

SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y TRANSMISIÓN DE SEÑALES BIOMÉDICAS VÍA WEB, PARA MONITOREO A DISTANCIA

Hanes Nahuel Sciarrone y German Bracciale Sauro

Este Trabajo Final de carrera fue presentado al Departamento de Ingeniería

Electrónica y Computación

de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata

el 4 de agosto de 2017, como requisito parcial para la obtención del título de

Ingeniero Electrónico

Director: Dr. Eduardo Luis Blotta

Co-Director: Dr. Gustavo Meschino



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

A la Universidad Pública, quizás la única institución que permite abrigar el
ideal de un mundo más justo y equitativo.(Dr.Eduardo Luis Blotta)

Índice general

Resumen	xI
1. Introducción	1
1.1. Presentación del problema	1
1.2. Objetivos	4
2. Conceptos Generales	5
2.1. Introducción	5
2.2. Fundamentos del ECG	5
2.2.1. Concepto general de ECG	5
2.2.2. Conformación de un impulso cardíaco	6
2.2.3. Métodos de medición de señales ECG	9
2.2.4. Aplicaciones	14
2.3. Protocolos de mensajería	15
2.3.1. Protocolo AMQP	15
2.3.2. Protocolo MQTT	19
2.3.3. Protocolo STOMP	29
2.3.4. Conclusión	30
2.4. Protocolo SPI	31
2.4.1. Introducción	31

2.4.2.	BUS del SPI	31
2.4.3.	Modos de reloj	32
2.5.	Convertor A/D sigma delta ($\Sigma\Delta$)	35
2.5.1.	Conceptos básicos	35
2.5.2.	Sobremuestreo y error de cuantización	37
2.5.3.	Modulador $\Sigma\Delta$	39
3.	Adquisición de datos	44
3.1.	Descripción del Convertor A/D	44
3.2.	Aspectos generales del convertor A/D	46
3.2.1.	Canales de entrada	46
3.2.2.	Configuración del AGP	47
3.2.3.	Rangos de entrada del Convertor	50
3.2.4.	Configuración de la tensión de referencia	50
3.2.5.	Características del convertor A/D $\Delta\Sigma$	52
3.2.6.	Filtro de diezmado digital	53
3.2.7.	Reloj del Convertor	56
3.2.8.	Mapa de registros	57
3.3.	Características de la placa de adquisición	76
3.3.1.	Alimentación de la placa de adquisición	79
3.3.2.	Fuente para el reloj de trabajo	81
3.3.3.	Tipos de señales disponibles	81
4.	Resultados	87
4.1.	Introducción	87
4.2.	Medición de la señal de prueba interna del Convertor A/D	87
4.2.1.	Configuración del ADS1299	87
4.2.2.	Análisis de la medición	91

4.3. Medición de señales ECG	93
4.3.1. Disposición de los electrodos	93
4.3.2. Configuración de jumpers en la placa y conversor A/D . .	94
4.3.3. Análisis de la medición	97
5. Conclusión	103
Bibliografía	105

Índice de tablas

2.1. Mediciones respecto a las derivaciones	14
2.2. Tabla comparativa de protocolos de mensajería	30
3.1. Ganancias vs Ancho de Banda (www.ti.com)	48
3.2. Ruido referido a la entrada ($\frac{\mu V_{RMS}}{\mu V_{pp}}$) en modo Normal 5V de fuente y referencia de 4.5V (www.ti.com)	49
3.3. Pin CLKSEL y bit CLK_EN (www.ti.com)	56
3.4. Asignación de registros (www.ti.com)	57
3.5. Registro ID (www.ti.com)	57
3.6. Registro CONFIG1 (www.ti.com)	58
3.7. Registro CONFIG2 (www.ti.com)	59
3.8. Registro CONFIG3 (www.ti.com)	60
3.9. Registro LOFF (www.ti.com)	61
3.10. Registro CHnSET (www.ti.com)	63
3.11. Registro BIAS_SENSP (www.ti.com)	64
3.12. Registro BIAS_SENSN (www.ti.com)	66
3.13. Registro LOFF_SENSP (www.ti.com)	67
3.14. Registro LOFF_SENSN (www.ti.com)	69
3.15. Registro LOFF_FLIP (www.ti.com)	70
3.16. Registro LOFF_STATP (www.ti.com)	72

3.17. Registro LOFF_STATN (www.ti.com)	73
3.18. Registro GPIO (www.ti.com)	75
3.19. Registro MISC1 (www.ti.com)	75
3.20. Registro CONFIG4 (www.ti.com)	76
3.21. Configuraciones del Jumper J9 (http://www.ti.com)	82
3.22. Opciones de manejo de la referencia (http://www.ti.com)	84
4.1. Configuración del registro CONFIG1 para la señal de prueba interna	88
4.2. Configuración del registro CONFIG2 para la señal de prueba interna	88
4.3. Configuración del registro CONFIG3 para la señal de prueba interna	89
4.4. Configuración del registro LOFF para la señal de prueba interna .	89
4.5. Configuración del registro CH1SET para la señal de prueba interna	90
4.6. Configuración del registro BIAS_SENSP para la señal de prueba interna	90
4.7. Configuración del registro BIAS_SENSN para la señal de prueba interna	90
4.8. Tabla comparativa de tiempos para la señal ECG	101
4.9. Tabla comparativa de amplitudes para la señal ECG	102

Índice de figuras

2.1. Señales normales en un ECG	6
2.2. Origen del latido cardíaco y actividad eléctrica del corazón(Ganong. Fisiología médica, 24e Kim E. Barrett, Susan M. Barman, Scott Boitano, Heddwen L. Brooks)	7
2.3. Onda cardíaca normal (es.slideshare.net)	8
2.4. Derivaciones de extremidades (www.electrocardiografia.es)	11
2.5. Derivaciones de extremidades aumentadas (www.electrocardiografia.es)	12
2.6. Derivaciones precordiales (www.electrocardiografia.es)	13
2.7. Arquitectura simplificada del protocolo AMQP (pirational.260mb.net/es)	16
2.8. Interacción entre clientes de MQTT (inubo.es)	21
2.9. Subscripción (www.digitaldimension.solutions/es)	28
2.10. Publicación (www.digitaldimension.solutions/es)	29
2.11. Conexión de las líneas del bus en SPI (surf-vhdl.com)	32
2.12. Configuraciones de C POL y C PHA (www.i-micro.com)	34
2.13. Diagrama en bloque de un Conversor A/D sigma delta (www2.imse-cnm.csic.es)	36
2.14. Característica de transferencia y error de cuantización (www2.imse-cnm.csic.es)	38

2.15. Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$ y el modelo del cuantizador (www2.imse-cnm.csic.es/)	40
2.16. Modulador $\Sigma\Delta$ de primer orden (www2.imse-cnm.csic.es)	43
3.1. Diagrama en bloque funcional del ADS1299 (www.ti.com)	45
3.2. Métodos de entrada del ADS1299 (www.ti.com)	47
3.3. Uso de las entradas en modo unipolar o diferencial (www.ti.com)	47
3.4. Implementación de AGP (www.ti.com)	48
3.5. Referencia interna (www.ti.com)	51
3.6. Circuito de referencia externa (www.ti.com)	52
3.7. Espectro de ruido del modulador por arriba de $0,5 \times f_{MOD}$ (www.ti.com)	53
3.8. Respuesta en frecuencia y Roll-off del filtro sinc (www.ti.com)	55
3.9. Respuesta en frecuencia del filtro hasta $\frac{f_{MOD}}{2}$ y $\frac{f_{MOD}}{16}$ (www.ti.com)	55
3.10. Función transferencia hasta $4 \times f_{MOD}$ para DR[2:0]=110 (www.ti.com)	56
3.11. Esquemático de la placa de adquisición	79
3.12. Esquemático de fuente Analógica	80
3.13. Esquemático de fuente Digital	80
3.14. Referencia y electrodo de BIAS (http://www.ti.com)	83
3.15. Referencia programable y electrodo de Bias (http://www.ti.com)	85
4.1. Señal de prueba interna del ADS1299	91
4.2. Análisis de tiempo de la señal de prueba	92
4.3. Análisis de amplitud de la señal de prueba	92
4.4. Posición de los electodos para la medición con el ECG	94
4.5. Esquemático de la configuración interna del ADS1299 (www.ti.com)	95
4.6. Placa de adquisición configurada para adquirir señales ECG	96

4.7. Medición de la señal ECG del brazo derecho con respecto a la pierna izquierda	97
4.8. Análisis de tiempo para el pulso cardíaco	98
4.9. Análisis de tiempo para la Onda P	99
4.10. Análisis de tiempo para el Complejo QRS	99
4.11. Análisis de tiempo para la Onda T	100
4.12. Amplitudes de la Onda P y Onda T	101

Resumen

Los equipos de adquisición de señales biomédicas son herramientas fundamentales para el diagnóstico de pacientes en la medicina moderna. Sus elevados costos dificultan el acceso de los sectores más vulnerables a este tipo de tecnologías. Esto nos impulsó a desarrollar una solución de bajo costo, portable, que permita a un especialista visualizar datos del paciente en tiempo real, brindando monitoreo y atención profesional en forma remota, con el único requisito, por parte del paciente, de poseer una conexión a internet básica. El sistema construido se basó en los siguientes conceptos y tecnologías:

Para la adquisición de señales se utilizó un conversor A/D de 24 bits, de muy bajo ruido, diseñado específicamente para señales de instrumentación médica, incluyendo las de tipo EEG (Electroencefalograma) y ECG (Electrocardiograma).

En cuanto a la transmisión de la información biomédica, se aprovechó un concepto desarrollado durante los últimos años, llamado Internet de las Cosas (IoT, por sus siglas en inglés *Internet of Things*), con motivo del gran auge en la conexión de objetos cotidianos a internet, tales como electrodomésticos, mediante el protocolo de mensajería por colas MQTT.

Para el control de las tecnologías mencionadas se desarrolló un Sistema Embebido (SE), que utiliza una placa de desarrollo basada en un microcontrolador con arquitectura ARM, de la familia *Cortex-M4*. Para coordinar con precisión el funcionamiento del SE, con énfasis en las tareas de adquisición y transmisión de

datos, que son las más críticas, se empleó un sistema operativo en tiempo real (RTOS).

A través de la aplicación web desarrollada, la cual recibe los datos del paciente, via internet, y que realiza un filtrado digital para eliminar el ruido proveniente de la Red de energía eléctrica de 50 Hz, se puede visualizar la información biomédica en tiempo real, para realizar su monitoreo a distancia. La misma, permite observar los gráficos con distintos niveles de detalle mediante una función de zoom y, eventualmente, exportar los datos para almacenarlos y/o analizarlos con otro tipo de herramientas tales como Excel o MATLAB.

El resultado final es un equipo compacto, simple de utilizar para el usuario, que incluye una función de verificación para comprobar el correcto funcionamiento del mismo y 2 modos de operación para la medición de señales cardíacas, dependiendo de como se coloquen los electrodos.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Presentación del problema

Hace ya muchas décadas, el registro de la actividad bioeléctrica del cuerpo con la visualización de los resultados ofrece información de utilidad y es un método muy utilizado para ciertos estudios médicos, con el objetivo de diagnosticar y realizar seguimientos de ciertas patologías. Estos estudios se realizan por medio de la medición de las señales eléctricas que genera el cuerpo, un ejemplo de los equipos que captan estos impulsos eléctricos serían el *Electrocardiograma*¹ (ECG)² y el *Electroencefalograma* (EEG).

También, en los últimos años ha habido un particular interés en la transmisión de señales médicas para realizar un procesamiento posterior en equipos que posean una mayor capacidad de procesamiento y memoria en el caso de ECG portátiles como un ejemplo.

Debido a lo mencionado anteriormente, se propone el diseño y desarrollo de un dispositivo portátil para la adquisición de señales ECG, que envíe el estudio a

¹Nombre del equipo que adquiere las señales por medio de *electrodos* de superficie o basales

²ECG: son las señales cardíacas a adquirir

través de Internet en tiempo real, por lo cual se utiliza el concepto de telemetría, medición de magnitudes físicas en forma remota con el posterior envío de la información hacia un observador a gran distancia, vigente hace más de 50 años. Existen trabajos desde principios de 1970 que propusieron sistemas completos de radio-telemetría para ECG. Dado que en ese entonces no se transformaron en equipos de uso habitual, sus aplicaciones evidentemente no fueron de practicidad.

Pero con el avance de la comunicación, particularmente de Internet, se abrieron posibilidades de sistemas de telemetría realizables, de bajo costo, operables en tiempo real y sencillos de utilizar por gente entrenada. A pesar de esto, no siempre se dispone de expertos que interpreten los estudios, aquí es donde Internet brinda un servicio de gran ayuda para estos equipamientos. Los archivos ECG pueden ser subidos a un servidor para quedar a disponibilidad de los expertos, quienes dan el diagnóstico luego de un corto tiempo.

Actualmente, existen muchas propuestas internacionales fundadas en la prestación de servicios de monitoreo y diagnóstico basados en telemetría. Por ejemplo, la institución teleeeg (<http://www.teleeeg.org/>) ofrece la posibilidad de que miles de profesionales médicos expertos analicen señales de EEG que son adquiridas en países de bajos recursos, donde no hay tantos médicos disponibles. Sin embargo se ha realizado una búsqueda de organizaciones que desarrollen tareas similares en el área de ECG, no hallándose. Con el equipo diseñado se podrá emprender una organización que brinde un servicio similar, con la ventaja que se podrán tener los resultados en el momento, viéndose desde cualquier parte del mundo donde se encuentra el personal médico calificado.

Con base en Internet para la transmisión de los estudios, se aplica una tecnología actual llamada Internet de las cosas (IoT por sus siglas en inglés *Internet of Things*). Esto permite que el equipo no solo sea portátil sino que el estudio se suba a un sitio WEB, donde mientras se realiza, puede verse en tiempo real

desde un lugar remoto y realizar un diagnóstico al instante. Esto presenta una gran cantidad de ventajas tanto para los médicos como pacientes.

Para el caso de los pacientes, el hecho de no movilizarse a un establecimiento médico para realizarse un estudio ECG, y no tener la necesidad de retirarlo es una gran ventaja. Además, para pacientes de corta edad, estos establecimientos pueden generar alguna situación de miedo o estrés, pudiendo producir alteraciones no deseadas en el estudio. Al realizarlo en un ámbito familiar gracias a la portabilidad del equipo y con la transmisión vía Internet se evita esta situación.

Desde el punto de vista médico, esto permite la toma de decisiones inmediatas y la interacción con el técnico que realiza el estudio (e.g Vía teléfono celular), produciendo diagnósticos más eficientes y una sensación de proximidad con el paciente, resultando en un beneficio para ambos.

Las posibilidades de este desarrollo no se agotan en las señales ECG, sino que el mismo puede aplicarse en otras señales útiles para monitoreo, como es el caso del Electroencefalograma (EEG), Glucómetro, entre otros.

Existen empresas que ya se dedican a la producción de sistemas completos (hardware y software) de telemetría (<https://www.datasci.com>, <http://millar.com/research/products/telemetry-systems>), generalmente solo en animales y sin el uso de Internet, siendo lo original en el proyecto planteado.

Se utilizan redes LAN para la transmisión de la información; en este caso no se requiere cableado desde el sensor hasta el equipo que almacena y visualiza las señales.

Otras empresas utilizan el concepto de IoT para el control de equipos y dispositivos a distancia (<http://www.cumulocity.com>) pero no transmiten señales, sino datos que permiten tomar decisiones de control.

Emprendimientos comerciales han propuesto la monitorización local de señales,y

solo envían por telefonía o Internet los datos necesarios cuando se produce un evento, descubierto por medio del procesamiento automatizado de las señales, por ejemplo la compañía CardioDiagnostics (<http://cardiodiagnostics.net/>).

1.2. Objetivos

El objetivo principal del proyecto es poner en práctica los conocimientos aprendidos en la carrera, para el diseño de un prototipo de dispositivo portátil para la adquisición de señales biomédicas, en particular señales **ECG**, utilizando protocolos de mensajería para transmitir a Internet las señales adquiridas y el desarrollo de un sitio WEB para la visualización de las señales y su interpretación médica.

Para los objetivos de este proyecto fue necesario:

- Estudiar la fisiología de las señales eléctricas del cuerpo, en particular las ECG.
- Estudiar técnicas de adquisición para señales ECG.
- Analizar especificaciones técnicas de la placa de desarrollo de Texas Instruments para señales de ECG y EEG.
- Comprender los fundamentos teóricos de protocolos de mensajería para Internet.
- Implementar un sitio WEB que pueda ser accedido desde cualquier terminal por los profesionales, con inclusión de gráficos, interactividad y opciones visuales.

Capítulo 2

Conceptos Generales

2.1. Introducción

Para este proyecto es necesario entender conceptos de mediciones biomédicas, protocolos de mensajería y comunicación. Principalmente es fundamental conocer los distintos métodos de medición de señales ECG, ya que el mismo consta de la medición de éstas, disponer de conocimientos del protocolo de mensajería MQTT debido a que se utilizó para la transmisión a la Internet y el protocolo de comunicación SPI usado para la comunicación entre la placa de adquisición y la placa encargada de la adaptación y envío de los datos.

2.2. Fundamentos del ECG

2.2.1. Concepto general de ECG

Un electrocardiograma (ECG) es un estudio médico con el cual se obtiene un registro gráfico de la actividad eléctrica del corazón en función del tiempo. Esta actividad se debe a las variaciones de potenciales eléctricos que se generan por el conjunto de células cardíacas, la formación de estos impulsos cardíacos y

su conducción generan corrientes eléctricas débiles que se diseminan por todo el cuerpo.

Al colocar electrodos en diferentes sitios del cuerpo y conectarlos a un equipo adquisidor de ECG se obtiene el trazado de estos impulsos cardíacos. En la Figura 2.1 se muestra un ECG normal.

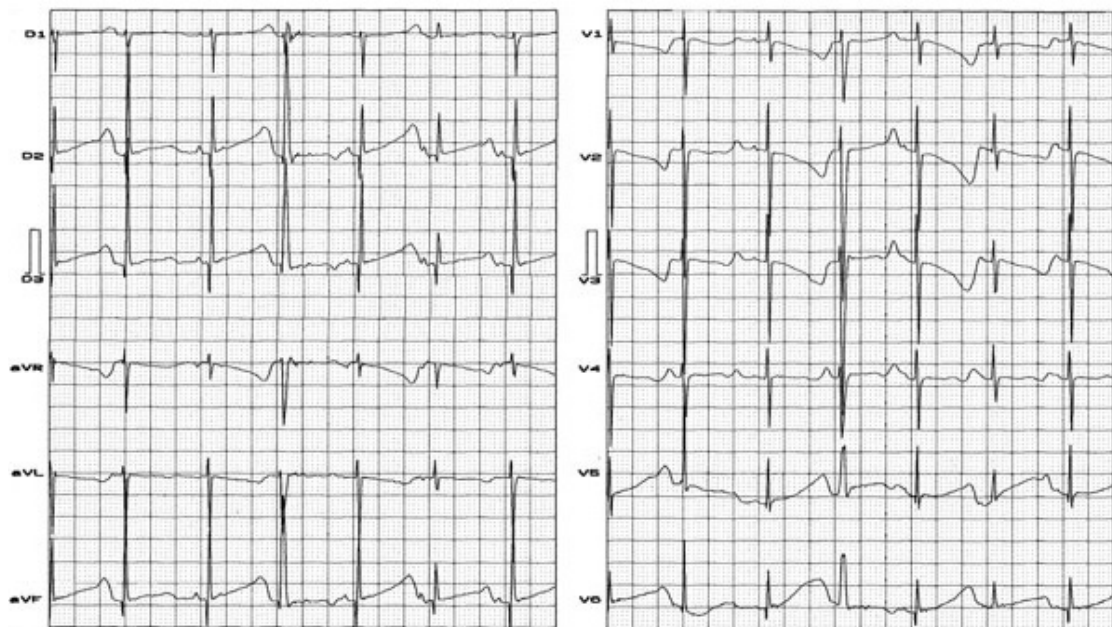


Figura 2.1: Señales normales en un ECG

2.2.2. Conformación de un impulso cardíaco

Para poder entender un ECG, es necesario ver las distintas componentes individuales que conforman la señal eléctrica cardíaca, así como la ubicación en el corazón, debido a que cada componente corresponde a un evento que se produce en distintas zonas del mismo. Los intervalos de tiempo entre las componentes específicas de la señal cardíaca representan el retardo de tiempo entre la activación de las diferentes regiones del corazón.

En la Figura 2.2 se muestra un esquema del corazón con sus distintas partes

y el tipo de señal que generan.

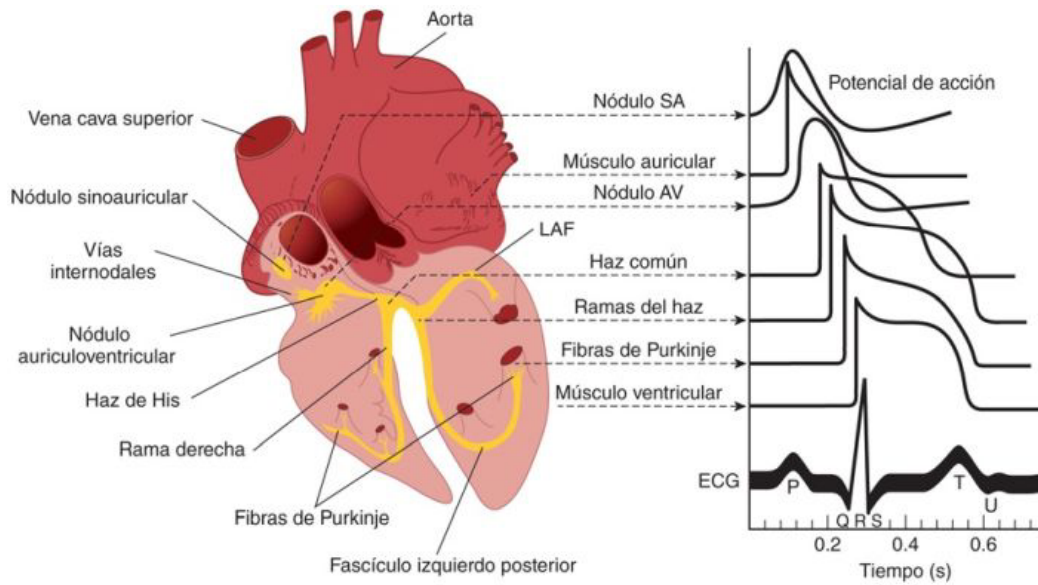


Figura 2.2: Origen del latido cardíaco y actividad eléctrica del corazón (Ganong. Fisiología médica, 24e Kim E. Barrett, Susan M. Barman, Scott Boitano, Heddwen L. Brooks)

En situaciones normales, las partes del corazón laten en una secuencia ordenada, y esto forma la onda que se muestra en la Figura 2.3.

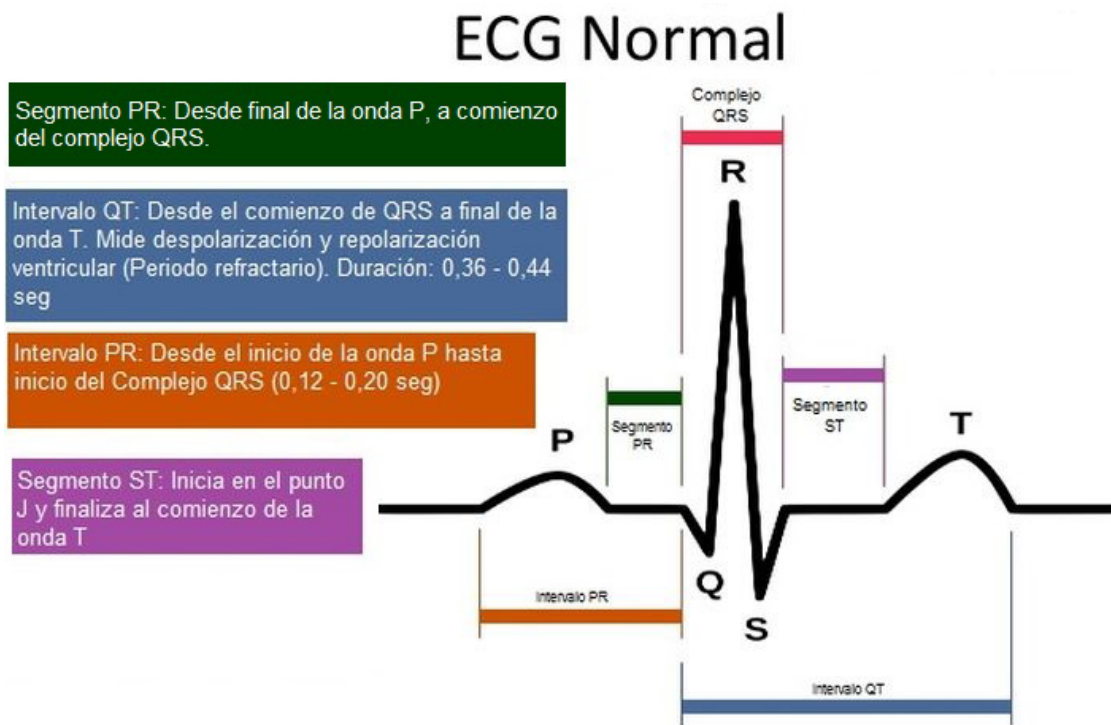


Figura 2.3: Onda cardíaca normal (es.slideshare.net)

La onda P es la primera del ciclo cardíaco, e indica que las aurículas (las 2 cavidades superiores del corazón, como se muestra en la Figura 2.2) son estimuladas en forma eléctrica (se despolarizan) para bombear la sangre hacia los ventrículos. La duración de la Onda P es menor de 0,10s y una amplitud máxima de $250 \mu V$.

