenciones es posible consultar el Anexo VIII – página 219

VII - 3.3 Mote y TinyOS

Como se menciona anteriormente, TinyOS fue diseñado y pensado para su utilización principalmente en Motes. Entre otras cosas, existen especificaciones y código que permite el acceso al hardware siguiendo la filosofía de los programas de TinyOS.

Dicho acceso sigue reglas especificadas en documentos llamados TEPs (TinyOS Enhancement Proposals) [52] los cuales entre otras cosas especifican las reglas, limitaciones e interfaces que deberían respetarse para acceder a los distintos componentes de hardware de las distintas plataformas.

El acceso al hardware se divide en capas, que marcan distintos niveles de “virtualización” en el mismo. Esta estructura recibe el nombre de HAA (Hardware Abstraction Layer). A continuación veremos los distintos niveles dentro de la HAA [53].

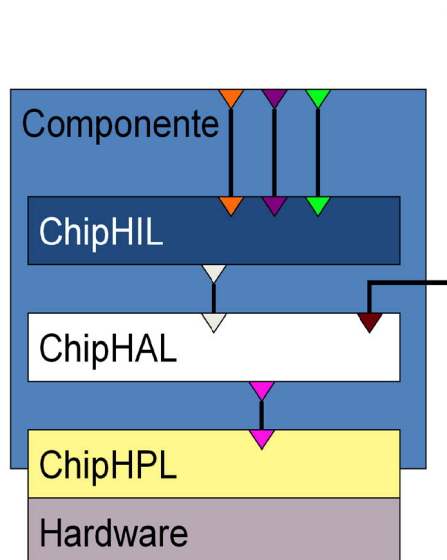


Figura 64 - Virtualización del hardware en TinyOS [54]

- HPL (Hardware Presentation Layer): Es la capa más básica. Aquí se construye la mínima interfaz en software que permite el acceso al hardware (pins, registros, etc.). En general en esta etapa no existen estados (variables) más que los correspondientes al propio hardware.
- HAL (Hardware Abstraction Layer): Esta capa se construye sobre la HPL. Provee abstracciones que simplifican el acceso al hardware, pero permiten aún el acceso total a las funcionalidades del mismo.
- HIL (Hardware Interface Layer): A partir de la HAL, en esta capa se crean abstracciones que son independientes del tipo de hardware, por lo cual compilan en cualquier modelo de Mote. Sin embargo en general esto implica un acceso más restringido a las funcionalidades del hardware.

A partir de las abstracciones descritas, en TinyOS se definen componentes con interfaces que permiten acceso a todas o prácticamente todas las funcionalidades del Mote, incluyendo las del CPU. Entre estas pueden nombrarse los Leds del Mote, Uart, ADC y Timers.

Como particularidad, el DAC del MSP430 no cuenta con abstracción de ningún tipo, por lo que para este proyecto se trabajó directamente con los registros que habilitan la operación del mismo en el CPU. No se generó una abstracción para acceder al mismo ya que escapaba a los objetivos del proyecto. Los detalles de acceso se presentan más adelante.

VII - 4 Utilizando el sensor con el Mote y TinyOS

Para facilitar la integración de la aplicación que toma una medida de humedad desde nuestro sensor, se creó un componente que encapsula todo el código para tomar las medidas y configurar el sensor con los parámetros adecuados, presentando hacia afuera una interfaz que permite utilizar de forma sencilla estas funcionalidades.

VII - 4.1 Interfaz SdhsInt

Esta interfaz fue desarrollada para permitir el acceso a las funcionalidades del sensor. La misma fue implementada dentro del módulo Sdhs, es decir, este módulo *provee* esta interfaz, por lo que otros componentes pueden utilizarla mapeando la misma en la configuración correspondiente.

La interfaz ofrece los siguientes *comandos*, detallando los parámetros de los mismos en la sección Módulo Sdhs:

- **estaMidiendo()** - Verifica si se está tomando una medida con el sensor
- **medidaSensor (uint8_t tipo)** - Solicitar una medida del sensor, indicando el tipo de medida. Por defecto se pretende enviar el porcentaje de humedad, pero puede ser útil recibir otros valores intermedios para calibraciones y debuggeo

<i>tipo</i>	Descripción
0	humedad (valor por defecto)
1	Cte. Dieléctrica
2	capacidad sensor
3	capacidad calibración
4	frecuencia sensor
5	frecuencia calibración

Tabla 27 - Tipos de medida del sensor

- **setPoliHumedad (uint8_t sel)** - Setea los parámetros que se utilizaran para la conversión de los valores medidos del sensor a porcentaje de humedad.
- **tipoOscilador (uint8_t osc)** - Cambia el tipo de oscilador que realiza la medida del sensor

La interfaz genera los siguientes *eventos* que deben ser atendidos:

- **medidaReady (uint32_t medida)** - Se dispara cuando la medida esta pronta, siendo **medida** el valor calculado de acuerdo al **tipo** solicitado.

Luego de entender el funcionamiento del módulo Sdhs podremos estudiar más en detalle estos comandos y eventos.

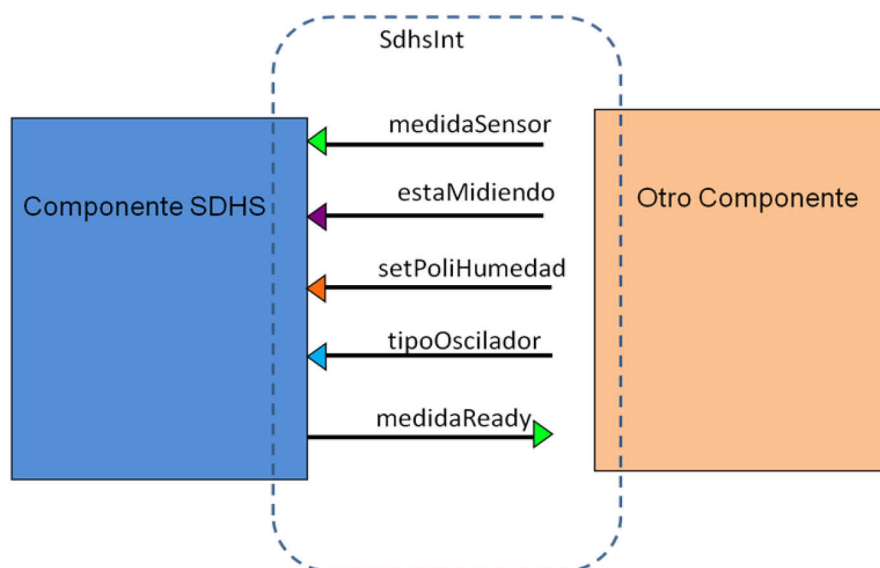


Figura 65 - Esquema de interfaz SdhsInt

VII - 4.2 Módulo Sdhs

Este módulo implementa las funciones detrás de la operación de los comandos de la interfaz SdhsInt. Para su implementación el módulo utiliza interfaces que se interconectan a los componentes que permiten utilizar los elementos de hardware necesarios en el mote.

Las interfaces utilizadas son:

- **Timer<Tmilli>** - Interfaz que virtualiza el acceso a los timers del MSP430. Genera varios timers virtuales a partir de un timer físico del CPU. La etiqueta **Tmilli** indica que los valores ingresados serán en milisegundos.

IMPORTANTE: De acuerdo a las especificaciones del TEP102 relativo a timers, por sencillez en el diseño del hardware, los tiempos se manejan en “unidades binarias” con respecto a un segundo. Es decir, por ejemplo en nuestro caso, esto implica que $1\text{seg}=1024\text{mseg}$. La implementación de esta forma se debe a la disponibilidad en general de un cristal de 32768Hz para la medida de tiempo real. $32768=2^{15}$, mientras que $1024=2^{10}$, por lo que utilizando la definición de segundos planteada, 1 milisegundo equivale a 32 tics exactos del reloj ($32768/1024=32$), lo que permite un manejo más sencillo de las operaciones de tiempo.

Alarm<TMilli, uint16_t> - Esta interfaz permite un acceso más directo al hardware de los timers. Podría decirse que el Timer pertenece a la capa HIL, mientras que la interfaz Alarm permite acceso al HAL, con la principal ventaja que podemos contar un período de tiempo y al finalizar generar un evento ASINCRONO, lo cual nos permite una medida más precisa del tiempo.

- **GpioInterrupt** - Interfaz a nivel HIL para el manejo de interrupciones en el pin asignado. Se debe mapear al módulo genérico para interrupciones del MSP430 (módulo a nivel HAL), y posteriormente mapear este módulo al pin correspondiente mapeando al módulo HPL del I/O del MSP430.
- **Leds** - Permite el manejo de los Leds montados en la placa del Mote. Útiles principalmente para debuggeo de aplicaciones.

Además de estas interfaces, dado que era necesario utilizar el DAC del MSP430 y no existe una interfaz para el manejo del mismo, se estudió el funcionamiento y se manejaron directamente los registros correspondientes para su operación.

VII - 4.2.1 Operación del DAC

El MSP430 cuenta con 2 DACs. El manejo del DAC se realiza mediante el uso de registros, los cuales se describen en el 0 página 182

VII - 4.3 Rutina de medida en TinyOS

El primer comando de la interfaz SdhsInt del cual veremos su funcionamiento es el comando *medidaSensor*. Este comando se ejecuta cuando desde algún punto de la aplicación se desea tomar una medida del sensor. De acuerdo al esquema básico presentado anteriormente para la toma de una medida en el sensor veamos ahora la implementación específica en TinyOS.

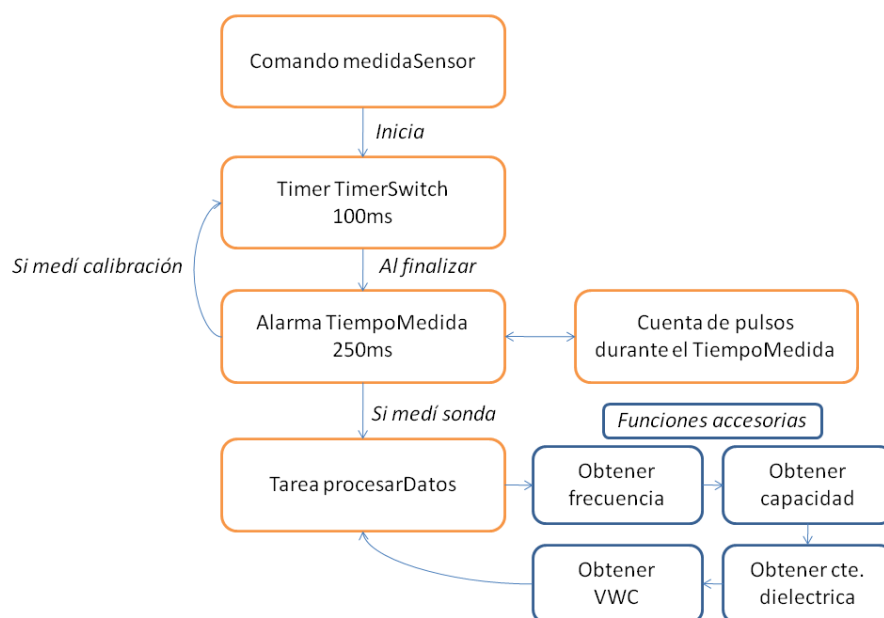


Figura 66 - Esquema básico para la toma de una medida

Cuando se llama al comando, en primer lugar se cambia la variable que lleva el control del estado del sensor, indicando que está ocupado con una medida. Posteriormente se configuran todos los parámetros del DAC para su operación y otros registros para que los puertos correspondientes queden configurados. Utilizando el DAC0 se coloca en su máximo valor para poner un 1 en la habilitación de la alimentación al sensor. Enseguida se utiliza el DAC1 para colocar en 0 la señal que controla el switch de los capacitores del sensor, para conectar el capacitor de calibración.

Luego de esto se inicia una cuenta del TimerSwitch, este Timer utiliza la interfaz Timer<Tmilli> para acceder al Timer del MSP430. Esta cuenta se realiza para dar un tiempo al switch y al sensor para estabilizarse. En nuestro proyecto el timer espera 100ms.

Cuando TimerSwitch finaliza, se inicia una medida de la señal de salida del sensor. Para esto se inicia una cuenta de TimerMedida y se habilitan interrupciones en el pin correspondiente mediante la interfaz GpioInterrupt.

TimerMedida utiliza la interfaz Alarm para un acceso más directo al timer del MSP430. Esto se utiliza principalmente para que al finalizar la cuenta se dispare un evento asíncrono, lo cual nos permite un control más preciso del tiempo de medida.

Durante la duración de este timer se cuentan la cantidad de pulsos recibidos, considerando que cada pulso genera una interrupción en el puerto destinado a tales efectos.

En la sección VII - 4.3.1 página 104 se presenta un estudio más detallado de los tiempos de medida y las interrupciones generadas para realizar las mismas. No se incluyen ahora para no desviarnos del análisis principal de funcionamiento del sensor.

Cuando finaliza TimerMedida, se guarda el resultado y se verifica si la medida realizada fue de calibración o de la sonda. De acuerdo a la secuencia hasta el momento, se realizó la medida de calibración, por lo que se ajusta el DAC para cambiar el switch a la posición de medida de la sonda y se inicia una cuenta del TimerSwitch para estabilizar la señal.

Luego de finalizada la cuenta de TimerSwitch se inicia una nueva medida. Finalizada la medida, al dispararse el evento del TimerMedida, se verifica que ya se tomaron las dos medidas (calibración y

sonda) por lo que se apagan los DACs y el sensor. Paso seguido, se postea la tarea que realizará el procesamiento de los datos.

El procesamiento de los datos se realiza en cascada, dependiendo del tipo de medida solicitado, para no realizar procesamiento innecesario. Es decir, que si por ej. el tipo de medida solicitado es la Capacidad de calibración medida, al llegar a esta etapa, se envía una señal avisando que la medida está pronta, sin continuar el procesamiento. Se escribieron funciones que realizan cada una de las etapas, para mantener más ordenado el código.

Se separaron los cálculos en funciones que realizan cada una de las etapas de procesamiento, para mantener más ordenado el código.

Según el tipo de medida seleccionado, en procesamiento de datos se calcula:

- 1) Frecuencia con capacidad de calibración
- 2) Frecuencia con capacidad de la sonda
- 3) Capacidad de calibración
- 4) Capacidad de la sonda
- 5) Constante dieléctrica
- 6) Porcentaje de humedad

Cálculo de frecuencia: a partir de las cuentas tomadas del puerto se calcula la frecuencia de trabajo de la señal original.

$$f = nCuentas * (1024ms / tiempo_medida(ms)) * 2 * valor_divisor$$

El factor 2 responde al flip-flop existente previo a la entrada del divisor que divide la frecuencia. Valor_divisor es el factor de división elegido para el chip divisor en el diseño del sensor.

Cálculo de capacidad: A partir de la frecuencia obtenida, se calcula la capacidad medida, de acuerdo al tipo de oscilador utilizado.

Cálculo de % de humedad: A partir de los datos calculados se estima el porcentaje de humedad de acuerdo a la teoría desarrollada.

VII - 4.3.1 Detalle sobre medida de la señal de salida del divisor del sensor

El tiempo de medida actualmente es de 256ms, es decir, un cuarto de segundo en tiempo real, recordando que se utilizan unidades binarias en la medida de tiempos en el Mote. Si bien el tiempo de medida es alto, es deseable tener una buena precisión en la medida.

Las interrupciones se configuran para dispararse con flanco de caída. Esto se realiza así porque se observó que el flanco de caída es más estable a la salida del divisor, y más inmune a ruidos en el circuito.

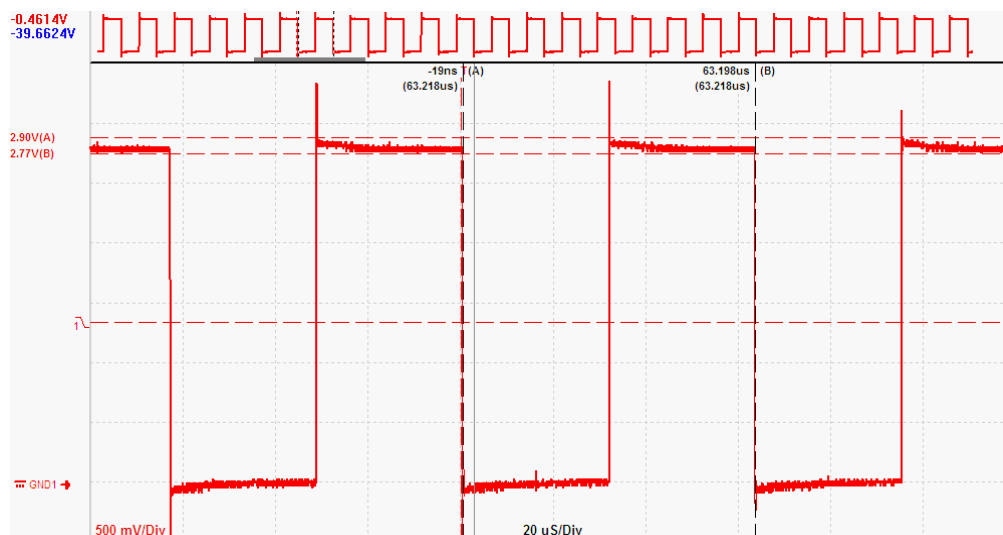


Figura 67 - Muestra de salida del divisor

Cada interrupción que se dispara se incrementa una variable y nada más. A partir del número de cuentas y conociendo el tiempo de medida es posible determinar la frecuencia de la señal medida en un posterior procesamiento. Para maximizar la frecuencia posible de trabajo se debía minimizar el tiempo de procesamiento entre interrupciones, por lo que la rutina debía realizar la menor cantidad de trabajo posible.

Sin embargo, es muy difícil determinar la cantidad de instrucciones de overhead que agrega TinyOS durante la operación, habría que profundizar en el código del sistema y la dificultad de la tarea excedía los objetivos del proyecto. Por esto mismo, se buscó de forma práctica estimar la máxima frecuencia que lográbamos medir sin perder cuentas.

La fórmula para obtener la frecuencia medida (NO la del sensor) es:

$$f = nCuentas * (1024ms / tiempo_medida(ms))$$

Se realizaron una serie de medidas a distintas medidas generadas con un generador de señales y se obtuvieron los siguientes valores:

Frecuencímetro	Cuentas mote (hex)	Frec mote	Error
7120	06f2	7112	0,11%
8341	823	8332	0,11%
10394	a24	10384	0,10%
11325	b0c	11312	0,11%
12162	Bde	12152	0,08%
13263	cf1	13252	0,08%
14306	df5	14292	0,10%
15618	f3c	15600	0,12%
16396	1000	16384	0,07%

17777	1158	17760	0,10%
18495	120b	18476	0,10%
19412	12f1	19396	0,08%
20632	1421	20612	0,10%
21333	14d0	21312	0,10%
22241	15b3	22220	0,09%
23485	16e9	23460	0,11%
24574	17f8	24544	0,12%
25553	15c5	22292	12,76%
24855	1818	24672	0,74%

Afinando un poco más las medidas y para mantener un margen ante eventualidades, determinamos que la frecuencia máxima que mediríamos apuntando a un error inferior al 0,15% no debería superar los 22KHz.

Esto respecto al error por la frecuencia máxima. Tenemos ahora que considerar otro error. La incertidumbre al comienzo y al final de la medición de tiempo. El código inicia el timer y luego habilita interrupciones, con lo que existe un pequeño delay allí difícil de estimar. De igual forma existe un delay al final, ya que finaliza el timer y se detienen las interrupciones posteriormente. Es razonable asumir que se complementen estos tiempos y no se pierda ninguna cuenta, pero al no poder asegurarlo, estimaremos un error constante de +- 1 cuenta, no más ya que la frecuencia de interrupciones es mucho menor a la de operación del Mote.

Esta frecuencia implica que, asumiendo una frecuencia máxima de trabajo de 50Mhz, y recordando que tenemos un F-F dividiendo entre dos la frecuencia previo al divisor (detallado en el diseño de los sensores), deberíamos colocar el divisor en un valor de:

$$(50\text{Mhz} / 2) / 22\text{kHz} = 1136 \xrightarrow{\text{por aproximación}} 2048 \text{ cuentas}$$

En esta posición del divisor, y suponiendo que alcanzaremos una frecuencia mínima de unos 20Mhz, esto implica en cuentas del Mote:

$$(20\text{Mhz} / 2) / 2048 = 4882,8\text{Hz} / 4 = 1220,7 \text{ cuentas}$$

Por lo que en este caso el error de 1 cuenta implicaría un error del orden de 0,08%.

Esto entonces nos inclina por considerar el error máximo en los 0,15% considerados anteriormente.

VII - 4.3.2 Comandos de configuración

La interfaz SdhsInt, además del comando para solicitar una medida y el evento generado al tenerla pronta, provee comandos para configurar parámetros que afectan a la hora de procesar los datos.

A continuación explicamos cómo afecta la invocación de los mismos:

error_t setPoliHumedad (uint8_t sel) – Con este comando se seleccionará el polinomio de ajuste para convertir el valor de constante dieléctrica a porcentaje volumétrico de humedad.

Parámetro *sel*:

- 0- Ecuación de Topp
- 1- Modelo de Roth

El comando devuelve SUCCESS luego de configurar los parámetros

error_t tipoOscilador (uint8_t osc) – Configura el tipo de oscilador utilizado en el circuito del sensor de medida.

Parámetro *osc*:

- 0- Oscilador tipo Astable
- 1- Oscilador tipo Colpitts

El comando devuelve SUCCESS luego de configurar el tipo de oscilador

VII - 4.3.3 Comando de estado

El comando *bool estaMidiendo ()* devuelve el estado de la variable que se maneja durante la medida que indica si el sensor está ocupado. Este comando debería invocarse previo a la solicitud de una medida para asegurarse que el módulo no está aún procesando una medida previa.

VII - 5 Mote y sensor comercial Ech2o EC-5

Como aporte adicional desarrollado en este proyecto, se implementó el hardware y la lógica necesaria para tomar una medida desde el Mote con el sensor comercial EC-5.

Siguiendo una estructura similar, se trabajó en TinyOS, creando una interfaz que permite el acceso al módulo software que se encarga de tomar medidas con el sensor EC-5

VII - 5.1 Implementación en TinyOS

VII - 5.1.1 Interfaz Ec5Int

La interfaz ofrece los siguientes *comandos*, cuyos parámetros se detallan en la sección Módulo Ec5:

estaMidiendo ()

Verifica si se está tomando una medida con el sensor

medidaSensor (uint8_t tipo)

Solicitar una medida del sensor, indicando el tipo de medida. Por defecto se envía el porcentaje de humedad, pero puede ser útil recibir otros valores intermedios para calibraciones y debuggeo

tipo - 0: humedad (*valor por defecto*) 1: Voltaje

setPoliHumedad (uint8_t sel)

Setea los parámetros que se utilizaran para la conversión de los valores medidos del sensor a porcentaje de humedad

G: Generica (*valor por defecto*) M: Mineral C: Maceta R: Rockwool

La interfaz genera los siguientes *eventos* que deben ser atendidos:

`medidaReady (uint16_t medida)`

Se dispara cuando la medida esta pronta, siendo 'medida' el valor calculado de acuerdo al 'tipo' solicitado.

VII - 5.1.2 Módulo Ec5

Dentro de este módulo se encuentran las rutinas que implementan los comandos de la interfaz, con las funciones accesorias para lograr este cometido.

Se utilizan distintos componentes hardware del Mote, los cuales se acceden a través de los componentes diseñados para tal fin en TinyOS. Estos componentes se acceden mediante las siguientes interfaces utilizadas en el módulo:

Timer<Tmilli>: Interfaz que virtualiza el acceso a los timers del MSP430. Genera varios timers virtuales a partir de un timer físico del CPU. La etiqueta Tmilli indica que los valores ingresados serán en milisegundos.

Msp430Adc12SingleChannel: Interfaz para acceder al ADC del MSP430 para tomar medidas en un solo canal (PIN).

Resource: En nuestro caso con esta interfaz controlamos el acceso al recurso ADC, el cual debe solicitarse previo a cada uso ya que se hace la suposición que el mismo pueda estar siendo utilizado.

Leds: Permite el manejo de los Leds montados en la placa del Mote. Útiles principalmente para debuggeo de aplicaciones.

VII - 5.1.3 Rutina de medida en TinyOS

Analizaremos a continuación el funcionamiento de la aplicación al invocar el comando *medidaSensor* de la interfaz para tomar una medida con el Ec5.

En primer lugar, se configuran todos los registros para asegurarse que queden bien habilitados los puertos. En este caso, además de configurar los datos, para asegurarse que se tiene un buen valor, previo a la realización de cada medida se realiza una calibración del DAC seteando el bit correspondiente. Tanto el DAC como el ADC se configuran para utilizar la referencia interna de 2.5V.

Luego de calibrado se configura el DAC para su salida máxima con lo que se enciende el sensor. Luego de esto se inicia una cuenta del TimerEstable, el cual se utiliza para dar un tiempo al sensor para que se estabilice la medida. Actualmente este tiempo es de 20ms

Al finalizar la cuenta del TimerEstable se genera un evento, en este evento se solicita acceso al ADC mediante la interfaz Resource. Si el ADC no está en uso se nos concede el acceso, lo cual genera un evento donde en primera instancia se configura el ADC.

Una vez configurado exitosamente el ADC, se solicita una medida. Una vez que se obtuvo la medida, se genera un evento a través de la interfaz **Msp430Adc12SingleChannel**. Al atender este evento, se solicita otra medida, repitiendo el procedimiento 64 veces para luego promediar el valor y así eliminar el ruido en la medida. El número de repeticiones se toma como potencia de 2, para de esta forma poder dividir mediante un shift, economizando recursos.

Luego de obtener la medida promediada se libera el ADC y se apaga el sensor mediante el DAC. Con el sensor ya apagado, se postea la tarea para procesar los datos obtenidos.

En primer lugar se realiza la conversión del valor promediado del ADC a voltaje. La fórmula para obtener este valor, recordando que utilizamos la referencia interna de 2.5V para la conversión, es:

$$V_{in}(mV) = \frac{MedidaADC * 4095}{2500}$$

Si el tipo de medida solicitada era el voltaje, se dispara un evento medidaReady con este valor. Si el valor solicitado era del tipo % de humedad se aplica a continuación la ecuación correspondiente proporcionada por el fabricante para obtener este valor a partir del voltaje medido.

VII - 5.2 Interfaz hardware EC-5 - Mote

Como mencionamos en el estudio del sensor comercial Ech2o EC-5, la entrada de alimentación del sensor no está regulada internamente, por lo que si no nos aseguramos una entrada regulada, los valores de salida del sensor dependerán fuertemente de la entrada, lo cual hace que el valor medido no sea confiable.

Para asegurarnos que el voltaje entregado al sensor sea estable, utilizamos el DAC del Mote. Con esto, tomando la referencia de 2.5V y trabajando con 12 bit de resolución, podemos alcanzar valores de 2.4994V. Por nuestra experiencia con el sensor, las variaciones de la entrada no se traducían a variaciones lineales en la salida. Es decir, que si tenemos 1mV de variación a la entrada, en la práctica a la salida la variación será inferior a 1mV.

De todos modos siempre tenemos que tener presente que variaciones de 1 o 2mV a la salida se traducen en diferencias de % de humedad que caen dentro de la sensibilidad del sensor, por lo que no son significativas.

El DAC del Mote solo puede entregar corrientes de valor máximo 1mA, sin embargo las especificaciones del sensor comercial indican un consumo de aprox. 10mA a 2,5V. Por lo tanto no es posible utilizar directamente el DAC como alimentación del sensor.

Para conservar la precisión del DAC se diseñó una sencilla interfaz que implementa un buffer mediante un op-amp, el cual es operado alimentado directamente desde la alimentación del Mote, tomando como entrada el DAC y alimentando a su salida el EC-5.

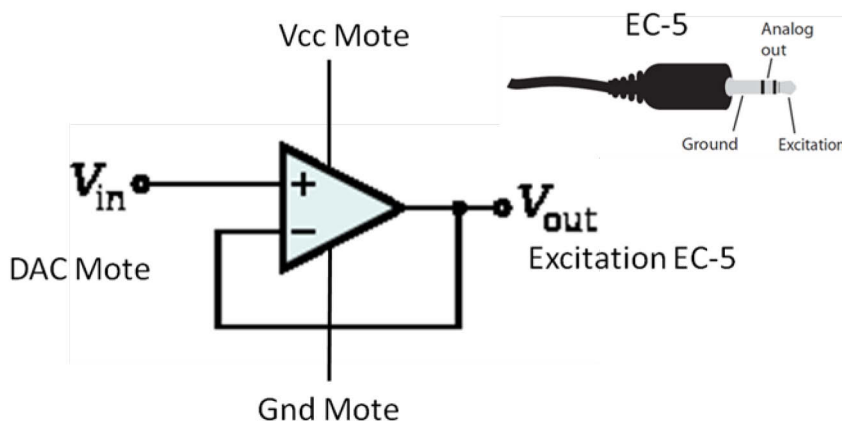


Figura 68 - Esquema buffer

Para implementar este diseño, se construyó una sencilla placa que implementa el buffer y provee de una conexión para poder conectar la salida del sensor al pin correspondiente del Mote.

Adicionalmente, para intentar suavizar un poco el voltaje medido desde el sensor, se agregó una resistencia que complementa el pasabajos interno en el ADC del MSP430, aunque no se logró una mejora significativa en la medida, siendo aún necesario promediar la señal.

El Op. Amp. debía cumplir dos requerimientos:

- Funcionamiento con voltaje inferior a 3V single-supply

- Operación Rail-to-rail
- Capaz de entregar corrientes de salida superiores a 10mA

El segundo requerimiento viene atado al primero. Dado que el sensor comercial debe recibir 2.5V a la entrada, y dado que el Mote se alimenta con dos pilas AA, es decir, con un voltaje no superior a los 3V, la salida del buffer estará muy cercana a sus valores de alimentación, por esto se hace necesario utilizar un rail-to-rail.

La placa se diseñó con materiales disponibles en el medio local, por lo que el Op. Amp. utilizado en el buffer es de empaque PDIP con un consumo de corriente relativamente elevado. El modelo utilizado es el MC33201 [55].

El MC33201 cumple con los requerimientos, destacando las siguientes características:

Voltaje de alimentación: 1.8V – 12V single supply

Voltaje de salida: Gnd+0.15 a Vcc-0.15V @3.3V

Consumo: 0.9mA Typ, 1.125mA max

Corriente máxima de salida: 80mA Typ, 50mA min

VII - 5.2.1 Placa interfaz

Vemos a continuación el diseño de la placa construida.

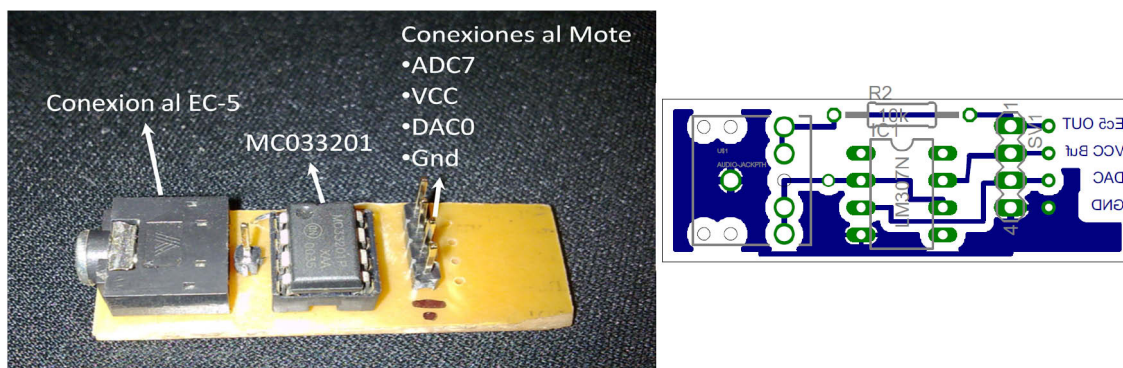


Figura 69- Placa interfaz entre Ec-5 y Mote

VII - 6 Integración de interfaces

En el Anexo X - página 231 es posible consultar un ejemplo de aplicación donde se utilizan las interfaces desarrolladas para la recolección de datos.

También se plantea un conexionado alternativo para poder tener dos sensores conectados directamente al Mote sin compartir pines (excepto Vcc y Gnd).

VIII Caracterización de diseños finales de sensor SDHS

Como última instancia en el desarrollo del proyecto, se enviaron a fabricar prototipos finales de los sensores diseñados, obteniendo prototipos operativos, los cuales serán caracterizados a continuación.

Se tomarán medidas con los mismos y se compararán con valores obtenidos con el sensor comercial EC-5.

Para el desarrollo de toda esta etapa final fue posible utilizar el Mote para las mediciones tanto de los sensores desarrollados como del sensor comercial EC-5.

VIII - 1 Aislación y protección mecánica de las puntas

Básicamente, como se mencionara más adelante, para este caso se empleo resina epoxy, además de una capa de barniz, por necesidad de mayor protección mecánica y también, por tener propiedades químicas más conocidas y seguramente mejores a las del barniz³³ tomando en cuenta la literatura [44].

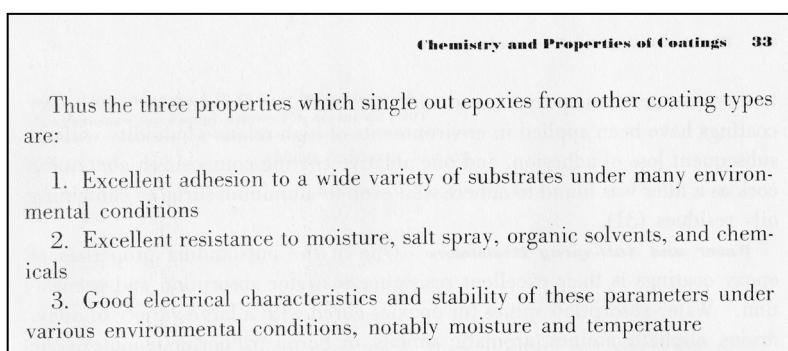


Figura 70 - Propiedades del Epoxy - Extracto de Referencia [44]

El epoxy utilizado es de [KUKDO Chemical Industry Co. Ltd](#), y fue adquirido en Mont-Rago Ltda.



Figura 71 - Resina Epoxi KUKDO YD-128 y Epoxy Rápido UHU

³³ Se intento vía e-mail recibir más información sobre las propiedades químicas, pero sin recibir respuesta.

También se uso un epoxy de curado rápido del cual no se obtuvieron datos con información relevante química-eléctrica.³⁴

La hoja de datos del mismo está disponible en la web [56]. Ahí están mencionadas sus propiedades para distintos endurecedores (o agentes curadores).

Como datos a mencionar, es que en la mayoría de los casos, para obtener muy buenas propiedades se requiere de un curado a alta temperatura (con otros endurecedores), por lo que podría ser necesario redefinir el orden de la creación de la placa para poder aplicarle alta temperatura.

A temperatura ambiente la hoja de datos manejaba tiempos de curado de 7 días.

Esto es muy importante a la hora de los tiempos de fabricación. En el caso de estos sensores donde más se hizo hincapié en la colocación del epoxy fue en el comienzo de las puntas, debido a la mala experiencia pasada con el 1^{er} sensor Astable.

Básicamente se aplico una primera capa de barniz. Sobre esto se aplico una capa de epoxy, sobre toda la superficie superior, donde estaba el cobre.

Esta capa fue relativamente fina para no perder mucha sensibilidad, y como se menciona, se intento hacer más abultada y mecánicamente robusta en la unión entre las puntas y la caja.

Estos últimos diseños están hechos sobre FR-4.

VIII - 2 Volumen de Cobertura del Sensor

Se tomaron medidas, inspirados en el método planteado en [57], consistente en sostener el sensor al aire y acercar un volumen de agua al mismo, tomando nota apenas el volumen estaba a una distancia suficiente para causar una afectación en la medida del orden pretendido.

Para el sensor en el aire, se consideramos el radio de sensibilidad en el cual se observa un 5% en el cambio de la medida. Trabajamos con el 3er prototipo del Colpitts que no llegó a transformarse en sensor efectivo de tierra.

Esto nos da una idea del área de influencia estando en un medio de baja constante dieléctrica. Este será el caso de mayor influencia, ya que al aumentar la constante, la densidad de energía se reparte de forma más compacta.

Groseramente podemos decir que al disminuir la constante dieléctrica el campo eléctrico no tiene tanta libertad para avanzar, por lo que busca otros caminos, alejándose de las puntas del sensor.

El sensor estaba hecho sobre una placa de FR-2 (Pertinax®).

Se hicieron pruebas con y sin una placa de FR-2 arriba.

Los datos obtenidos hablan de:

Radio de influencia con FR-2 arriba $\approx 5,5$ cm

Radio de influencia sin FR-2 arriba ≈ 8 cm

La influencia hacia los abajo con placa fue de

Abajo de las puntas $\approx 0,5$ cm

³⁴ Igualmente por sus propiedades de curado rápido y a temperatura ambiente, seguramente sea con agente curador tipo polyamine, es decir similar al otro adquirido. (hardener: aliphatic amines)

VIII - 3 Diseños finales de sensor

Los diseños finales del sensor se realizaron de acuerdo a los cálculos teóricos en la sección VI – página 39, con las consideraciones correspondientes para el diseño de alta frecuencia [58]:

- Pistas lo más cortas posibles
- Considerando el punto anterior, maximizar la separación entre pistas y minimizar la separación entre pistas y líneas de alimentación
- Minimizar el número de vías
- Plano de tierra
- Minimizar el ancho de las pistas, tomando en cuenta las limitantes impuestas por las condiciones para la fabricación del impreso

En el Anexo IX - página 229 se pueden consultar los materiales detallados así como el costo de los mismos.

VIII - 3.1 Modelos Astable finales

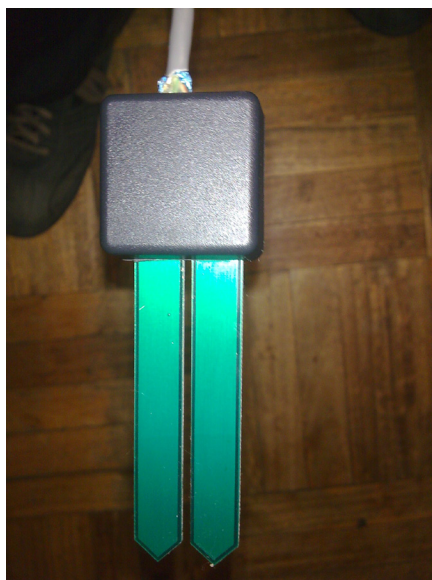
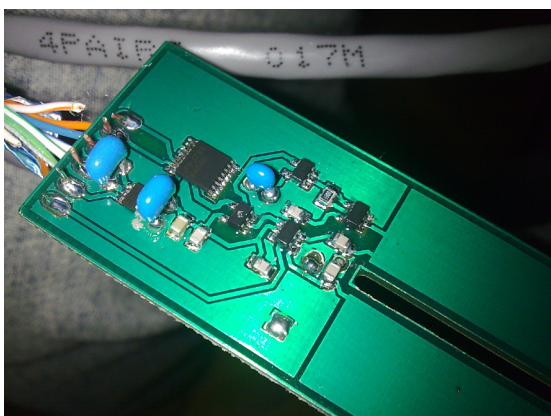


Figura 72 - Sensor tipo Astable, diseño final

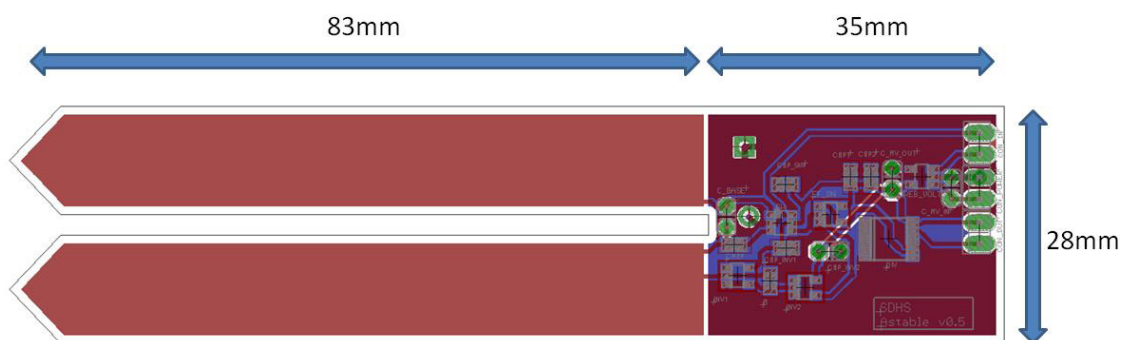


Figura 73 - Astable diseño .BRD Eagle CAD

VIII - 3.1.1 Características particulares

Los sensores astables se realizaron de acuerdo a los modelos teóricos desarrollados, pero por una confusión de nuestra parte a la hora de enviar a fabricar la placa, se construyeron dos sensores tipo Astable con las siguientes diferencias:

- Uno de ellos, en lugar de compuertas NAND emplea compuertas inversoras con circuito Schmitt Trigger a la entrada. El capacitor de referencia en este sensor es de 20pF. Este sensor será referido como Astable S-T de aquí en más.
- El otro sensor se realizó de acuerdo al diseño con compuertas NAND y capacitor de calibración de 47pF. Es sensor se denominará Astable NAND.

