



# Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata

DEPARTAMENTO DE ELECTROTECNIA  
CÁTEDRA DE TRABAJO FINAL

---

## CARACTERIZACIÓN DE MÓDULOS COMERCIALES CON TRANSMISIÓN WI-FI PARA SU USO EN DISPOSITIVOS VESTIBLES

---

*Kevin E. Giribuela N°69829/2*

*Director: Dr. Ing. Ezequiel A. Marranghelli*

*Co-director: Ing. Francisco A. Nuñez*

La Plata, Diciembre 2022



# *Agradecimientos*

*En el final de esta etapa, muchos momentos y personas se me vienen a la cabeza. Todos ellos aportando de manera positiva en el transcurso de estos años, a continuación pretendo con estas simples palabras agradecerles de alguna forma el apoyo que me han brindado desde entonces.*

*A mis amigos, que han escuchado mis largas charlas en momentos duros y me han hecho muy feliz en otros. Gracias por haber compartido innumerables termos de mates en tardes de estudio y recibiéndome con todo el afecto cada vez que regresaba a mi ciudad natal, son momentos que atesoro muy dentro de mí.*

*A mis directores, Ezequiel, Francisco, y por supuesto a mi director postizo Federico, que sin el trabajo incesante y la confianza plena de ellos tres nada de lo que hoy está escrito hubiera sido posible. Gracias por saber explicarme, por haberme dedicado de su tiempo y paciencia. Han sido grandes guías en este camino.*

*Por último, a mi familia. Esa parte fundamental que me representa y caracteriza, gracias por darme los valores, el soporte y la confianza que necesité todo este tiempo. A mis abuelos, esas personas que con sus tardes de mate y charla te bajan a tierra por un momento, son recuerdos y momentos únicos en mi vida. Hoy una estrella me saluda desde el cielo.*

*Papá, mamá... lo logramos, esto es gracias a ustedes, mis eternos héroes.*



# Resumen

El presente trabajo se enmarca dentro de un proyecto cuyo objetivo es el desarrollo de dispositivos portátiles para la adquisición de señales fisiológicas y su transmisión vía WiFi. El uso de la información obtenible es con fines artísticos para la producción de imágenes, sonidos o interacción en juegos. Por lo tanto, se espera desarrollar un dispositivo de hardware abierto y fácilmente replicable con recursos limitados.

La implementación de los primeros prototipos se basaron en la computadora de placa reducida Raspberry Pi Zero W, que incorpora un periférico WiFi en combinación con un convertidor analógico-digital ADS1299. El mismo ha brindado resultados satisfactorios. Actualmente se encuentra en desarrollo una alternativa de bajo costo basada en el módulo ESP32 que también dispone de un periférico WiFi y de una etapa de conversión analógica-digital, pero de menores prestaciones.

Uno de los objetivos principales del presente trabajo es la integración del circuito de alimentación y adquisición de señales con el microcontrolador ESP32. Para ello debe tenerse en cuenta que, para que en una misma placa coexistan señales de naturaleza analógica y digital se deban tomar ciertos recaudos por diseño para prevenir problemas de compatibilidad electromagnética. Es decir, se busca realizar un diseño que evite los problemas de compatibilidad electromagnética con el fin de conservar la integridad de las mediciones de biopotenciales y de la etapa de RF para la comunicación vía Wi-Fi, entre otras funcionalidades. Las características de los planos de tierra, el ruteado de las vías y la posición de la antena son algunas de las cuestiones importantes a considerar.

Una vez implementado el prototipo con el ESP32, se procede a caracterizar el desempeño del mismo en cuanto al enlace de comunicaciones Wi-Fi de manera de conocer sus prestaciones en comparación al dispositivo basado en el Raspberry Pi Zero W. En otras palabras, se realizan pruebas de conectividad y transmisión en diferentes escenarios controlados.

## Summary

The actual work is part of a project whose objective is the development of wearable devices for physiological signals acquisition and their transmission via Wi-Fi. This information is used for artistic purposes in order to create images, sounds and to play games. Therefore, the objective of the project is to develop an open hardware device that can be easily replicable with limited resources.

The first developed prototypes were based on the reduced board size computer Raspberry Pi Zero W, which includes a Wi-Fi peripheral besides the analog-to-digital converter ADS1299. These devices have provided satisfactory results. Currently, a low-cost alternative based on the ESP32 module is under development, which also has a Wi-Fi peripheral and an analog-digital conversion stage, but with worse performance.

One of the main objectives of this work is the adequate integration of the power supply, and signal acquisition circuit with the ESP32 microcontroller. In order to allow that susceptible analog and/or digital signals coexist in the same circuit, some considerations must be taken into account by design to prevent electromagnetic compatibility problems. That is, to preserve the biological measurements integrity, the Wi-Fi communication stage and other functionalities. The ground plane, the traces or the antenna position are some of the relevant characteristics to consider. With the already developed prototype, it follows the performance characterization of the Wi-Fi communication module in comparison with the prototype based on the Raspberry Pi Zero W. Hence, several connectivity and transmission tests are performed through different controlled scenarios.



# Índice general

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. Introducción</b>   | <b>5</b>  |
| 1.1. Señales biológicas . . . . .  | 6         |
| 1.2. ESP32 . . . . .   | 7         |
| 1.2.1. Otras soluciones integradas . . . . .                                   | 7         |
| 1.3. WiFi . . . . .  | 8         |
| <b>2. Compatibilidad electromagnética (EMC)</b>                                | <b>13</b> |
| 2.1. Ruido e interferencia . . . . .   | 13        |
| 2.2. La importancia de la EMC. . . . .   | 14        |
| 2.3. Técnicas de diseño en altas frecuencias . . . . .                         | 15        |
| 2.3.1. Camino de retorno de la corriente . . . . .                             | 15        |
| 2.3.2. Señales mixtas en un circuito impreso . . . . .                         | 16        |
| 2.3.3. Capacitores de desacople. . . . .                                       | 19        |
| <b>3. Diseño del prototipo WIMUMO</b>  | <b>27</b> |
| 3.1. Diseño de esquemático . . . . .   | 27        |
| 3.1.1. Adquisición de señales de biopotenciales . . . . .                      | 27        |
| 3.1.2. Preacondicionamiento de señal . . . . .                                 | 28        |
| 3.1.3. Acondicionamiento de señal . . . . .                                    | 29        |
| 3.1.4. ESP32 y circuitos asociados . . . . .                                   | 32        |
| 3.2. Diseño de PCB . . . . .   | 35        |
| 3.2.1. Ruteo de pistas y planos de tierra para el circuito con ESP32 . . . . . | 36        |
| 3.2.2. Posicionamiento de módulo en placa . . . . .                            | 39        |
| 3.2.3. Alimentación, ADC y otros periféricos del ESP . . . . .                 | 41        |
| 3.3. Implementación . . . . .  | 42        |
| <b>4. Transceptores y antenas para WiFi</b>                                    | <b>49</b> |
| 4.1. Circuito transceptor . . . . .  | 49        |
| 4.2. Antenas . . . . .   | 50        |
| 4.2.1. Tipos de antenas . . . . .  | 51        |
| 4.3. Parámetros fundamentales de las antenas . . . . .                         | 58        |
| 4.3.1. Patrón de radiación . . . . .   | 58        |
| 4.3.2. Polarización . . . . .  | 59        |
| 4.3.3. Directividad y ganancia . . . . .                                       | 61        |
| 4.3.4. Matriz de parámetros de dispersión . . . . .                            | 61        |
| <b>5. Conceptos sobre redes inalámbricas</b>                                   | <b>65</b> |
| 5.1. Subcapa de control de acceso al medio (MAC) . . . . .                     | 65        |
| 5.1.1. LANs inalámbricas . . . . .   | 65        |

|  |           |
|--|-----------|
| 5.2. Índice de esquema de codificación de modulación . . . . . | 68        |
| <b>6. Caracterización del prototipo WIMUMO</b>                 | <b>71</b> |
| 6.1. Antena de ESP32 . . . . .                                 | 71        |
| 6.1.1. Parámetros principales de la antena . . . . .           | 71        |
| 6.1.2. Interacción entre humano-antena . . . . .               | 73        |
| 6.2. Antena de Raspberry PI . . . . .                          | 77        |
| 6.3. Análisis de intensidad de señal recibida . . . . .        | 77        |
| 6.3.1. Relevamiento del patrón de radiación . . . . .          | 78        |
| 6.3.2. Análisis de RSSI vs Tensión . . . . .                   | 82        |
| 6.3.3. Relación señal a ruido . . . . .                        | 83        |
| 6.4. Competencia de acceso al medio . . . . .                  | 84        |
| 6.4.1. ESP32 vs AP . . . . .                                   | 84        |
| 6.4.2. Tres ESP32 vs AP . . . . .                              | 85        |
| 6.5. Validación de funcionamiento . . . . .                    | 89        |
| 6.5.1. Estabilidad de tensión en placa . . . . .               | 91        |

# Capítulo 1

## Introducción

El trabajo se encuentra en el marco de un proyecto en curso llamado WIMUMO. En dicho proyecto se busca desarrollar dispositivos portátiles capaces de obtener señales biológicas mediante electrodos estratégicamente posicionados en el cuerpo [1]. Dicho dispositivo transmite señales biológicas de un individuo vía Wi-Fi en tiempo real con el fin de reproducir música, imágenes, y hasta controlar juegos. El hecho de que se utilice Wi-Fi y no Bluetooth para la comunicación se debe a que éste último protocolo no presenta un buen desempeño cuando se lo somete a transmisión de datos en largas distancias, mientras que el Wi-Fi sí. Esto provoca que la persona que utilice WIMUMO se pueda desplazar dentro de un aula o escenario de manera de tener una conexión con mayor fiabilidad.

Los primeros prototipos de este dispositivo han sido diseñados en la computadora reducida Raspberry Pi Zero W, la cual incorpora un periférico Wi-Fi en combinación con un conversor analógico-digital ADS1299 [1]. Si bien los objetivos se lograron para los prototipos, el costo de producción de estos resulta elevado. La poca disponibilidad en el mercado local de dichos dispositivos y los altos costos son los principales motivos por los cuales se decide abordar un diseño de bajo costo utilizando la placa de desarrollo DevKit ESP32 (ESP en adelante), de esta forma, se optó por rediseñar el dispositivo utilizando dicho microcontrolador.

El ESP cuenta con un módulo Wi-Fi integrado, siendo el único módulo de bajo costo actualmente disponible en el mercado local con estas características. Estudios realizados en un trabajo final [2], han demostrado la efectividad del uso del ADC que se encuentra en el hardware del ESP.

El objetivo prioritario es la integración del circuito con el ESP, para lo cual se requiere disponer de un circuito compuesto por los módulos funcionales que ya han sido desarrollados y validados previamente (tales como el estudio realizado acerca de la viabilidad del LM324 como amplificador de señales y su uso en este tipo de actividades [2]). Debido a la presencia de señales de diferente naturaleza (analógicas y digitales) el diseño del circuito impreso debe ser considerado de vital importancia para un correcto desempeño con el fin de mitigar, en la medida de lo posible, interferencias de tipo electromagnéticas que puedan ocurrir en el propio circuito. Por ejemplo, que la etapa de alimentación o de comunicaciones distorsione las señales de biopotenciales medidas, o que la etapa de alimentación interfiera al módulo de comunicaciones son algunas de las posibles interferencias a mitigar.

Otro objetivo de interés, es la caracterización del ESP para la comunicación a través de un enlace Wi-Fi para la transmisión de datos. Esto permitiría poder hacer una comparación entre ambas plataformas utilizadas. Dado que se trata de sistemas embebidos, el análisis se podrá realizar sólo a nivel sistema por medio de ensayos que permitan conocer el desempeño del hardware y software del dispositivo. Para ello, es necesario realizar pruebas

de conectividad y transmisión de datos por Wi-Fi que permitan conocer la efectividad de la comunicación en escenarios controlados. Aquella información relevante obtenida será de utilidad para extraer conclusiones acerca de cualquier limitación que el ESP pueda presentar frente al Raspberry Pi, permitiendo así saber bajo qué condiciones es factible la utilización del mismo como alternativa.

En la Fig. 1.1 se presenta un diagrama en bloques descriptivo de las distintas etapas que comprenden al WIMUMO.

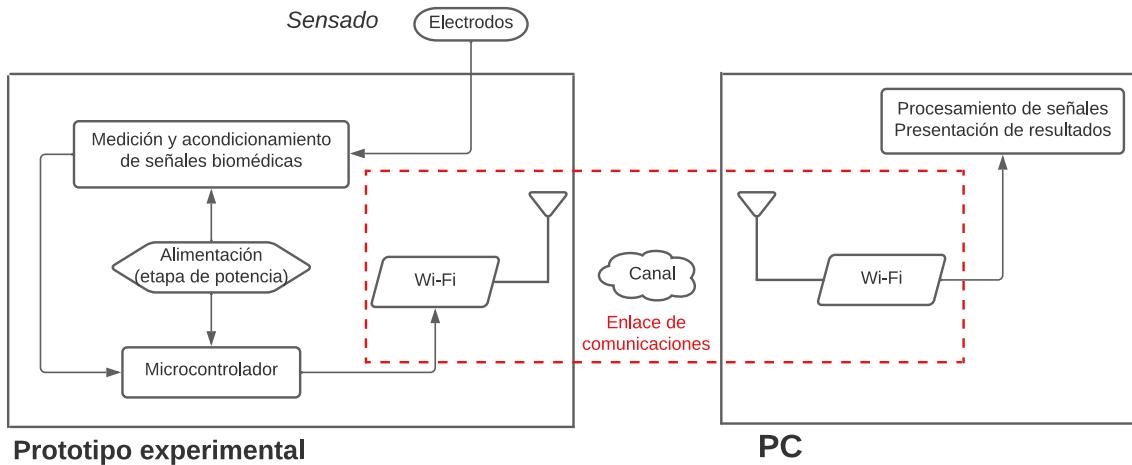


Figura 1.1: Diagrama en bloques

## 1.1. Señales biológicas

Como se ha mencionado antes, WIMUMO es un dispositivo capaz de adquirir y procesar señales biológicas, enviándolas a través de un enlace WiFi a otros dispositivos con el fin de utilizarlas como actuadores.

Las señales biológicas o bioseñales, son señales espacio-temporales de eventos tales como el latido del corazón o la contracción de un músculo. La actividad eléctrica, química, o mecánica que ocurre durante un evento biológico a menudo produce señales que pueden ser medidas y analizadas. En otras palabras, una bioseñal es cualquier señal en seres biológicos que pueda ser medida y monitoreada.

Si bien el término bioseñal es usado a menudo para referirse a señales bioeléctricas, también puede hacer referencia a señales no eléctricas. Las señales bioeléctricas usualmente se refieren al cambio en la corriente eléctrica producida por la suma de una diferencia de potencial eléctrica a través de un órgano, sistema celular, etc. Las señales bioeléctricas más conocidas son

- Electroencefalograma (EEG).
- Electrocardiograma (ECG).
- Electromiograma (EMG).

En WIMUMO particularmente se trabaja con las dos últimas, ECG y EMG. Este tipo de señales cuentan con pequeñas amplitudes de tensión en un ancho de banda reducido, por lo que es de gran importancia el uso de electrodos que realicen un preacondicionamiento de señal antes de ingresar a la etapa de acondicionamiento (ver Cuadro 1.1).

|                | EEG                               | EMG                           |
|----------------|-----------------------------------|-------------------------------|
| Amplitud       | $1\mu\text{V}$ a $500\mu\text{V}$ | $1\mu\text{V}$ a $3\text{mV}$ |
| Ancho de banda | 0.1Hz a 100Hz                     | 10Hz a 500Hz                  |

Cuadro 1.1: Valores típicos de biopotenciales.

El acondicionamiento de este tipos de señales es llevado a cabo por un circuito comercial ampliamente difundido como lo es el LM324. Este, es un circuito integrado que cuenta con cuatro amplificadores operacionales dentro el mismo encapsulado [2].

## 1.2. ESP32

El microcontrolador ESP32 es un dispositivo fabricado por la empresa china Espressif [3]. La característica que lo distingue del resto de los microcontroladores disponibles en el mercado es la capacidad de conectarse a WiFi sin necesidad de módulos extras. Se trata de un microcontrolador de 32bits con una cantidad de periféricos muy amplia, cuenta con dos conversores analógico/digital, tres puertos serie, un puerto SPI, dos puertos I2C y un módulo Bluetooth, entre otro. Como se ve, el microcontrolador se encuentra totalmente sobredimensionado para la aplicación que se le desea dar. Sin embargo, su costo reducido y alta disponibilidad en el mercado genera que sea una opción conveniente para esta aplicación.

Si bien la popularidad de este microcontrolador ha aumentado con el paso del tiempo, la documentación que se halla es aún escasa. Si uno desea introducirse a nivel registro en la programación del microcontrolador, la documentación presente resulta muy difícil de leer y hasta a veces se encuentra incompleta. Esto se debe a que se trata de una tecnología que aún se encuentra en desarrollo y cuya documentación está continuamente corrigiéndose.

La compañía provee diferentes opciones para sus soluciones integradas. En la Fig. 1.2 se muestra una imagen del microcontrolador ESP32, y también de una de las versiones de tipo módulo integrado.

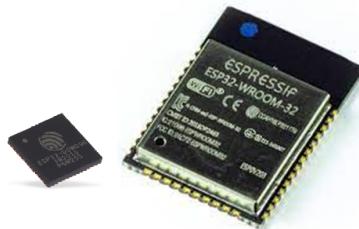


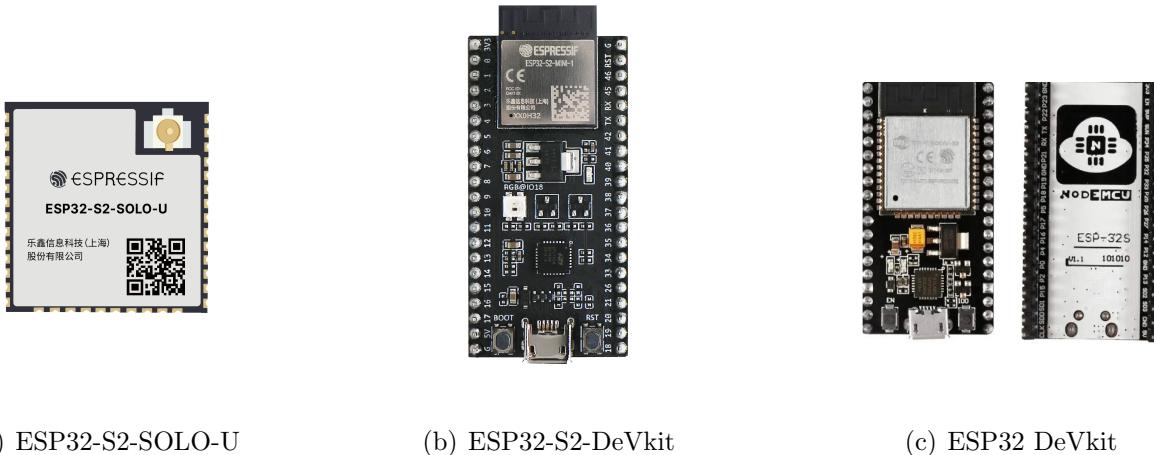
Figura 1.2: A la izquierda el microcontrolador ESP32, y a la derecha el módulo integrado ESP32-WROOM32.

En el presente trabajo se utiliza el módulo ESP32-WROOM 32 dado que ya cuenta con el circuito de adaptación de impedancia para la antena, la antena, parte de los capacitores de desacoplos requeridos para la alimentación y también los capacitores a la entrada del conversor analógico digital, oscilador a cristal, memoria flash, etc.

### 1.2.1. Otras soluciones integradas

Además de las opciones mencionadas previamente, en el mercado se encuentran otros tipos de soluciones integradas, como por ejemplo el ESP32-S2-SOLO-U, ESP32-S2-DeVkit,

y el ESP32-DeVkit.



(a) ESP32-S2-SOLO-U

(b) ESP32-S2-DeVkit

(c) ESP32 DeVkit

Figura 1.3: Algunos módulos integrados y placas de desarrollo basados en ESP32 existentes en el mercado

ESP32-S2-SOLO-U consiste en una actualización del módulo ESP32-WROOM-32 en la cual se le ha agregado la opción de conectar un cable coaxial que permite conectar una antena externa, lo que brinda la posibilidad de seleccionar el tipo de antena que se desea utilizar y su ubicación. ESP32-S2-DeVkit ya integra el módulo ESP32-WROOM-32 en una placa de desarrollo que permite grabar al microcontrolador a través del puerto USB sin necesidad de un grabador externo. Por otro lado, el ESP32-DeVkit es una versión similar a la anterior con la principal diferencia de que Espressif no es el fabricante. Es una solución no oficial propuesta por otras compañías que la ofrecen a un precio más accesible. Además, es una de las pocas opciones actualmente disponibles en el mercado local. Si bien es de utilidad en muchas aplicaciones, su principal desventaja es que no necesariamente se aseguran los criterios de diseño sugeridos por Espressif, lo que podría provocar algunos inconvenientes al momento de utilizar el kit.

### 1.3. WiFi

Dada la necesidad de realizar una comunicación inalámbrica en tiempo real, se hace uso del protocolo de comunicaciones 802.11, popularmente conocida como WiFi. El ESP32 cuenta con los periféricos necesarios para la implementación de este tipo de comunicaciones. Dicho microcontrolador tiene tres modos de funcionamiento bien distinguidos

- AP (Acces Point)
- STA (Station)
- STA+AP (Station + Acces Point)

En el primero de ellos, el ESP hace las veces de punto de acceso (AP) para los demás dispositivos que quieran conectarse a la red. En este modo, se genera una red de área local inalámbrica (WLAN) a la cual puede definirse mediante programación la contraseña y nombre de la red para que sólo usuarios con acceso conocido puedan conectarse.

El segundo modo, es el más común y el utilizado para la mayoría de las aplicaciones. En el modo estación (STA) el dispositivo tratará de conectarse a una red precargada por software. De esta forma, la transmisión de datos puede efectuarse a través de WiFi hacia otro dispositivo o directamente a la internet.

El último de los tres modos de funcionamiento es el menos usual, se trata de una configuración donde el ESP32 se coloca en modo AP y STA al mismo tiempo. En la Fig. 1.4 se ilustran los modos de funcionamiento AP y STA.

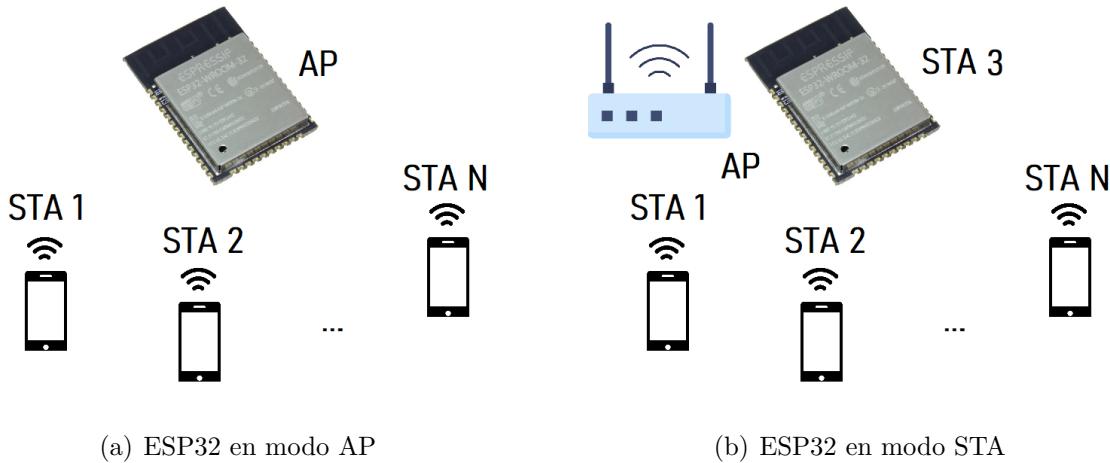


Figura 1.4: Esquema de los dos modos de funcionamiento comunes el ESP32

Un sistema simplificado consta de múltiples dispositivos utilizando el mismo canal, donde cada uno de ellos lo utiliza a distintos instantes de tiempo (diversidad temporal) y alternan permanentemente entre transmisión y recepción. El AP es quien se encarga de coordinar la comunicación entre todos los dispositivos, es decir el acceso al medio o al uso del canal de cada dispositivo en cada instante de tiempo. Dado que se trata de un enlace inalámbrico, existen múltiples factores que pueden afectar a la comunicación. Existen fuentes de ruido (como el ruido térmico), interferencias causadas por dispositivos que operan a la misma frecuencia (los microondas, por ejemplo), apantallamientos u obstrucciones debidas a obstáculos, multicamino, entre otros. Aún así, bajo ciertas condiciones se puede establecer un enlace adecuado.