El intervalo P-R representa el retraso fisiológico que sufre el estímulo que viene de las aurículas a su paso por el nodo auriculoventricular. Éste se mide desde el comienzo de la onda P hasta el inicio de la onda Q ó de la onda R. Debe medir entre 0.12 y 0.20s.

La siguiente onda es el complejo QRS que indica que los ventrículos (las 2 cavidades inferiores del corazón como se muestra en la Figura 2.2) se están estimulando eléctricamente (despolarizando) para bombear la sangre hacia afuera, la cual es mucho más potente que la onda de la aurícula, dado que comprende a más masa muscular. La duración normal de ésta es entre 60 y 100ms y se

constituye de 3 ondas:

- La onda Q que representa las pequeñas corrientes horizontales (de izquierda a derecha) del potencial de acción viajando a través del tabique interventricular;
- Las ondas R y S indican contracciones en el miocardio. Las anomalías en el complejo QRS pueden indicar bloqueo de rama (cuando es ancha), taquicardia de origen ventricular, hipertrofia ventricular u otras anomalías ventriculares.

El segmento ST indica la cantidad de tiempo que transcurre desde el final de una contracción de los ventrículos hasta el comienzo del período de reposo (Repolarización).

Y por último, la onda T que indica el período de recuperación o repolarización de los ventrículos. Su duración aproximadamente es de 0,20s o menos y su amplitud es entre 0,2 a 0,3 mV.

2.2.3. Métodos de medición de señales ECG

En el Electrocardiograma (ECG), las derivaciones cardíacas son el registro de la diferencia de potenciales eléctricos entre dos puntos, puede ser entre dos electrodos (derivación bipolar) o entre un punto de referencia y un electrodo (derivaciones unipolares).

Los distintos métodos de medición, para las señales ECG dependen de las derivaciones que se utilicen, estas derivaciones son la disposición de los pares de electrodos colocados por el cuerpo. Los tipos de derivaciones posibles pueden ser:

- **Derivaciones de extremidades**

- **Derivaciones de extremidades aumentadas**

- **Derivaciones precordiales**

Las Derivaciones de extremidades son bipolares, porque registran las variaciones eléctricas en 2 puntos y se visualiza la diferencia entre ellos. Para su registro se colocan 4 electrodos, brazo derecho (RA por sus siglas en inglés *Right Arm*), brazo izquierdo (LA por sus siglas en inglés *Left Arm*), pierna izquierda (LL por sus siglas en inglés *Left Leg*) y un electrodo de polarización en la pierna derecha. Se tienen 3 clasificaciones posibles para esta medición:

- **DI** registra la diferencia entre los potenciales del brazo izquierdo y brazo derecho, cuando el brazo izquierdo está en un campo eléctrico positivo respecto al derecho;

- **DII** registra la diferencia entre los potenciales de la pierna izquierda y brazo derecho, cuando la pierna izquierda está en un campo eléctrico positivo respecto al brazo derecho;

- **DIII** registra la diferencia entre los potenciales de la pierna izquierda y brazo izquierdo, cuando la pierna izquierda está en un campo eléctrico positivo respecto al brazo izquierdo.

En la Figura 2.4 se puede visualizar las conexiones de los electrodos y la señal que se mide en las Derivaciones de extremidades.

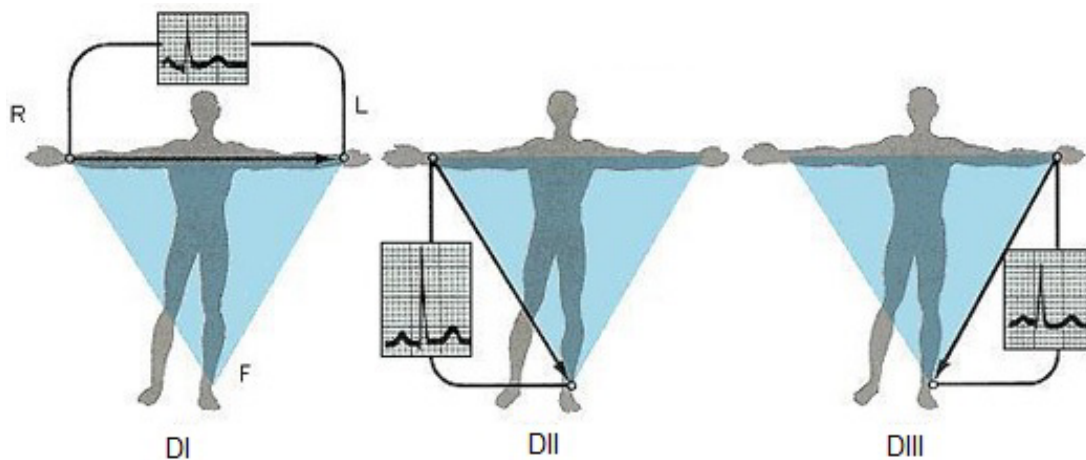


Figura 2.4: Derivaciones de extremidades (www.electrocardiografia.es)

Las Derivaciones de extremidades aumentadas son unipolares porque registran las variaciones eléctricas de potencial en un punto (brazo izquierdo, derecho o pierna izquierda) respecto a otro punto en el cual la actividad eléctrica durante las contracciones cardíacas no varía significativamente. La derivación está aumentada en virtud del tipo de conexión eléctrica. Se tienen 3 clasificaciones posibles para esta medición:

- **aVR** registra el potencial eléctrico del brazo derecho respecto a un punto nulo, que se realiza uniendo los cables del brazo izquierdo y pierna izquierda, el brazo izquierdo es positivo respecto a la pierna para formar la referencia, y ésta es negativa con respecto al brazo derecho;
- **aVL** registra el potencial eléctrico del brazo izquierdo respecto a la unión de los cables del brazo derecho y pierna izquierda, el brazo derecho es positivo respecto a la pierna izquierda para formar la referencia, y ésta es negativa con respecto al brazo izquierdo;
- **aVF** registra el potencial eléctrico de la pierna izquierda respecto a la unión de los cables del brazo izquierdo y derecho, el brazo derecho es positivo con

respecto al brazo izquierdo para formar la referencia, y ésta es negativa con respecto a la pierna izquierda.

En la Figura 2.5 se pueden visualizar las conexiones de los electrodos y la señal que se mide en las Derivaciones de extremidades aumentadas.

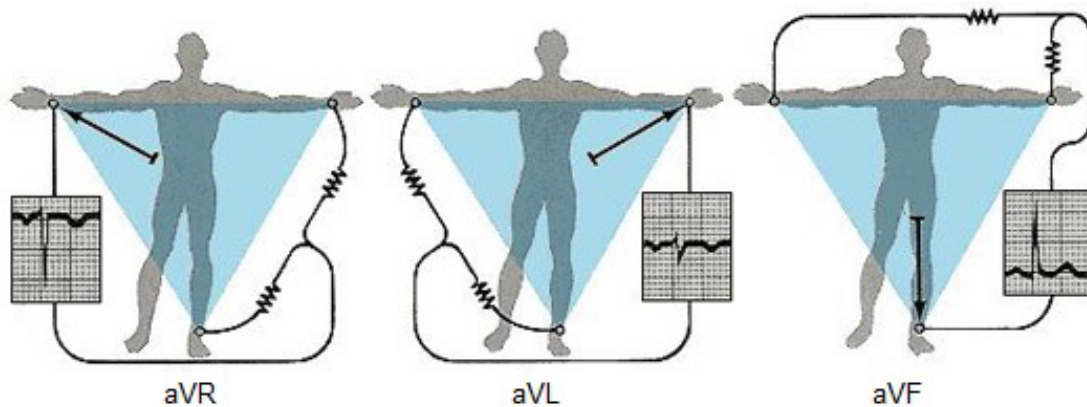


Figura 2.5: Derivaciones de extremidades aumentadas (www.electrocardiografia.es)

Por último se tienen las derivaciones precordiales que son unipolares y se registran en el tórax desde la posición 1 a la 6. Los electrodos registran el potencial eléctrico de cada uno respecto a una conexión de referencia central, formada por la unión de los electrodos del brazo derecho, izquierdo y la pierna izquierda. El potencial eléctrico de la conexión terminal central no varía significativamente a través del ciclo cardíaco, por lo tanto, los registros efectuados con la conexión V muestran las variaciones eléctricas que tienen lugar debajo del electrodo precordial móvil. Las posiciones de los electrodos son las siguientes:

- V1 está en el cuarto espacio intercostal a la derecha del esternón;
- V2 está en el cuarto espacio intercostal a la izquierda del esternón;
- V4 está a la izquierda de la línea medioclavicular en el quinto espacio intercostal;

- V3 está a medio camino entre V2 y V4;
- V5 está en el quinto espacio intercostal en la línea axilar anterior;
- V6 está en el quinto espacio intercostal en la línea medioaxilar izquierda.

En la Figura 2.6 se pueden visualizar las conexiones de los electrodos en las Derivaciones precordiales.

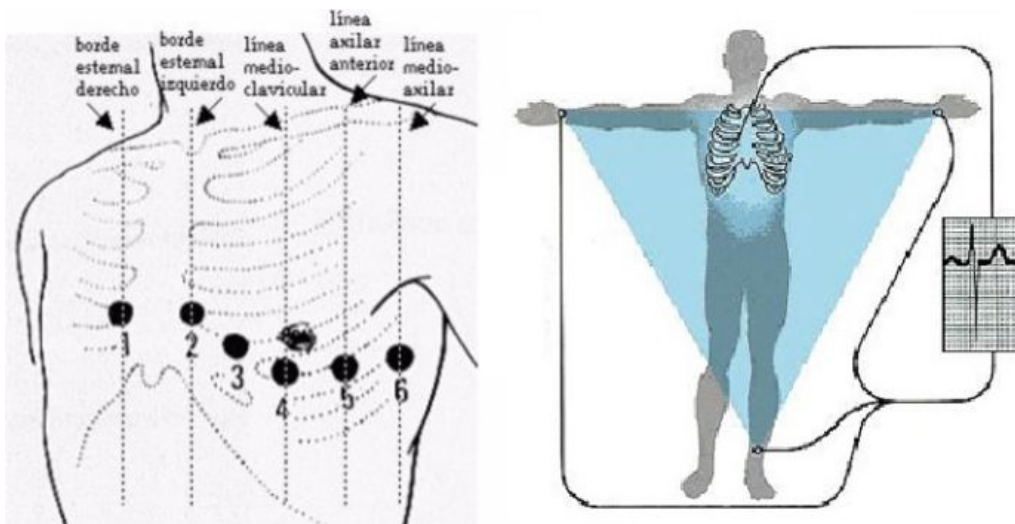


Figura 2.6: Derivaciones precordiales (www.electrocardiografia.es)

Habitualmente se utilizan para diagnósticos médicos 12 lecturas respecto a las derivaciones, que se muestran en la Tabla 2.1.

Derivaciones	Tipo	Cálculos
DI	Extremidades	LA - RA
DII	Extremidades	LL - RA
DIII	Extremidades	LL - LA
aVR	Aumentadas	$RA - \frac{(LA+LL)}{2}$
aVL	Aumentadas	$LA - \frac{(RA+LL)}{2}$
aVF	Aumentadas	$LL - \frac{(RA+LA)}{2}$
V1	Precordial	$V1 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$
V2	Precordial	$V2 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$
V3	Precordial	$V3 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$
V4	Precordial	$V4 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$
V5	Precordial	$V5 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$
V6	Precordial	$V6 - \frac{(RA+LA+LL)}{3}$

Tabla 2.1: Mediciones respecto a las derivaciones

2.2.4. Aplicaciones

El campo de aplicación del ECG es principalmente el diagnóstico cardíaco. El electrocardiograma puede realizarse de manera rutinaria en una revisión médica o ser prescrito específicamente ante la sospecha de padecer alguna enfermedad cardíaca. En función de la curva, el médico puede diagnosticar trastornos del ritmo cardíaco o trastornos de propagación del estímulo del músculo cardíaco. También es posible concluir si el paciente padece diferentes patologías del corazón, como el infarto de miocardio y la enfermedad cardíaca coronaria, alteraciones en la cantidad de minerales y sal del organismo, así como enfermedades pulmonares.

2.3. Protocolos de mensajería

Un protocolo de mensajería es un sistema de reglas que permiten que dos o más entidades de un sistema de comunicación se comuniquen entre ellas para transmitir mensajes. Se trata de las reglas o el estándar que define la sintaxis, semántica y sincronización de la comunicación, así como también los posibles métodos de recuperación de errores. Los protocolos pueden ser implementados por hardware, por software, o por una combinación de ambos.

Para seleccionar el protocolo de mensajería, se tuvieron en cuenta distintos de ellos que se analizaron y compararon unos con otros para ver cual se adapta mejor a las necesidades del proyecto. Los protocolos analizados son:

- Protocolo de Cola de Mensajes Avanzado (AMQP por sus siglas en inglés *Advanced Message Queuing Protocol*).
- Transporte Telemétrico de Cola de Mensajes (MQTT por sus siglas en inglés *Message Queuing Telemetry Transport*).
- Protocolo de mensajería orientado a texto o flujos de texto (STOMP por sus siglas en inglés *Simple/Streaming Text Oriented Messaging Protocol*).

2.3.1. Protocolo AMQP

El protocolo AMQP es un protocolo de comunicación abierto, diseñado como un servidor estándar altamente disponible para intercambiar mensajes de misión crítica y para realizar posibles intercambios de mensajes empresariales entre diferentes plataformas. Fue diseñado entre los años 2004 y 2006 por el banco de inversiones JP Morgan Chase.

Uno de los objetivos primordiales de AMQP fue conseguir la creación de pilas de protocolos estándar abiertos para la mensajería de empresas, tanto dentro

como fuera de la misma organización, mediante la combinación de AMQP con algunos estándares abiertos que describen transacciones de negocios o más genéricos protocolos de transporte seguro. Las características del protocolo son:

- Es un protocolo de capa 7 (nivel de aplicación) en el modelo OSI;
- Escucha por el puerto estándar 5674;
- Utiliza el protocolo de transporte TCP y protocolo de red IP;
- Está orientado a mensajería;
- Posee Colas de mensajes (en inglés *queuring*);
- Enrutamiento (punto a punto y publicación suscripción);
- Es exacto y seguro;
- Los sistemas no tienen que estar disponibles en forma simultánea.

2.3.1.1. Arquitectura

AMQP es un protocolo que define una capa de transporte (Protocolo a nivel cable) como una capa de alto nivel, la Figura 2.7 muestra la arquitectura simplificada del protocolo:

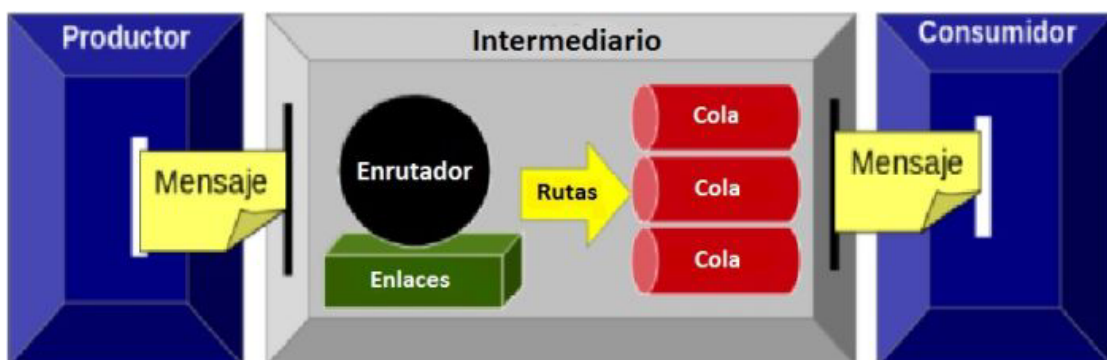


Figura 2.7: Arquitectura simplificada del protocolo AMQP (pirational.260mb.net/es)

- **Productor:** es la entidad que envía o publica el mensaje;
- **Consumidor:** es la entidad que recibe el mensaje;
- **Intermediario:** es el que actúa de servidor entre el productor y consumidor;
- **Enrutador:** es la entidad que toma los mensajes del Intermediario y los encamina a las colas que corresponden;
- **Enlaces:** es la entidad que determina las reglas utilizadas por el enrutador, estas reglas son aplicadas entre otras cosas para determinar como encaminar un mensaje a una cola;
- **Cola:** es la entidad encargada de guardar el mensaje para el consumidor. Las Colas son buffers de memoria dentro del intermediario (servidor), en donde se guardan los mensajes que van llegando por parte de los productores y que son para los consumidores que se suscriban a ella

2.3.1.2. Enrutador

El enrutador como se dijo anteriormente, es quien recibe los mensajes que envía el productor y por medio de reglas que determina los Enlaces se dirige a las Colas que correspondan. Podría asemejarse a un router o modem de hogar, donde el router es el intermediario que se encarga de enviar los paquetes de los usuarios que conforman la red hacia Internet y de recibir los paquetes que vienen desde Internet y direccionarlos a los usuarios que corresponda.

Existen 4 tipos de enrutadores, los cuales difieren únicamente en el algoritmo que utilizan para determinar qué Cola debe recibir los mensajes, estos son:

- **Enrutador Directo:** los mensajes se envían a las Colas cuya clave de enlace es idéntica a la de enrutamiento del mensaje;

- **Enrutador por despedida:** envía cada mensaje a cada una de las Colas ligadas a ese enrutador (Comunicación *broadcasting*);
- **Enrutador por tema:** los mensajes son enviados a las Colas cuyo patrón definido por la clave de enlace concuerda con la clave de enrutamiento del mensaje (Comunicación *multicasting*);
- **Enrutador por cabecera:** los mensajes son enviados a las Colas que cumplan con la información contenida en la cabecera del mensaje (Comunicación basada en meta datos).

2.3.1.3. Colas

Estás tienen un nombre y propiedades pero no tienen tipo, los clientes que ya estén suscritos a las Colas recibirán los mensajes que ésta posea.

Las Colas garantizan que los mensajes sean entregados en el mismo orden en que llegaron, este ordenamiento se conoce como Primero en Entrar Primero en Salir (FIFO por sus siglas en inglés *First In First Out*), para algunos enrutamientos este orden no se garantiza. Las propiedades de las Colas incluyen:

- **Enrutador alternativo:** cuando un mensaje es rechazado por un suscriptor o queda huérfano debido a la destrucción de una Cola, son re-enviados a un enrutador alternativo y borrados de la Cola;
- **Pasiva:** la Cola no será declarada pero ocurrirá un error si no existe;
- **Perdurable:** la Cola sobrevivirá a un reinicio del servidor;
- **Exclusiva:** sólo puede haber un cliente para esta Cola específica;
- **Autoborrado:** la Cola será borrada tan pronto como no queden suscripciones activas para ella.

2.3.1.4. Mensaje

Los mensajes son los paquetes que se envían y reciben al servidor, no tiene nombre y son publicados en el enrutador. Consisten de una cabecera y un mensaje, el mensaje contiene los datos de interés y la cabecera posee una serie de campos de control como:

- **Clave de enrutamiento:** este campo se utiliza de diferentes formas dependiendo del tipo de enrutador;
- **Inmediato:** este campo indica si el mensaje será tratado como imposible de encaminar si al menos una de las Colas que debe recibir el mensaje no tiene ninguna suscripción;
- **Modo de entrega:** indica si un mensaje necesita perdurabilidad. Sólo para este tipo de mensajes, puede que el intermediario haga un intento para impedir la pérdida del mismo antes de que se consuma. Si hay alguna incertidumbre, del lado del intermediario sobre la recepción correcta del mensaje, puede opcionalmente entregar un mismo mensaje más de una vez. Los modos de entrega no persistentes no muestran este tipo de comportamiento;
- **Prioridad:** es un indicador de que un mensaje tiene precedencia sobre otro;
- **Vencimiento:** la duración en milisegundos, antes que el intermediario pueda tratar el mensaje como imposible de enrutar.

2.3.2. Protocolo MQTT

MQTT es un protocolo de mensajería que consiste en el paradigma publicación y suscripción (*publish/subscribe* en inglés). Es extremadamente simple y ligero por su diseño para funcionar en dispositivos compactos, con bajo ancho de banda , alta

latencia y redes no confiables. Los principios de diseño son minimizar el ancho de banda y los recursos de los dispositivos que lo requieren, asegurando confiabilidad y un alto grado de seguridad de entrega. Estos principios lo convierten en un protocolo ideal para las conexiones "Máquina a Máquina" (M2M por sus siglas en inglés *Machine-to-Machine*) o para IoT.

La arquitectura de MQTT sigue una **topología de estrella**, con un nodo central que hace de servidor o intermediario (En inglés se lo llama *broker*) con una capacidad de hasta 10000 clientes. El intermediario es el encargado de gestionar la red y de transmitir los mensajes para mantener activo el canal, así como también para aplicaciones móviles, donde el ancho de banda y el consumo de batería se deben tener que distribuir al máximo.

MQTT fue diseñado por el Dr Andy Stanford-Clark de IBM y Arlen Nipper de Arcom (ahora conocido como Eurotech) en 1999. Desde marzo de 2013, MQTT está en proceso de estandarización por la Organización para el Avance de los Estándares de la Información Estructurada (OASIS por sus siglas en inglés *Organization for the Advancement of Structured Information Standards*). Las especificaciones del protocolo han sido publicadas abiertamente con licencia gratuita por muchos años, y compañías como Eurotech han implementado el protocolo en sus productos. En Noviembre de 2011, IBM y Eurotech anunciaron su participación conjunta en el Grupo de trabajo de ECLIPSE M2M para la industria, y donaron el código MQTT para el proyecto Eclipse Paho.

2.3.2.1. Partes que conforman MQTT

En el caso de MQTT, se compone de 2 partes en todo el ciclo de transmisión:

- **Intermediario (*Broker*):** Es el encargado de gestionar la red y transmitir los mensajes. Para mantener activo el canal, los clientes mandan periódicamente un paquete (**PINGREQ**) y esperan la respuesta del broker (**PINGRESP**);
- **Clientes:** Son las entidades que se conectan al intermediario y se suscriben y publican en él. En este tipo de protocolo todos los clientes pueden mandar y recibir mensajes. Los que publican se los suele llamar publicadores y los que se suscriben suscriptores.

En la Figura 2.8 se muestra una interacción simple entre clientes de MQTT

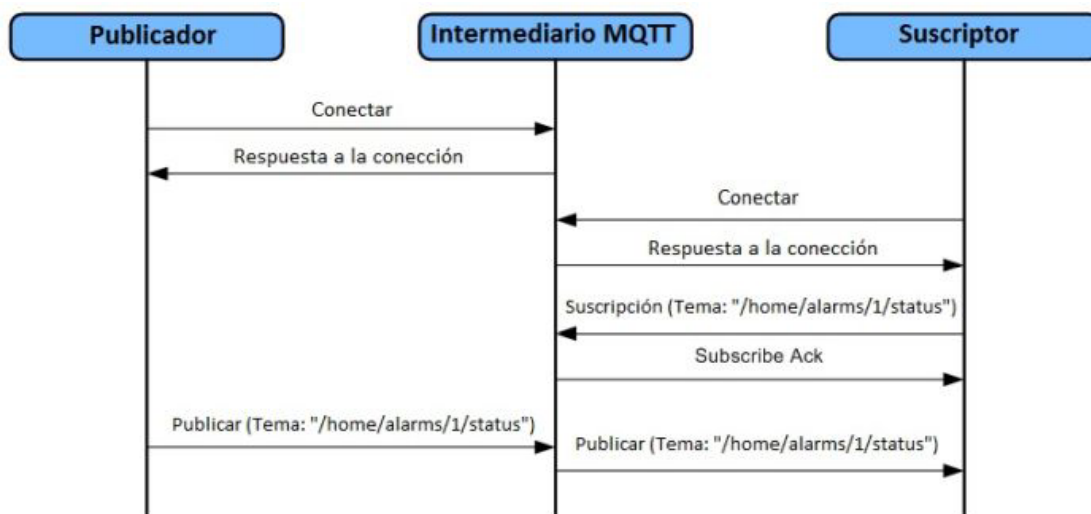


Figura 2.8: Interacción entre clientes de MQTT (inubo.es)

2.3.2.2. Mensajes y comandos

El protocolo MQTT, no contempla conexiones directas entre clientes, sino que éstas se realizan por medio de un intermediario o servidor (*broker*), que gestiona los mensajes que le llegan y los envía a donde corresponden. Los mensajes y comandos preestablecidos para la comunicación con el servidor son:

- ***CONNECT***
- ***DISCONNECT***
- ***PUBLISH***
- ***SUBSCRIBE***
- ***UNSUBSCRIBE***

El comando *CONNECT* consta de 3 partes que son de configuración para la comunicación con el servidor.