VIII - 3.1.2 Conexión

Para la conexión con el Mote, para el sensor Astable S-T se soldó al sensor un cable tipo FTP (Foiled Twisted Pair) utilizando la siguiente convención:

Conector	Función
Blanco azul	VCC
Blanco verde	Tierra
Verde	enable alimentación
Marrón	Switch Capacidades
Naranja	Salida señal/2048
Azul	salida señal/4096

Para el sensor Astable NAND se utilizó cable como el utilizado para conexiones VGA, para probar diferentes opciones. La convención utilizada en este caso fue:

Conector	Función
Marrón con franja blanca	VCC
Amarillo	Tierra
Negro c/franja blanca	enable alimentación
Verde claro	Switch Capacidades
Rojo	Salida señal/2048
Rojo con franja blanca	salida señal/4096

VIII - 3.2 Modelo Colpitts final

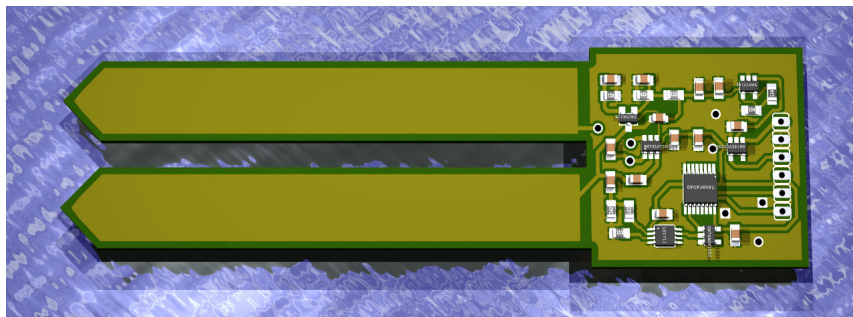


Figura 74 - Sensor tipo Colpitts. Diseño final, modelo en Eagle 3D

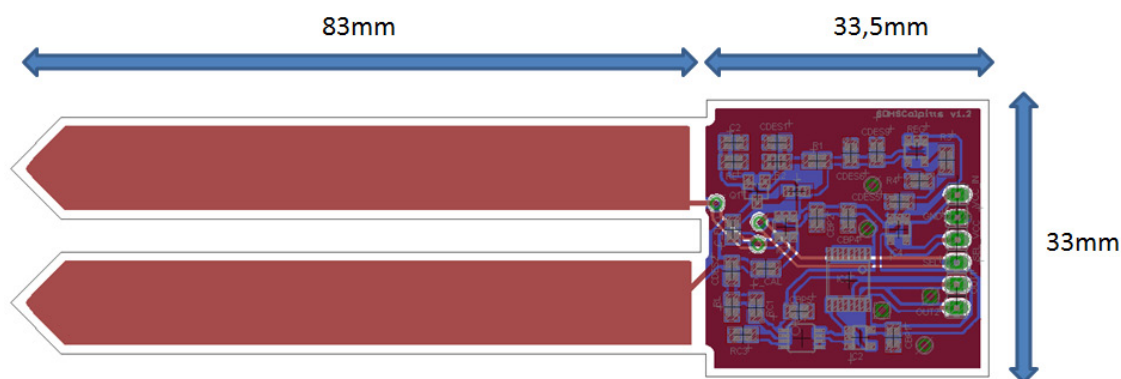


Figura 75 - Colpitts diseño .BRD Eagle CAD

VIII - 3.2.1 Conexión

En este diseño utilizamos cable UTP, con la siguiente convención para la convención

Conector	Función
Naranja	VCC
Verde Oscuro	Tierra
Blanco	enable alimentación
Verde Claro	Switch Capacidades
Celeste	Salida señal/2048
Azul	salida señal/4096

VIII - 4 Medidas de consumo

Se realizaron medidas de consumo de los distintos componentes. Los sensores se midieron conectados al Mote, compartiendo alimentación en el caso de las medidas a 3V. Para las medidas a 2,5V se alimentaron directamente desde pilas. Detallamos a continuación los resultados obtenidos.

VIII - 4.1 Sensor Astable S-T

medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,98	8,8	26,2
Aire	2,98	10,3	30,7
Enable alimentación off	3,02	< 1e-3	< 3,02e-3

Tabla 28 - Medidas de consumo Astable S-T @3V

VIII - 4.2 Sensor Astable NAND

medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,98	8,5	25,2
Aire	2,98	13,3	39,5
Enable alimentación off	3,02	< 1e-3	< 3,02e-3

Tabla 29 - Medidas de consumo Astable NAND @3V

Dado que los sensores tipo Astable utilizan un regulador para alimentar todo el circuito, el consumo en corriente debería ser constante para distintos voltajes de alimentación. Decidimos verificar esta hipótesis:

medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,50	8,6	21,5
Aire	2,50	13,4	33,5
Enable alimentación off	2,53	< 1e-3	< 2,53e-3

Tabla 30 - Medidas de consumo Astable NAND @2,5V

VIII - 4.3 Sensor Colpitts

medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,96	14,7	43,5
Aire	2,96	15,8	46,8
Enable alimentación off	3,02	< 1e-3	< 3,02e-3

Tabla 31 - Medidas de consumo Colpitts @3V

Como en este circuito tenemos componentes no regulados es de interés contar con la medida con otro valor de alimentación.

medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,5	15,9	39,6
Aire	2,5	16,7	41,6
Enable alimentación off	2,53	< 1e-3	< 2,53e-3

Tabla 32 - Medidas de consumo Colpitts @2,5V

VIII - 4.4 Mote

El consumo del Mote se tomó utilizando el sensor Astable S-T. Consideraremos los mismos valores para los demás sensores. Las medidas del consumo del Mote se expresan con el mismo operando desde baterías a 2,5V.

Sensor encendido pero sin medir frec	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,5	0,4	1
Aire	2,5	0,3	0,75
medida	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (mW)
Capacitor de calibración	2,5	1,1	2,75
Aire	2,5	1,2	3

Tabla 33 – Medidas de consumo Mote @2,5V

De acuerdo a la hoja de datos del Mote, el consumo en stand-by del mismo tiene un valor típico de 5,1uA y un valor máximo de 21uA. Consideraremos este valor para nuestros cálculos.

Recordando la rutina de medida de los sensores tenemos que:

- Se enciende el sensor y se deja 100ms encendido para estabilizar el sistema.
- Se toma una medida con el capacitor de calibración durante 250ms
- Se ajusta el switch a la capacidad del sensor y se esperan 100ms

- Se mide el sensor durante 250ms
- El resto del tiempo el sistema permanece en standby

Para estimar entonces el consumo en mAh tenemos (considerando los consumos del Mote iguales durante las medidas):

$$I_{mAh} = \left(I_{CapCal} * \frac{100+250}{1000} + I_{CapTierra} * \frac{100+250}{1000} + I_{MoteS/Medir} * \frac{100+100}{1000} + I_{MoteMide} * \frac{250+250}{1000} \right) * \frac{1}{3600}$$

En todos los casos, el consumo con el sensor al aire equivaldría a un peor caso, ya que en estas condiciones los sensores oscilan a la mayor frecuencia esperable, lo que aumenta el consumo. Consideraremos para los cálculos este peor caso como el consumo del sensor durante la medida.

Estimaremos entonces el consumo de una medida, suponiendo solamente la medida y no el tiempo del sistema en standby y tomando valores promedio entre las medidas a distintos voltajes.

Consumo sensor Astable S-T $\cong 2,04 \mu\text{Ah}$

Consumo sensor Astable NAND $\cong 2,31\text{e-}3 \mu\text{Ah}$

Consumo sensor Colpitts $\cong 3,25\text{e-}3 \mu\text{Ah}$

VIII - 5 Respuesta frecuencia-capacidad

En primer lugar, para las funciones de respuesta frecuencia-capacidad, se realizaron mediciones con los sensores, soldando capacitores de valores conocidos en las puntas de la sonda. Para esto se procedió al raspado de la capa anti-soldante en una pequeña área de las mismas.

Con esta prueba se obtiene una curva que permite representar la respuesta del sensor ante una capacidad pura.

Dado que no tenemos forma de aislar la capacidad generada por las puntas, existirá un offset en las medidas realizadas. Sin embargo, esto no afecta sobremanera el resultado buscado ya que por un lado la sonda se encuentra al aire, por lo que la capacidad entre las puntas será muy baja, y por otro lado la capacidad se suma (queda conectada en paralelo) a las de medida, por lo que lo que tendremos es un offset.

VIII - 5.1 Sensor Astable S-T

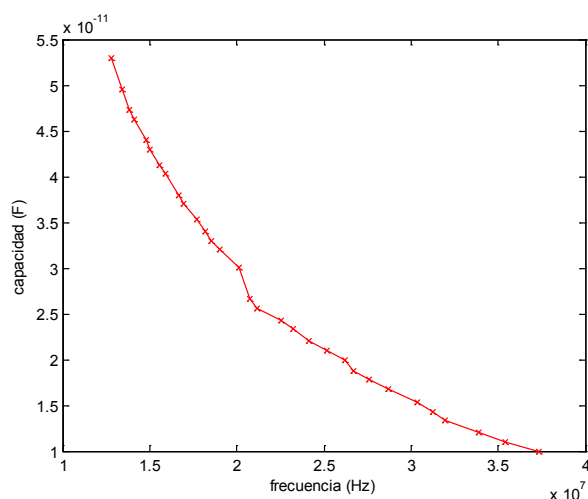


Figura 76 - Relación medida frecuencia – capacidad para sensor tipo Astable S-T

VIII - 5.2 Sensor Astable NAND

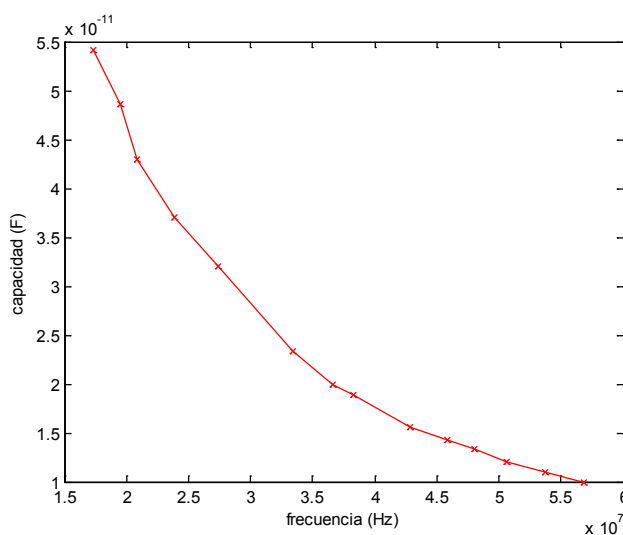


Figura 77 - Relación medida frecuencia – capacidad para sensor tipo Astable NAND

VIII - 5.3 Sensor Colpitts

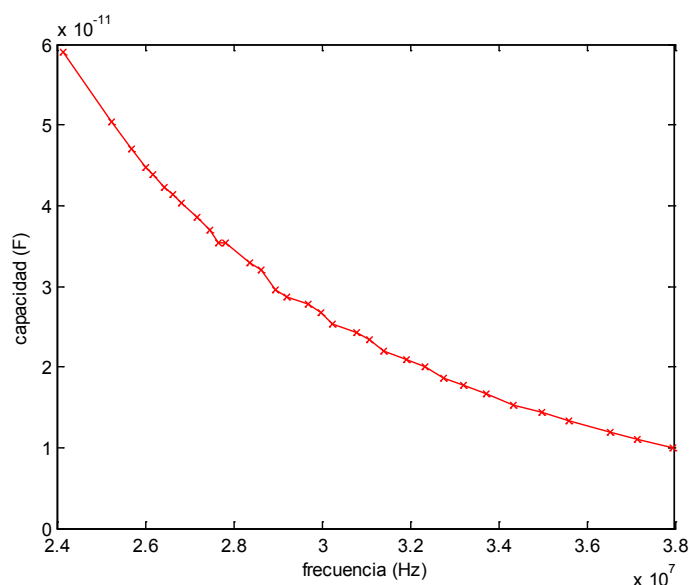


Figura 78 - Relación medida frecuencia – capacidad para sensor tipo Colpitts

VIII - 5.4 Modelado de las curvas de respuesta obtenidas

VIII - 5.4.1 Sensor Astable S-T

La respuesta de este tipo de oscilador, de acuerdo al estudio teórico realizado, es posible simplificarla por una relación lineal entre la capacidad y el inverso de la frecuencia medida.

Consideramos la incertidumbre en las capacidades de calibración, ya que se usaron componentes estándar adquiridos en el medio local. Tomamos una incertidumbre de $\pm 5\%$.

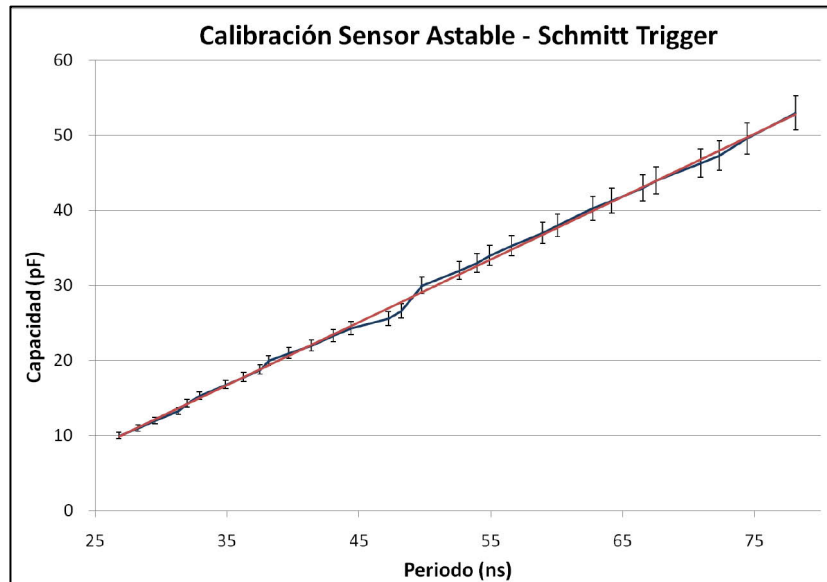
Ajustando mediante un ajuste de mínimos cuadrados ponderado obtuvimos:

$$C(pF) = 0,8354 \times T(ns) - 12,4671$$

La cual está dentro del rango prácticamente de las incertidumbres planteadas, exceptuando algún valor que pudo haber sido causa de algún capacitor usado previamente que se haya dañado o a algún error humano.

Realizamos un ajuste de mínimos cuadrados, considerando que este ajuste minimiza las distancias con el error absoluto, por lo que ponderamos las medidas considerando que en los valores mayores, la incertidumbre relativa induce a un error absoluto mayor independiente de la medida en sí misma. De esta forma obtuvimos:

$$C(pF) = 0,8354 \times T(ns) - 12,4671$$

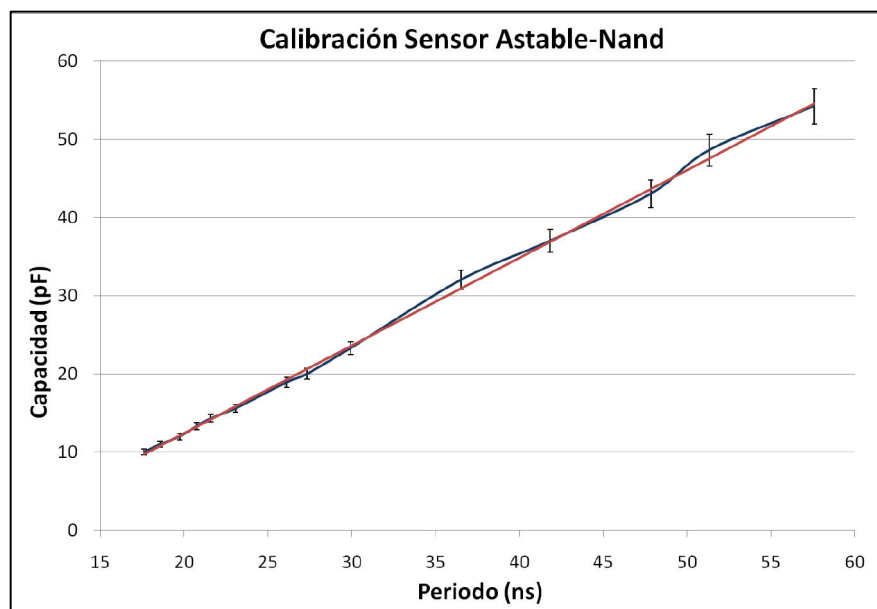


Gráfica 20 - Ajuste del modelo de respuesta del sensor Astable – Schmitt-Trigger

La cual está dentro del rango prácticamente de las incertidumbres planteadas, exceptuando algún valor que pudo haber sido causa de algún capacitor usado previamente que se haya dañado o algún error humano en la medición no cuantificado.

VIII - 5.4.2 Sensor Astable NAND

Repetimos el procedimiento para el otro modelo de sensor tipo Astable.



Gráfica 21 - Ajuste del modelo de respuesta del sensor Astable-Nand

Modelo obtenido:

$$C(pF) \approx 1,1211.T(ns)-10$$

El modelo encaja dentro de las incertidumbres propuestas sin excepciones.

VIII - 5.4.3 Sensor Colpitts

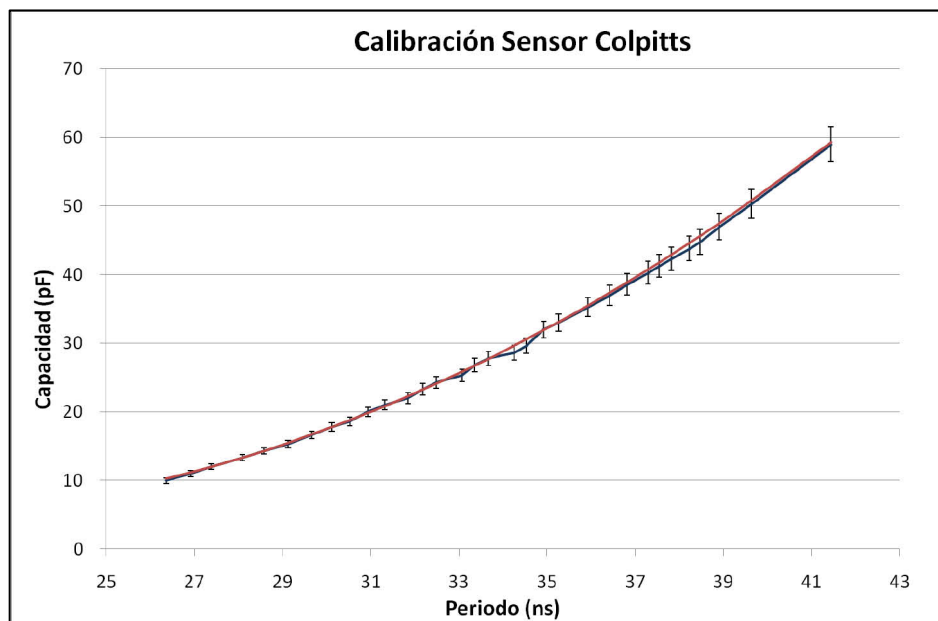
En este caso, de acuerdo al modelo teórico desarrollado, para desarrollar un modelo empírico simplificado el ajuste más adecuado para este tipo de sensor es el intentar ajustar el inverso de la frecuencia medida a un polinomio de segundo orden para la medida de la capacidad.

Ajustando los valores medidos utilizando mínimos cuadrados, normalizando los valores, obtuvimos:

$$C(pF) = 0,1110.T(ns)^2 - 4,2687.T(ns) + 45,619$$

Nuevamente el modelo se ajusta a las incertidumbres determinadas.

Podemos ver a continuación el polinomio de ajuste comparado con los valores reales.



Gráfica 22 - Ajuste del modelo de respuesta del sensor Colpitts

VIII - 5.5 Proceso de pruebas de medida de humedad propuesto

Para caracterizar el comportamiento de los sensores diseñados, realizaremos dos tipos de pruebas distintas, persiguiendo distintos objetivos en cada una.

VIII - 5.5.1 Medida en sustancias líquidas de constante dieléctrica conocida

El primer tipo de prueba a realizar consiste en tomar medidas con los sensores inmersos en distintas sustancias líquidas de constante dieléctrica presuntamente conocida.

En este caso buscamos:

- Relacionar la constante Dieléctrica de la sustancia con la frecuencia medida. Estudiar este resultado junto con los modelos teóricos desarrollados para obtener principalmente una caracterización de las puntas del sensor

Debemos tener en cuenta que la constante dieléctrica disponible de las sustancias utilizadas es la constante a baja frecuencia. Respecto al comportamiento de la constante dieléctrica a alta frecuencia no fue posible encontrar información.

Sustancia	Temperatura (°C)	Constante Dieléctrica
Agua destilada	0	88
	20	80,1
	100	55,3
Glicerina(glicerol)	0	41,2
	20	47
	25	42,5
Etilenglicol	20	37
	50	35,6
Acetona	0	1,0159
	25	20,7
	53	17,7
Aceite de oliva	20	3,1
Aceite de maíz	20	2,87
Vaselina	-	2,2-2,9

Tabla 34 - Sustancias utilizadas

VIII - 5.5.2 Medida de tierras

Por otro lado, realizaremos pruebas con los sensores insertados en una muestra de tierra, variando el contenido de agua en la misma. Este proceso lo repetiremos en 5 tierras distintas, tomando como muestras de tierra las obtenidas gracias a la colaboración de la cátedra de suelos de la Facultad de Agronomía.

Con estas medidas buscamos:

- Comparar con resultados obtenidos a partir de medir tierra en las mismas condiciones con los sensores comerciales
- Verificar la relación que existe entre los valores medidos y el contenido de agua, intentando ajustar la misma en principio en forma empírica

VIII - 5.5.3 Detalle de los suelos uruguayos obtenidos para medición

Para verificar el funcionamiento del sensor desarrollado, uno de los puntos esenciales es la toma de medidas de humedad en suelos uruguayos, ya que su aplicación en el territorio nacional es el principal objetivo de nuestro proyecto.

Para conocer las características de nuestros suelos y obtener muestras que nos fueran de utilidad nos contactamos con la Facultad de Agronomía.

Las muestras obtenidas provienen de diversos puntos del territorio nacional. En el mapa a continuación se ilustra la ubicación aproximada de los mismos.

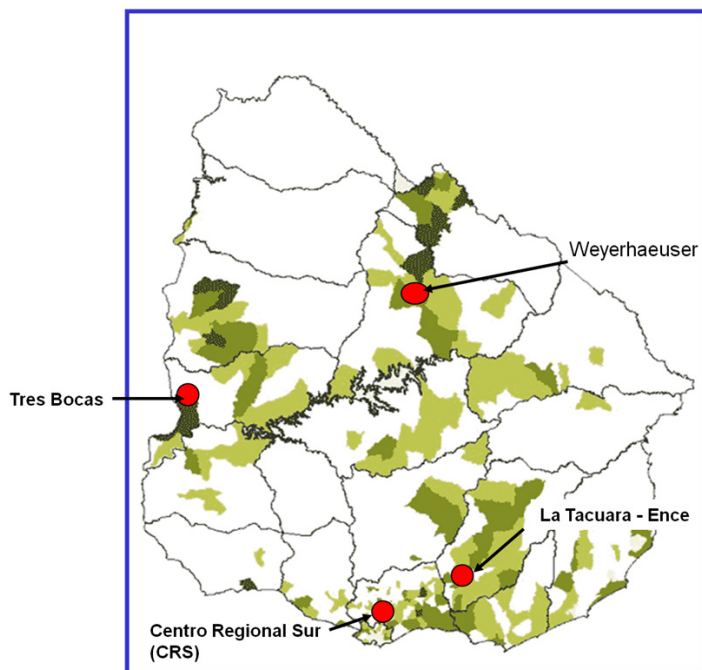


Figura 79- Ubicación de las muestras de suelo a utilizar³⁵

Obtuvimos 5 muestras, una de cada lugar excepto dos muestras del paraje Tres Bocas.

VIII - 5.5.4 Características de las muestras

	Muestra 1 y Muestra 5	Muestra 2
Lugar	Paraje Tres Bocas	La Tacuara - ENCE
Ubicación	Campos de FOSA (Botnia) - Rio Negro	Lavalleja
Textura	Arenoso franco	Arenoso franco
Porosidad	sin determinar, considerar 50%	51,0%
Uso en sitio	Zona estudio Fac. Agron.	Plantación de Eucaliptus

³⁵ Imagen proporcionada por la gente de la cátedra de suelos de la Facultad de Agronomía

	Muestra 3	Muestra 4
Lugar	Cuencas Weyerhaeuser	Centro regional sur
Ubicación	Ruta 5 Km 418 - Tacuarembó	Joanicó - Canelones
Textura	Arenoso	Franco arcillo limoso
Porosidad	45,5%	54,0%
Uso en sitio	Zona estudio Fac. Agron.	Cultivo duraznero

VIII - 5.6 Problemas encontrados

Durante las pruebas realizadas nos encontramos con varios inconvenientes, algunos de los cuales logramos superar y otros que dificultaron o directamente limitaron nuestras posibilidades durante las mismas.

VIII - 5.6.1 Aislación en las puntas

El principal inconveniente encontrado fue el daño que sufrían los sensores al ser insertados y removidos constantemente de la tierra para realizar las mediciones.

Debido a la mezcla necesaria para obtener una distribución uniforme tierra-agua este proceso se realizaba para cada medida, y a esto debe sumarse que la tierra debía compactarse en torno al sensor para realizar la medida.

Todo esto generó un desgaste muy fuerte en las puntas. Este desgaste ya había sido observado en pruebas con prototipos anteriores, pero consideramos que el uso de epoxi iba a eliminar este inconveniente.

Sin embargo, al aplicar el epoxi descuidamos el detalle de que la mayoría del desgaste se realizaría en las puntas, por lo que debíamos ser muy cuidadosos en este lugar, siendo incluso conveniente reforzar las mismas. Sin embargo lo que ocurrió es que por cómo se coloca naturalmente el epoxi, las puntas terminaron siendo el lugar más frágil, y esto provocó un desgaste excesivo en las mismas.



Figura 80 - Detalle de puntas desgastadas

Para solucionar, o al menos aliviar este inconveniente nos planteamos:

- Mejorar la forma de aplicación del epoxi, cuidando los tiempos de fraguado y teniendo especial cuidado en la aplicación en las puntas
- Considerando que las puntas eran el lugar problemático, decidimos remover el cobre en esa área, ya que la afectación en la medida seguramente sea despreciable, por lo que decidimos realizar esta modificación como mejora en el diseño para futuros usos.



Figura 81 - Puntas mejoradas

VIII - 5.6.2 Trabajo con las tierras

Otro problema que también había sido observado en las tierras es la dificultad de mezclar y homogeneizar las mismas a partir de cierto contenido de agua en las mismas, en general a partir del 15%.

Esto nos generaba grandes inconvenientes principalmente a la hora de insertar los sensores, más allá de la dificultad de lograr una mezcla homogénea.



Figura 82 – “Porción” de muestra de Tierra 2 con aprox. 30% de agua

Este inconveniente no tenía mucha solución posible, ya que no teníamos forma de variar la metodología, al menos no con los medios a nuestro alcance.

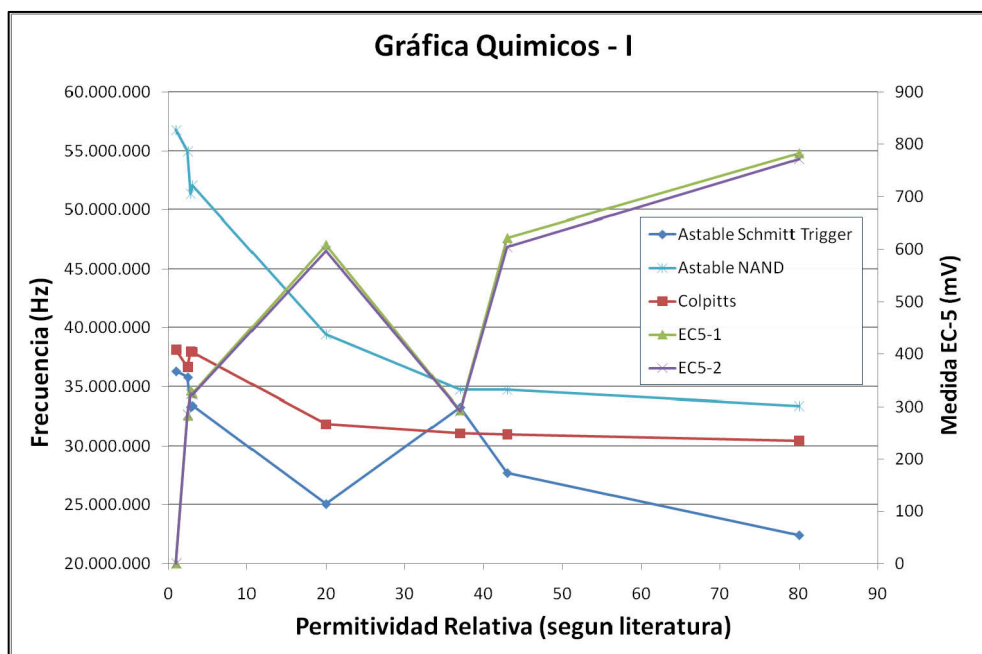
VIII - 5.6.3 Tiempo

El tiempo que insume realizar estas medidas resultó ser otro inconveniente nada menor. El proceso de insertar sensor, compactar la tierra, medir, retirar, insertar otro sensor, repetir, luego agregar agua, mezclar e iniciar de nuevo el proceso toma mucho tiempo.

Trabajando con los 5 sensores (los 3 finales mas los 2 comerciales), incluso distribuyendo las tareas, estimamos que la medida de cada punto en una tierra insumía no menos de 30 minutos. Trabajar con más de dos tierras a la vez no era posible sin complicar demasiado la metodología (de hecho dos tierras ya requería de buena coordinación y atención de nuestra parte para no cometer errores), por lo que todo el proceso de pruebas, tanto en estas finales como con los prototipos anteriores, era una tarea que insumía un tiempo considerable y que fue problemático en estas etapas del proyecto.

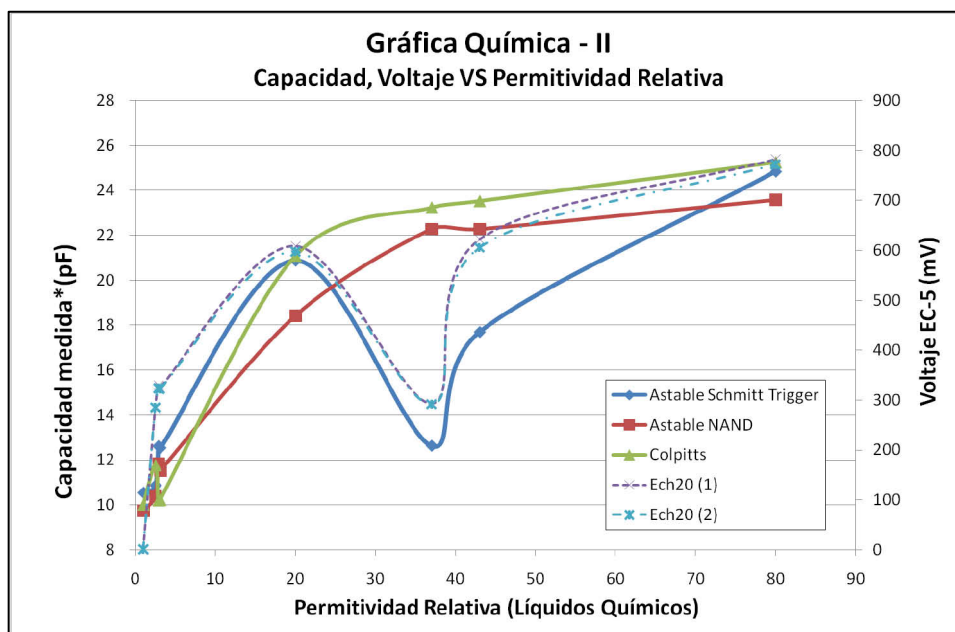
VIII - 5.7 Pruebas con líquidos de constante Dieléctrica conocida

Realizando un análisis preliminar de estas pruebas (ver Gráfica 23 y Gráfica 24) no se obtuvo ningún resultado concluyente. La falta de certeza en los valores de los dieléctricos a alta frecuencia así como el correcto estado de aislación de los sensores que debían ser completamente sumergidos dificulta el análisis, a esto se le suma la incongruencia de la permitividad relativa³⁶, principalmente, el etilenglicol, y lo contrastado frente a los sensores.



Gráfica 23 - Calibración con Químicos - Frecuencia VS Permitividad Relativa

³⁶ Esta fue tomada de varias fuentes.



Gráfica 24 - Calibración con Químicos - Capacidad VS Permitividad Relativa

Algo que si se puede concluir, comparando los resultados de esta experiencia con las del primer prototipo del Sensor Astable (VI - 6.2.1 es que un revestimiento más grueso de epoxy disminuye la sensibilidad del sensor respecto al revestimiento fino del barniz.

Si uno compara los valores medidos de capacidad en cada caso, vemos que la medida de agua destilada pasa de 41pF a unos 16pF-13pF (restando la capacidad fija de 10pF)

Lo cual corrobora nuestras hipótesis iniciales respecto a su afectación.

Cabe mencionar, como dato para el lector, que se desconfiaba de la aislación del Colpitts y del AstableNAND, ocasionados por las pruebas en la tierra, que aunque se habían intentado resolver con parches, la confianza a los mismos a esa altura era baja.

Sí teníamos confianza en la aislación del Astable Schmitt Trigger y de los comerciales. Esto parece reflejarse en los resultados. Lo extraño es que varias fuentes (algunas más confiables que otras) calibran al etilenglicol con una constante dieléctrica de 37. Casualmente esto parece confirmarse en el caso de los sensores de los cuales se duda su aislación y no en el caso de los sensores comerciales y el Astable Schmitt Trigger.

Quizás algo que se puede observar desde la gráfica de capacidad en función de permitividad es que vemos el efecto de la capacidad en serie causado por el aislante introducido, y también que las medidas de capacidad medida para líquidos ya utilizados como el agua y la glicerina, produjeron en estos nuevos sensores una disminución significativa de la capacidad medida, como nuestro análisis previo parecía indicarnos.

Se intentó hacer otro intento con estos materiales y los sensores nuevamente aislados pero ya para esa altura muchos materiales, como el etilenglicol habían cambiado sus propiedades, en particular por la contaminación con el agua (absorben la humedad).

También la necesidad de usar un mismo recipiente para calibrar los líquidos en iguales dimensiones llevo a introducir en algunos casos contaminación de otros líquidos en los otros a calibrar por una limpieza defectuosa. Es por esto que esos datos no son presentados.

Lamentablemente por cuestiones de tiempo no fue posible ajustar las pruebas para alcanzar resultados más aprovechables, los cuales hubieran ayudado a acercar los resultados prácticos a los

desarrollos teóricos, al permitir obtener un modelo de la respuesta capacidad – cte. dieléctrica, que recordemos no será lineal al estar presente la capa de epoxi y/o placa FR4.

VIII - 5.8 Pruebas de conductividad

Durante la experiencia con líquidos, se realizaron también medidas para ver si se podía observar la afectación de las medidas con la conductividad.

Para esto utilizamos principalmente agua destilada, agregando parcialmente sal común (NaCl) para aumentar la conductividad iónica y observar variaciones.

Probamos también con agua de la canilla, ya de por sí con una conductividad mayor por el proceso de potabilización (cloro, etc.), y agregando grandes cantidades de sal gruesa para una variación mayor.

Se toma también los valores en mV medidos del sensor EC-5, ya que utilizar la ecuación de ajuste en estas condiciones no tiene mucho sentido, si bien se incluye como referencia.

	Astable S-T	Astable NAND	Colpitts	Ech20			
Químico	Frec mote	Frec mote	Frec mote	EC5 1(mV)	Ec5 VWC 1	EC5 2(mV)	Ec5 VWC2
Aire	36.683.776	57.081.856	38.330.368	179	-18,7%	178	-18,8%
agua dest (a.d.)	20.905.984	31.932.416	29.630.464	785	53,4%	773	52,0%
a. d. + sal (1.25ml)	20.193.280	30.818.304	28.975.104	768	51,4%	760	50,4%
a. d. + sal (2.5ml)	20.029.440	30.031.872	28.655.616	788	53,8%	778	52,6%
a. d. + sal(3,75ml)	19.800.064	30.048.256	28.704.768	813	56,7%	804	55,7%
a. d. + sal(5ml)	20.029.440	29.474.816	28.508.160	832	59,0%	832	59,0%
a. d. + sal(6,25ml)	19.775.488	29.786.112	28.360.704	848	60,9%	843	60,3%
agua canilla	21.676.032	32.210.944	29.548.544	771	51,7%	769	51,5%
agua canilla + sal	20.217.856	29.868.032	28.565.504	882	65,0%	874	64,0%

A partir de estos resultados, parecería existir independencia de las mediciones con la salinidad en las medidas realizadas, ya que las variaciones son más bien aleatorias y no responden exclusivamente al cambio en la conductividad.

Las variaciones son además bastante menores a las observadas en la lectura del sensor comercial, el cual claramente si se ve afectado por la conductividad (salinidad).

Estos resultados parecen ser concordantes con los planteos teóricos, pero por consideraciones de tiempo no nos fue posible complementar las pruebas para poder afirmarlo en forma concluyente.

VIII - 5.9 Consideraciones respecto al punto de partida de las medidas

El determinar el punto de partida de las medidas, es decir, el VWC de la tierra previo al inicio de las mismas, es un tema nada menor.

Partir del 0% no es nada fácil, ya que no hay una definición clara de qué es una tierra con 0 contenido de agua. En general, para la preparación inicial de las tierras se utilizan hornos, calentando las tierras durante un período determinado del tiempo.

En experiencias anteriores con prototipos de prueba aplicamos esta técnica, descubriendo que para que las muestras de tierra que habitualmente utilizamos (tierra de maceta con la menor cantidad de fertilizante posible, para disminuir el componente orgánico) eran necesarias varias horas (no menos de 5) en el horno a potencia media para que la tierra quedara apreciablemente seca (sin que se apreciaran vapores). Este punto era el que considerábamos de partida.

Cuanto tiempo se deja la tierra en el horno y a qué temperatura es todo un tema. La temperatura idealmente no debería ser excesiva, ya que se perderían otros componentes que caracterizan al suelo, más allá del agua. Se utilizan hornos en muchas ocasiones a unos 105°C, con tiempos de secado que pueden ser de 24 a 48 horas.

El control de la temperatura y los tiempos tan prolongados resultan ser francamente dificultosos y agregan dificultades considerables al proyecto. Adicionalmente, nuestra intención era caracterizar muestras de tierra del territorio nacional, y el aplicar el proceso de horno en condiciones no tan controladas potencialmente implicaba alterar significativamente las características de las mismas.

Adicionalmente, tal vez es conveniente no perder de vista los objetivos del proyecto. Pretendemos un primer acercamiento a la medida de humedad de suelos, y demostrar su factibilidad comparando resultados con soluciones ya existentes.

Por esto decidimos considerar el punto de partida de contenido de agua como el valor promedio de los dos sensores EC-5 en la medida inicial. En algunos casos, el sensor EC-5 indicaba inicialmente valores negativos de VWC.

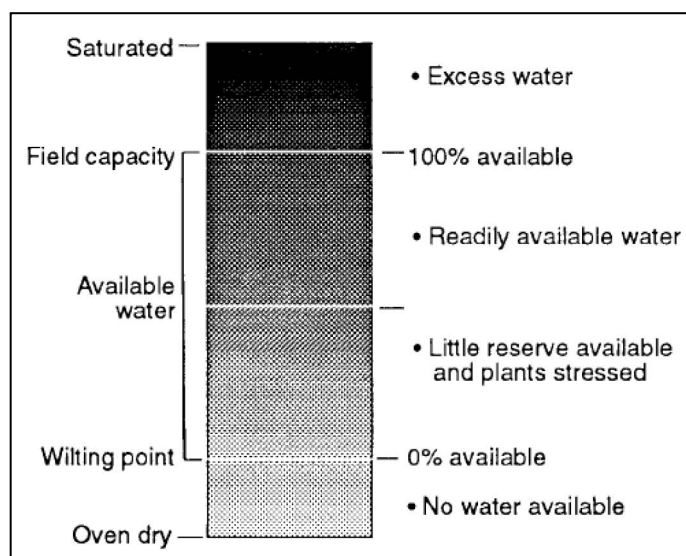


Figura 83 - Punto de partida del % de agua [59]

Una posibilidad es que esto puede deberse a que están calibradas tomando en cuenta el punto de marchitamiento (wilting point), es decir, la calibración muestra el % volumétrico de agua, pero

tomando como 0 este punto, aunque no parece muy razonable considerando la variabilidad de este punto para las distintas tierras. (Ver Figura 83).

Otra posibilidad es que la calibración sea un mal ajuste a estos bajos niveles. Esto de alguna manera es más probable ya que el fabricante plantea errores mayores para medidas de baja humedad.

Sin embargo las medidas de las variaciones si eran en todo momento coherentes. Sin dudas esto abre la puerta a que se plantee a posteriori el inconveniente de la determinación del punto de partida.

Los siguientes puntos quedaron determinados en la práctica por la relación entre el volumen de agua agregado (respecto al 0% del comercial) y el volumen total tierra+agua+aire al momento de la medida.

VIII - 5.10 Resultados primarios

En cada tierra presentamos dos gráficos:

- Relación %agua relativo – Frecuencia
- Comparación cualitativa de resultados con los distintos sensores

El segundo gráfico es simplemente para tener una idea cualitativa de la variación. En el eje X tenemos el porcentaje de agua de acuerdo al volumen de agua agregado, mientras que en el eje Y por un lado se grafica lo que sería el valor, a menos de una constante, de la constante Dieléctrica medida, y por otro lado la lectura de humedad de acuerdo a los sensores EC-5. Los valores en los distintos ejes no guardan en principio ninguna relación directa, pero el gráfico permite tener una idea de la variación de los sensores frente a la humedad, si bien aún resta el procesamiento de los datos.

La idea original era tomar medidas hasta un nivel de humedad del entorno del 40%, sin embargo, por distintas combinaciones de los problemas mencionados anteriormente, no logramos alcanzar estos valores, alcanzando distintos niveles de contenido de agua en cada tierra.

Tampoco conseguimos tomar medidas en todas las tierras, ya que a medida que los sensores se desgastaban, se iban sucediendo reparaciones, principalmente en la aislación, las cuales nunca eran completas por la necesidad de seguir adelante con las pruebas, con lo que se llegó a un punto que estaba en duda la obtención de resultados fiables. Finalmente, no fue posible llegar a reparar las puntas a un estado 100% confiable a tiempo para realizar medidas en todas las tierras, por lo que presentamos a continuación los valores obtenidos.

Tierra 1 - Paraje 3 bocas – fosa El rosario - Rio Negro

Para esta tierra no contábamos aún con la placa con el diseño Astable NAND, por lo que estas medidas no se pudieron realizar.