El protocolo 802.11 prevé el hecho de que las condiciones del canal inalámbrico varían considerablemente según múltiples factores que influyen en el entorno. Además, el canal inalámbrico es dinámico ya que su estado varía con el tiempo. La posición/orientación de los dispositivos o la influencia de los objetos y el ambiente alrededor pueden cambiar permanentemente ocasionando cambios de estado. Esto también incluye fuentes de interferencia, como lo son los rebotes de señal o múltiples caminos por los cuales la señal transmitida llega y se combina en el receptor. Los ecos o rebotes pueden o cancelarse mutuamente o reforzarse causando que la señal recibida fluctúe fuertemente. Este fenómeno es llamado interferencia por multicamino (o multipath fading), en la Fig. 1.5 se observa dicho fenómeno.

Para comprender la división de tareas para la transmisión de datos en un enlace de comunicaciones se hace uso de una representación por modelo de capas. De los modelos actuales, hay dos ampliamente conocidos, el modelo de capas OSI y el modelo TCP/IP. En la Fig. 1.6 se puede observar una comparación directa entre la representación de capas de cada modelo.

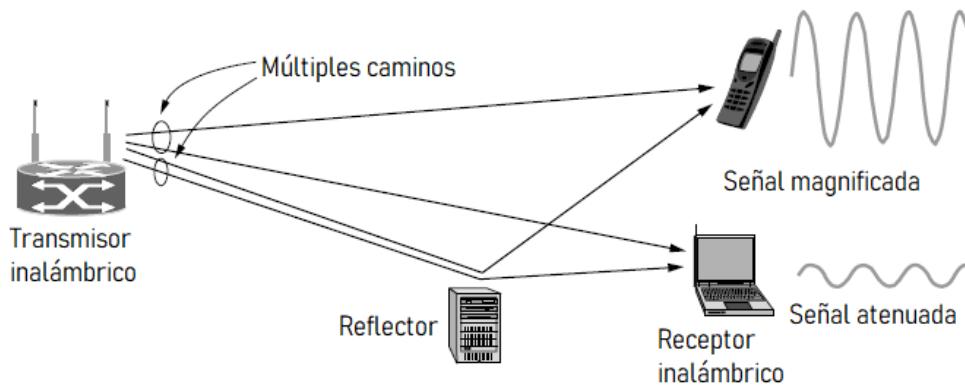


Figura 1.5: Interferencia multicamino

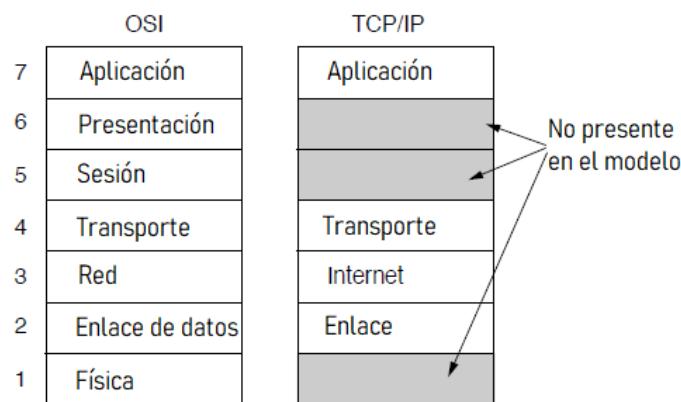


Figura 1.6: Comparación de modelo de capas para los protocolos de la red.

En el modelo de capas OSI se cuenta con 7 niveles, los cuales se encargan de realizar diferentes tareas para poder llevar a cabo una comunicación exitosa.

- **Capa de aplicación:** Es la responsable de los servicios de red para las aplicaciones. Difiere de las demás capas debido a que no proporciona servicios a ninguna otra capa OSI, sino solamente a aplicaciones que se encuentran fuera del modelo OSI. Esta garantiza que la información que envía la capa de aplicación de un sistema pueda ser leída por la capa de aplicación de otro.
- **Capa de presentación:** Esta capa, se encarga de transformar el formato de los datos y proporcionar una interfaz estándar para la capa de aplicación. Su objetivo es encargarse de la representación de la información, de manera que aunque distintos equipos puedan tener diferentes representaciones internas de caracteres números, sonido o imágenes, los datos lleguen de manera reconocibles. Podemos resumir definiendo a esta capa como la encargada de manejar las estructuras de datos abstractas y realizar las conversiones de representación de datos necesarias para la correcta interpretación de los mismos.
- **Capa de sesión:** La capa de sesión establece, administra y finaliza las conexiones entre las aplicaciones locales y las remotas. También permite cifrar los datos y comprimirlos. Esta capa proporciona sus servicios a la capa de presentación. También sincroniza el diálogo entre las capas de presentación de los dos hosts y administra su intercambio de datos.

- **Capa de transporte:** Proporciona herramientas de verificación y corrección de errores para un transporte de datos confiable y también realiza un control del flujo a través de la red.
- **Capa de red:** Es la responsable del direccionamiento lógico y el dominio del enrutamiento. Su misión es conseguir que los datos lleguen desde el origen al destino aunque no tengan conexión directa.
- **Capa de enlace de datos:** En esta capa es donde se concentran las claves para lograr una comunicación exitosa. Por supuesto, una comunicación no se establece si una de las capas del modelo OSI falla, sin embargo, la capa de enlace de datos juega un rol importante en el desarrollo del presente informe. Es por eso que a continuación se desarrolla acerca de ella.

La capa de enlace de datos usa los servicios de la capa física para enviar y recibir señales a través de canales de comunicaciones. Cuenta con varias funciones, entre ellas

1. Proveer una interfaz de servicio bien definida a la capa de red.
2. Segmentar secuencias de bytes.
3. Detectar y corregir errores de transmisión.
4. Regular el flujo de información así receptores lentos no son sobrecargados por transmisores más veloces.

Para lograr esos objetivos, la capa de enlace de datos toma los paquetes de la capa de red y los encapsula en *frames* para la transmisión. Cada frame contiene un encabezado (*frame header*) un campo de datos (*payload field*) para almacenar paquetes y un frame de fin (*frame trailer*) como se ilustra en la Fig. 1.7. El manejo de frames forma el corazón de lo que realiza la capa de enlace de datos.

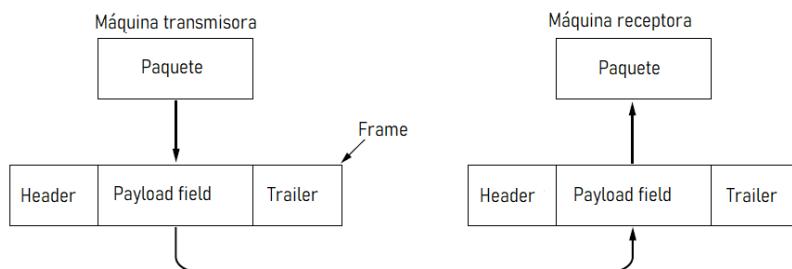


Figura 1.7: Relación entre paquetes y frames

La función de la capa de enlace de datos es proveer servicios a la capa de red. El servicio principal de la capa de enlace es transferir datos desde la capa de red de la máquina transmisora a la capa de red de la máquina receptora. La transmisión sigue el camino de la Fig. 1.8(b), pero es mas sencillo pensar en términos de dos capas de enlace de datos comunicándose usando un protocolo de enlace de datos (Fig. 1.8(a)).

Esta capa puede ser diseñada para ofrecer diferentes servicios. El servicio puede variar de protocolo en protocolo. Existen tres protocolos utilizados con frecuencia

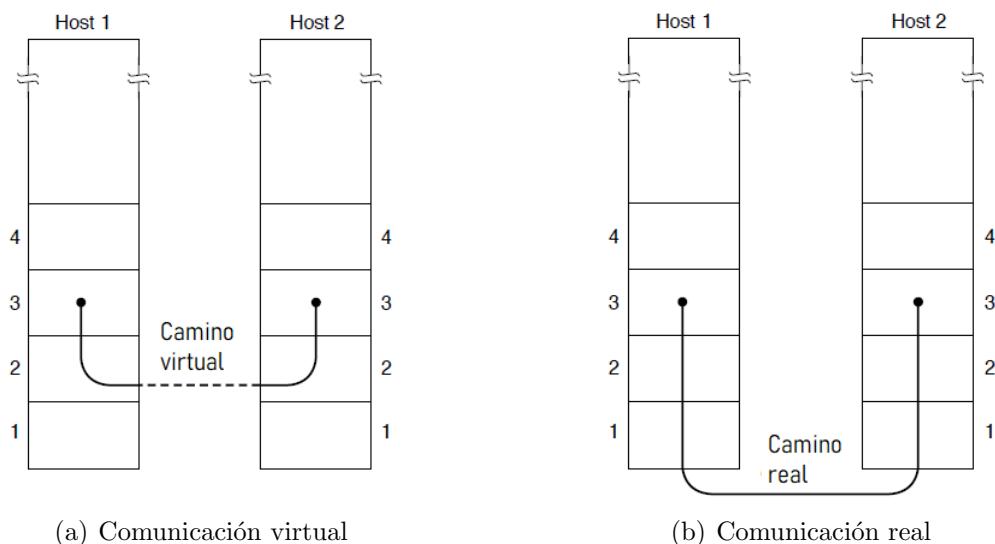


Figura 1.8: Modelo simplificado del proceso realizado por las capas de enlace para la transmisión de datos desde y hasta las capas de red

1. Servicio sin conexión ni acuse de recibo.
2. Servicio sin conexión con acuse de recibo.
3. Servicio de conexión orientada con acuse de recibo.

El servicio sin conexión ni acuse de recibo consiste en una máquina fuente que envía frames independientes a la máquina de destino sin saber si la máquina de destino los recibió correctamente. Ethernet es un buen ejemplo de una capa de enlace de datos que provee esta clase de servicios. No hay conexiones lógicas previas. Si el frame se pierde debido al ruido presente en la línea, no se hace ningún esfuerzo por detectar la pérdida o recuperarlo de la capa de enlace. Esta clase de servicio es apropiada cuando la tasa de error es muy baja.

Cuando se ofrece el servicio sin conexión con acuse de recibo, aún no se utilizan conexiones lógicas, pero cada frame es enviado individualmente con un acuse de recibo. De esta forma, el transmisor sabe cuándo un frame ha llegado correctamente o se ha perdido. En caso de que no llegue en un tiempo especificado, puede ser enviado nuevamente. Este servicio es muy útil en canales poco fiables tales como sistemas inalámbricos. 802.11 (WiFi) es un buen ejemplo de este tipo de servicio de la capa de enlace.

El servicio más sofisticado que la capa de enlace puede proveer es el servicio de conexión orientada. Con este servicio, las máquinas fuentes y destino establecen una conexión antes de que cualquier dato sea transferido. Cada frame enviado es recibido. Más aún, garantiza que cada frame sea recibido exactamente una vez y que todos los frames sean recibidos en el orden correcto.

- **Capa física:** Aquí se definen todas las especificaciones eléctricas y físicas de los dispositivos. Las características tales como niveles de voltaje, temporización de cambios de voltaje, velocidad de datos físicos, potencia de transmisión máxima, conectores físicos y otros atributos similares son definidos por las especificaciones de la capa física.

# Capítulo 2

## Compatibilidad electromagnética (EMC)

Según las regulaciones de compatibilidad electromagnética, todo dispositivo o sistema debe ser capaz de tolerar ciertos niveles de interferencia causada por otros dispositivos, y a su vez no ser una fuente excesiva de interferencia hacia otros equipos. Esta regulación permite que diversos dispositivos puedan operar con normalidad a pesar de poder encontrarse próximos entre sí [4]. De la misma manera, existen niveles de tolerancia para la compatibilidad electromagnética dentro de un mismo dispositivo ya que en él existen muchas funcionalidades operando en simultáneo, y además pueden encontrarse sumamente próximas entre sí (como en los celulares por ejemplo).

Un punto de vital importancia para lograr un diseño exitoso y funcional de un producto, es el diseño de un circuito impreso adecuado. Con el paso del tiempo, los circuitos impresos han disminuido su tamaño de manera significativa, los circuitos que en algún momento solían ocupar un gran espacio disponible en placa, hoy ya se encuentran reducidos a dimensiones mucho menores que en aquel entonces. Aunque la lógica y los fundamentos básicos de la electrónica no han sufrido importantes cambios que justifiquen esta disminución de espacio en placa, lo que sí ha evolucionado es la metodología de diseño de los circuitos para evitar posibles problemas de compatibilidad electromagnética. Y una de las principales consideraciones es que con el aumento de las velocidades de procesamiento y transmisión de datos, se han debido tomar mayores precauciones en el diseño de circuitos lo más compacto posibles para reducir los niveles de interferencia electromagnética.

La aparición de dispositivos como los de montaje superficial (SMD por sus siglas en inglés), han colaborado de manera significativa en este proceso de miniaturización de circuitos impresos y en la minimización de efectos parásitos en alta frecuencia. Por supuesto, la miniaturización de los equipos electrónicos no es lo único que ha cambiado, el uso de señales cada vez más rápidas se ha convertido en un estándar en el uso de sistemas embebidos y sistemas de comunicación. Hoy en día, resulta común hablar de señales de datos cuyas tasas de transmisión se encuentran en el orden de los cientos de MHz y en algunas ocasiones algunos GHz.

### 2.1. Ruido e interferencia

Hasta el momento se ha hablado de interferencia y ruido sin dar una definición formal, por lo que es necesario diferenciar ambos conceptos.

Cuando se habla de ruido, se hace referencia a cualquier señal eléctrica presente en

un circuito la cuál no es deseada. Lo anterior, deja en claro que incluso una señal deseada puede convertirse en ruido cuando la misma se acopla en otra parte del circuito.

Las fuentes de ruido pueden agruparse en tres grandes categorías

- Fuentes intrínsecas de ruido que aparecen debido a las fluctuaciones propias de un sistema físico (tales como ruido térmico o ruido shot/granalla).
- Ruido provocado por el hombre, tales como motores, conmutaciones, etc.
- Ruido causado por perturbaciones naturales tales como la radiación solar.

Definido el ruido, podemos llamar interferencia al efecto no deseable que el ruido provoca. Por ejemplo, si un ruido en la tensión de alimentación causa un funcionamiento indebido en el equipo, diremos que este efecto es interferencia.

## 2.2. La importancia de la EMC.

Durante el proceso de diseño de circuitos de alta frecuencia, los aspectos de compatibilidad electromagnética deben ser considerados como el paso inicial en el desarrollo de circuitos impresos. Para demostrar por qué, consideremos la situación en la que la persona encargada de llevar a cabo la tarea de diseño de un PCB (Printed Circuit Board, de sus siglas en inglés) no tiene en cuenta estos aspectos. Una vez que el equipo haya sido diseñado y se encuentre en la fase de testeo, comenzarán a surgir problemas cuyas fuentes no serán nada triviales de detectar, esto provoca que el equipo de diseño se vea obligado a colocar componentes extras y agregarle complejidad innecesaria al producto para tan solo intentar detectar o mitigar una falla que pudo haber sido evitada durante el diseño. Por otra parte, el tiempo no es la única variable involucrada en este tipo de labor. Cuando se trata de diseños los cuales tiene una fecha de finalización, un temprano mal diseño provocará a futuro un mayor gasto económico reflejado en horas hombres, componentes y cambios en los plazos de entrega.

La experiencia ha demostrado que cuando se comienza un diseño que contempla todos los aspectos de compatibilidad electromagnética desde el inicio, los problemas que puedan llegar a surgir se verán reducidos en un 90 % o incluso más. La Fig. 2.1 pretende resumir lo descripto anteriormente.

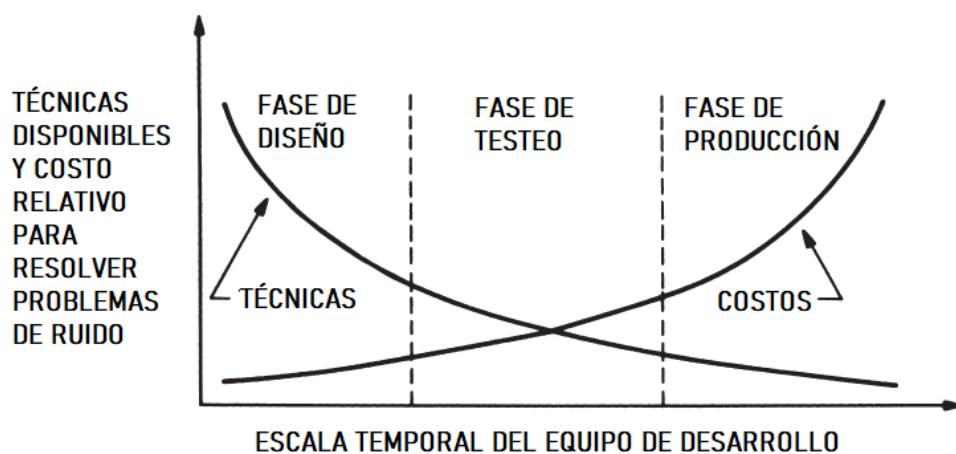


Figura 2.1: Aplicación de las técnicas de diseño (menor costo a futuro)

## 2.3. Técnicas de diseño en altas frecuencias

La presente sección pretende guiar al lector a través de las diferentes técnicas utilizadas para el diseño de circuitos de alta frecuencia. Se busca justificar y demostrar la implementación de criterios específicos de diseño de circuitos impresos comenzando desde el ruteo de pistas hasta la forma en la que se colocan los capacitores de desacople en los circuitos integrados.

Por supuesto, el objetivo no es desarrollar todas y cada una de las técnicas de diseño de circuitos impresos sino más bien aquellas utilizadas en el presente trabajo. El lector puede consultar en las referencias [4] para obtener más información aún acerca de las diversas técnicas de diseño de PCB en alta frecuencia.

### 2.3.1. Camino de retorno de la corriente

La “tierra” en circuito es a menudo definida como un plano equipotencial que sirve como un potencial de referencia para un circuito o sistema. Sin embargo, este modelo no es representativo al trabajar con circuitos de alta frecuencia, dado que en realidad, no son equipotenciales. El plano de tierra tiene resistencia e inductancias distribuidas no nulas, por lo tanto, las etapas circuitales ubicadas en distintos lugares tendrán un camino de retorno distinto para cada una de ellas (En la Fig. 2.2 se puede notar la importancia de que la definición de equipotencial no es válida cuando se desea trabajar con señales eléctricas de alta frecuencia dado que la caída de potencial en las impedancias distribuidas de la tierra no son despreciables). Teniendo en cuenta esto, es importante para el diseñador de circuitos impresos considerar el verdadero camino que toma la corriente para retornar. La corriente que fluye por un circuito y retorna a la fuente a través del plano de tierra, siempre lo hace por el camino de menor impedancia. Lo interesante es notar que eso no es equivalente a recorrer el camino más corto.

Existen tres principios básicos para llevar apropiadamente a tierra las señales:

- No interrumpir el camino de retorno.
- Proveer caminos de retorno del menor tamaño del menor lazo posible.
- Considerar posibles acoplamiento de impedancia común en la tierra

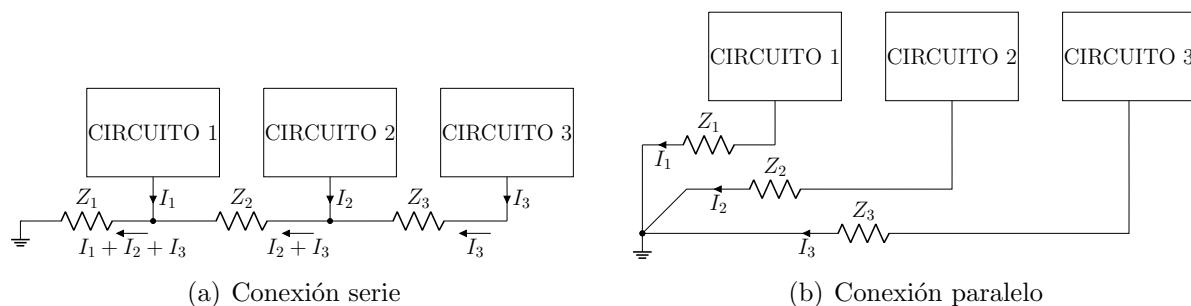


Figura 2.2: Modelo no ideal del camino de retorno de la corriente

La característica más importante de un conductor de tierra es su impedancia. La impedancia de cualquier tramo de material conductor en alta frecuencia puede describirse por (2.1)

$$Z_g = R_g + j\omega L_g \quad (2.1)$$

donde se puede apreciar que para bajas frecuencias el conductor es prácticamente resistivo, mientras que para frecuencias elevadas la inductancia  $L_g$  será la que predomine en la expresión de la impedancia.

En el diseño de la tierra debe tenerse en cuenta en todo momento cuál será el camino de retorno para la corriente. Dado que todo cable transportando una corriente tendrá una caída de potencial en sus extremos, dicho potencial recaerá sobre el desempeño de todos los circuitos conectados a la tierra y deben ser considerados. La tensión de tierra, al igual que cualquier otra tensión, obedece la ley de Ohm, entonces

$$V_g = I_g Z_g \quad (2.2)$$

La expresión (2.2) deja en evidencia dos formas de llevar a cabo la tarea de disminuir ese potencial

1. Disminuir la corriente  $I_g$  forzando a que la corriente fluya por un camino diferente.
2. Disminuir la impedancia  $Z_g$ .

El primer camino es comúnmente aplicado en el diseño de circuitos de baja frecuencia, donde las tierras se unen en único punto forzando de esta forma a que retornen por el camino que el diseñador deseé. El segundo camino es usado en cambio, en circuitos de alta frecuencia utilizando un plano de tierra. Mas allá de la técnica que se utilice para poner a tierra una pista, la Fig. 2.2 junto con (2.2) dejan en evidencia que dos puntos de tierra jamás estarán al mismo potencial.

Considerando el caso de un PCB doble faz con un plano de tierra en una de sus caras y el ruteo de una pista simple en la cara contraria se obtiene un esquema como el de la Fig. 2.3. En los puntos A y B, se colocan vías de manera de que la pista se conecte con el plano de tierra que se halla justo debajo.

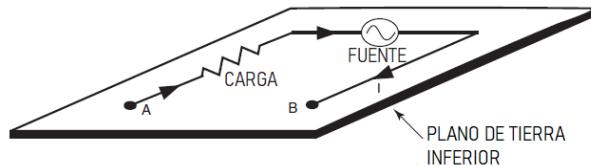


Figura 2.3: PCB doble faz con plano de tierra y pista en planos opuestos

De (2.1) se obtiene que para el caso de señales de baja frecuencia, el camino de retorno de la corriente será el que presente una menor resistencia dado que la expresión de  $Z_g$  queda prácticamente determinada por  $R_g$  (ver Fig. 2.4(a)). Sin embargo, cuando las señales que atraviesan las pistas son de alta frecuencia (algunos cientos de kilo Hertz) el término  $\omega Lg$  en la expresión de la impedancia de tierra  $Z_g$  es el que predominará, de esta forma, la corriente va a retornar por el camino de menor inductancia en vez de resistencia (ver Fig. 2.4(b)).