- **Cabecera Fija:** Esta parte es común en cualquier comando y contiene el identificador del tipo de comando más una parte reservada;
- **Cabecera Variable:** Esta constituida de 4 campos:
 - *Nombre del protocolo:* Contiene la cadena “MQTT”;
 - *Versión del protocolo:* Especifica la versión del protocolo que utiliza el cliente;
 - *Banderas de conexión:* Es un byte que contiene banderas para configurar el comportamiento de la conexión;
 - *Tiempo de vida:* Son 2 bytes para especificar el intervalo de tiempo de vida en segundos.
- **Datos:** Este campo depende de las banderas configuradas en el byte anterior.

La información más relevante que puede definirse en este comando pueden ser:

- **Identificador de Cliente:** Es una única cadena (32 caracteres como máximo, es decir 32 bytes) que identifican al cliente y que no es utilizado ni va a ser utilizado por ningún otro cliente conectado al servidor.

En caso de que dos identificadores de cliente iguales se quieran conectar, se puede configurar el servidor para que lo gestione, bien permitiendo la nueva conexión y cargándose la antigua o haciendo justo lo contrario;

- **Restablecimiento de la sesión:** Cuando un cliente se conecta al servidor, este lo primero que hace es comprobar si hay alguna sesión anterior guardada con ese cliente. Si existe información sobre una sesión anterior, esta bandera determina si se restablece (Falso) o se limpia y se crea una nueva (Verdadero). Si no existe una sesión previa, se crea una nueva igualmente.

Recuperar la información de una sesión puede ser utilizado para obtener nuevamente todos los mensajes a cuyos Temas está suscripto y que han sido publicados mientras ha estado inactivo. Un cliente se considera inactivo si:

- Un cliente se ha conectado y se ha suscripto a un Tema. Más tarde este cliente se ha desconectado correctamente del servidor sin antes cancelar la suscripción;
- Un cliente se ha conectado y se ha suscrito a un Tema. Más tarde este cliente ha desaparecido de la red por problemas de conexión o de batería.

- **Identificación (Usuario/Contraseña):** Además del Id de cliente visto antes, el protocolo MQTT permite opcionalmente identificar a cada cliente con un usuario y contraseña. Esto puede ser útil cuando lo enviado es información personal y se necesita mayor seguridad o cuando se dispone de

un archivo de configuración o memoria flash en los nodos, por ejemplo para aumentar la seguridad, el protocolo soporta encriptación TLS/SSL;

- **Ultima voluntad y testamento:** Cuando un cliente se conecta al servidor mediante un comando *CONNECT*, este puede definir un Tema (*lastWillTopic*), un mensaje (*lastWillMessage*) y la calidad de servicio del mensaje (*lastWillQoS*) para el caso de que se presente un problema con la conexión entre el servidor y cliente, que será publicado automáticamente en este caso;
- **Reloj de tiempo de vida:** Esta característica permite saber al servidor si un cliente se ha desconectado o permanece en la red. Desde el punto de vista del servidor, considera que un cliente se ha desconectado de la red cuando no ha tenido ninguna interacción con él durante un periodo de tiempo configurable. El valor de este intervalo de tiempo son precisamente los dos bytes que el cliente envía en el campo Tiempo de vida de la cabecera variable.

El comando *PUBLISH*, se utiliza cuando el cliente tiene datos (payload) a transmitir al servidor. El protocolo MQTT no especifica cómo tiene que ser el formato de los datos, con lo que el usuario tiene libertad para enviarlos en formato texto, binario o cualquier otra opción.

La información más relevante de este comando es:

- **Identificación de mensaje (packetId):** Es un número de 2 bytes que identifica los mensajes de forma única y se usa en la mayoría de los tipos de mensajes del protocolo MQTT. En el caso de los tipos *SUBSCRIBE*, *UNSUBSCRIBE* y *PUBLISH* este campo es obligatorio en mensajes con Calidad de Servicio (QoS por sus siglas en inglés *Quality of Service*) mayor que 0.

Siempre que se quiera publicar un mensaje en MQTT, se asigna un nuevo `packetId` que no esté en uso en ese momento. Una vez que el cliente recibe la confirmación de recepción del mensaje ese identificador se libera y puede volverse a usar. Si el cliente necesita reenviar el mensaje, utiliza el mismo `packetId`;

- **Nombre del Tema (`topicName`):** Se trata de una cadena *UTF – 8* utilizada por el servidor para filtrar mensajes y repartirlos a los clientes interesados en ese Tema. Puede ser de un solo nivel o multinivel. En caso de ser multinivel, cada nivel se separa por el carácter “/”.

No es necesario preconfigurar la red MQTT con los Temas que se van a utilizar. El servidor acepta cualquier Tema válido “en caliente”, es decir, que se crean dinámicamente.

Se deja libertad para nombrar los Temas y publicar mensajes en MQTT para éstos, pero el protocolo propone un caso especial que hay que respetar. Cualquier Tema que comience con el símbolo \$ tiene un significado especial y son reservados para llevar estadísticas internas del servidor MQTT;

- **Calidad del servicio (QoS por sus siglas en inglés *Quality of Service*):** El modelo Publicador/Suscriptor sobre el que se basa el protocolo MQTT no es perfecto, el desacople que se produce entre el productor y consumidor trae algunos contratiempos. Cuando el filtro de mensajes se hace por Temas, el más evidente de estos es que ambos actores tienen que saber de antemano el conjunto de Temas que se utilizan.

Otro aspecto importante es que el productor del mensaje no se entera de si los suscriptores están leyendo sus mensajes o no.

Para solventar todo esto, el protocolo MQTT implementa una bandera de

QoS en este comando, que consta de hasta tres niveles para garantizar que los mensajes son entregados de forma correcta a los nodos. Cuanto más alto el nivel, más fiable es la transmisión, pero también supone un mayor consumo de ancho de banda o una mayor latencia. La bandera QoS puede valer:

- 0: para enviar el mensaje solo una vez;
- 1: para enviar una vez más el mensaje si no se confirma la recepción por parte del servidor;
- 2: para asegurarse de que el mensaje siempre llegue al servidor.

Además, el servidor es capaz de mantener el mensaje incluso después de ser enviado a los nodos suscriptos, de manera que si se producen nuevas suscripciones a los Temas, estos envíen los mensajes retenidos a los nuevos clientes;

- **Almacenamiento de mensajes (`retainFlag`):** Mediante esta bandera el cliente le indica al servidor que guarde el mensaje referido al Tema. Cualquier cliente nuevo que se suscriba a ese Tema recibirá inmediatamente el último mensaje guardado sobre éste. Esto significa que sólo es posible retener un mensaje por Tema.

El servidor mantendrá los mensajes incluso aunque se reinicie;

- **Los Datos (`Payload`):** Este es el contenido útil para la aplicación del usuario final y puede llevar prácticamente cualquier formato, desde imágenes, texto plano, datos encriptados o datos binarios puros;
- **Reenvío de mensaje (`dupFlag`):** Es una bandera para indicar al servidor que se está reenviando el mismo mensaje de nuevo porque no ha recibido

confirmación de recepción del mismo.

Es responsabilidad del servidor enviar esta confirmación al cliente mediante un mensaje *PUBACK*, y debe hacerlo antes de un tiempo específico. De lo contrario, el cliente seguirá enviando mensajes duplicados al servidor.

2.3.2.3. Seguridad

Se pueden utilizar nombre de usuario y contraseña como se mencionó anteriormente con el paquete MQTT, esto a partir de la versión 3.1 del protocolo. La encriptación a través de la red puede ser manejada por la Capa de Seguridad de Socket (SSL por sus siglas en inglés *Secure Socket Layer*), independientemente del protocolo MQTT en sí mismo (cabe aclarar que SSL no es el más liviano de los protocolos, y agrega un encabezado significativo a la trama).

La seguridad adicional puede ser agregada por medio de una aplicación de encriptación de datos que envíe y reciba, pero esto no es algo creado dentro del mismo protocolo, pues se buscaba que sea simple y ligero de recursos.

MQTT utiliza el puerto TCP/IP 1883 reservado por IANA (por sus siglas en inglés *Internet Assigned Numbers Authority*), también el puerto TCP/IP 8883 esta registrado para uso de MQTT sobre SSL. Los mensajes enviados por los objetos comunicantes pueden ser de todo tipo pero no pueden superar los 256Mbits.

2.3.2.4. Ejemplo

Primero se establece una conexión TCP con el *broker*, luego los clientes B y C se suscriben al Tema “*Temperature*” en el cual se publicará la temperatura de un salón por medio de un sensor que publica periódicamente en el *broker*.

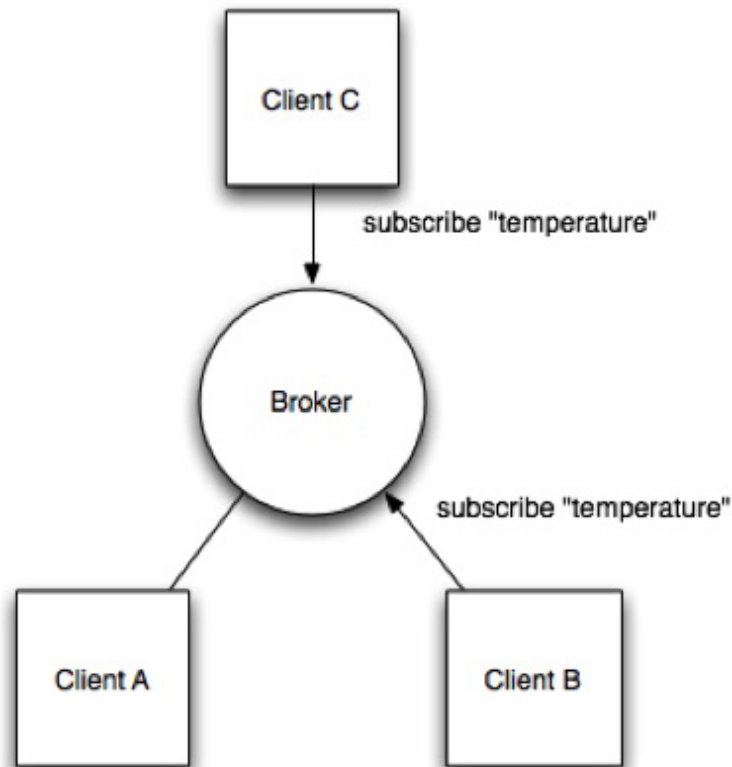


Figura 2.9: Suscripción (www.digitaldimension.solutions/es)

El cliente A (sensor) publica la temperatura del salón bajo el Tema “*Temperature*”, para publicar no hay necesidad de suscribirse de antemano por eso el cliente A directamente publica en el broker. Los clientes B y C que ya están suscritos al Tema reciben periódicamente los mensajes que publica el cliente A

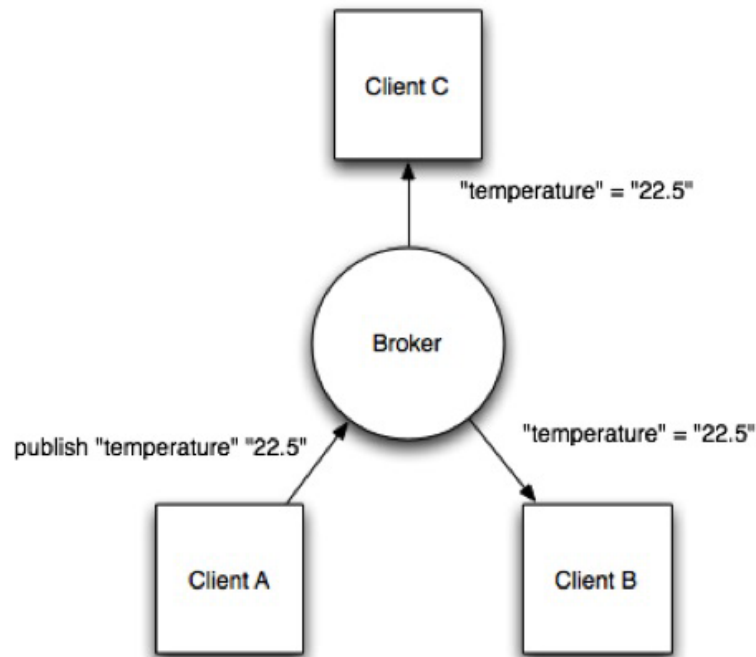


Figura 2.10: Publicación (www.digitaldimension.solutions/es)

2.3.3. Protocolo STOMP

El protocolo STOMP a diferencia de MQTT está orientado a texto, como HTTP. Este permite a clientes conectarse a un servidor para comunicarse fácilmente entre diferentes aplicaciones y plataformas. El mismo también utiliza el modelo publicador/suscriptor.

El protocolo STOMP de colas de mensajes se utiliza para comunicación distribuida entre computadoras, principalmente en aplicaciones de informática.

Los servicios de colas de mensajes son utilizados desde hace mucho tiempo en aplicaciones dentro de bancos, empresas de telecomunicaciones y algunas otras industrias. Tienen mucha aplicación en la informática, porque permiten una forma de computación distribuida con bajo acoplamiento, además es fácil de entender porque presenta un patrón de tipo productor-consumidor.

- Es un protocolo basado en tramas modeladas en HTTP. Una trama consta de un comando, un conjunto de encabezados opcionales y un cuerpo opcional;
- Provee cabeceras y cuerpo en el mensaje.

2.3.4. Conclusión

El protocolo de mensajería que se adoptó para hacer de *broker* entre la placa de adquisición y el sitio WEB fue MQTT. Las razones de su elección en lugar de los otros mencionados se explican a continuación a través de la Tabla 2.2:

MQTT	AMQP	STOMP
Bajo consumo de ancho de banda	Preparada para redes con poca seguridad	Orientado a HTTP
Bajo consumo de recursos del sistema	Incorpora librerías para sistemas embebidos	No posee librerías para sistemas embebidos
Para redes no confiables en recepción	Alto grado de seguridad de entrega	
Trabaja en redes de alta latencia		

Tabla 2.2: Tabla comparativa de protocolos de mensajería

El protocolo STOMP fue el primero en ser descartado por estar orientado a texto solamente. En el caso del protocolo AMQP podría haber sido una opción, pero la característica de alto grado de seguridad no es muy crítica para el sistema que se implemento, sumado a que consume demasiado ancho de banda. Finalmente el protocolo MQTT presenta todas las características útiles, principalmente bajo consumo de ancho de banda y recursos. Además, cuenta con librerías de código abierto para el uso en sistemas embebidos y entornos WEB.

2.4. Protocolo SPI

2.4.1. Introducción

El protocolo SPI está formado por un *bus* de tres líneas, sobre el cual se transmiten paquetes de información de 8 o 16 bits y una señal de reloj. Cada dispositivo conectado al *bus* puede actuar como transmisor y receptor al mismo tiempo, por lo que este tipo de comunicación serial es *full duplex*. Dos de estas líneas transfieren los datos (una en cada dirección) y la tercera línea es la del reloj.

Los dispositivos conectados pueden ser definidos como:

- **Maestro:** es el que inicia la transferencia de datos y genera las señales de reloj y control.
- **Esclavo:** son los dispositivos controlados por el maestro, el control de cada dispositivo se realiza por medio de una línea selectora, llamada **Chip Select**

El bus SPI emplea un registro de desplazamiento para transmitir la información.

2.4.2. BUS del SPI

Todas las líneas del bus transmiten en una sola dirección. Los pines que siempre están presentes para la comunicación entre dispositivos son:

- **SCLK:** se genera la señal de reloj para sincronizar la transferencia de datos, el maestro la genera.
- **MOSI:** (por sus siglas en inglés *Master Output Slave Input*), transporta los datos desde el maestro hacia el esclavo.

- **MISO**: (por sus siglas en inglés *Master Input Slave Output*), transporta los datos desde el esclavo hacia el maestro.
- **CS**: (por sus siglas en inglés *Chip Select*), esta señal habilita o deshabilita el SPI de un dispositivo, es controlada por el Maestro

En la Figura 2.11 se muestra el esquema de conexión del SPI para tres dispositivos configurados como esclavo y uno como maestro.

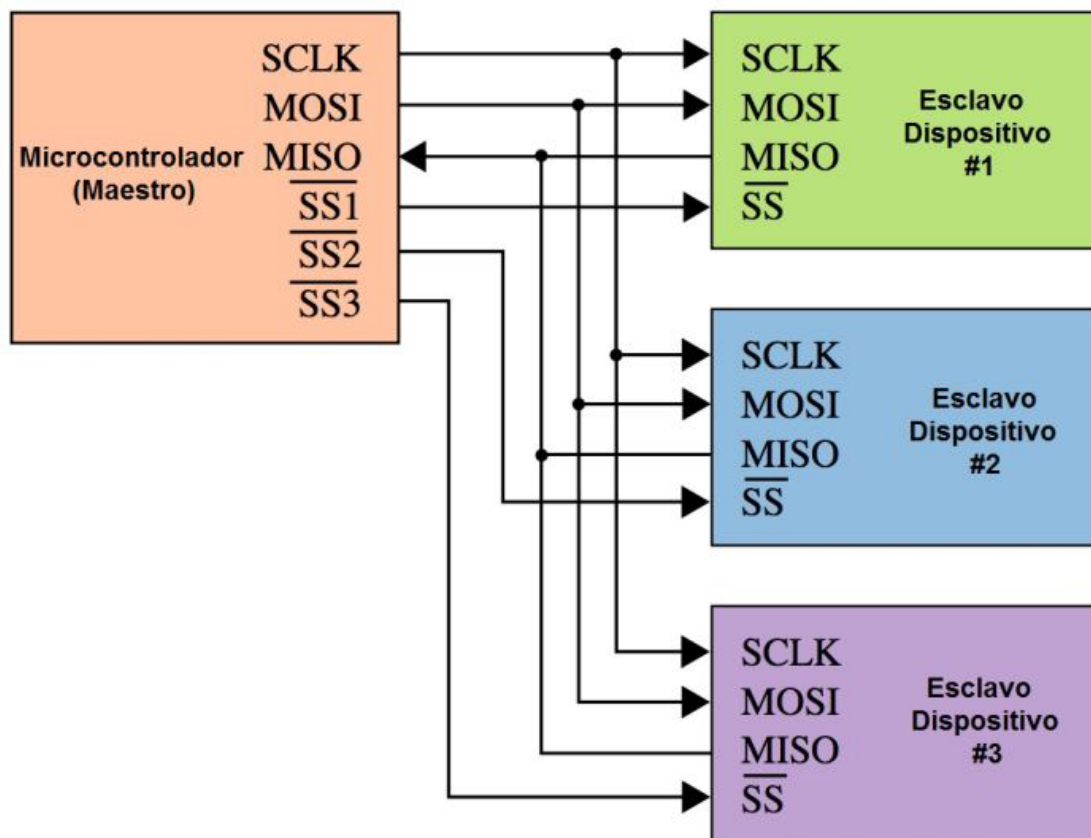


Figura 2.11: Conexión de las líneas del bus en SPI (surf-vhdl.com)

2.4.3. Modos de reloj

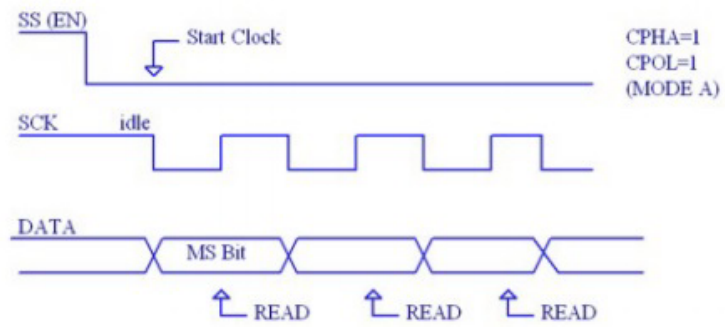
Toda la transferencia de los datos es sincrónica debido a la línea de reloj del *bus*. Se transfiere un bit por cada ciclo de reloj.

La interfaz SPI cuenta con 2 bits de configuración, llamados **CPOL**¹ y **CPHA**². El bit **CPOL** determina si el estado ocioso de la línea de reloj sera bajo (**CPOL=0**) o si sera alto (**CPOL=1**). Por otro parte el bit **CPHA** determina en que flanco del pulso de reloj se recibe el nuevo dato . Esto permite una posibilidad de 4 combinaciones posibles las cuales son incompatibles una de la otra, por ende los dispositivos deben tener la misma configuración de **CPOL** y **CPHA**.

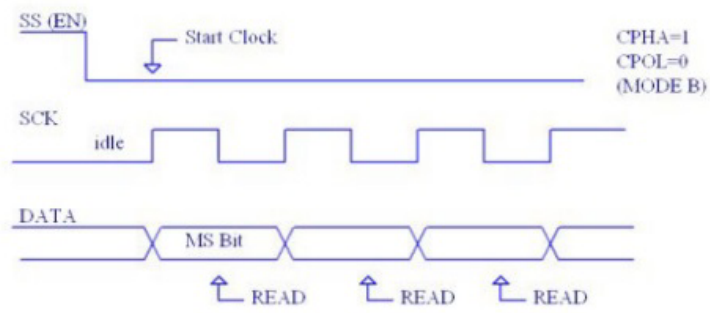
En la Figura 2.12 se muestra como es la transferencia de datos para todas las combinaciones posibles de **CPOL** y **CPHA**.

¹Polaridad del reloj

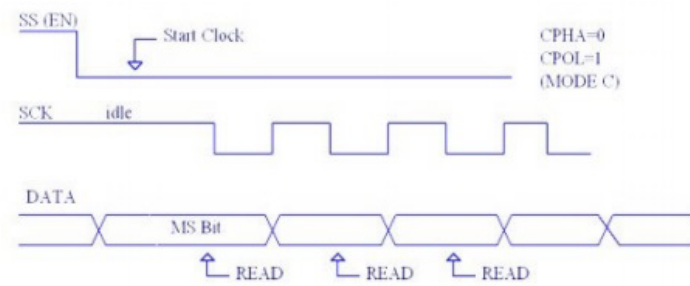
²Fase del reloj



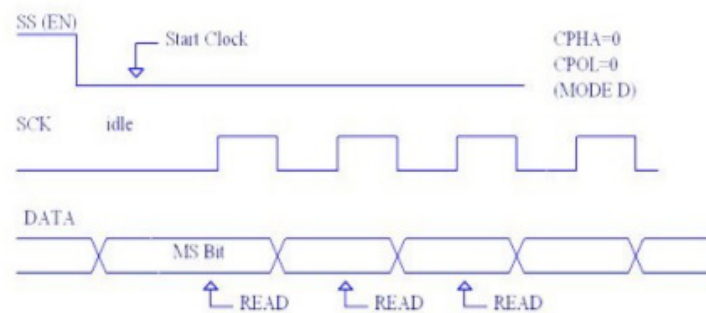
Modo A



Modo B



Modo C



Modo D

Figura 2.12: Configuraciones de **CPOL** y **CPHA** (www.i-micro.com)

2.5. Conversor A/D sigma delta ($\Sigma\Delta$)

En este proyecto se requiere medir señales ECG, las cuales son de baja intensidad y frecuencia y están inmersas en ruido. Por este motivo es necesario contar con conversores A/D especiales de bajo ruido preparados para estas aplicaciones.

Un Conversor A/D muy útil sería el de tipo sigma delta ($\Delta\Sigma$), debido a que permite por medio de un sobremuestreo (utilizan una frecuencia de muestreo mucho mayor a la de Nyquist) solventar algunos problemas de la arquitectura de conversores convencionales al integrarse en chips, como la necesidad de filtros analógicos de alta selectividad y alta sensibilidad a las imperfecciones de los circuitos y a entornos ruidosos.

Los bajos requerimientos en circuitos analógicos se realiza a expensas de implementar circuitos digitales más complejos y veloces, como una modulación de alta frecuencia para suavizar los requerimientos de filtrado antisolapamiento. Al implementar un sobremuestreo con técnicas de modulación sigma delta ($\Delta\Sigma$) se logra obtener conversores A/D de muy alta resolución, robustos y menos sensibles a la falta de condiciones ideales.

A consecuencia de la alta resolución y baja sensibilidad a entornos ruidosos es un conversor A/D ideal para señales ECG. Además, reduce los costos de operación por su simplificación en los filtros analógicos a implementar.

2.5.1. Conceptos básicos

Para empezar, se muestra en la Figura 2.13 un diagrama en bloque de Conversor A/D de sobremuestreo con modulación ($\Delta\Sigma$).

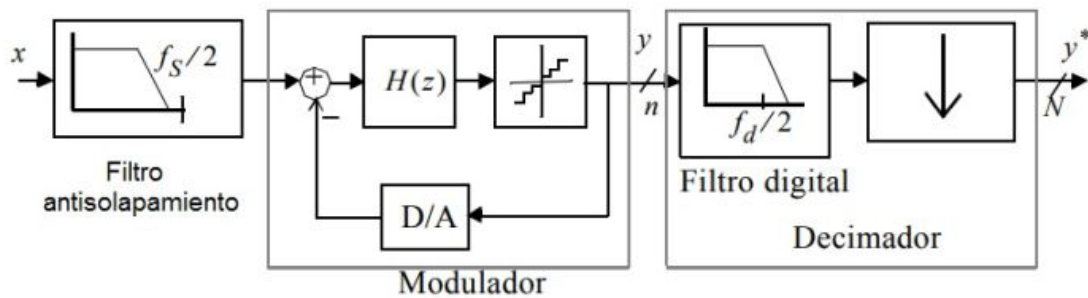


Figura 2.13: Diagrama en bloque de un Conversor A/D sigma delta (www2.imse-cnm.csic.es)

Las distintas partes del diagrama en bloque se describen a continuación:

- **Filtro analógico antisolapamiento:** se encarga de eliminar de la señal de entrada todas las componentes espectrales por encima de la mitad de la frecuencia de muestreo. La operación de sobremuestreo permite flexibilizar los requerimientos de este filtro de forma que incluso filtros pasivos de primer orden son suficientes para implementar el primer bloque del convertidor;
- **Modulador:** se muestrea y cuantiza la señal. El error por la cuantización puede filtrarse, conformando su densidad espectral de potencia de modo que la mayor parte de ésta quede fuera de la banda de la señal, de donde es eliminado mediante filtrado digital. La salida del modulador consiste en un número reducido de bits (usualmente sólo uno) a la frecuencia de muestreo;
- **Decimador:** es un bloque puramente digital, tras el filtrado que elimina todas las componentes fuera de la banda de la señal, incluso gran parte del error de cuantización, se reduce la frecuencia de muestreo mediante una decimación. Como resultado se obtiene la señal de entrada, codificada con un elevado número de bits, a la frecuencia de Nyquist.