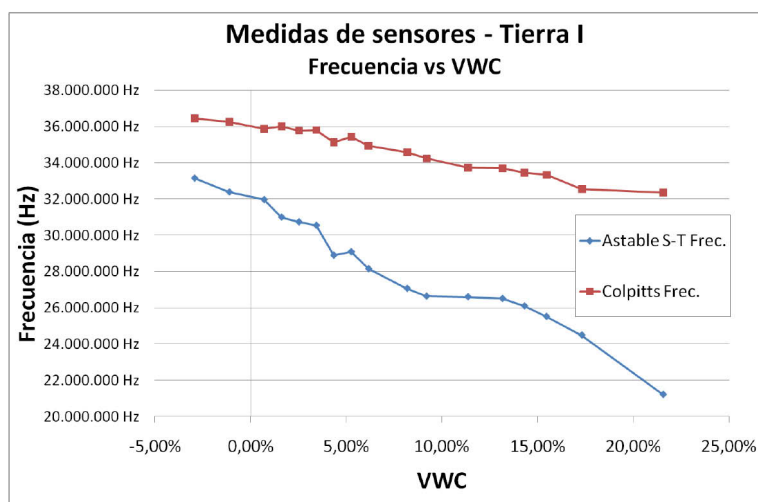


Figura 84– Tierra 1 - Relación Frecuencia-VWC

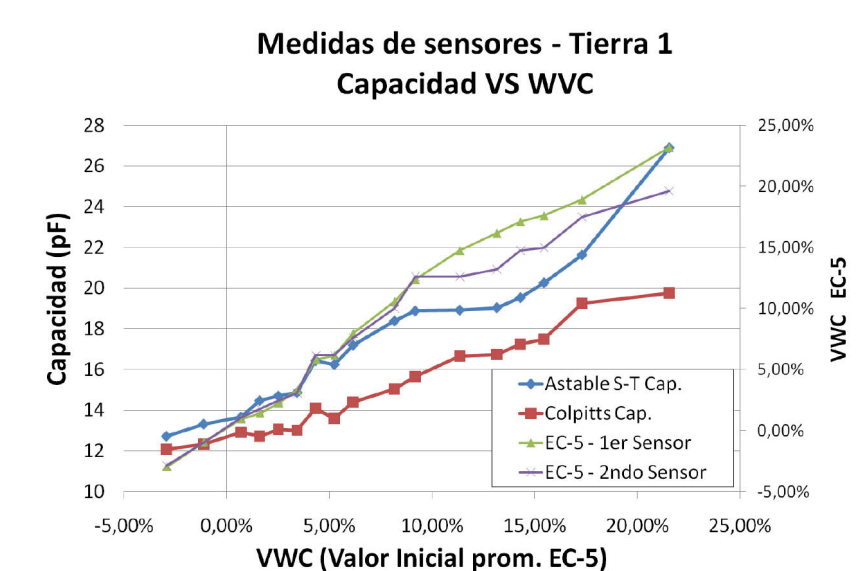


Figura 85 – Tierra 1 - Comparación cualitativa de variación

Tierra 2 - "La Tacuara" Eufores- Minas - Lavalleja

En esta ocasión contábamos con los 3 sensores, pero tuvimos algunos problemas con la medida del sensor Astable NAND:

- Los primeros dos puntos fueron mal medidos, por lo que los valores de frecuencia no son correctos, debido a que utilizamos un valor del divisor muy pequeño y el Mote no alcanzaba a medir correctamente la frecuencia
- En los últimos dos puntos sospechamos una rotura de aislación en las puntas

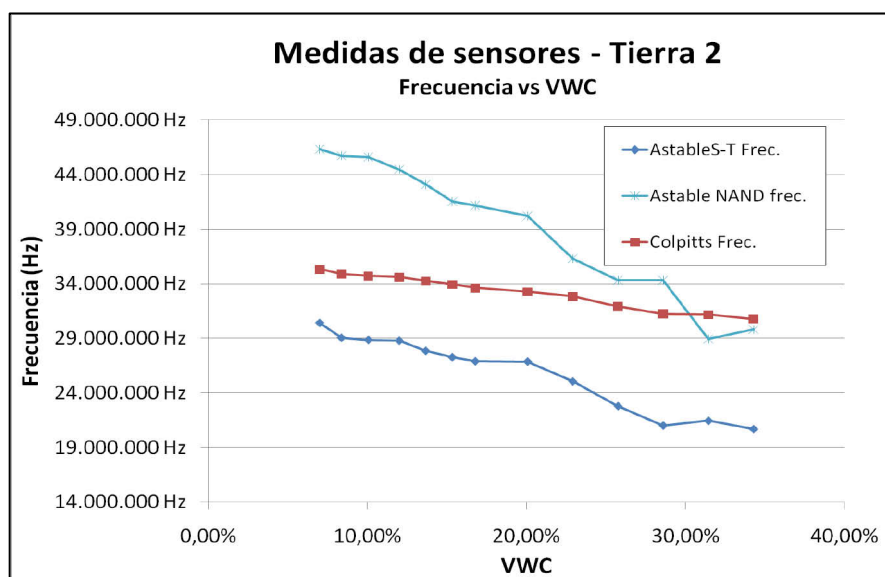


Figura 86 - Tierra 2 - Relación Frecuencia-VWC

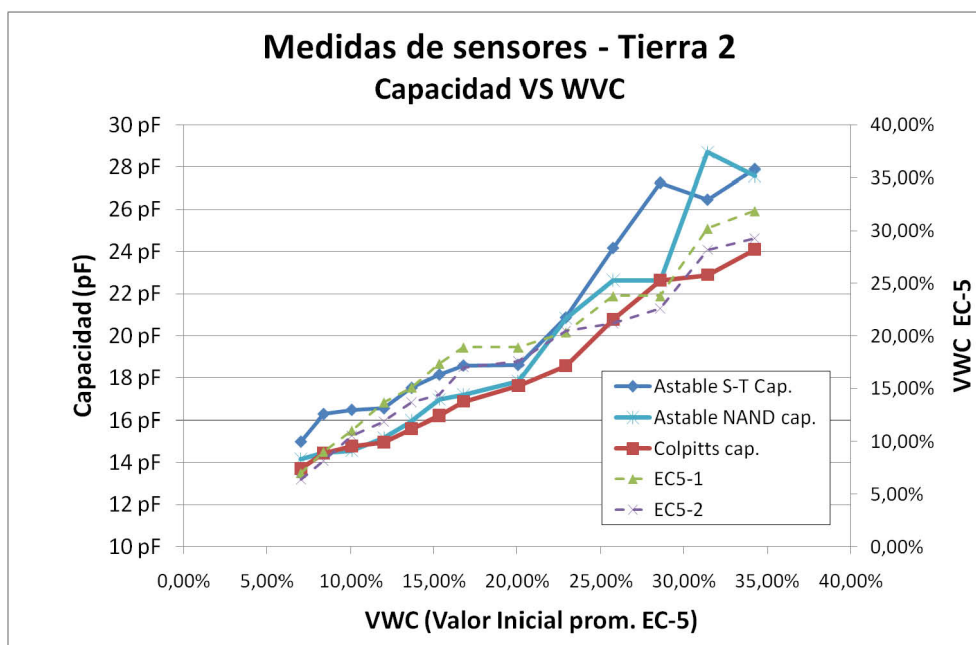


Figura 87 - Tierra 2 - Comparación cualitativa de variación

Tierra 3 - Cuencas colonvade - Ruta 5 Km 418 - Tacuarembó

En esta tierra el inconveniente lo encontramos en la primera medida del Astable NAND, donde fue mal medida la frecuencia, también por los inconvenientes en la salida del divisor utilizada.

También en el último punto de medida del sensor tipo Colpitts sufrimos la pérdida de aislación en las puntas con lo que esta medida resultó inservible.

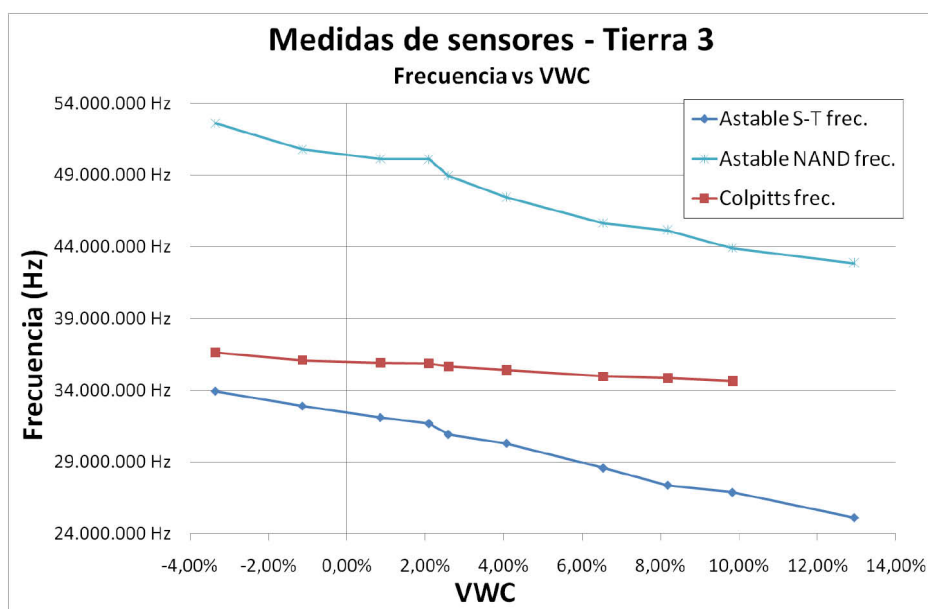


Figura 88 - Tierra 3 - Relación Frecuencia-VWC

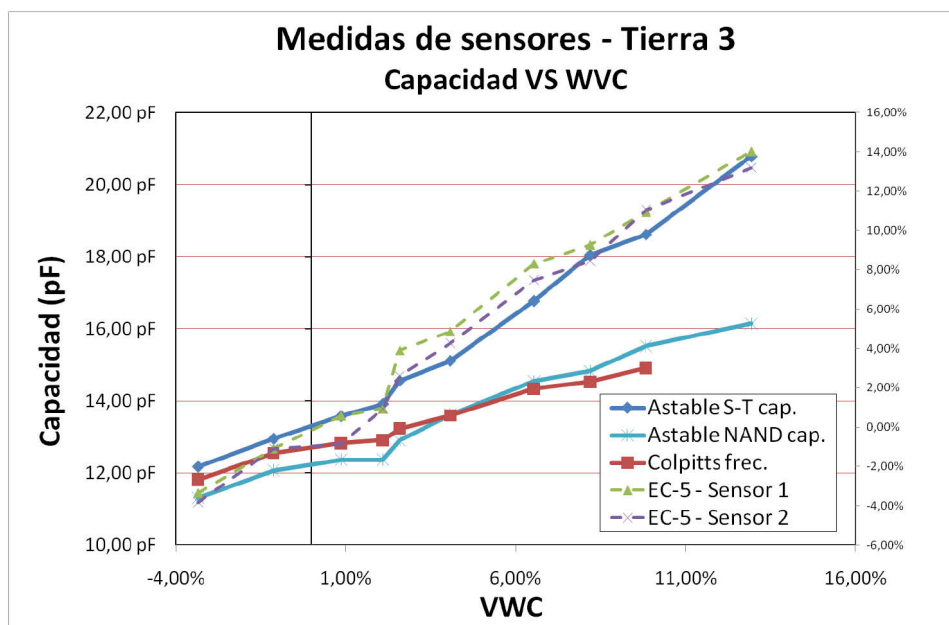


Figura 89 - Tierra 3 - Comparación cualitativa de variación

VIII - 5.11 Modelado de resultados

A partir de los resultados medidos en tierras pretendimos obtener un modelo de la relación entre capacidad y humedad. Debido a la dificultad de adaptar el modelado teórico a los resultados prácticos y a los inconvenientes encontrados en las pruebas con sustancias químicas con constante Dieléctrica conocida, no nos es posible utilizar los modelos teóricos planteados debido a que actualmente no nos es posible calcular la constante Dieléctrica a partir de la capacidad. Una prueba con sustancias químicas satisfactoria nos hubiera permitido un acercamiento al modelado de este fenómeno, que se dificultó debido a la superposición de dieléctricos a causa de la aislación. Por falta de tiempo y necesidad de consolidar resultados no nos fue posible concretar estas nuevas experiencias de medidas con líquidos.

Más allá de esto, intentamos ajustar empíricamente a una ecuación la relación capacidad-VWC. Las medidas mostraron que los sensores comerciales ofrecían valores fiables (recordando las consideraciones planteadas respecto al punto de partida), con errores no superiores al 4% respecto al volumen estimado por nosotros. Cabe destacar que también nuestra estimación no es perfecta. Es por esto que para los ajustes de aquí en más consideraremos el promedio de las medidas de los dos sensores EC-5 como el VWC en cada medida.

Nos planteamos, considerando las experiencias empíricas anteriores estudiadas (Topp [5], C.H.Roth [15]), ajustar a un polinomio de tercer orden.

Debemos tener en cuenta que todas las capacidades calculadas tienen sumada a la capacidad de la tierra una capacidad de precisión de 10pF, la cual debe ser sustraída a la hora de realizar el ajuste.

Con estas consideraciones pasamos a calcular las funciones para cada sensor, considerando lo siguiente:

- Consideraremos como el VWC de cada punto el promedio de las medidas de los dos sensores comerciales EC-5
- Para obtener las capacidades aplicamos las funciones halladas anteriormente en la calibración de cada sensor restando luego 10pF
- Para cada curva tomaremos los puntos medidos en TODAS las tierras para cada sensor

VIII - 5.11.1 Sensor tipo Astable S-T

$$VWC = 4,7624e30.C(F)^3 - 1,0268e21.C(F)^2 + 3,8420e10.C(F) - 0,1246$$

Con esta ecuación aplicada a cualquier punto de las tierras medidas obtenemos un error inferior al 4,92% y un error promedio de 1,69%

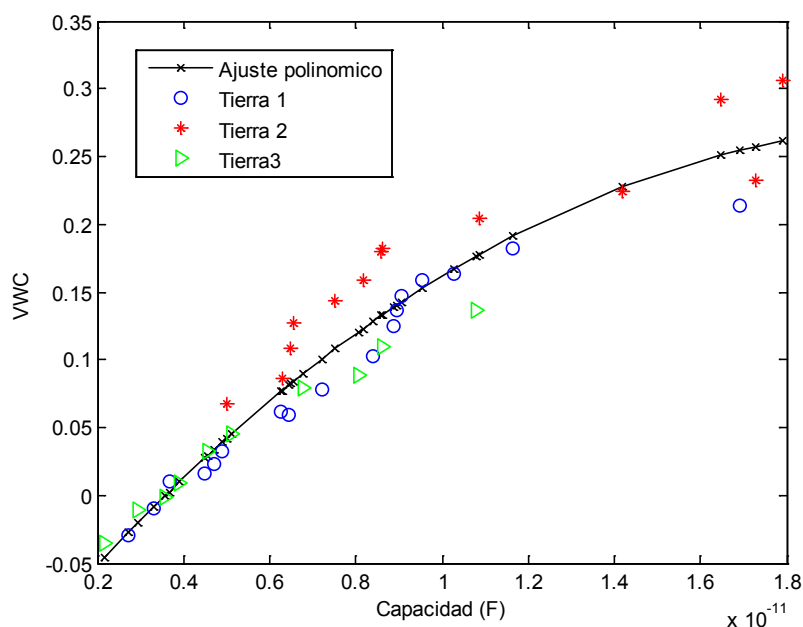


Figura 90 - Ajuste polinómico sensor Astable S-T

VIII - 5.11.2 Sensor tipo Astable NAND

$$VWC = -3,1035e31.C(F)^3 - 1,6724e20.C(F)^2 + 5,1800e10.C(F) - 0,1020$$

Con esta ecuación aplicada a cualquier punto de las tierras medidas obtenemos un error inferior al 2,54% y un error promedio de 1,02 %

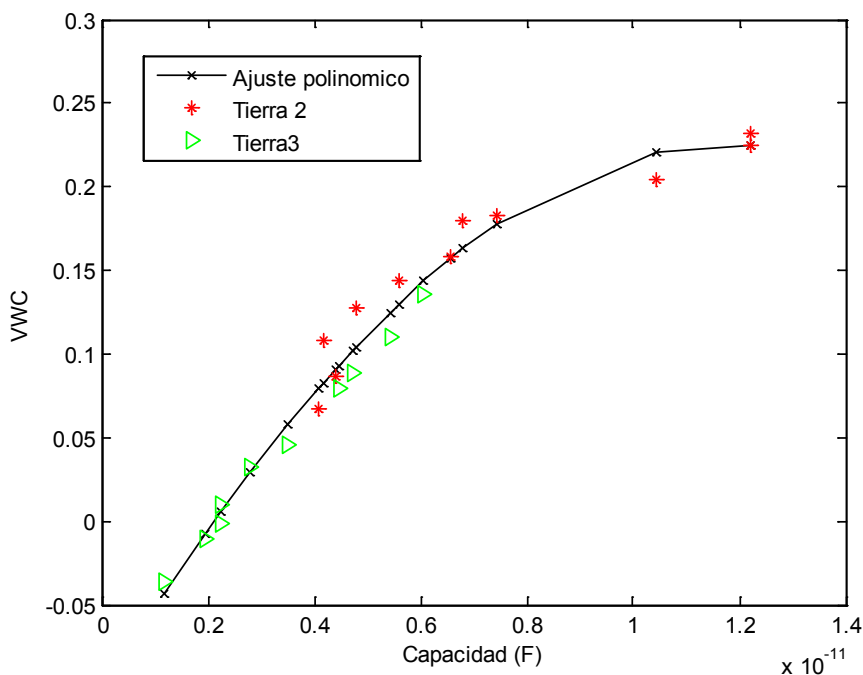


Figura 91 - Ajuste polinómico sensor Astable NAND

VIII - 5.11.3 Sensor tipo Colpitts

$$VWC = 1,8023e32.C(F)^3 - 6,5145e21.C(F)^2 + 8,6638e10.C(F) - 0,1832$$

Con esta ecuación aplicada a cualquier punto de las tierras medidas obtenemos un error inferior al 2,12% y un error promedio de 0,91%

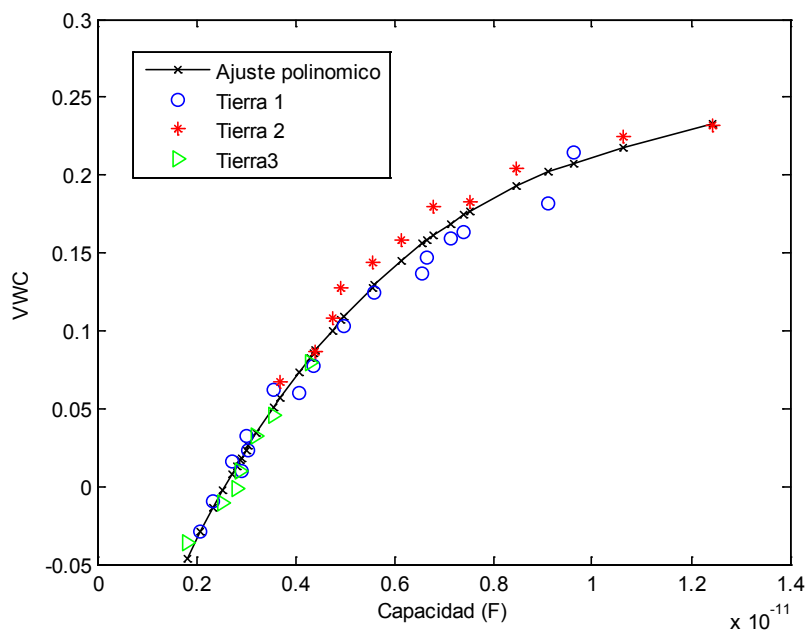


Figura 92 - Ajuste polinómico sensor Colpitts

VIII - 6 Conclusiones sobre el ajuste con tierras

Observamos las curvas polinomiales obtenidas para cada sensor:

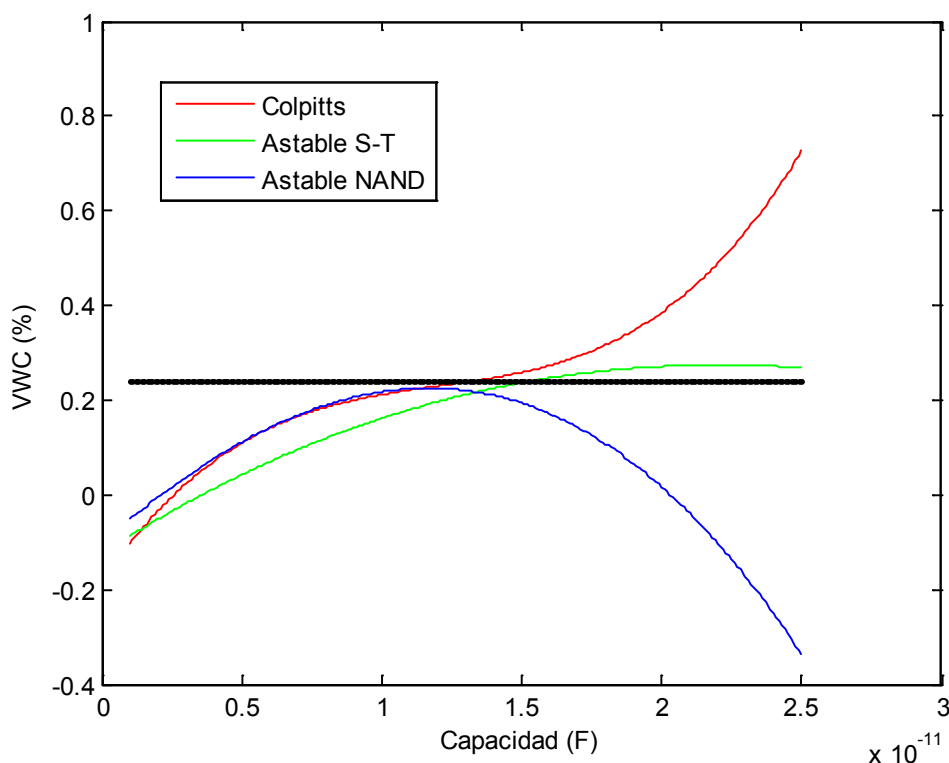


Figura 93 - Comparación de curvas de calibración Capacidad - VWC

La línea punteada negra se agregó como referencia en 0,23 (23% VWC). Como podemos observar, hasta ese punto aprox. las curvas determinadas para el sensor tipo Colpitts y para el Astable NAND son semejantes. De hecho, en ese tramo la separación máxima es de 5%, pero la separación media es de apenas 0.9%

El punto 0,23 corresponde a una capacidad de unos 12pF. Consideremos que este es el rango de medida donde podremos trabajar con los datos recabados. El punto 0 corresponde a unos 2pF. Estamos trabajando por lo tanto en un rango de 10pF.

A pesar de esto, utilizando dos sensores de diseño completamente distintos, trabajando con 2 o 3 tierras (2 con el Astable NAND, 3 con el Colpitts) distintas, obtuvimos, a través de caminos independientes en la técnica de medida, ecuaciones que se comportan de forma muy similar en el rango de medida donde se trabajó mayoritariamente.

El sensor Astable S-T presenta una gráfica claramente distinta. Las características del diseño del mismo nos hacen desconfiar de estos resultados. Si bien el comportamiento del sensor acompañó las variaciones de humedad, las diferencias en el diseño y construcción nos llevan a desconfiar de los resultados.

El hecho que el sensor Astable S-T haya dado resultados tan diferentes pone de manifiesto lo alentador que es el haber obtenido resultados tan parecidos para los dos sensores restantes. Para remarcar este punto, compararemos las capacidades medidas por estos dos sensores en cada punto.

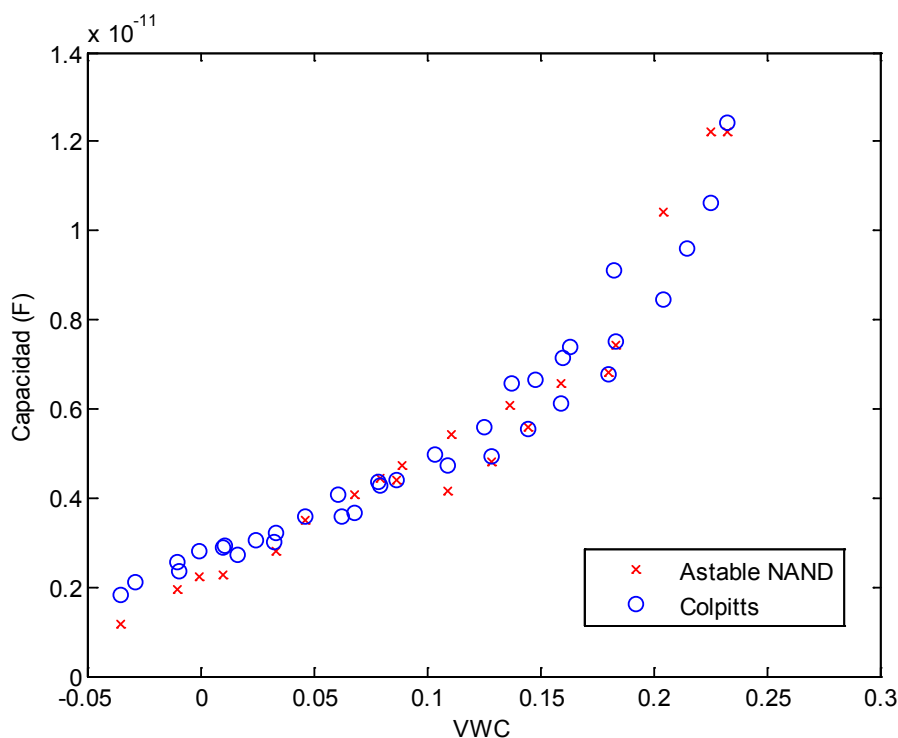


Figura 94- Comparación de capacidades medidas en tierras

VIII - 6.1 *Análisis estimativo de errores*

Como primer acercamiento al tema, y en vista de las dificultades encontradas para compatibilizar los modelos teóricos con los resultados prácticos, no nos fue posible realizar un análisis completo de cómo afectan las distintas fuentes de incertidumbre.

De todos modos, cualitativamente podemos afirmar que una de las fuentes de incertidumbres más considerables es la existencia de espacios de aire en torno al sensor, a causa principalmente de falta de compactación en la tierra. Este factor no es cuantificable y simplemente debe prevenirse.

Dentro de los componentes, la incertidumbre en el capacitor en paralelo con la sonda suma un offset a la medida que debería conocerse para realizar las correcciones pertinentes. No desarrollamos lamentablemente una técnica sencilla para esto.

VIII - 7 **Estudio detallado de consumo**

Estimaremos el consumo en Ah del sistema Sensor-Mote. Estimaremos también la autonomía del sistema asumiendo el uso de pilas AA con capacidad de 2500mAh. Para considerar el uso desperejo y el desgaste por el largo tiempo que se pretende de uso, así como las condiciones en intemperie, plantearemos una capacidad de 1250mAh.

Como objetivo del proyecto nos planteamos la toma de una medida cada 10 minutos. Esto es un valor bastante razonable, ya que difícilmente este tipo de sensor tenga aplicaciones donde este tiempo entre medidas genere inconvenientes.

Tenemos entonces que se realizaran unas 6 medidas por hora, y consideramos que el resto del tiempo el sistema permanece en stand-by. Esto seguramente no sea así, ya que por ej. seguramente se esté utilizando el radio. Pero con el cálculo de esta forma es posible luego superponer consumos y realizar estimaciones.

Para simplificar los cálculos consideramos el consumo en stand-by el 100% del tiempo, de esta forma es más sencillo superponer consumos, y debido a que este consumo instantáneo es varios órdenes de magnitud menor, considerar el mismo superpuesto durante el tiempo de medida no tiene mayores repercusiones, teniendo en cuenta que este tiempo es relativamente corto.

$$I_{sistema\ mAh} = 6 * I_{medida\ mAh} + I_{standby\ mAh}$$

$$I_{standby\ mAh} = (I_{mote\ standby} + I_{sensor\ standby}) * 1h = (21\mu A + 1\mu A) * 1h = 22\mu Ah$$

La duración de las pilas en horas está dada por:

$$Autonomía = \frac{Capacidad_{en\ mAh}}{I_{sistema\ mAh}}$$

VIII - 7.1 Sensor Astable S-T

$$I_{\text{sistema mAh}} = 6 \cdot 2,04e-3 + I_{\text{s tan dby mAh}} = 34,24 \mu Ah$$

$$\text{Autonomía} = \frac{1250}{34,24e-3} = 36507 \text{ horas} \approx 50 \text{ meses}$$

VIII - 7.2 Sensor Astable NAND

$$I_{\text{sistema mAh}} = 6 \cdot 2,31e-3 + I_{\text{s tan dby mAh}} = 35,86 \mu Ah$$

$$\text{Autonomía} = \frac{1250}{35,86e-3} = 34857 \text{ horas} \approx 48 \text{ meses}$$

VIII - 7.3 Sensor Colpitts

$$I_{\text{sistema mAh}} = 6 \cdot 3,25e-3 + I_{\text{s tan dby mAh}} = 41,5 \mu Ah$$

$$\text{Autonomía} = \frac{1250}{41,50e-3} = 30120 \text{ horas} \approx 41 \text{ meses}$$

VIII - 7.4 Conclusiones relativas al consumo

Como vimos, el consumo actual del sistema es muy bajo, y la muy baja frecuencia de medidas permite estimar una duración de las baterías que posiblemente excedan su vida útil.

Podría considerarse que ocurriría al aumentar la frecuencia de medida. El cálculo es sencillo y consideramos que no tiene gran valor incluirlo, ya que para aplicaciones agropecuarias, pensar que sería interesante contar con una medida más frecuente no tiene gran asidero en la realidad, ya comenzando por los tiempos que implica el escurrido del agua en el suelo al regar o llover.

Respecto al consumo del sensor comercial EC-5, el mismo indica en su hoja de datos un consumo de 10mA@3V. Medimos este consumo y obtuvimos rangos entre 9-12 mA. Por lo tanto el consumo instantáneo de los sensores diseñados es comparable. Sin embargo, debido a que es posible obtener una medida del sensor comercial en menos de 100ms, el consumo total del sensor podría considerarse unas 7-8 veces menor al del sensor diseñado.

De cualquier modo para un primer diseño consideramos que esto es aceptable. Más aún, se podrían afinar nuestros tiempos de medida, verificando cuanto tiempo es realmente necesario para estabilizar la medida y cuanto tiempo es imprescindible medir para obtener una buena precisión en frecuencia.

VIII - 7.5 Costo de los sensores

Veamos el costo de los materiales de los sensores:

En el Detalle de componentes y costo de los mismos se puede consultar el listado de componentes de cada diseño, así como el detalle y costo de los mismos, en todo caso inferior a 15U\$, llegando a 3U\$ en el caso del Astable en cantidades de 1000

En este análisis se puede ver que el costo de los materiales es muy inferior al objetivo inicial propuesto de 100U\$/sensor.

A este costo habría que sumarle el costo de la placa y el ensamblado de los componentes. Si bien gracias al diseño del sensor no existe dificultad que sume costos en el ensamblado mecánico, el coste de armado es difícil de estimar ya que lo que se pagó en el mercado local por el diseño puntual de ambos prototipos no guarda relación con los costos esperables en una producción en serie.

Adicionalmente podría incluirse el costo del epoxi utilizado. Se compraron 500gr de epoxi y 250gr de endurecedor por aprox. 350\$. En total con todas las pruebas y arreglos se utilizaron menos de 100gr y 50gr. Esto totalizaría unos 75\$, es decir, unos 3U\$S con costos en el mercado local.

Más allá de estos costos, debe considerarse además, si se pretende alcanzar una calibración genérica, o al menos que se aplique a un cierto número de tierras y no que el usuario calibre cada sensor a cada tierra. Realizar una calibración implicaría inevitablemente algún ajuste en la calibración de cada sensor al salir de fábrica, lo que implicaría un costo en horas de personal que incrementaría considerablemente el costo del mismo.

A pesar de estas consideraciones, consideramos que es perfectamente razonable suponer un costo por sensor inferior al planteado originalmente de 100U\$S y que de hecho el costo seguramente se encuentre debajo de los 50U\$S/sensor.

VIII - 8 Pasos a seguir en futuras iteraciones

Consideración de la conductividad y pérdida dieléctrica

Si bien se realizaron medidas con distintos niveles de salinidad en agua, no se observaron variaciones claras como con el sensor comercial. Las variaciones además no fueron consistentes. Son necesarias más pruebas para evaluar este resultado.

Hay dos posibilidades a seguir, una es cuantificar estas magnitudes, y usar su valor a modo de ajuste, es decir, realizar una medida de la permitividad en sus dos componentes (real y complejo). [8]

$$\varepsilon_r^* = \varepsilon_r' - j \left(\varepsilon_r'' + \frac{\sigma_{DC}}{\varepsilon_0 \omega} \right)$$

La otra posibilidad, es buscar reducir aún más el efecto de la parte compleja mediante el uso de técnicas como la aislación.

Sobre esto también se vio una técnica que se intentó comprender, que utilizan un puente de capacitores para reducir el efecto de la conductividad, a costa de perder sensibilidad en la medida capacitiva. Si bien no alcanzamos a adaptar la técnica propuesta para nuestro uso, el planteo teórico resultaba interesante, por lo que dejamos la referencia correspondiente que resultaría de interés para estudios posteriores. [17]

Luego de contar con una evaluación de esta afectación, si la misma amerita un ajuste, se deberían estudiar las posibilidades que hay para realizarlo.

Estudio detallado de la variación con la temperatura

No se realizaron mediciones para verificar el comportamiento del sensor ante cambios en la temperatura.

Se debería evaluar el cambio en el comportamiento del circuito con la temperatura. Para el diseño, en los capacitores que no son de desacople se utilizaron capacitores con gran estabilidad térmica y de acuerdo a las especificaciones de los integrados la variación de su comportamiento entre 0-45C no sería problemática, por lo que no esperamos grandes variaciones en esta consideración.

También deben realizarse mediciones para estudiar la variación de la humedad medida con la tierra a distintas temperaturas. Si bien el cambio de la constante dieléctrica del agua pura con la temperatura es conocida, como se pudo ver en la ecuación planteada en el apartado teórico de tierras, de acuerdo a estudios [14] el efecto del agua ligada provocaría un cambio en el sentido opuesto, por lo que este efecto debería estudiarse más a fondo.

Sin embargo la cuantificación de la magnitud de este cambio es lo primero que debería encararse, ya que perfectamente podría dar variaciones en la medida que no sean de importancia en la precisión necesaria para los fines del sensado. Una investigación que justamente detalla este punto y plantea que los efectos deberían considerarse relativos a los resultados buscados se detalla en [60].

Estudio detallado de la variación con la compactación de la tierra y método de calibración

A pesar de que concluimos que nuestras medidas debíamos realizarlas en tierra compactada, esto, considerando la destrucción en la estructura del mismo, plantea el hecho de si es recomendable hacerlo. También plantea generar otros métodos de calibración con la tierra a una compactación regulada o usar algún otro sensor de referencia y realizar una calibración saturado la tierra y luego dejándola secarse, como la calibración realizada en [61].

Es decir, sin realizar ninguna especie de mezcla, y compactación los cuales son métodos muy discutibles según gente experta en suelos.

Optimización del diseño de la sonda para darle mayor robustez

Durante nuestra experiencia, sufrimos la rotura de una punta en el primer prototipo Astable y numerosos problemas de pérdidas de aislación con todos los circuitos.

Si bien nuestro uso fue extremo, colocando y retirando constantemente el circuito, lo cual no sería el uso habitual (el sensor permanecería insertado), debería estudiarse como mejorar este aspecto.

Como primer punto, para facilitar la inserción las puntas deberían ser más puntiagudas.

Una consideración que tal vez debería ajustarse es el punto de haber descartado el utilizar el cobre de la sonda cubierto por placas en ambos lados.

Pensábamos que con esto íbamos a perder mucha sensibilidad. Esta consideración como vimos en la sección VIII - 5.5.1, página 127, fue de hecho cierta, el grosor de la cobertura de las placas es de importancia en la medida.

Sin embargo, lo que ocurre es que para darle rigidez mecánica al diseño, se terminó finalmente agregando una capa tan gruesa de epoxi, que la instalación de placa FR4 volvería a ser una consideración perfectamente viable.

Con esto, uno ya tiene una solución sólida, de tamaño más controlado, como para facilitar una producción más homogénea, buscando prescindir de calibrar cada unidad. Y para la unión si podría ser epoxy.

La aplicación del epoxy puede mejorarse. Donde se compro el epoxy y el endurecedor nos recomendaron una aplicación de PHR 50. Es decir, 50 gramos de endurecedor por 100 de epoxy. Lo que equivale a un ratio de peso de 66/33.

Sacando que nosotros hicimos una aplicación vía proporción volumétrica y no de masa como correspondía, por error, también cabe mencionar que en realidad al consultar no disponían los datos sobre que endurecedor se estaba aplicando, esto básicamente se dedujo de los datos presentados por la hoja de datos, lo cual puede ser un error.

Para una aplicación de este estilo, con una importante necesidad de información respecto al producto a usar, se recomienda el asesorarse antes.

En este caso, por ejemplo, con el distribuidor y representante en argentina de Kukdo.

El epoxy puede aplicarse con otras proporciones, pero hay que tomar en cuenta las propiedades del resultado. El capítulo 4 y parte del 5 de [44] es lectura imprescindible en la aplicación de un revestimiento.

Para tener mayor robustez frente fallos de aislación del revestimiento (epoxy, FR4) se puede ver de agregar en el circuito capacitores de desacople en las puntas, para filtrar la continua.

En nuestro caso consideramos inicialmente que con la aislación física sería suficiente, pero viendo los problemas que sufrimos con la aislación, con estos capacitores uno se ahorra problemas.

Trabajar con criterio para obtener el punto de partida de las medidas

Para seguir profundizando en este tema, es necesario obtener mediciones más precisas. Para esto es necesario afinar el método de evaluación del contenido de agua en la tierra independiente de las medidas de otro sensor (ej., método gravimétrico).

Uno de los puntos más importantes a trabajar es el de la determinación del punto de partida, es decir, investigar más a fondo criterios para considerar la tierra completamente seca, es decir, 0% de VWC.

En nuestro caso, la posibilidad de obtener una estimación de este valor ocurrió varios meses después de comenzado el proyecto, al obtener el sensor comercial.

El no conocer este dato limitó nuestras posibilidades durante la etapa de pruebas, y no proporcionaba una motivación clara para proseguir con mediciones más complejas y/o completas.

Acercamiento a planteos teóricos

Debería trabajarse en la obtención de resultados para acercar las mediciones a los desarrollos teóricos, tanto en la teoría de tierras como en cuanto a los circuitos. La cantidad de fuentes de incertidumbre en la medida tal vez dificulte más allá de lo razonable este planteo, y sin dudas escapó a nuestras posibilidades. Pero tal vez se pueda desarrollar un estudio para obtener modelos cualitativos con más parámetros teóricos.

Este acercamiento también aplica a la utilización de las ecuaciones de calibración estándar. Al no poder estimar directamente la constante dieléctrica, no se pudo validar con los diseños desarrollados la adecuación de la ecuación de Topp [5] y el modelo de mezcla de dieléctricos de Roth [16], lo cual hubiera sido un interesante aporte a la investigación en el área.

Ajuste de las rutinas implementadas en el Mote

Al no alcanzar el acercamiento a los planteos teóricos mencionado, no fue posible completar en el código de TinyOS el cálculo del volumen de humedad a partir de la frecuencia. En estos momentos es posible contar con el valor de frecuencia crudo para su posterior procesamiento.

Si bien podría ajustarse el código del Mote a las calibraciones obtenidas, no era esta la filosofía planteada de diseño, sino permitir un desarrollo más genérico. Si se desea un ajuste específico debería construirse este código en aplicaciones futuras.

Desarrollo de técnicas de calibración

Una vez que se logre una buena caracterización del sensor y un ajuste estándar de resultados, debería ser posible, suponiendo una fabricación industrial de los sensores, desarrollar un procedimiento de calibración relativamente sencillo para ajustar las curvas de respuesta halladas a las particularidades de cada sensor. Un punto de partida para esta investigación podría ser el estudio de [15].

Estudiar a fondo la utilidad de conservar la capacidad de calibración

Si bien la idea de tener una capacidad fija conocida para tener medidas de referencia en tiempo real con el sensor es interesante, en la encarnación actual del diseño el agregar el switch en el circuito implicó consideraciones y análisis que opacaron completamente las ventajas de la capacidad de calibración.

Estos problemas fueron subestimados inicialmente, y terminaron finalmente en que la capacidad de calibración no fuera prácticamente utilizada. Debería realizarse un mejor análisis y una búsqueda tal vez de switches o conexiones alternativas para ver si es posible viabilizar este concepto.

Conexión física Sensor - Mote

Al momento, no existe una conexión del sensor al Mote que sea viable para su uso en aplicaciones prácticas (se utilizan directamente los cables).

Se tiene pensado, pero no se llegó a tiempo, realizar un conector ficha RJ-45 para una conexión sencilla al Mote mediante un sencillo adaptador RJ45-puerto de expansión Mote, aprovechando el tipo de cable utilizado.

Esto sin embargo no se encuentra implementado al momento de la entrega de este documento.

IX Conclusiones generales

Como primer punto a destacar, consideramos que podemos afirmar que los sensores responden al cambio de humedad en el suelo de forma verificable y medible.

Alcanzamos, mediante dos sensores con diseños completamente diferentes, ecuaciones similares que relacionan la capacidad medida con el VWC en el rango que alcanzamos a estudiar (0-20% aprox.)

Lamentablemente, las dificultades encontradas, sumadas a diversos atrasos acumulados en el proyecto, no nos permitieron un análisis completo del comportamiento de nuestros sensores en las diferentes tierras recolectadas en nuestro territorio nacional, así como en rangos de VWC más extensos. También nos impidieron profundizar en el procesamiento de los datos obtenidos, quedando por el camino análisis que podrían haber sido de interés, como ser el comportamiento del sensor ante cambios en la conductividad del medio.

Es así que no se logró un modelado teórico que explicara completamente los resultados obtenidos trabajando en tierras, aunque si se tiene un modelado de los sensores y los fenómenos que los afectan, los cuales son difíciles de considerar en su conjunto.

Las bajas capacidades a medir, el efecto de la protección de las puntas afectando las medidas, el trabajo a altas frecuencias, el grado de precisión necesario en los modelos, llegando en algunos casos a estar limitados por especificaciones insuficientes en las hojas de datos, son todos factores que fueron abordados en el proyecto, pero que generan un nivel de complejidad en el análisis que no nos permitió alcanzar resultados concluyentes en la relación teoría-práctica.

Además de las dificultades en la electrónica, el trabajo con tierras presenta una gran cantidad de desafíos en cuanto a la metodología, los cuales se fueron detectando sobre la marcha y a medida que se fueron adquiriendo los conocimientos y las herramientas necesarias. A partir de esto se fue ajustando el trabajo, pero existen dificultades inherentes al tipo de trabajo que nos alejan a ese campo de mediciones precisas que una muchas veces asocia con la electrónica.

Respecto al trabajo con tierras, se realizó un importante análisis del estado del arte de la medida de humedad a partir del valor de la constante dieléctrica. Se estudiaron una gran cantidad de investigaciones que permitieron separar los trabajos consistentes de los más objetables y se aislaron y detallaron las teorías mas aceptadas en la materia.

Un aspecto que quedó claro en ésta área, es que el tema se encuentra en franco desarrollo y al día de hoy la técnica aún continúa siendo ajustada, no existiendo un modelo único y concreto que pueda ser aplicado en cualquier situación.

Más aún, temas como el de la conductividad son aún tan debatidos, que hemos estudiado y citado estudios (ver como ej. [18]) que contradicen (con mediciones concretas) afirmaciones de fabricantes de sensores de este tipo respecto a la afectación de este parámetro en la medida. Claramente la técnica aún se encuentra en expansión y crecimiento y queda mucho por hacer.