### 2.3.2. Señales mixtas en un circuito impreso

Una situación muy común a la hora de desarrollar equipos electrónicos es la de enfrentarse a la tarea de diseñar un PCB que deba convivir en presencia de señales de distinta

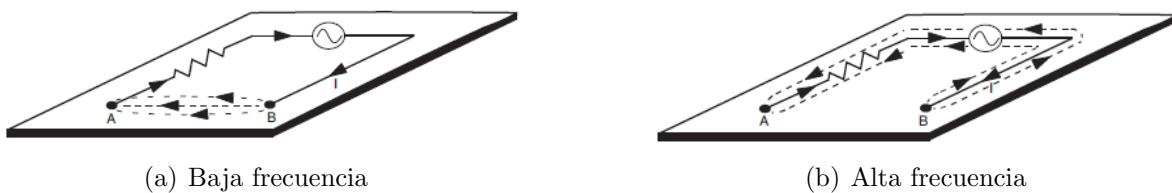


Figura 2.4: Caminos de retorno de la corriente a diferentes frecuencias

naturaleza, tales como las señales analógicas y digitales. Realizar un diseño en alta frecuencia en este escenario, no resulta en absoluto una tarea trivial, suele ser una tarea desafiante para el diseñador. Los problemas en este tipo de PCB involucran una de las siguientes dos situaciones

- Circuitos de lógica digital que interfieren con circuitos analógicos sensibles de bajo nivel.
- Motores de alta potencia, y circuitos conmutadores que interfieren tanto en señales analógicas como digitales.

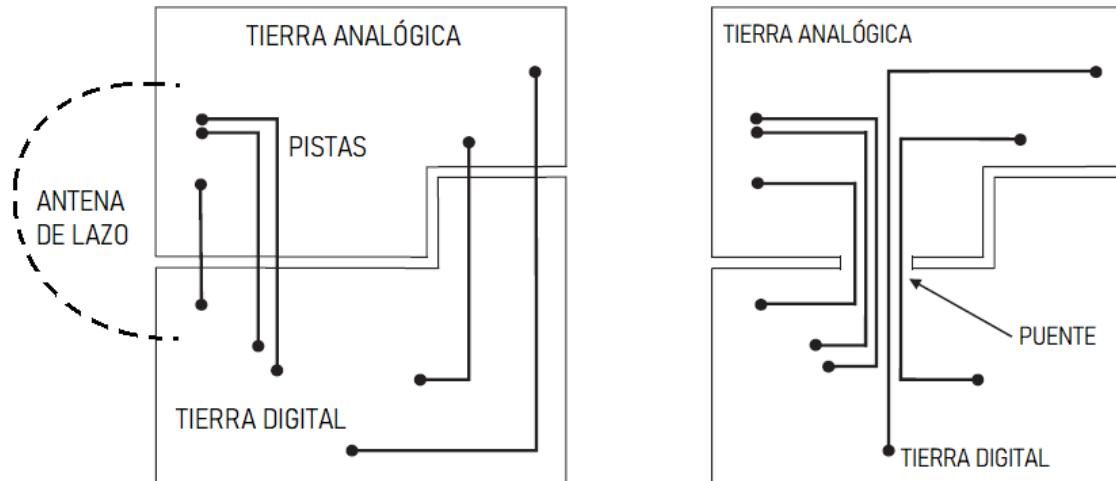
Existen dos principios básicos de EMC que se deben tratar de cumplir en todo momento. Uno es que las corrientes deben retornar a su fuente lo más compacta y localmente posible. El segundo es que un sistema debe contener un único plano de referencia. Si una corriente no retorna compáctamente y/o localmente, esta creará una antena de lazo. Si existen más de un plano de tierra, lo que se generará será una antena de tipo dipolo. Ambos efectos totalmente indeseables.

### Planos de tierra divididos.

En circuitos mixtos con un plano de tierra único es muy probable que las etapas analógicas de gran potencia puedan afectar a las señales digitales, y también que la lógica digital de alta velocidad interfiera con los circuitos analógicos sensibles de bajo nivel. Es por eso que se busca que la tierra digital no se solape con la tierra analógica, de aquí el hecho de que comúnmente se recomienda separar los planos de tierra, es decir, un plano de tierra para la parte digital y otro plano de tierra para la parte analógica. Aunque en principio esto suena razonable, si un plano de tierra se divide y las pistas cruzan por sobre ambos planos como en la Fig. 2.5(a) ¿cuál será el camino de retorno para esa corriente? Asumiendo que ambos planos se unen en algún punto lejano del PCB, el camino que tiene que recorrer dicha corriente describirá un lazo generando una antena dando lugar a potenciales fuentes de interferencia electromagnética.

Una manera de mitigar este efecto consiste en unir ambos planos de tierra formando un puente entre ambas partes del PCB y rutear las pistas a través de dicho puente (bridge) como se observa en la Fig. 2.5. Esto provocará que el lazo creado por las pistas sea considerablemente menor y que el camino de retorno de la corriente aparezca justo debajo de cada pista.

Continuando con el desarrollo de planos de tierra, una configuración extremadamente mala desde el punto de vista de compatibilidad electromagnética ocurre cuando se parte el plano de tierra y ambas tierras se mantienen separadas hasta un único punto de encuentro llamado tierra estrella. El motivo de el empeoramiento es que la corriente de retorno de cualquier pista que conecte ambos planos de tierra creará un enorme lazo! Como si esto fuera poco, el *gap* producido por la separación de planos genera al mismo tiempo una antena de tipo dipolo. En la Fig. 2.6 se ve reflejada esta situación.



(a) Señal cruzando sobre planos de tierra distintos. (b) Señal cruzando sobre un único plano de tierra.

Figura 2.5: Efectos de partir un plano de tierra.

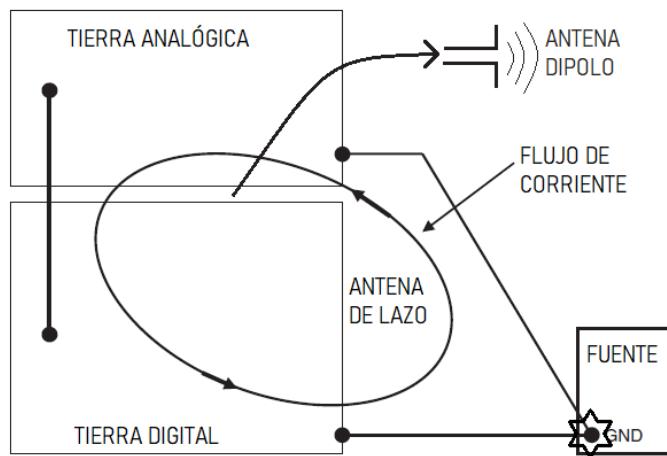


Figura 2.6: Doble antena en un único PCB por efecto de partir planos de tierra.

Entonces, la solución para este tipo de incompatibilidades electromagnéticas es diseñar el PCB con la filosofía de seccionar la placa. Es decir, en una sección de la placa rutear todas las pistas analógicas, en otra todas las pistas digitales, etc. Si el ruteo es realizado correctamente, las corrientes de retorno de las pistas digitales retornarán a través de su sección y no en la sección analógica, esto deja en evidencia, una vez mas, que no hay necesidad de dividir el plano de tierra si el ruteo de las pistas se realiza acorde a la distribución de los planos de tierra analógico y digital. La Fig. 2.7 esquematiza la situación descripta previamente. Notar cómo las corrientes de retorno en ambas situaciones se mantienen en los alrededores de la pista en cuestión.

En aquellos casos donde sea inevitable que las pistas de etapas digitales o analógicas crucen de una zona a la otra, dividir el plano de tierra pareciera ser conveniente para evitar que las corrientes de retorno compartan el mismo camino (2.8). Sin embargo, la división del plano incrementará la radiación emitida desde la placa como resultado del lazo formado por la pista de señal y el *gap* que se encuentra entre ambos planos. Este problema pudo haberse evitado en un primer momento si se hubiera ruteado de manera correcta la pista que recorre ambas secciones del PCB.

En definitiva, la clave para lograr un desarrollo de un PCB exitoso es tener presente

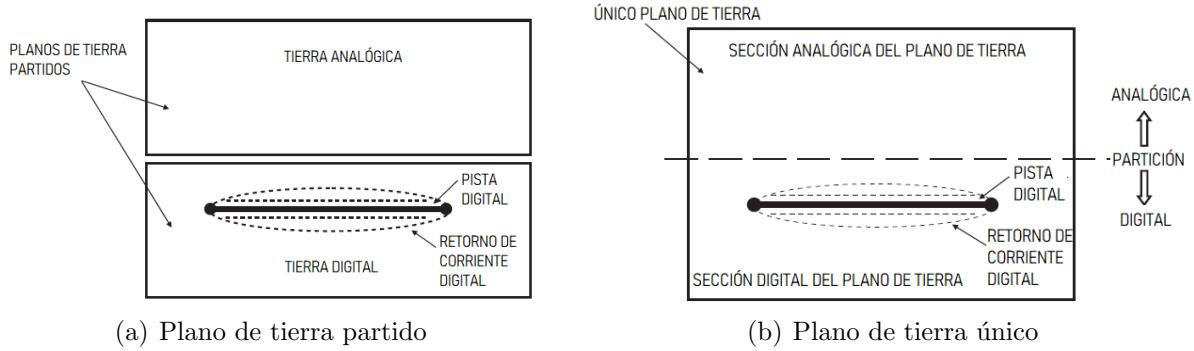


Figura 2.7: Retorno de corrientes en diferentes escenarios

que el recorrido completo que deben realizar las corrientes de cada etapa del circuito sea por el camino de mínima impedancia, y que además las señales sensibles a problemas de interferencia posean un camino independiente y suficientemente distante de posibles fuentes de interferencia.

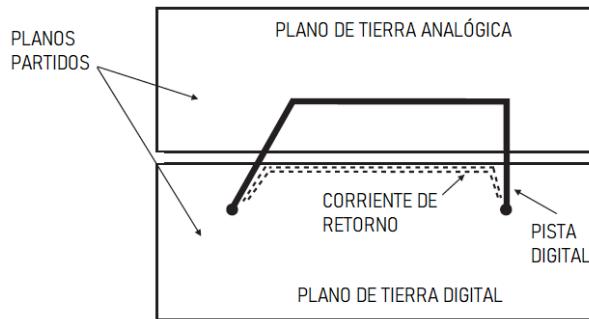


Figura 2.8: Caso especial.

### 2.3.3. Capacitores de desacople.

Resulta de interés inspeccionar la manera en la que se utilizan capacitores de desacople. Es común en electrónica colocar capacitores de desacople tanto a la salida como a la entrada de filtros, reguladores, alimentación de circuitos digitales, etc. Esto se realiza con el objetivo de que sea el capacitor el que absorba variaciones en la tensión de salida/entrada de los dispositivos a los que se los conecta.

Como es sabido, el módulo de la impedancia que presenta un capacitor en el dominio de Fourier corresponde a (2.3).

$$|Z_c(j\omega)| = \frac{1}{2\pi f C} \quad (2.3)$$

Rápidamente se observa que mientras mayor sea la frecuencia a la cual el capacitor se vea sometido, menor será la impedancia que presente a corrientes de dicha frecuencia.

Es importante entender que si bien el proceso de desacople requiere la colocación de un capacitor adyacente al IC (*Integrated Circuit* por sus siglas en inglés), existen múltiples componentes parásitas en un capacitor real y su conexión en el circuito, que resultan en una etapa equivalente LC adyacente al IC. No hay que olvidar el hecho de que todos los capacitores cuentan con una inductancia serie dentro de ellos así como también una

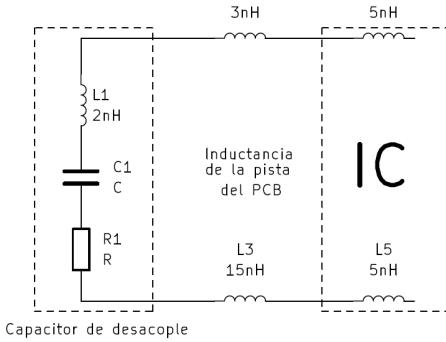


Figura 2.9: Circuito equivalente de red de desacople.

resistencia de pérdida. La Fig. 2.9 muestra claramente el efecto de colocar un capacitor en paralelo a los pines de alimentación de un IC.

La inductancia propia típica de un capacitor de montaje superficial ronda los 1-2 nH, las pistas que interconectan al IC rondan entre 5-20 nH o incluso más, y la inductancia propia de un IC se aproxima a los 5 nH. Resulta evidente que el único parámetro que el diseñador puede modificar además del tipo de capacitor que seleccione, es la inductancia que une al capacitor con el IC. El objetivo es entonces tratar de minimizar dicha inductancia, esto se logra colocando al capacitor lo más cerca posible para minimizar el área del lazo formado entre él y el IC.

De los valores anteriores se desprende que la inductancia total puede variar de 10 nH a 40 nH. Típicamente se encuentra en el rango de 15-30 nH, por lo tanto, es esta inductancia la que limita la efectividad del desacople. Es muy importante recordar que estamos colocando una red LC entre la alimentación y tierra, no un capacitor.

Dado que la red conformada es una LC serie, la misma resonará en alguna frecuencia particular. En (2.4) se describe la impedancia que presenta dicha red en el dominio de Laplace.

$$Z_{LC}(s) = sL + \frac{1}{sC} \quad (2.4)$$

Evaluando la expresión anterior en el eje  $j\omega$  es posible representar a la impedancia de la red en función de la frecuencia

$$|Z_{LC}(f)| = \frac{4\pi^2 f^2 LC - 1}{2\pi f C} \quad (2.5)$$

donde queda en evidencia que si la frecuencia de operación vale

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

la impedancia se anula completamente, y para frecuencias mayores el comportamiento de esta etapa es predominantemente inductiva.

Considerando una inductancia promedio de 30 nH, es posible graficar cómo varía la impedancia de la red en función de la frecuencia. En la Fig. 2.10 se muestra dicha magnitud. Claramente, no es posible colocar un único capacitor de manera que atenúe frecuencias superiores a los 50 MHz (considerando que no existen capacitores comerciales con valores por debajo de unos picos faradios), es por ello que a continuación se describen algunas técnicas utilizadas para mejorar este efecto.

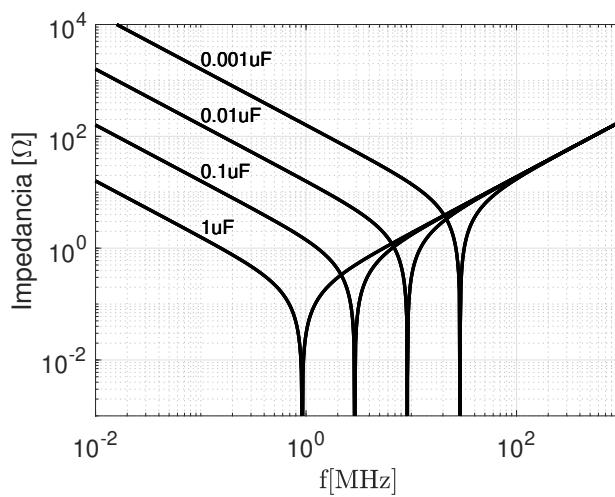


Figura 2.10: Impedancia en función de la frecuencia.

### Múltiples capacitores de igual valor

Cuando un número de redes LC idénticas son conectadas en paralelo como en la Fig. 2.11 la capacidad total de la red equivalente se transforma en

$$C_e = nC \quad (2.6a)$$

mientras que la inductancia equivalente es en cambio

$$L_e = L/n \quad (2.6b)$$

En (2.6a) se muestra que el parámetro deseado (la capacidad) se ve incrementado  $n$  veces. Mientras que (2.6b) indica que el parámetro no deseado (la inductancia) se ve dividido por el mismo valor  $n$ . En la Fig. 2.12 se observa un gráfico de la impedancia en función de la frecuencia.

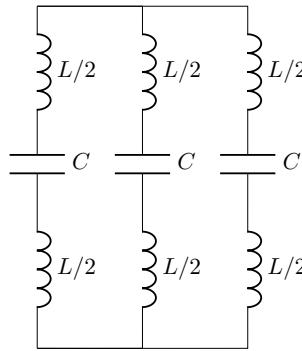


Figura 2.11: Múltiples capacitores de igual valor

Sin embargo, las ecuaciones anteriores son válidas siempre y cuando la inductancia mutua entre capacitores sea despreciable. Cuando se conectan dos conductores en paralelo el efecto de la inductancia mutua debe considerarse en el cálculo total de la inductancia. La inductancia de una red de dos conductores en paralelo por los cuales circula una corriente en el mismo sentido viene dada por

$$L_T = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M} \quad (2.7)$$

donde  $M$  es la inductancia mutua entre ambos conductores. Si  $L_1$  es igual a  $L_2$  entonces

$$L_T = \frac{L_1 + M}{2} \quad (2.8)$$

De (2.8) se observa que si existe algún tipo de acoplamiento inductivo entre ambos capacitores, (2.6b) dejará de valer. Es por eso que los capacitores deben colocarse suficientemente espaciados entre sí de manera de atenuar dicho acoplamiento, pero no tanto para evitar que la inductancia de línea aumente demasiado.

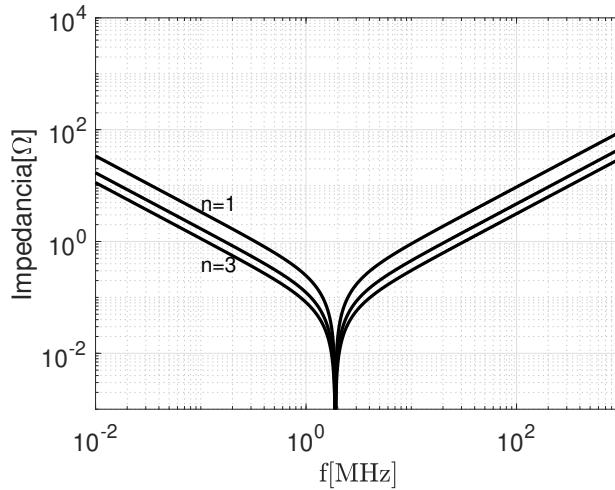


Figura 2.12: Impedancia vs frecuencia para múltiples capacitores de igual valor.

### Múltiples capacitores de dos valores diferentes

El uso de múltiples capacitores con dos valores diferentes se basa en el hecho de que el capacitor de menor valor proveerá un desacople efectivo para las altas frecuencias, mientras que el de mayor valor hará lo mismo pero para frecuencias más bajas (Fig. 2.13).

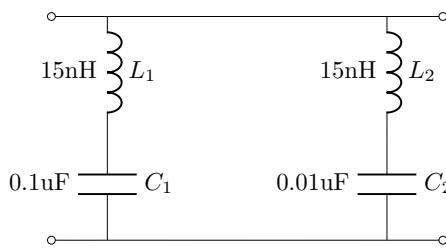


Figura 2.13: Red de desacople con dos capacitores de diferente valor.

Colocando dos capacitores de  $0.1\mu F$  y  $0.01\mu F$  en paralelo (ambos en serie con una inductancia de  $L=15nH$ ) se obtienen dos frecuencias de resonancia como se observa en la Fig. 2.14.

A pesar de que lo anterior es saludable desde el punto de vista electromagnético, existe un pico de magnitud no despreciable aparece en las inmediaciones de los 9 MHz. Esto se

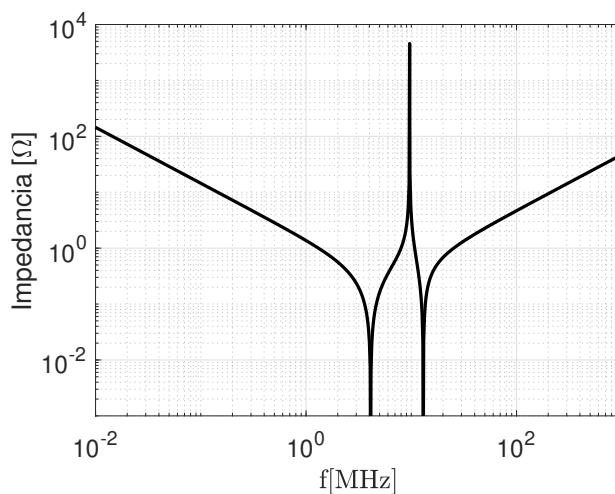


Figura 2.14: Impedancia vs. frecuencia para capacitores de dos valores diferentes.

debe al efecto de la antiresonancia que sucede entre las dos redes. Para comprender este fenómeno se debe considerar el circuito de la Fig. 2.15(a), en él se observa una red LC en paralelo con otra red la misma naturaleza y sus modelos equivalentes ante diferentes frecuencias.

Suponiendo que  $C_1 \gg C_2$  y que  $L_1 = L_2$ , diremos que  $f_1$  corresponde a la frecuencia de resonancia de la red conformada por  $C_1$  y  $L_1$  y que  $f_2$  corresponde a la frecuencia de resonancia de la red conformada por  $C_2$  y  $L_2$ .

Debajo de  $f_1$  ambas redes se comportan como capacitivas. El aporte de  $C_2$  a la red de desacople es completamente despreciable por lo que  $C_{eq} = C_1 + C_2 \approx C_1$ . Por otro lado, cuando  $f > f_2$  las redes adoptan un comportamiento inductivo. Sin embargo, la inductancia total de la red será igual al paralelo entre las inductancias de ambas redes. Por lo que  $L_{eq} = L_1 \parallel L_2$ , que para este caso es  $L/2$ . Claramente, en alta frecuencia la inductancia equivalente queda limitada por la menor de ambas (dado que se encuentran en paralelo), provocando una mejora en el desacople para frecuencias por encima de  $f_2$ .

Sin embargo, para frecuencias entre las de resonancia de ambas redes ( $f_1 < f < f_2$ ) la red de mayor capacitor presentará un comportamiento inductivo, mientras que la red que cuenta con el menor capacitor se verá prácticamente capacitativa. En la Fig. 2.15(b) se puede ver el circuito equivalente que corresponde al de una red LC paralelo, este último circuito permite entender el pico de impedancia cercano a los 9 MHz presente en la Fig. 2.14.

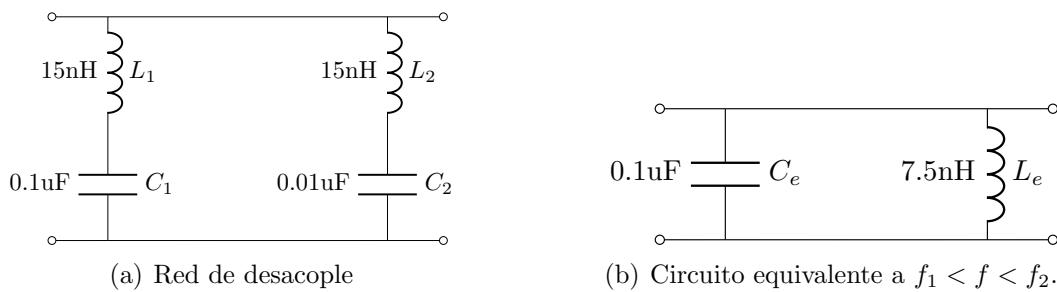


Figura 2.15: Circuitos equivalentes de la red de desacople

Del análisis anterior, se puede concluir lo siguiente

- El capacitor más pequeño de la red no tendrá efectos en el desempeño del desacople a frecuencias debajo de las cuales el mayor capacitor es resonante.
- El desempeño del desacople se verá mejorado a frecuencias superiores a la cual el capacitor más pequeño es resonante.
- La red de desacople sufrirá un empeoramiento a frecuencias intermedias a las de resonancia de ambos capacitores.

### Múltiples capacitores de varios valores diferentes

Otro método que suele ser recomendado para desacoplar es el de colocar múltiples capacitores de diferentes valores (normalmente una década de diferencia entre capacitores). Dicho método es basado en la teoría contar con múltiples impedancias cuya frecuencia de resonancia generen valles en el espectro a diferentes frecuencias y así cubrir un rango amplio en frecuencias atenuadas. Sin embargo, cuando se utiliza este método para desacoplar, también se generan picos de impedancia en el espectro. Esto se debe a que el modelo equivalente resultante de esta configuración corresponde con el mismo que el de la Fig. 2.11 pero con diferentes valores de C y L. La Fig. 2.16 muestra un gráfico de la impedancia en función de la frecuencia para tres capacitores en paralelo.