2.5.2. Sobremuestreo y error de cuantización

La cuantización en amplitudes es un proceso fundamental en los convertidores A/D. La Figura 2.14-Cuantizador de varios Bits puede representarse mediante la ecuación 2.1 no lineal.

$$y = g_q i + e \quad (2.1)$$

Donde g_q es la pendiente de la recta que interseca los pasos de código, o ganancia del cuantizador; y e representa el error de cuantización. El error es inherente a la cuantización, es una función no lineal de la entrada como la mostrada en la Figura 2.14-Cuantizador de varios Bits. Si la entrada del cuantizador permanece acotada en el intervalo $[i_{min}, i_{max}]$, el error de cuantización está acotado al intervalo $[-\Delta/2, \Delta/2]$, donde Δ es la separación entre niveles del cuantizador.

El error de cuantización queda perfectamente definido por el nivel de entrada. Sin embargo, si la entrada varía aleatoriamente de muestra a muestra en el intervalo $[i_{min}, i_{max}]$, y el número de niveles de la cuantización es elevado, se puede demostrar que el error se distribuye uniformemente en el rango $[-\Delta/2, \Delta/2]$, con lo cual presenta una densidad espectral de potencias constante como la del ruido blanco. Por esta razón se habla del error de cuantización como *ruido de cuantización*. La potencia del ruido de cuantización, $\sigma^2(e)$, se distribuye uniformemente en el rango $[-f_s/2, f_s/2]$ de manera que su *densidad espectral de potencia* se calcula con la Ecuación 2.2.

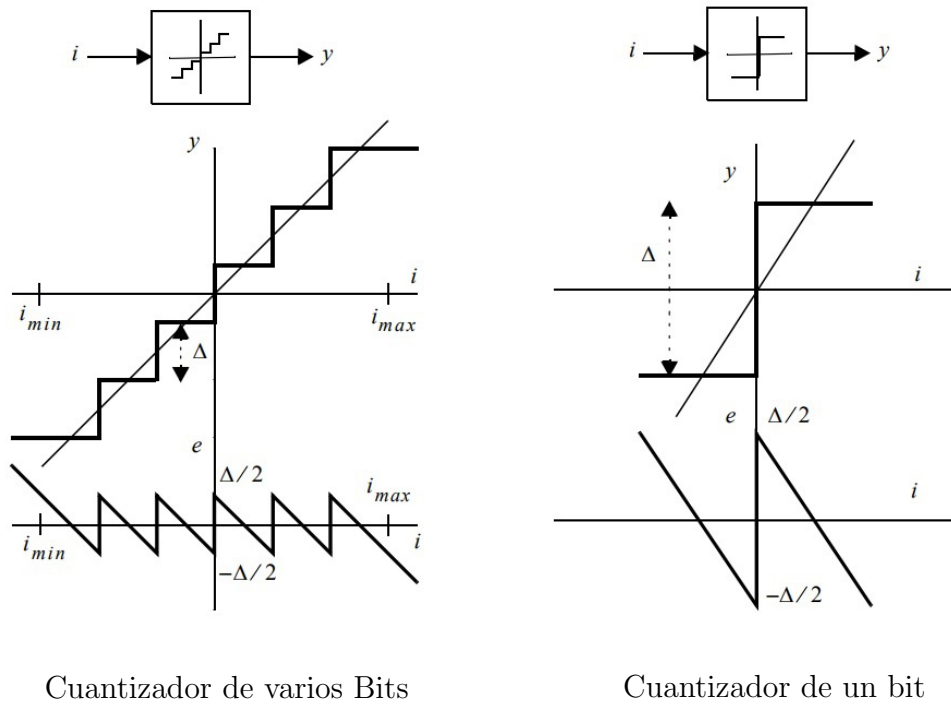


Figura 2.14: Característica de transferencia y error de cuantización (www2.imse-cnm.csic.es)

$$S_E(f) = \frac{\sigma^2(e)}{f_s} = \frac{1}{f_s} \left[\frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} e^2 de \right] = \frac{\Delta^2}{12f_s} \quad (2.2)$$

Si la frecuencia de muestreo coincide con la frecuencia de Nyquist de la señal, la potencia del ruido de cuantización que acompaña a la señal digitalizada es $\Delta^2/12$; esto es, toda la potencia del error de cuantización. A medida que la frecuencia de muestreo aumenta con respecto a la de Nyquist en la banda de la señal hay una menor cantidad de potencia de ruido cuantización. La potencia en dicha banda se calcula con la Ecuación 2.3

$$P_Q = \int_{-f_d/2}^{f_d/2} S_E(f) df = \frac{\Delta^2 f_d}{12f_s} = \frac{\Delta^2}{12M} \quad (2.3)$$

Donde f_d es la frecuencia de Nyquist de la señal. La potencia de ruido en la banda resulta inversamente proporcional al cociente entre la frecuencia de

muestreo y la de Nyquist, denominado comúnmente M que se conoce como *razón de sobremuestreo*. Por la Ecuación 2.3 se observa que un incremento en la razón de sobremuestreo significa una reducción de $3 \frac{dB}{octava}$ en la potencia de ruido de cuantización.

En caso de la cuantización de un bit, Figura 2.14-Cuantizador de un bit, las aproximaciones anteriores no son rigurosamente válidas. Sin embargo, las prácticas realizadas en experiencia pasadas muestran que, incluso con estos cuantizadores (de gran interés práctico porque se realizan mediante un simple comparador) los modelos basados en la suposición de ruido de cuantización blanco, aditivo y descorrelacionado con la entrada son aproximadamente válidos.

2.5.3. Modulador $\Sigma\Delta$

Un cuantizador precedido de un bloque donde se muestrea la señal a una frecuencia mucho mayor que su frecuencia de Nyquist constituye la base de los conversores de sobremuestreo más simple. Al agregar un *Modulador* $\Sigma\Delta$ la cuantización se realiza de una manera mucho más eficiente.

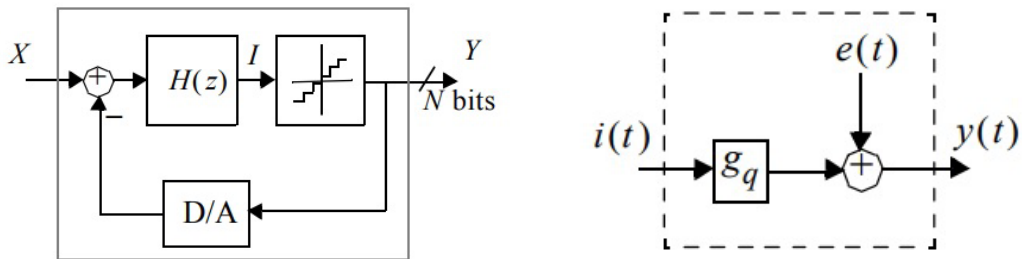
En la Figura 2.15 se muestra el esquema básico de un modulador $\Sigma\Delta$, cuya entrada x se muestrea a una frecuencia superior a la de Nyquist y se le resta la salida del cuantizador, y .

La resta pasa por un filtro digital con función transferencia $H(z)$ que sirve como entrada para el cuantizador, que tiene un reducido número de niveles normalmente. Si la ganancia del filtro es muy alta en el intervalo de frecuencia de interés y baja fuera de él, el error (diferencia entre la salida del filtro y la salida del cuantizador) es atenuado en dicha banda por el lazo de realimentación.

Para calcular el error de cuantización en moduladores $\Sigma\Delta$ se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

1. En los moduladores $\Sigma\Delta$, al igual que en un cuantizador, el error de cuantización queda completamente especificado por la señal de entrada;
2. El número de niveles en el cuantizador es reducido. La arquitectura más usada de moduladores $\Sigma\Delta$ utilizan un simple comparador para realizar la cuantización interna;
3. Ante señales estáticas, la entrada del cuantizador varía de muestra a muestra en múltiplos o submúltiplos de la separación entre niveles de éste, Δ .

Cuando la entrada al modulador varía en el tiempo, suponer que el error introducido por el cuantizador es ruido blanco es válido, mediante desarrollos teóricos complejos derivados de la introducción de correlación entre la entrada y la salida del modulador.



Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$

Modelo del cuantizador

Figura 2.15: Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$ y el modelo del cuantizador (www2.imse-cnm.csic.es/)

La Figura 2.15-Modelo del cuantizador, $e(t)$ presenta una distribución uniforme entre sus valores máximo ($\Delta/2$) y mínimo ($-\Delta/2$), de forma que la densidad espectral de potencia del ruido de cuantización es constante y viene dada por la Ecuación 2.2. La ganancia que precede a la operación de cuantización solo tiene sentido cuando el número de niveles de cuantización es mayor a 2.

El modulador de la Figura 2.15-Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$, se convierte en un sistema de 2 entradas $x(t)$ y $e(t)$ que, en el dominio Z , se puede representar por la Ecuación 2.4.

$$Y(z) = STF(z)X(z) + NTF(z)E(z) \quad (2.4)$$

Donde $X(z)$ y $E(z)$ son las transformadas Z de la señal de entrada y el ruido de cuantización y $STF(z)$ y $NTF(z)$ son las funciones transferencia de la entrada y ruido de cuantización. Para la Ecuación 2.4 se puede imponer las Condiciones 2.5 para obtener moduladores realizables.

$$\begin{aligned} |STF(z)| &= cte & \text{Para } z \rightarrow 1 \\ NTF(z) &= 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

Esto es, el ruido de cuantización debe atenuarse en la zona de bajas frecuencias sin que se distorsione la señal.

Si se analiza el esquema de la Figura 2.15-Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$, la salida en el dominio Z sería:

$$Y(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)}X(z) + \frac{1}{1 + H(z)}E(z) \quad (2.6)$$

Comparando esta expresión con la Condición 2.5, se obtiene la siguiente condición sobre la función transferencia del filtro digital:

$$H(z) \rightarrow \infty \text{ para } z \rightarrow 1 \quad (2.7)$$

El bloque más sencillo que presenta una función de transferencia con esta característica es un integrador, cuya función de transferencia en el dominio Z es:

$$H(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.8)$$

Luego substituyendo el filtro $H(z)$ de la Figura 2.15-Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$ por un integrador en tiempo discreto, Figura 2.16, se obtiene a la salida del modulador:

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})E(z) \quad (2.9)$$

Siendo una representación digital de la entrada retrasada más el ruido de cuantización afectado por una función de *conformación*. En el dominio temporal, el ruido de cuantización sufre una *diferenciación* de forma que a cada muestra se le resta la obtenida en el ciclo inmediatamente anterior. Intuitivamente se entiende, por tanto, la reducción del ruido en la zona de bajas frecuencias pues es allí donde la variación muestra a muestra de éste es menor. Se puede notar que la función de transferencia del ruido de cuantización, $NTF(z) = (1 - z^{-1})$, es de primer orden. Por esta razón se conoce al modulador de la Figura 2.16 como modulador $\Sigma\Delta$ de primer orden. La única diferencia entre el modulador $\Sigma\Delta$ de la Figura 2.16 y su representación conceptual en la Figura 2.15-Estructura básica del modulador $\Sigma\Delta$ es la inclusión de dos factores de amplificación g_1 y g_1' para la señal de entrada y de realimentación, respectivamente, comúnmente llamados *pesos* o *ganancias del integrador*.

En el dominio de la frecuencia la densidad espectral del ruido de cuantización conformado resulta:

$$S_Q(f) = S_E(f) \left| 1 - e^{-\frac{j\pi f}{f_s}} \right|^2 = S_E(f) \times 4 \sin^2\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) \quad (2.10)$$

y la potencia de éste en la banda de la señal se calcula como sigue:

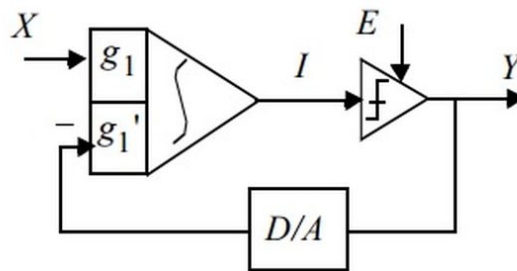


Figura 2.16: Modulador $\Sigma\Delta$ de primer orden (www2.imse-cnm.csic.es)

$$P_Q = \int_{-f_d/2}^{f_d/2} S_Q(f) df \cong \frac{\Delta^2 \pi^2}{36M^3} \quad M = \frac{f_s}{f_d} \gg 1 \quad (2.11)$$

Para el uso de un Modulador $\Sigma\Delta$, un incremento de la razón de sobremuestreo redundará en un decremento de 9dB/octava en la potencia en banda del ruido de cuantificación, 6dB/octava más que para un cuantizador aislado.

Por lo que se puede concluir que es mejor utilizar un cuantizador en conjunto con un modulador $\Sigma\Delta$ para el conversor A/D, debido a que se presenta una menor potencia de ruido en la salida.

Capítulo 3

Adquisición de datos

3.1. Descripción del Conversor A/D

Por los motivos explicados en la sección 2.5 se adoptó para el proyecto el dispositivo que se describe a continuación.

El ADS1299 es un dispositivo de 8 canales de bajo ruido con un Amplificador de Ganancia Programable (AGP) por canal y un conversor analógico digital (ADC) sigma delta ($\Delta\Sigma$) de 24bits de muestreo simultáneo que cuenta con una referencia interna. Además tiene incorporado un oscilador para su funcionamiento.

El mismo cumple con todos los requerimientos comunes para aplicaciones de Electrocardiografía (ECG), con un alto nivel de integración y excepcional rendimiento, haciéndolo muy útil para la creación de sistemas de instrumentos médicos escalables en tamaño reducido, de bajo consumo de energía y costo. También posee un multiplexor de entrada por canal, que puede ser conectado independientemente a una señal de prueba generada internamente, un sensor de temperatura y un detector para el estado del electrodo (conectado o desconectado). Además

permite que cualquier entrada de un canal pueda ser seleccionada como una derivación de la señal de salida para polarizar al paciente. Cuenta con pines opcionales que están disponibles para seleccionar una señal común, a las múltiples entradas de los canales para usar como referencia de los mismos.

En la Figura 3.1 se muestra un diagrama en bloque funcional del ADS1299

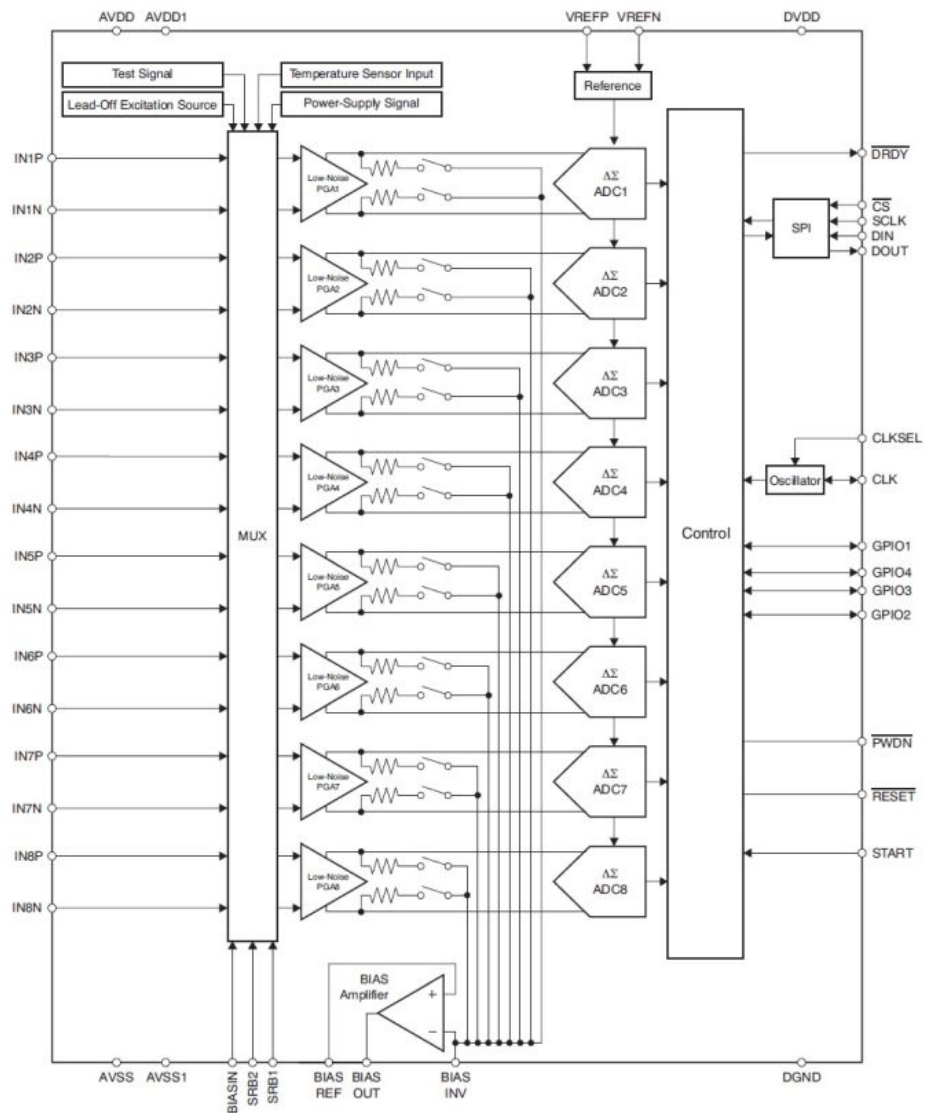


Figura 3.1: Diagrama en bloque funcional del ADS1299 (www.ti.com)

La placa de adquisición se desarrolló en función de un kit de desarrollo de

Texas Instrument llamado *EEG-Front-End Performance Demonstration Kit*, en el cual se implementa el conversor ADS1299 con toda su electrónica externa para su correcto funcionamiento. Además, se agrega hardware para poder configurar éste por medio de jumpers en ves de comando.

Se estudió en profundidad toda la electrónica externa del kit y se modificó con el propósito de omitir circuitos que no aportan al objetivo del proyecto.

3.2. Aspectos generales del conversor A/D

3.2.1. Canales de entrada

El conversor ADS1299 cuenta con ocho (8) entradas analógicas completamente diferenciales para la toma de señales *ECG* y posee dos métodos para manejar las entradas, estos son unipolar o diferencial, como se muestra en la Figura 3.2. En los pines INP y INN de cada entrada la señal esta desfasada 180° y (INP-INN) pueden medir entre $+V_{ref}$ y $-V_{ref}$, está misma en cada uno de los casos es tomada desde un punto llamado **Voltaje de Modo Común** (*CM Voltage*) y este varía dependiendo del método en que se maneja la entrada. En el caso de modo unipolar el *CM Voltage* es la mitad de la fuente de alimentación y en el caso del modo diferencial es $\frac{INP-INN}{2}$. Las oscilaciones rondan desde $CM + \frac{1}{2}V_{ref}$ y $CM - \frac{1}{2}V_{ref}$ como se presenta en la Figura 3.3.

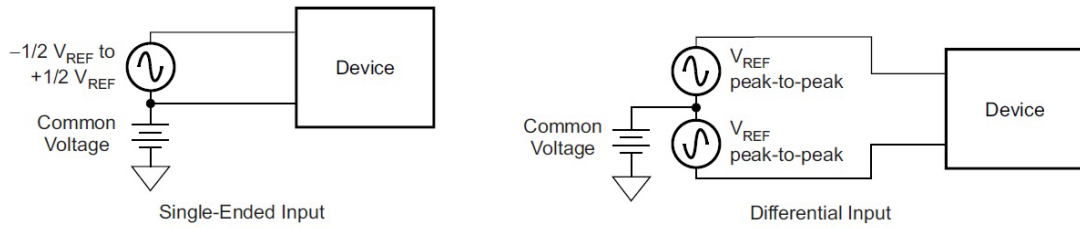


Figura 3.2: Métodos de entrada del ADS1299 (www.ti.com)

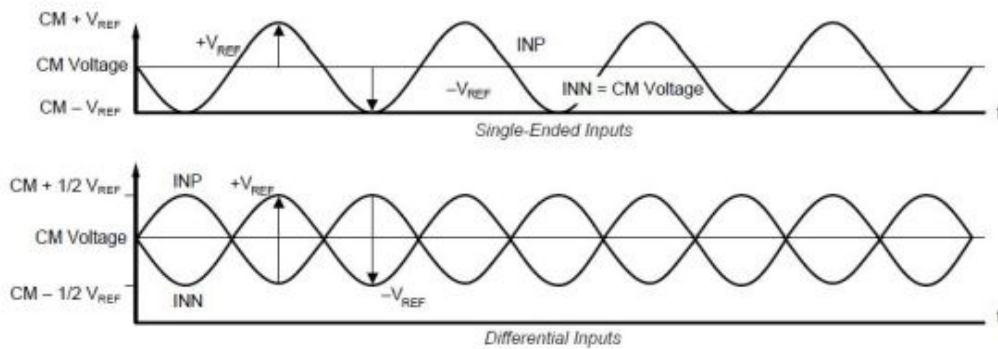


Figura 3.3: Uso de las entradas en modo unipolar o diferencial (www.ti.com)

3.2.2. Configuración del AGP

El AGP es un amplificador de salida y entrada diferencial como se muestra en la Figura 3.4, el cual posee siete (7) ganancias programables dependiendo de la aplicación que se vaya a desarrollar. Las ganancias pueden ser 1,2,4,6,8,12 o 24 dependiendo que se escriba en el registro CHnSET (Ver la Sección 3.2.8 para más detalles). En la Tabla 3.1 se pueden observar los valores típicos del Ancho

de Banda para las distintas ganancias programables, considerando que es para bajas señales.

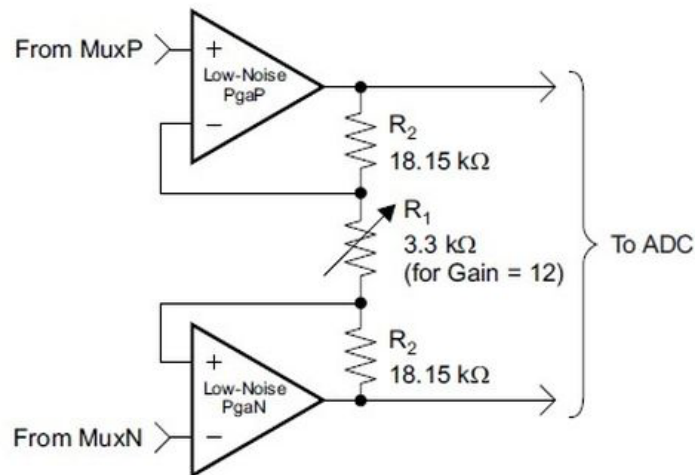


Figura 3.4: Implementación de AGP (www.ti.com)

Ganancia	Ancho de Banda a temperatura ambiente (kHz)
1	662
2	332
4	165
6	110
8	83
12	55
24	27

Tabla 3.1: Ganancias vs Ancho de Banda (www.ti.com)

Un tema muy importante al momento de seleccionar la ganancia para la aplicación, es la medición de ruido en el dispositivo debido a ésta, y la velocidad de muestreo, que juegan un papel muy importante.