Debido a que no se alcanzó un número de datos elevado, y a que los modelos fueron ajustados a las medidas realizadas, si bien a partir de esto es posible observar relaciones claras y coherencia con modelos desarrollados, el plantear parámetros de precisión y tolerancia absolutos no permitiría alcanzar ningún resultado concluyente. Este aspecto claramente no pudo ser abordado como fue planteado en los objetivos del proyecto.

Considerando estos objetivos, el diseño planteado al momento si presenta un bajo coste, cuantificado al momento en el costo de sus materiales. El costo de la placa y el armado es muy difícil de estimar, ya que el costo local de este proceso no es fácilmente traducible al costo de producción de un producto industrial producido en serie en origen.

El coste fue muy bajo también en cuanto a las herramientas y materiales de desarrollo. Más allá de los materiales utilizados (componentes electrónicos, sustancias químicas, etc.), las herramientas que se adquirieron fueron simplemente un par de sensores comerciales, trabajando con instrumentos

disponibles en el laboratorio de facultad y un Mote recibido en préstamo del IIE. El software utilizado mayoritariamente es gratuito, Eagle CAD Freeware, PSPICE versión estudiantil y LTSpice, proporcionado gratuitamente por Linear. Son excepciones el uso de Matlab para procesamiento de datos y Office para gráficos y documentación.

También consideramos que el objetivo de consumo reducido fue alcanzado, y destacamos el hecho de que fue viable la construcción del sensor alimentado de la misma fuente que el MOTE, con dos pilas AA.

Este uso de la misma fuente de alimentación que el MOTE, así como el desarrollo de módulos e interfaces para utilizar los sensores en TinyOS nos permite afirmar que la integración con el MOTE también es posible con el diseño actual, de hecho las mediciones finales se realizaron con el MOTE. Lamentablemente no alcanzamos a concluir la interfaz de conexión, pero el desarrollo es sencillo, y la limitante que nos obstaculizó este desarrollo es el tiempo disponible.

IX - 1 Experiencias personales

Este proyecto implicó para los tres integrantes el primer acercamiento a la ejecución y concreción de un proyecto de ingeniería. Si bien todos teníamos experiencia laboral, no han implicado responsabilidades directas de este tipo.

Esta inexperiencia se vio claramente reflejada en el hecho de que la mayor falla en la ejecución del proyecto ocurrió en la planificación y administración de los tiempos. La planificación original resultó completamente inadecuada, y la dedicación posterior por nuestra parte no fue la planificada. Estos dos inconvenientes tienen orígenes bien distintos.

La planificación original no fue nada buena debido a lo difícil que resultó para nosotros alcanzar una definición clara de lo que implicaban realmente los objetivos del proyecto. Esto sumado a nuestra inexperiencia en planificar procesos de desarrollo nos llevó a diseñar una planificación muy poco ajustada a la práctica.

Como reflexión, consideramos que el tener un proyecto claramente definido al comienzo es esencial para un buen desarrollo del mismo, para que de esta manera se maximice el proceso de aprendizaje de todas las etapas habituales en este tipo de procesos. Para esto, creemos que sería recomendable que las clases de gestión de proyecto se realicen en etapas previas al proyecto, para poder asimilar estos conceptos en las etapas de definición y de esta forma favorecer una planificación más realista en los comienzos del mismo. La superposición de la introducción a las tareas de gestión con el comienzo del proyecto de por sí insume sobre-tiempos que tal vez deberían ajustarse.

Respecto a la dedicación posterior, en un principio existieron problemas de coordinación entre los tres integrantes del proyecto. Durante todo el proceso, los tres trabajamos, y hasta aprox. enero del 2009 dos de nosotros lo hacíamos en horarios rotativos, incluyendo fines de semana. Esto dificultó las reuniones del grupo, lo que si bien permitía el trabajo de investigación, enlenteció considerablemente la realización de experiencias prácticas. A esto se suma indiscutiblemente que la dedicación personal de cada integrante fue inferior a la planteada originalmente, muy inferior francamente al comienzo, lo que provocó que la dedicación en los últimos meses se disparara a ritmos que no eran factibles sumando la actividad laboral, con lo que el resultado final del proyecto se vio afectado, quedando truncos resultados a causa exclusivamente de limitaciones de tiempo por nuestra mala gestión del mismo.

Los resultados sufrieron también indudablemente por lo acelerado de las últimas etapas de desarrollo, realizando diseños con poco estudio teórico inicial, sin certezas en cuanto a los resultados, etapas de desarrollo no debidamente testeadas, con lo cual resultaron poco aprovechadas, pruebas donde no estaban claros los resultados buscados, por lo que en ocasiones no quedaron reflejadas todas las magnitudes de utilidad. Las pruebas también sufrieron por el atraso en la obtención del sensor comercial. El trabajar en un instrumento de medida sin una referencia mínima para comparación debería utilizarse solo en etapas muy primitivas del desarrollo.

Respecto a estas etapas, en muchos casos se extendieron por tiempos excesivos en donde estuvimos avanzando y retrocediendo, chocando con múltiples obstáculos que muchas veces no supimos manejar. Este proceso sin dudas es esencial vivirlo como aprendizaje para lo que seguramente sea el día a día de la actividad ingenieril, pero no se debería perder de vista el hecho que esto es un proyecto de fin de carrera como estudiantes, con tiempos de gestión y conceptos por aprender, por lo que el tener un contacto fluido con los tutores creemos debería ser parte integral de esta experiencia. En nuestro caso particular, creemos que este contacto podría haber sido mejor, dejando claro que el acercamiento insuficiente muchas veces fue responsabilidad nuestra por no plantear inquietudes en tiempo y forma, lo que sin dudas no promovió un intercambio fluido de conceptos e inquietudes que hubieran enriquecido la experiencia y los resultados de este proyecto.

Es también un factor el hecho de que en general en estos proyectos hay un acercamiento a áreas de trabajo desconocidas por los integrantes, situación sin duda cierta en nuestro caso. En una experiencia profesional, el encarar un proyecto de desarrollo sin experiencia previa siempre es un tema que se analiza profundamente y se encara con mucho cuidado y previsión. Esto debería ser considerado a la hora de valorar la experiencia del proyecto de fin de carrera como un acercamiento al mundo profesional y sus exigencias.

Los conocimientos y experiencias acumuladas no dejan de ser valiosos y de gran interés para nuestra formación. Afirmamos conceptos en el estudio teórico de circuitos. Aprendimos a fondo la interpretación de hojas de datos de componentes. Consolidamos experiencias y avanzamos considerablemente en el manejo de herramientas de diseño (Eagle CAD) y simulación de circuitos (PSPICE, LTSpice). Trabajamos con Motes logrando una razonable familiaridad con el concepto de programación en TinyOS, de gran valor como acercamiento al área de redes de sensores inalámbricas.

También recogimos experiencias en áreas ajenas a la electrónica. Toda la teoría de modelado de tierras y principalmente el trabajo con las mismas nos enseñó a sacar un poco la cabeza del circuito en el que se trabaja y buscar también los problemas en el entorno y uso del circuito en el mismo. El trabajo con sustancias químicas nos dejó conocimientos valiosos en el área de aislación y características eléctricas de las mismas, así como técnicas de aplicación y dificultades en el proceso.

Lamentablemente, por diversas falencias, no nos fue posible aprovechar cabalmente la experiencia en cuanto a la gestión de proyecto, tal vez justamente tomando como mayor lección los problemas sufridos por el fracaso en estas áreas. Además de asegurarse de tener lo más definido posible el objetivo al comienzo de un proyecto, si se quiere llegar a buen puerto no hay otro camino más que a medida que las líneas de acción se vayan aclarando se actualicen los cronogramas para que reflejen el trabajo que se sabe queda pendiente y el tiempo máximo que es factible dedicar a cada uno, aprovechando además la experiencia acumulada en cuanto a los tiempos reales que es posible dedicar. Ésta es la única forma de asegurar el cumplimiento de objetivos y delimitar el alcance, en la medida de lo posible, a los objetivos seguros. Lo deseable es que la experiencia nos lleve a progresar a la convergencia entre estos objetivos posibles y los originalmente planteados.

X Bibliografía

- [1] F. L. Lewis. Wireless Sensor Networks. [Online].
<http://arri.uta.edu/acs/networks/WirelessSensorNetChap04.pdf>
- [2] D. Baccino, et al. (2008) Una Experiencia Piloto de Red de Sensores Inalámbricos para Aplicaciones Agronómicas. [Online].
<http://iie.fing.edu.uy/investigacion/grupos/microele/papers/epim08.pdf>
- [3] P. Hoekstra and A. Delaney. (1974) Dielectric Properties of Soils at UHF and Microwave Frequencies.
- [4] J. L. Davis and A. P. Annan, "Electromagnetic detection of soil moisture: Progress report.," *Canadian J. Remote Sensing* 3, pp. 76-86, 1977.
- [5] G.C.Topp, J. L. Davis, and A. P. Annan, "Electromagnetic Determination of Soil Water Content: Measurements in Coaxial Transmission Lines".
- [6] S. B. Jones, J. M. Wraith, and D. Or, "Time Domain Reflectometry (TDR) measurement principles and applications," *Hydrological processes*, pp. 141-153, 2002.
- [7] H. Magán, M. Á. Domene, R. Ordiales, and S. Vidal, "Self Balance Impedance Bridge, un método alternativo al TDR para la determinación de la humedad edáfica".
- [8] V. Dumbrava and L. Svilainis, "The Automated Complex Impedance Measurement System".
- [9] Decagon devices. 5TE Soil Moisture, Electrical Conductivity, and Temperature Sensor . [Online].
http://www.decagon.com/soil_moisture/5te/
- [10] Decagon. Manual sensor Decagon EC-5. [Online]. http://www.decagon.com/pdfs/manuals/EC-20_EC-10_EC-5_v8.pdf
- [11] T. W. Ley, R. G. Stevens, R. R. Topielec, and W. H. Neibling, "Soil water monitor & measurement," *A PACIFIC NORTHWEST PUBLICATION*.
- [12] C. Dorronsoro. Introducción a la Edafología (Ciencia del Suelo). [Online].
<http://edafologia.ugr.es/introeda/tema00/progr.htm>
- [13] T. Flaschke and H.-R. Trankler, "Dielectric Soil Water Content Measurements Independent of Soil Properties".
- [14] M. J. Escorihuela, P. d. Rosnay, Y. H. Kerr, and J.-C. Calvet, "Influence of Bound-Water Relaxation Frequency on Soil Moisture Measurements," 2007.
- [15] C. H. Roth, M. A. Malicki, and R. Plagge, "Empirical evaluation of the relationship between soil dielectric constant and volumetric water content as the basis for calibrating soil moisture measurements by TDR," 1992.
- [16] K. Roth, R. Schulín, H. Fluhrer, and W. Attinger, "Calibration of Time Domain Reflectometry for Water Content Measurement Using a Composite Dielectric Approach," 1990.
- [17] D. Wobschall and D. Lakshmanan, "Wireless Soil Moisture Sensor Based on Fringing Capacitance," 2005.
- [18] R. B. Thompson, M. Gallardo, M. D. Fernández, L. C. Valdez, and C. Martínez-Gaitán, "Salinity Effects on Soil Moisture Measurement Made with a Capacitance Sensor," 2007.
- [19] Decagon. Ech2o FAQ. [Online].
http://www.decagon.com/pdfs/app_notes/FrequentlyAskedQuestionsAboutECH2O.pdf
- [20] Decagon. EC-5 Volume of sensitivity. [Online].

- http://www.decagon.com/pdfs/app_notes/ec5volumeofsensitivity.pdf
- [21] Texas Instruments. Hoja de datos - Regulador TPS72101 . [Online].
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tps72101.pdf>
- [22] Texas Instruments. Hoja de datos - Amplificador Operacional OPA355. [Online].
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa2355.pdf>
- [23] Linear Technology. Hoja de datos - Comparador LT1711. [Online].
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1004,C1012,P2077,D1848>
- [24] Texas Instruments. Hoja de Datos - Switch SN74LVC1G66. [Online].
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g66.pdf>
- [25] Rohm. Hoja de datos- Transistor2SC3837. [Online].
<http://www.rohm.com/products/databook/tr/pdf/2sc4725.pdf>
- [26] H. Valdenegro, *Osciladores Clase "C"*. Oficina de Publicaciones del CEI.
- [27] Texas Instruments. (2007, Feb.) Signal Switches - Analog Switches and Multiplexers (less than or equal to 5V) - SN74LVC1G3157 - TI.com. [Online].
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g3157.pdf>
- [28] Texas Instruments. (2005, Jul.) Low-Power Single Postitive-Edge-Triggered D-Type Flip-Flop SN74AUP1G80 (Rev. B). [Online]. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74aup1g80.pdf>
- [29] FairChild Semiconductor. (2007, May) Product Folder - 74VHC4040 - 12-Stage Binary Counter. [Online]. <http://www.fairchildsemi.com/ds/74/74VHC4040.pdf>
- [30] Texas Instruments. (2007, Feb.) Single Inverter Buffer/Driver With Open-Drain Output (Rev. M). [Online]. <http://www.ti.com/lit/gpn/sn74auc1g06>
- [31] Texas Instruments. (2007,) Single 2-Input Positive-NAND Gate (Rev. O) - SN74AUC1G00. [Online]. <http://www.ti.com/lit/gpn/sn74auc1g00>
- [32] Texas Instruments. (2003, May) Understanding and Interpreting Standard-Logic Data Sheets. [Online]. <http://focus.ti.com/lit/an/szza036b/szza036b.pdf>
- [33] Texas Instruments. (2002,) Application of the Texas Instruments AUC Sub-1-V Little Logic Devices. [Online]. <http://focus.ti.com/lit/an/scea027a/scea027a.pdf?source=googlebase>
- [34] J. M. Rabaey, A. Chabdrakasan, and B. Nikolic, *Circuitos Integrados Digitales - Una perspectiva de diseño*. Madrid: Pearson Education S.A., 2004.
- [35] Texas Instruments. (2007, Feb.) Single-Pole, Double-Throw Analog Switch SN74LVC1G3157 (Rev. F). [Online]. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g3157.pdf>
- [36] Texas Instruments. (2001,) SN74AUC1G14 - Single Schmitt-Trigger Inverter. [Online].
<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=sn74auc1g14&fileType=pdf>
- [37] DigiKey Corp.- Electronic Components Distributor. [Online]. <http://www.digikey.com/>
- [38] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Circuitos Microelectrónicos - 4ta edición*.
- [39] R. D.A. and F. S.P. (2000, Oct.) Parallel Plates Compared with Conventional Rods as TDR Wavelines Sensing Soil Moisture. [Online].
<http://www.ingentaconnect.com/content/klu/ssta/2000/00000001/00000004/00290136?crawler=true>
- [40] Z.-y. Chang, B. P. Iliev, J. F. de Groot, and G. C. M. Meijer. (2007, Dec.) Extending the Limits of a Capacitive Soil-Water-Content Measurement. [Online].
<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&isnumber=4389074&arnumber=4389092>

- [41] S. B. Jonesa, J. M. Blonquist, D. A. R. Jr.a, V. P. Rasmussena, and D. Or. (2004,) Standardizing Characterization of Electromagnetic Water Content Sensors - Part 1. Methodology. [Online]. <http://vzi.geoscienceworld.org/cgi/content/abstract/4/4/1048>
- [42] J. J. M. Blonquist, S. B. Jones, and D. A. Robinson. (2004,) Standardizing Characterization of Electromagnetic Water Content Sensors - Part 2. Evaluation of Seven Sensing Systems. [Online]. <http://vzi.geoscienceworld.org/cgi/content/abstract/4/4/1059>
- [43] J. U. Jansen. (2005,) BOLETIM TÉCNICO - ISALKYD SMP-230/AR. [Online]. http://www.saomarco.com.br/manager/pt/arquivos/1/produtos/Boletim_Site_Vernizes_SM-230-AR.pdf
- [44] J. J. Licari, *Plastic Coatings for electronics*. Robert E. Krieger Publishing Company, inc. - McGraw-Hill, 1980.
- [45] Texas Instruments. (1996, Nov.) The Bypass Capacitor in High Speed Enviroments. [Online]. <http://focus.ti.com/lit/an/scba007a/scba007a.pdf>
- [46] Layout, BYPASSING, Decoupling, Shielding and Ground plane. [Online]. http://williamson-labs.com/480_byp.htm
- [47] D. L. Jones. (2004, Jun.) PCB design Tutorial. [Online]. <http://alternatzone.com/electronics/files/PCBDesignTutorialRevA.pdf>
- [48] Eagle 4.0 para Linux y Windows: Esquema - Lineas de conexión - Autorouter - Tutorial. [Online]. <ftp://ftp.cadsoft.de/eagle/userfiles/doc/tutorial-spa.pdf>
- [49] D. R. Lide, Ed., *CRC Handbook of Chemistry and Physics, 89th Edition*. CRC Press/Taylor and Francis, Boca Raton, FL..
- [50] Sentilla. Tmote sky datasheet. [Online]. www.sentilla.com/pdf/eol/tmote-sky-datasheet.pdf
- [51] Texas Instruments. Hoja de datos del MSP430f1611. [Online]. <http://www.ti.com/lit/gpn/msp430f1611>
- [52] Tiny OS. Documentación Tiny OS. [Online]. <http://www.tinyos.net/tinyos-2.x/doc/>
- [53] P. Levis. TinyOS 2.0 Overview. [Online]. http://www.tinyos.re.kr/bbs/bbs.php?db=soft_bbs&mode=read&idx=758&page=169&PHPSESSID=77231c88d77faf4e73ef2ca5ef05aa2e
- [54] TinyOS Technology Exchange II. Presentación PPT TinyOS. [Online]. <http://www.tinyos.net/ttx-02-2005/tinyos2/ttxII-tos2-b.ppt>
- [55] ON semiconductor. MC33201 datasheet. [Online]. http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC33201-D.PDF
- [56] (2004) YD-128 Standard Liquid Epoxy Resin. [Online]. http://www.kukdo.com/file/goods/YD-128_TDS_.pdf
- [57] T. Sakaki, A. Limsuwat, K. M. Smits, and T. H. Illangasekare, "Empirical two-point A-mixing model for calibrating the ECH2O EC-5 soil moisture sensor in sands," 2008.
- [58] D. L. Jones. PCB Design Tutorial. [Online]. <http://alternatzone.com/electronics/files/PCBDesignTutorialRevA.pdf>
- [59] H. Werner. (2002,) Measuring Soil Moisture for Irrigation Water Management. [Online]. <http://agbiopubs.sdstate.edu/articles/FS876.pdf>
- [60] M. S. Seyfried and M. D. Murdock, "Measurement of Soil Water Content with a 50-MHz Soil Dielectric Sensor," 2004.
- [61] L. E. Pruett, J. A. O'Donnell, J. W. Harden, K. Yoshikawa, and P. P. Overduin. Measurement of

- moisture in fibrous organic soils using ECH2O moisture content probes. [Online].
http://www.czen.org/system/files/ECH2O_calibration_poster_BIOGEOMON2006_CZEN.pdf
- [62] G. D. Bolitho. (2007, Nov.) TDR Probes for the Measurement of Root Zone Soil Moisture. [Online].
http://eprints.usq.edu.au/4209/1/Bolitho_2007.pdf
- [63] CS616 Water Content Reflectometer Instruction Manual. [Online].
<http://www.campbellsci.com/documents/manuals/cs616.pdf>
- [64] T. J. S. James R. Wang, "An Empirical Model for the Complex Dielectric Permittivity of Soils as a Function of Water Content".
- [65] Y. Chen and D. Or, "Geometrical factors and interfacial processes affecting complex dielectric permittivity of partially saturated porous media," 2006.
- [66] P. Cosenza, C. Camerlynck, and A. Tabbagh, "Differential effective medium schemes for investigating the relationship between high-frequency relative dielectric permittivity and water content of soils," 2003.
- [67] Texas Instruments. (1997, Jun.) CMOS Power Consumption and Cpd Calculation. [Online].
<http://focus.ti.com/lit/an/scaa035b/scaa035b.pdf>
- [68] National Semiconductor. (2007, May) LP5951 - Micropower, 150mA Low-Dropout CMOS Voltage. [Online]. <http://www.national.com/ds/LP/LP5951.pdf>
- [69] Tiny OS wiki. Tiny OS tutorials. [Online]. http://docs.tinyos.net/index.php/TinyOS_Tutorials
- [70] Texas Instruments. MSP430 family datasheet. [Online]. <http://www.ti.com/litv/pdf/slau049f>
- [71] V. Dumbrava and L. Svilainis. (2007) The Automated Complex Impedance Measurement System. [Online]. http://www.ktu.lt/lt/mokslas/zurnalai/elektros_z/z76/14_Dumbrava.pdf
- [72] J. Z. Chen, A. A. Darhuber, S. M. Troian, and S. Wagner. (2004) Capacitive sensing of droplets for microfluidic devices based on thermocapillary actuation. [Online].
www.rsc.org/ej/LC/2004/b315815b.pdf
- [73] Texas Instruments. (2007, Oct.) SN74AUC1G66 - Single Bilateral Analog Switch (Rev. K). [Online].
<http://www.ti.com/lit/gpn/sn74auc1g66>
- [74] SparkFun Electronics. (2007) SMD Soldering Workshop - Soldering Basics. [Online].
<http://www.sparkfun.com/datasheets/Prototyping/General/SolderingBasics.pdf>
- [75] Sparkfun electronics. (2007) SMD Soldering Workshop - SMD Soldering. [Online].
<http://www.sparkfun.com/datasheets/Prototyping/General/SMD-SolderingWorkshop.pdf>
- [76] United States Department of Agriculture. (1998,) Estimating Soil Moisture by Feel and Appearance. [Online]. <ftp://ftp-fc.sc.egov.usda.gov/MT/www/technical/soilmoist.pdf>

Anexo I - Algunos instrumentos utilizados para la medida de la humedad de suelos

En este anexo se realiza un estudio las características principales de algunos de los instrumentos más populares utilizados para medir la humedad de suelos.

I.1 Tensiómetro

El tensiómetro es un instrumento que no proporciona una medida del porcentaje de agua en el suelo (sea en volumen o en masa) sino que da una medida de tensión, lo que indica el esfuerzo que debe realizar la raíz de una planta para extraer agua del suelo. Esta medida también es de interés en cultivos, por lo que esta técnica también es de utilidad.

A partir del dato de tensión y conociendo las características del suelo es posible además relacionar esta información con el volumen de agua relativo en el suelo, pero en general no se apunta a esta aplicación, sino que se usa directamente el dato de tensión.

Consiste en un tubo sellado herméticamente, equipado con una punta cerámica porosa y un vacuómetro (Instrumento medidor de presión ajustado para valores inferiores a la presión atmosférica). Se coloca en el suelo de forma que controle la humedad disponible en toda la zona de crecimiento de las raíces. La tierra seca extrae líquido del tensiómetro produciendo un vacío parcial en el instrumento que queda reflejado en el vacuómetro, de forma que cuanto más seca esté la tierra, más alto es el valor registrado en el dial del vacuómetro. Cuando se humedece la tierra, el tensiómetro vuelve a absorber humedad del suelo, reduciéndose la tensión, con lo que el vacuómetro señalará un valor menor.

El rango más bajo de tensión que pueden medir es entre 0 y -0,8bar, este valor no es lo suficientemente bajo para los valores mínimos de irrigación de cultivos en tipos de suelo arenosos³⁷, por lo que su aplicación es limitada.

Una de sus mayores desventajas es que requieren un mantenimiento constante para mantener su funcionamiento óptimo, por lo que deben revisarse prácticamente a diario en condiciones ideales, o al menos semanalmente. Otra desventaja es que una parte del sensor siempre queda expuesta, por lo que su instalación puede provocar un mayor filtrado de agua en esa área si no se tiene cuidado con su instalación.

Como ventajas se puede destacar que es un método muy antiguo por lo que se encuentra bien desarrollado y existen numerosas opciones de diversos fabricantes, con diversas formas y tamaños que permiten adecuar bastante el sensor a las necesidades específicas del usuario. Por esto mismo además su costo no suele ser muy elevado. Vale decir además que si bien el mantenimiento debe ser frecuente, el mismo no es muy complicado.

En la Figura 95 se puede ver un ejemplo de tensiómetro, en donde se detallan las diferentes partes que lo componen.



Figura 95 - Tensiómetro

³⁷ Como los son los suelos usados en el cultivo de arándanos. (Cultivo con necesidad de buen riego)

I.2 Sonda de neutrones

Estos sensores permiten el monitoreo indirecto de la humedad del suelo. La sonda emite neutrones de alta energía. La energía de los mismos se ve afectada al colisionar con partículas con neutrones de similares características, que se encuentran principalmente en el hidrógeno. Luego entonces algunos de los neutrones que rebotan y vuelven a la sonda vuelven con baja energía, es decir a baja velocidad, y esto es posible relacionarlo con el contenido de agua del suelo.

Este método permite medir grandes volúmenes de tierra y a distintas profundidades, por lo que permite construir un perfil de contenido de humedad del suelo, proporcionando además un grado de precisión bastante bueno en estos grandes volúmenes.

Como se decía, este método proporciona una buena precisión, pero pierde mucha sensibilidad al acercarse a la superficie del suelo y en el entorno de la sonda (radio de 30 a 40 cm), por lo que no es práctico para pequeños cultivos, por ej. cultivos de invernadero. Respecto a la precisión cabe mencionar también que la medida se ve afectada también por la salinidad del suelo, ya que aquí también existen átomos de hidrógeno.

En cuanto al costo de este método, existe un gran costo inicial al adquirir el equipo que es caro y además debe considerarse el costo luego de eliminar el material radiactivo. Por otro lado el costo de utilización luego de adquirido el equipo es muy bajo.

Lógicamente la principal desventaja de este método, más aún para nuestro proyecto es el hecho de que se trabaja con material radiactivo, con todas las precauciones que esto implica y las dificultades de acceder al mismo.

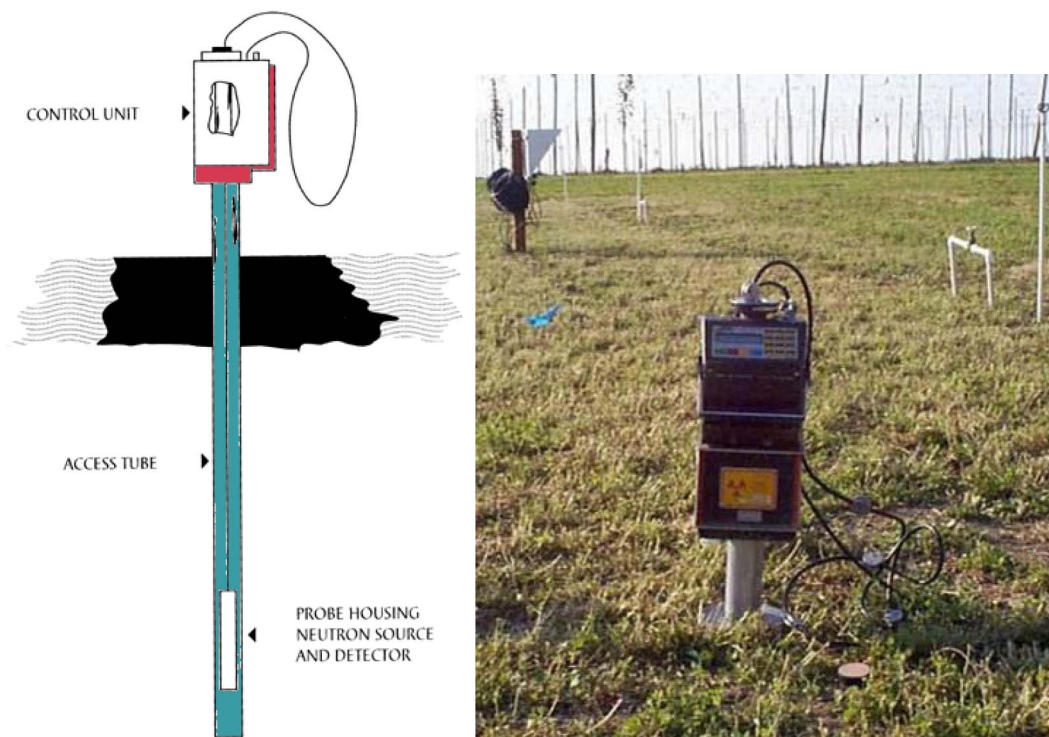


Figura 96 - Sonda de Neutrones

I.3 Sonda resistiva

El método resistivo es el más primitivo de los métodos electromagnéticos, los cuales dependen del efecto de la humedad en las propiedades eléctricas del suelo. En este caso, es posible medir la resistividad directamente, midiendo la resistencia entre dos electrodos en el suelo o medir la resistencia de un material en equilibrio con el suelo. Este método es el más utilizado habitualmente, y en general se utilizan bloques de yeso como material.

La principal dificultad con estos métodos surge debido a que la resistencia depende mucho de las características específicas del suelo, especialmente de la salinidad del mismo, por lo que es indispensable realizar una calibración en cada instalación de un sensor.

Otro problema es el deterioro del material utilizado en la sonda. Si bien el diseño de los sensores se realiza para minimizar este deterioro, es inevitable que con el tiempo y la variación de humedad el material vaya modificando sus propiedades y eventualmente deba ser reemplazado, con la consiguiente recalibración necesaria, ya que es muy difícil que dos sondas tengan las mismas características por más que sean del mismo modelo.

Las ventajas de este método es que las sondas suelen ser de sencilla instalación y el costo es relativamente bajo. Se obtiene además una medida eléctrica directamente con lo que es más sencillo el monitoreo remoto del sensor.

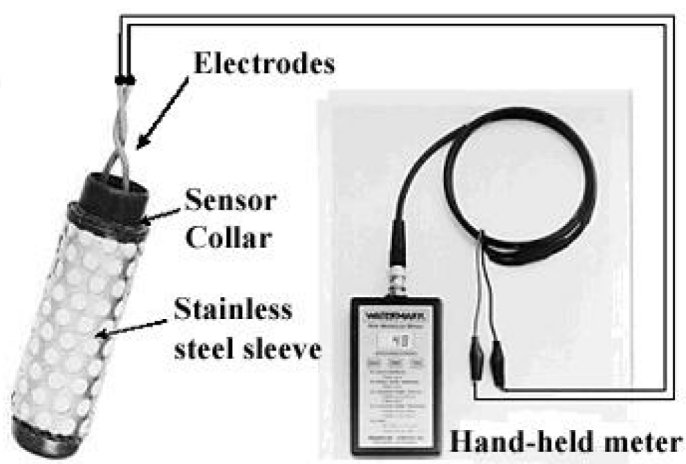


Figura 97 - Sonda resistiva

Anexo II - TDR

II.1 Teoría [62]

II.1.1 Permitividad Dieléctrica

La permitividad dieléctrica relativa ϵ_r es expresado como el cociente entre la permitividad del material ϵ y la permitividad en el vacío ϵ_0 ($8.85 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$)

$$\epsilon_r = \left(\frac{\epsilon}{\epsilon_0} \right)$$

La permitividad dieléctrica relativa es una variable compleja caracterizada por su parte real (ϵ_r') y por la parte imaginaria (ϵ_r''). La parte real cuantifica la energía almacenada en los dieléctricos a una temperatura y frecuencia, mientras que la parte imaginaria describe las pérdidas dieléctricas o a la disipación de energía. La constante dieléctrica compleja ϵ^* es escrita como (Robinson et al., 2003):

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j \left(\epsilon_r'' + \frac{\sigma_{DC}}{\epsilon_0 \omega} \right)$$

Donde

- ϵ_r'' es la parte imaginaria de la relatividad dieléctrica debida a las relajaciones
- σ_{DC} es la conductividad eléctrica a frecuencia cero.
- ω es la frecuencia angular ($2\pi f$)

Esta ecuación describe los dos procesos determinando las pérdidas de energía en materiales húmedos y porosos: relajaciones dipolares y conductividad eléctrica.

La primera es debido al tiempo de relajación requerido por un dipolo para ajustarse a la orientación del campo electromagnético, resultando en absorción de energía por el dipolo.

El segundo es debido al aumento de conducción de las superficies de los materiales como resultado de las cargas eléctricas y de electrolitos en fase líquida.

II.1.2 Análisis de tiempos de propagación

La velocidad de una onda electromagnética en el espacio (c) es expresada por la permitividad dieléctrica ϵ_0 , y la permitividad magnética del vacío μ_0 ($4\pi \cdot 10^{-7}$) como:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

Mientras que la velocidad de la onda en un material dieléctrico está dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$$

Desde el punto de vista mecánico, la velocidad v de una onda electromagnética viajando a través de la sonda de largo L ida y vuelta está dada por:

$$v = \frac{2L}{t}$$

Es conveniente definir el cociente de la velocidad de propagación en el material respecto a la velocidad de propagación en el vacío ([coeficiente de velocidad](#)):

$$v_F = \frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu}{\mu_0} \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}}} = \frac{2L}{ct} \quad \text{lo cual se reduce a:} \quad \frac{1}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} = \frac{2L}{ct}$$

Donde μ_r es la permitividad relativa magnética. Para la mayoría de los suelos μ_r es igual a 1. [16], por lo que podemos reescribir la ecuación anterior como:

$$\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{2L}{ct} \quad \text{lo cual conduce a:} \quad \varepsilon_r = \left(\frac{ct}{2L} \right)^2$$

Ecuación 2 - Ecuación base – TDR

La cual es la ecuación base para obtener la permitividad dieléctrica relativa, en donde el tiempo de viaje es medido y el largo de la sonda y la velocidad de la onda son conocidos. La primera hipótesis en las medidas basadas en TDR es que la parte imaginaria de la permitividad dieléctrica relativa compleja es despreciable en comparación con la parte real por lo que:

$$\varepsilon_r^* \approx \varepsilon_r'$$

Esta suposición es razonable en la mayoría de los suelos, exceptuando los suelos de superficies conductoras como los arcillosos o los suelos muy salinos (grandes concentraciones electrolíticas).

La otra hipótesis se basa en que la constante dieléctrica global de un material está determinada por el conjunto de constantes dieléctricas de cada uno de sus componentes. Dado que la constante dieléctrica del suelo es baja (entre 2 y 5) y la del agua es muy alta (78.5), la constante dieléctrica de un suelo húmedo estará entonces muy condicionada por el contenido de agua de dicho suelo.

Un análisis más detallado de estas hipótesis se realiza en el capítulo III de Teoría de Suelos, página 21.

II.1.3 Tratamiento clásico de señales TDR

El tratamiento clásico de una señal TDR se realiza en general de manera automática a partir de la medida de los tiempos t_1 y t_2 de las reflexiones producidas en el inicio y en el final de la sonda (ver Figura 3), lo que permite calcular el tiempo de propagación $Dt = t_2 - t_1$ y, a partir de este tiempo, la permitividad ε mediante la Ecuación 2.

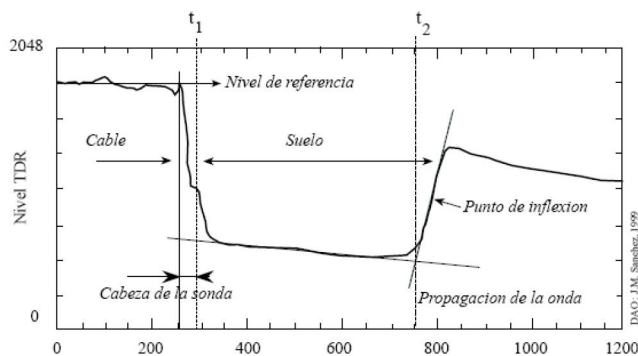


Figura 98 - Medida de tiempos de reflexión

II.2 Puesta en Práctica

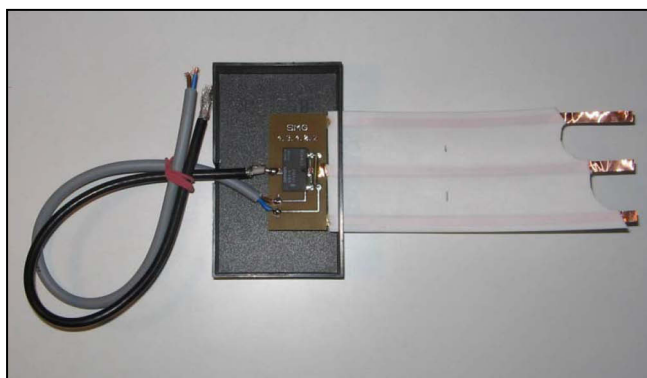


Figura 99 - Sonda TDR

En la práctica, esta medida puede realizarse en el suelo gracias al fuerte contraste entre la permitividad del agua ($\epsilon_{\text{agua}} \approx 80$) y la de los minerales que constituyen comúnmente la matriz de los suelos: $2 \leq \epsilon \leq 10$

Por lo que la permitividad de un suelo es fuertemente sensible al contenido en agua del suelo.³⁸

II.3 Tipos de sonda utilizadas para la medida TDR de la humedad del suelo

Para realizar una medida TDR en un suelo es necesario el uso de una sonda por la que se transmite la onda. Los tipos de sondas más utilizadas son:

“Sondas de dos varillas” son las más utilizadas en experiencias de campo y pueden instalarse fácilmente en diferentes niveles. Un tipo particular de sonda de dos varillas es la sonda tipo tubo desarrollado por Imko (TRIME System) que permite realizar una medida a partir de un tubo de acceso en fibra de vidrio.

“Sondas de tres varillas”, similares a las sondas de dos varillas pero con la ventaja de investigar un volumen de suelo mayor.

“Sondas coaxiales”, utilizadas en experiencias de laboratorio para realizar la calibración. En este tipo de sonda se mide el contenido en agua de un volumen de suelo conocido.

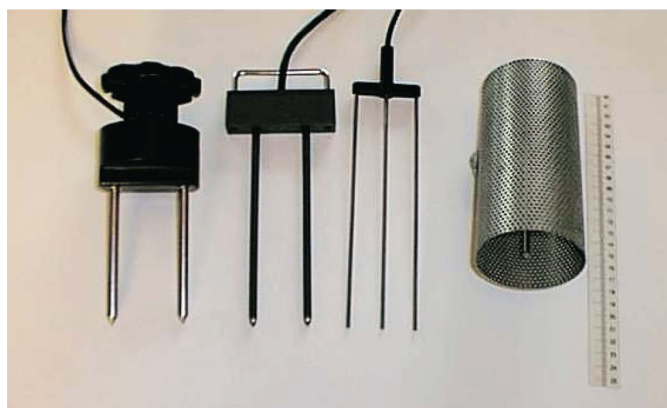


Figura 100 - Distintos tipos de sondas

³⁸ Por igual razón por la cual es efectiva la medida de humedad en el sensor capacitivo.

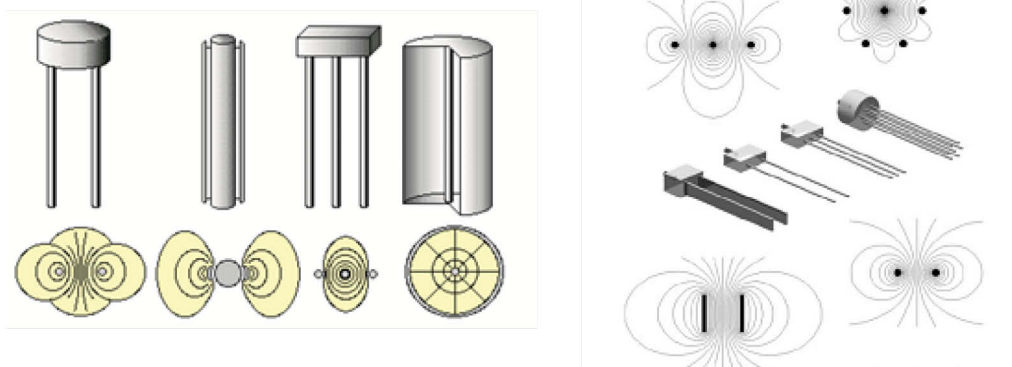


Figura 101 - Distribución del campo eléctrico

En la anterior figura (Figura 101) se presenta la distribución del campo eléctrico y la zona sobre la que se realiza la medida (proyección en un plano perpendicular a las varillas).

Para una geometría definida por el diámetro de las varillas (d) y la distancia entre las varillas (D), una sonda TDR se caracteriza por una impedancia Z_{sa} del aire característica definida por:

$$Z_{sa} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cosh^{-1} \sqrt{\frac{D}{d}} = 120 \cosh^{-1} \sqrt{\frac{D}{d}}$$

Siendo:

D la distancia entre las varillas.

d el diámetro de las varillas.

μ_0 la permeabilidad del vacío ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

ϵ_0 la permitividad del vacío ($1/36\pi \cdot 10^{-9}$ F/m).

La impedancia característica de la sonda TDR tiene una gran influencia en la forma de la señal TDR. Si tenemos en cuenta que el voltaje medido representa la suma de las ondas emitidas y reflejadas V^+ y V^- . La señal TDR, representa el coeficiente de reflexión ρ definido por:

$$\rho = \frac{|V^-|}{|V^+|}$$

Donde ρ , determina las discontinuidades existentes a lo largo de la línea.

El cambio de una zona de impedancia Z_1 a otra zona de impedancia Z_2 corresponde a un coeficiente de reflexión ρ_{12} :

$$\rho = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

Los dos casos extremos de discontinuidad son:

Corto circuito ($Z_2 = 0$): $\rho = -1$.

Circuito abierto ($Z_2 \rightarrow \infty$): $\rho = 1$.

II.4 Ejemplos de sondas TDR comerciales

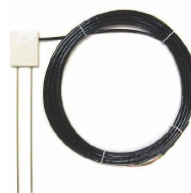
Campbell CS616 [63]

Descripción

El reflectómetro CS616 mide el contenido volumétrico de agua en medios porosos utilizando métodos de medida en el dominio del tiempo. No es necesario un cable-tester del tipo Tektronix 1502. La sonda consta de dos varillas de acero inoxidable conectadas a un circuito electrónico. Un cable blindado de cuatro conductores está conectado al circuito para alimentar y activar la sonda, y leer la salida de pulsos. El circuito está encapsulado en un bloque de [epoxy](#).



Reflectómetro contenido de agua CS616



Características Principales

- ✓ No requiere "cable tester"
- ✓ Sondas robustas; no sujetas a daños por helada
- ✓ Bajo coste
- ✓ Conexión directa al datalogger
- ✓ Calibración estable
- ✓ Posibilidad de cables largos
- ✓ Usando multiplexores puede incrementar el número de CS616 que el datalogger puede medir

Aplicaciones típicas

- ✓ Investigación agronómica
- ✓ Aplicaciones forestales y ecología
- ✓ Ingeniería civil
- ✓ Estudios en predicción de aludes

Instalación

Las varillas pueden insertarse desde la superficie o ser enterradas completamente sin importar el ángulo. El reflectómetro se conecta a un canal analógico simple del datalogger CR10/CR10X, CR1000 o CR510 y la señal se muestrea con la instrucción de medida de periodo. (Las canales contadores de pulsos de los dataloggers CR510, CR10/10X, CR1000, 21X o CR7 pueden también utilizarse en ciertas aplicaciones.