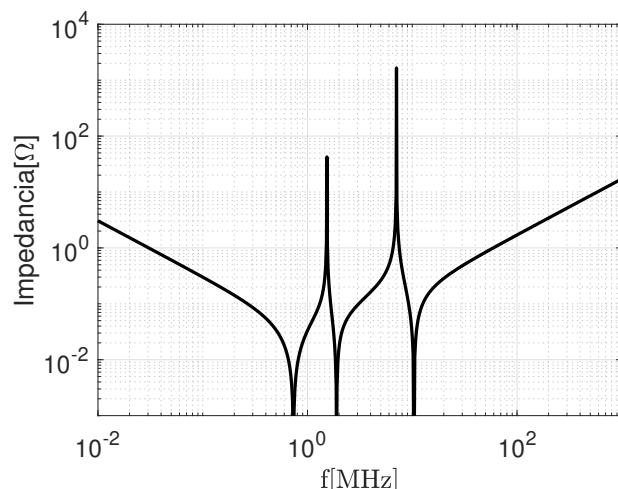


Figura 2.16: Impedancia en función de la frecuencia para múltiples capacitores de diferentes valores.

Como se observa, tres picos de resonancia aparecen en el espectro, uno por cada capacitor. Sin embargo, también aparecen dos picos de antiresonancia cuyos valores son considerablemente elevados. Si algún armónico de la frecuencia de reloj presente en un microcontrolador cae en tales frecuencias el desacople tendrá un desempeño deficiente.

De hecho, algunos autores consideran este método de desacople como un equivalente a jugar a la “Ruleta Rusa” dado que uno debe esperar que ningún armónico caiga en la frecuencia de antiresonancia o sus alrededores.

Un punto interesante surge de este último análisis ¿qué sucede para el caso de múltiples capacitores de igual valor si se considera la tolerancia de los mismos?. Para responder esa pregunta se realizó una simulación en la cual se utilizan capacitores de 470 nF con una tolerancia del 5 %, los resultados de dicha simulación se muestran en al Fig. 2.17.

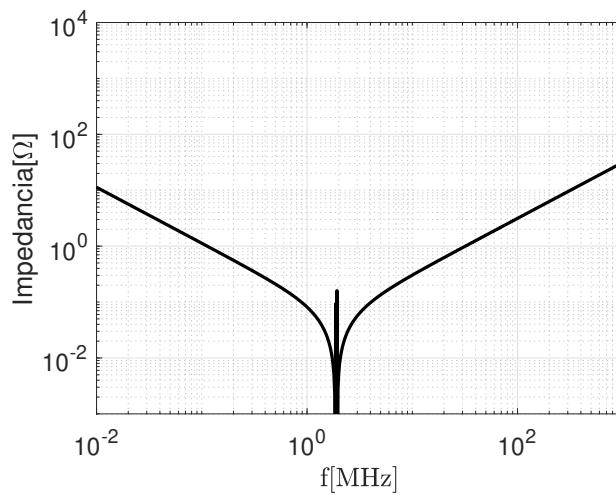


Figura 2.17: Múltiples capacitores de igual valor considerando tolerancia del 5 %

De la imagen anterior se observa que el ancho de banda producido por la disparidad en los valores de capacidad debido a la tolerancia de los capacitores puede considerarse despreciable respecto a los otros dos métodos desarrollados.

A modo de conclusión, en la Fig. 2.18 se presenta una imagen de los tres métodos de desacople presentados a partir de la cual se puede concluir que el más efectivo a utilizar en este tipo de diseños es el de **múltiples capacitores de igual valor**.

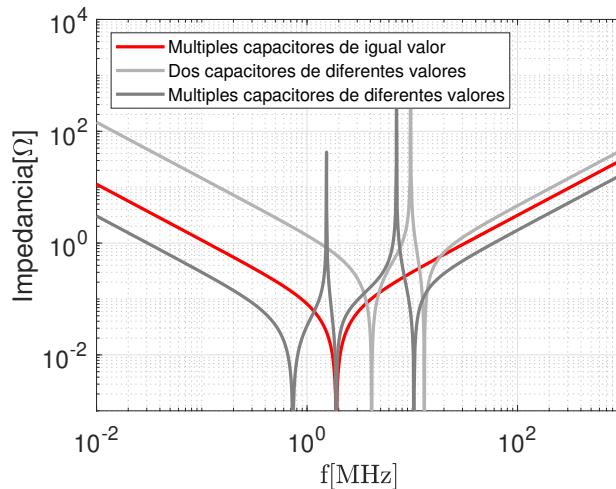


Figura 2.18: Impedancia vs frecuencia para los diferentes métodos de desacople.



# Capítulo 3

## Diseño del prototipo WIMUMO

Con el objetivo de implementar un prototipo que sea capaz de adquirir señales biológicas y luego transmitirlas por WiFi, se sintetiza un circuito impreso cuyo diseño contempla las técnicas de compatibilidad electromagnéticas brevemente comentadas en el capítulo anterior.

Dada la naturaleza del proyecto, se realizaron esfuerzos adicionales para mantener el diseño e implementación lo más sencillo posible desde un punto de vista práctico pero aplicando con sumo cuidado las recomendaciones de diseño que permiten reducir posibles inconvenientes debidos a los aspectos de EMC.

### 3.1. Diseño de esquemático

A continuación se analizan las partes que conforman el prototipo para lograr un entendimiento más detallado del circuito impreso diseñado. En la Fig. 3.1 se encuentra un diagrama en bloques del sistema que comprende al WIMUMO.

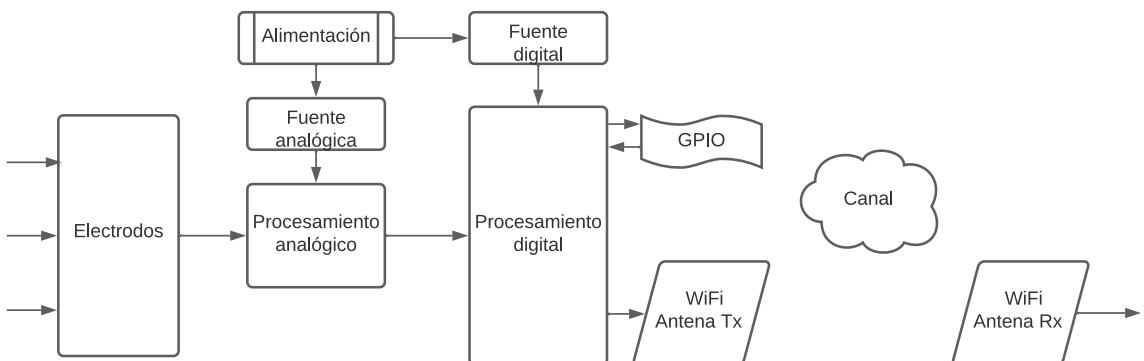


Figura 3.1: Diagrama en bloques del dispositivo.

#### 3.1.1. Adquisición de señales de biopotenciales

Para obtener las señales biológicas, se utilizan electrodos que cuentan con un preacondicionamiento de la señal conectados en lugares estratégicos del cuerpo humano. Esto permite que la etapa siguiente de acondicionamiento sea más simple y con componentes de uso general. El desarrollo y caracterización de este circuito de amplificación para esta aplicación se ha llevado a cabo en [2]. Dado que el circuito encargado del preacondicionamiento de la señal se encuentra en los electrodos, en la placa sólo se contemplan dos pines

de entrada analógica y otros dos pines de alimentación. Se reserva la notación VDDA para distinguir la alimentación analógica de la digital abreviada como VDD.

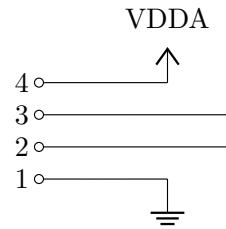


Figura 3.2: Bornes de salida de electrodos.

El circuito de la Fig. 3.2 se repite unas dos veces más dado que en total se cuenta con tres electrodos. La disposición de los mismos sobre el cuerpo humano varía según la señal de se desee medir debido a que los biopotenciales varían sus características según el lugar del cuerpo de dónde sean medidos. Para una EMG, la Fig. 3.3 muestra una localización común.



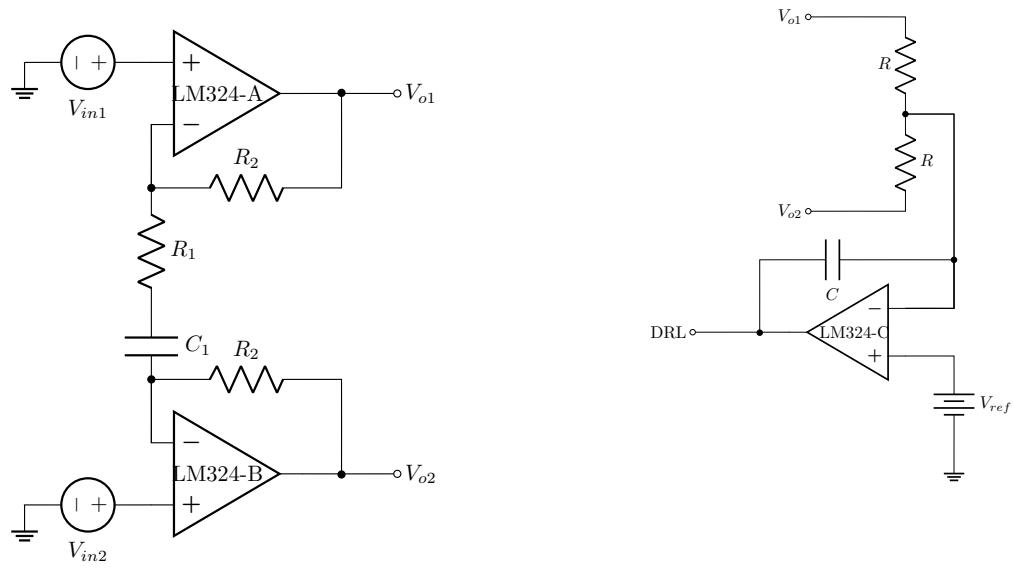
Figura 3.3: Posicionamiento de electrodos en el cuerpo.

### 3.1.2. Preacondicionamiento de señal

Si bien los electrodos no forman parte del foco principal del actual informe, es conveniente dar una breve descripción de su funcionamiento y cómo se encuentra conformado para realizar una correcta deducción de la siguiente etapa de acondicionamiento. En la Fig. 3.4 encuentra el circuito utilizado para realizar la adquisición de señales. La manera en la que trabajan se puede separar en dos partes, una de ellas es la que se encarga de realizar la adquisición diferencial de la señal y darle una primera amplificación, y la otra es la encargada de realimentar el modo común de la señal a la persona que se encuentre con los electrodos colocados.

Aplicando superposición en el circuito de la Fig. 3.4(a) es posible obtener la ganancia diferencial del circuito, tal como se indica en (3.1).

$$G_{DD} = \frac{v_{od}}{v_{id}} = 2 \frac{R_2}{Z_1} + 1 \quad (3.1)$$



(a) Circuito preamplificador

(b) Circuito que realimenta el modo común - DRL (Driven Right Leg por sus siglas en inglés)

Figura 3.4: Circuito de electrodo

donde  $Z_1$  es la impedancia conformada por  $R_1$  y  $C_1$ .

De 3.1, si  $R_2 = 820 \text{ k}\Omega$  y  $R_1 = 16 \text{ k}\Omega$  la ganancia diferencial resulta en

$$G_{DD} = 2 \frac{820}{16} + 1 \approx 103,5 \approx 100 \quad (3.2)$$

o de manera equivalente, la tensión diferencial a la salida resulta en

$$V_{od} \approx 100V_{id} \quad (3.3)$$

siempre y cuando la frecuencia a la cual esté operando el circuito sea superior al cero de baja frecuencia que impone  $C_1$ .

### 3.1.3. Acondicionamiento de señal

Si bien los electrodos en el cuerpo hacen un primer preacondicionamiento, el mismo no es suficiente para ingresar la señal directamente al ADC del ESP32. Es por eso que es necesario otra etapa previa de acondicionamiento analógico a la entrada del ADC. Esto es realizado con un amplificador operacional en configuración amplificador diferencial con entrada diferencial y salida single-ended. El IC utilizado es el LM324, que como bien dice su hoja de datos, se trata de un dispositivo con cuatro amplificadores operacionales integrados. Esto ultimo permite utilizar un solo chip para realizar la etapa de acondicionamiento analógico disminuyendo la cantidad de integrados en placa. Sin embargo, como era de esperar, genera que el ruteo de las pistas aumente considerablemente su complejidad como ya veremos. En la Fig. 3.5 se observa el circuito de acondicionamiento analógico.

La etapa de acondicionamiento se encarga de dos tareas fundamentales para obtener un correcto funcionamiento del prototipo

- Amplificar la señal de los electrodos.
- Colocar un filtro antialiasing a la salida del amplificador.

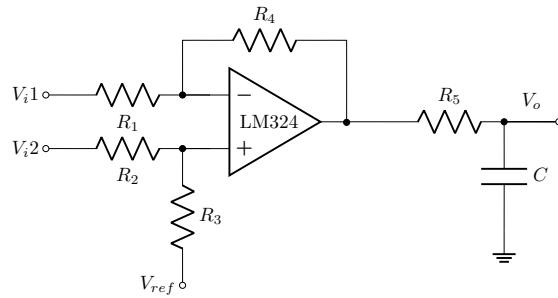


Figura 3.5: Circuito de acondicionamiento analógico.

### Amplificación de señal de los electrodos

Para la primer tarea, deben calcularse los valores de las resistencias del circuito de la Fig. 3.5 teniendo en cuenta los valores de tensión puestos en juego a la entrada del operacional. La tensión de entrada al operacional toma valores más elevados que los de biopotenciales gracias a la preamplificación que el electrodo realiza.

Considerando las tensiones de biopotenciales máximas y mínimas como

$$\begin{aligned} V_{biop-max} &= 700 \mu V \\ V_{biop-min} &= 1 \mu V \end{aligned} \quad (3.4)$$

al utilizar (3.3), las tensiones en la entrada del operacional se hallarán en el rango de

$$\begin{aligned} V_{in-min} &= \pm 100 \cdot 1 \mu V = \pm 0,1 mV \\ V_{in-max} &= \pm 100 \cdot 700 \mu V = \pm 70 mV \end{aligned} \quad (3.5)$$

De aquí la necesidad de utilizar una tensión de referencia  $V_{ref}$  tal como se observa en la Fig. 3.5, ya que de no ser así, cuando la señal tome valores negativos, a la salida del operacional habrá 0 V. La tensión de referencia se deduce del hecho de que al alimentar al LM324 con 3,3 V, la tensión máxima y mínima disponibles a la salida será de 1,8 V y 0 V respectivamente. De esta forma, se selecciona un valor intermedio de 0,9 V para permitir la máxima excursión de señal a la entrada.

En cuanto a la amplificación de señal, la ganancia que presente el circuito de amplificación diferencial debe ser tal que permita resolver al ADC una tensión de  $A_{opamp} \cdot 0,1 \text{ mV}$  y otra de  $A_{opamp} \cdot 70 \text{ mV}$  sin saturar. Se sabe que el ADC del ESP32 es de 12bits por lo que al utilizar una tensión de referencia de 3,3 V la resolución obtenida es de

$$V_{res} = \frac{3,3 \text{ V}}{2^{12}} = 805 \mu V \quad (3.6)$$

la cual aproximaremos a 1mV. Es decir, se debe amplificar a la señal de entrada de manera que

$$V_{res} = 1 \text{ mV} = V_{in-min} \cdot G_{AO}$$

lo que resulta en una ganancia de  $G_{AO} = 10$ .

Es posible obtener la tensión de salida de esta configuración a partir de aplicar el concepto de tierra virtual debido a la realimentación negativa, de esta forma se obtiene (3.7).

$$V_o = V_{ref} \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} \left( V_2 \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \frac{R_3}{R_4} - V_3 \right) \quad (3.7)$$

Al hacer que  $R_4 = R_3$  y  $R_1 = R_2$  algunos términos se reducen hasta obtener (3.8).

$$V_o = V_{ref} + \frac{R_4}{R_1}(V_{i1} - V_{i2}) \quad (3.8)$$

Entonces, dado que las corrientes de polarización de este amplificador operacional son del orden de los nano-ampere [5], casi cualquier par de resistencias que cumpla con la relación 10:1 logra la ganancia deseada, en particular, para evitar elevados consumos debido a una  $R_1$  baja, el par de resistencias  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$  y  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  resulta conveniente. De esta forma quedan definida automáticamente todas las resistencias de la etapa de amplificación diferencial.

Luego, con este valor de ganancia, se comprueba que el operacional no sature para el valor máximo de biopotencial de entrada amplificado por el electrodo. Al reemplazar por  $V_{id} = 700 \mu\text{V}$  en (3.8) se obtiene un valor máximo de salida de 1.6V que se encuentra debajo los 1,8 V tensión máxima de salida disponible.

Por último, para lograr los 0,9 V en  $V_{ref}$  se implementa un divisor de tensión resistivo conectado a un buffer (ver Fig. 3.6). En paralelo a la resistencia que determina la tensión de referencia, se encuentra un capacitor para otorgar estabilidad en la referencia. La configuración de resistencias debe ser tal que se asegure que

$$V_{ref} = V_{DDA} \frac{R_2}{R_2 + R_1} = 0,9 \text{ V}$$

entonces, tomando a  $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 9,1 \text{ k}\Omega$  y  $V_{DDA} = 3,3 \text{ V}$  se obtiene a la salida del buffer  $V_{ref} \approx 0,82 \text{ V}$ .

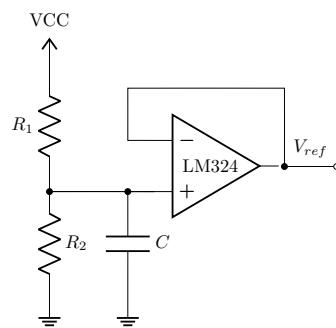


Figura 3.6: Tensión  $V_{ref}$

Nuevamente, el criterio de selección de resistencias para el divisor resistivo de tensión es el de evitar consumos innecesarios de corrientes.

### Filtro anti-aliasing

A la salida del amplificador operacional, es necesario colocar un filtro anti-aliasing previo al muestreo. Los efectos de muestrear una señal cuyo ancho de banda sea superior que la mitad de la frecuencia de Nyquist provoca distorsión y la imposibilidad de recuperar la señal original.

El ancho de banda de las señales con las que se desea trabajar es de 30 Hz - 500 Hz, esto provoca que se deba muestrear como mínimo a 1000 Hz, tarea que el ESP32 maneja sin mayor inconveniente. De esta forma, el filtro que se coloca a la salida debe tener una frecuencia de corte cercana a los 450 Hz debido a que al tratarse de un filtro de primer orden su respuesta en frecuencia no presenta un corte abrupto para frecuencias mayores

a 450 Hz permitiendo que algunas componentes cercanas a los 500 Hz se puedan obtener mientras que las frecuencias superiores (donde predomina mayormente el ruido) son fuertemente atenuadas por el filtro. Por otra parte, dado que no se trata de un dispositivo de alto rendimiento y/o que realiza tareas críticas, la pérdida de estas componentes no tiene un impacto crítico en el desempeño del mismo.

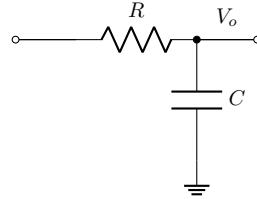


Figura 3.7: Filtro RC pasabajos

Es sabido que si se desea colocar un filtro cuya pendiente de transición de la respuesta en frecuencia sea muy pequeña, deberá emplearse un diseño de orden elevado, requiriendo la utilización de un mayor número de componentes o en su defecto de la implementación de algún otro tipo de topología más compleja. En la Fig. 3.8 se observan diferentes curvas para filtros RC de distintos órdenes. En ella se puede observar que la curva decae mucho más rápido a medida que el orden del filtro aumenta, sin embargo, para nuestro caso es suficiente con un filtro pasabajos de primer orden ya que no se necesita de manera crítica una atenuación importante para frecuencias cercanas a la corte.

La implementación del filtro finalmente resulta en un RC de primer orden con frecuencia de corte  $f_c \approx 482 \text{ Hz}$  resultando en un capacitor de  $1 \mu\text{F}$  y una resistencia de  $330 \Omega$ .

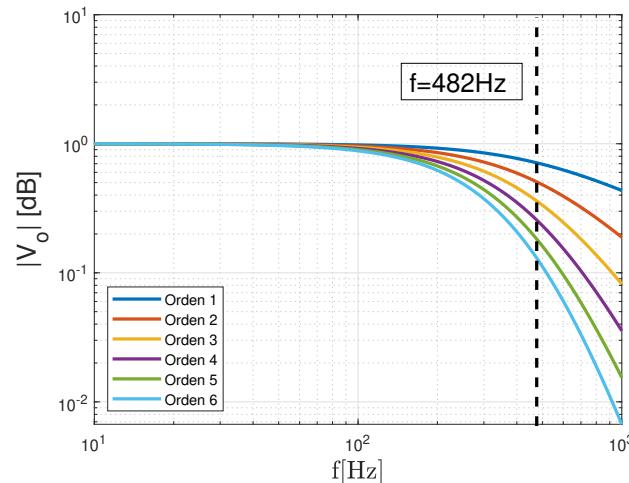


Figura 3.8: Cascada de filtros de orden 1 para  $f_c \approx 482 \text{ Hz}$ .

### 3.1.4. ESP32 y circuitos asociados

Como se ha indicado en la Sec. 1.2, dentro de las soluciones disponibles en el mercado, la opción más conveniente para el desarrollo del presente trabajo ha sido el módulo ESP32 que ya incluye varias de las etapas necesarias para el correcto funcionamiento del microcontrolador. Este módulo se encuentra desarrollado según se describe en [6], donde

puede observarse que cuenta con todo el hardware necesario según las especificaciones del fabricante (ver Fig. 3.9). Dados los objetivos de esta Tesina, se ha descartado la opción de utilizar versiones con placa de desarrollo, ya que en su mayoría no son desarrolladas por el mismo fabricante, y no necesariamente respetan todas las recomendaciones para un diseño adecuado.

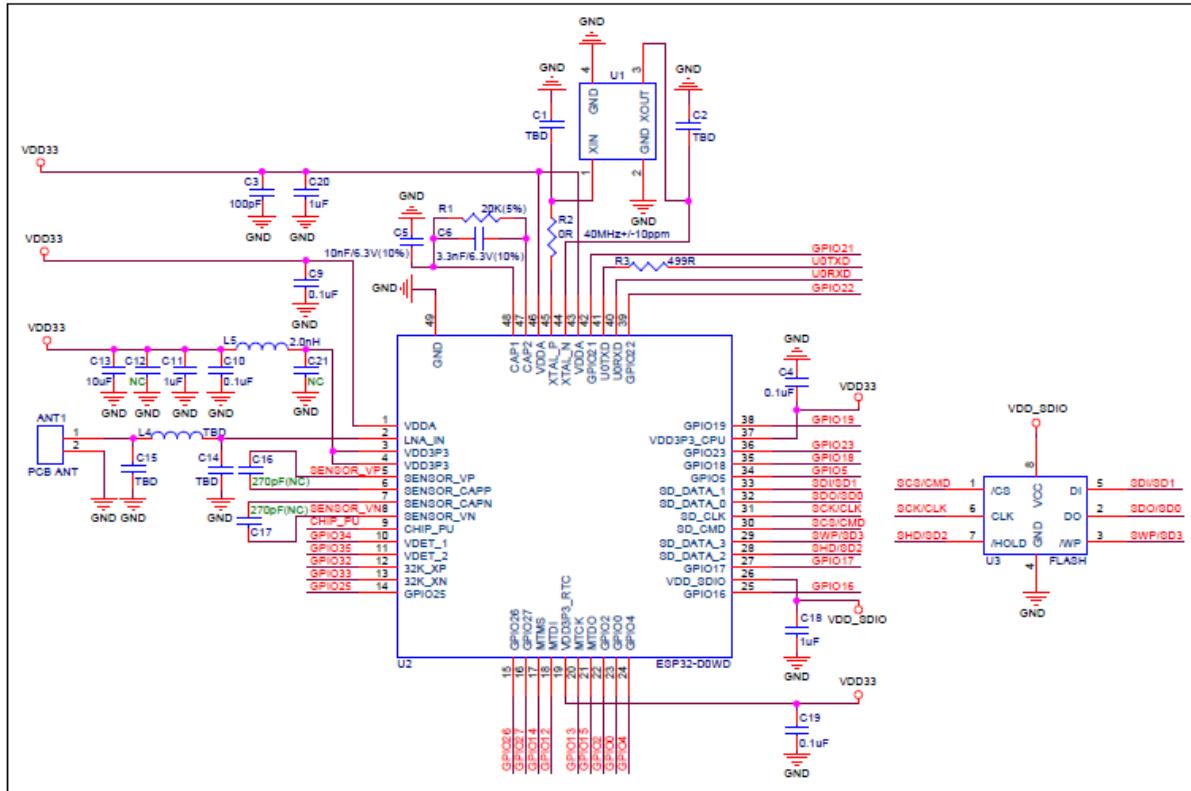


Figura 3.9: Esquema circuital del módulo ESP32

El ESP es el encargado de realizar la adquisición de las señales obtenidas por los sensores, así como también su transmisión vía Wi-Fi. Además debe realizar el sensado de la tensión de batería, atender un pulsador de propósito general y señalizar algún tipo de estado a través de los LED's. En la Fig. 3.10 puede observarse el pinout del ESP y la conexión a estas etapas.