Cuando se reduce la velocidad de muestreo se aumenta el promedio entre muestras, y el ruido disminuye considerablemente. Al aumentar el valor del AGP se reduce el ruido referido a la entrada. Estos resultados pueden observarse en la Tabla 3.2

Bits DR del registro CONFIG1	Velocidad de datos (SPS)	-3dB Ancho de banda (Hz)	PGA Ganancia = 1				PGA Ganancia = 2					
			μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB	μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB
000	16000	4193	21.70	151.89	103.0	15.85	17.16	10.85	75.94	103.3	15.85	17.16
001	8000	2096	6.93	48.53	113.2	17.50	18.81	3.65	25.52	112.8	17.43	18.74
010	4000	1048	4.33	30.34	117.3	18.18	19.49	2.28	15.95	116.9	18.11	19.41
011	2000	524	3.06	21.45	120.3	18.68	19.99	1.61	11.29	119.9	18.60	19.91
100	1000	262	2.17	15.17	123.3	19.18	20.49	1.14	7.98	122.9	19.10	20.41
101	500	131	1.53	10.73	126.3	19.68	20.99	0.81	5.65	125.9	19.60	20.91
110	250	65	1.08	7.59	129.3	20.18	21.48	0.57	3.99	128.9	20.10	21.41
111	n/a	n/a	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Bits DR del registro CONFIG1	Velocidad de datos (SPS)	-3dB Ancho de banda (Hz)	PGA Ganancia = 4				PGA Ganancia = 6					
			μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB	μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB
000	16000	4193	5.60	39.23	103.0	15.81	17.12	3.87	27.10	102.7	15.76	17.06
001	8000	2096	1.98	13.87	112.1	17.31	18.62	1.31	9.19	112.1	17.32	18.62
010	4000	1048	1.24	8.66	116.1	17.99	19.29	0.93	6.50	115.1	17.82	19.12
011	2000	524	0.88	6.13	119.2	18.49	19.79	0.66	4.60	118.1	18.32	19.62
100	1000	262	0.62	4.34	122.2	18.99	20.29	0.46	3.25	121.1	18.81	20.12
101	500	131	0.44	3.07	125.2	19.49	20.79	0.33	2.30	124.1	19.31	20.62
110	250	65	0.31	2.16	128.2	19.99	21.30	0.23	1.62	127.2	19.82	21.13
111	n/a	n/a	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Bits DR del registro CONFIG1	Velocidad de datos (SPS)	-3dB Ancho de banda (Hz)	PGA Ganancia = 8				PGA Ganancia = 12					
			μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB	μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB
000	16000	4193	3.05	21.32	102.3	15.69	16.99	2.27	15.89	101.3	15.53	16.83
001	8000	2096	1.11	7.80	111.0	17.14	18.45	0.92	6.41	109.2	16.84	18.14
010	4000	1048	0.79	5.52	114.0	17.64	18.95	0.65	4.53	112.2	17.34	18.64
011	2000	524	0.56	3.90	117.1	18.14	19.44	0.46	3.20	115.2	17.84	19.14
100	1000	262	0.39	2.76	120.1	18.64	19.94	0.32	2.26	118.3	18.34	19.65
101	500	131	0.28	1.95	123.1	19.14	20.44	0.23	1.61	121.2	18.83	20.14
110	250	65	0.20	1.38	126.1	19.64	20.95	0.16	1.13	124.3	19.34	20.65
111	n/a	n/a	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Bits DR del registro CONFIG1	Velocidad de datos (SPS)	-3dB Ancho de banda (Hz)	PGA Ganancia = 24				
			μV_{RMS}	μV_{pp}	SNR (dB)	Bits libres de ruido	ENOB
000	16000	4193	1.66	11.64	98.0	14.98	16.28
001	8000	2096	0.80	5.57	104.4	16.04	17.35
010	4000	1048	0.56	3.94	107.4	16.54	17.84
011	2000	524	0.40	2.79	110.4	17.04	18.35
100	1000	262	0.28	1.97	113.5	17.54	18.85
101	500	131	0.20	1.39	116.5	18.04	19.35
110	250	65	0.14	0.98	119.5	18.54	19.85
111	n/a	n/a	-	-	-	-	-

Tabla 3.2: Ruido referido a la entrada ($\frac{\mu V_{RMS}}{\mu V_{pp}}$) en modo Normal 5V de fuente y referencia de 4.5V (www.ti.com)

3.2.3. Rangos de entrada del Conversor

Para que el AGP se mantenga dentro del rango de operación lineal las señales de entrada deben cumplir determinados requisitos que serán detallados a continuación. La salida del amplificador de la Figura 3.4 no puede estar a más de 200mV de la fuente (AVSS y AVDD). Si la salida del amplificador está en el rango de la tensión de fuente - 200mV se saturará y saldrá de la zona de trabajo lineal. Para evitar que esto ocurra las tensiones de salida no deben exceder el rango de modo común .

Rango de entrada en modo común : el rango de modo común útil depende de varios parámetros, como la señal de entrada diferencial máxima, la tensión de fuente y la ganancia del AGP. Este rango se describe por la Ecuación 3.1

$$AVSS + 0,2V + \left(\frac{Ganancia \times V_{MAXDIF}}{2}\right) < CM < AVDD - 0,2V - \left(\frac{Ganancia \times V_{MAXDIF}}{2}\right) \quad (3.1)$$

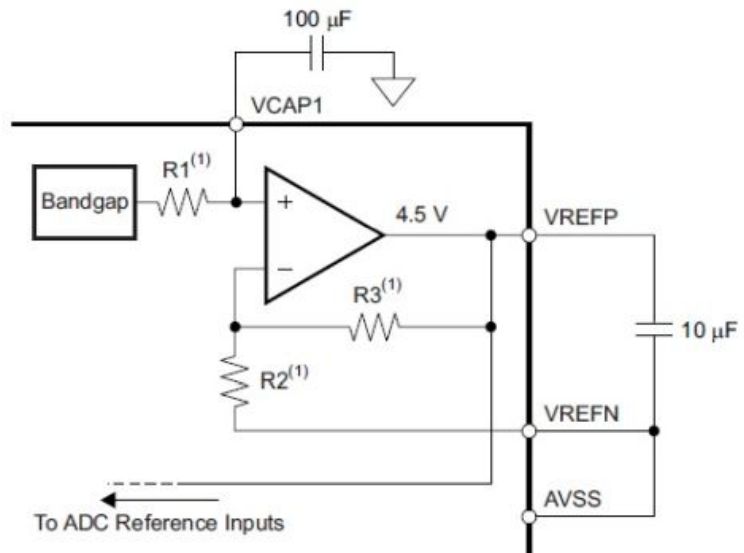
Rango dinámico de entrada diferencial : el rango de tensión de entrada diferencial ($V_{INxP} - V_{INxN}$) depende de la fuente analógica y la referencia usada en el sistema. Este rango se muestra en la Ecuación 3.2

$$Fondodeescala = \frac{\pm V_{REF}}{Ganancia} = \frac{2V_{REF}}{Ganancia} \quad (3.2)$$

3.2.4. Configuración de la tensión de referencia

La referencia que se use para el conversor A/D puede ser interna o externa, la Figura 3.5 muestra un bloque simplificado de la referencia interna. La tensión

de referencia es de 4,5V y se genera con respecto a AVSS.



(1) For $V_{REF} = 4.5\text{ V}$: $R1 = 9.8\text{ k}\Omega$, $R2 = 13.4\text{ k}\Omega$, and $R3 = 36.85\text{ k}\Omega$.

Figura 3.5: Referencia interna (www.ti.com)

Los capacitores externos limitadores de banda, determinan la cantidad de ruido de referencia que habrá. Para sistemas de alta prestación en ECG los valores del capacitor deberían elegirse tal que el ancho de banda este limitado a menos de 10Hz así el ruido de referencia no domina al ruido del sistema. En el caso de la referencia externa puede aplicarse el circuito de la Figura 3.6. Para esto se debe apagar el buffer de referencia interno que es controlado por el bit $\overline{PD_REFBUF}$ en el registro CONFIG3 (Ver la subsección 3.2.8).

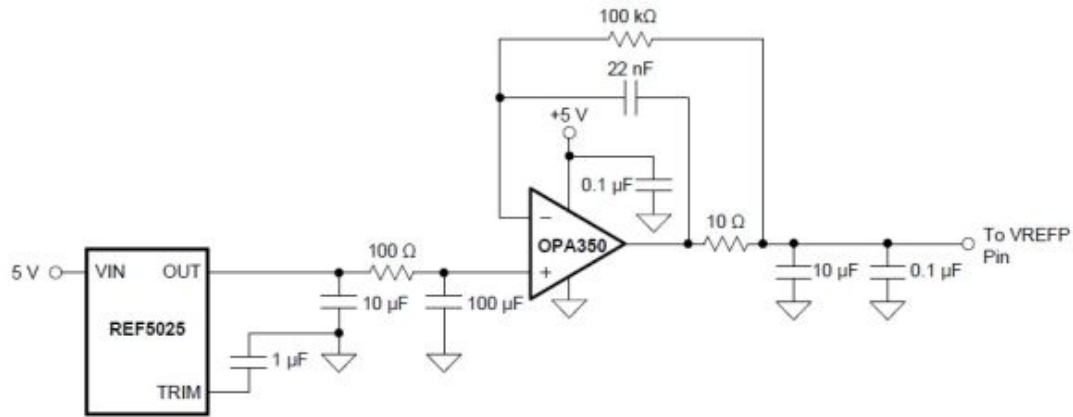


Figura 3.6: Circuito de referencia externa (www.ti.com)

3.2.5. Características del convertor A/D $\Delta\Sigma$

Como se mencionó anteriormente, cada canal cuenta con un convertor A/D $\Delta\Sigma$ de 24 bits que utiliza un modulador de segundo orden optimizado para aplicaciones de bajo ruido. La señal de entrada se muestrea a una velocidad de $f_{MOD} = \frac{f_{CLK}}{2}$ y como en cualquier modulador $\Delta\Sigma$, el ruido del dispositivo está formado hasta $\frac{f_{MOD}}{2}$, como se muestra en la Figura 3.7. El filtro digital de diezmado que se explica en el apartado siguiente puede usarse para filtrar el ruido de salida a frecuencias mayores. Este filtro también proporciona un filtrado antisolapamiento. Para una mejor comprensión de lo explicado ver la Sección 2.5.

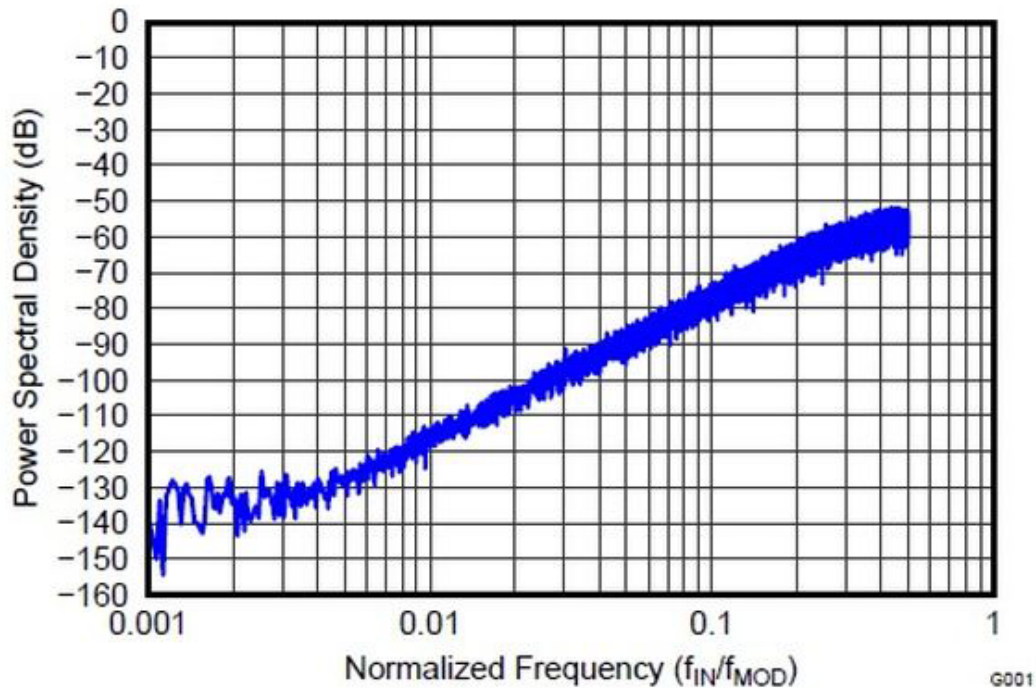


Figura 3.7: Espectro de ruido del modulador por arriba de $0,5 \times f_{MOD}$ (www.ti.com)

3.2.6. Filtro de diezmado digital

El filtro digital recibe los datos de la salida del modulador y disminuye la frecuencia de muestreo, al configurar el filtrado, se puede realizar una compensación entre la resolución y la frecuencia. Se filtra más para obtener mayor resolución y menos para obtener mayor frecuencia de muestreo. El aumento de la frecuencia de muestreo es usada para aplicaciones ECG con detección de Lead-Off¹.

El filtro digital en cada canal consiste de un filtro sinc de tercer orden, como se explicara más adelante. La relación de diezmado del filtro sinc puede ser ajustado por los bits DR en el registro CONFIG1 (Ver la subsección 3.2.8). Esta configuración es global para todos los canales y por esto mismo operan a la misma frecuencia de muestreo en un dispositivo.

¹Método que posee el ADS1299 para detectar si los electrodos están conectados correctamente en el cuerpo

Filtro sinc $(\frac{\sin(x)}{x})$: el filtro sinc es un pasa bajos de tercer orden con una tasa de diezmado variable. Los datos llegan desde el modulador a una frecuencia de f_{MOD} . Este atenúa el ruido de alta frecuencia del modulador y disminuye la frecuencia de muestreo.

En la Ecuación 3.3 se muestra la función transferencia escalada en el dominio Z del filtro sinc:

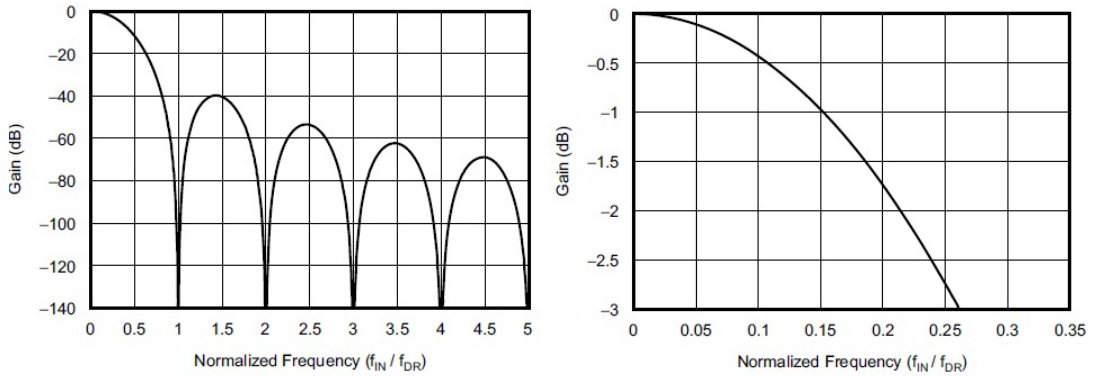
$$|H(z)| = \left| \frac{1 - Z^{-N}}{1 - Z^{-1}} \right|^3 \quad (3.3)$$

En el dominio de la frecuencia la función transferencia del filtro es mostrada en la Ecuación 3.4:

$$|H(z)| = \left| \frac{\sin(\frac{N\pi f}{f_{MOD}})}{N \times \sin(\frac{\pi f}{f_{MOD}})} \right|^3 \quad (3.4)$$

N = Tasa de diezmado

El filtro sinc tiene ceros que ocurren a la frecuencia de muestreo y sus múltiplos. A estas frecuencias el filtro tiene atenuación infinita. En la Figura 3.8 se muestra la respuesta en frecuencia y el roll-off del filtro sinc.

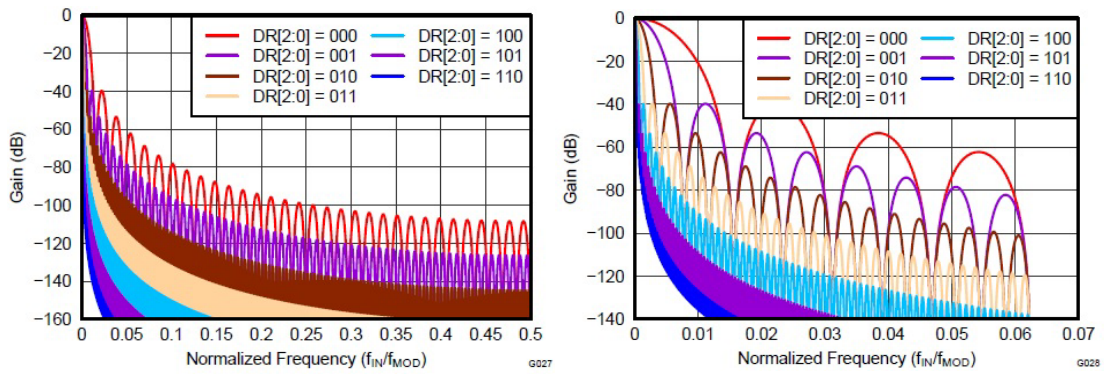


Respuesta en frecuencia

Roll-off

Figura 3.8: Respuesta en frecuencia y Roll-off del filtro sinc (www.ti.com)

En la Figura 3.9 se muestra la función transferencia del filtro hasta $\frac{f_{MOD}}{2}$ y $\frac{f_{MOD}}{16}$ a distintas frecuencias de muestreo.



Transferencia hasta $\frac{f_{MOD}}{2}$

Transferencia hasta $\frac{f_{MOD}}{16}$

Figura 3.9: Respuesta en frecuencia del filtro hasta $\frac{f_{MOD}}{2}$ y $\frac{f_{MOD}}{16}$ (www.ti.com)

La Figura 3.10 ilustra la función transferencia hasta $4 \times f_{MOD}$. La banda de paso se repite cada f_{MOD} . El filtro antisolapamiento de entrada R-C del sistema debería elegirse tal que cualquier interferencia en frecuencia alrededor de los múltiplos de f_{MOD} sean lo suficientemente atenuadas.

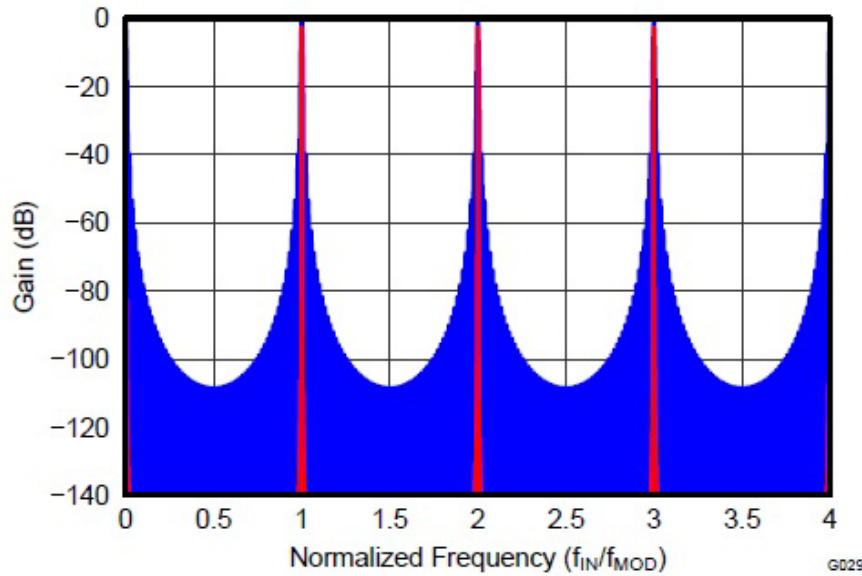


Figura 3.10: Función transferencia hasta $4 \times f_{MOD}$ para DR[2:0]=110 (www.ti.com)

3.2.7. Reloj del Conversor

El ADS1299 proporciona 2 métodos para manejar el reloj del dispositivo: interna o externa. El reloj interno es ideal para usarlo en sistemas alimentados a batería de baja potencia. El oscilador se ajusta para la precisión de la temperatura ambiente, la precisión varía sobre el rango de temperatura específico. La selección del reloj se realiza por medio del pin CLKSEL y el bit del registro CLK_EN.

El pin CLKSEL selecciona tanto el reloj interno como externo. El bit CLK_EN del registro CONFIG1 habilita y deshabilita el reloj en la salida del pin CLK. En la Tabla 3.3 se muestra una tabla de verdad con las posibles configuraciones.

Pin CLKSEL	Bit CLK_EN del registro CONFIG1	Fuente de RELOJ	Estado del pin CLK
0	X	Reloj externo	Entrada: Reloj externo
1	0	Oscilador del Reloj interno	3 estados
1	1	Oscilador del Reloj interno	Salida: Oscilador del Reloj externo

Tabla 3.3: Pin CLKSEL y bit CLK_EN (www.ti.com)

3.2.8. Mapa de registros

La Tabla 3.4 describe los distintos registros del ADS1299

Dirección	Registro	Configuración por default	Bits de registro							
			7	6	5	4	3	2	1	0
Registro ID solamente de lectura										
00h	ID	xxh	REV_ID[2:0]		1	DEV_ID[1:0]		NU_CH[1:0]		
Ajuste global a través de los canales										
01h	CONFIG1	96h	1	$\overline{DAISY_EN}$	CLK_EN	1	0	DR[2:0]		
02h	CONFIG2	C0h	1	1	0	INT_CAL	0	CAL_AMP	CAL_FREQ[1:0]	
03h	CONFIG3	60h	$\overline{PD_REFBUF}$	1	1	BIAS_MEAS	BIASREF_INT	$\overline{PD_BIAS}$	BIAS_LOFF_SENS	BIAS_STAT
04h	LOFF	00h	COMP_TH[2:0]			0	ILEAD_OFF[1:0]		FLEAD_OFF[1:0]	
Configuración específica de canales										
05h	CH1SET	61h	PD1	GANANCIA1[2:0]			SRB2	MUX1[2:0]		
06h	CH2SET	61h	PD2	GANANCIA2[2:0]			SRB2	MUX2[2:0]		
07h	CH3SET	61h	PD3	GANANCIA3[2:0]			SRB2	MUX3[2:0]		
08h	CH4SET	61h	PD4	GANANCIA4[2:0]			SRB2	MUX4[2:0]		
09h	CH5SET	61h	PD5	GANANCIA5[2:0]			SRB2	MUX5[2:0]		
0Ah	CH6SET	61h	PD6	GANANCIA6[2:0]			SRB2	MUX6[2:0]		
0Bh	CH7SET	61h	PD7	GANANCIA7[2:0]			SRB2	MUX7[2:0]		
0Ch	CH8SET	61h	PD8	GANANCIA8[2:0]			SRB2	MUX8[2:0]		
0Dh	BIAS_SENSP	00h	BIASP8	BIASP7	BIASP6	BIASP5	BIASP4	BIASP3	BIASP2	BIASP1
0Eh	BIAS_SENSN	00h	BIASN8	BIASN7	BIASN6	BIASN5	BIASN4	BIASN3	BIASN2	BIASN1
0Fh	LOFF_SENSP	00h	LOFFP8	LOFFP7	LOFFP6	LOFFP5	LOFFP4	LOFFP3	LOFFP2	LOFFP1
10h	LOFF_SENSN	00h	LOFFN8	LOFFN7	LOFFN6	LOFFN5	LOFFN4	LOFFN3	LOFFN2	LOFFN1
11h	LOFF_FLIP	00h	LOFF_FLIP8	LOFF_FLIP7	LOFF_FLIP6	LOFF_FLIP5	LOFF_FLIP4	LOFF_FLIP3	LOFF_FLIP2	LOFF_FLIP1
Registros de estado de Lead-Off (Registros solamente de lectura)										
12h	LOFF_STATP	00h	IN8P_OFF	IN7P_OFF	IN6P_OFF	IN5P_OFF	IN4P_OFF	IN3P_OFF	IN2P_OFF	IN1P_OFF
13h	LOFF_STATN	00h	IN8N_OFF	IN7N_OFF	IN6N_OFF	IN5N_OFF	IN4N_OFF	IN3N_OFF	IN2N_OFF	IN1N_OFF
Registros de GPIO y otros										
14h	GPIO	0Fh	GPIOD[4:1]				GPIOC[4:1]			
15h	MISC1	00h	0	0	SRB1	0	0	0	0	0
16h	MISC2	00h	0	0	0	0	0	0	0	0
17h	CONFIG4	00h	0	0	0	0	SINGLE_SHOT	0	$\overline{PD_LOFF_COMP}$	0

Tabla 3.4: Asignación de registros (www.ti.com)

3.2.8.1. Registro ID

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
REV_ID[2:0]			1	DEV_ID[1:0]		NU_CH[1:0]	

Tabla 3.5: Registro ID (www.ti.com)

- REV_ID[2:0]: Estos bits indican la revisión del dispositivo y puede cambiar sin aviso.

- DEV_ID[1:0]: Estos bits indican el modelo del dispositivo, 11 = ADS1299x.
Por default el valor es 3h.
- NU_CH[1:0]: Estos bits indican en numero de canales:
 - 00=4 canales.
 - 01=6 canales.
 - 10=8 canales.