Especificaciones

Exactitud

$\pm 2.5\%$ utilizando calibración estándar con conductividad eléctrica $\leq 0.5 \text{ dSm}^{-1}$ y densidad $\leq 1.55 \text{ g.cm}^{-3}$ en rango de medida 0% VWC a 50% VWC

Precisión

0,05% VWC

Resolución

0.1% VWC

Variabilidad sonda a sonda ± 0.5 VWC en suelo seca, ± 1.5 VWC en suelo típico saturado

Salida

± 0.7 voltios onda cuadrada con frecuencia dependiente en contenido de agua

Requerimientos de alimentación

65mA a 12Vdc durante la medición

45 μ A quieto

Tiempo de medida

Este valor puede variar según la instrucción utilizada entre 0.50ms y 50ms

Voltaje permitido

Mínimo 4V DC, Máximo 18V DC

Longitudes de cable

La longitud máxima disponible es de 300m. Longitudes largas tienen el riesgo de descargas por tormentas. Se pueden tener distancias más largas utilizando cajas de conexiones con protecciones contra transitorios adicionales.

Dimensiones

Varillas: longitud 300mm; diámetro

3.2mm; espaciamiento 32mm

Cabeza: 110 x 63 x 20mm

Peso

Sonda 280g / Cable: 35gm⁻¹

Anexo III - Pruebas preliminares en detalle

III.1 Primeras pruebas para observar la variación de la capacidad en relación al volumen relativo de agua en suelos

Como primera aproximación práctica a nuestro proyecto buscamos verificar la existencia de una relación clara entre la capacidad y el volumen de agua contenida en el suelo. En una primera instancia improvisamos un capacitor que por sus características y dimensiones va a generar capacidades mucho mayores a las que podremos obtener con las posibles sondas a construir en el sensor. Sin embargo para este primer objetivo es adecuado, y además la realización de estas medidas nos permitió plantearnos numerosas interrogantes para analizar al momento de resolver el diseño del sensor.

Materiales:

- Dos placas de impreso, de fibra de vidrio con una cara de cobre. Se soldaron conectores en cada placa para facilitar la medición con las puntas de tester. Dimensiones de las placas: aprox. 10x11cm

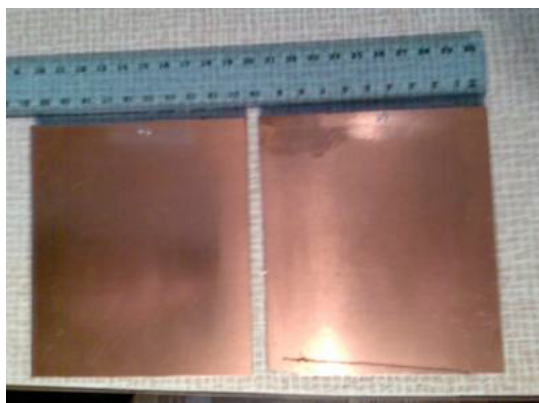


Figura 102 - Placas de Cobre

Tester Fluke 189. Tester de gran precisión rango automático y capacímetro con resolución de hasta 1pF

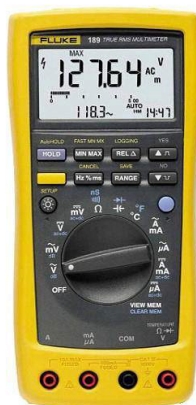


Figura 103 - Tester Fluke

- Maceta con tierra inicialmente considerada completamente seca



Figura 104 - Maceta con tierra

Se insertaron las placas en la tierra, de forma de dejar el espacio entre las placas lo más completo posible de tierra, ya que las burbujas de aire se supone que afectan en gran medida el valor de la capacidad, si bien en esta primera aproximación simplemente se buscaba verificar la variación de la capacidad con la cantidad de agua.



Figura 105 - Maceta, Tierra y Placas

Separación aproximada entre las placas: 1,4cm

III.1.1 Primera aproximación

Se realizó una medición inicial con la tierra completamente seca. Se fue agregando agua, de a aprox. 200ml, dando tiempo a que se asentara un poco la tierra y el agua. Se midió la capacitancia con el tester, obteniendo los siguientes valores:

Cantidad de Agua	Capacidad	Comentarios
Ref. – Puntas en el aire	0.117 nF	Tierra completamente seca
Inicial	19.7 nF	Tierra húmeda
+200ml	28.4 uF	Tierra húmeda
+200ml	351 uF	Tierra mojada
+200ml	1.77 mF	Tierra mojada
+200ml	4.14 mF	Completamente saturada de agua

Tabla 35 - Primera prueba con la tierra

Podemos observar que existe un claro aumento de la capacidad al agregar agua, pero con valores bastante anómalos.

Posteriormente intentamos plantear los cálculos para la obtención del volumen relativo de agua utilizando la ecuación propuesta por Topp et al:

$$\text{Volumen de agua (\%)} = 0.00043\varepsilon'^3 - 0.055\varepsilon'^2 + 2.92\varepsilon' - 5.3$$

En esta primera instancia consideramos utilizar directamente la constante. Dieléctrica total relativa, obtenida a partir de la relación básica de un capacitor para placas rectangulares paralelas:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}$$

Para el volumen de agua utilizaremos la constante dieléctrica relativa, es decir:

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \text{ siendo } \varepsilon_0 \text{ la constante dieléctrica del vacío}$$

A partir de los datos obtenidos calculamos en una primera instancia la supuesta constante dieléctrica del medio:

Capacidad	Constante dieléctrica relativa calculada
1,97E-08	2,832E+03
2,84E-05	4,082E+06
3,51E-04	5,045E+07
1,77E-03	2,544E+08
4,14E-03	5,951E+08

Tabla 36 - Constante dieléctrica a partir de la capacidad

Tomando en cuenta que la constante dieléctrica del agua se encuentra en el entorno de 78, claramente debemos realizar un análisis de por qué estamos obteniendo estos valores.

La raíz de estos inconvenientes viene claramente de los valores tan dispares de capacidad medidos. La relación A/d del capacitor es constante (en el entorno de la unidad) por lo que es de esperar que al igual que observamos enormes variaciones en la capacidad medida de varios órdenes de magnitud, lo mismo va a ocurrir con la medida de la constante dieléctrica.

Existen varios factores que están afectando esta medición. Por un lado, al humedecer la tierra se genera un camino resistivo entre las dos placas, con una resistencia que decrece al aumentar el porcentaje de agua. El tester, según las especificaciones del fabricante, para medir capacidad aplica una corriente conocida durante un tiempo conocido y mide el voltaje. De esta forma inevitablemente la resistencia afecta la medición.

Por otro lado es complicado la medida de resistencia, ya que estando entre placas de un capacitor, al aplicar voltaje (que es como usualmente se mide la resistencia) también la medida se ve afectada.

III.1.2 Segundo intento

Como segunda aproximación intentamos repetir el experimento, esta vez en el laboratorio, tomando las medidas utilizando un osciloscopio y un generador de señales con el siguiente circuito.

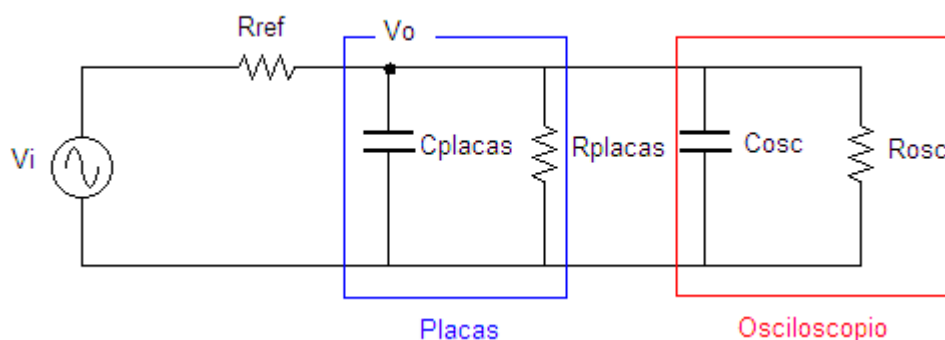


Figura 106 - Modelo Medida Osciloscopio I

Intentamos eliminar el camino resistivo (R_{placas}), esmaltando las placas. Se tomaron valores de voltajes, se calculó corriente y nuevamente no conseguimos resultados coherentes.

III.1.3 Tercer intento

Finalmente se diseñó un tercer experimento, donde se realizaron todos los cálculos para los valores esperados y se tomaron precauciones para eliminar lo más posible las influencias externas (capacidades parásitas, etc.). Se utilizaron puntas x10 y se eligió la resistencia R_{ref} para trabajar en rangos de frecuencia cómodos.

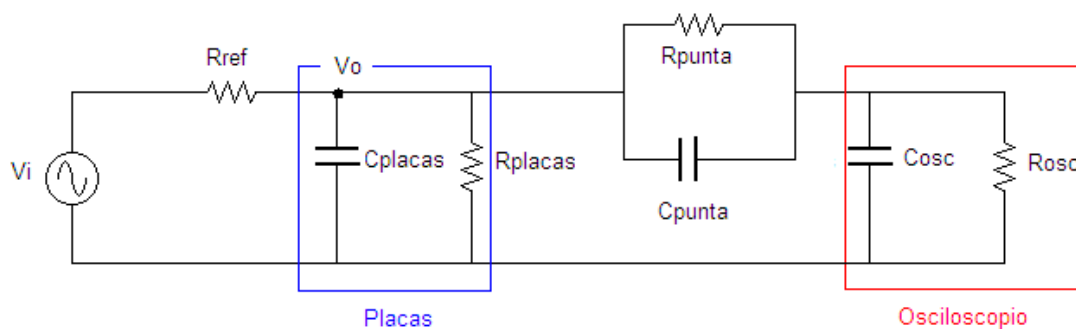


Figura 107 - Modelo Medida Osciloscopio II

Encontramos que la aislación con esmalte no era buena por lo que finalmente se terminó utilizando cinta aisladora para asegurar una correcta aislación resistiva.

Las medidas se tomaron en base al siguiente razonamiento teórico:

En primer lugar en base a la ecuación de Topp construimos la Tabla 37 para tener una idea de las capacidades esperadas (con las placas utilizadas) para diferentes porcentajes de agua.

theta	Cte. relativa	Cte. absoluta	Capacidad (F)
0%	3,03	2,68E-11	2,95E-11
5%	3,85	3,41E-11	3,75E-11
10%	5,34	4,73E-11	5,20E-11
15%	7,45	6,60E-11	7,26E-11
20%	10,12	8,96E-11	9,85E-11
25%	13,28	1,18E-10	1,29E-10
30%	16,89	1,50E-10	1,64E-10
40%	25,20	2,23E-10	2,45E-10
50%	34,59	3,06E-10	3,37E-10
60%	44,60	3,95E-10	4,34E-10
70%	54,77	4,85E-10	5,33E-10
80%	64,64	5,72E-10	6,30E-10
90%	73,75	6,53E-10	7,18E-10
100%	81,63	7,23E-10	7,95E-10

Tabla 37 - Capacidades esperadas según porcentaje de agua

Dimensiones de las placas: 10x11 cm²

Separación entre placas: 1 cm

Para estimar la capacidad lo que hicimos en esta instancia fue por un lado no considerar la influencia del osciloscopio (recordando que se utilizaron puntas x10) y además suponer que la resistencia entre las placas era mucho mayor que Rref. Estas hipótesis merecen un análisis más detallado pero en esta ocasión nos conformamos con obtener valores del orden de los esperados.

En estas condiciones entonces el polo de este sistema se encuentra en: $F_{polo} = \frac{1}{2\pi R_{ref} \cdot C_{placas}}$

Por lo que hallando el polo de la transferencia buscando la caída de 3db en el osciloscopio podemos obtener el valor de C.

Utilizando una resistencia Rref de 27 kOhm se realizaron las siguientes mediciones:

Fp (Hz)	Cplacas(F)	Volumen de agua agregado	Theta
11700	5,03814E-10	inicial	58%
10000	5,89463E-10	50ml	65%
9500	6,20487E-10	50ml	69%

Tabla 38 - Valores medidos

Lo primero a destacar es, que si bien no se obtuvieron valores razonables de porcentaje de volumen de agua, nos encontramos en el orden de magnitud deseada.

III.1.4 Cuarto intento

En esta ocasión no estábamos trabajando en un volumen controlado de tierra. Decidimos junto con el tutor que nos acompañó, repetir las pruebas trabajando con un volumen controlado. Para esto utilizamos las placas como paredes de un recinto que cerramos en los costados y en la parte inferior colocamos una malla para que filtre el agua sin perder tierra.



Figura 108 – 4to intento - Placas aisladas y volumen controlado de tierra

En este caso trabajamos entonces con un volumen de tierra de aproximadamente 110 ml. Las mediciones fueron las siguientes:

Fp (Hz)	Cplacas(F)	Volumen de agua agregado	Theta teórico	Theta medido
35000	1,68418E-10	inicial	x	31%
30590	1,92698E-10	5ml	X+4,5%	34%
29150	2,02217E-10	15ml	X+18%	35%
22320	2,64096E-10	15ml	X+32%	42%
19780	2,98009E-10	15ml	X+45%	45%

Tabla 39 - Medidas 4to Intento

Seguimos teniendo grandes errores, de dos maneras diferentes, por un lado en cuanto al valor absoluto de la humedad relativa y por otro en la variación que cabía esperar entre cada medida.

Debemos investigar las causas analizando:

- Influencia del osciloscopio
- Dificultades al humedecer la tierra de forma homogénea.
- Dificultad para estimar el agua que escurría ya que el volumen es muy pequeño y no llegaba a filtrar por la malla, sino que simplemente la humedecía.

III.2 Utilización de analizador de espectros

III.2.1 Modelado del sistema

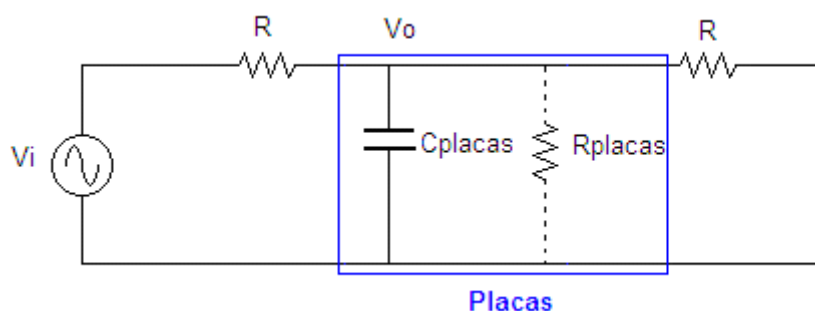


Tabla 40 - Modelado de la Impedancia en las placas y del analizador de espectros

R es el valor de la resistencia de entrada del equipo en las respectivas Inputs, y según el caso se le suma una R_d discreta agregada al circuito de medida. Se aclara en el lugar correspondiente.

Transferencia: $H(s) = \frac{z_v}{R + z_v}$

Calculo de z_v : $z_v = R / C_{placas} = \frac{R}{1 + RC_{placas}s}$

Sustituyendo el valor de z_v : $H(s) = \frac{1/2}{1 + \frac{R}{2} C_{placas}s} \Rightarrow f_{polo} = \frac{1}{2\pi \frac{R}{2} C_{placas}}$

$$\Rightarrow f_{polo} = \frac{1}{\pi R C_{placas}}$$

En esta experiencia utilizamos las siguientes ecuaciones de calibración:

θ – % de humedad

ε – Cte dieléctrica

$$\theta = 0,0000043\varepsilon^3 - 0,00055\varepsilon^2 + 0,0292\varepsilon - 0,053 \quad \text{Modelo Topp (Ecuación general para suelos minerales)}$$

$$\theta = 0,0000361\varepsilon^3 - 0,00195\varepsilon^2 + 0,0448\varepsilon - 0,078 \quad \text{Modelo Roth (Modelo empírico, supuestamente ajustado a suelos orgánicos, desarrollado por C.H. Roth et al. [15])}$$

III.2.2 Utilización del analizador de espectros



Figura 109 – Analizador de espectros utilizado (HP 8546 A)

El analizador de espectros tiene dos entradas. Una en el rango de 9KHz a 50MHz y la otra en el rango de 20MHz a 2GHz.

El rango donde mejor se observaba el comportamiento del circuito era el segundo, pero en ese rango la precisión en los valores de frecuencia medidos por el instrumento era sin decimales, por lo que era una lectura muy gruesa para nuestros intereses. Adicionalmente tampoco en este rango podíamos visualizar el valor de continua que tomábamos como referencia para hallar el polo, por lo que por esto tampoco era el indicado.

Trabajamos con una señal de entrada de amplitud 500 mV.

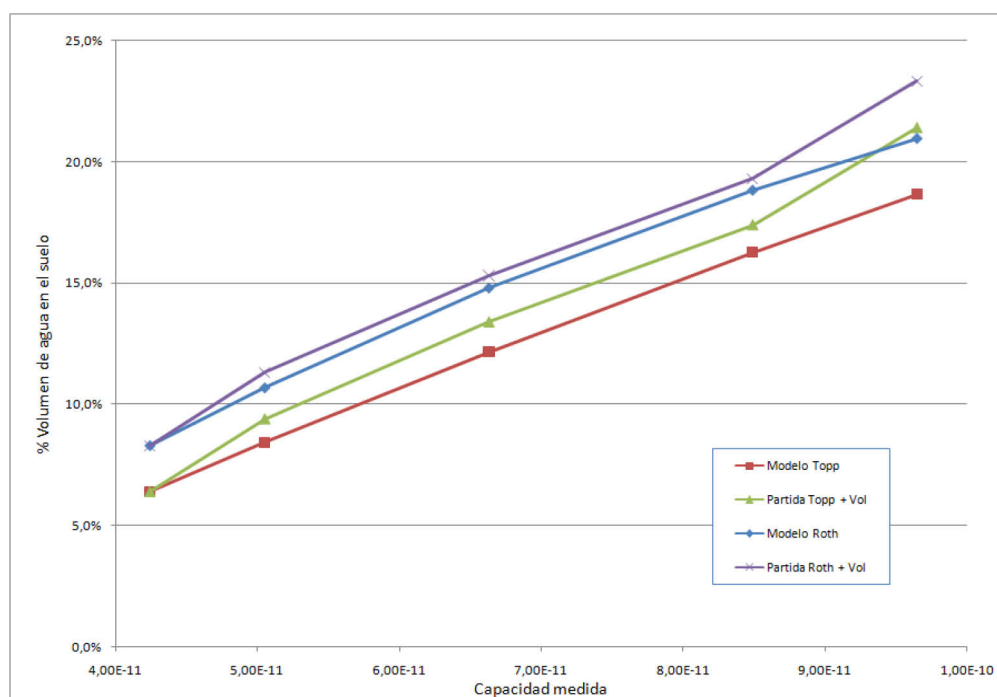
III.2.3 Resultados de pruebas

Para la comparación de resultados tomamos el punto inicial de humedad como desconocido. Por lo que para comparar lo igualamos a la predicción teórica de acuerdo al modelo correspondiente a partir de la medida. A partir de esa suposición vamos sumando las variaciones de agua (humedad) y esta humedad la comparamos con la medida, viendo las diferencias. Dado que la relación entre constante dieléctrica y humedad es polinomial de tercer orden, el punto de partida no suma un simple offset sino que distorsiona el resultado de forma en principio impredecible.

III.2.3.1 1era experiencia

Fp (MHz)	Capacidad (F)	% Relativo Medido		ΔH_{2O} (+ml)	% Relativo Práctico		Diferencia modelos	
		Θ TOPP	Θ ROTH		TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
50	4,24E-11	6,4%	8,3%		6,4%	8,3%		
42	5,05E-11	8,4%	10,7%	+ 3	9,4%	11,3%	-1,0%	-0,6%
32	6,63E-11	12,2%	14,8%	+ 4	13,4%	15,3%	-1,2%	-0,5%
25	8,49E-11	16,3%	18,8%	+ 4	17,4%	19,3%	-1,2%	-0,5%
22	9,65E-11	18,6%	20,9%	+ 4	21,4%	23,3%	-2,8%	-2,4%

Tabla 41 - 1era experiencia usando el analizador de espectro - medidas



Gráfica 25 - 1era Experiencia - Analizador de Espectro

En esta primera experiencia trabajamos con resistencias de 100 Ohms en serie con la resistencia interna del analizador para obtener un polo entorno a 20 MHz suponiendo C aprox 100 pF.

En esta ocasión trabajamos con el analizador en el rango de 20 MHz a 2 GHz. El objetivo era poder observar bien la caída del polo y los efectos de inductancias en el circuito

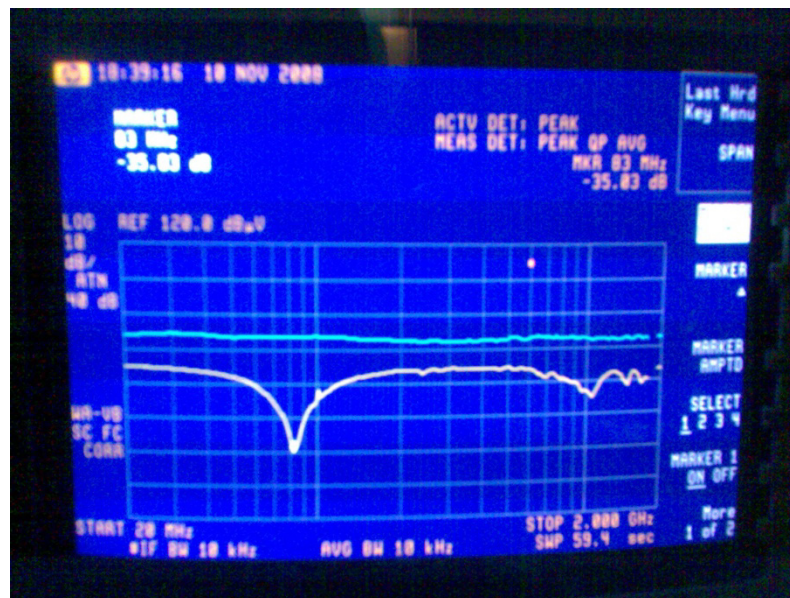


Figura 110 - Puntero en el pico de la transferencia con tierra seca

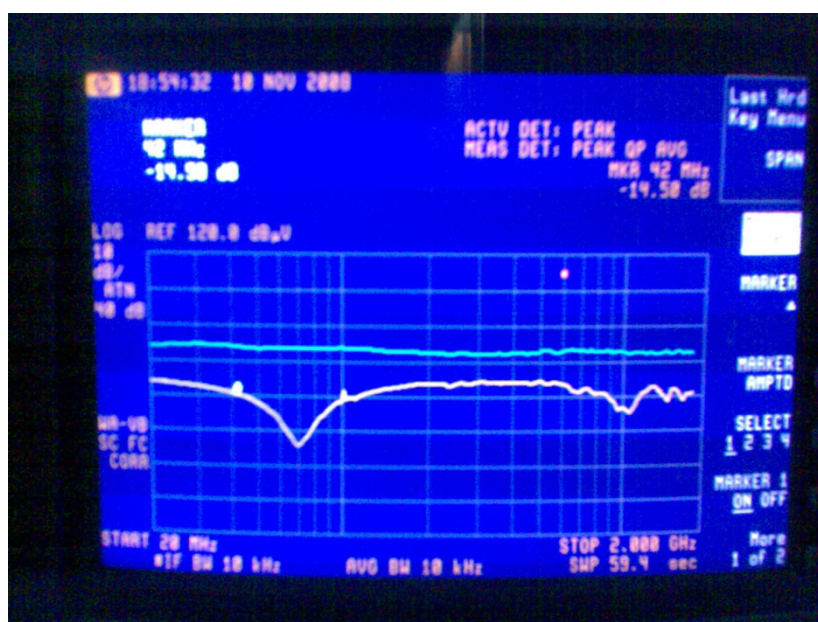


Figura 111 - Puntero en la caída de 3dB con 4ml agregados

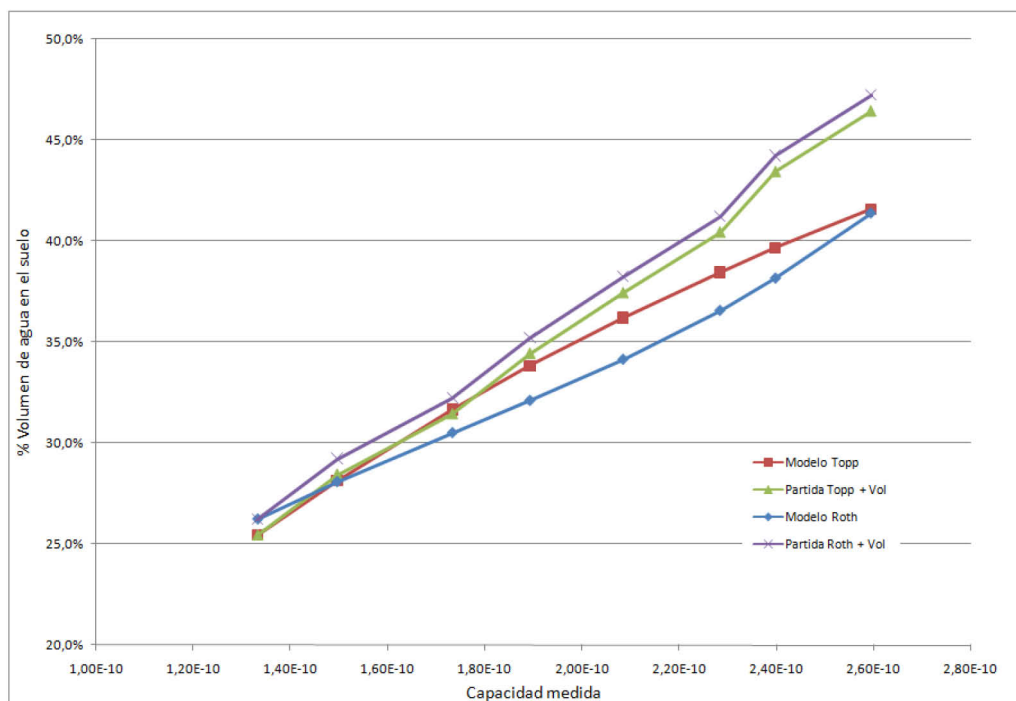
Se observa que los resultados prácticos, considerando la suposición mencionada y las incertidumbres asociadas al método, se ajustan a lo esperado.

III.2.3.2 2da experiencia

Fp (MHz)	Capacidad (F)	% Relativo Medido		$\Delta H_{20}(+ml)$	% Relativo Práctico		Diferencia modelos	
		Ø TOPP	Ø ROTH		TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
47,82	1,33E-10	25,4%	26,2%		25,4%	26,2%		
42,59	1,49E-10	28,1%	28,1%	+ 3	28,4%	29,2%	-0,3%	-1,1%
36,75	1,73E-10	31,7%	30,5%	+ 3	31,4%	32,2%	0,2%	-1,7%
33,65	1,89E-10	33,8%	32,1%	+ 3	34,4%	35,2%	-0,6%	-3,1%
30,55	2,08E-10	36,2%	34,1%	+ 3	37,4%	38,2%	-1,2%	-4,1%
27,88	2,28E-10	38,5%	36,6%	+ 3	40,4%	41,2%	-2,0%	-4,7%
26,55	2,40E-10	39,7%	38,2%	+ 3	43,4%	44,2%	-3,8%	-6,1%
24,54	2,59E-10	41,6%	41,4%	+ 3	46,4%	47,2%	-4,9%	-5,8%

Tabla 42 - 2nda Experiencia en el Analizador de Espectros - Datos

Nuevamente realizamos la comparación de valores esperados con modelos.



Gráfica 26 - 2nda Experiencia en el Analizador de Espectros

En esta ocasión trabajamos en el rango de 9Khz a 50 MHz ya que alcanzábamos a ver la caída de 3dB en este rango y podíamos obtener una mayor precisión en la medida (dos cifras decimales)

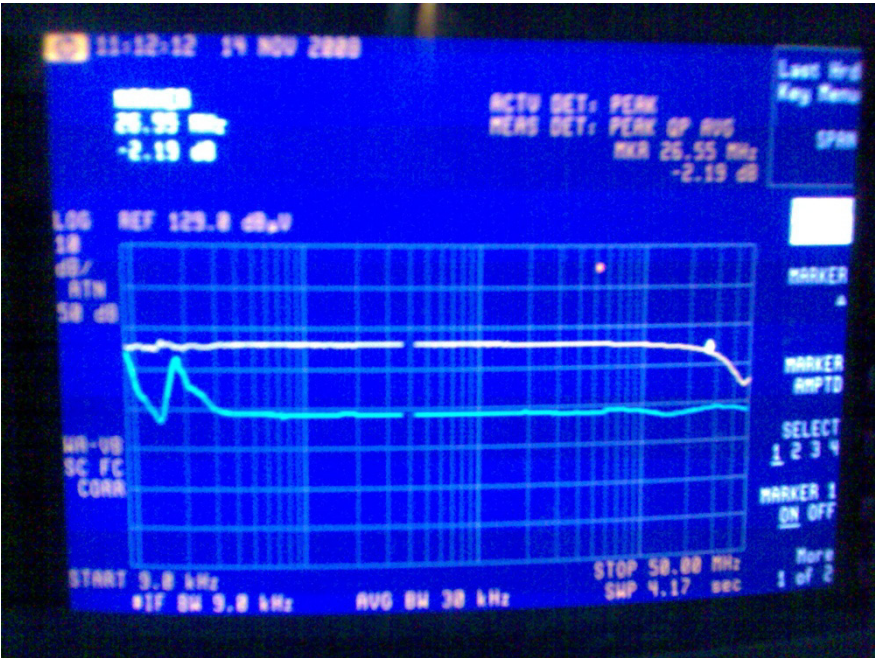


Figura 112 - 2da experiencia, caída de 3dB

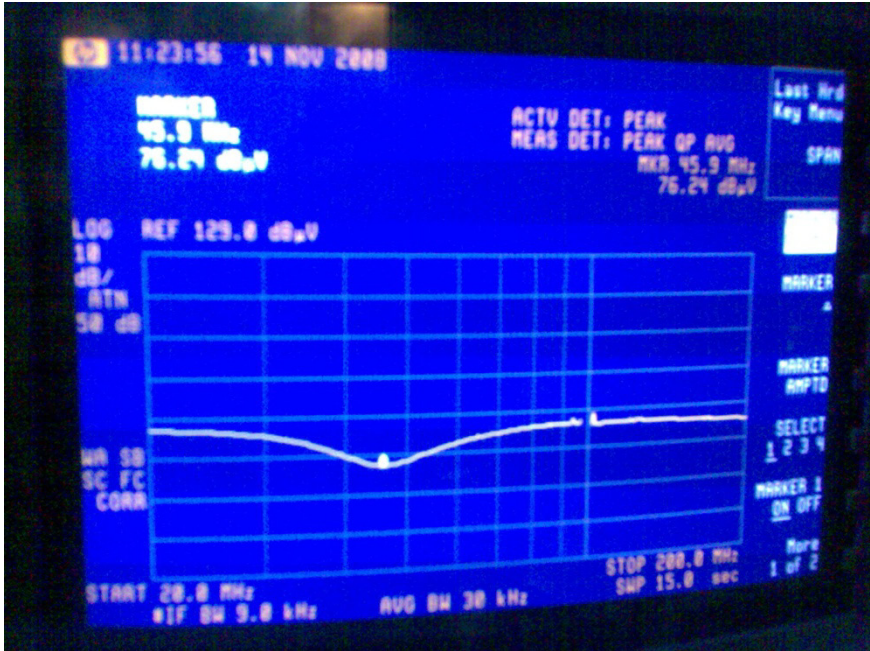
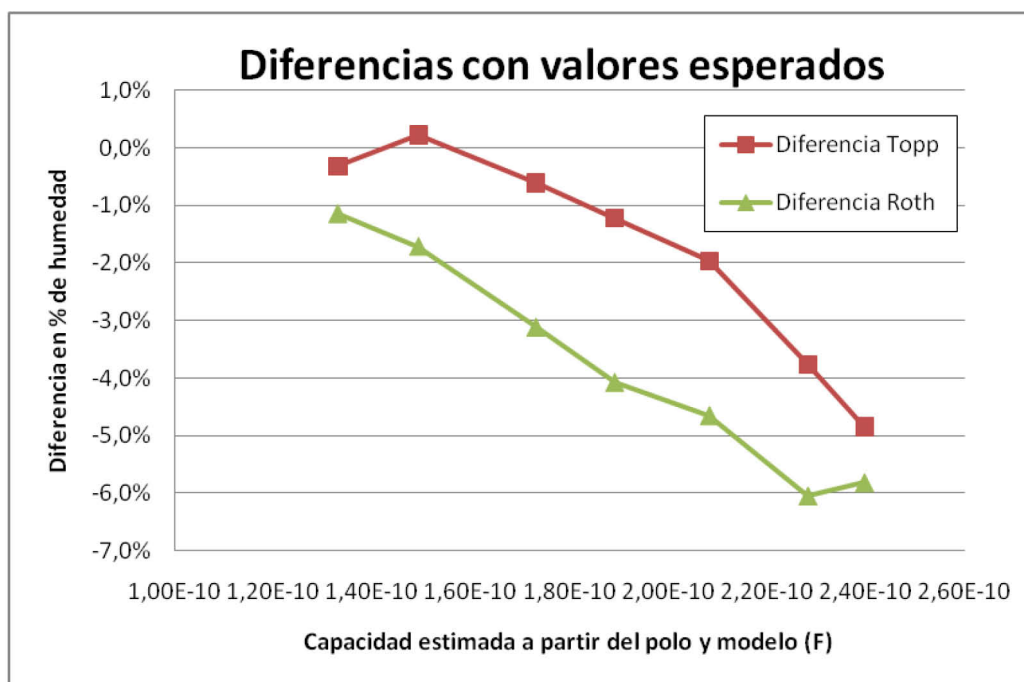


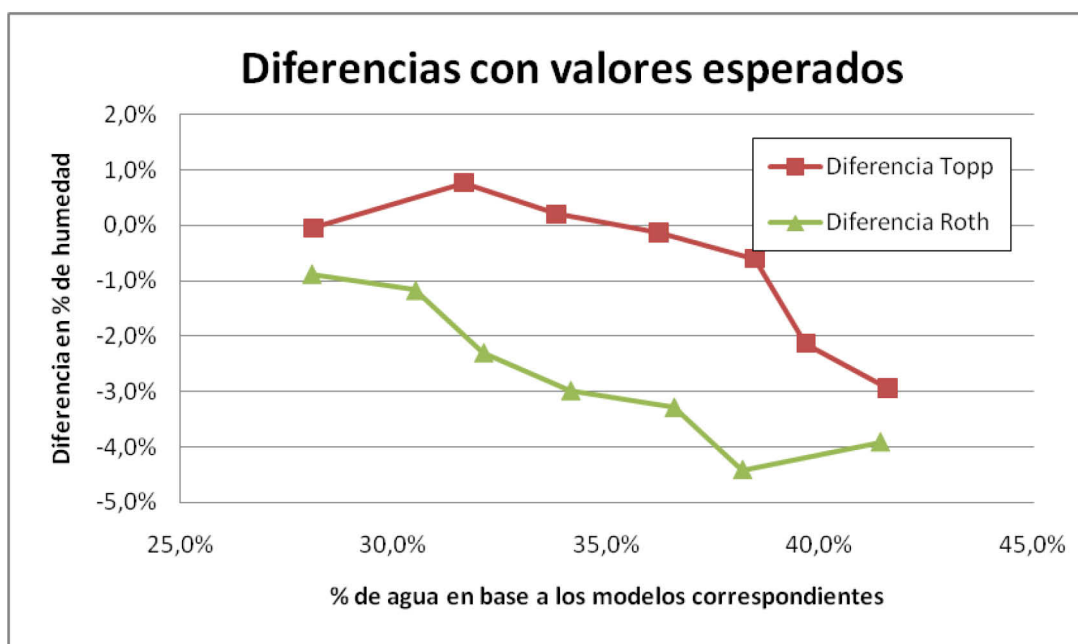
Figura 113 - Pico de la transferencia al final de la prueba

III.2.3.3 Comparación de resultados

Comparamos para cada modelo la diferencia entre el valor que predice el modelo a partir de la capacidad obtenida y el valor en base al volumen de agua agregado



Gráfica 27 - Comparación de Modelos - Analizador de Espectros



Gráfica 28 - Comparación de Modelos - Diferencia de VWC

Anexo IV - Profundización en el modelado eléctrico de la teoría de suelos

IV.1 Modelado con mezcla de dieléctricos

El modelo planteado por Topp se basa simplemente en la observación cuantitativa, y la relación obtenida surge simplemente a partir de los datos medidos, sin una consideración en profundidad de los efectos que intervienen.

Como mencionamos, existen numerosos investigadores que han intentado desarrollar un modelo teórico que brinde relaciones de uso práctico pero deducidas a partir de bases teóricas, ajustando los parámetros de dichas relaciones mediante experimentos.

Uno de los estudios más populares es el llevado a cabo por Roth et al [16], publicado en el año 1990, realizado a partir de la base de la teoría de mezcla de dieléctricos.

El modelo de mezcla de dieléctricos plantea una relación entre la constante dieléctrica compuesta (la constante del conjunto) y la constante de sus componentes en distintas fases (sólida, líquida, gaseosa), a partir del valor de estas y de las fracciones volumétricas de cada constituyente.

Como ejemplo, la constante compuesta para un medio de dos fases, con sus constituyentes dispuestos perfectamente en capas es:

$$\varepsilon_c = \left(v_1 \varepsilon_1^\alpha + v_2 \varepsilon_2^\alpha \right)^{1/\alpha}$$

ε_c = Constante dieléctrica compuesta

ε_n = Constante dieléctrica de la fase n

v_n = Fracción volumétrica de la fase n

El parámetro α se desprende de la geometría del medio en relación con el campo eléctrico aplicado.

De acuerdo al planteo de Roth, este modelo de 2 fases se puede extender a un modelo de tres fases para describir el suelo húmedo:

$$\varepsilon_c = \left(\theta \varepsilon_l^\alpha + (1-\eta) \varepsilon_s^\alpha + (\eta-\theta) \varepsilon_a^\alpha \right)^{1/\alpha}$$

ε_l = Constante dieléctrica de la fase líquida

ε_s = Constante dieléctrica de la fase sólida

ε_g = Fracción volumétrica de la fase gaseosa

η = Porosidad del suelo

θ = Fracción volumétrica de agua

A partir de este planteo, Roth se propone determinar el valor de α para obtener una única curva de calibración universal para cualquier tipo de suelo en diversas condiciones.

Para limitar la cantidad de parámetros a ajustar se plantean los siguientes supuestos:

ε_a - se supone constante y equivalente a 1.

ε_s - se supone conocido dependiendo del tipo de suelo (3,9 para suelos minerales y 5,0 para suelos orgánicos, los tipos estudiados en la publicación)

Las constantes dieléctricas de la fase sólida y gaseosa se consideran que no varían significativamente con el cambio de temperatura. Para el agua (fase líquida) se considera la siguiente ecuación:

$$\varepsilon_{agua}(T) = 78.54 \left[1 - 4.579 \times 10^{-3} (T - 25) + 1.19 \times 10^{-5} (T - 25)^2 - 2.8 \times 10^{-8} (T - 25)^3 \right]$$

T en $^{\circ}C$

Con estas suposiciones, se realizaron numerosas medidas, llegando a la conclusión de que era posible ajustar las curvas tomando el parámetro $\alpha=0.46$. Estudios teóricos previos sugerían un parámetro $\alpha=0.5$, por lo que los resultados serían concordantes con esto.

Con este parámetro calculado, se obtiene una curva de calibración para relacionar el VWC con la constante dieléctrica compuesta, con la particularidad que se expresa la constante dieléctrica relativa a la del agua a $20^{\circ}C$ en lugar de relativa a la del aire como es habitual.

$$\theta = \frac{\zeta_c^{\alpha} - (1-\eta)\zeta_s^{\alpha} - \eta\zeta_g^{\alpha}}{\zeta_l^{\alpha} - \zeta_g^{\alpha}}$$

$$\zeta = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{agua@20C}}; \varepsilon_{agua@20C} = 80.36$$

Adicionalmente, se realiza un análisis del error que implica la estimación de la porosidad y la constante dieléctrica de la fase sólida. Concluye que los errores en la medida debido a la estimación de estos parámetros se encuentran aproximadamente un orden por debajo (es decir por ej. que un error de un 1% en la porosidad implica un error de 0.1% en el VWC).

Con el valor de α hallado se concluye que el modelo de mezclas de dieléctricos da buenos resultados, mejores que los de la curva de Topp. Sin embargo, el modelo se aleja un poco de los valores medidos para niveles muy bajos de humedad.

A estos niveles, se plantea que las suposiciones realizadas no son aceptables, en lo que respecta principalmente a la constante dieléctrica de la etapa sólida y a los valores de porosidad. Para obtener mejores resultados a estos niveles de humedad deberían conocerse estos valores para el suelo específico a medir.

IV.1.1 Influencia del agua ligada

Uno de los conceptos que se manejan más a menudo a la hora de explicar fenómenos que se alejan de los valores esperados de acuerdo a las fórmulas mencionadas anteriormente es el de “agua ligada” (bound wáter).

El concepto es mencionado y estudiado en numerosas publicaciones y su afecto ha sido razonablemente probado como para considerarlo relevante. Resulta de interés además porque tiene gran influencia a muy bajos niveles de VWC, por lo cual puede complementar el modelo planteado por Roth.

Debido a fuerzas que ligan los distintos elementos en la matriz del suelo [14], las propiedades dieléctricas del agua en el suelo son diferentes a las propiedades dieléctricas del agua fuera del suelo. El agua en el suelo por lo tanto es dividida en agua libre y agua ligada, en la cual su movilidad está limitada por su absorción en las superficies de los elementos del suelo.

El agua que forma parte de la propia matriz de suelo se conoce como agua higroscópica, y posee la menor constante dieléctrica de toda la fase líquida. A medida que nos alejamos de la superficie del suelo (superficies de las partículas constituyentes del suelo), el agua se encuentra más libre y la constante dieléctrica aumenta. Las fuerzas que ligan al agua con la matriz del suelo pueden expresarse en función de la presión respecto al potencial mátrico o como una función de la distancia a la matriz del suelo.

De acuerdo al estudio realizado en [64] la constante dieléctrica del suelo se incrementa lentamente con el contenido del agua hasta un determinado nivel de humedad. A partir de este nivel de transición, la constante dieléctrica se incrementa en forma aguda.

Esta constante de transición es muy variable y depende de las características particulares del suelo. Los autores encontraron que la misma guarda relación con el punto de marchitamiento permanente (PMP). En primer lugar, este punto se puede aproximar mediante la siguiente ecuación:

$$PMP = 0.06774 - 0.00064xARENA + 0.00478xARCILLA$$

ARENA = Contenido porcentual gravimétrico de arena respecto al suelo seco

ARCILLA = Idem arena con Arcilla

A partir de esta ecuación se plantea el valor para el nivel de humedad de transición, tomando en cuenta que en la misma la humedad se considera relativa al peso y no al volumen:

$$\theta_t = 0.49(PMP) + 0.165$$

θ_t = Humedad de transición

Esta ecuación es interesante principalmente para tener presente que la relación entre agua ligada y agua libre está condicionada por las propiedades físicas del suelo estudiadas anteriormente.