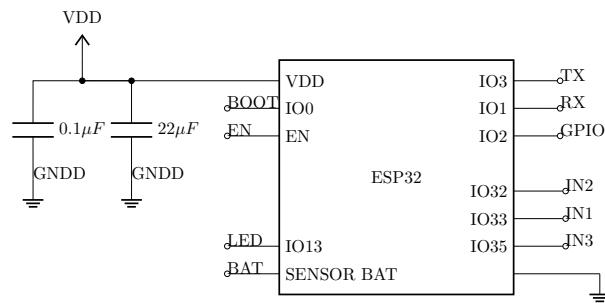


Figura 3.10: Pinout del ESP

Las salidas de los filtros anti-aliasing descritos previamente se conectan a los canales de uno de los ADC del módulo. Es importante advertir una característica importante de este módulo. Si bien cuenta con dos conversores analógico/digital, en su hoja de datos

se menciona que no se debe utilizar el ADC2 cuando se usa algún tipo de comunicación WiFi, sino en cambio el ADC1. Esta limitación condiciona el diseño a la hora de rutear las pistas en el PCB ya que dificultan la manera en la que se realiza el diseño. Se utilizan tres entradas del ADC1, y los pines asignados para este propósito son GPIO32, GPIO33, y GPIO35.

Por otro lado, dado que se utiliza el módulo y no la placa de desarrollo, también es necesaria la lógica externa para grabar al microcontrolador. El circuito utilizado para realizar dicha tarea se obtuvo de la página oficial del fabricante. En la Fig. 3.11 se observa el circuito programador.

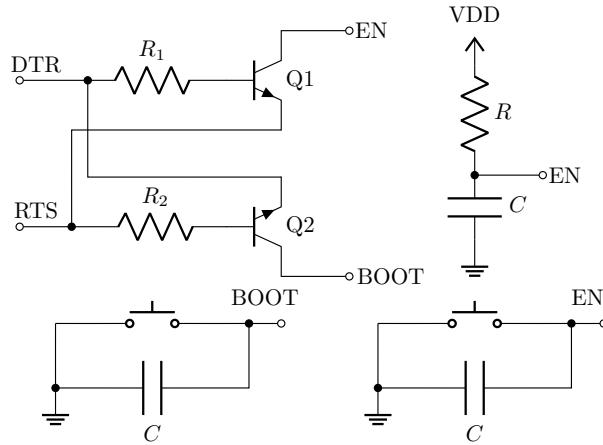


Figura 3.11: Circuito de grabado

La lógica externa es necesaria para grabar al microcontrolador, y en el diseño actual forma parte del mismo circuito para mayor comodidad. Sin embargo, para un diseño definitivo podría considerarse realizarlo en una placa separada ya que la programación sólo debe realizarse, en teoría, una sola vez. Según se observa en la Fig. 3.10, los pines asignados para la programación son GPIO0, GPIO1, GPIO3, y EN.

En la Fig. 3.10 puede observarse que según especificaciones del fabricante, se recomienda colocar dos capacitores de diferentes valores en paralelo en la alimentación del módulo para mayor estabilidad. De estos capacitores, el más grande es para suministrar energía frente a consumos elevados, mientras que el más chico es para filtrar fluctuaciones de alta frecuencia. Si bien el ancho de banda de anti-resonancia es grande, la amplitud de la respuesta en frecuencia resulta mayor que sólo utilizar un capacitor en un rango de frecuencias relativamente chico.

En la Fig. 3.12(b) se observa que para sensar batería se utiliza un divisor de tensión resistivo, el criterio de selección para las resistencias del divisor de tensión reside en que el juego de resistencias que se utilicen deben ser lo suficientemente altas para evitar que el sensado de batería sea ineficiente debido a un elevado consumo de corriente, pero lo suficientemente bajas respecto a la impedancia de entrada del ADC para evitar un error de inserción elevado. Utilizando  $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$  y  $R_{26} = 4,7 \text{ k}\Omega$ , se obtiene que

$$V_{R_{26}} = V_{bat} \frac{R_{26}}{R_{26} + R_{25}} \approx V_{bat} \cdot 0,32 \quad (3.9)$$

entonces cuando la tensión de batería sea de  $V_{bat} \approx 3,7 \text{ V}$  a la entrada del ADC habrán  $V_{ADC} \approx 1,2 \text{ V}$ . Por otro lado, el consumo de corriente debido al sensado de batería es de aproximadamente  $251 \mu\text{A}$ , valor totalmente aceptable para este tipo de aplicación.

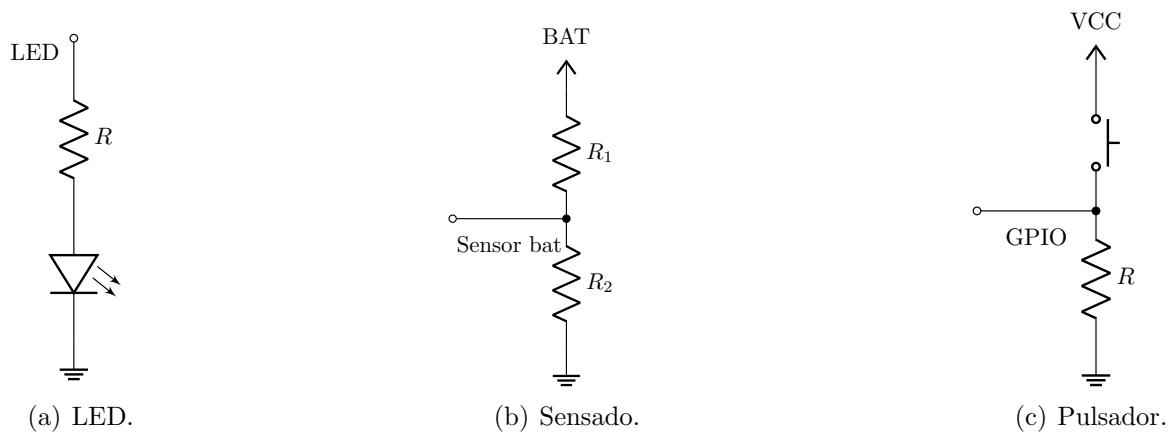


Figura 3.12: Circuitos de propósito general.

**Fuente digital:** Para alimentar a la sección digital del prototipo se utiliza el circuito integrado MCP1825S. Se opta por este regulador ya que se trata un regulador de tensión fijo de baja caída de potencial entre bornes, permitiendo así un mejor rendimiento en el uso de la carga de la batería. Según su hoja de datos [7], dicho regulador necesita tanto a su entrada como a su salida como mínimo un capacitor de  $1 \mu\text{F}$ . Aquí es donde se debe retomar lo discutido en la sección 2.3.3, donde se hizo un análisis de los diferentes métodos de desacoplos conocidos concluyendo con la selección de múltiples capacitores de igual valor para la implementación del prototipo. Dado que el ESP posee un consumo de potencia considerable, más aún al encontrarse funcionando el transmisor de comunicaciones WiFi, y, que la lógica digital y la etapa de radiofrecuencia poseen componentes de muy alta frecuencia, el circuito de alimentación debe estar correctamente desacoplado para evitar que se degrade el desempeño del sistema completo. En la Fig. 3.13 se observa como tanto a la entrada como a la salida del regulador de tensión se han colocado múltiples capacitores de igual valor para generar un desacople correcto.

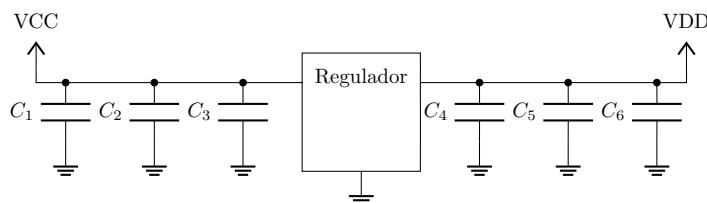


Figura 3.13: Fuente digital

Para la fuente analógica se utiliza el mismo regulador pero, como no se espera un consumo de potencia elevado y las frecuencias de operación son más bajas, basta con colocar sólo un capacitor a la entrada y otro a la salida para cumplir con los requerimientos especificados en su hoja de datos.

### 3.2. Diseño de PCB

Con el fin de generar archivos de código abierto y que cualquiera pueda replicar el trabajo, se diseña al PCB utilizando el software de diseño KiCad cuya característica principal es que es del tipo *Open Source*.

Otro punto importante a resaltar es que el diseño del prototipo utiliza una placa simple faz debido a las facilidades de implementación que presenta respecto a una placa de doble faz. Esta decisión se respalda considerando que se trata de un diseño Open Source y de implementación relativamente sencilla.

El enfoque en el diseño de la placa se centra en mitigar dentro de las posibilidades cualquier tipo de interferencia electromagnética que pudiera llegar a degradar considerablemente el funcionamiento del dispositivo. Es por eso que el diseño del prototipo se basa en considerar y aplicar las recomendaciones de diseño de hardware para evitar problemas de compatibilidad electromagnética en el ESP32, y minimizar las distorsiones que pudieran ocurrir en la etapa de medición y adquisición de datos de biopotenciales.

### 3.2.1. Ruteo de pistas y planos de tierra para el circuito con ESP32

En un trabajo desarrollado previamente [1], se ha diseñado, creado y caracterizado un prototipo del WIMUMO basado en la placa de desarrollo ESP32-DevKit, que es la que se presenta en la Fig. 3.14. El desarrollo del circuito actual toma como punto de partida el prototipo mencionado, cuyo diseño se presenta en la Fig. 3.15. En él se aprecia que la etapa de procesamiento analógico (izquierda) se encuentra en una placa separada de la de procesamiento digital (derecha) interconectadas por medio de cables, mientras que la pila de alimentación se ubica en un zócalo separado de estas dos placas. Si bien este diseño se ha desarrollado para ser funcional, no aplica muchas de las consideraciones de EMC que podrían afectar al funcionamiento general del WIMUMO, incluyendo principalmente a la comunicación WiFi y a la adquisición de señales analógicas.



Figura 3.14: Placa de desarrollo. ESP32.

A continuación se irán mostrando y justificando las modificaciones que se han realizado al diseño para asegurar un desempeño correcto en el WIMUMO. Además, el hecho de llegar a un circuito acorde a los requisitos indicados por el fabricante del ESP, permite estar en condiciones de realizar la caracterización de la comunicación inalámbrica.

El primer cambio a realizar es la integración del circuito completo en una única placa. De esta manera, además de ahorrar espacio se puede hacer una mejor distribución de las pistas y el plano de tierra. En este primer paso, se mantuvo el diseño basado en la placa de desarrollo del ESP y se obtuvo el circuito reacomodado de la Fig. 3.16. Ahora el procesamiento analógico y digital se encuentran conviviendo en una única placa, sin embargo, según lo discutido en 2.3.2, la estrella azul pone en evidencia un error grave. Este diseño es uno de los de peor desempeño en cuanto a EMC ya que se trata de uno en el cual las tierras se mantienen completamente aisladas hasta encontrarse en el punto estrella. Podría decirse que la zona superior en la imagen corresponde a la etapa mayormente de

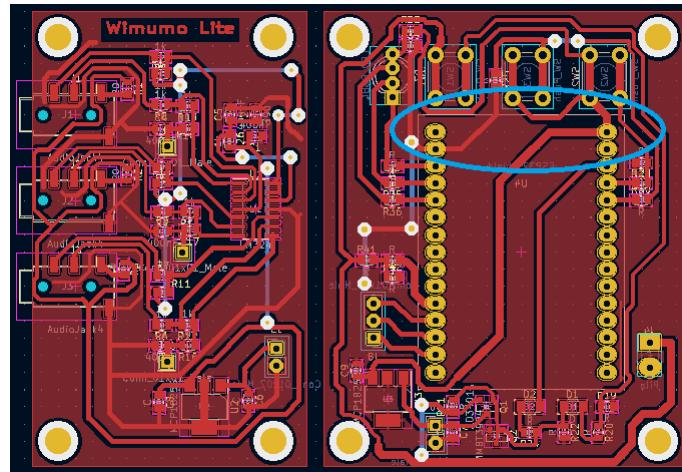


Figura 3.15: WIMUMO - Proyecto inicial.

señales digitales, mientras que la inferior de analógicas, cada una con su propio plano de tierra. Sin embargo, puede verse que hay pistas de alimentación y de señales analógicas que cruzan de una región a la otra. Y dado que los planos de tierra se encuentran divididos pero unidos únicamente en el punto estrella, esto obliga a que se den lazos muy grandes. Es decir, de trayectos largos y de distancias grandes entre línea y retorno, por lo tanto es un camino de muy alta impedancia. Entonces, retomando la Fig. 2.6, esto genera que tengamos una placa que se comporten como antenas, algo completamente inaceptable porque pueden ser fuentes de interferencia a otras etapas del circuito, y/o pueden ser muy susceptibles a ser interferidas por otras etapas.

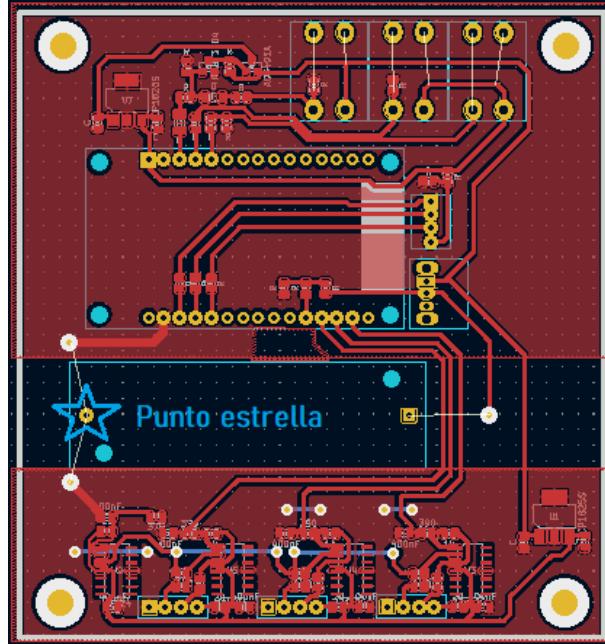


Figura 3.16: WIMUMO - V2

Con el fin de solucionar el problema del punto estrella, se diseñó una nueva versión de la placa (Fig. 3.17(a)) en la que se ha realizado una modificación que contempla lo discutido acerca de seccionar la placa y compartir un único plano de tierra. Puede verse que ahora la línea de alimentación va acompañada en todo su trayecto por el plano de

tierra. De esta forma, el área del lazo que se genera en la ida y retorno de la corriente es mucho más chica que antes. Sin embargo, aún resta buscar un camino apropiado para las líneas de señales analógicas que entran al ADC del ESP.

Por otro lado, otro inconveniente que se señala con el lazo azul en la Fig. 3.17(a) que muestra cómo las pistas pasan justo por debajo de la antena. Esto da lugar, a posibles interferencias y a un incorrecto funcionamiento de la antena de WiFi. Esto puede deberse a que las pistas existentes en las inmediaciones pueden contener componentes de alta frecuencia que interfieran con la banda de radiofrecuencia, o que las características de radiación de la antena se vean afectadas por la presencia de materiales conductores o dieléctricos muy cerca. Es por eso que se decidió realizar mayores modificaciones al diseño anterior pero reduciendo la interacción del circuito con la antena. Por ejemplo, una primera aproximación consistió en desplazar ligeramente hacia afuera la placa del ESP, llegando así a un diseño como el de la Fig. 3.17(b). El fabricante recomienda reservar una zona de guarda.

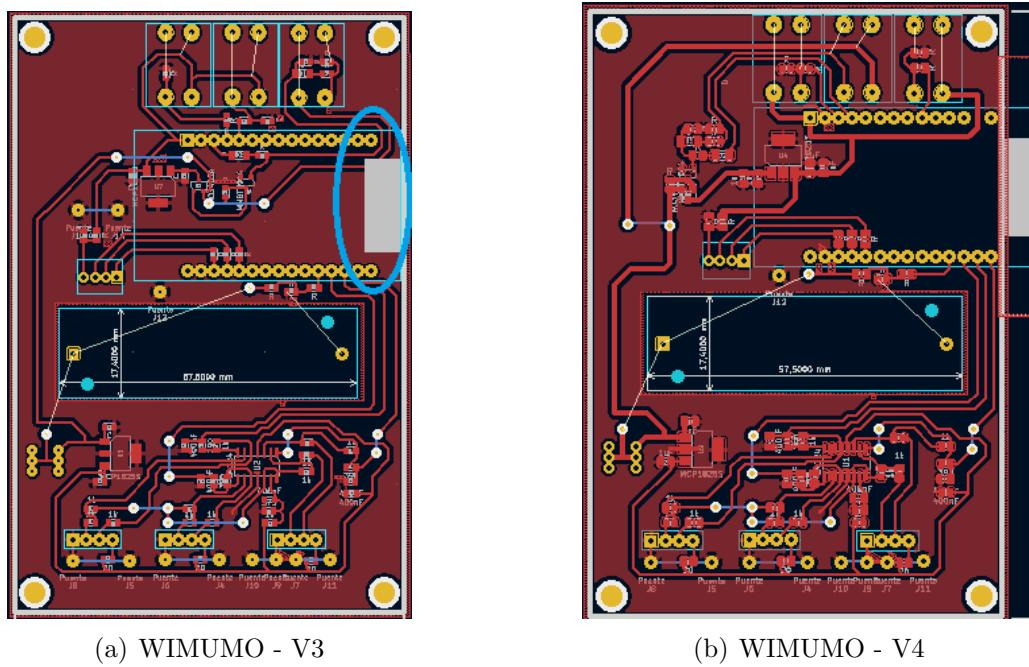


Figura 3.17: Modificaciones de diseño.

El otro aspecto relevante a tener en cuenta es, como fue mencionado anteriormente, el uso de una placa de desarrollo que no necesariamente es compatible con todas las recomendaciones del fabricante del microcontrolador. El hecho de utilizar un kit de desarrollo que no es respaldado por el fabricante, no garantiza ningún tipo de seguridad a la hora de diseñar un equipo, mas aún si lo que se busca es reducir las EMI. En la placa de desarrollo, puede observarse que la propia placa y algunos pines de conexión y pistas se encuentran muy próximos a la antena. Por otro lado, también puede observarse que el trazado de las pistas no es el mejor ya que cruzan etapas analógicas y digitales, lo cual también podría ser un inconveniente si no se ha hecho con cuidado. Y además agrega etapas que no son necesarias para este proyecto. Por estas razones, ha sido preferible continuar el desarrollo evitando el uso de la placa de desarrollo.

### 3.2.2. Posicionamiento de módulo en placa

Lo descripto previamente genera que el diseño PCB tome un cambio drástico. De hecho, según la hoja de datos del módulo, ciertas condiciones espaciales deben tenerse en cuenta a la hora de utilizar el módulo sobre una placa. En la Fig. 3.18(a) se muestran las posiciones sugeridas por el fabricante en caso de utilizar el módulo en algún diseño, y destaca las posiciones 3 y 4 como óptimas. En tanto que en la Fig. 3.18(b) se muestran los márgenes que deben otorgarse en caso de utilizar el módulo en las cercanías de algún plano de tierra, pista, componente, etc.



Figura 3.18: Sugerencia del fabricante.

De la Fig. 3.18(a) se evidencia que la manera en la que fue posicionado el kit de desarrollo no sigue las sugerencias del fabricante, y de la Fig. 3.14 junto con la Fig. 3.18(b) se ve claramente que tales zonas de despeje no han sido tenidas en cuenta.

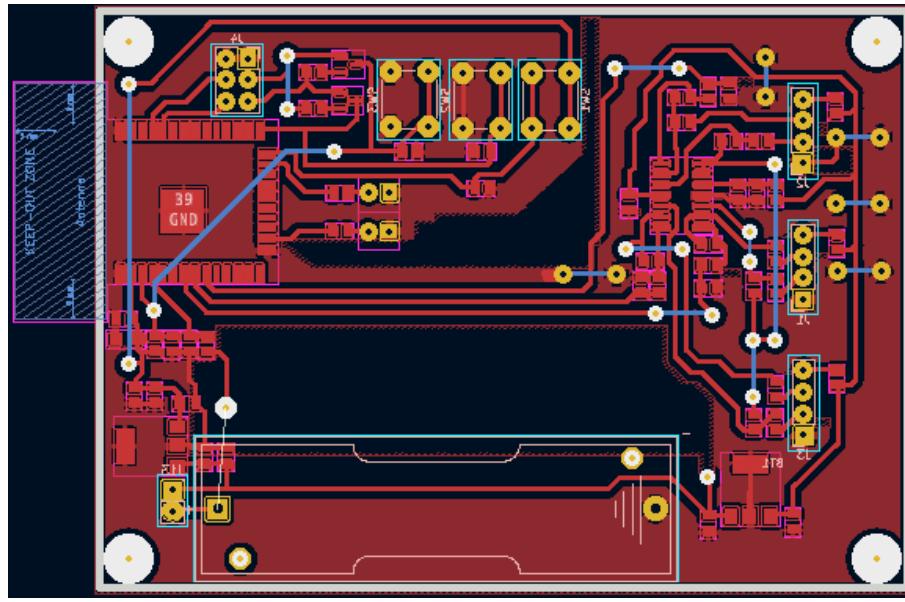
Luego de varias pruebas de posicionamiento del módulo y ruteo de pistas, se obtiene el diseño de la Fig. 3.19(a). Con el fin de dejar evidencia el seccionamiento del PCB de una manera que impacte a la visual, en la Fig. 3.19(b) se resalta en azul la sección digital del PCB mientras que en verde a la zona analógica.

En esta ultima versión se tienen en cuenta la totalidad de los puntos detallado anteriormente y en la Sec. 2.3.

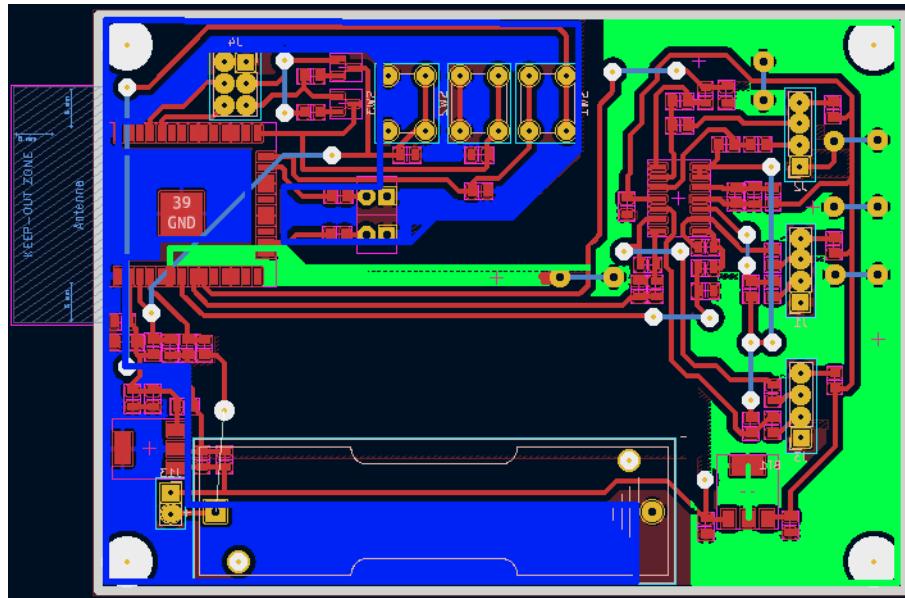
Comenzando por la esquina superior izquierda, se observa cómo la colocación del módulo está en concordancia con la disposición sugerida según la Fig. 3.18(a) (posición 3). El diseño parte de colocar al módulo en esa posición forzando a que el ruteo de pistas se adapte a este reposicionamiento. Es importante notar cómo se trazaron las pistas buscando la menor longitud de recorrido posible para reducir cualquier lazo que pueda provocar algún tipo de interferencia. Toda línea cuenta con su retorno justo al lado de ella provocando que el camino de retorno de la corriente sea reduzca de manera importante junto con el área de la espira.