3.2.8.2. Registro CONFIG1

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	$\overline{DAISY_EN}$	CLK_EN	1	0	DR[2:0]		

Tabla 3.6: Registro CONFIG1 (www.ti.com)

- $\overline{DAISY_EN}$: Este bit determina el modo habilitado.
 - 0 = Modo encadenado.
 - 1 = Modo de lectura multiple.
- CLK_EN: Este bit determina si la señal del oscilador interna es conectada a el pin CLK cuando el pin SELCLK está en 1.
 - 0=Salida del oscilador de reloj deshabilitado.
 - 1=Salida del oscilador de reloj habilitado.
- DR[2:0]: Estos bits determinan la velocidad de salida del dispositivo $f_{MOD} = f_{CLK}/2$
 - 000 $f_{MOD}/64$ (16 kSPS)

- 001 $f_{MOD}/128$ (8 kSPS)
- 010 $f_{MOD}/256$ (4 kSPS)
- 011 $f_{MOD}/512$ (2 kSPS)
- 100 $f_{MOD}/1024$ (1 kSPS)
- 101 $f_{MOD}/2048$ (500 SPS)
- 110 $f_{MOD}/4096$ (250 SPS)
- 111 Reservado (No se usa)

3.2.8.3. Registro CONFIG2

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
1	1	0	INT_CAL	0	CAL_AMP	CAL_FREQ[1:0]	

Tabla 3.7: Registro CONFIG2 (www.ti.com)

- INT_CAL: Este bits determina la fuente de la señal de prueba
 - 0=La señal de prueba es maneja externamente.
 - 1=La señal de prueba es generada internamente.
- CAL_AMP: Este bit determina la amplitud de la señal de prueba
 - $0=1 \times -(VREFP - VREFN)/2400$
 - $1=2 \times -(VREFP - VREFN)/2400$
- CAL_FREQ[1:0]: Estos bits determinan la frecuencia de la señal
 - 00=Pulsada de $f_{CLK}/2^{21}$
 - 01=Pulsada de $f_{CLK}/2^{20}$

- 10=No usada
- 11= Una continua

3.2.8.4. Registro CONFIG3

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
$\overline{PD_REFBUF}$	1	1	BIAS_MEAS	BIASREF_INT	$\overline{PD_BIAS}$	BIAS_LOFF_SENS	BIAS_STAT

Tabla 3.8: Registro CONFIG3 (www.ti.com)

- $\overline{PD_REFBUF}$: Este bit determina el estado del buffer de referencia.
 - 0=Buffer de referencia interno deshabilitado.
 - 1=Buffer de referencia interno habilitado.
- BIAS_MEAS: Este bit habilita la medición del BIAS. La señal de BIAS puede ser medido en cualquier canal.
 - 0=Abierto
 - 1=Señal de BIAS_IN routeada al canal que tiene el MUX_setting 010 (V_{REF})
- BIASREF_INT: Este bit determina la fuente de la señal BIASREF.
 - 0=Señal BIASREF alimentada externamente.
 - 1=Señal BIASREF $(AVDD-AVSS)/2$ generada internamente.
- $\overline{PD_BIAS}$: Este bit determina el estado del buffer del BIAS.
 - 0=Buffer del BIAS deshabilitado.
 - 1=Buffer del BIAS habilitado.
- BIAS_LOFF_SENS: Este bit habilita la función de sensar el BIAS.

- 0=Deshabilita el sensor el BIAS.
- 1=Habilita el sensor el BIAS.
- BIAS_STAT: Este bit determina el estado del BIAS.
 - 0=El BIAS está conectado.
 - 1=El BIAS está desconectado.

3.2.8.5. Registro LOFF

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
COMP_TH[2:0]			0	ILEAD_OFF[1:0]		FLEAD_OFF[1:0]	

Tabla 3.9: Registro LOFF (www.ti.com)

- COMP_TH[2:0]: Comparador del lado positivo
 - 000=95 %
 - 001=92.5 %
 - 010=90 %
 - 011=87.5 %
 - 100=85 %
 - 101=80 %
 - 110=75 %
 - 111=70 %

Comparador del lado negativo

- 000=5 %

- 001=7.5 %
 - 010=10 %
 - 011=12.5 %
 - 100=15 %
 - 101=20 %
 - 110=25 %
 - 111=30 %
- ILEAD_OFF[1:0]: Estos bits determinan la magnitud de la corriente para el modo de LEAD-OFF de corriente.
- 00=6nA
 - 01=12nA
 - 10=6 μ A
 - 11=24 μ A
- FLEAD_OFF[1:0]: Estos bits determinan la frecuencia de detección por LEAD-OFF para cada canal.
- 00=Cuando cualquier bits del registro LOFF_SENSP o LOFF_SENSN está en 1, asegúrese de que FLEAD_OFF[1:0] este configurado en 01 o 11
 - 01 Detección de LEAD-OFF por AC a $f_{DR}/4$.
 - 10 No usado
 - 11 Enciende la detección de LEAD-OFF por DC.

3.2.8.6. Registro CHnSET (n=1 hasta 8)

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
PDn	GANANCIAn[2:0]			SRB2	MUXn[2:0]		

Tabla 3.10: Registro CHnSET (www.ti.com)

- PDn: Este bit determina el modo del canal
 - 0=Operación normal.
 - 1=Canal apagado. Cuando el canal está apagado, es recomendable que el canal este configurado para estar cortocircuitado configurando el MUXn[2:0]=001 del registro CHnSET.
- GANANCIAn[2:0]: Estos bits determinan la configuración de la ganancia del AGP
 - 000=1
 - 001=2
 - 010=4
 - 011=6
 - 100=8
 - 101=12
 - 110=24
 - 111= No usada.
- SRB2: Este bit determina la conexión del SRB2 para el correspondiente canal.

- 0= Abierto
- 1=Cerrado
- MUXn[2:0]: Estos bits determinan la selección del modo del canal.
 - 000= Entrada de electrodo normal.
 - 001=Entrada cortocircuitada (Para medir el ruido y el offset).
 - 010=Usada en conjunto con el bit BIAS_MEAS para medir el BIAS.
 - 011=Medición de la fuente para MVDD.
 - 100=Sensor de temperatura.
 - 101=Señal de testeo
 - 110=BIAS_DRP(El electrodo positivo es el conductor).
 - 111=BIAS_DRN(El electrodo negativo es el conductor).

3.2.8.7. Registro BIAS_SENSP

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
BIASP8	BIASP7	BIASP6	BIASP5	BIASP4	BIASP3	BIASP2	BIASP1

Tabla 3.11: Registro BIAS_SENSP (www.ti.com)

- BIASP8: Conecta la señal del canal 8 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP7: Conecta la señal del canal 7 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado

- 1:Habilitado
- BIASP6: Conecta la señal del canal 6 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP5: Conecta la señal del canal 5 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP4: Conecta la señal del canal 4 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP3: Conecta la señal del canal 3 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP2: Conecta la señal del canal 2 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASP1: Conecta la señal del canal 1 positivo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado

3.2.8.8. Registro BIAS_SENSN

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
BIASN8	BIASN7	BIASN6	BIASN5	BIASN4	BIASN3	BIASN2	BIASN1

Tabla 3.12: Registro BIAS_SENSN (www.ti.com)

- BIASN8: Conecta la señal del canal 8 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN7: Conecta la señal del canal 7 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN6: Conecta la señal del canal 6 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN5: Conecta la señal del canal 5 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN4: Conecta la señal del canal 4 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN3: Conecta la señal del canal 3 negativo en el BIAS.

- 0:Deshabilitado
- 1:Habilitado
- BIASN2: Conecta la señal del canal 2 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- BIASN1: Conecta la señal del canal 1 negativo en el BIAS.
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado

3.2.8.9. Registro LOFF_SENSP

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
LOFFP8	LOFFP7	LOFFP6	LOFFP5	LOFFP4	LOFFP3	LOFFP2	LOFFP1

Tabla 3.13: Registro LOFF_SENSP (www.ti.com)

- LOFFP8: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN8P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP7: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN7P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP6: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN6P

- 0:Deshabilitado
- 1:Habilitado
- LOFFP5: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN5P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP4: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN4P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP3: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN3P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP2: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN2P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFP1: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN1P
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado

3.2.8.10. Registro LOFF_SENSN

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
LOFFN8	LOFFN7	LOFFN6	LOFFN5	LOFFN4	LOFFN3	LOFFN2	LOFFN1

Tabla 3.14: Registro LOFF_SENSN (www.ti.com)

- LOFFN8: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN8N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN7: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN7N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN6: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN6N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN5: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN5N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN4: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN4N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN3: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN3N

- 0:Deshabilitado
- 1:Habilitado
- LOFFN2: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN2N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado
- LOFFN1: Habilita la detección de LEAD-OFF en IN1N
 - 0:Deshabilitado
 - 1:Habilitado

3.2.8.11. Registro LOFF_FLIP

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
LOFF_FLIP8	LOFF_FLIP7	LOFF_FLIP6	LOFF_FLIP5	LOFF_FLIP4	LOFF_FLIP3	LOFF_FLIP2	LOFF_FLIP1

Tabla 3.15: Registro LOFF_FLIP (www.ti.com)

- LOFF_FLIP8: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 8.
 - 0:No cambia, IN8P va a AVDD y IN8N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN8P va a AVSS y IN8N va a AVDD.
- LOFF_FLIP7: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 7.
 - 0:No cambia, IN7P va a AVDD y IN7N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN7P va a AVSS y IN7N va a AVDD.

- LOFF_FLIP6: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 6.
 - 0:No cambia, IN6P va a AVDD y IN6N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN6P va a AVSS y IN6N va a AVDD.
- LOFF_FLIP5: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 5.
 - 0:No cambia, IN5P va a AVDD y IN5N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN5P va a AVSS y IN5N va a AVDD.
- LOFF_FLIP4: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 4.
 - 0:No cambia, IN4P va a AVDD y IN4N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN4P va a AVSS y IN4N va a AVDD.
- LOFF_FLIP3: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 3.
 - 0:No cambia, IN3P va a AVDD y IN3N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN3P va a AVSS y IN3N va a AVDD.
- LOFF_FLIP2: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 2.
 - 0:No cambia, IN2P va a AVDD y IN2N va a AVSS.
 - 1:Cambia, IN2P va a AVSS y IN2N va a AVDD.
- LOFF_FLIP1: Cambia la polaridad de pull-up o pull-down de la fuente de corriente para la detección de LEAD-OFF sobre el canal 1.

- 0: No cambia, IN1P va a AVDD y IN1N va a AVSS.
- 1: Cambia, IN1P va a AVSS y IN1N va a AVDD.

3.2.8.12. Registro LOFF_STATP

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
IN8P_OFF	IN7P_OFF	IN6P_OFF	IN5P_OFF	IN4P_OFF	IN3P_OFF	IN2P_OFF2	IN1P_OFF

Tabla 3.16: Registro LOFF_STATP (www.ti.com)

- IN8P_OFF: Estado del electrodo IN8P en on o off.
 - 0: Electrodo en on.
 - 1: Electrodo en off.
- IN7P_OFF: Estado del electrodo IN7P en on o off.
 - 0: Electrodo en on.
 - 1: Electrodo en off.
- IN6P_OFF: Estado del electrodo IN6P en on o off.
 - 0: Electrodo en on.
 - 1: Electrodo en off.
- IN5P_OFF: Estado del electrodo IN5P en on o off.
 - 0: Electrodo en on.
 - 1: Electrodo en off.
- IN4P_OFF: Estado del electrodo IN4P en on o off.
 - 0: Electrodo en on.

- 1:Electrodo en off.
- IN3P_OFF: Estado del electrodo IN3P en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN2P_OFF: Estado del electrodo IN2P en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN1P_OFF: Estado del electrodo IN1P en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.

3.2.8.13. Registro LOFF_STATN

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
IN8N_OFF	IN7N_OFF	IN6N_OFF	IN5N_OFF	IN4N_OFF	IN3N_OFF	IN2N_OFF2	IN1N_OFF

Tabla 3.17: Registro LOFF_STATN (www.ti.com)

- IN8N_OFF: Estado del electrodo IN8N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN7N_OFF: Estado del electrodo IN7N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.

- IN6N_OFF: Estado del electrodo IN6N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN5N_OFF: Estado del electrodo IN5N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN4N_OFF: Estado del electrodo IN4N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN3N_OFF: Estado del electrodo IN3N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN2N_OFF: Estado del electrodo IN2N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.
- IN1N_OFF: Estado del electrodo IN1N en on o off.
 - 0:Electrodo en on.
 - 1:Electrodo en off.

3.2.8.14. Registro GPIO

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
GPIOD[4:1]				GPIOC[4:1]			

Tabla 3.18: Registro GPIO (www.ti.com)

- GPIOD[4:1]: Estos bits son usados para leer y escribir datos en el puerto de GPIO. Al leer el registro, los datos devueltos corresponden al estado de los pines GPIO externos, si están programados como entrada o salida. Como salida escribir en el GPIOD establece el valor de salida. Como entrada, escribir en GPIOD no tiene ningún efecto.
- GPIOC[4:1]: Estos bits determinan si el pin GPIO es una entrada o salida.
 - 0=Salida.
 - 1=Entrada.

3.2.8.15. Registro MISC1

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
0	0	SRB1	0	0	0	0	0

Tabla 3.19: Registro MISC1 (www.ti.com)

- SRB1: Este bit conecta el SRB1 a todos los canales invirtiendo la entrada.
 - 0=Switches abierto.
 - 1=Switches cerrado.

3.2.8.16. Registro CONFIG4

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
0	0	0	0	SINGLE_SHOT	0	$\overline{PD_LOFF_COMP}$	0

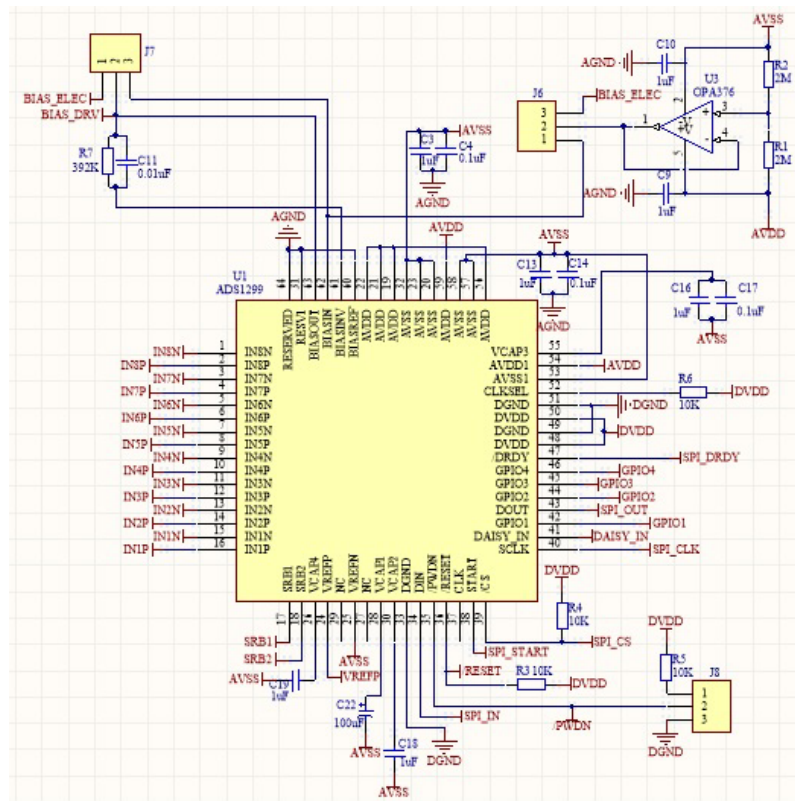
Tabla 3.20: Registro CONFIG4 (www.ti.com)

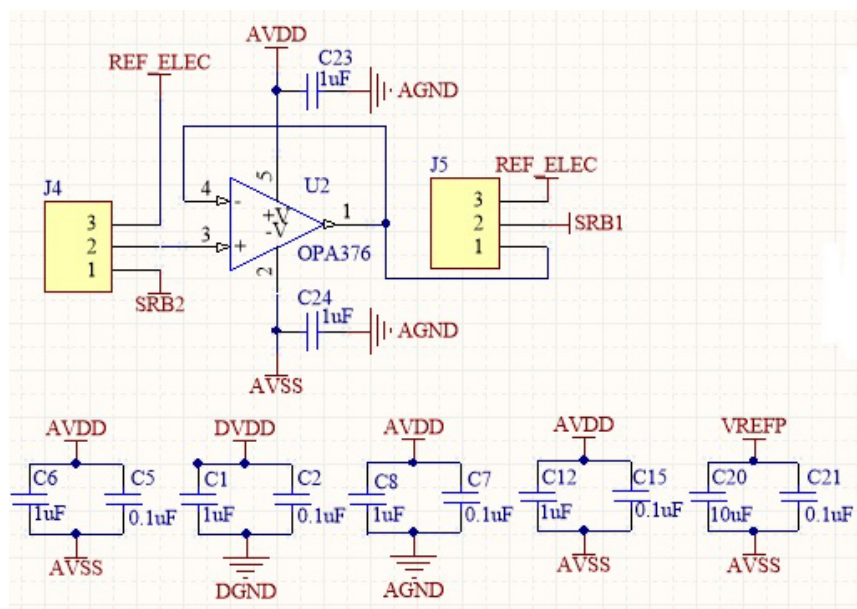
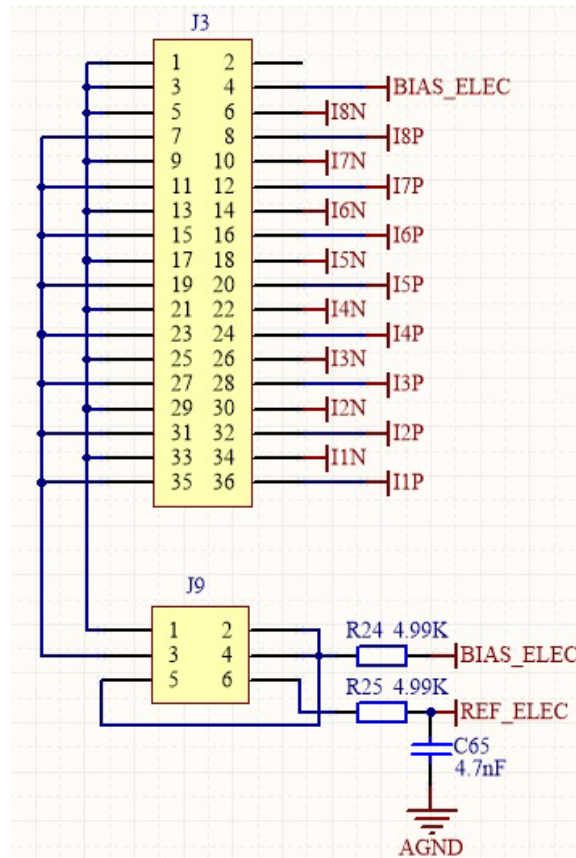
- SINGLE_SHOT: Este bit determina el modo de conversión.
 - 0=Conversión en modo continuo.
 - 1=Modo de a una conversión.
- $\overline{PD_LOFF_COMP}$: Este bit apaga los comparadores LEAD-OFF.
 - 0=Comparadores de LEAD-OFF deshabilitados.
 - 1=Comparadores de LEAD-OFF habilitados.

3.3. Características de la placa de adquisición

En este apartado se discutirán los distintos bloques funcionales que conforman la placa de adquisición construida para el desarrollo del proyecto y sus posibles configuraciones por medio de los jumpers que posee la misma.

En la Figura 3.11 se muestra el esquemático completo de la placa de adquisición.





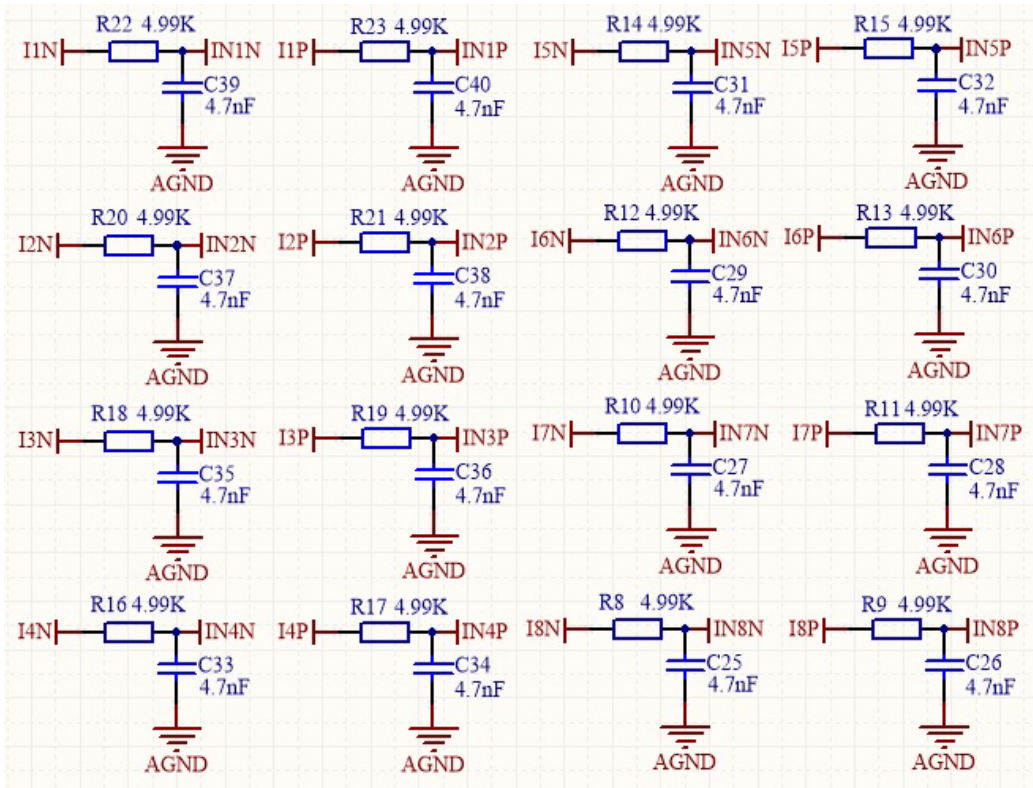


Figura 3.11: Esquemático de la placa de adquisición

3.3.1. Alimentación de la placa de adquisición

Como se mencionó en la sección 3.1 la parte más importante de la placa es el Conversor A/D ADS1299. Por este motivo las tensiones de fuentes que alimentan a la placa son las soportadas por el conversor. Las posibilidades para ésta pueden ser: Fuente simple o Fuente partida (para la parte Analógica). En el caso de fuente simple el rango de tensión puede ser entre $4,75\text{V}$ y $5,25\text{V}$, y en el caso de fuente partida la diferencia entre Tensión positiva (AVDD) y Tensión negativa (AVSS) no puede superar los $5,25\text{V}$ con la aclaración de que AVSS no puede ser mayor a -3V . Para la tensión digital (DVDD) el rango soportado es entre $1,8\text{V}$ y $3,6\text{V}$. En este caso la placa se alimentó con una fuente partida de $\pm 2,5\text{V}$ para la parte analógica ya que es lo recomendable si es usada para aplicaciones de electrocardiografía y

con 3,3V para la parte digital. Los reguladores que se utilizaron para obtener las tensiones son ideales para la aplicación de adquisición de señales biomédicas ya que son de bajo ruido. Los esquemáticos de implementación de los reguladores son mostrados en la Figura 3.12 y la Figura 3.13.

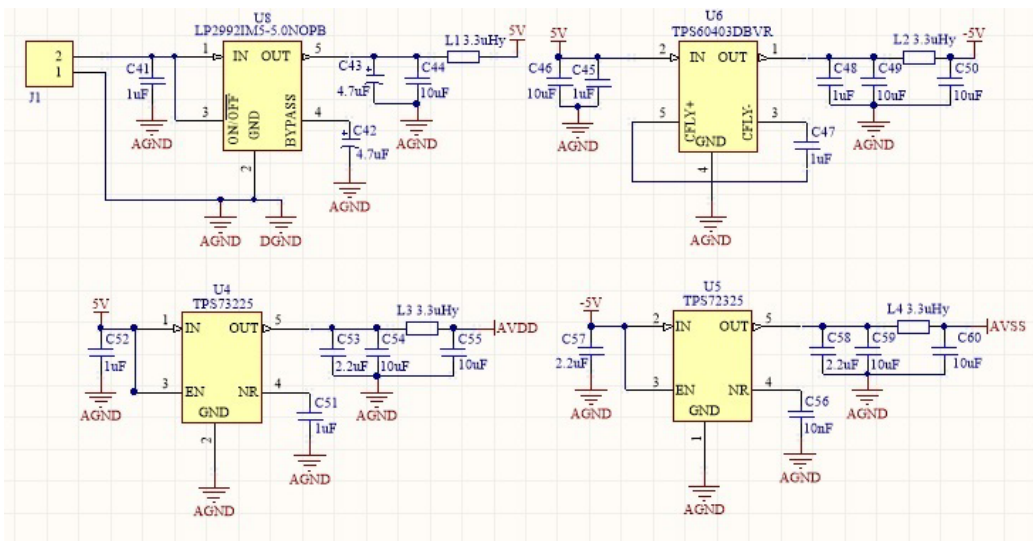


Figura 3.12: Esquemático de fuente Analógica

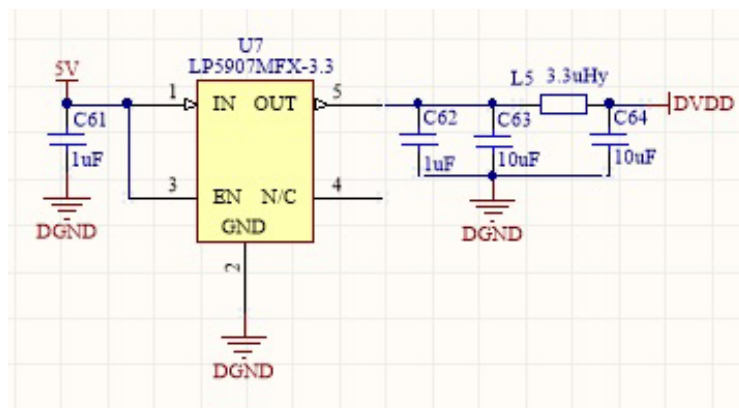


Figura 3.13: Esquemático de fuente Digital

Para el caso de la Masa Analógica (AGND) y Masa Digital (DGND) como es costumbre al trabajar con partes analógicas y digitales éstas se unieron en un

único punto lo más alejado posible de la parte de adquisición, esto es en el jumper J1 por donde se suministra la energía de la batería.