Debajo de θ_t , las moléculas de agua se encuentran íntimamente ligadas a la matriz del suelo, y esta agua es la que se conoce precisamente como agua ligada. Entre θ_t y la capacidad de campo, el agua es sostenida en el suelo gracias a la capilaridad (dependiente de la relación de micro y macro poros) del mismo. Por encima de la capacidad de campo el agua fluye debido a la fuerza de gravedad.

Recordando el efecto de los distintos componentes de la Figura 5, vemos que la frecuencia de relajación del agua ligada estimada se encuentra en el rango de frecuencias donde apuntamos a desarrollar nuestro sensor, por lo que los efectos de la misma sobre la constante dieléctrica medida afectarán potencialmente el resultado.

Sin embargo, no existe una fórmula sencilla para estimar el contenido de agua ligada y los métodos de estimación en general dependen de propiedades específicas de los suelos que deben ser determinadas en cada caso, por lo que debe considerarse la complejidad asociada a considerar este parámetro.

IV.1.2 Efecto Maxwell-Wagner

Este efecto aparece debido a la no homogeneidad de los constituyentes del suelo, donde discontinuidades (interfaces) separan los diferentes materiales con distintas constantes dieléctricas y conductividad, pero sin embargo el campo eléctrico debe ser el mismo, lo que provoca acumulación de cargas en las interfaces, modificando la permitividad dieléctrica [65].

Estos procesos están presentes a frecuencias inferiores a 100MHz, por lo que deberían ser considerados. La frecuencia de relajación de este efecto depende de las características del suelo, en particular de la conductividad.

Al igual que el efecto del agua ligada, la afectación se da principalmente a bajos niveles de VWC, ya que al aumentar el contenido de agua libre, el efecto de la misma predomina sobre los demás, con lo que se vuelven menos significativos.

En [65] se plantea una teoría para modelar este efecto. Esta teoría parte de considerar el suelo como una mezcla de distintos elementos, los cuales se fueron agregando infinitesimalmente en forma alternada hasta alcanzar la distribución final. Debido a la complejidad del modelo y a que sus resultados son relevantes principalmente a bajos niveles de salinidad y VWC, no profundizaremos en el mismo.

Si se desea incluirlos debería realizarse un estudio más profundo de los conceptos planteados en [65] y [66], más pruebas para verificar su importancia en las condiciones de interés de aplicación del sensor.

Anexo V - Sensor Colpitts

V.1 Teoría de Funcionamiento

En esta sección presentamos un breve repaso de las principales ecuaciones utilizadas para el diseño del oscilador Colpitts [26], para luego en la siguiente sección introducirnos en el mismo.

El oscilador Colpitts³⁹ pertenece al tipo de osciladores clase “C”, los cuales se caracterizan por que el elemento activo, en este caso un transistor, cumple tanto el papel de amplificador como de limitador. Para que esta última función se cumpla, el transistor deberá funcionar en la zona no lineal por lo cual la corriente del colector no será sinusoidal.

El circuito resonante, denominado “tanque”, está constituido por el paralelo de una bobina L , un par de condensadores $C1$ y $C2$ y una resistencia R_L . Debido a la existencia del mismo existe una tensión sinusoidal en el colector.

La resistencia presenta la carga que tiene el oscilador y es la que determina el factor de calidad (Q) del circuito resonante. Para el diseño se debe tener la precaución que el valor de Q sea alto, para de esa manera asegurar que la componente sinusoidal más significativa sea la frecuencia fundamental.

Finalmente $R1$, $R2$ y R_E conforman el circuito de polarización, Figura 114 representa el circuito de un oscilador Colpitts.

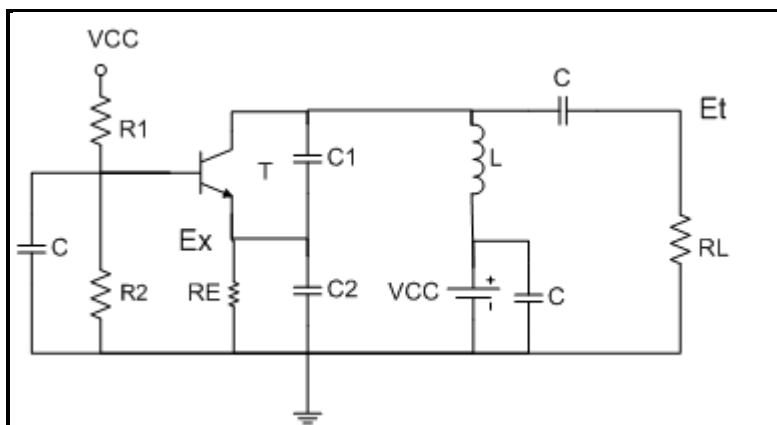


Figura 114 - Esquema Oscilador Colpitts

Para que el circuito de polarización afecte lo mínimo posible, se agregan los condensadores de desacople (C) de capacidad mucho más elevada que los del circuito de oscilación.

Para llegar a las ecuaciones se plantean dos hipótesis [26]:

- A la frecuencia de funcionamiento del oscilador la impedancia del tanque es real
- La relación de voltajes entre el tanque (E_t) y entre base-emisor (E_x) dependen exclusivamente de la reactancias de $C1$ y $C2$ despreciando para ello la resistencia vista R_v .

³⁹ Oscilador inventado por Edwin H. Colpitts

$$N = \frac{Et}{E_x} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

y el siguiente modelado:

$$Gm = \frac{I_1}{E_x} \text{ - transconductancia del primer armónico}$$

I_1 - corriente de primer armónico del transistor

E_x - tensión de entrada entre base y emisor

La Figura 115 representa el circuito equivalente luego de aplicar el criterio de Barkhausen al abrir el loop de realimentación en el emisor.

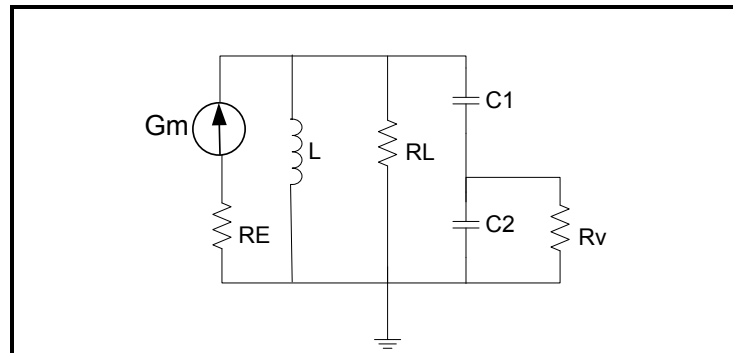


Figura 115 - Oscilador Colpitts – Circuito equivalente

Luego, bajo la suposición de que la frecuencia de oscilación es mucho menor que el f_T^{40} del transistor, se recopilan las ecuaciones necesarias para el diseño de un oscilador Colpitts [26]:

- Frecuencia de oscilación

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{R_V R_L C_1 C_2}$$

Siendo:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \text{ serie de } C_1 \text{ con } C_2$$

$$R_V = \frac{R_E G_m}{1 + R_E G_m}, \text{ paralelo entre } R_E \text{ y la carga que presenta el transistor } \frac{1}{G_m}$$

$$\text{Si se cumple que } \frac{1}{R_V R_L C_1 C_2} \ll \frac{1}{LC} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC}$$

- Condición de Oscilación

$$G_m = \frac{R_L + N^2 R_E}{(N-1) R_E R_L}$$

$$\text{Si } N \gg 1 \Rightarrow G_m \cong \frac{N^2}{(N-1) R_L}$$

V.2 Consideraciones particulares a nuestro diseño

Los cálculos de esta sección se basan en el diseño final, ya que el mismo incluye mayoritariamente todo lo contemplado en diseños anteriores, sumado algunos cambios que se mencionarán más adelante.

Como ya se vio en la sección anterior la frecuencia de oscilación del Colpitts depende de la serie de los condensadores C_1 y C_2 .

Se pretende medir valores de capacidad muy pequeñas con la mayor precisión posible, por lo cual, se opta por agregar una capacidad de precisión conocida en paralelo con la sonda capacitiva (capacidad del suelo) para asegurar la condición de oscilación dentro de todo el rango de variación de la misma ($C_1 = C_{fijo} + C_{suelo}$).

⁴⁰ En la literatura ésta hipótesis se realiza para poder despreciar las capacidades parásitas del transistor. Como se ve en la sección VI - 3.4.1 (página 79), a lo que se refiere a este proyecto, las capacidades parásitas del mismo no se podrán despreciar principalmente por ser del orden de las capacidades que deseamos medir.

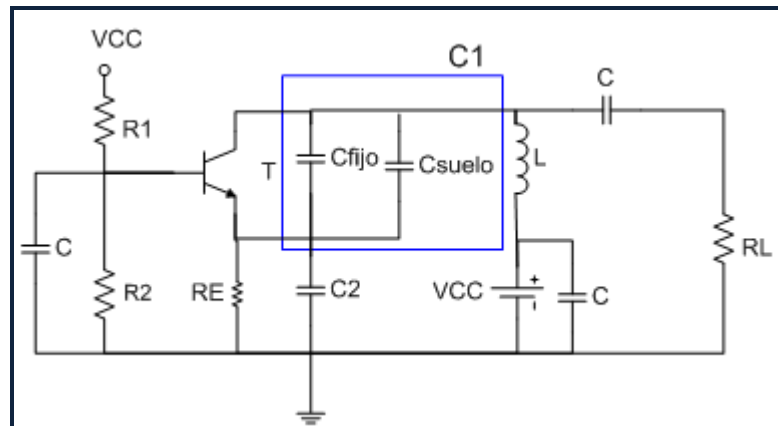


Figura 116 - Oscilador Colpitts en nuestro diseño

Se desea que la frecuencia dependa mayoritariamente de las variaciones de la capacidad a medir C1. Por lo cual, la relación entre las capacidades elegidas debe ser tal que el valor de C2 sea más grande que C1:

$$\omega_{osc}^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{Siendo } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\text{Si } C_2 \gg C_1 \Rightarrow f_{osc} \cong \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

Como contrapartida, también se debe tener en cuenta que cuanto mayor es la relación entre ellas, mayor es el consumo al querer mantener la eficiencia del oscilador constante o de lo contrario este valor se verá afectado pudiendo resultar en un diseño ineficiente.

La eficiencia depende de la relación entre la tensión a la entrada (E_x) y voltaje térmico (V_T) denominada X.

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{E_x}{V_T} \\ N &= \frac{Et}{E_x} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow X = \frac{Et}{NV_T}$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Si } C_2 \uparrow \\ Et \text{ fijo} \end{aligned} \right\} \Rightarrow X \downarrow$$

$$V_{cc_osc_min} = Et + V_{CESAT} + R_E - E_x$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Si } C_2 \uparrow \\ X \text{ fijo} \end{aligned} \right\} \Rightarrow Et \uparrow \Rightarrow V_{cc_osc_min} \uparrow$$

Entonces, teniendo en cuenta los dos últimos puntos y que el valor elegido de la capacidad de precisión (C_{fijo}) en paralelo con la sonda es de 10pF, optamos finalmente por $C_2=100pF$. Este valor fue elegido debido a que se adaptaba al diseño y priorizando que ya disponíamos de una capacidad de este valor al 1% de compras para diseños anteriores. Capacidades de esta precisión no están disponibles en el mercado local, por lo que otros valores implicarían una nueva compra, o utilizar capacidades de menor precisión.

A continuación se calcula cuanto debe ser la capacidad de la sonda para oscilar entorno a los 50MHz, frecuencia elegida para el diseño final.

$$\left. \begin{aligned} w_{osc}^2 &= \frac{1}{LC} \Rightarrow C = \frac{1}{w_{osc}^2 L} = 12,36 pF \\ C &= \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} C_1 &= \frac{CC_2}{C_2 - C} = C_{fijo} + C_{sonda} \\ C_2 &= 100 pF \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow C_1 = 14,1 pF \Rightarrow C_{sonda} = 4,1 pF$$

La relación entre la tensión de salida y entrada del oscilador $N = \frac{E_t}{E_x} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$, disminuye al aumentar C_1 , la capacidad que se desea medir.

$$\text{Entonces, } N_{\max} = \frac{C_{1\min} + C_2}{C_{1\min}} = 8.09.$$

Para que el oscilador tenga una eficiencia razonable, la relación entre la tensión a la entrada (E_x) y voltaje térmico V_T debe ser mayor que 7.

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{E_x}{V_T} \\ N &= \frac{E_t}{E_x} \end{aligned} \right\} \Rightarrow X = \frac{Et}{NV_T}, \text{ observar que aumenta al aumentar } C_1$$

$$\Rightarrow X = \frac{Et_{\min}}{N_{\max} V_T} > 7 \Rightarrow Et_{\min} > 7 N_{\max} V_T = 1.473 V \Rightarrow Et_{\min} > 1.473 V$$

$$\text{Tomamos } Et_{\min} = 1.5 V \Rightarrow Ex_{\min} = \frac{Et_{\min}}{N_{\max}} = 185.3 mV \Rightarrow X_{\min} = 7.13$$

Para determinar los valores de los componentes restantes, planteamos las siguientes ecuaciones y condiciones que el diseño debe cumplir:

Cálculo de la polarización del transistor

La relación entre la transconductancia en continua (gm_q) y la transconductancia del primer armónico (G_m) se define por:

$$\left. \frac{G_m}{gm_q} = \frac{2I_1(X)}{XI_0(X)} \right\} \Rightarrow gm_q = \frac{2I_1(X)}{XI_0(X)} G_m \quad (1)$$

Luego la corriente en continua (I_{DCQ}) vale:

$$\left. \begin{aligned} I_{DCQ} &= gm_q V_T \\ I_{DC} &= I_{DCQ} \left(1 + \frac{V_T \ln I_0(X)}{RE I_{DCQ}} \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{DC} = gm_q V_T \left(1 + \frac{\ln I_0(X)}{RE gm_q} \right) \quad (2)$$

Finalmente, a partir de la condición de oscilación se obtiene una relación

$$\left. \begin{aligned} G_m &= \frac{R_L + N^2 R_E}{(N-1) R_E R_L} \\ \text{Si } N^2 R_E \gg R_L \end{aligned} \right\} \Rightarrow G_m \cong \frac{N^2}{(N-1) R_L} \quad (3)$$

Combinando las tres ecuaciones (1), (2) y (3), se obtiene una relación entre las resistencias R_E , R_L y la componente continua de la corriente del transistor I_{DC} .

Luego, se obtiene un rango de variación del valor de la resistencia de carga R_L , imponiendo que el factor de calidad (Q) del circuito tanque sea alto, a los efectos que actúe como filtro para eliminar los armónicos de la frecuencia de oscilación. Generalmente se toma Q mayor que 10 y del orden de 15 a 20, ya que pretender valores mayores no presenta ventajas adicionales:

$$\left. \begin{aligned} 10 < Q &\leq 20 \\ Q &= \frac{R_L}{w_{osc} L} \Rightarrow R_L = Q w_{osc} L \end{aligned} \right\} \Rightarrow 10 w_{osc} L < R_L \leq 20$$

$$\Rightarrow 2,58k\Omega < R_L \leq 5,15k\Omega \quad (4)$$

Finalmente, a partir de la relación obtenida entre las resistencias RE, RL y la componente continua de la corriente del transistor I_{DC} y el rango de variación de RL (4), iteramos entre distintos valores de RL y RE tal que minimizara la tensión de alimentación requerida:

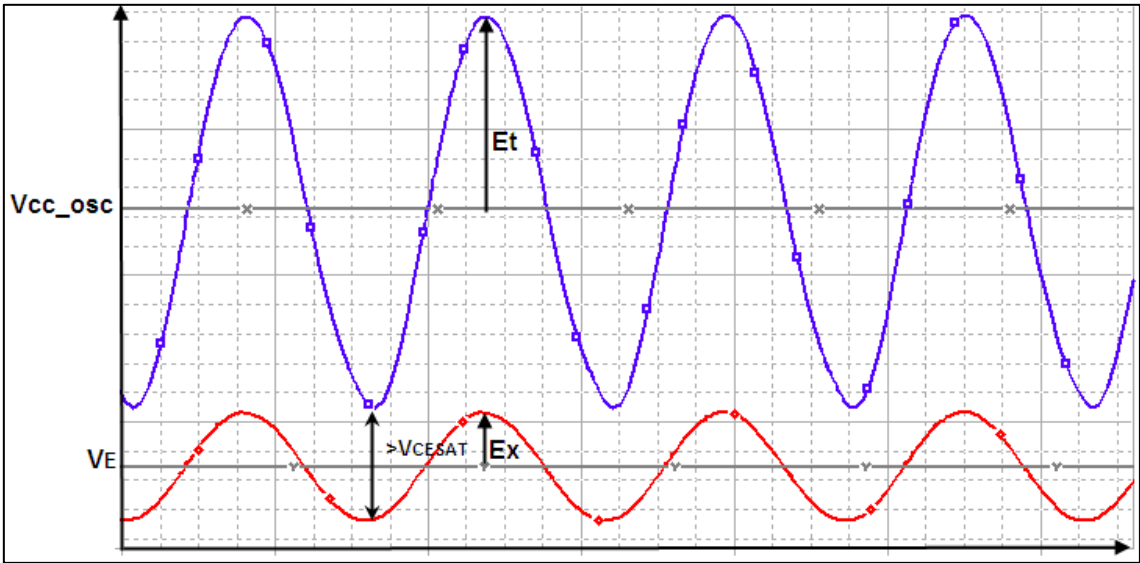


Figura 117 - Cálculo de Vcc_osc

$$(V_{cc_osc} - Et) - (R_E I_{DC} - Ex) \geq V_{CESAT} \Rightarrow V_{cc_osc} \geq V_{CESAT} + Et + R_E I_{DC} - Ex$$

$$\Rightarrow V_{cc_osc_min} = V_{CESAT} + Et + R_E I_{DC} - Ex \quad (5)$$

Tomando V_{CESAT} según el valor declarado por el fabricante del transistor elegido, obtuvimos los siguientes resultados:

Valores determinados a partir de la iteración	
RL	3.9 kΩ
RE	1.8 kΩ
I _{DCQ}	0.329 mA
V _{CC_osc_min}	2.38V

Tabla 43 - Valores determinados a partir de la iteración

Transistor (2SC3837K) [25]						
PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT	Conditions
DC current transfer ratio	h_{FE}	56	-	180	-	$V_{CE}/I_C=10V/10mA$
Collector-emitter saturation	$V_{CE(sat)}$	-	-	0.5	V	$I_C/I_B=10mA/4mA$
Transition frequency	f_T	600	1500	-	MHz	$V_{CE} = 10V, I_E = -10mA, f = 200MHz$

Tabla 44 - Hoja de datos - Transistor 2SC3837K

V.2.1 Resistencias de polarización

Para determinar las resistencias R1 y R2, planteamos que la corriente por R1, R2 es mucho mayor que la corriente por la base del transistor, considerando el peor caso, cuando h_{FE} y V_{CC_osc} son mínimos. De la hoja de datos de fabricante (Tabla 44), tomamos h_{FE} igual a 56 y $V_{CC_OSC_min}$ de la Tabla 43.

$$\left. \begin{aligned} I_B &= \frac{I_{DCQ}}{h_{FE}} = 4.27\mu A \Rightarrow I_{R1,R2} = \frac{V_B}{R_2} > 10I_B = 42.7\mu A \\ V_B &= V_E + V_{BE} = R_E I_{DCQ} + V_{BE} = 1.13V \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_2 < 26.5k\Omega$$

$$I_{R1,R2} = \frac{V_{CC_OSC_min}}{R_1 + R_2} > 42.7\mu A \Rightarrow R_1 + R_2 < 56k\Omega$$

A partir de esas condiciones tomamos $R_1 = 30k\Omega$ y $R_2 = 24k\Omega$, recalculamos la corriente por R1, R2 verificando que se cumple la condición antes puesta.

$$\left. \begin{aligned} I_{R1,R2} &= \frac{V_{CC_OSC_min}}{R_1 + R_2} = 44.1\mu A \\ I_{DCQ} &= \frac{R_2 I_{R1,R2} - V_{BE}}{R_E} = 0.199mA \Rightarrow I_B = 3.55\mu A \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{I_{R1,R2}}{I_B} = 12.42$$

V.2.2 Cálculo de condensadores de desacople

Los condensadores de desacople deben cumplir que su reactancia a f_{osc} sea mucho menor que la resistencia que desacoplan.

Condensador de desacople de RL:

$$\frac{1}{\omega_{osc} C_{DES}} \ll R_L \Rightarrow C_{DES} > \frac{1}{\omega_{osc} R_L} = 0.79pF$$

Condensador de desacople de R2:

$$\frac{1}{\omega_{osc} C_{DES}} \ll R_2 \Rightarrow C_{DES} \gg \frac{1}{\omega_{osc} R_2} = 0.13 pF$$

La Tabla 45 resume los valores finales de los componentes del oscilador Colpitts.

Componente	Valor
Cfijo	10 pF al 5%
C2	100 pF al 1%
RL	3.9 kΩ
RE	1.8 kΩ
R1	30 kΩ
R2	24 kΩ
L	820nH

Tabla 45 - Valores finales del oscilador Colpitts⁴¹

V.2.3 Verificación de suposiciones

Debemos calcular R_v y verificar que es mucho mayor que la reactancia de C2 para que todas las hipótesis del diseño sean válidas. Para realizar este cálculo, dado que ambos valores dependen del valor de C1, calculamos para los valores extremos de C1 que deseamos medir. Considerando que si se cumple para ellos se cumple para todo el rango. En la Tabla 46 se detallan los valores obtenidos para los casos extremos de C1, calculados a partir de las ecuaciones que se detallan a continuación y los valores hallados en la Tabla 45.

$$\begin{cases} R_v = R_E // \frac{1}{G_m} \\ G_m = \frac{R_L + N^2 R_E}{(N-1) R_E R_L} \\ X_{C2} = \frac{1}{\omega_{osc} C_2} \end{cases}$$

⁴¹ Vale aclarar que estos son los valores del prototipo final fabricado, los valores originales que fueron probados en el prototipo III eran todos al 1% y calibrado a una tensión de alimentación menor. Los valores fueron modificados para el prototipo final debido a que en plaza no se consiguen resistencias SMD al 1%. La tabla de valores calibrado se encuentra en el Anexo V - página 184.

$C1(pF)$	$F_{osc}(MHz)$	$R_v(\Omega)$	$X_{C2}(\Omega)$	R_v/X_{C2}
15	48.66	344.88	32.70	10.55
50	30.44	503.23	52.28	9.63

Tabla 46 - Verificación de suposición $R_v \gg X_{C2}$ para valores extremos de $C1$

Se concluye que para el rango de medida de interés se verifica la suposición antes mencionada. En la sección V.4 se encuentran la relación entre R_v y X_{C2} para un rango de valores entre 15pF a 50 pF, separados de a 5pF.

V.2.4 Rendimiento

Calculamos el rendimiento para el peor caso, o sea para $X_{\min}$ ya que el rendimiento aumenta con X . A partir de la Tabla 48 se obtiene:

$$\eta_{\min} = \frac{Et}{2V_{cc_osc}} \frac{2I_1(X_{\min})}{I_0(X_{\min})} = 0.6 \Rightarrow \text{Rendimiento mínimo 60\%}$$

V.2.5 Cálculo de temperatura máxima que puede soportar el regulador sin disipador

Calculamos la potencia disipada por el regulador a un voltaje de alimentación de 2.45V y corriente entregada de 0.302mA.

$$\left. \begin{aligned} P_{D_Regulador} &= (V_I - V_o) I_o \\ V_I &= 3V \\ V_o &= V_{cc_osc} = 2.45V \\ I_o &= 0.302mA \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_{D_Regulador} \cong 0.166mW$$

Potencia máxima que puede disipar el regulador y valores declarados por el fabricante:

$$P_D = \frac{T_J \max - T_A}{R_{\theta JA}} = 416.6mW \text{ a } 50^\circ C$$

Donde:

$T_J \max = 125^\circ C$ - la máxima temperatura permitido en la juntura

$R_{\theta JA} = 180^\circ C/W$ - resistencia térmica juntura-ambiente para el empaque

T_A - temperatura ambiente esperable

A partir de este valor se puede calcular la temperatura máxima a la cual puede trabajar el regulador sin un disipador:

$$P_{D_Regulador} \leq P_{D_max} \Rightarrow T_A \leq T_J \max - P_{D_Regulador} R_{\theta JA}$$

$$\Rightarrow T_A \leq 125.0^\circ C$$

Por lo cual podemos concluir que al consumo que se le requiere al regulador, el mismo puede trabajar a la temperatura máxima declarada en la hoja de datos sin requerir de un disipador. Esto era de esperarse debido a que el consumo es muy por debajo al que el regulador puede entregar.

V.3 Estudio Consumo Sensor Colpitts

En esta sección se detalla el estudio de consumo de cada componente del diseño final sensor Colpitts.

V.3.1 Oscilador Colpitts

- **Regulador(TPS72101) [21]**

El regulador alimenta únicamente al oscilador de Colpitts, por lo cual la corriente $I_0 = I_{DC}$. Como se observa en la ecuación a continuación, la potencia depende del voltaje de entrada al regulador, o sea de la alimentación externa suministrada al sensor.

Por esta razón, calcularemos la potencia a $V_I = 3.0V$, considerado como el máximo voltaje posible de alimentación⁴²:

$$\left. \begin{array}{l} P_{D_Regulador} = (V_I - V_o) I_o \\ V_I = 3V \\ V_o = V_{cc_osc} = 2.45V \\ I_o = 0.302mA \end{array} \right\} \Rightarrow P_{D_Regulador} \cong 0.166mW$$

- **Switch (SN74LVC1G3157) [27]**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC}	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
I _{CC} Supply Current	V _{IN} = V _{CC} or GND	5.5V	-	1	10	μA
ΔI _{CC} Supply-current change	V _{IN} = V _{CC} - 0.6V	5.5V	-	-	500	μA

Tabla 47 - Consumo Switch SN74LVC1G3157

Observamos que la corriente I_{CC}, cuando V_{IN} es distinto de V_{CC} o GND, tiene un aumento significativo respecto al valor declarado en la primer fila de la Tabla 47 [32].

Tomando el peor caso:

$$\left. \begin{array}{l} P_{D_Switch} = V_{CC} \Delta I_{CC} \\ V_{CC} = 3V \\ \Delta I_{CC} = 500\mu A \end{array} \right\} \Rightarrow P_{D_Switch} \cong 1.50mW$$

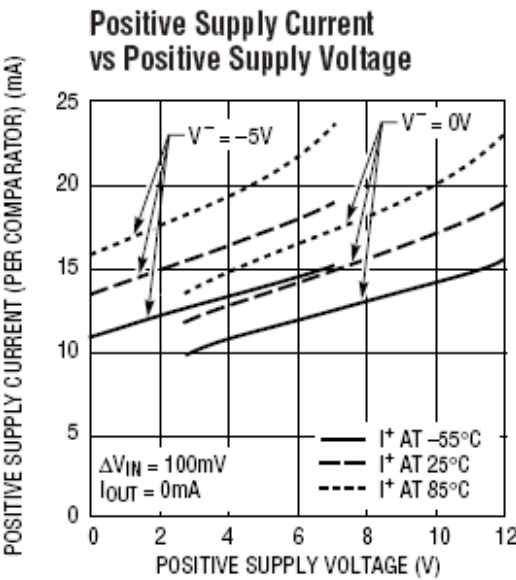
⁴² Si bien el sensor puede ser alimentado a un voltaje mayor, estamos considerando el caso de utilizar pilas como alimentación.

V.3.2 Etapa de acondicionamiento

▪ **Comparador(LT1711): [23]**

Para calcular la potencia consumida por el comparador, debemos previamente determinar cuál sería la corriente que consume al voltaje de alimentación suministrado. Para determinar la potencia máxima consumida por el sensor, estamos basando todos los cálculos para un voltaje de alimentación de 3V.

A partir de la Gráfica 4, observando la gráfica indicada como $V^- = 0V$, se obtiene que la corriente consumida por el comparador a $V^+ = 3V$ es aproximadamente 12mA.



Gráfica 29 - Corriente consumida por el comparador vs voltaje de alimentación

Pasando a calcular la potencia:

$$\left. \begin{array}{l} P_{\text{Comparador}} = V^+ \times I^+ + V^- \times I^- \\ V^- = 0 \\ V^+ = 3V \\ I^+ \cong 12mA \end{array} \right\} \Rightarrow P_{\text{Comparador}} = V^+ \times I^+ = 36mW$$

▪ **Flip-Flop: [28]**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC}	T _A = 25°C			T _A = -40°C to 85°C		UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I _{CC}	V _I = GND or V _{CC} to 3.6 V, I _O = 0	0.8 V to 3.6 V			0.5		0.9	μA
ΔI _{CC}	V _I = V _{CC} - 0.6 V, ⁽¹⁾ I _O = 0	3.3 V			40		50	μA

$$\left. \begin{array}{l} P_{\text{estático_FF_DN}} = V_{CC} \times I_{CC} \\ V_{CC} = 3V \\ I_{CC} = 0,5\mu A \end{array} \right\} \Rightarrow P_{\text{estático_FF_DN}} = 1,5\mu W$$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC} = 0.8V	V _{CC} =1.2V	V _{CC} = 1.5V	V _{CC} = 1.8V	V _{CC} = 2.5V	UNIT
Cpd Power dissipation capacitance	F = 10 MHz	2.5	2.5	2.5	2.5	3	pF

$$P_{FLIP-FLOP} \approx (C_{pd} \times f_I + C_L \times f_O) \times V_{CC}^2 = (2,5 pF \times 38 MHz + 10 pF \times 19 MHz) pF \times 9 \approx 2,57 mW$$

Siendo C_L la capacidad de entrada del Divisor

$$f_I = f_{\max} \cong 38 MHz = 2f_O$$

El valor máximo de la frecuencia corresponde al valor de frecuencia medido en el aire, o sea corresponde al caso en que la sonda capacitiva tiene el menor efecto, por lo cual es cuando la frecuencia de oscilación es máxima debido a que la capacidad es mínima. Este valor de frecuencia corresponde al valor medido por el prototipo final.

Contador: [29]

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	Conditions	T _A = 25°C			T _A = -40°C to +85°C		Units
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
I _{CC}	Quiescent Supply Current	5.5	V _{IN} = V _{CC} or GND			4.0		40.0	μA

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	Conditions	T _A = +25°C			T _A = -40°C to +85°C		Units
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance		(2)		21				pF

Note:

2. C_{PD} is defined as the value of the internal equivalent capacitance which is calculated from the operating current consumption without load. Average operating current can be obtained by the equation:

$$I_{CC} (\text{Opr.}) = C_{PD} \cdot V_{CC} \cdot f_N + I_{CC}$$

Despreciando la carga al contador:

$$P_{COUNTER} (\text{sin carga}) = (C_{pd}) \times f_I \times V_{CC}^2 + I_{CC} \times V_{CC} \approx 21 pF \times 19 MHz \times 9 + 40 \mu A \times 3 \approx 3,71 mW$$

Sumando todo:

$$P \approx P_{FLIP-FLOP_{tot}} + P_{COUNTER} + P_{D_Switch} + P_{Comparador} + P_{Regulador} + P_{Colpitts} \approx 44.07 mW$$

Consumo total:

$$P_{TOTAL} \approx 44.07 mW$$

Considerando la alimentación del 3V proporcionado por las pilas la corriente total consumida es:

$$\left. \begin{array}{l} I_{switch} = 500\mu A \\ I_{colpitts} = 0.302mA \\ I_{comparador} = 12mA \\ I_{FFD} = 0.5\mu A \\ I_{COUNTER} = 40\mu A \end{array} \right\} \Rightarrow I_{Total} \cong 12,84mA$$

En la cual se ve claramente, que el consumo del sensor queda determinado por el comparador.

V.4 Tablas – Sensor Colpitts

V.4.1 Tabla 48 – Verificación de suposición $R_v \gg X_{C2}$ para distintos valores de $C1$

C1 (pF)	C (pF)	fosc(MHz)	N	Gmreal ($m\Omega^{-1}$)	Rv (Ω)	Xc2(Ω)	Rv/Xc2
15.00	13.04	48.66	7.67	2.34E+00	344.88	32.70	10.55
20.00	16.67	43.05	6.00	1.96E+00	397.96	36.97	10.76
25.00	20.00	39.30	5.00	1.74E+00	435.35	40.50	10.75
30.00	23.08	36.59	4.33	1.61E+00	461.54	43.50	10.61
35.00	25.93	34.52	3.86	1.53E+00	479.58	46.11	10.40
40.00	28.57	32.88	3.50	1.48E+00	491.60	48.40	10.16
45.00	31.03	31.55	3.22	1.45E+00	499.11	50.45	9.89
50.00	33.33	30.44	3.00	1.43E+00	503.23	52.28	9.63
55.00	35.48	29.51	2.82	1.43E+00	504.76	53.94	9.36
60.00	37.50	28.70	2.67	1.43E+00	504.31	55.45	9.09
65.00	39.39	28.00	2.54	1.44E+00	502.35	56.84	8.84
70.00	41.18	27.39	2.43	1.45E+00	499.24	58.11	8.59
75.00	42.86	26.85	2.33	1.46E+00	495.24	59.28	8.35
80.00	44.44	26.36	2.25	1.48E+00	490.57	60.37	8.13
85.00	45.95	25.93	2.18	1.50E+00	485.39	61.38	7.91
90.00	47.37	25.54	2.11	1.53E+00	479.84	62.32	7.70
95.00	48.72	25.18	2.05	1.55E+00	474.01	63.20	7.50
100.00	50.00	24.86	2.00	1.58E+00	468.00	64.03	7.31

Tabla 48 - Diseño oscilador Colpitts - Verificación de suposición

V.4.2 Tabla según modelo

C1 (pF)	C1_frec(Cob) (pF)	$\Delta C1$ (pF)	Error cometido	C1_frec(Csw)	$\Delta C1$ (pF)	Error cometido
10 pF	11.83 pF	1.83 pF	15.47%	18.31 pF	8.31 pF	70.27%
12 pF	13.90 pF	1.90 pF	13.65%	2.06E+01	8.56 pF	61.62%
14 pF	15.97 pF	1.97 pF	12.32%	2.30E+01	8.97 pF	56.16%
16 pF	18.04 pF	2.04 pF	11.29%	2.54E+01	9.39 pF	52.06%
18 pF	20.11 pF	2.11 pF	10.48%	2.78E+01	9.84 pF	48.92%
20 pF	22.18 pF	2.18 pF	9.83%	3.03E+01	10.30 pF	46.45%
22 pF	24.26 pF	2.26 pF	9.30%	3.28E+01	10.79 pF	44.50%
24 pF	26.33 pF	2.33 pF	8.85%	3.53E+01	11.31 pF	42.94%
26 pF	28.41 pF	2.41 pF	8.47%	3.78E+01	11.84 pF	41.68%
28 pF	30.48 pF	2.48 pF	8.15%	4.04E+01	12.40 pF	40.67%
30 pF	32.56 pF	2.56 pF	7.87%	4.30E+01	12.98 pF	39.86%
32 pF	34.64 pF	2.64 pF	7.63%	4.56E+01	13.58 pF	39.21%
34 pF	36.73 pF	2.73 pF	7.42%	4.82E+01	14.21 pF	38.70%
36 pF	38.81 pF	2.81 pF	7.24%	5.09E+01	14.86 pF	38.30%
38 pF	40.89 pF	2.89 pF	7.07%	5.35E+01	15.54 pF	38.01%
40 pF	42.98 pF	2.98 pF	6.93%	5.62E+01	16.24 pF	37.80%
42 pF	45.06 pF	3.06 pF	6.80%	5.90E+01	16.97 pF	37.66%
44 pF	47.15 pF	3.15 pF	6.69%	6.17E+01	17.73 pF	37.59%
46 pF	49.24 pF	3.24 pF	6.58%	6.45E+01	18.51 pF	37.58%
48 pF	51.33 pF	3.33 pF	6.49%	6.73E+01	19.31 pF	37.62%
50 pF	53.42 pF	3.42 pF	6.41%	7.01E+01	20.14 pF	37.71%

Tabla 49 - Tabla de comparación de modelos

V.5 Pruebas Prototipo I

Con el oscilador Colpitts construido según lo detallado en el documento de diseño del oscilador, realizamos diferentes pruebas para ver los valores de capacidad obtenidos.

Siempre trabajando con el capacitor construido de placas planas, aislado, y de aprox 110cm³ de volumen de tierra entre las placas.

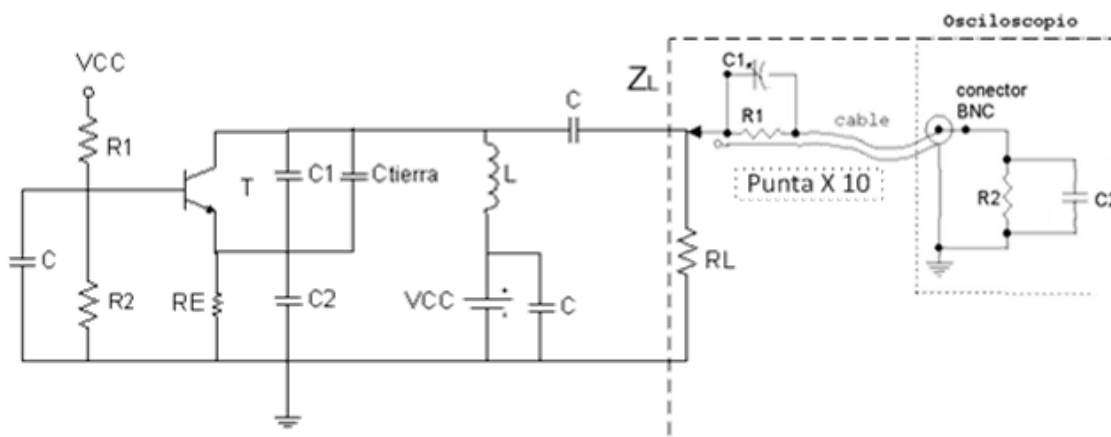


Figura 118 - Diagrama conexionado con Puntas x10

Realizamos pruebas iniciales para verificar el funcionamiento del oscilador. Realizamos alguna prueba con capacidad conocida para verificar la variación.

De las pruebas realizadas detallamos a continuación las dos más exhaustivas realizadas:

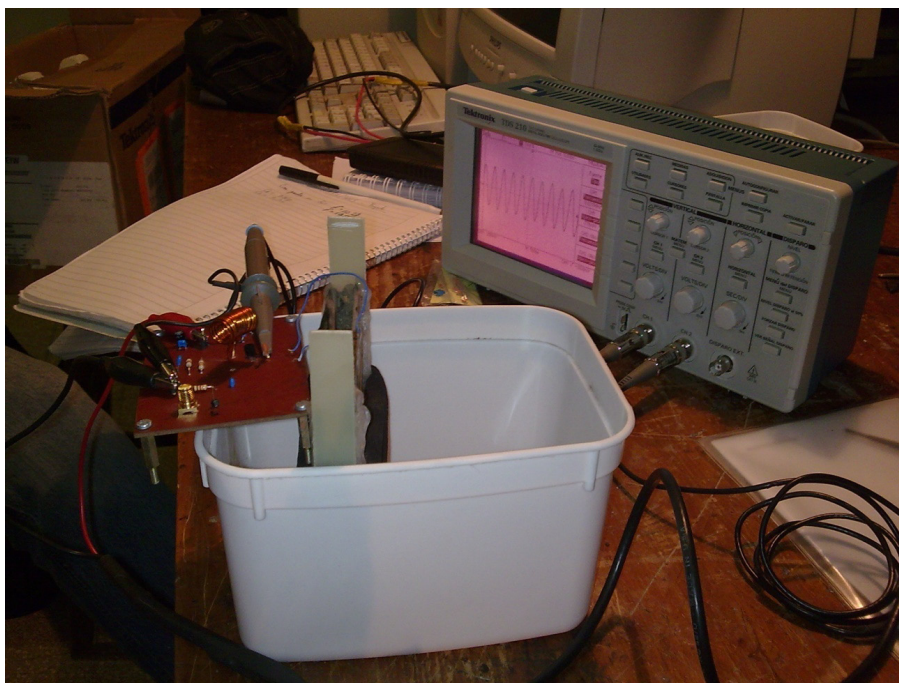


Figura 119 - Tomando medidas con el Colpitts y las placas paralelas

1ra prueba:

Características del oscilador:

Re (ohm)	1000	C1 (F)	ver resultados
RL (ohm)	1000	C2 (F)	3,30E-09
R1 (ohm)	1,20E+04	L (Hy)	8,44E-07
R2 (ohm)	1,00E+04	Vcc (V)	6,5 (batería)

Tabla 50 – Parámetros del Oscilador - 1era Prueba

Inicialmente, para obtener el valor de C1, medimos la frecuencia del oscilador sin la tierra conectada y a partir de ahí estimamos la capacidad, considerando que la bobina L tenía el valor estimado según los parámetros de construcción de la bobina.

En este primer cuadro de resultados, estimamos el C1 considerando que la frecuencia depende solamente de L y C:

	F (Hz)	Ctierra (F)	% Relativo Medido		% Vol. Agua		Diferencia modelos	
sin tierra			Ø TOPP	Ø ROTH	TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
	1,03E+07	3,10E-10						
seca								
	9,73E+06	4,08E-11	5,99%	7,80%	5,99%	7,80%		
+4ml								
	9,62E+06	4,99E-11	8,27%	10,52%	9,62%	11,43%	-1,35%	-0,91%
+3ml								
	9,48E+06	6,19E-11	11,14%	13,72%	12,35%	14,16%	-1,21%	-0,44%
+3ml								
	9,36E+06	7,26E-11	13,59%	16,25%	15,08%	16,89%	-1,49%	-0,63%
+3ml								
	9,26E+06	8,23E-11	15,70%	18,30%	17,80%	19,61%	-2,11%	-1,31%
+3ml								
	9,15E+06	9,29E-11	17,92%	20,32%	20,53%	22,34%	-2,61%	-2,02%
+3ml								
	9,05E+06	1,03E-10	19,91%	22,02%	23,26%	25,07%	-3,35%	-3,05%
+3ml								
	8,95E+06	1,13E-10	21,85%	23,57%	25,99%	27,80%	-4,14%	-4,23%
+3ml								
	8,86E+06	1,23E-10	23,59%	24,89%	28,71%	30,52%	-5,12%	-5,63%
+3ml								
	8,78E+06	1,32E-10	25,26%	26,10%	31,44%	33,25%	-6,18%	-7,15%
+3ml								
	8,70E+06	1,41E-10	26,75%	27,14%	34,17%	35,98%	-7,42%	-8,84%

Tabla 51 – 1era Prueba - Datos tomados y comparación con modelos - I

Como siguiente paso, tomando los mismos valores medidos, estimamos el C1 y a partir del la capacidad de la tierra considerando la ecuación completa para el valor de la frecuencia de oscilación, tomando además la impedancia completa en la carga (ZL), incluyendo la impedancia de la punta del osciloscopio.