La ubicación del regulador de tensión lo más cerca posible del módulo fue otro de los criterios importantes de diseño debido a que allí iba a presentarse la mayor demanda de corriente al momento de realizar transmisiones por WiFi. Colocando al regulador cerca del módulo se disminuye la probabilidad de que se acople ruido por las líneas de alimentación.

Por otra parte, se puede observar un gran lazo recorriendo la parte superior de la placa. Este lazo en principio no genera mayor inconvenientes debido a que su presencia se debe a la utilización de un pulsador de propósito general el cuál será utilizado muy esporádicamente, siendo su consumo prácticamente despreciable cuando se lo presiona.



(a) WIMUMO - V8



(b) Regiones de tierra

Figura 3.19: Versión final

Es posible ver los esfuerzos realizados para mantener la sección analógica comprendida por la preamplificación y el filtrado antialiasing lo más compacta posible dentro de una región determinada de la placa, la única interacción inevitable entre la sección digital y analógica sucede en el ADC, obviamente.

En conclusión, si bien el plano de tierra es compartido, en la Fig. 3.19(b) se puede apreciar que ha sido posible rutear las pistas de tal manera que el camino de retorno de mínima impedancia para cada etapa sea claramente distinguible. Así, las corrientes digitales siempre se mantienen en una misma región retornar por la sección analógica, y viceversa.

### 3.2.3. Alimentación, ADC y otros periféricos del ESP

Ahora que se cuenta con un diseño final, se puede dar con mayor precisión sobre las técnicas que se han aplicado para el diseño de la placa a fin de mitigar las interferencias electromagnéticas. En la sección anterior se analizó y justificó el posicionamiento de las pistas y los planos de tierra, ahora el análisis se centra en los capacitores y el ruteo de las pistas analógicas. Comenzando por el posicionamiento de los capacitores de desacople, en la Fig. 3.20 se encuentra la fuente digital. En ella se ve claramente como se han colocado los capacitores tanto a la entrada como a la salida del regulador de una manera espaciada y a diferentes distancias. Esto ultimo genera que las inductancias entre los capacitores y el regulador tomen diferentes valores dando lugar a una atenuación en frecuencias más amplia, tal como se detalló en la Sec. 2.3.3.

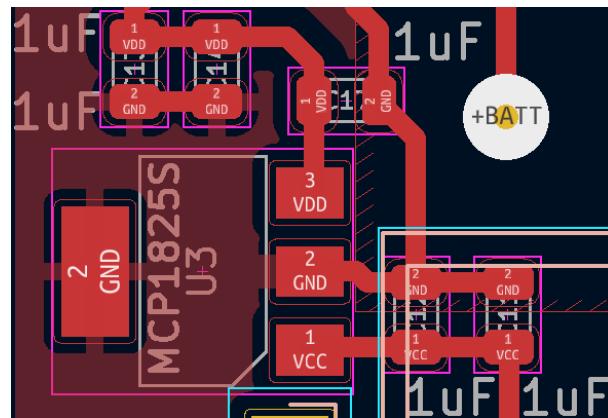


Figura 3.20: Fuente digital

En cuanto a los periféricos utilizados, es decir, el ADC, en la Fig. 3.21 se nota cómo las salidas analógicas de la etapa de acondicionamiento se conectan al ADC1 del ESP32, si bien lo ideal sería que estas pistas hagan el menor recorrido desde la salida de la etapa de acondicionamiento al ADC, esto no es posible debido a que la primer entrada que se encuentra disponible es la del ADC2, y tal como se ha mencionado, dicho convertidor no es posible utilizarlo si se desea realizar algún tipo de comunicación WiFi.

Siguiendo con las señales analógicas, notese el acompañamiento de la tierra analógica a lo largo del recorrido que toman dichas pistas. Esto es así para brindar un camino de retorno de mínima inductancia para las señales analógicas. De no existir, se estaría obligando a que el retorno sea por la tierra digital, y por lo tanto daría lugar a un gran nivel de interferencia a señales muy susceptibles como son las mediciones de biopotenciales.

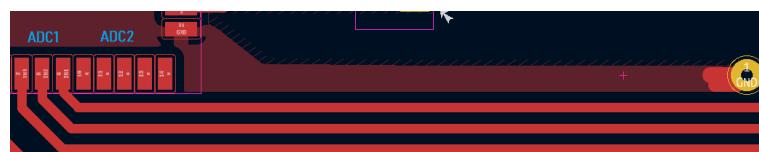


Figura 3.21: Trazado de pistas para las señales analógicas

Por último, en la Fig. 3.19(a) aparecen zonas en las que no se extiende el plano de tierra, a dichas zonas las llamaremos guardas electromagnéticas. El motivo de su presencia es el de evitar que señales digitales retornen muy cerca de líneas o tierra analógica. Pero también al revés, evitar que señales analógicas circulen y/o retornen muy cerca de las etapas digitales. Es por eso que se halla una gran guarda entre la batería y las señales analógicas

que entran al ADC. En las cercanías del ADC se presenta una situación particular en la que la región digital se superpone con la sección analógica, y podría darse que en estos puntos de interconexión las mismas se crucen. Sin embargo esta situación ha sido contemplada. Puede verse que la corriente de tipo digital tiene un camino de alta impedancia si retornase por la tierra analógica ya que se formaría un lazo con un área muy grande que por lo tanto posee alta impedancia. De manera similar ocurre con las señales analógicas y la tierra digital. Es por eso que al haber generado caminos de alta impedancia, las corrientes digitales no generarán distorsiones importantes en las señales analógicas. Otra guarda electromagnética de menor envergadura que la anterior es la que se encuentra al otro lado de las señales analógicas. Esta última guarda posee, nuevamente, un camino de alta impedancia entre las etapas analógica y la digital. De todas formas, el consumo de potencia (y por ende de corriente) de esta etapa es mucho menor que la de alimentación, por lo tanto es menos preocupante.

### 3.3. Implementación

Como es sabido, existen diversos métodos de implementación de circuitos impresos. Sin embargo, dado que se espera que el dispositivo WIMUMO sea compacto para facilitar su portabilidad en el cuerpo, existe un requerimiento de mínimas dimensiones que establece condiciones tales como el ancho de las pistas, y la utilización componentes de montaje superficial. Por lo tanto, el método de implementación que se utilice debe ser capaz de cumplir con requerimientos demandados.

Entre los principales métodos de implementación se encuentran los siguientes:

- Método de transferencia por calor.
- Método de grabado con máquina CNC.
- Método fotográfico.

#### Transferencia por calor

Se trata de uno de los métodos más económicos y sencillos de implementar. El método consiste en colocar una imagen espejada (la cual se imprime sobre algún tipo de papel especial) sobre la placa para luego mediante el uso de una plancha, aplicar calor sobre la placa y transferir la tinta que se encuentra en el papel. A pesar de su sencillez, este método no es óptimo para el presente trabajo debido a los requerimientos mencionados previamente. La tinta puede esparcirse fácilmente durante la transferencia generando posibles problemas, sin mencionar el hecho de que al atacar con ácido, muchas pistas pueden verse debilitadas debido a una incorrecta transferencia de tinta.

#### Grabado con CNC

Este método es mucho más preciso que el anterior dado que se basa en el cálculo numérico computalizado. Se trata de una máquina con un taladro en su cabezal y una fresa que elimina la película de cobre sobre la placa siguiendo un patrón predeterminado. Esto se realiza mediante el uso de archivos tipo gerber. Este tipo de maquinaria requiere un entrenamiento previo además de ser un equipo costoso, por lo cual no es el más elegido para el prototipado de circuitos. Existe un rango muy variado de resoluciones ya que depende constructivamente de la maquinaria pero se encuentran dentro del rango de  $1\text{mm}$  hasta  $50\mu\text{m}$ .

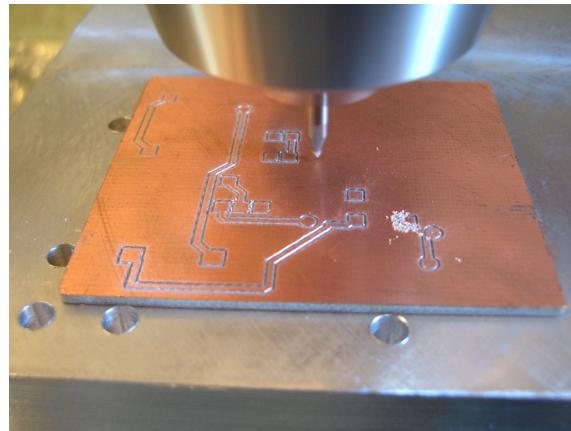


Figura 3.22: Maquina CNC

### Método fotográfico

Este último método consiste en la utilización de una película fotosensible y un film transparente con el negativo del circuito en cuestión. Es uno de los métodos más utilizados cuando se requiere cierto grado de precisión cuando los métodos caseros fallan.

La película se adhiere a la placa virgen que previamente fue limpiada. Una vez que se haya adherido correctamente la película fotosensible, se retira una capa protectora que posee para posicionar de manera correcta el film del circuito. Los pasos mencionados previamente se deben realizar en un cuarto donde la incidencia de luz sea mínima debido a la característica fotosensible del film.

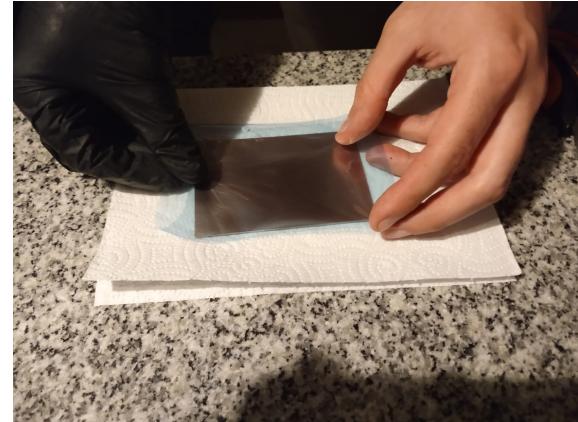


Figura 3.23: Colocación del film en placa

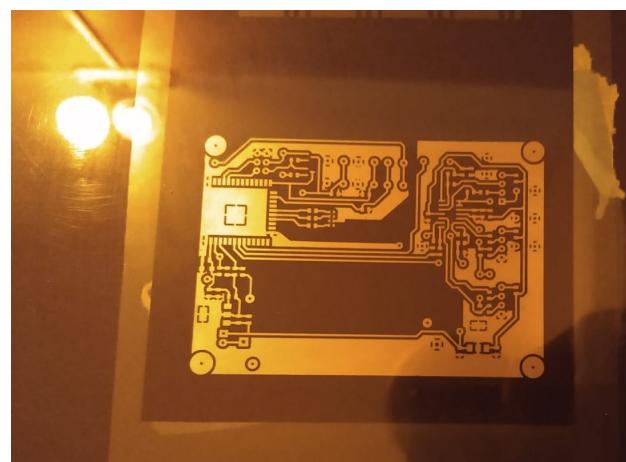


Figura 3.24: Posicionamiento de circuito en placa

Una vez posicionado el circuito, se presiona con una plancha de vidrio la placa y el film así se evita cualquier posible desplazamiento indebido y a su vez se permite la incidencia de luz. En este paso se debe ser lo más precavido posible dado que cualquier

desplazamiento involuntario que pueda ocurrir durante el prensado de la lámina de vidrio con la placa puede un grabado no deseado. Finalmente, se expone a la luz ultravioleta durante un intervalo de tiempo que suele estar comprendido entre 3 y 10 minutos.

Finalizada esta parte del proceso, la placa se sumerge en un revelador que remueve la parte de la película no insolada, ya que el film permanece adherido en todos los sectores que han sido insolados (Fig. 3.25). Luego se sumerge en un baño corrosivo que remueve el cobre no protegido por el film, y por último se lava cuidadosamente. Finalmente la placa se introduce en removedor (generalmente aguarras o tiner), se enjuaga, limpia y seca totalmente. La resolución obtenible depende de que tan rápida e intensa se desarrolla la insolación y de la resolución del film negativo, lo que nos da una resolución en el mejor de los casos de  $50 \mu\text{m}$ . Para resoluciones más allá de  $50 \mu\text{m}$  este método se realiza automatizado.



Figura 3.25: Placa sumergida en revelador

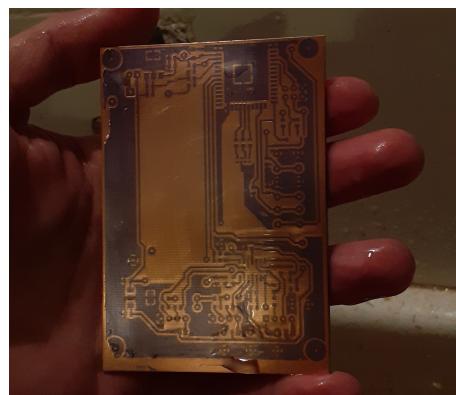


Figura 3.26: Placa con restos de película removida

El método utilizado en el presente trabajo es el fotosensible debido a las características mencionadas previamente. Si bien el método de la transferencia por calor puede ser una opción, el hecho de que dependa fuertemente del papel y el calor utilizado durante la transferencia hace que su elección sea menos atractiva.

Dadas las dimensiones de las pistas del presente circuito a realizar, junto con los puntos de soldadura del ESP32 y demás factores, hicieron del método fotosensible la mejor opción. Por lo tanto, luego de haber realizado este proceso con el diseño del circuito descrito anteriormente, en la Fig. 3.27 se observa el resultado obtenido al utilizar el método fotográfico.

Como se observa en la Fig. 3.27(a) se aprovechó la placa para implementar las antenas que utiliza el ESP32, de esta forma, se podrá estudiar de manera aislada el comportamiento de las mismas. El modelo de estas antenas es réplica del que se encuentra presente en el módulo.

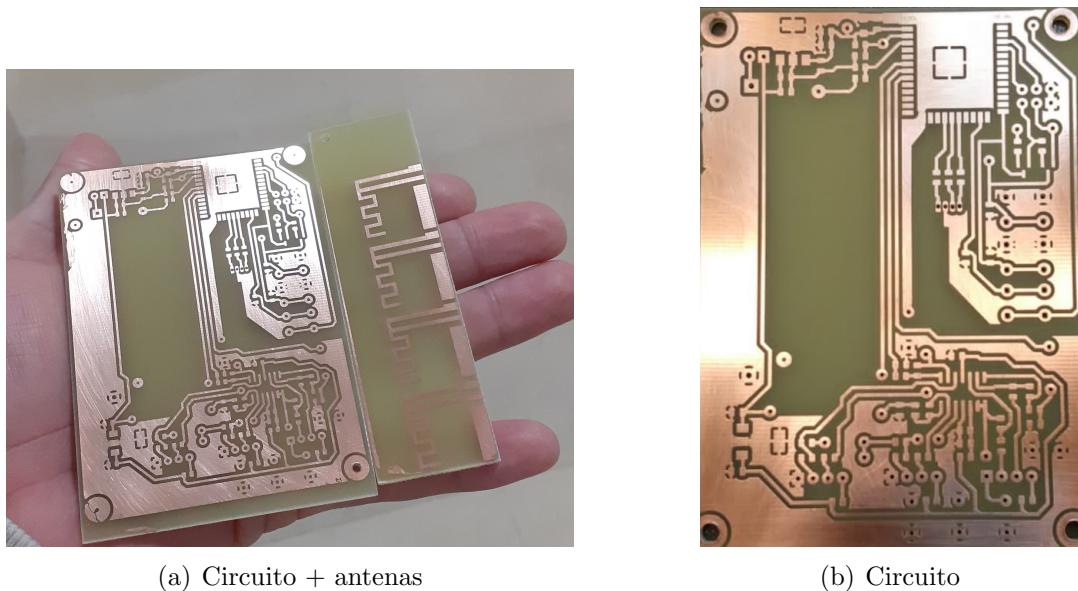


Figura 3.27: Resultado del método fotográfico

Retomando el tema del circuito con ESP, un punto importante en el proceso de ensamblado es la utilización de un horno de soldadura para poder soldar el alivio térmico que se encuentra justo debajo del microcontrolador junto con sus pines de contacto laterales. Realizar su ensamblado con un soldador de banco no habría resultado sencillo, teniendo en cuenta además que es un componente crítico.

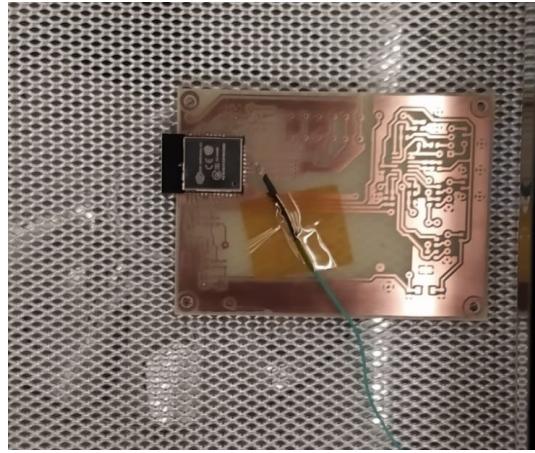


Figura 3.28: Pines de contacto y alivio térmico debajo del microcontrolador

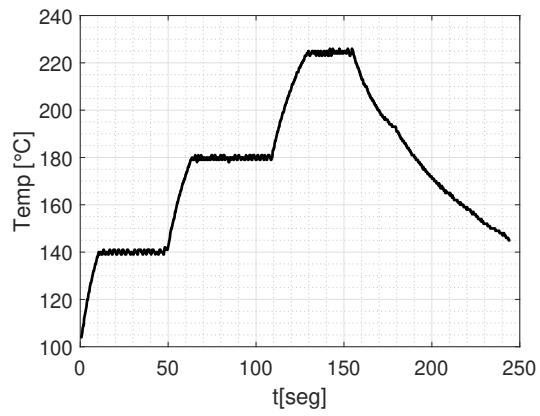
En la Fig. 3.29(a) y 3.29(b) se puede observar a la placa dentro del horno junto con una termocupla para sensar la temperatura y la curva de temperatura seguida durante la soldadura respectivamente.

Luego, para asegurar de que todos los pines se han soldado correctamente en la placa se hace uso de una máquina de rayos X. Dicha herramienta realiza una radiografía de la placa permitiendo observar si las soldaduras se han realizado correctamente. En la Fig. 3.30 se puede observar el resultado de final del proceso de soldado por medio de rayos X. De la imagen anterior se observa que efectivamente los pines han sido soldados.

Finalmente, en la Fig. 3.31 se puede observar la placa con los componentes soldados



(a) Placa dentro del horno



(b) Curva de temperatura

Figura 3.29: Proceso de soldadura

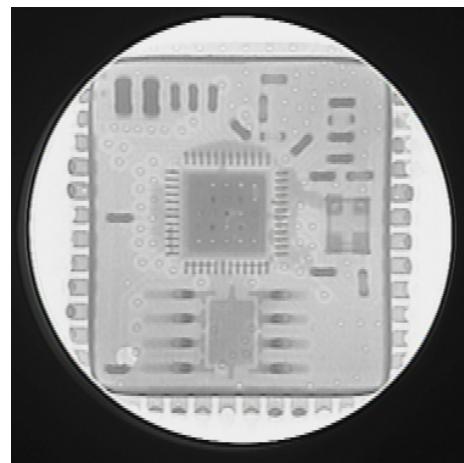


Figura 3.30: Radiografía de soldadura

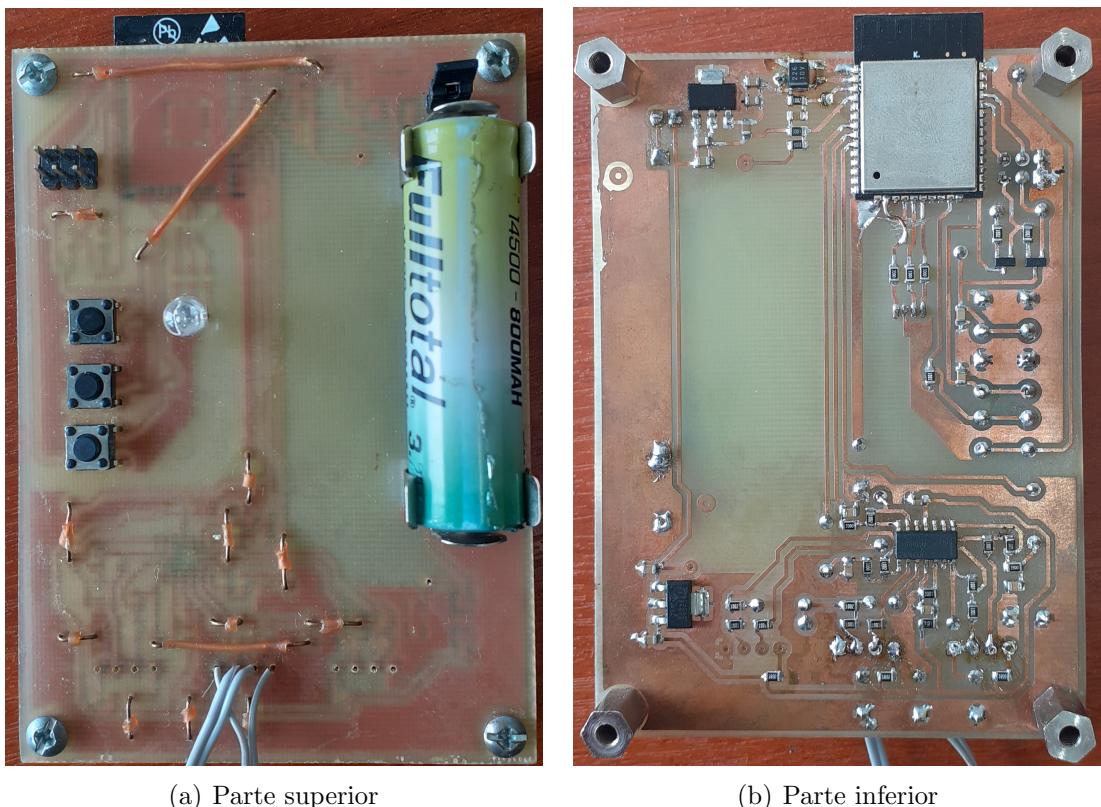


Figura 3.31: Resultado final



# Capítulo 4

## Transceptores y antenas para WiFi

Con el objetivo de comprender los resultados que se obtienen en el Cap. 6 es necesario desarrollar, de manera no muy profunda, conceptos y nociones elementales de la teoría electromagnética que se encarga de modelar y describir parámetros fundamentales de las antenas.

Debido a la basta cantidad de temas que pueden desarrollarse alrededor de este tópico, sólo se describirán los conceptos involucrados durante los ensayos experimentales.

### 4.1. Circuito transceptor

Un transceptor es un dispositivo que hace las veces de transmisor y receptor. Los circuitos transceptores son de gran importancia en dispositivos de comunicación inalámbrica como lo es el ESP32. En la Fig. 4.1 se muestra un diagrama en bloques de cómo se encuentra organizada la arquitectura del ESP32.