3.3.2. Fuente para el reloj de trabajo

Para el caso del diseño de la placa de adquisición se optó por utilizar el reloj interno del Conversor ADS1299, debido a que en el caso de alimentar la misma por medio de baterías se aconseja que el reloj de trabajo a utilizar sea el interno por un tema de consumo. Para lograr esto se realizaron las configuraciones descritas en la Sección 3.2.7, colocando el pin CLKSEL en alto por medio de una resistencia de pull-up y configurando el bit CLK_EN del registro CONFIG1 en 0 para colocar el pin CLK en alta impedancia ya que no se utilizó.

3.3.3. Tipos de señales disponibles

Las señales que se tiene son: las de adquisición por cada canal, pueden ser 8 o 16 dependiendo si se trabaja en modo diferencial o unipolar, una **Referencia** y la **Polarización del paciente**. La segunda mencionada se utiliza como referencia para las mediciones de señales ECG en el método unipolar y la tercera se utiliza para polarizar al paciente y generar el **Voltage CM** en los canales (Para más detalle sobre el Modo Común ver la sección 3.2.1).

La señal de **Referencia** y **Polarización del Paciente** pueden ser usadas por medio del jumper J9 y su nomenclatura en el esquemático son REF_ELEC y BIAS_ELEC. También se proporcionó una señal denominada BIAS_DRV en el esquemático muy parecida a BIAS_ELEC pero con una diferencia que se discutirá más adelante, esta señal se implementa por medio del jumper J7 al conectar los pines (1-2).

En la Figura 3.21 se muestran las posibles configuraciones del jumper J9.

Configuraciones	Pines de J9
Entrada externa cortocircuitada a VCM	(1 – 2) y (3 – 4)
A_{in+} a VCM, VCM controla a SRB1	(3 – 4) y (5 – 6)
A_{in-} a VCM	(1 – 2)
A_{in+} señal del corazón, VCM controla SRB1	(5 – 6)
VCM: Bias DC desde BIAS_ELEC	

Tabla 3.21: Configuraciones del Jumper J9 (<http://www.ti.com>)

3.3.3.1. Uso de la señal de Referencia y Polarización del paciente

Para el uso de las señales REF_ELEC y BIAS_ELEC la manera más simple de conexión se muestra en la Figura 3.14. En la medición se utiliza el electrodo BIAS_ELEC para polarizar al paciente y se le aplica un potencial igual a la mitad de fuente y otro electrodo REF_ELEC como referencia para que la medición en cada canal se realicen con respecto al mismo.

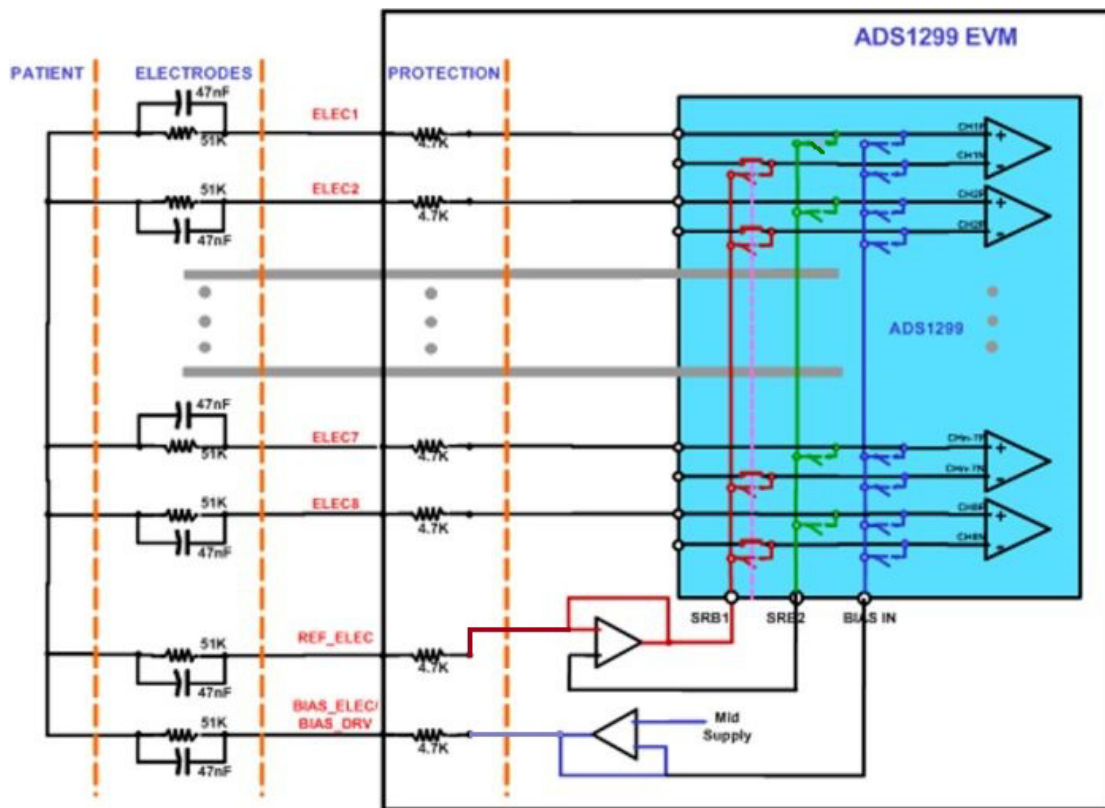


Figura 3.14: Referencia y electrodo de BIAS (<http://www.ti.com>)

- **Referencia:** la entrada del electrodo de referencia (REF_ELEC) es usada para controlar las entradas negativas de los canales a través del pin SRB1 del ADS1299. Al conectar el electrodo de referencia a las entradas negativas de todos los canales se produce el incremento de la corriente de fuga, dado que la corriente de todos los canales se suman. Para salvaguardar esto se proporcionó en la placa de adquisición una opción de buffer, para reducir las fugas en el electrodo de referencia, con la desventaja de que se introduce ruido adicional del buffer amplificador. En la Tabla 3.22 se muestran las opciones para configurar esto por medio de los jumpers.

	J4	J5
No buffered	No importa	(2 – 3)
Buffered	(2 – 3)	(1 – 2)

Tabla 3.22: Opciones de manejo de la referencia (<http://www.ti.com>)

- Polarización:** la opción para proporcionar la polarización en un electrodo fijo de la placa, ya sea por BIAS_ELEC o BIAS_DRV necesita en el caso de BIAS_ELEC un amplificador externo U3 para regular a mitad de fuente el electrodo y para la opción BIAS_DRV un buffer que esta construido internamente en el ADS1299. La opción de BIAS_DRV también ayuda a mejorar el rechazo en modo común debido a que implementa un lazo de realimentación para generarlo, a parte de polarizar al paciente a una tensión de 0V en forma externa o mitad de fuente de forma interna, esto se elige por medio del bit BIASREF_INT del registro CONFIG3 (Para más detalle ver la sección 3.2.8).

3.3.3.2. Uso de la señal de Referencia y Polarización programable

La placa se diseñó con la posibilidad de utilizar alguno de los canales como electrodo de referencia y electrodo de polarización, programando correctamente el convertor y utilizando los jumper de la misma. En la Figura 3.15 se muestra un diagrama en bloque de la configuración interna del convertor A/D y la configuración de los buffers de la placa.

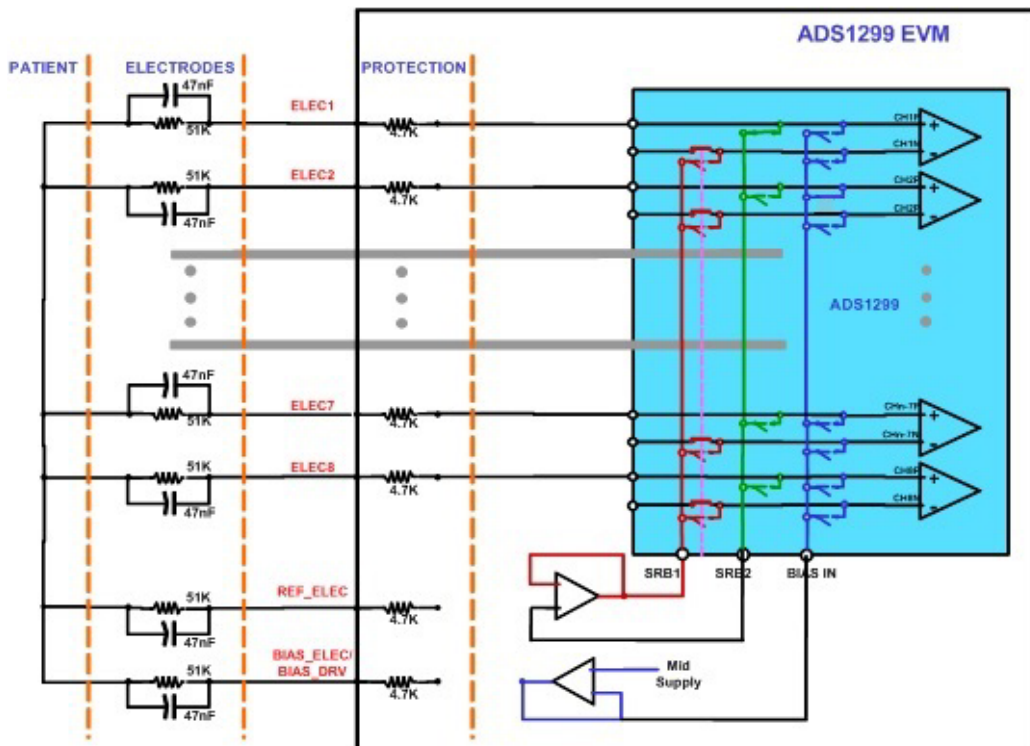


Figura 3.15: Referencia programable y electrodo de Bias (<http://www.ti.com>)

Para seleccionar un electrodo de un canal como referencia se usa el pin y bit SRB2, en el caso del bit este pertenece al registro CHnSET (Para más información ver la Sección 3.2.8). La señal de referencia esta disponible en el pin SRB2 y se ingresa al pin SRB1 para que los canales restantes sean referenciados a ésta. Esto se efectúa por medio del jumper J4 y J5 al conectar los pines (1-2) de cada uno. En la Figura 3.15 el canal 1 se seleccionó como electrodo de referencia.

Para seleccionar el electrodo de polarización se usa el pin BIASIN. El voltaje en este pin puede ser conectado hacia la entrada positiva de cualquier canal al escribir MUX=110 o entrada negativa al escribir MUX=111 en el registro CHnSET. Se utiliza el jumper J6 conectando los pines (1-2) para suministrar una tensión igual a la mitad de fuente en BIASIN. En la Figura 3.15 el canal 2 se usó como electrodo de polarización y se polarizó a la mitad de fuente.

3.3.3.3. Uso de la realimentación para la señal de polarización

Como se mencionó al principio de la Subsección 3.3.3 se dispone de una señal denominada BIAS_DRV en el esquemático, que cumple la misma función que la señal BIAS_ELEC con la diferencia que ésta se genera internamente en el ADS1299 por medio de un lazo de realimentación. Al implementar la realimentación negativa el rechazo de modo común mejora, el único detalle es el ancho de banda que tendrá la señal de polarización, determinado C_{11} ($0,01\mu F$). La ganancia en continua del amplificador de Polarización estará dada por la resistencia de realimentación R_7 y la cantidad de canales (N) usados para formar el **CM Voltage**.

Para calcular la ganancia se utiliza la Ecuación 3.5.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_7 \times N}{220k\Omega} \quad (3.5)$$

N = Número de canales utilizados

Capítulo 4

Resultados

4.1. Introducción

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos al medir las señales ECG y la señal de prueba interna ADS1299, todo a través del sitio WEB.

4.2. Medición de la señal de prueba interna del Convertor A/D

Con el objetivo de probar el funcionamiento de la placa adquisidora y la transmisión de datos a través de la Internet, principalmente con el protocolo MQTT, se procedió a configurar los registros del convertor A/D para utilizar las señales de prueba internas de éste.

4.2.1. Configuración del ADS1299

- El registro CONFIG1 se configuró como se muestra en la Tabla 4.1:

Bit 7	$\overline{DAISY_EN}$	CLK_EN	Bit 4	Bit 3	DR[2:0]		
1	0	0	1	0	1	1	0

Tabla 4.1: Configuración del registro CONFIG1 para la señal de prueba interna

Al configurar en 0 el Bit $\overline{DAISY_EN}$ el ADS1299 se colocó en modo Daisy-Chain, su configuración por defecto, y se utiliza cuando se tiene más de 1 conversor y se quiere conectarlos en cadena. No es pertinente para esta aplicación ya que solo se cuenta con uno. Al colocar el bit CLK_EN en 0 y tener el pin CLKSEL en la placa en 1 a través de una resistencia de pull-up, el pin CLOCK de la placa se colocó en alta impedancia para evitar el ingreso de ruido al sistema. Se configuró en 1 – 1 – 0 los Bits DR[2:0] para que todos los canales operen a una frecuencia de muestreo de 250SPS, esto es a consecuencia de que las señales de prueba interna del conversor no superan los 2HZ, cumpliendo con el Teorema de Nyquist;

- El registro CONFIG2 se seteó como se muestra en la Tabla 4.2:

Bit 7	Bit 6	Bit 5	INT_CAL	Bit 3	CAL_AMP	CAL_FREQ[1:0]	
1	1	0	1	0	0	0	0

Tabla 4.2: Configuración del registro CONFIG2 para la señal de prueba interna

Al configurar en 1 el Bit INT_CAL la señal de prueba se generó internamente. El Bit CAL_AMP se seteó en 0 para que la amplitud de la señal de prueba interna sea $-1 \times (VREFP - VREFN) / 2400$, siendo $VREFP = 2V$ y $VREFN = -2,5V$. Los Bits CAL_FREQ[1:0] se colocaron en 0 – 0 para que la señal de prueba sea una onda cuadrada de frecuencia $\frac{f_{CLOCK}}{2^{21}} = 0.97\text{Hz}$;

- El registro CONFIG3 se configuró como se muestra en la Tabla 4.3:

$\overline{PD_REFBUF}$	Bit 6	Bit 5	BIAS_MEAS	BIASREF_INT	$\overline{PD_BIAS}$	BIAS_LOFF_SENS	BIAS_STAT
1	1	1	0	1	1	0	1

Tabla 4.3: Configuración del registro CONFIG3 para la señal de prueba interna

El Bit $\overline{PD_REFBUF}$ se configuró en 1 para conectar la referencia interna al ADC, que es tomada con respecto a la tensión AVSS (-2.5V) y es 4.5V. Al configurar en 0 el Bit BIAS_MEAS, se deshabilitó el pin BIASIN del ADS1299 para la medición de la señal de polarización, a través de los canales al colocar los bits MUX del registro CHnSET en 010 o 111. Se seteó en 1 el Bit BIASREF_INT, para que la entrada no inversora del amplificador de polarización interno del ADS1299 se conectara a la tensión $(\frac{AVDD+AVSS}{2})$ y el Bit $\overline{PD_BIAS}$ en 1 para habilitar este amplificador. El Bit BIAS_LOFF_SENS se configuró en 0 para no sensar la correcta colocación del electrodo de polarización y en 1 el Bit BIAS_STAT para no conectar esta señal;

- El el registro LOFF se dejó en el seteo por defecto ya que no se utilizó la opción de Lead-Off en está medición, la configuración quedo como se muestra en la Tabla 4.4.

COMP_TH[2:0]			Bit 4	ILEAD_OFF[1:0]		FLEAD_OFF[1:0]	
0	0	0	0	0	0	0	0

Tabla 4.4: Configuración del registro LOFF para la señal de prueba interna

- El registro CHnSET se configuró como se muestra en la Tabla 4.5

PDn	GANANCIAn[2:0]			SRB2	MUXn[2:0]		
0	0	0	0	0	1	0	1

Tabla 4.5: Configuración del registro CH1SET para la señal de prueba interna

Al configurar en 0 el Bit PDn se prendieron los canales del ADS1299. Se colocó en 0–0–0 los Bits GANANCIAn[2:0] para tener ganancia unitaria en el canal, y observar la amplitud de la señal como se configuró en el registro CONFIG2. El Bit SRB2 se colocó en 0 para no utilizar al canal como una referencia de los restantes y se seteo en 1 – 0 – 1 los Bits MUX1[2:0] para indicar que el canal medirá la señal de prueba interna;

- Los registros BIAS_SENSP y BIAS_SENSN se configuraron como se muestran en las Tablas 4.6 y 4.7

BIASP8	BIASP7	BIASP6	BIASP5	BIASP4	BIASP3	BIASP2	BIASP1
1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 4.6: Configuración del registro BIAS_SENSP para la señal de prueba interna

BIASN8	BIASN7	BIASN6	BIASN5	BIASN4	BIASN3	BIASN2	BIASN1
1	1	1	1	1	1	1	1

Tabla 4.7: Configuración del registro BIAS_SENSN para la señal de prueba interna

Para el caso de estos 2 registros se configuró en 1 todos los bits, con el fin de conectar la señal positiva y negativa de los canales a la señal de BIAS, para eliminar el nivel de continua y generar el CM Voltage.

El resto de los registros se dejó su configuración por defecto ya que no eran relevantes para la medición.

4.2.2. Análisis de la medición

La señal interna obtenida en la medición se muestra en la Figura 4.1, que cumple con la forma de onda que genera el ADS1299 internamente.

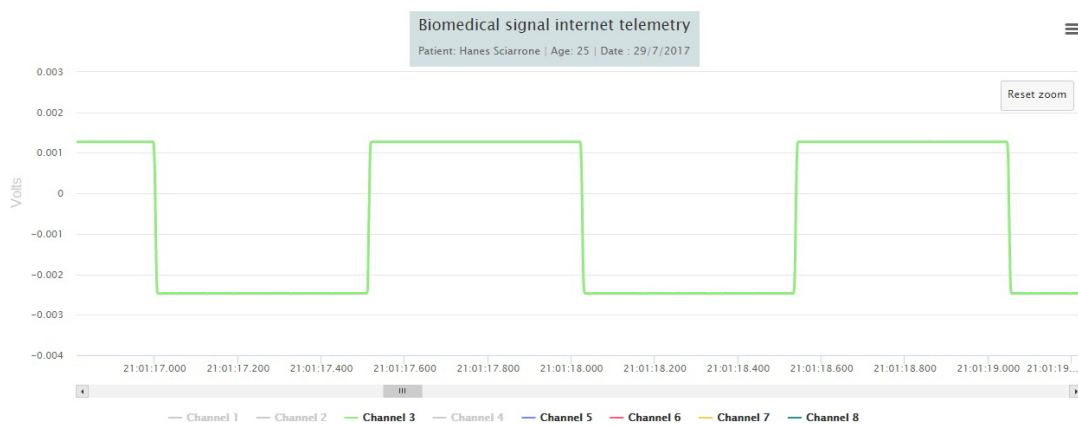


Figura 4.1: Señal de prueba interna del ADS1299

Luego se realizó un análisis de tiempo y amplitud para asegurar que corresponda con los valores configurados en el registro CONFIG2 del ADS1299. En la Figura 4.2 se muestran los tiempos de un ciclo de la señal cuadrada y en la Ecuación 4.1 se calculó el periodo.

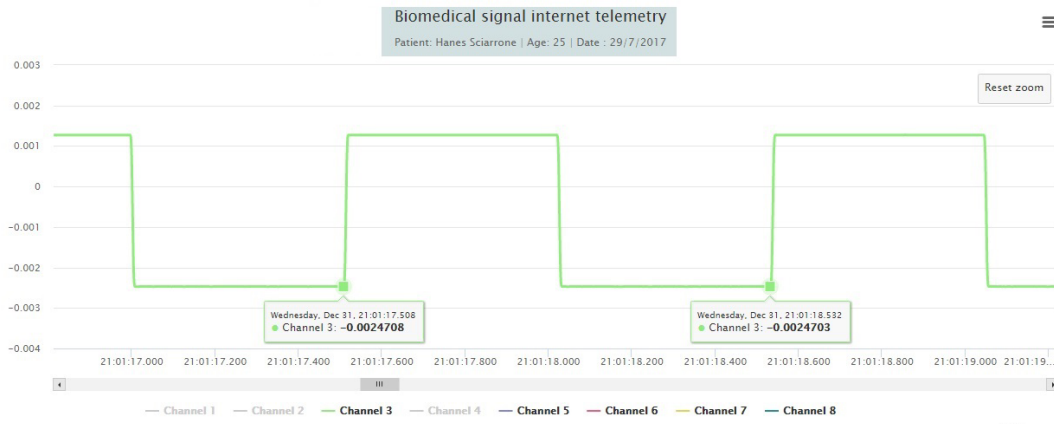


Figura 4.2: Análisis de tiempo de la señal de prueba

$$Periodo(T) = 18,532s - 17,508s = 1,024s \Rightarrow Frecuencia = \frac{1}{1,024s} = 0,9765625Hz \quad (4.1)$$

En la Figura 4.3 se muestran las amplitudes pico de la señal de prueba y en la Ecuación 4.2 se calculó la tensión pico pico (V_{pp}).

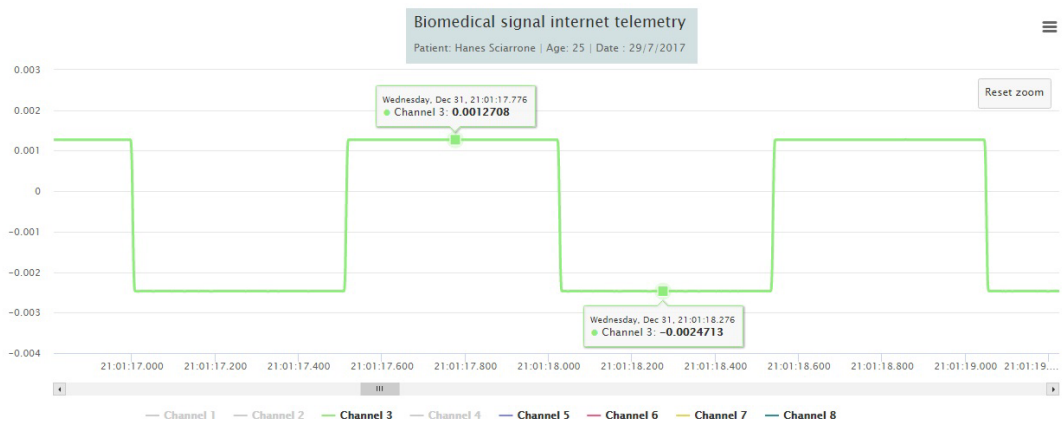


Figura 4.3: Análisis de amplitud de la señal de prueba

$$V_{pp} = 0,0012708 - (-0,0024713) = 3,7421mV \quad (4.2)$$

Los valores que se tendrían que obtener por la configuración del registro CONFIG2 serían una frecuencia de $\frac{2,048MHz}{2^{21}} = 0,9765625Hz$ y una amplitud pico de $\frac{VREFP-VREFN}{2400} = \frac{4,5V}{2400} = 1,875mV$ teniendo una tensión pico pico de $V_{pp} = 3,75mV$. Comparando estos valores y los obtenidos en las Ecuaciones 4.1 y 4.2 se pudo concluir que los valores obtenidos cumplen con los configurados y que tanto la placa adquisidora, como la transmisión al broker MQTT y el sitio WEB funcionan según lo esperado.

4.3. Medición de señales ECG

La siguiente medición fue realizada para demostrar el funcionamiento del proyecto (la adquisición de señales ECG con su transmisión via WEB). A continuación, se explicará la disposición de los electrodos acorde a la teoría explicada en la sección 2.2.3 y la configuración del convertor A/D y *jumpers* de la placa. Se mostrarán las señales adquiridas y analizarán en detalle para verificar la correcta morfología de la señal ECG.

4.3.1. Disposición de los electrodos

Se optó por la variante de *derivación por extremidades*. Donde se agregó un electrodo para polarizar al paciente y generar un *CM Voltage*, mejorando así el rechazo de modo común. En la Figura 4.4 se muestra la disposición de los electrodos en el cuerpo para esta medición.

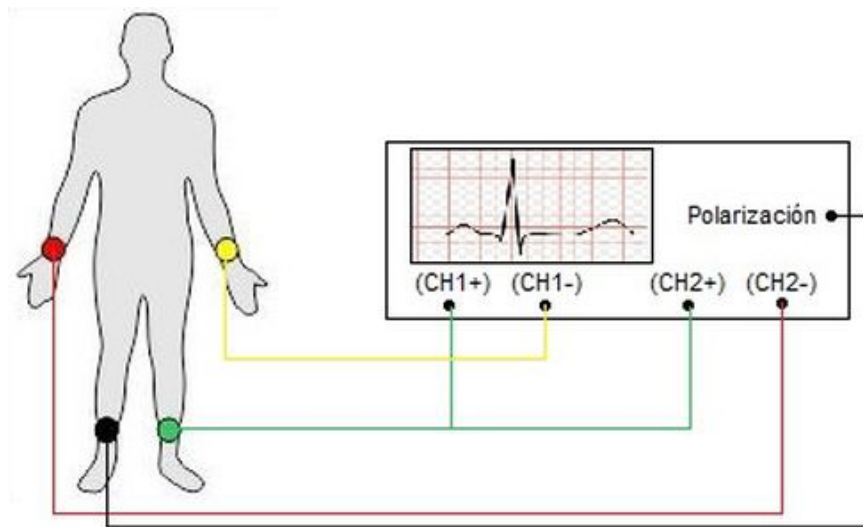


Figura 4.4: Posición de los electrodos para la medición con el ECG

Como el electrodo de la pierna izquierda está en un campo eléctrico positivo todas las entradas positivas de los canales usados para medir se conectan a éste. El electrodo de la pierna derecha es la polarización, por lo que se conecta a la señal BIAS_ELEC de la placa y, al BIAS_DRV si se quiere mejorar el rechazo de modo común. El resto de los electrodos (Brazo derecho e izquierdo), al estar en un campo eléctrico negativo se conectan a las entrada negativas de los canales usados.