	F(Hz)	C(F)	% Relativo Medido		% Vol. Agua		Diferencia modelos	
			Ø TOPP	Ø ROTH	TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
sin tierra	1,03E+07							
seca								
	9,73E+06	3,98E-11	5,74%	7,49%	5,74%	7,49%		
+4ml								
	9,62E+06	4,89E-11	8,04%	10,24%	9,38%	11,13%	-1,34%	-0,89%
+3ml								
	9,48E+06	6,09E-11	10,92%	13,48%	12,10%	13,86%	-1,19%	-0,38%
+3ml								
	9,36E+06	7,16E-11	13,37%	16,04%	14,83%	16,59%	-1,46%	-0,55%
+3ml								
	9,26E+06	8,13E-11	15,49%	18,11%	17,56%	19,31%	-2,07%	-1,20%
+3ml								
	9,15E+06	9,19E-11	17,73%	20,15%	20,29%	22,04%	-2,56%	-1,89%
+3ml								
	9,05E+06	1,02E-10	19,72%	21,86%	23,01%	24,77%	-3,29%	-2,90%
+3ml								
	8,95E+06	1,12E-10	21,67%	23,43%	25,74%	27,49%	-4,07%	-4,07%
+3ml								
	8,86E+06	1,22E-10	23,42%	24,76%	28,47%	30,22%	-5,05%	-5,46%
+3ml								
	8,78E+06	1,31E-10	25,10%	25,98%	31,20%	32,95%	-6,10%	-6,97%
+3ml								
	8,70E+06	1,40E-10	26,59%	27,03%	33,92%	35,68%	-7,33%	-8,65%

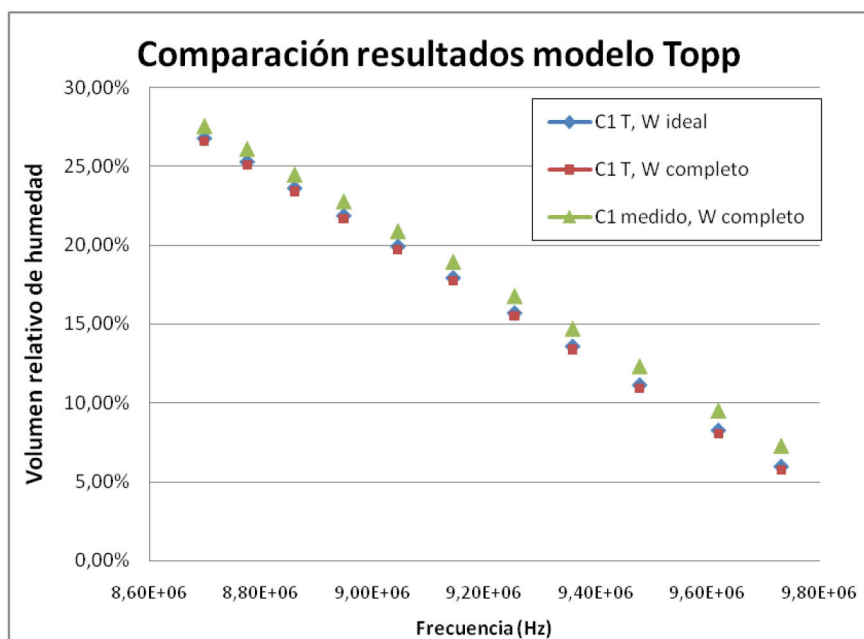
Tabla 52 – 1^{era} Prueba - Datos tomados y comparación con Topp y Roth - II

Finalmente, realizamos una medida de la capacidad C1 mediante la construcción de un circuito simple RC (en ese momento no contábamos con instrumental de medición adecuado de capacitancia) y a partir de esta medida estimamos L y realizamos un cálculo de la Ctierra.

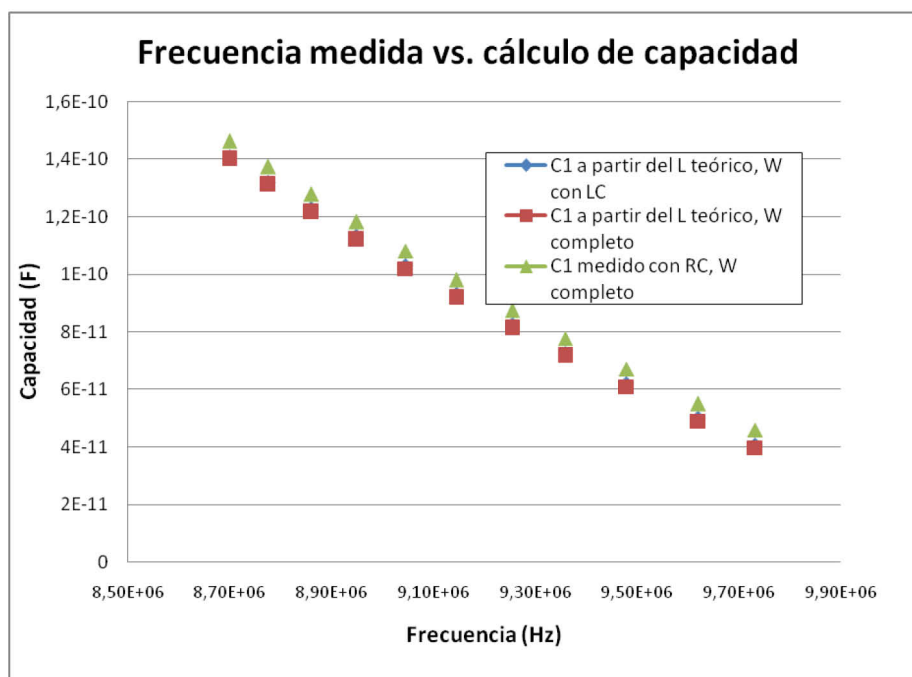
	F(Hz)	Ctierra(F)	% Relativo Medido		% Vol. Agua		Diferencia modelos	
			Ø TOPP	Ø ROTH	TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
seca								
	9,73E+06	4,59297E-11	7,29%	9,37%	7,29%	9,37%		
+4ml								
	9,62E+06	5,50741E-11	9,53%	11,95%	10,93%	13,01%	-1,40%	-1,05%
+3ml								
	9,48E+06	6,70666E-11	12,34%	14,98%	13,66%	15,73%	-1,32%	-0,75%
+3ml								
	9,36E+06	7,77694E-11	14,73%	17,38%	16,38%	18,46%	-1,65%	-1,08%
+3ml								
	9,26E+06	8,7437E-11	16,79%	19,32%	19,11%	21,19%	-2,32%	-1,87%
+3ml								
	9,15E+06	9,80818E-11	18,97%	21,23%	21,84%	23,91%	-2,87%	-2,69%
+3ml								
	9,05E+06	1,08051E-10	20,91%	22,83%	24,56%	26,64%	-3,65%	-3,81%
+3ml								
	8,95E+06	1,18197E-10	22,80%	24,30%	27,29%	29,37%	-4,49%	-5,07%
+3ml								
	8,86E+06	1,27741E-10	24,51%	25,56%	30,02%	32,10%	-5,51%	-6,54%
+3ml								
	8,78E+06	1,37283E-10	26,14%	26,71%	32,75%	34,82%	-6,61%	-8,11%
+3ml								
	8,70E+06	1,46154E-10	27,59%	27,72%	35,47%	37,55%	-7,89%	-9,84%

Tabla 53 - 1^{er} Prueba - Datos tomados y comparación con Topp y Roth - III

En los siguientes gráficos comparamos los resultados obtenidos mediante los distintos cálculos realizados a partir de los valores de frecuencia medidos:

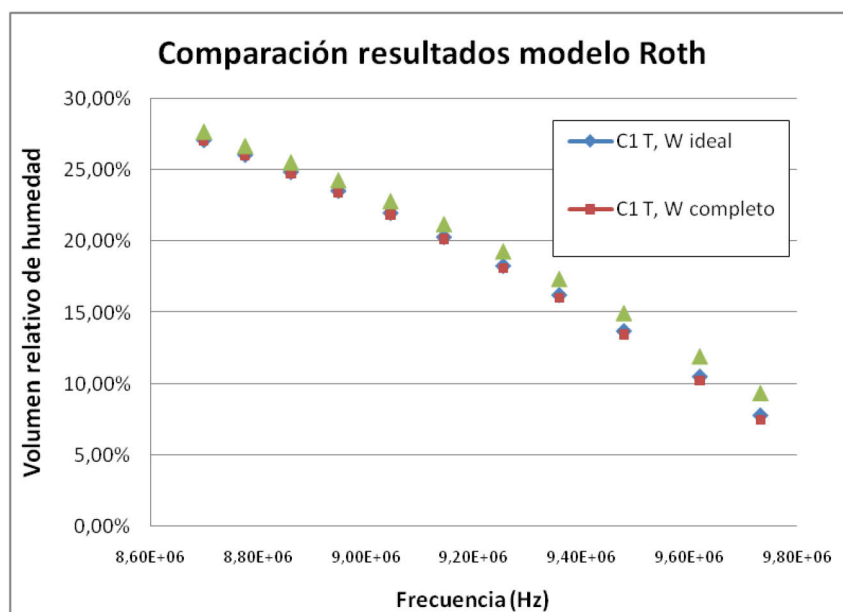


Gráfica 30 - 1eras Pruebas – Frec. VS. VWC



Gráfica 31 - 1eras Pruebas - Frec. VS. Cap.

Dado que dentro de los objetivos del proyecto se pretende que el sensor funcione en conjunto con el proyecto de MOTES que se desarrolla en Facultad, es deseable que nuestro sensor sea capaz de funcionar con la alimentación del propio MOTE, proveniente de dos pilas AA. Esto implica que, previendo el uso de pilas recargables, el sensor pueda funcionar al menos a 2,4V, idealmente hasta 2,2V.



Gráfica 32 - 1eras Pruebas - Comparación resultados modelo Roth

En una primera aproximación redimensionamos el oscilador Colpitts para operar a aprox. 2,5V y alimentamos el circuito con dos pilas AAA recargables, que suministraron un voltaje de 2,56V

Para este caso también se realizó una estimación de la influencia de la punta en ZI y se agregó una resistencia que sumada a la impedancia de la punta diera una carga vista al oscilador aproximada al valor buscado.

Parámetros del oscilador en este caso:

Re (Ohm)	820	C1 (F)	Ver resultados
RL (Ohm)	1100	C2 (F)	3,30E-09
R1 (Ohm)	6800	L (Hy)	Ver resultados
R2 (Ohm)	1,80E+04	Vcc (V)	2,56V

Tabla 54 - Parámetros del Oscilador - 2nda Prueba

En esta ocasión contamos con un instrumento para la medida de C1 aunque lamentablemente no para la medida de L, debido a que no entraba en la escala de magnitudes posibles del instrumento.

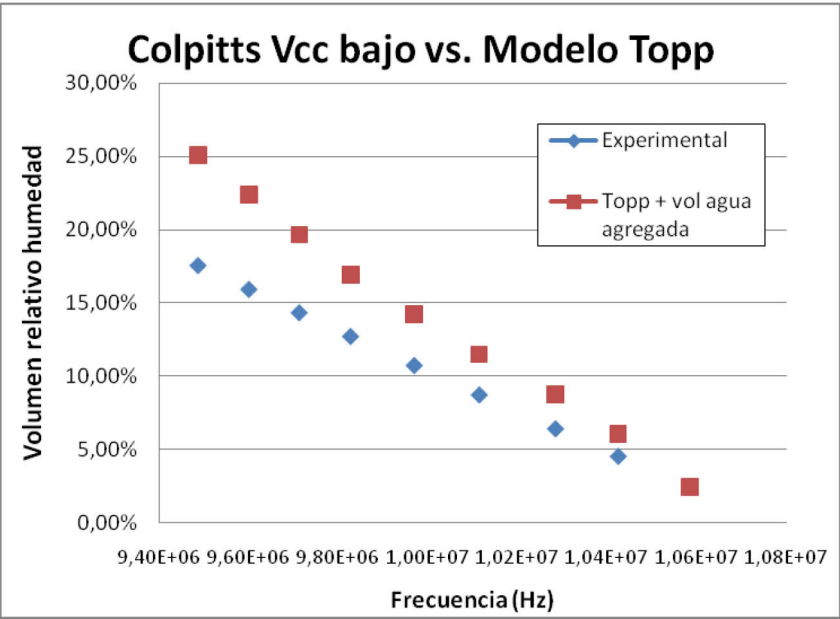
En esta ocasión medimos un valor de C1 de 213pF lo que al medir la frecuencia nos permitió estimar el valor de L, obteniendo un valor de 1,06 e-6 Hy. Cabe destacar que la bobina fue deformada respecto a la experiencia anterior al manipularla para el intento de medida y para observar la variación en frecuencia variando mínimamente sus dimensiones.

En el siguiente cuadro vemos los resultados obtenidos en este caso:

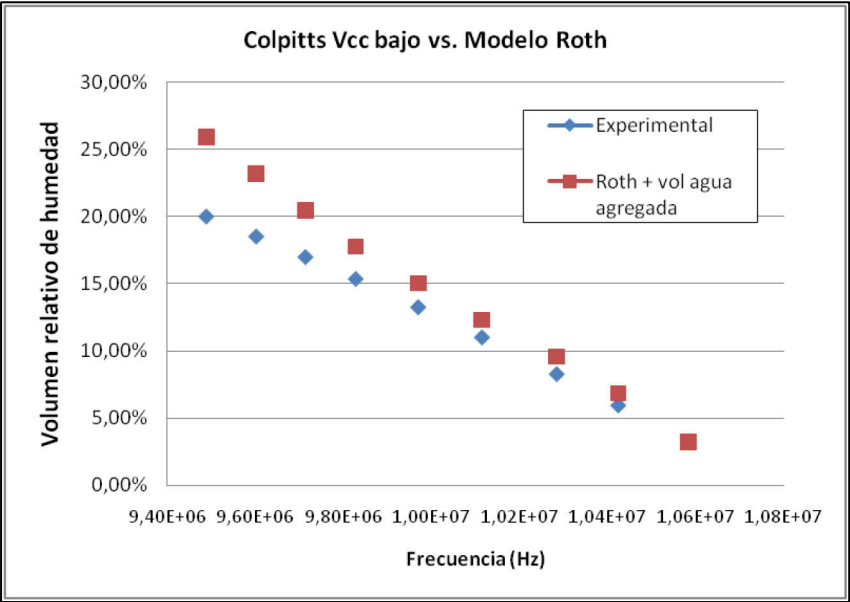
	F(Hz)	Ctierra(F)	% Relativo Medido		% Vol. Agua		Diferencia modelos	
sin tierra			Ø TOPP	Ø ROTH	TOPP	ROTH	TOPP	ROTH
	1,12E+07							
seca								
	1,06E+07	2,70E-11	2,38%	3,20%	2,38%	3,20%		
+4ml								
	1,04E+07	3,50E-11	4,49%	5,94%	6,02%	6,84%	-1,53%	-0,90%
+3ml								
	1,03E+07	4,23E-11	6,37%	8,26%	8,75%	9,56%	-2,38%	-1,30%
+3ml								
	1,01E+07	5,16E-11	8,68%	10,99%	11,47%	12,29%	-2,79%	-1,30%
+3ml								
	9,97E+06	5,99E-11	10,69%	13,23%	14,20%	15,02%	-3,51%	-1,79%
+3ml								
	9,83E+06	6,85E-11	12,68%	15,33%	16,93%	17,74%	-4,25%	-2,42%
+3ml								
	9,71E+06	7,58E-11	14,29%	16,95%	19,65%	20,47%	-5,36%	-3,52%
+3ml								
	9,60E+06	8,31E-11	15,89%	18,48%	22,38%	23,20%	-6,50%	-4,72%
+3ml								
	9,49E+06	9,09E-11	17,51%	19,96%	25,11%	25,93%	-7,60%	-5,96%

Tabla 55 - Resultados

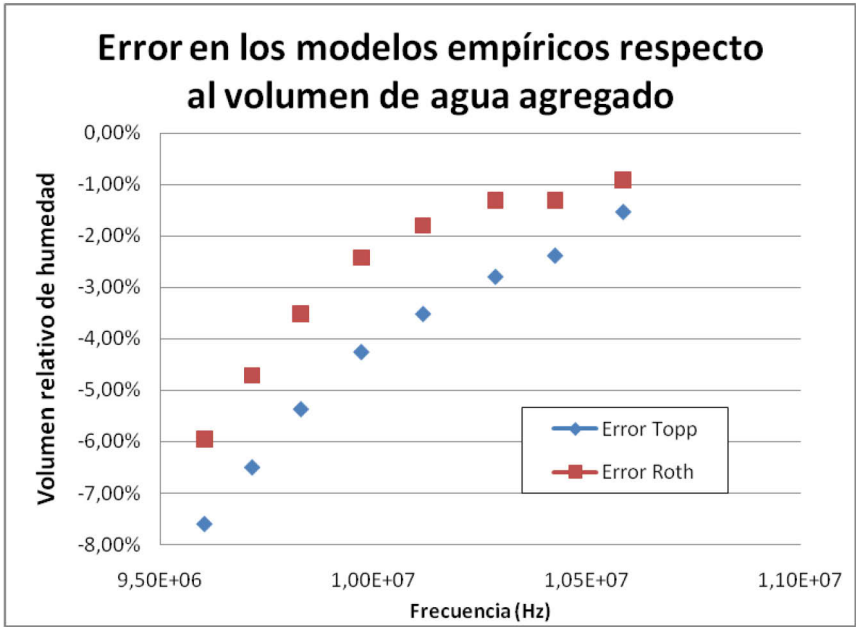
En base a los resultados construimos los siguientes gráficos:



Gráfica 33 – 1eras Pruebas - Comparativa con Topp



Gráfica 34 - 1eras Pruebas - Comparativa con Roth



Gráfica 35 - 1eras Pruebas - Errores respecto a Modelos

V.5.1 Conclusiones de las experiencias realizadas con prototipos

En primer lugar, se aprecia, que, dado que la relación entre capacidad y volumen relativo de humedad no es lineal (las ecuaciones de ajuste son polinómicas de tercer orden), si tenemos un error absoluto en la medida, la variación relativa se verá influenciada al partir de un punto distinto de la gráfica.

Dado el grado de incertidumbre que manejamos en ese momento en los distintos componentes que integran el circuito y que determinan la frecuencia el punto de partida de las medidas es muy incierto, lo que repercute en los valores obtenidos de humedad.

Llama la atención el hecho de que el error relativo no sea aleatorio, sino que se vaya acumulando a medida que aumenta la humedad, lo cual indicaría que existe algún factor afectando la medida que varía junto con el volumen de agua. Dado que aumenta con el volumen de agua agregado, es posible que la conductividad esté afectando aún, por lo que apuntamos a aumentar la frecuencia de trabajo.

En ese momento trabajamos a 10MHz porque de acuerdo a la literatura estudiada, era el mínimo valor donde se podía considerar razonablemente que el valor de capacitancia obtenido se podía utilizar para estimar la constante Dieléctrica y de allí aplicar las ecuaciones de Topp o Roth para deducir el volumen de humedad.

Cabe destacar que en el momento no consideramos que el inconveniente se encontrara en la precisión de la medida, sino más bien en la frecuencia de trabajo y la incertidumbre de los componentes.

V.6 Pruebas Prototipo III

La Tabla 56 resume los resultados obtenidos al medir la frecuencia de oscilación del sensor para diferentes valores de capacidad conocidos soldados en paralelo con C_{fijo} .

Nº de Medida	Descripción	Valor Capacidad medida	Frecuencia esperada	Frecuencia ideal	Frecuencia medida
1	C_FIJO	10 pF	44.801 MHz	58.292 MHz	34.204 MHz
2	C_FIJO + 3.3pF	13 pF	41.214 MHz	51.298 MHz	32.396 MHz
3	C_FIJO + 3.3pF + 3.3pF	7 pF	49.965 MHz	70.635 MHz	30.889 MHz
4	C_FIJO + 6.8pF	17 pF	38.337 MHz	46.343 MHz	30.852 MHz
5	C_FIJO +3.3pF + 6.8pF	10 pF	44.676 MHz	58.029 MHz	29.565 MHz
6	C_FIJO +3.3pF + 6.8pF	10 pF	44.676 MHz	58.029 MHz	29.631 MHz
7	C_FIJO + 12pF	12 pF	42.503 MHz	53.695 MHz	29.024 MHz
8	C_FIJO +3.3pF + 12pF	15 pF	39.478 MHz	48.248 MHz	28.097 MHz
9	C_FIJO + 6.8pF + 12pF	19 pF	36.989 MHz	44.182 MHz	27.211 MHz
10	C_FIJO +3.3pF + 6.8pF + 12pF	22 pF	35.106 MHz	41.312 MHz	26.479 MHz
11	C_FIJO +12pF + 12pF	24 pF	34.174 MHz	39.950 MHz	26.024 MHz

Tabla 56 – Prototipo III: Frecuencia medida para valores fijos de capacidad

Anexo VI - Consumo del Astable

En esta parte presentamos un cálculo de consumo simplificado, seguramente sirve como para tener un orden de magnitud, y para tener una idea inicial de cuáles son los lugares a optimizar a la hora de reducir el consumo. Queda pendiente, como ejercicio para el lector, buscar mejorarlo contemplando las no idealidades.

VI.1 1^{er} prototipo (Compuertas NAND como inversores)

VI.1.1 Consumo Oscilador Astable

VI.1.1.1 Consumo Compuertas Lógicas

El consumo en componentes CMOS lo podemos dividir en dos componentes [67]

- Consumo estático
- Consumo dinámico

$$P_{tot} = P_{estático} + P_{dinámico}$$

$$P_{estático} = V_{CC} \times I_{CC} \text{ siendo } I_{CC} - \text{Supply Current} \quad [32]$$

La potencia dinámica se puede subdividir en dos: (por más info. ver [67])

- P_T = Consumo de potencia transitorio

$$P_T = C_{pd} \times V_{CC}^2 \times f_I$$

Siendo:

$$C_{pd} = \text{dynamic power-dissipation capacitance} \quad 43$$

f_I = frecuencia a la entrada

- P_L = Consumo de potencia por carga capacitiva

$$P_L = C_L \times V_{CC}^2 \times f_O$$

Siendo:

C_L = external (load) capacitance

f_O = frecuencia a la salida

$$P_{dinámico} = P_T + P_L$$

Tomando $V_{CC} = 2.0V$ (y $V_{CC} = 1.8V$) para la hoja de datos, ya que no especifica el valor para 2.0V)

⁴³ Suministrada por el fabricante

NAND conectado como inversor: (SN74AUCG00) [31]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC} = 0.8V	V _{CC} =1.2V	V _{CC} = 1.5V	V _{CC} = 1.8V	V _{CC} = 2.5V	UNIT
I _{CC}	V _I = V _{CC} or GND	10	10	10	10	10	μA
Cpd Power dissipation capacitance	F = 10 MHz	15	15	15	15	19	pF

INV1:

$$P_{\text{estático}} = V_{CC} \times I_{CC} = 20 \mu W$$

$$C_{L_INV1} = C_{IN_INV2} = 6 pF$$

$$P_{\text{dinámico}} = P_T + P_L = (C_{pd} + C_L) \times f \times V_{CC}^2 = (15 + 6) pF \times 44 MHz \times 4 \approx 3,70 mW$$

INV2:

$$P_{\text{estático}} = V_{CC} \times I_{CC} = 20 \mu W$$

$$C_{L_INV2} = C_{FLIP-FLOP} + C_{IN_SWITCH} + C_{OUT_SWITCH} + C_{TIERRA} + C_{INV1} + C_{REF} \parallel C_{SW_OFF} = 57,3 pF$$

$$P_{\text{dinámico}} = P_T + P_L = (C_{pd} + C_L) \times f \times V_{CC}^2 \approx (15 + 1,5 + 2 \times 17,3 + 10 + 6 + 5,2) pF \times 44 MHz \times 4$$

$$P_{\text{dinámico}} \approx 12,73 mW$$

VI.1.1.2 Consumo Switch**Switch: (SN74LVC1G3157) [35]**

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC}	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
I _{CC} Supply Current	V _{IN} = V _{CC} or GND	5.5V	-	1	10	μA
ΔI _{CC} Supply-current change	V _{IN} = V _{CC} - 0.6V	5.5V	-	-	500	μA

De aquí uno lee que la corriente, cuando V_{IN} es distinto de V_{CC} o GND, aumenta de gran manera. [32]

Al contrario de otros switch (ver nota al pie de página) este no trae C_{pd}.

Igualmente parece relativamente despreciable su consumo. En este análisis en principio lo despreciaremos.

Cabe decir que sus capacidades afectan el consumo del inversor, por lo que por este lado el consumo del switch no es nada despreciable.

El switch elegido buscó esto.⁴⁴

44 En principio el switch elegido fue el mejor con bajas capacidades y resistencias en serie. Luego se comprobó que, si sacábamos el atributo disponibilidad encontrábamos este componente: SN74AUC1G66. [73](en el momento pusimos esta restricción por los tiempos que pudiese involucrar vendernos un chip del cual no tenían stock y los tiempos que manejábamos.)

VI.1.2 Consumo del Divisor de frecuencia

Flip-Flop: (SN74AUP1G80) [28]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC}	T _A = 25°C			T _A = -40°C to 85°C		UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
I _{CC}	V _I = GND or V _{CC} to 3.6 V, I _O = 0	0.8 V to 3.6 V			0.5		0.9	μA
ΔI _{CC}	V _I = V _{CC} - 0.6 V, ⁽¹⁾ I _O = 0	3.3 V			40		50	μA

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC} =	V _{CC} =1.2V	V _{CC} = 1.5V	V _{CC} = 1.8V	V _{CC} = 2.5V	UNIT
Cpd Power dissipation capacitance	F = 10 MHz	2.5	2.5	2.5	2.5	3	pF

$$P_{\text{estático_FF_DN}} = P_{\text{W}} \times I_{\text{CC}} = 1,8$$

$$P_{\text{Dinámico_FLIP-FLOP}} = (C_{\text{pd}} \times f_{\text{I}} + C_{\text{L}} \times f_{\text{O}}) \times V_{\text{CC}}^2 = (2,5\text{pF} \times 44\text{MHz} + 10\text{pF} \times 22\text{MHz}) \times 4 = 1,32\text{mW}$$

Siendo C_L la capacidad de entrada del Divisor.

Counter: [29]

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	Conditions	T _A = 25°C			T _A = -40°C to +85°C		Units
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
I _{CC}	Quiescent Supply Current	5.5	V _{IN} = V _{CC} or GND			4.0		40.0	μA

Symbol	Parameter	V _{CC} (V)	Conditions	T _A = +25°C			T _A = -40°C to +85°C		Units
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
C _{PD}	Power Dissipation Capacitance		⁽²⁾		21				pF

Note:

2. C_{PD} is defined as the value of the internal equivalent capacitance which is calculated from the operating current consumption without load. Average operating current can be obtained by the equation:

$$I_{\text{CC}} (\text{Opr.}) = C_{\text{PD}} \cdot V_{\text{CC}} \cdot f_{\text{N}} + I_{\text{CC}}$$

$$P_{\text{COUNTER}} (\text{sin carga}) = (C_{\text{pd}}) \times f_{\text{I}} \times V_{\text{CC}}^2 + I_{\text{CC}} \times V_{\text{CC}} \approx 21\text{pF} \times 22\text{MHz} \times 4 + 40\mu\text{A} \times 2 = 1,84\text{mW}$$

(con carga despreciable)

Sumando todo:

$$P_{\text{SIN_REG_VOLT}} = P_{\text{INV1}} + P_{\text{INV2}} + P_{\text{SWITCH}} + P_{\text{FLIP-FLOP}} + P_{\text{COUNTER}} \approx (3,7 + 12,7 + 1,32 + 1,9)\text{mW}$$

$$P_{\text{SIN_REG_VOLT}} = 19,62\text{mW}$$

Lo que da un consumo de unos 10mA al regulador.

Regulador de Voltaje: [68]

$$P_{\text{REG_VOLT}} \approx (2,6\text{V} - 2,0\text{V}) 9,81\text{mA} = 5,88\text{mW}$$

Consumo total:

$$P_{\text{TOTAL}} \approx 25,5\text{mW}$$

Lo que da en pilas a 2,6V una corriente de 9,81mA en su máximo consumo.

VI.2 Valores medidos para el 1er prototipo

Al aire:

10,25mA @2,56V

Con 37pF agregados:

6,62mA @2,56V

Con 70pF agregados:

5,66mA @2,56

VI.3 2^{do} sensor (Inversor Schmitt-Trigger)⁴⁵

Inversor Schmitt-Trigger: (SN74AUC1G14) [30]

PARAMETER	TEST CONDITIONS	V _{CC} = 0.8V	V _{CC} =1.2V	V _{CC} = 1.5V	V _{CC} = 1.8V	V _{CC} = 2.5V	UNIT
I _{CC}	V _I = V _{CC} or GND	10	10	10	10	10	μA
Cpd Power dissipation capacitance	F = 10 MHz	14	15	15	16	19	pF

Repitiendo el planteo para el 1er. prototipo, usando los datos anteriores y la frecuencia $f = 36,6\text{MHz}$ correspondiente al sensor al aire ($C_{TIERRA} \approx 10\text{pF}$)

El cálculo teórico da:

$$P_{TOTAL} \approx 20,6\text{mW}$$

$$I \approx 7,96\text{mA}$$

VI.4 3er sensor (NAND con nuevo valor de resistencia)

Repitiendo el planteo para el 1er. prototipo, usando los datos anteriores y la frecuencia $f = 57,3\text{MHz}$ correspondiente al sensor al aire ($C_{TIERRA} \approx 10\text{pF}$)

El cálculo teórico da:

$$P_{TOTAL} \approx 33,2\text{mW}$$

$$I \approx 12,75\text{mA}$$

VI.5 Conclusiones

Se observa, del análisis de consumo teórico, a pesar de ser este una simplificación, la participación de cada uno de los componentes en el consumo, y se pone en duda la necesidad de un switch con una capacidad de calibración considerando el costo de consumo que este trae y las ventajas que proporciona. Igualmente con esto no descartamos su uso en un análisis previo, para ayudar a caracterizar las sondas.

⁴⁵ Este no fue un diseño, sino un error en el armado debido a un mal etiquetado previo a mandar los componentes a soldar. Pueden haber no idealidades que afecten de peor manera que en el otro caso.

Anexo VII - Calibración Inicial - 1er Prototipo Astable

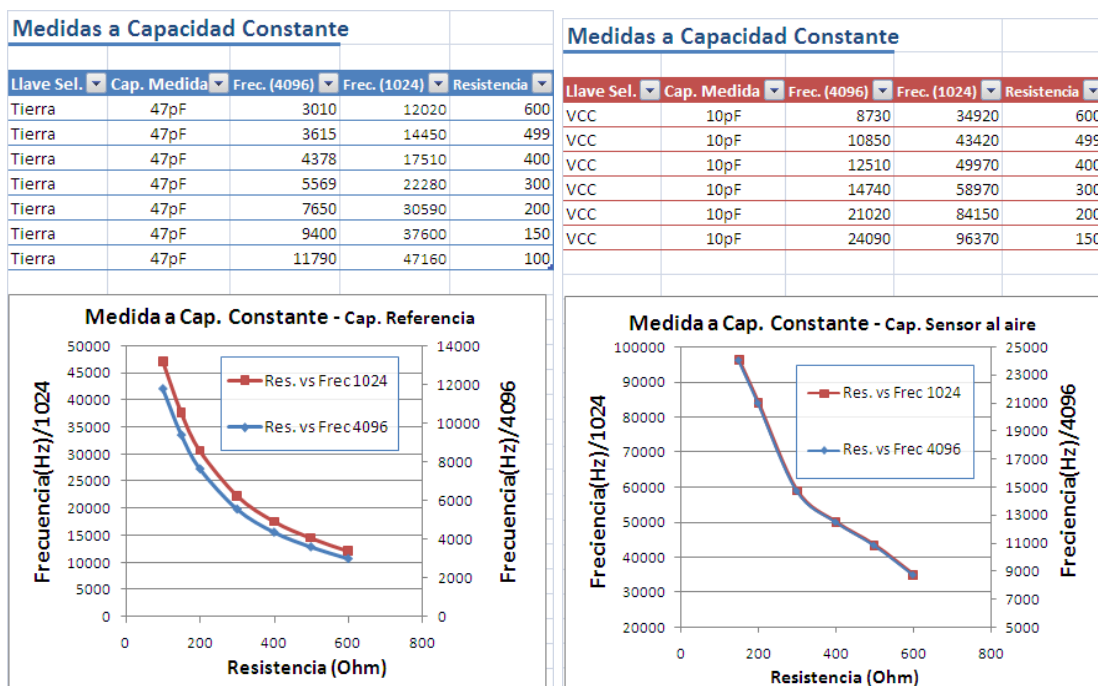
VII.1 1^{era} Prueba

Esta fue una primera evaluación del funcionamiento del circuito. Lo primero que se hizo, fue realizar medidas variando el potenciómetro.

El potenciómetro luego fue medido con el circuito desconectado, ya que por el diseño del mismo, esperamos no debería generar errores en su medición. Luego se comprobó que el circuito generaba un error de 1 ohmio.

Se probaron las dos capacidades, mediante el uso del switch:

- 10 pF + la punta sobre mesa (sin barniz)
- 47 pF – Cap. de referencia



Gráfica 36 - 1^{era} Prueba - 47pF

Gráfica 37 - 1^{era} Prueba - 10pF

De estas primeras pruebas vemos que a más alta frecuencias, uno ve una grafica un poco más distorsionada que a más bajas.

Aquí podrían estar repercutiendo efectos de alta frecuencia, el potenciómetro, problemas en las soldaduras que se registraron luego y descuidos en la posición del sensor en la medida que hicieran que este registrara distintas capacidades adicionadas del sensor que no fueron tomadas en cuenta.

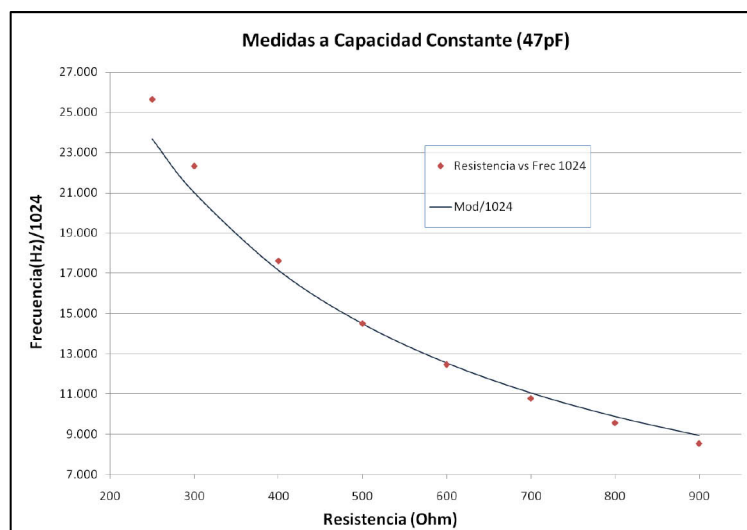
Cabe mencionar en estas graficas que los valores con R por debajo a 250 ohm son valores en los cuales los componentes lógicos tienen que entregar una corriente mayor a su máxima, lo cual es otro factor que distorsiona el comportamiento esperado.⁴⁶

⁴⁶ $|I_{OL}| = |I_{OH}| = 8\text{mA}@1,65\text{V}$ [31]
 $|I_{OL}| = |I_{OH}| = 9\text{mA}@2,3\text{V}$

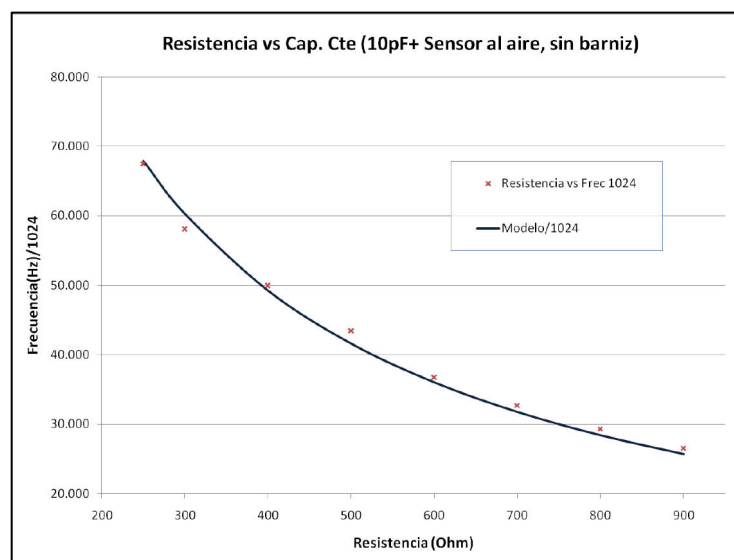
VII.2 2^{da} y 3^{er} Prueba de Calibración

Acá se hicieron las pruebas pero un poco más intensivas en medidas, también estas mismas se colocaron en un modelo con el que luego se ajustan las medidas hechas en la 2^{da} y 3^{er} prueba de calibración. A su vez, se le colocaron pesos para el ajuste al modelo a las distintas medidas.

Por ejemplo, a las medidas hechas con 300 ohm y 250 se les bajo un poco el peso por operar cercano al máximo de la corriente máxima al componente lógico. (A las menores se las descarto)



Gráfica 38 - 2^{da} Prueba - I - 47pF - datos y modelo⁴⁷



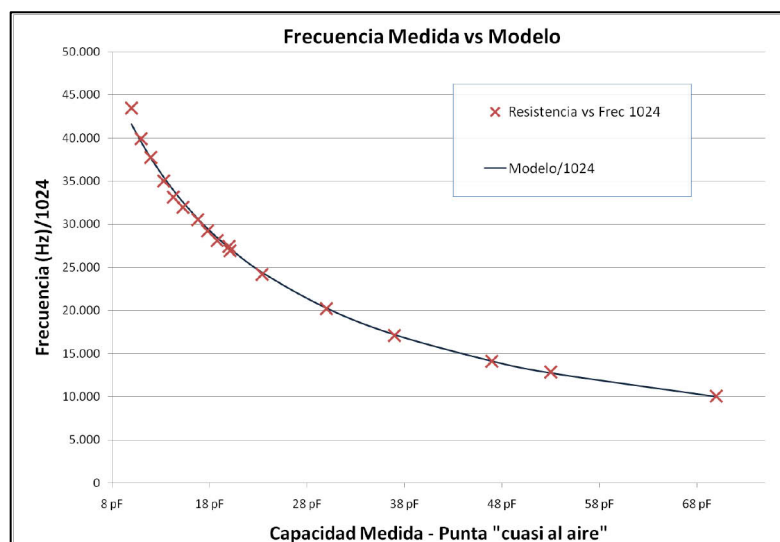
Gráfica 39 - Gráfica y Modelo - 2^{da} prueba - II - 10pf + punta al aire sin barniz⁴⁸

⁴⁷ Estas gráficas tienen la posibilidad de tener colocadas una 1^{er} aprox. de incertidumbres, pero debido a que el modelo colocado esta puesto a modo anecdótico, y las incertidumbres no contempladas o errores son mayores a las contempladas, las incertidumbres fueron retiradas.

También están graficados los valores a resistencia de 250 y 300 ohmios.

⁴⁸ Estas gráficas tienen la posibilidad de tener colocadas unas incertidumbres, pero debido a que el modelo colocado esta puesto a modo anecdótico, las incertidumbres fueron retiradas.

También están graficados los valores a resistencia de 250 y 300 ohmios.



Gráfica 40 - 3^{er} Prueba – Frecuencia - R constante - Cap. + punta al aire sin barniz

Estas 3 graficas que acompañan a los datos tomados son resultados de un mismo modelo y parámetros (en esta se plantea una 2^{nda} capacidad parasita que correspondería a la incógnita de que capacidad mide el sensor “en el aire”⁴⁹).

Estos parámetros fueron hallados buscando minimizar el error cuadrático.

VII.3 Modelo Planteado

Para esto el modelo planteado, según lo visto anteriormente, fue el siguiente:

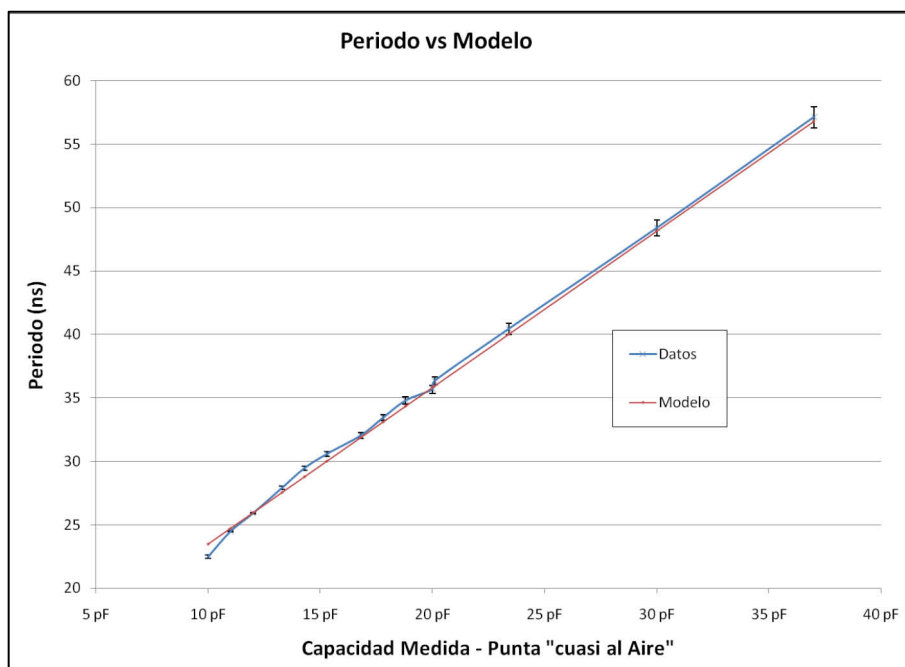
$$Frecuencia = \frac{1}{K * (Capacidad + C_{parasita}) * (Resistencia)} = \frac{1}{A \cdot X + B}$$

Siendo X la capacidad medida y determinando los parámetros A y B.

Aquí hay que tomar en cuenta que estos parámetros engloban los cambios que producen los retardos de compuerta, y es por esto que sus valores pueden parecer distintos a lo esperado en situaciones más ideales.