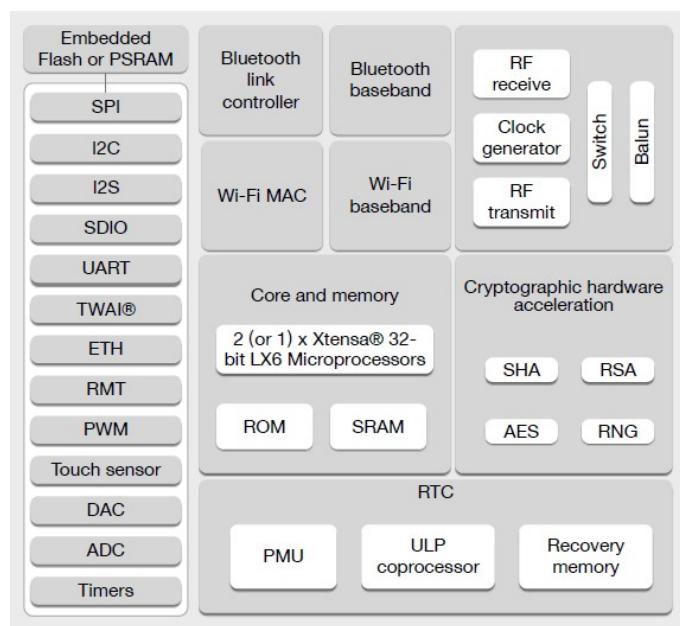


Figura 4.1: Diagrama en bloque funcional de ESP32 [8]

Como se observa, la etapa que se encarga de la recepción/transmisión de ondas de radio se encuentra en la esquina superior derecha. Ese bloque particular se encuentra constituido por otras 5 subetapas.

En la Fig. 4.2 se observa un circuito típico de un transceptor WiFi. En él nuevamente aparecen las mismas subetapas

- Switch.
- Balun.
- Receptor.
- Transmisor.
- Clock.

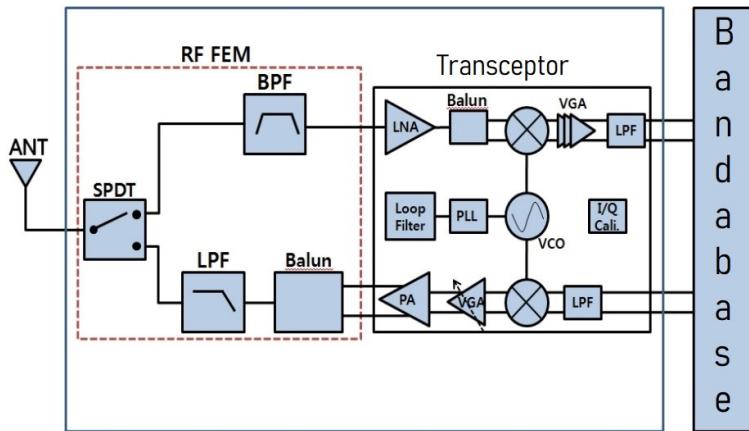


Figura 4.2: Circuito transceptor

El switch es el circuito encargada de realizar la conmutación entre los bloques de transmisión y recepción según la operación que se desee realizar.

Un balun es un dispositivo eléctrico que permite conectar líneas balanceadas con líneas no balanceadas sin generar des-adaptaciones en ninguna de las líneas. Es de gran utilidad para conectar, por ejemplo, una antena con una línea de transmisión.

El clock se encarga de temporizar los eventos que suceden dentro del circuito. Por otra parte, el transmisor tiene la tarea de codificar, amplificar, y modular la señal banda base en pasabanda para luego enviarla. El receptor por su lado, amplifica la señal entrante, la decodifica y luego la procesa en banda base.

A lo largo del presente informe, debe tenerse en cuenta que no se realiza una caracterización de cada etapa del transceptor, sino más bien de todo el conjunto en base al procesamiento de las señales recibidas. En cambio la antena debe analizarse con más detalle ya que es el nexo entre las señales eléctricas en un espacio confinado y las ondas electromagnéticas transmitidas al entorno que la rodea. En definitiva, debe conocerse la dependencia espacial que describe el funcionamiento de las antenas de los dispositivos transmisor y receptor para comprender su interacción en el canal inalámbrico.

## 4.2. Antenas

Una antena es definida por la *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (IEEE Std 145-1983) como medio para radiar o recibir ondas de radio. En otras palabras, una antena es la estructura transicional entre el espacio libre y una fuente de señal eléctrica unidos generalmente por una línea de transmisión (como por ejemplo, una línea coaxial

o una guía de onda), y es usado para transportar señales de interés a través de un medio como lo es el espacio libre. Si la antena transporta energía hacia el espacio libre, se dice que es una antena transmisora. De lo contrario, si recibe energía desde el medio de transmisión (el espacio libre) entonces se la denomina antena receptora. En un transceptor como el de WiFi opera de ambos modos.

Si bien las antenas permiten irradiar energía en todas direcciones, sus propiedades de radiación son diferentes para cada dirección y dependen de sus características constructivas y principios de funcionamiento. Además dichas propiedades cambian según el tipo de antena utilizada, por lo que para cada aplicación se selecciona el tipo de antena más apropiada según las características de radiación que se desean obtener.

#### 4.2.1. Tipos de antenas

Debido a la amplia variedad de diseños existentes, las formas constructivas que pueden tomar son muy variadas. A continuación se introducen algunas antenas comúnmente utilizadas en aplicaciones de WiFi y que son de interés práctico para entender el funcionamiento de los dispositivos de comunicaciones a caracterizar.

##### Antenas de alambre

Las antenas de tipo cable son familiares debido a la frecuencia con la que uno se encuentra con ellas, estando presentes en automóviles, aviones, naves espaciales, etc. Existen diversas variantes como la de dos hilos conductores rectos (dipolo), y la de lazo (Fig. 4.3).

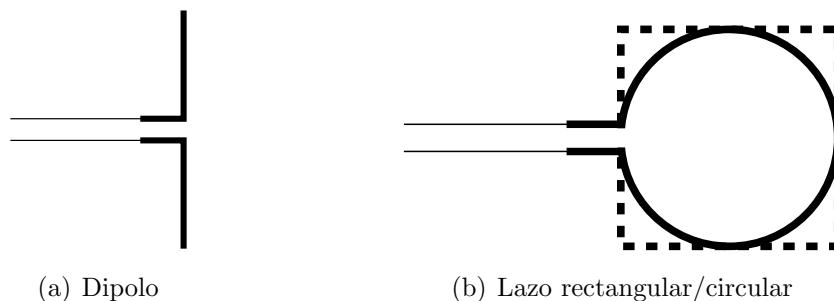


Figura 4.3: Antenas de tipo cable

Si a una antena dipolo, se le remueve uno de sus elementos radiantes y se coloca un plano de referencia en la base del elemento radiante (Fig. 4.4(b)) se obtiene una antena monopolio. Si a esta no se le provee un plano de referencia, el elemento radiante de la antena monopolar interactuará con el o los objetos conductores más cercanos que se encuentren.

Una buena analogía es considerar lo que sucede cuando una persona aplaude. Al aplaudir se emiten ondas acústicas al aire, mientras que un dipolo lanza ondas electromagnéticas. En el caso del monopolio, la analogía se traduce en aplaudir con una mano en el bolsillo: sólo basta con encontrar contra qué aplaudir para generar la onda acústica. Análogamente en el monopolio, basta con tener una referencia conductora con la cual interactuar.

Para comprender el funcionamiento del dipolo, monopolio y otros tipos de antenas desde el punto de vista eléctrico, se puede utilizar un modelo circuital. Entre los hilos conductores y planos de referencia existen inductancias y capacidades parásitas distribuidas al igual que en las líneas de transmisión en placas de circuitos impresos. Al alimentar

la antena, existe una frecuencia específica a la cual este circuito equivalente entra en resonancia. Por lo tanto, si la antena se encuentra adaptada a la impedancia del generador, gran parte de la energía transferida a ella es irradiada gracias a que la tensión y la corriente existentes en la antena están en fase. Ahora bien, la conformación del campo electromagnético que se genera alrededor de un dipolo no es la misma que en un monopolo ya que las distribuciones de cargas y corrientes es diferente. Esto resulta en que la intensidad de radiación para cada dirección alrededor que puede generar el dipolo sea diferente a la del monopolo, o de cualquier otro tipo de antena.

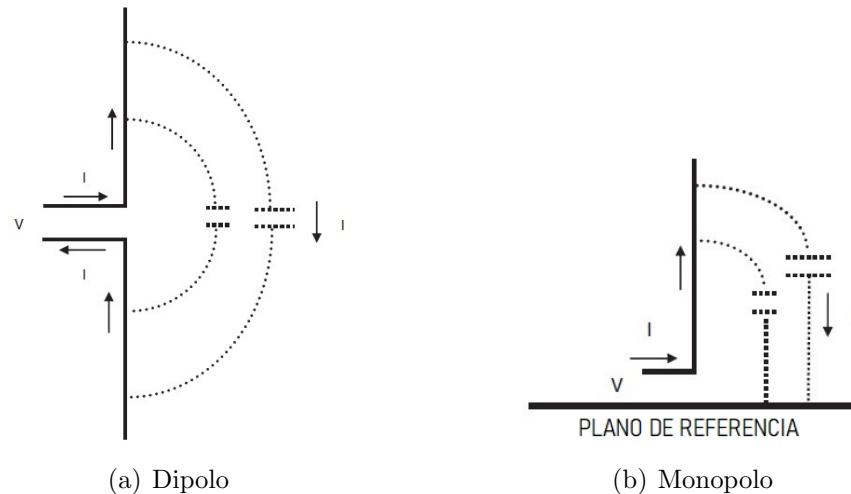


Figura 4.4: Antenas básicas

### Antenas de microtira

Las antenas de microtira consisten comúnmente de un parche o pista en una cara del sustrato, y un plano de tierra en la otra. Aunque los parches pueden tomar muchas formas diferentes, los rectangulares y circulares son los más utilizados debido a que su análisis y fabricación no resultan muy complejos. En la Fig. 4.5 se muestra una antena de microtira tipo parche rectangular alimentada por medio de una línea de transmisión.

En estas antenas, el espesor del dieléctrico es típicamente mucho menor que las dimensiones del parche. Debido a esta condición, el fenómeno de resonancia se da cuando las dimensiones del parche son próximas a  $\lambda_r/2$  siendo

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

en donde  $\lambda_r$  es la longitud de onda en el dieléctrico,  $\lambda_0$  la longitud de onda en el espacio libre y  $\epsilon_r$  la permitividad relativa del dieléctrico/sustrato.

El campo electromagnético resonante se desarrolla entre el parche y el plano de tierra, y se distribuye a su alrededor logrando que la radiación se dé principalmente en dirección al semiespacio superior de la antena.

Mejores aproximaciones para el cálculo de las dimensiones del parche se obtienen en base a un  $\lambda_{efectivo}$  que tiene en cuenta el hecho de que el parche se encuentra entre el dieléctrico y el aire. El mismo siempre toma un valor intermedio entre  $\lambda_r$  y  $\lambda_0$ , donde  $\lambda_r < \lambda_{efectivo} < \lambda_0$ .

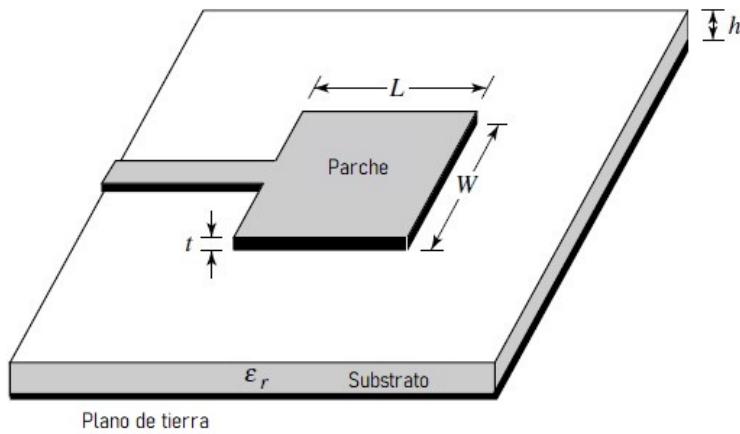


Figura 4.5: Antena microtira

Antena plana F invertida (PIFA *Planar Inverted-F Antenna*)

Este tipo de antenas deriva de las antenas de tipo microtira. En la Fig. 4.6 se muestra una antena del tipo PIFA. Su popularidad ha incrementado notablemente en los últimos años en dispositivos compactos como los celulares debido a su simplicidad de implementación, su bajo costo y su tamaño reducido.

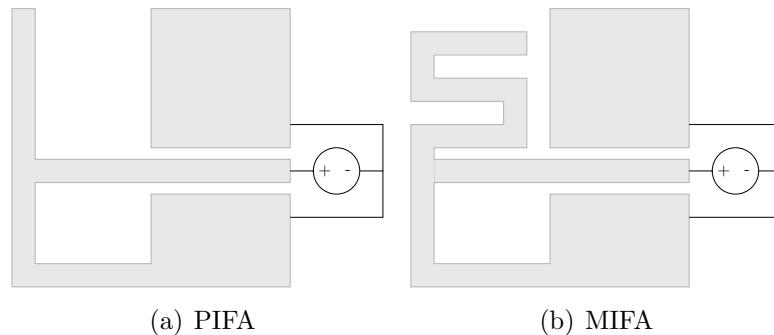


Figura 4.6: Antena PIFA

El diseño consiste en un plano de tierra y una línea de transmisión que presenta una longitud de

$$\frac{\lambda_r}{4} \approx \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_r}}$$

correspondiente a la frecuencia de resonancia deseada. La línea se conecta a tierra en un extremo y está abierta en el otro extremo, mientras que la línea de alimentación se conecta en un punto intermedio. La frecuencia de resonancia está dada por (4.1), donde la longitud del brazo radiante es aproximadamente  $L \approx \lambda_r/4$ ,  $w_s$  es la distancia entre el cortocircuito y el punto de alimentación y  $t$  es el espesor de la pista de cobre.

$$f = \frac{v}{\lambda_{efectivo}} = \frac{c}{4(L+W-w_s-t)\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (4.1)$$

Es importante notar cómo la frecuencia de resonancia depende de la permitividad eléctrica del material sobre el que se construya este tipo de antena y es por eso que se debe conocer con cierto grado de precisión dicho valor durante el diseño de la misma.

En la Fig. 4.6(b) se observa una variante a la antena PIFA basada en una línea zigzagueante en lugar de recta. Esto permite que sin modificar su longitud y por lo tanto sin afectar la frecuencia de resonancia, la antena sea de menor tamaño. El acrónimo que identifica este último diseño es MIFA (Meandered Inverted-F Antenna). Las características de radiación de ambos diseños no presentan diferencias muy significativas.

### Antenas de tipo ranura

Este tipo de antenas se ha hecho muy popular en los últimos tiempos debido a su facilidad de construcción y el poco tamaño que ocupa. Un ejemplo de este tipo de antenas es la de la Fig. 4.7, y las antenas PIFA.

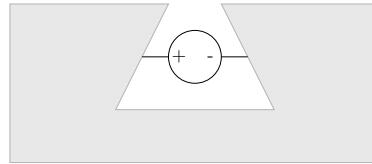


Figura 4.7: Antena tipo ranura

A fin de comprender el principio de funcionamiento, partimos desde el modelo de dipolo elemental considerando un dipolo cuya longitud de brazo es  $\lambda/4$  y tiene una fuente de alimentación en el centro (ver Fig. 4.8). Además, limitaremos el análisis solamente en la región de campo lejano, por lo que las distancias aparentes en los gráficos representan los campos en dicha región.

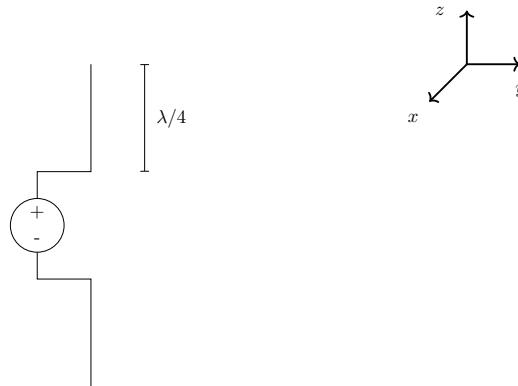


Figura 4.8: Dipolo elemental

La fuente provoca que haya una acumulación de cargas positivas en el extremo superior del brazo y una acumulación de cargas negativas en el extremo inferior del otro brazo, provocando que la dirección del campo eléctrico  $\vec{E}$  sea la de  $-z$  (Fig. 4.9(a)). La distribución de corriente en esta situación queda representada como se ve en la Fig. 4.9(b), con un máximo de corriente en el centro del dipolo y un mínimo en sus extremos dado que no tiene por donde circular. Esto provoca que el vector campo magnético tenga su máximo en el centro del dipolo y un mínimo en los extremos, cuyo sentido queda determinado por la regla de la mano derecha.

Haciendo el producto vectorial entre  $\vec{B}$  y  $\vec{E}$  se obtiene que el vector de poynting  $\vec{S}$  apunta en la dirección del versor  $\hat{j}$ , provocando un patrón de radiación como el de la Fig. 4.10, donde claramente se observa un mínimo de radiación en el eje  $z$  dado que el vector

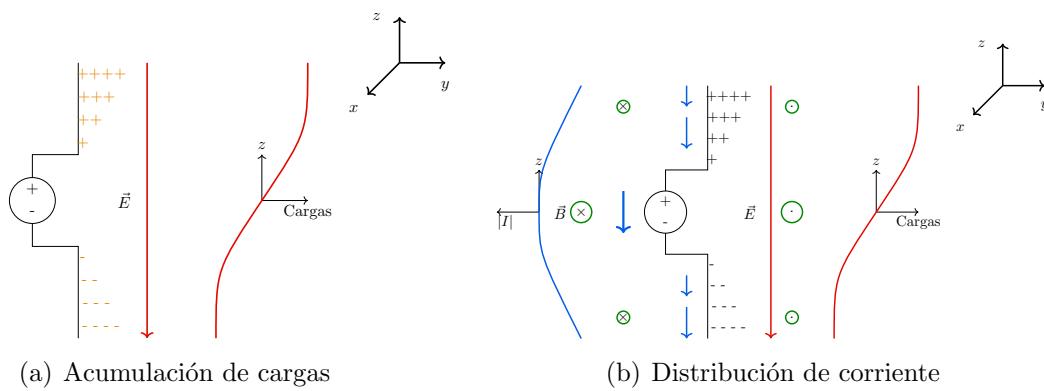


Figura 4.9: Generación de cargas y distribución de corriente

de poynting resulta nulo por no haber circulación de corriente que produzca campo  $\vec{B}$  en esa dirección.

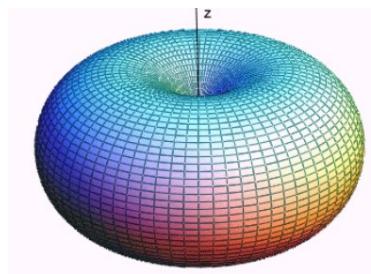


Figura 4.10: Patrón de radiación del dipolo elemental

Visto en el dominio del tiempo, la magnitud del campo eléctrico comenzará a disminuir hasta pasar por 0 y luego se hará negativa con una magnitud igual al primer caso analizado, esto provoca que el sentido de circulación de la corriente se invierta también y con ello el campo magnético. Sin embargo, la dirección del vector de poynting resulta inalterada dado que el cambio de signo afecta tanto al campo  $\vec{B}$  como  $\vec{E}$ .

Ahora se analiza el caso opuesto, donde se tiene un plano conductor infinito y se le realiza una ranura de longitud  $\lambda/2$  con espesor infinitesimal y se le coloca una fuente algo desplazada del centro de la ranura tal como se observa en la Fig. 4.11(a). En esta situación, las cargas se encuentran sobre la superficie no conductora provocando una acumulación de cargas en el centro de la ranura.

El campo  $\vec{B}$  tendrá sentido entrante de la mitad superior de la ranura y saliente en la mitad inferior. En los extremos exteriores inferior y superior de la ranura será máximo y con sentido opuesto al que presenta dentro de ella.

Con el campo  $\vec{E}$  sucede lo opuesto, es máximo en el centro de la ranura debido a la concentración de cargas, y mínimo en los extremos debido a la ausencia de la misma. Es importante notar cómo ahora la dirección del campo eléctrico no es vertical como en el caso del dipolo, sino mas bien horizontal, como en la Fig. 4.11(b).

Haciendo el producto vectorial con los campos eléctrico y magnético se obtiene el vector de poynting  $\vec{S}$ . Esta vez, la dirección de  $\vec{S}$  es vertical, es decir, el patrón de radiación es el mismo que el del dipolo pero rotado de manera que su mínimo se encuentra ahora sobre el eje  $y$  tal como se observa en la Fig. 4.12.

Este resultado era de esperar dado que los tanto los campos  $\vec{B}$  y  $\vec{E}$  se encuentran rotados  $180^\circ$  una antena respecto a otra (ver Fig. 4.13).

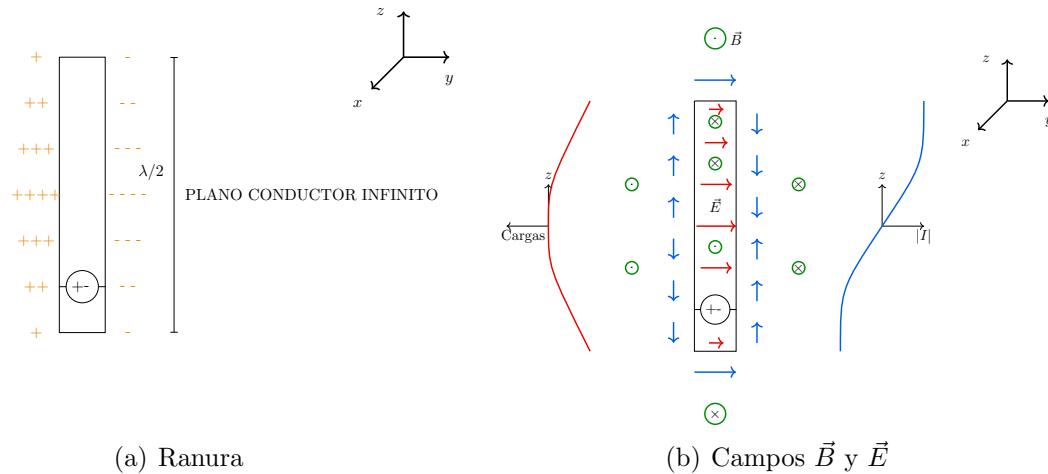


Figura 4.11: Ranura rectangular en plano conductor infinito

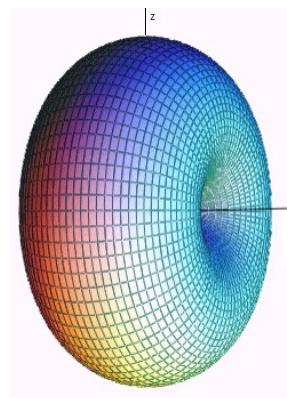
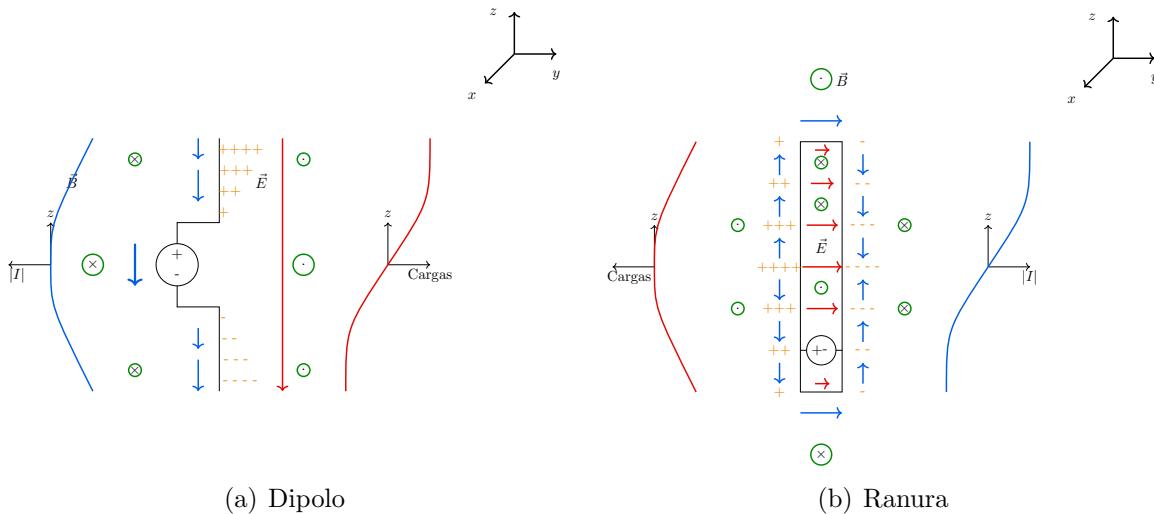


Figura 4.12: Patrón de radiación de antena tipo ranura rectangular


 Figura 4.13: Comparación de campos  $\vec{B}$  y  $\vec{E}$ 

Supongamos que en vez de utilizar un plano infinito utilizamos sólo una porción de un semiplano, es decir, se parte al medio la ranura de la Fig. 4.14(a) de manera que resulte una estructura como la de la Fig. 4.14(b). Despreciando los efectos de bordes, y utilizando

el principio de carga virtual, es posible obtener un patrón de radiación equivalente al que se obtiene con el de la Fig. 4.12. En este tipo de antenas, la alimentación se coloca como se muestra en la Fig. 4.6(a), obteniendo así una antena de media ranura, que en campo lejano presenta un comportamiento similar a la original.