4.3.2. Configuración de jumpers en la placa y conversor A/D

La configuración del Conversor A/D se realizó en función de la cantidad de electrodos usados para la medición, por lo que se prendieron los canales 1 y 2 con sus AGP en ganancia 24, debido a la baja amplitud de las señales a adquirir. El resto de los canales se apagaron y colocaron en corto por recomendación del fabricante.

El conversor se configuró para generar la polarización a mitad de fuente ($\frac{(AVDD+AVSS)}{2}$), junto a un CM Voltage generado por la suma de las salidas de los AGP de los canales 1 y 2. El CM Voltage se generó con el amplificador de polarización interno del ADS1299 que cuenta con una realimentación negativa externa, mejorando el rechazo de modo común.

La frecuencia de muestreo se configuró a 250SPS porque, las frecuencias de interés no superan los 40Hz y con ésta se cumple el teorema de Nyquist y que al seleccionar la frecuencia de muestreo más baja posible el conversor realiza una mayor promediación entre muestras consecutivas, mejorando la resolución del equipo.

Con todas las configuraciones realizadas, internamente el ADS1299 se vería como se muestra en la Figura 4.5.

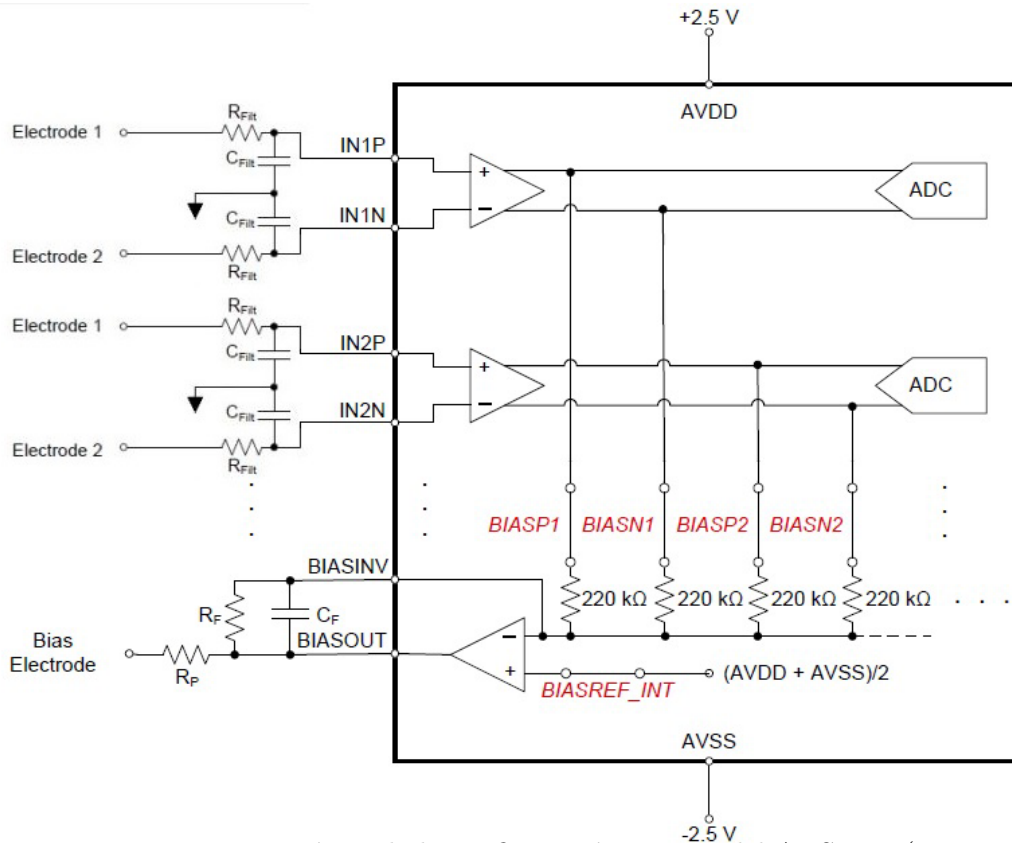


Figura 4.5: Esquemático de la configuración interna del ADS1299 (www.ti.com)

Los *jumpers* de la placa de adquisición se conectaron como se indica:

- En el *jumper* J3 se conectaron los pines (7-8), (11-12), (15-16), (19-20), (23-24), (27-28), (31-32) y (35-36);
- En el *jumper* J6 se conectó el pin (2-3);
- En el *jumper* J7 se conectó el pin (1-2);
- En el *jumper* J8 se conectó el pin (1-2).

Al terminar de configurar los *jumpers* y el conversor, se prosiguió con la conexión de los electrodos en los lugares correspondientes. La pierna izquierda en el pin 3 del jumper J9, el brazo derecho en el pin 22 y el izquierdo en el pin 26 del jumper J3 y la pierna derecha en el pin 4 del jumper J9.

En la Figura 4.6 se muestra la placa construida con las configuraciones de los *jumpers*.

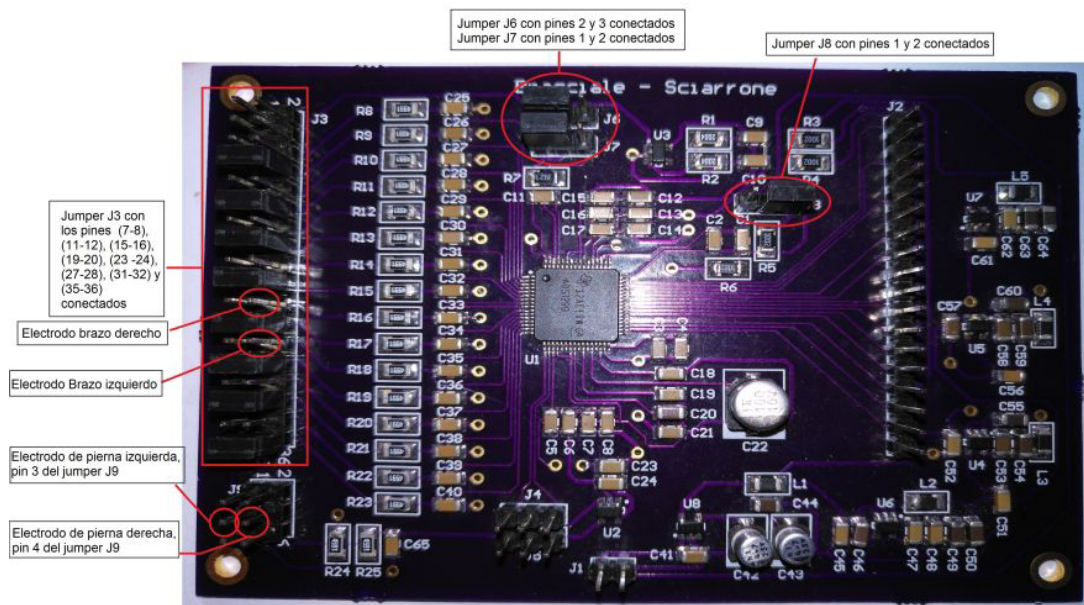


Figura 4.6: Placa de adquisición configurada para adquirir señales ECG

4.3.3. Análisis de la medición

La onda, que se obtuvo al medir con los electrodos se muestra en la Figura 4.7. Esta es del brazo derecho con respecto a la pierna izquierda, seguido de aplicarle un filtrado digital con un filtro pasa-banda de frecuencias de corte 0,5Hz y 40Hz.

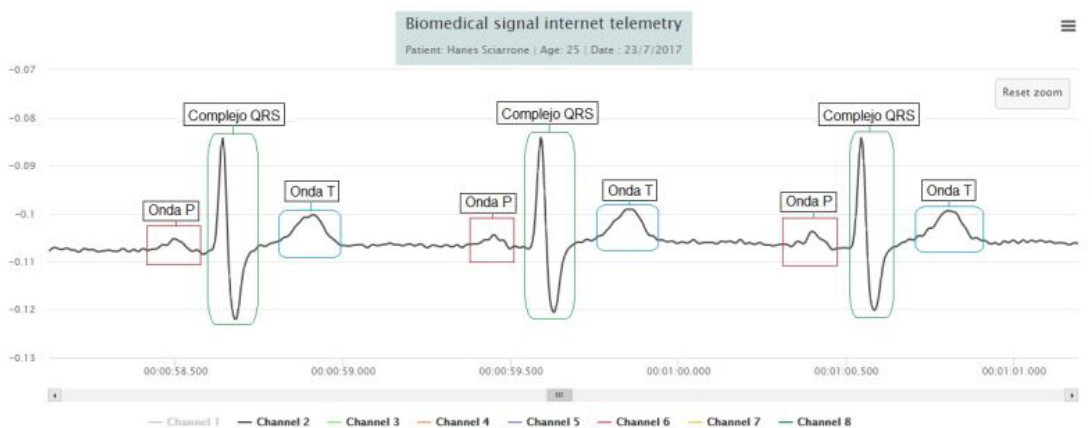


Figura 4.7: Medición de la señal ECG del brazo derecho con respecto a la pierna izquierda

A partir de la señal mostrada anteriormente, se realizó un análisis de tiempos y amplitudes teniendo en cuenta el factor de ganancia 24 para verificar si cumple con lo explicado en la Sección 2.2.2.

En la Figura 4.8 se muestra el pulso cardíaco de la señal ECG y en la Ecuación 4.3 se calculó el valor.

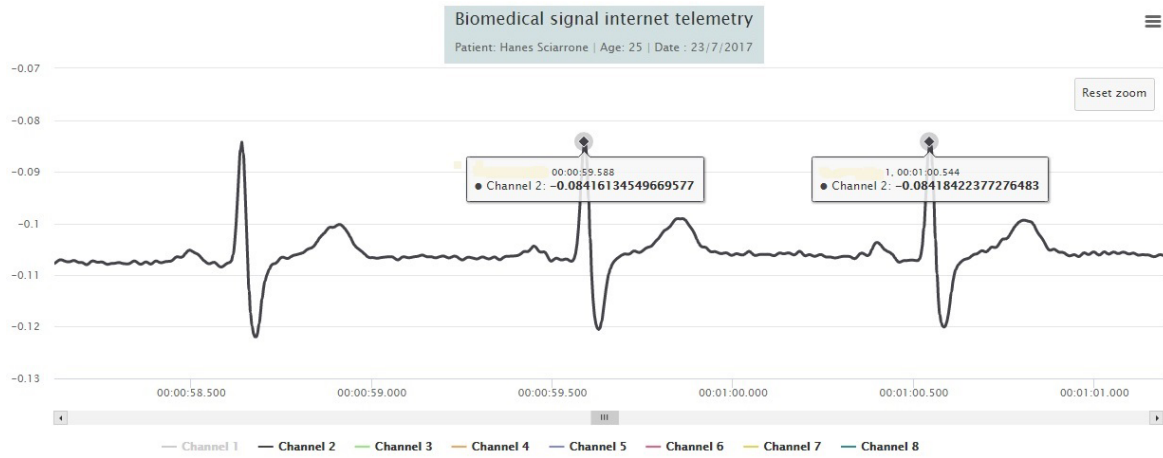


Figura 4.8: Análisis de tiempo para el pulso cardíaco

$$FC = (60,544 - 59,588) \frac{\text{Latido}}{\text{Segundo}} \times 60 \frac{\text{Segundos}}{\text{Minuto}} \Rightarrow FC \approx 57 \frac{\text{Latidos}}{\text{Minuto}} \quad (4.3)$$

FC = Frecuencia cardíaca (Se mide en latidos por minuto)

En reposo, la frecuencia cardíaca oscila entre 50 y 100 latidos por minuto, por lo que es correcto el valor que se obtuvo en la medición.

Luego, se analizó los tiempos de la Onda P, Complejo QRS y Onda T para verificar si son valores normales según lo explicado en la Sección 2.2.2.

En la Figura 4.9 se muestran los tiempos para la Onda P y en la Ecuación 4.4 se calculó la duración de ésta.

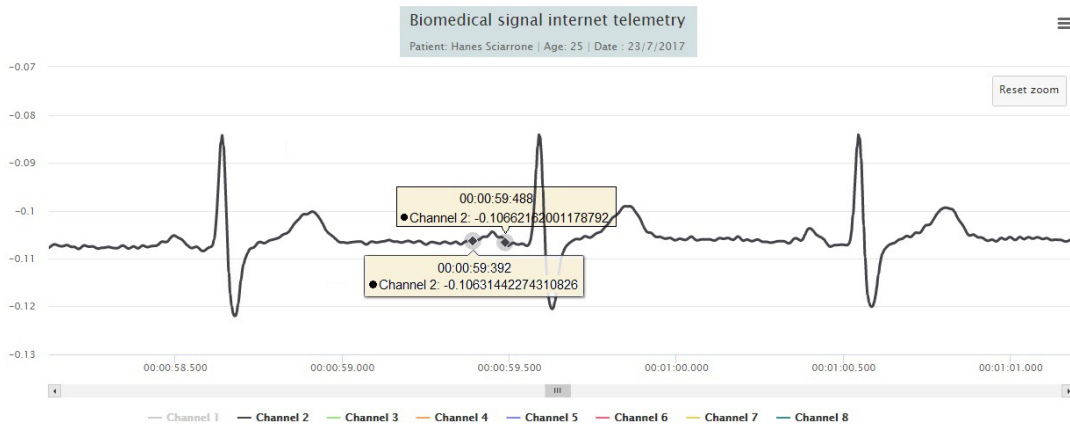


Figura 4.9: Análisis de tiempo para la Onda P

$$Tiempo_{OndaP} = (59,488s - 59,392s) \Rightarrow Tiempo_{OndaP} = 96ms \quad (4.4)$$

En la Figura 4.10 se muestran los tiempos para el Complejo QRS y en la Ecuación 4.5 se calculó la duración de ésta.

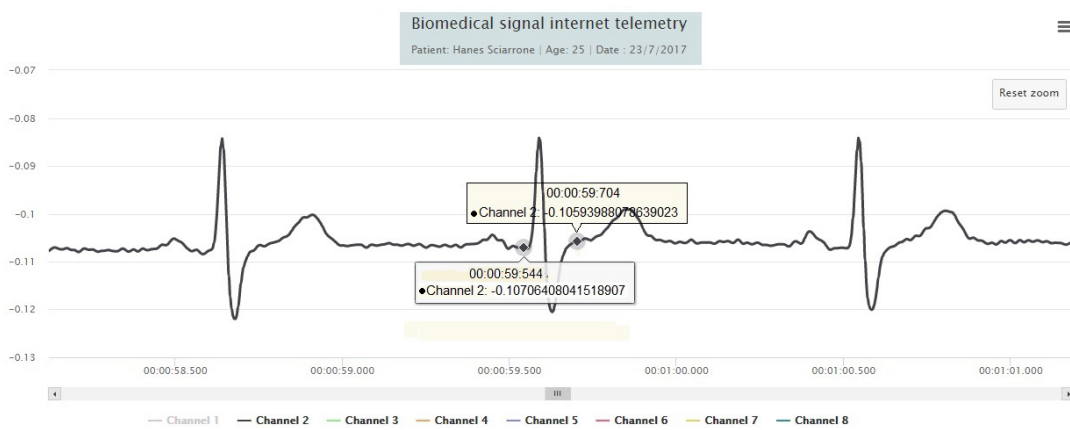


Figura 4.10: Análisis de tiempo para el Complejo QRS

$$Tiempo_{ComplejoQRS} = (59,704s - 59,544s) \Rightarrow Tiempo_{ComplejoQRS} = 160ms \quad (4.5)$$

En la Figura 4.11 se muestran los tiempos para la Onda T y en la Ecuación 4.6 se calculó la duración de ésta.

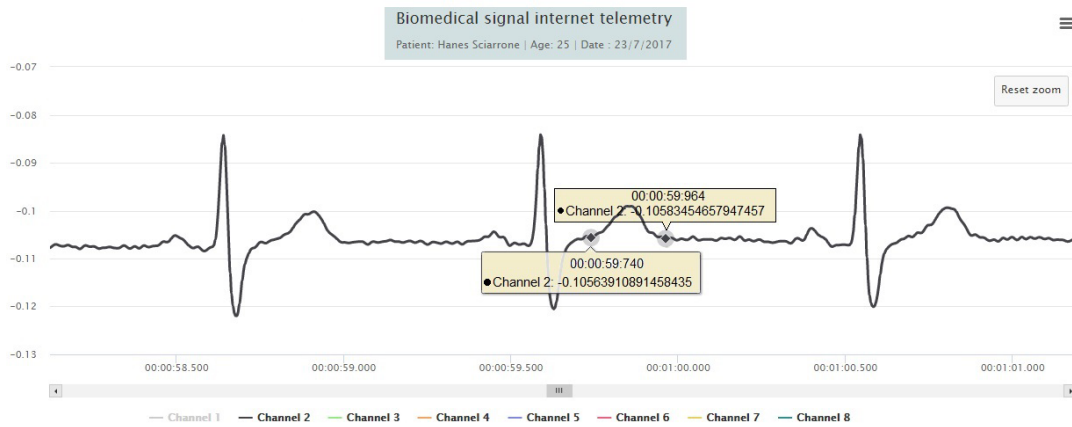


Figura 4.11: Análisis de tiempo para la Onda T

$$Tiempo_{OndaT} = (59,964s - 59,740s) \Rightarrow Tiempo_{OndaT} = 224ms \quad (4.6)$$

De los cálculos que se efectuaron y los valores estándar que se explicaron en la Sección 2.2.2, se construyó la siguiente Tabla:

Tipo	Valor medido	Valor estándar
Pulso cardíaco	57,36 $\frac{Latidos}{Minuto}$	Entre 50 y 100 $\frac{Latidos}{Minuto}$
Onda P	0,096s	< 0,1s
Complejo QRS	0,16s	Entre 0,06 y 0,1s
Onda T	0,224s	\leq 0,2s

Tabla 4.8: Tabla comparativa de tiempos para la señal ECG

Para finalizar, se analizaron las amplitudes de las Ondas P y T. En la Figura 4.12 se muestran los valores y en las Ecuaciones 4.7 y 4.8 se calcularon las amplitudes de las Ondas P y T.

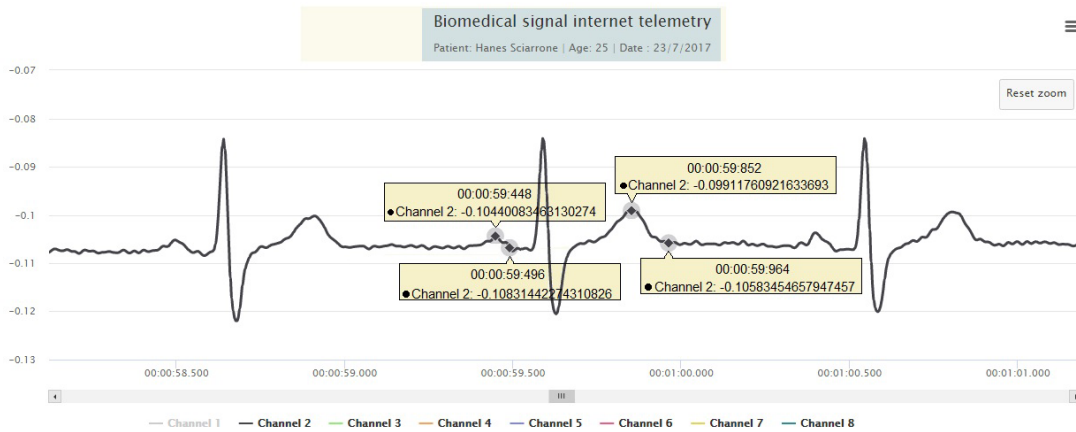


Figura 4.12: Amplitudes de la Onda P y Onda T

$$Amplitud_{OndaP} = \frac{-0,10440083463130274 + 0,10831442274310826}{24} \Rightarrow Amplitud_{OndaP} = 163,0661713\mu V \quad (4.7)$$

$$Amplitud_{OndaT} = \frac{-0,09911760921633693 + 0,10583454657947457}{24} \Rightarrow Amplitud_{OndaT} = 279,8723901\mu V \quad (4.8)$$

De los cálculos que se efectuaron y los valores estándar que se explicaron en la Sección 2.2.2, se construyó la siguiente Tabla:

Tipo	Valor medido	Valor estándar
Onda P	163,0661713 μ V	$\leq 250 \mu$ V
Onda T	279,8723901 μ V	Entre 200 μ V y 300 μ V

Tabla 4.9: Tabla comparativa de amplitudes para la señal ECG

A partir del análisis comparativo de las Tablas 4.8 y 4.9 y la forma de onda cardíaca de la Figura 4.7 y la mostrada en la Sección 2.2.2, se determinó que la señal adquirida cumple con la forma y valores estándar establecidos para las señales ECG.

Capítulo 5

Conclusión

Desde hace ya varias décadas, los equipos de adquisición de señales biomédicas han demostrado ser de gran utilidad para el monitoreo, diagnóstico y prevención de patologías. Con el paso del tiempo se fueron implementando mejoras para obtener resultados más eficientes y claros, pero no todas las veces se pensó en el esfuerzo, la disponibilidad y la incomodidad que puede requerir del paciente el hecho de desplazarse al lugar de diagnóstico.

En este proyecto se planteó la construcción de un equipo de adquisición de señales biomédicas que ayudara a mejorar las características mencionadas anteriormente. En particular, se diseñó un prototipo de equipo para adquirir una señal de electrocardiograma (ECG) y transmitirlo en tiempo real a un sitio WEB. Esto colabora a evitar en determinados casos el desplazamiento del paciente, pudiendo el profesional médico estar en un lugar físicamente diferente, y dándole la posibilidad de brindar un resultado inmediato.

En cuanto a la primera etapa, el adquisidor, se realizaron mediciones de señales cardíacas para corroborar el correcto funcionamiento del equipo, comparándose a éstas con las señales esperadas, estudiadas en bibliografía especializada. Se obtuvieron resultados exitosos en cuanto la forma y valores de las señales adquiridas,

con excelente sensibilidad en amplitud y una adecuada frecuencia de muestreo.

Referido a la segunda etapa, el sistema de transmisión a un sitio WEB, por medio del concepto de “internet de las cosas” (IoT), constituyó una interesante innovación del proyecto. Se probó su funcionamiento a través de la representación gráfica de las señales adquiridas, recibéndolas en diferentes equipos físicamente distantes. El entorno gráfico aplicado al sitio WEB permite funcionalidades (como zoom y detección de eventos) muy útiles y a veces no disponibles en equipos de electrocardiograma convencional.

Gracias a la gran sensibilidad en amplitud y el bajo nivel de ruido, el equipo de adquisición desarrollado podría tener otras aplicaciones para transmitir otras señales biomédicas, cambiando los electrodos por otros adecuados, por ejemplo, electroencefalograma (EEG) o electromiograma (EMG). Por otro lado, cambiando el equipo de adquisición por otro, se puede utilizar la etapa siguiente para transmitir otros tipos de señales como variación de diámetro arterial, pletismografía, capnografía, entre otras.

En esta etapa, se desarrolló un entorno gráfico WEB funcional básico, que presenta una gran potencialidad, como la posibilidad de agregar nuevos procesamientos a la señal a medida que se recibe, incluyendo detectores de patrones, para asistir la toma de decisiones médicas o generar alarmas. Estos se dejan planteados como mejoras para posteriores ampliaciones de las prestaciones de este Proyecto.

El prototipo desarrollado constituye un paso inicial para la aplicación de conceptos actuales en cuanto a la adquisición y transmisión de señales biomédicas y abre las puertas a innovadoras aplicaciones que van desde el diagnóstico asistido y a distancia hasta equipos de telemetría. Queda así constituido un interesante aporte al desarrollo local, que constituye un paso al futuro en la mejora de la calidad de vida que todo ser humano requiere y merece.

Bibliografía

- [1] <http://www.electrocardiografia.es/derivaciones.html>, accedido el **19 de junio del 2017**.
- [2] <http://www.profesorenlinea.cl/Ciencias/Electrocardiograma.html>, accedido el **20 de junio del 2017**
- [3] <http://pirational.260mb.net/es/tutoriales/00amqp.html?i=1>, accedido el **1 de julio del 2017**
- [4] <http://www.ermesh.com/aprender-protocolo-mqtt-parte-1/>, accedido el **3 de julio del 2017**
- [5] <http://www.i-micro.com/pdf/articulos/spi.pdf>, accedido el **26 de mayo del 2017**
- [6] http://www2.imse-cnm.csic.es/elec_esi/asignat/LME/pdf/temas/chapter1.pdf, accedido el **10 de julio del 2017**
- [7] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1299.pdf>, accedido el **10 de abril del 2017**
- [8] <http://www.ti.com/lit/ug/slau443b/slau443b.pdf>, accedido el **20 de abril del 2017**