Consideramos en ese momento que el modelo siguió bastante bien lo planteado, y más sobre el final contemplando algunos descuidos que tuvimos al realizar esas calibraciones y los problemas que se presentaron, como una mala soldadura descubierta en la 3er prueba.

⁴⁹ No fue del todo en el aire la medida en estos casos, ni en igualdad de condiciones. (Apoyado uno sobre una mesa, otro agarrado más al aire). También está el cambio que producía la mala soldadura. Es decir, el modelo no debió ser ajustado para las 3 medidas, sino tomar modelos independientes, de llegar a plantearse.



Gráfica 41 - Modelo de 3ª prueba - Periodo⁵⁰

Se observan distorsiones en la primera parte de la grafica (a mayor frecuencia), pero contemplando lo planteado de la mala soldadura⁵¹, entre otras cuestiones, preferimos dar por hecho que en principio el modelo ajustaba bien.

En la Gráfica 41 se observa una pequeña incertidumbre agregada a la grafica. Esta es la correspondiente al valor de capacitor medido. No se ajusta considerando la precisión que manifiestan sus incertidumbres, ya que como se dijo, hay mayores incertidumbres no planteadas, como la punta al aire, el problema de la soldadura y las no idealidades del potenciómetro.

Una vez hecho este análisis previo, se procedió a sustituir el potenciómetro por una resistencia PTH de 1/8 Watt y a realizar una. Una vez hecho este análisis previo, se procedió a sustituir el potenciómetro por una resistencia PTH de 1/8 Watt de 560 Ohm y a realizar una última calibración, ya con circuito previo a ser enterrado, es decir, con el recubrimiento que lo aísla.

Se eligió un valor de 560 Ohm, tanto en esto como en la 3er prueba por lo visto en las 1eras pruebas, trabajando aun a una alta frecuencia debido a consideraciones teóricas en el campo de medida de humedad, pero seguro de que no se presentaban efectos extraños en el circuito.

Esta decisión se tomo considerando que para esta resistencia nos colocábamos en una región en donde vemos que lo visto sigue lo modelado, y en una situación con bastantes datos que nos dieran seguridad.

Igualmente, para este valor obtendríamos frecuencias de arranque de 40Mhz, bajando hasta unos 10Mhz, lo cual nos posibilita trabajar en el rango requerido de frecuencias.

⁵⁰ Las incertidumbres aquí mostradas son una 1era aprox. que se realizan sobre medidas que podrían haberse cuidado un poco más. Si fueran medidas con menos descuidos merecerían otro análisis de incertidumbres más serio.

⁵¹ Hay que mencionar que en la 3ª Prueba se descubrió que una soldadura de mala calidad en el switch (en la medida de 17.8pF) que generaba grandes cambios en la medida de manera "esporádica", según la posición del sensor, la gravedad parecía afectar la unión. Se volvió a soldar el mismo y la situación pareció quedar estable. Esto también repercute en la fidelidad de las medidas de las anteriores pruebas (1era y 2da).

Colocada la resistencia, la parte de la circuitería se sello mediante macilla epoxy y cinta autosoldante. Ver Figura 120, pág.217.

1^{er} Prototipo - Última calibración-, ya con circuito previo a ser enterrado, es decir, con el recubrimiento que lo aísla.

Se eligió un valor de 560 Ohm, tanto en esto como en la 3er prueba por lo visto en las 1eras pruebas, trabajando aun a una alta frecuencia debido a consideraciones teóricas en el campo de medida de humedad, pero seguro de que no se presentaban efectos extraños en el circuito.

Ahorrándonos meternos en una situación en la que no teníamos datos que nos dieran seguridad. Igualmente obteniendo frecuencias de arranque de 40Mhz, bajando hasta unos 10Mhz, lo cual nos posibilita trabajar en el rango requerido.

Una vez hecho esto, la parte de la circuitería se sello mediante macilla epoxy y cinta autosoldante.

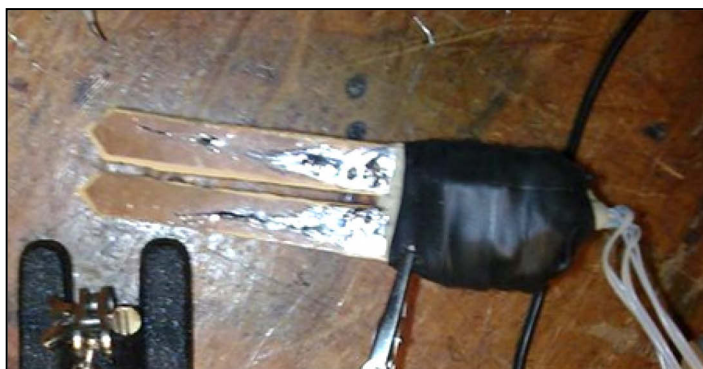


Figura 120 - 1^{er} Prototipo Astable - Luego de la última calibración - Con macilla y cinta autosoldante

A partir de ahí se decidió hacer una última calibración con ese valor de resistencia, para una vez finalizado esto, pasar a colocarle la resina y empezar a medir la humedad. Ya aquí utilizando una primera interfaz con el mote, aparte del frecuencímetro, para mayor seguridad. Contemplando en la planilla cuestiones como la estabilidad de la medida y el error introducido por el mote.

Anexo VIII - Mote: TinyOS, ejemplo de uso y conexionado alternativo de sensores

VIII.1 TinyOS y nesC

Para esta sección tomaremos información disponible en los tutoriales de TinyOS [69]

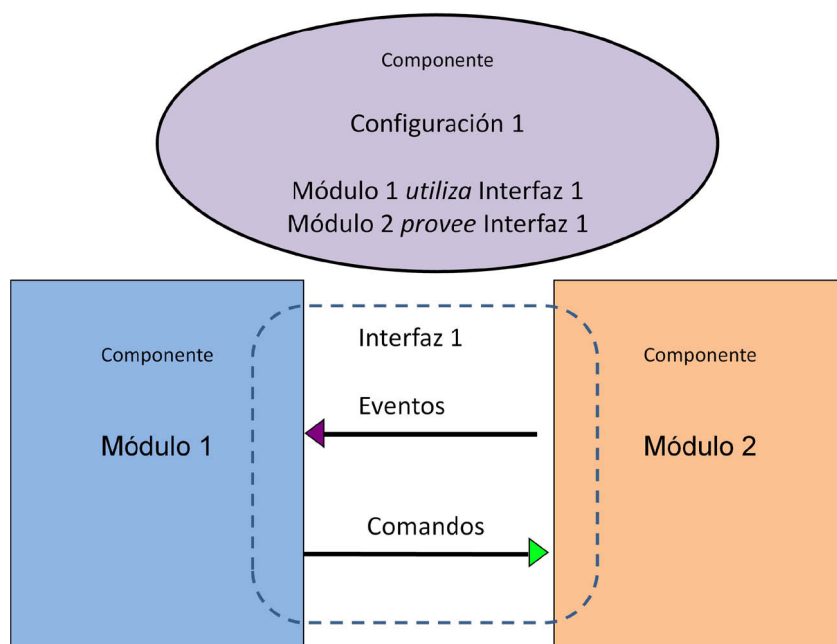


Figura 121 - Estructura de aplicación TinyOS

VIII.1.1 Componentes e interfaces

Una aplicación desarrollada para TinyOS y compilada con NesC consta de *componentes*, los cuales se conectan entre ellos para crear la aplicación final. Cada componente tiene su propio alcance, manteniendo variables internas las cuales son utilizadas por las diversas funciones implementadas dentro del mismo.

Los componentes se conectan entre ellos mediante *interfaces*. Estas interfaces son bidireccionales. Especifican *comandos*, los cuales pueden ser utilizados por los componentes que utilizan la interfaz, y *eventos*, los cuales deben ser implementados por estos componentes.

Los componentes *utilizan* y *proveen* interfaces. Los componentes que utilizan una interfaz, utilizan los comandos de la misma, que debieran ser implementados por el componente que provee la misma. Asimismo, el componente que utiliza una interfaz atiende todos los eventos de la misma, los cuales son generados por el componente que la provee.

Si un componente utiliza algún comando de una interfaz debe obligatoriamente atender los eventos generados por la misma. Un componente puede utilizar varias interfaces y a la vez varias instancias de una misma interfaz.

VIII.1.2 Módulos y configuraciones

Existen dos tipos de componentes en TinyOS:

- módulos
- configuraciones

Los módulos proveen implementaciones de una o más interfaces. Las configuraciones especifican como se interconectan las interfaces dentro de cada módulo.

Debido a que todos los eventos generados por interfaces deben ser implementados, el compilador puede rastrear en tiempo de compilación todas las llamadas realizadas en ambos sentidos (comandos y eventos) de los distintos componentes, por lo que los mismos se linkean estáticamente, generando un código más compacto y con una localización de recursos menor.

VIII.1.3 Tareas y eventos

El scheduler de TinyOS permite un uso más balanceado del tiempo de CPU de la aplicación. Para lograr esto se debe manejar adecuadamente el uso de tareas, funciones, comandos y eventos.

La filosofía de funcionamiento de TinyOS es que el código corra en forma síncrona, es decir que cada proceso corre de principio a fin, uno a continuación del otro sin superponerse. Esto simplifica el manejo de recursos y también disminuye la utilización de los mismos.

Sin embargo, también provoca que por ej. mientras se ejecuta un comando, no sea posible atender un evento hasta que el comando termine, lo cual puede provocar inconvenientes. Para aliviar esta situación en TinyOS existen tareas. Una tarea es un proceso que se postea en el scheduler en forma diferida para ser ejecutada cuando el sistema quede libre.

Por ej. al ejecutar un comando no prioritario, como podría ser procesar un dato recibido, se puede postear una tarea en el comando. La tarea se postea y el comando enseguida retorna, dejando libre al procesador para por ej. atender un evento síncrono de recepción de datos que se generó mientras corría el comando. Luego de atender el evento si se podría ejecutar la tarea.

Como las tareas tienen baja prioridad y no es posible determinar cuándo se ejecutarán, al llamarse no pueden recibir ningún parámetro, y no pueden retornar ningún valor, ya que no se sabe en qué punto del programa estaremos cuando finalice la tarea.

Si es indispensable, por cuestiones de sincronismo o posibilidad de pérdida de datos, implementar un proceso que se ejecute en forma inmediata, siempre es posible crear comandos o eventos asíncronos, que corren por fuera del scheduler. Estos comandos y eventos se ejecutan en forma inmediata, independientemente de las tareas, comandos y eventos pendientes en el scheduler. Siempre hay que ser muy cuidadoso al trabajar en forma asíncrona, ya que se rompe el orden de procesamiento, corriendo el riesgo de corromper datos, etc. Por esto, siempre es recomendable evitar trabajar en forma asíncrona, optimizando los recursos con tareas, excepto en ocasiones donde se vuelva indispensable, principalmente por cuestiones de tiempos a cumplir.

VIII.2 Uso del DAC

A continuación describimos el uso del DAC [70], detallando los bits que son de utilidad para nuestro proyecto, y las opciones elegidas para los mismos.

Registro DAC_xCTL – Registro de control del DAC

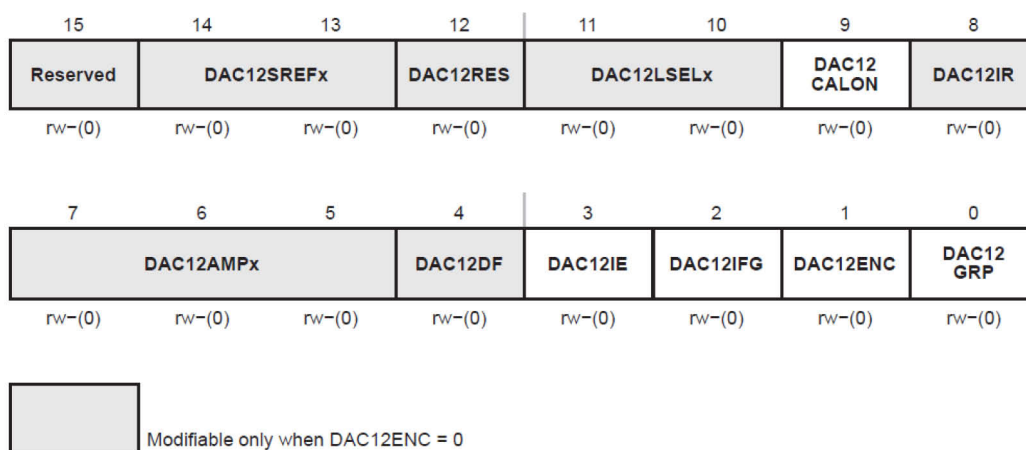


Figura 122 - Registro DAC_xCTL del MSP430 [70]

Bits utilizados:

- **DAC12SREFx:** Voltaje de referencia. Configurado como 00 para utilizar la referencia interna
- **DAC12RES:** Resolución del DAC. Configurado en 0 para tener resolución de 12-bit
- **DAC12LSELx:** Configura como se actualizan los valores del DAC. Configurado en 01 para que el DAC se actualice cuando se carguen nuevos valores a los registros del mismo, siempre y cuando DAC12ENC=1
- **DAC12CALON:** Calibración del DAC. Al configurar este bit en 1 se inicia el proceso de calibración interna del DAC. El bit se mantiene en 1 durante la calibración y pasa a 0 al finalizar
- **DAC12IR:** Rango de entrada. Se utiliza 1x el voltaje de referencia como salida full scale configurando el bit en 0
- **DAC12AMPx:** Ajuste del tiempo de estabilización de la salida vs. Consumo de corriente. Se configura en 111 para máxima velocidad/alto consumo, ya que los cambios de valores en nuestro caso son muy poco y es conveniente que sean rápidos.
- **DAC12DF:** Formato de los datos. 0 para binario
- **DAC12IE:** Habilitación de interrupciones. Lo dejamos en 0 ya que no utilizamos interrupciones para el DAC
- **DAC12IFG:** Bandera de interrupción. No se utiliza en nuestra aplicación
- **DAC12ENC:** Cuando se coloca en 1 se habilita la salida del DAC.
- **DAC12GRP:** Cuando se coloca en 1 se agrupan los dos DACs del MSP430. No se utiliza

Al configurar este registro, se menciona una referencia interna de voltaje, la cual debe ser controlada mediante el uso de los registros del ADC del CPU, los cuales comparten pines con los DAC.

Específicamente se debe ajustar el bit 7 del registro ADC12CTLx para configurar si deseamos utilizar la referencia de 2,5V o la de 1,5V, en nuestro caso configuramos 2,5V ajustando el bit a 1. Para habilitar esta referencia, se debe colocar en 1 el bit 6 del mismo registro.

El otro registro del DAC es el DAC12_xDAT, donde se ingresan los datos para la conversión. El registro es de 16bit, de los cuales usamos los 12 menos significativos para el valor que deseamos ingresar.

Utilizando 12 bits el voltaje de salida se obtiene mediante la ecuación:

$$V_{out} = V_{ref} \times \frac{DAC12_xDAT}{4096}$$

Tomando la referencia interna de 2,5V, el valor máximo a ingresar es 0xFFF que corresponde a un voltaje de salida de 2,4994V.

VIII.3 Ejemplo de uso: Aplicación para la toma de medida con sensor Sdhs o Ec5 y envío por puerto serie virtual al PC

VIII.3.1 Introducción

Para verificar el correcto funcionamiento del software diseñado, así como para dejar planteado un sistema que permita obtener efectivamente una medida desde el sensor se construyó una aplicación en TinyOS para operar en el Mote que usa las interfaces creadas tanto para el sensor Sdhs desarrollado en el proyecto como para el comercial Decagon Ec-5.

La aplicación puede ser programada en el Mote lo que permite que la misma tome periódicamente una medida del sensor, transmitiendo el resultado por el puerto serie virtual a través de la interfaz USB del Mote. Mediante el botón de usuario es posible seleccionar el sensor a utilizar, a la vez que es posible enviar desde el PC comandos para programar el tipo de medida que se desea realizar en el sensor correspondiente.

VIII.3.2 Estructura de la aplicación

En la siguiente figura observamos el comportamiento a nivel básico de la aplicación.

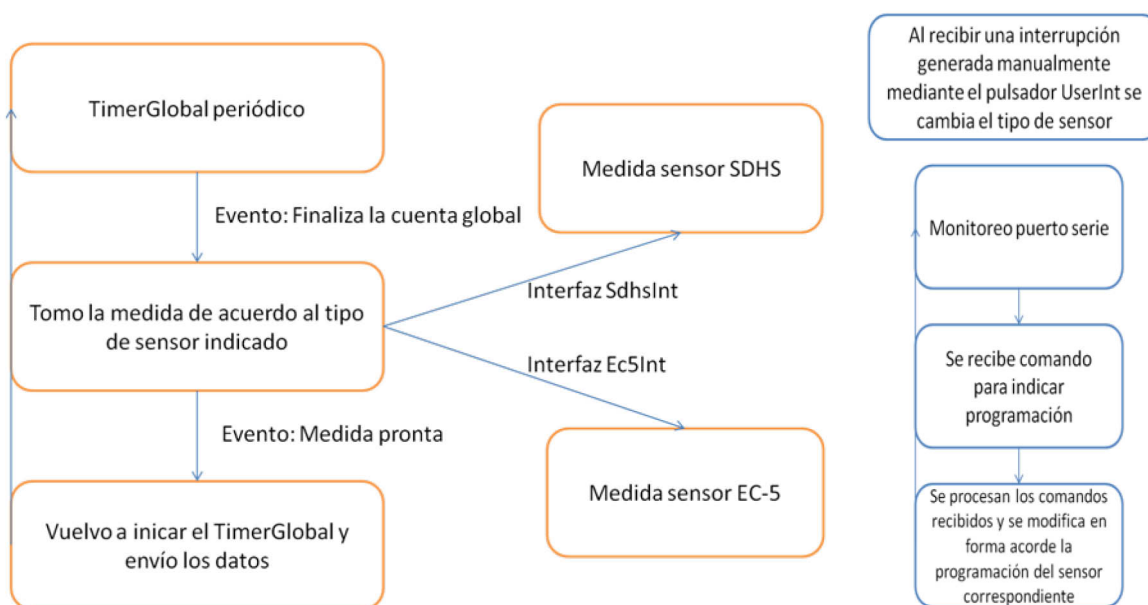


Figura 123 - Esquema básico de aplicación de medida

La idea general es que existe un TimerGlobal, que genera un evento cada X tiempo para tomar una medida. Para nuestro trabajo con el Mote este tiempo es corto, no superior a 5 segundos para que fuera práctico a la hora de tomar medidas, pero es posible en tiempo de compilación ajustar el tiempo de medida hasta varios minutos de duración.

En la práctica el TimerGlobal, justamente para permitir que tenga una duración mas extensa, es un Timer que genera una cuenta cada 1 seg. Y se puede programar el número de veces que se desea repetir el Timer.

VIII.3.3 Toma de una medida

Cada período de medida se envía un comando mediante la interfaz adecuada al sensor correspondiente para tomar una medida con el mismo. El sensor configurado al inicio del programa es el EC-5. Para utilizar el SDHS debe presionarse una vez el botón UserInt.

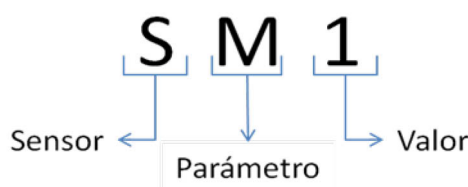
El sensor por defecto se seleccionó principalmente por aspectos funcionales. Ambos sensores comparten pines en su interfaz con el Mote, y si se conectara el Ec-5 y luego se solicitara una medida al sensor SdhsInt en cierto momento quedaría un DAC conectado a la salida del sensor, por lo que el DAC intentaría imponer un voltaje en esta salida, lo cual no es recomendable y podría llegar a dañar el sensor comercial. En el caso contrario, con el sensor Sdhs conectado y solicitando una medida al sensor Ec-5 no existirían inconvenientes de este tipo.

Una vez tomada la medida, se recibe el valor mediante el evento generado al finalizar la rutina de medición. El evento postea la tarea que se encarga de enviar los datos a través del puerto serie y también reinicia el TimerMedida, para que se reinicie el reloj global para tomar la siguiente medida al finalizar el mismo.

VIII.3.4 Recepción de comandos de programación

Si en cualquier momento de la aplicación se recibe un carácter por el puerto serie, se analizará el mismo, si se recibió una 'P' ASCII, el sistema envía un 'OK' confirmando el ingreso al modo de programación y esperará a continuación recibir comandos para programar parámetros de los sensores.

Los parámetros siempre están conformados por 3 caracteres ASCII de acuerdo a la siguiente convención:



Sensor:

Sensor al que van dirigidos los comandos

S – Sensor SDHS

E – Sensor Ec-5

Parámetro:

Configuración a modificar

M – Tipo de medida O – Tipo de Oscilador (solo para SDHS)

H – Selección de la ecuación utilizada para obtener el porcentaje volumétrico de humedad.

Valor:

Tipo de medida: Valores especificados en las interfaces en el comando medidaSensor

Tipo de Oscilador: valores según el comando tipoSensor de SdhsInt

Ecuación: Valores especificados en las interfaces en el comando setPoliHumedad

Luego de recibir estos 3 caracteres, si la secuencia es válida se realiza la programación correspondiente, si la misma no es válida se continua con la toma de medidas, ignorando los valores recibidos. Para ingresar nuevamente en el modo de programación se envía nuevamente el carácter 'P'.

VIII.4 Formato de datos y variables para el uso de la aplicación

VIII.4.1 Tipos de datos

Con la intención de mantener la compatibilidad entre los distintos tipos de CPU utilizado en las distintas familias de Mote, dentro de TinyOS se definen tipos específicos de datos, los cuales tienen siempre la misma representación. Esto por ej. evita la definición de una variable como *int*, ya que un *int* podría ser de 8 o 16bits de acuerdo al modelo de CPU.

Tipos de enteros en TinyOS:

	8 bits	16 bits	32 bits	64 bits
signed	<code>int8_t</code>	<code>int16_t</code>	<code>int32_t</code>	<code>int64_t</code>
unsigned	<code>uint8_t</code>	<code>uint16_t</code>	<code>uint32_t</code>	<code>uint64_t</code>

Existe también un tipo de datos pensado principalmente para indicar el resultado al ejecutar un comando:

```
enum {
    SUCCESS      = 0,
    FAIL         = 1,           // Generic condition: backwards compatible
    ESIZE        = 2,           // Parameter passed in was too big.
    ECANCEL      = 3,           // Operation cancelled by a call.
    EOFF         = 4,           // Subsystem is not active
    EBUSY        = 5,           // The underlying system is busy; retry later
    EINVAL       = 6,           // An invalid parameter was passed
    ERETRY       = 7,           // A rare and transient failure: can retry
    ERESERVE     = 8,           // Reservation required before usage
    EALREADY     = 9,           // The device state you are requesting is already set
    ENOMEM       = 10,          // Memory required not available
    ENOACK       = 11,          // A packet was not acknowledged
    ELAST        = 11,          // Last enum value
};
```

VIII.4.2 Formato de los datos

Frecuencia: tipo: `uint32_t` Unidades: MHz

Capacidad: tipo: `uint16_t` Unidades: centésimas de pF

Constante Dieléctrica tipo: `uint16_t` Unidades: constante relativa x 10

% humedad: tipo: `uint16_t` Unidades: decimas de %

VIII.4.3 Envío de datos

Para enviar los datos, siempre se envía el valor como un `uint32_t` seguido del valor FF para indicar el fin del dato.

El dato enviado se encuentra en HEX, lo cual debe ser tenido en cuenta en la recepción.

Ejemplo:

Valor de humedad medido: 12,5%

Variable: 125

Dato enviado: 00 00 00 7B FF (0x7B = 125)

VIII.4.4 Programación del Mote

Los caracteres de programación, incluido los números, deben enviarse en ASCII. Si bien esto puede parecer contradictorio, ya que desde el Mote se envían números en HEX y se reciben en ASCII, se realizó para mantener una unidad en el formato de las palabras de programación, para facilitar el envío de las mismas mediante distintas aplicaciones.

VIII.5 Utilización de recursos

Recordamos que el CPU utilizado en el Mote cuenta con 48bytes de ROM y 10Kbytes de RAM.

El programa completo utiliza el siguiente espacio en memoria:

11540 bytes en ROM

193 bytes en RAM

Para tener una idea de las posibilidades de integrar este programa con otras aplicaciones, analizamos el espacio que utilizaban otras aplicaciones proporcionadas como ejemplo en la instalación del TinyOS en un PC.

La aplicación Basestation recibe paquetes desde la interfaz wireless y lo retransmite por el puerto serie virtual. Esta aplicación nos podría dar una idea de lo que ocupa el uso de la interfaz wireless del MOTE:

15170 bytes en ROM

1770 bytes en RAM

La aplicación Sense toma una medida de alguno de los sensores internos del Mote, con lo cual podríamos tener una idea del espacio que utiliza la medida de otro sensor.

7958 bytes en ROM

122 bytes en RAM

Con estos valores, podemos concluir que no sería mayor problema compilar dentro del Mote una aplicación que tome valores del sensor Sdhs así como otros sensores y los envíe mediante la interfaz wireless, para integrarse en una red de Motes.

VIII.6 Estado de los Leds durante la aplicación

Para fines de debuggeo, se utilizan los Leds para dar una idea del estado de la aplicación en distintos puntos del programa. Detallamos a continuación el estado de los mismos.

Medida con sensor Sdhs

Led azul: Se enciende durante el tiempo que estoy contando pulsos de la señal del sensor

Medida con sensor Ec-5

Led azul: Se enciende durante el tiempo que tengo el sensor encendido

Envío de datos

Led verde: Se enciende al enviar correctamente los datos

Programación

Led rojo: Se enciende si por algún motivo falló la programación

Led verde: Se enciende si se programó correctamente algún parámetro en el sensor Sdhs

Led azul: Se enciende si se programó correctamente algún parámetro en el sensor Ec-5

VIII.7 Configuración alternativa de uso para poder conectar simultáneamente el sensor comercial y el desarrollado al Mote

Para facilitar el uso del sensor con el Mote durante el desarrollo del proyecto, resultaba conveniente poder conectar ambos sensores, el comercial y el desarrollado, al Mote, para facilitar la toma de medidas con los mismos.

Presentamos aquí los ajustes realizados a la aplicación como aporte para ofrecer ambas alternativas de conexionado al Mote.

Estos ajustes implican un cambio en el funcionamiento del sensor desarrollado, ya que el funcionamiento del Ec5, al requerir de forma indispensable de los DACs, no fue modificado

VIII.8 Manejo de señales

En esta configuración alternativa, al tener los dos puertos de los DACs utilizados por la conexión al sensor Ec5, implica el manejo de las señales de control del sensor desarrollado mediante los puertos digitales.

De acuerdo a la configuración de los pines del Mote (Figura 61 - Puerto de expansión 1Figura 61 y Figura 62), la disponibilidad de puertos exclusivos de IO digital es limitada. Se optó finalmente por utilizar los puertos GIO 0, 2 y 3.

Estos puertos se utilizaron de la siguiente forma:

Puerto	Función
GIO 0	Entrada. Cuenta los pulsos provenientes de la salida del sensor durante la medida
GIO 2	Salida. Enable de la alimentación del sensor
GIO 3	Salida. Cambio de posición del switch de las capacidades de referencia y medida

Tabla 57 - Utilización de puertos GIO

El manejo de los puertos en TinyOS se realizó mediante la interfaz HAL **GeneralIO**, mapeada a la interfaz HIL del MSP430, la cual se mapea al puerto correspondiente mediante la implementación HPL de TinyOS del IO digital del MSP430. Esta interfaz permite configurar los puertos como I/O y setear o leer los valores de los mismos.

VIII.9 Ajustes para el uso de estos puertos en el Mote

El puerto GIO 0, debido al diseño hardware del Mote, tiene su uso compartido con el ADC6. De acuerdo al datasheet del Mote [50], para lograr generar interrupciones en este pin, debe soldarse un resistor de 0 ohm en el resistor R14 en la placa, el cual normalmente se encuentra abierto. Sin este resistor, no era posible generar interrupciones en el pin.

Una vez realizado esto, si bien era posible generar interrupciones, aún habían problemas intermitentes en el uso del puerto. Luego de un análisis del funcionamiento, descubrimos que para asegurar una operación correcta debía deshabilitarse completamente el ADC6, colocando ese pin como I/O, y configurar el mismo como entrada. De esta forma si fue posible utilizar la funcionalidad esperada del GIO 0.

VIII.10 Configuración de pines

Con esta nueva configuración, es posible conectar ambos sensores al Mote de acuerdo al siguiente Pin-Out:

Puerto	Pin Mote	Sensor	Función desde el Mote
1	1	Sdhs – Ec5	Vcc
1	9	Sdhs – Ec5	Gnd
1	10	Sdhs	Entrada señal del sensor
2	1	Ec5	DAC para salida de voltaje de ref. del Ec5
2	2	Ec5	ADC para medida de voltaje de salida del Ec5
2	3	Sdhs	Control del enable de alimentación del sensor
2	4	Sdhs	Control del switch de capacidades del sensor

Tabla 58 - Uso de pines para conexionado de sensores al Mote

Anexo IX - Detalle de componentes y costo de los mismos

IX.1 Sensor Astable

Detallamos a continuación los materiales utilizados y referenciamos su ubicación en el circuito de acuerdo al nombre asignado en el esquemático.

Componente	Fabricante	Código	Empaque	Referencia en circuito
Flip-flop	Texas	SN74AUP1G80DBVR	SOT23-5	FF_DN
switch SPDT	Texas	SN74LVC1G3157DBVR	SOT23-6	SW
divisor	Fairchild	74VHC4040MTC	16-TSSOP	DIV
Cap 10pf 5%	Johanson	251R15S100JV4E	0805	C_BASE
Cap 47pf 5%	Johanson	251R15S200JV4E	0805	CREF
Regulador 2V	National	LP5951MF-2.0/NOPB	SOT23-5	REG_VOLT
Compuerta NAND	Texas	SN74AUC1G00DBVR	SOT23-5	NAND(X)
Capacitor PTH 0,1uF	AVX	SR205C104KAR	radial (2.54mm)	CBP(X)
Cap. des. 100pf 1%	AVX	08051A101FAT2A	0805	CBP2
Capacitores des. Cerám 1uF	AVX	0805YC105KAT2A	0805	C_RV_IN, C_RV_OUT
Capacitores desacople 0,1uF	Johanson	160R15W104KV4T	0805	CBP(X)
Resistor 330ohm 1%	ROhm	varios	0805	R
Caja sensor	Hammond Mfg	BOX ABS BLACK	40x40x20 mm	-

Veamos el detalle del costo de cada componente y la suma total del costo de los mismos. Veremos el costo de acuerdo al catálogo de Digikey, por lo que incluimos el número de parte de cada componente en el mismo.

Componente	Catálogo Digikey	Precio	x 1000	Cantidad	Costo	Costo	Comentarios
Flip-flop	296-17841-1-ND	0,4	0,112	1	0,4	0,112	
switch SPDT	296-14908-1-ND	0,5	0,14	1	0,5	0,14	
divisor	74VHC4040MTC	0,57	0,18233	1	0,57	0,182	
Cap 10pf 5%	712-1377-1-ND	0,429	0,1014	1	0,429	0,101	precio un. mínimo x10
Cap 47pf 5%	712-1381-1-ND	0,462	0,1092	1	0,462	0,109	precio un. mínimo x10
Regulador 2V	LP5951MF-	1,04	0,345	1	1,04	0,345	precio x1000 es x500u
Compuerta NAND	296-13164-1-ND	0,5	0,1386	2	1	0,277	
Capacitor PTH 0,1uF	478-3187-ND	0,24	0,0714	1	0,24	0,071	
Cap. des. 100pf 1%	478-3732-1-ND	0,77	0,182	1	0,77	0,182	precio un. mínimo x10
Capacitores des.	478-5034-1-ND	0,275	0,065	2	0,55	0,13	precio un. mínimo x10
Capacitores desacople	709-1183-1-ND	0,067	0,01586	3	0,201	0,047	precio un. mínimo x10
Resistor 330ohm 1%	varios	0,038	0,01827	1	0,038	0,018	precio un. mínimo x10
Caja sensor	HM911-ND	1,66	1,03753	1	1,66	1,037	precio xmil es x150u
TOTAL U\$S					7,86	2,75	

IX.2 Sensor Colpitts

Materiales utilizados

Componente	Fabricante	Código	Empaque	Referencia en circuito
Transistor con alta ft	Rohm	2SC3837KT146P	SOT-346	Q1
Comparador ultra-rápido	Linear	LT1711CMS8#PBF	8-MSOP	IC1
Flip-flop	Texas	SN74AUP1G80DBVR	SOT23-5	IC2
switch SPDT	Texas	SN74LVC1G3157DBVR	SOT23-6	IC3
switch analógico	Texas	SN74LVC1G66DBVR	SOT23-5	IC4
divisor	Fairchild	74VHC4040MTC	16-TSSOP	IC5
regulador variable	Texas	TPS72101DBVT	SOT23-5	REG
Cap 10pf 5%	Johanson	251R15S100JV4E	0805	C_FIJO
Cap 47pf 1%	AVX	08052U470FAT2A	0805	C_CAL
Cap. 100pf 1%	AVX	08051A101FAT2A	0805	C2,CDES9
Inductor 820nH	EPCOS	B82498F3821J	0805	L
Resistores varios al 1%	ROhm	varios	0805	R(X)
Capacitores desacople 0,1uF	Johanson	160R15W104KV4T	0805	CBP(X)
Caja sensor	Hammond Mfg	BOX ABS BLACK	40x40x20 mm	-

Detalle de costos

Componente	Catálogo Digikey	Precio	x 1000	Cantidad	Costo	Costo	Comentarios
Transistor con alta ft	2SC3837KT146PC	0,4	0,1116	1	0,4	0,111	
Comparador ultra-	LT1711CMS8#PB	4,38	2,5	1	4,38	2,5	precio xmil es x100 u.
Flip-flop	296-17841-1-ND	0,4	0,112	1	0,4	0,112	
switch SPDT	296-14908-1-ND	0,5	0,14	1	0,5	0,14	
switch analógico	296-13253-1-ND	0,46	0,126	1	0,46	0,126	
divisor	74VHC4040MTC-	0,57	0,1823	1	0,57	0,182	
regulador variable	296-13004-1-ND	1,35	0,9	1	1,35	0,9	precio xmil es x100 u.
Cap 10pf 5%	712-1377-1-ND	0,429	0,1014	1	0,429	0,101	precio un. mínimo x10
Cap 47pf 1%	478-3830-1-ND	0,88	0,208	1	0,88	0,208	precio un. mínimo x10
Cap. 100pf 1%	478-3732-1-ND	0,77	0,182	2	1,54	0,364	precio un. mínimo x10
Inductor 820nH	495-3435-1-ND	0,76	0,379	1	0,76	0,379	precio xmil es x500 u.
Resistores varios al	varios	0,038	0,0182	7	0,266	0,127	precio un. mínimo x10
Capacitores desacople	709-1183-1-ND	0,067	0,0158	8	0,536	0,126	precio un. mínimo x10
Caja sensor	HM911-ND	1,66	1,0375	1	1,66	1,037	precio xmil es x150u
TOTAL U\$S					14,13	6,42	

Anexo X - Instrucciones para la construcción del sensor

X.1 Construcción de la placa

En la carpeta Diseños incluida en el CD anexo de la documentación, es posible encontrar los PCB (.brd) y esquemáticos de los sensores desarrollados, así como de las placas anexas para conexión al Mote de los mismos y del sensor comercial EC-5.

Los diseños fueron realizados con el programa Eagle CAD y son compatibles con la versión 5.X de dicho software. Es posible abrir y manipular los mismos con la versión freeware que se puede descargar desde el sitio del desarrollador <http://www.cadsoftusa.com/freeware.htm>

Para realizar modificaciones se deben agregar las librerías (.lbr) existentes en cada carpeta al directorio lbr del directorio de instalación de Eagle CAD.

Si bien es posible armar la placa a mano si se cuenta con experiencia y habilidad, se recomienda encargar la construcción y armado de la misma. Los diseños finales en nuestro caso fueron construidos a pedido y por tanto los mismos respetan ciertos requerimientos solicitados a la hora de la fabricación.

Para la fabricación de los mismos se utiliza la lista de componentes detalladas en el Anexo IX - página 229 según tipo de sensor.

X.2 Diseño mecánico / Armado

X.2.1 Cable

En primer lugar se debe conectar algún tipo de cable, de al menos 5 hilos, a los conectores correspondientes para conexión con el Mote. En nuestro caso probamos tanto con cable FTP como VGA. Para darle firmeza al conectar, la solución más sencilla es cubrir con silicona la conexión de los cables.

X.2.2 Encapsulado

Una vez que se cuenta con la placa construida, sería conveniente proteger la parte de circuitería del exterior. Para esto adaptamos en nuestro caso las cajas citadas en la lista de materiales del proyecto. Estas cajas no se encuentran disponibles en el medio local, y para que entre el diseño se deben lijar áreas de la placa para que puedan pasar los tornillos, así como realizar aberturas en la caja para las sondas y salida del cableado. Por otro lado, la cajita se ajusta muy bien al tamaño del sensor, y brinda un diseño más acabado.

X.2.3 Aislación

Luego de tener el circuito protegido, se debe proceder a aislar la sonda completamente. Para esto en nuestro caso aplicamos una generosa capa de epoxy sobre ambas patas. Se debe cuidar que se aisle completamente el circuito del medio.

Durante la aplicación, cuidar especialmente la aplicación de epoxy en las puntas, asegurándose que quede una buena protección, pero a la vez que no se forma, por escurrimiento, una gota o similar en el extremo inferior de la sonda (tal vez se puede secar con las puntas hacia arriba para mitigar este inconveniente, no lo probamos). Con esto sino puede ocurrir que al colocar y retirar el sensor de la tierra se comienza a acumular tierra en esta gota y finalmente se termina debilitando rápidamente la aislación del sensor.

Luego de colocar el epoxy, como se recomienda en la documentación, dejar secar durante al menos 48 horas. Idealmente 96 horas.

X.3 Programación en el Mote

X.3.1 Instalación TinyOS

Para programar el Mote con el PC, se debe instalar el sistema de TinyOS en primer lugar. Existen varias opciones para lograr esto, pero recomendamos como punto de equilibrio entre sencillez y posibilidades, realizar la instalación sobre Ubuntu (puede ser Ubuntu dentro de alguna máquina virtual).

Esto es muy sencillo porque existen repositorios Debian de la Universidad de Stanford para TinyOS. Existen repositorios para versiones de Ubuntu hasta la 8.04 (Hardy Heron), pero se probó en Kubuntu 9.04 con el repositorio Hardy y funcionó todo OK.

Existen gran cantidad de sitios con instrucciones para la instalación. Un link a uno de estos sitios:

<http://alkautsarpens.wordpress.com/2008/04/30/install-tinyos-2x-on-ubuntu/>

En este caso, reemplazar siempre que diga Feisty por Hardy.

Respecto al puerto serie a utilizar, el TmoteSky crea un puerto serie virtual USB, por lo que la interfaz será del tipo ttyUSB, en general ttyUSB0. Siempre tener en cuenta que para utilizar puertos serie en Linux se deben tener permisos sobre el mismo, solamente pudiendo root utilizar los mismos por defecto.

X.3.2 Programación

Luego de tener TinyOS, asumiendo la instalación por defecto, se debe copiar la carpeta SDHS que contiene la aplicación desarrollada al directorio `/opt/tinyos-2.1.0/apps/`.

Si se quiere utilizar la interfaz para medir en otra aplicación se deberían copiar los archivos `SdhsP`, `SdhsC` y `SdhsInt` al directorio de la aplicación.

Alternativamente se utilizar la carpeta `SDHSmulti`, que contiene el mismo programa pero con el conexasión sin compartir pines, que permite conectar varios sensores. `SDHSmulti` es el programa que permite utilizar la placa desarrollada para conectar más de un sensor simultáneamente, utilizado en conjunto con una placa de conexión con mux.

Debemos ahora abrir un Terminal en Linux. Allí ejecutamos los siguientes comandos:

```
cd /opt/tinyos-2.1.0/apps/SDHS/  
make tmote
```

Con esto, si todo fue bien, debería compilar la aplicación, indicándonos al final del prompt el uso de recursos del programa (ROM y RAM)

A partir de aquí, debemos asegurarnos de tener el Mote conectado al puerto USB y que no estemos utilizando el puerto con alguna aplicación

Aquí, siempre parados en el directorio `SDHS`, ejecutamos

```
make tmote install
```

Con esto se programa la aplicación en el Tmote.

Para enviar y recibir comandos por el puerto serie en Linux recomendamos el programa Cutecom. La comunicación siempre debe configurarse a 115200bps.

X.3.3 Conexionado

Como dijimos, para el conexionado al Mote existen básicamente tres opciones:

- Con los cables “pelados” utilizando por ej. cocodrilos a los pines del Mote
- Agregando un conector RJ-45, diseñando una simple placa con un RJ-45 hembra que se coloque sobre los pines del mote
- Utilizar una placa con conectores RJ-45 y un mux, para poder conectar dos sensores SDHS y un EC-5 a la vez. Para esto se puede utilizar el programa SDHSMulti, o la interfaz contenida en el mismo, que no comparte pines de los sensores y prevee el manejo de un mux con el pin 7 del puerto 2.

En todo caso, para el conexionado del sensor comercial EC-5 debe construirse la placa adaptadora para EC-5 cuyo diseño y esquemático se encuentran también en el CD.

X.3.4 Repaso pines Mote:

Sensor SDHS configuración original

Puerto 1 (U1):

Pin	Nombre	Descripción
1	Avcc	Conexión a la alimentación del sensor
9	Gnd	Conexión a tierra eléctrica del sensor

Puerto 2 (U2):

Pin	Nombre	Descripción
1	DAC0	Control del Enable de la alimentación del sensor
2	DAC1	Control del switch que selecciona entre capacidad de calibración o medida de la sonda
4	GIO3	Entrada para recibir la señal desde el divisor del sensor. Este pin admite la habilitación de interrupciones al procesador

Sensor SDHS configuración alternativa

Puerto 1 (U1):

Pin	Nombre	Descripción
1	Avcc	Conexión a la alimentación del sensor
9	Gnd	Conexión a tierra eléctrica del sensor
10	GIO0	Entrada para recibir la señal desde el divisor del sensor. Este pin admite la habilitación de interrupciones al procesador

Puerto 2 (U2):

Pin	Nombre	Descripción
2	GIO2	Control del Enable de la alimentación del sensor
4	GIO3	Control del switch que selecciona entre capacidad de calibración o medida de la sonda

Sensor EC-5

Puerto 1 (U1):

Pin	Nombre	Descripción
1	Avcc	Conexión a la alimentación del sensor
9	Gnd	Conexión a tierra eléctrica del sensor

Puerto 2 (U2):

Pin	Nombre	Descripción
1	DAC0	Alimentación del buffer para entregar un voltaje regulado al EC-5
2	ADC7	Medida del voltaje de salida del EC-5