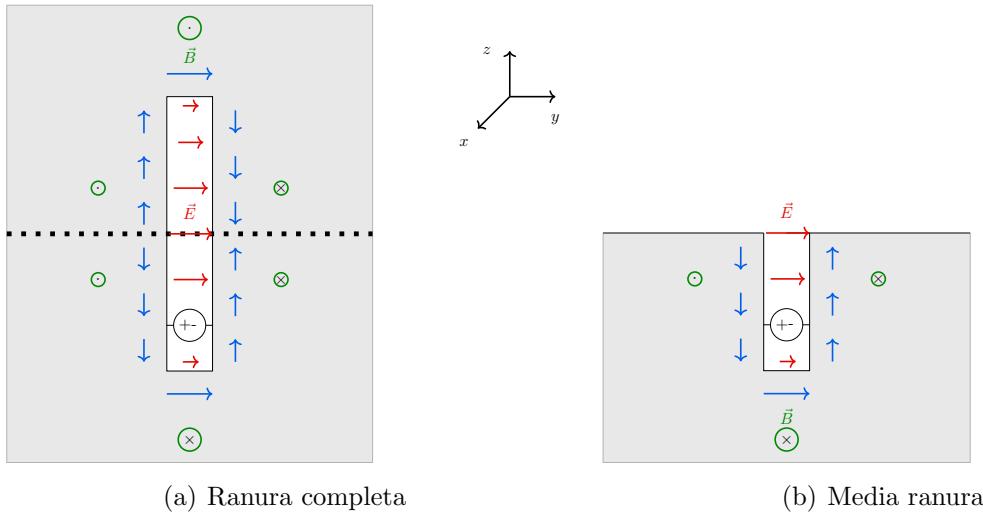


Figura 4.14: Antenas de ranura elementales

Esta misma idea se utiliza para comprender y explicar el principio de funcionamiento de la antena tipo triangular. La principal diferencia es que el análisis se realiza partiendo de un plano con una ranura cuya forma corresponda con la de la Fig. 4.15(a), luego se lo parte a la mitad, y se obtiene una antena del tipo ranura triangular. (ver Fig. 4.15(b)).

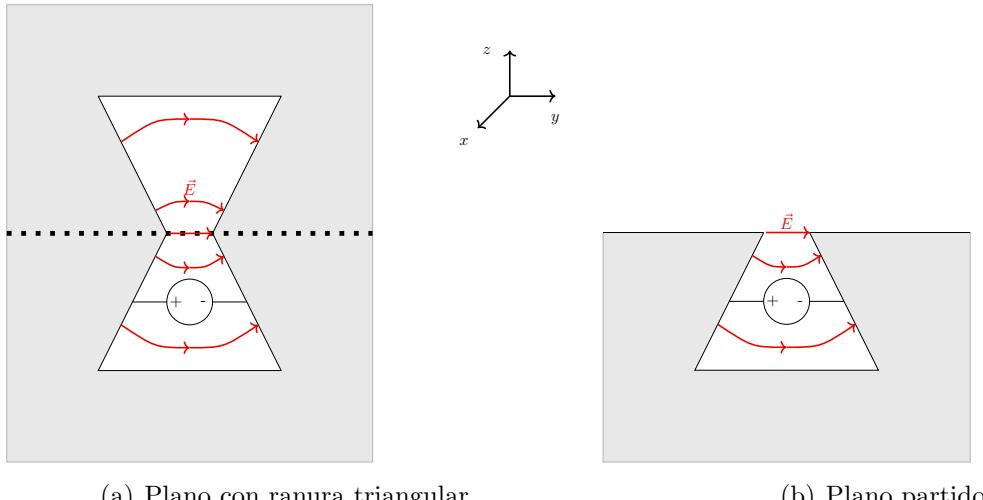


Figura 4.15: Antena triangular

Esta antena puede diseñarse de manera que sean capaces de operar en doble banda, es decir, 2.4GHz y 5.8GHz. De esta forma, con una única antena es posible transmitir/recibir señales para todas las variantes de 802.11. El principio de funcionamiento detallado de este tipo de antenas escapa el alcance del presente informe debido a su elevada complejidad de análisis.

## 4.3. Parámetros fundamentales de las antenas

Para describir el desempeño de una antena, es necesario la definición de varios parámetros. Alguno de los parámetros están interrelacionados y no todos ellos necesitan ser especificados para una descripción completa del desempeño de la antena.

### 4.3.1. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se define como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena para un sistema de coordenadas determinado. Normalmente los patrones de radiación de interés (por ejemplo para el caso de comunicación WiFi) son los que corresponden a la región de campo lejano y se representan en escala lineal (campo y potencia) o logarítmica (potencia).

Los campos eléctrico y magnético son campos vectoriales. Por lo tanto, pueden definirse tres componentes del campo eléctrico ( $E_r$ ,  $E_\theta$ ,  $E_\phi$ ) (utilizando coordenadas esféricas) en cada punto de observación en la superficie de una esfera de radio  $r = r_c$ . En campo lejano, la componente radial  $E_r$  es completamente despreciable para todo tipo de antena comparada con las otras dos componentes [9], de esta forma

$$\begin{aligned} |\mathbf{E}| &= \sqrt{E_r^2 + E_\phi^2 + E_\theta^2} \\ |\mathbf{E}| &\approx \sqrt{E_\phi^2 + E_\theta^2} \end{aligned} \quad (4.2)$$

La representación del patrón puede hacerse en dos o tres dimensiones y normalmente se realiza en dB dado que permite acentuar las partes de menor valor. En la Fig. 4.16 se muestra cómo varía la representación de un patrón de radiación escalar y en dB.

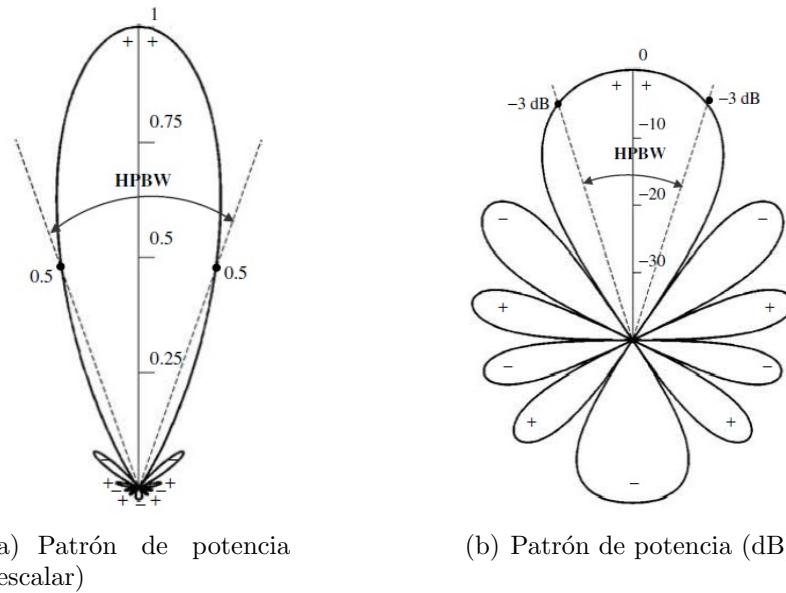


Figura 4.16: Patrón de radiación normalizado correspondiente a la potencia total radiada por un arreglo lineal de 10 elementos

De la Fig. 4.16 es importante aclarar que el ángulo de apertura donde la potencia cae a la mitad (3 dB) sigue siendo exactamente el mismo. La representación en dB del patrón de radiación es útil para identificar zonas de baja potencia radiada.

### 4.3.2. Polarización

La polarización de una antena es una característica de suma importancia a la hora de establecer un enlace de comunicaciones. Dos antenas con la misma polarización, y perfectamente alineadas, garantizan que la potencia de señal transmitida sea recibida por la antena receptora, sin pérdidas debido a que las antenas se encuentran desalineadas.

La polarización de una onda radiada es definida como “aquella propiedad de una onda electromagnética describiendo la variación temporal de la dirección y la magnitud relativa del vector campo eléctrico; específicamente, la figura trazada como función del tiempo por la extremidad del vector en una posición fija del espacio, y el sentido en cual esta es trazada, observando a lo largo de la dirección de propagación” [9].

La polarización de una antena en una dada dirección se define como “la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena”. En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, entonces diferentes partes del patrón pueden tener diferentes polarizaciones.

Existen diferentes tipos de polarización como lo son la lineal, circular, o elíptica. En la Fig. 4.17 se muestra una onda con distintos tipos de polarizaciones, en ella se observa que para una polarización lineal, la figura que describe el extremo del vector de campo eléctrico a lo largo del tiempo es un segmento de recta, mientras para las polarizaciones circular y elíptica toma dichas formas. En estos últimos dos casos es importante conocer el sentido de rotación, horario o antihorario.

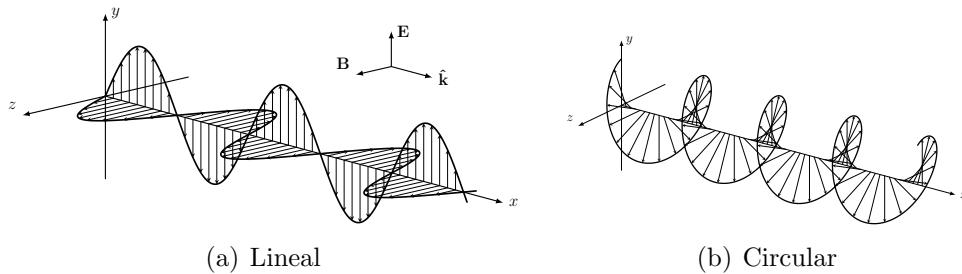


Figura 4.17: Polarización de una onda electromagnética

### Pérdidas por polarización

En general, la polarización de la antena receptora no será la misma que la polarización de la onda incidente. Este efecto es comúnmente establecido como “pérdidas por polarización”. Asumiendo que el campo eléctrico de la onda incidente puede ser escrito como

$$\hat{\mathbf{E}}_i = \hat{\rho}_w E_i$$

donde  $\hat{\rho}_w$  es el vector unitario de la onda, y la polarización del campo eléctrico de la antena receptora puede expresarse como

$$\hat{\mathbf{E}}_a = \hat{\rho}_a E_a$$

donde  $\hat{\rho}_a$  es el vector unitario (vector polarización), las pérdidas de polarización pueden representarse introduciendo el factor de pérdida por polarización (PLF por las siglas del inglés *Polarization Loss Factor*). El PLF se define como

$$\text{PLF} = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos \psi_p|^2 \quad (4.3)$$

donde  $\psi_p$  es el ángulo entre los dos vectores unitarios. Supongamos dos antenas polarizadas linealmente y separadas a gran distancia, una de ellas transmitiendo y la otra recibiendo, tal como se muestra en la Fig. 4.18. Para el sistema de coordenadas definido en la imagen, la dirección de propagación de la onda emitida coincide con el eje  $z$ . La polarización de la antena transmisora está alineada al eje  $x$ , y por lo tanto el campo eléctrico de la onda electromagnética siempre mantiene esa dirección a medida que se dirige a la antena receptora. Si la polarización de la antena coincide con la de la onda incidente, es decir que su polarización también está alineada al eje  $x$ , el factor de pérdidas toma el valor unitario, es decir que no hay pérdida de potencia por polarización. De la (4.3) es fácil notar que si  $\psi_p = 90^\circ$  el factor de pérdidas vale cero y la pérdida de la señal debido a la no alineación de polarización es total. La Fig. 4.19 esquematiza un escenario con una antena correctamente polarizada y otro en donde la antena receptora se encuentra con una polarización no alineada al eje  $x$  provocando que el factor de pérdidas por polarización sea menor a 1. En este ejemplo se muestra que esto puede ocurrir con una simple rotación de una de las antenas alrededor del eje  $z$ , donde lo que rota es la alineación de la polarización pero la dirección de apuntamiento se mantiene. Es importante notar que efectuando rotaciones alrededor de los demás ejes no sólo puede haber desalineación de polarización, sino también diferencias en las características de radiación por cambiar la dirección de apuntamiento.

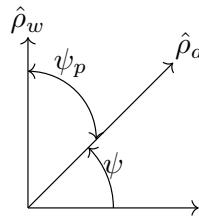


Figura 4.18: Ángulo de polarización relativo

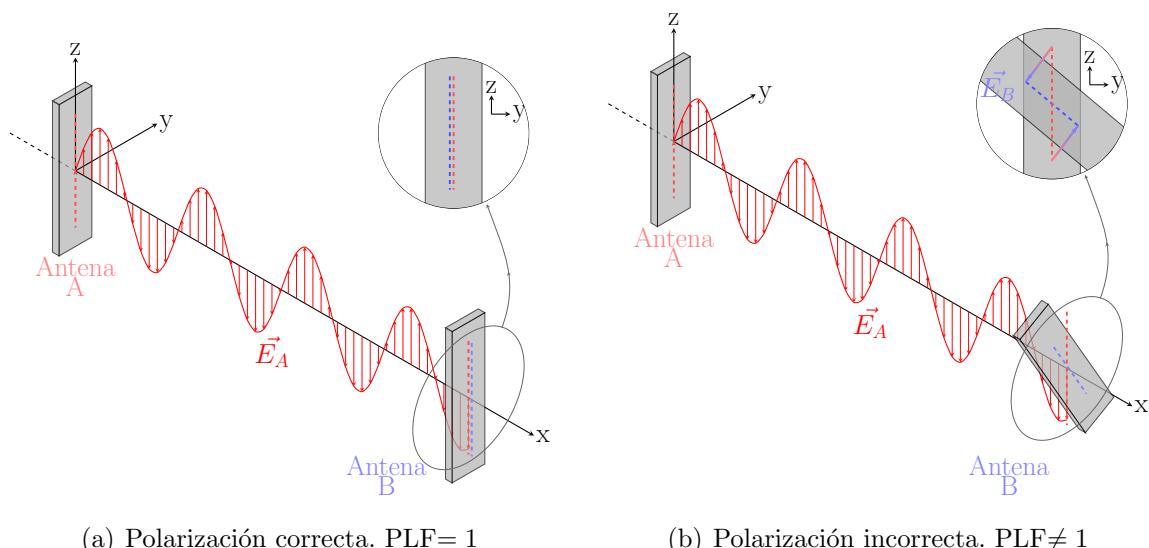


Figura 4.19: Polarización vertical en antena de telefonía

### 4.3.3. Directividad y ganancia

#### Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dada dirección de la antena y la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total irradiada por la antena dividida por  $4\pi$ . En otras palabras, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación entre su intensidad de radiación en una dada dirección y la intensidad de radiación de una fuente isotrópica en esa misma dirección. Puede escribirse matemáticamente como

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (4.4)$$

donde D es la directividad, U es la intensidad de radiación,  $U_0$  es la intensidad de radiación de una fuente isotrópica y  $P_{rad}$  es la potencia total irradiada.

#### Ganancia

La ganancia está muy relacionada con la directividad. Se trata de una medida que tiene en cuenta tanto a la eficiencia de la antena como a las capacidades direccionales.

La ganancia de una antena es definida como la relación entre la intensidad de radiación en una dada dirección y la intensidad de radiación que podría obtenerse si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. Matemáticamente se tiene que

$$G = 4\pi \frac{\text{intensidad de radiación}}{\text{potencia de entrada total (aceptada)}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (4.5)$$

En la mayoría de los casos se trabaja con el término ganancia relativa, la cual es definida como la relación de ganancia de potencia en una dada dirección y la ganancia de potencia de una antena de referencia en esa misma dirección. La antena de referencia usada típicamente es una fuente isotrópica sin pérdidas, de esta forma, la ganancia puede escribirse como

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{fuente isotrópica sin pérdidas})} \quad (4.6)$$

### 4.3.4. Matriz de parámetros de dispersión

La matriz de parámetros dispersión provee una descripción completa de una red vista desde N puertos. Esta matriz relaciona las ondas incidentes con las emergentes en los puertos. Para algunos componentes y circuitos, los parámetros de dispersión puede ser calculados utilizando técnicas de análisis circuital. De manera experimental, los parámetros de dispersión pueden ser medidos de manera directa con un analizador vectorial de redes.

Si se considera la red de N puertos mostrada en la Fig. 4.20, donde  $V_n^+$  es la amplitud del voltaje de la onda incidente en el puerto  $n$  y  $V_n^-$  es la amplitud del voltaje de la onda reflejada desde el mismo puerto, la matriz de parámetros de dispersión, o matriz S, es definida en relación a esas ondas incidentes y reflejadas de tensión como

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

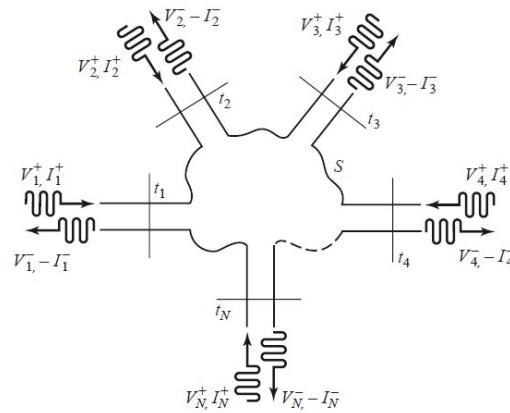


Figura 4.20: Red de N puertos genérica

o

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{S}\mathbf{V}^+ \quad (4.8)$$

Un elemento específico de la matriz de dispersión puede hallarse haciendo

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{\substack{V_k^+=0 \text{ para } k \neq j}}$$

donde  $V_k^+ = 0$  implica que no existe onda incidente en el puerto  $k$  (lo que indica que todos los puertos se encuentran adaptados).

Un parámetro particular en esta matriz es el denominado  $S_{11}$ , el cual está relacionado con el coeficiente de reflexión a la entrada, es decir, la relación entre la señal que se envía a través del puerto de entrada y la señal que se ve reflejada en el mismo puerto debido a la desadaptación presente en el puerto de la antena.

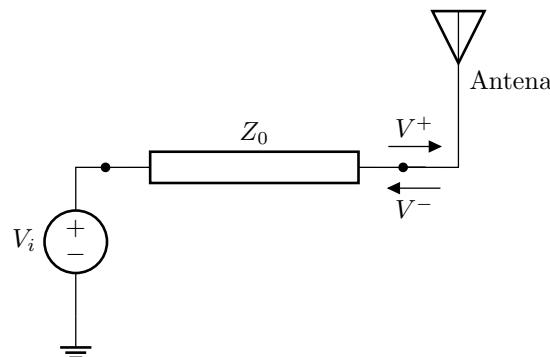


Figura 4.21: Línea de transmisión con antena de carga

En otras palabras, si se considera una red compuesta por una única antena (ver Fig. 4.21), la matriz  $\mathbf{S}$  tendrá un único elemento ( $S_{11}$ ) que indica la proporción de potencia reflejada respecto a la incidente para cada frecuencia vista a través de su puerto de alimentación. De esta manera, se puede hacer un análisis de la respuesta en frecuencia de la antena en términos de sus pérdidas de potencia por desadaptación. Lógicamente esto permite conocer también la potencia admitida por la antena, y por lo tanto conocer su capacidad de recibir/transmitir señales electromagnéticas. En la Fig. 4.22 se puede

observar el parámetro  $S_{11}$  que se obtuvo del modelo de la antena del ESP por medio de simulación.

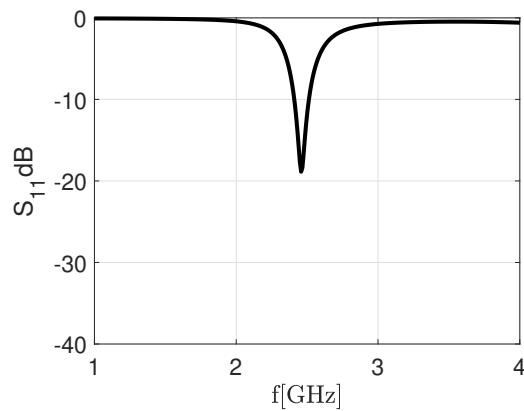


Figura 4.22: Parámetro  $s_{11}$  por simulación

La información que contienen este tipo de gráficos es útil para el análisis del comportamiento de una antena cuando es sometida a diferentes escenarios. Como se observa en la imagen, un pico de aproximadamente  $-18$  dB se presenta a la frecuencia de  $2,45$  GHz, esto quiere decir que para esa frecuencia, la relación entre la potencia que es entregada a la antena y la reflejada es alta. Esta situación implica que a esa determinada frecuencia, la antena es capaz de aprovechar al máximo la potencia que se le aplique a la entrada, o viceversa, aprovechar al máximo la potencia irradiada en esa frecuencia. Diremos entonces que la antena está adaptada para una frecuencia de  $2,45$  GHz.



# Capítulo 5

## Conceptos sobre redes inalámbricas

### 5.1. Subcapa de control de acceso al medio (MAC)

Muchos protocolos de comunicaciones de la capa de enlace residen en un medio de comunicación del tipo *broadcast* para transmitir datos. Cualquiera de estos protocolos requiere un mecanismo adicional para permitir que múltiples transmisores compartan el medio de transmisión eficientemente.

En cualquier red de difusión, el problema principal es determinar quién puede usar el canal cuando hay demanda por el mismo. Los protocolos usados para determinar quién es el siguiente en un canal de acceso múltiple pertenecen a una subcapa de la capa de enlace llamada subcapa MAC (Medium Acces Control por sus siglas en inglés). La subcapa MAC es especialmente importante en redes de área local (LANs de ahora en adelante), particularmente en las inalámbricas debido a que éstas son naturalmente canales de difusión.

#### 5.1.1. LANs inalámbricas

Las redes de área local inalámbricas son muy populares, hogares, oficinas, bibliotecas, aeropuertos, y otros lugares públicos utilizan LANs para que dispositivos como notebooks, celulares y tablets, puedan conectarse a internet.

#### La arquitectura de 802.11 y el protocolo de pila

Las redes 802.11 pueden utilizarse en dos modos. El modo más popular es para conectar clientes, tales como notebooks y smartphones, a otra red, tal como Internet. Los clientes reciben y envían paquetes a través del AP. En la Fig. 5.1(a) se muestra este modo.

El otro modo es una red ad hoc (ver Fig. 5.1(b)). Este modo es una colección de computadoras que se encuentran asociadas, entonces no necesitan un AP para enviar paquetes entre ellas.

Todos los protocolos de 802 tienen una cierta similitud. Una vista parcial del protocolo de pila para la mayoría de las variantes de 802.11 se puede observar en la Fig. 5.2.

La capa de enlace se divide en dos o más subcapas. En 802.11 la subcapa MAC determina cómo se asigna el canal, esto es, quién es el siguiente usuario que puede transmitir. Por encima de esta capa se encuentra la capa de control de enlace lógico, cuyo trabajo es ocultar las diferencias entre las diferentes variantes 802 y hacerlas indistinguibles para la capa de red.

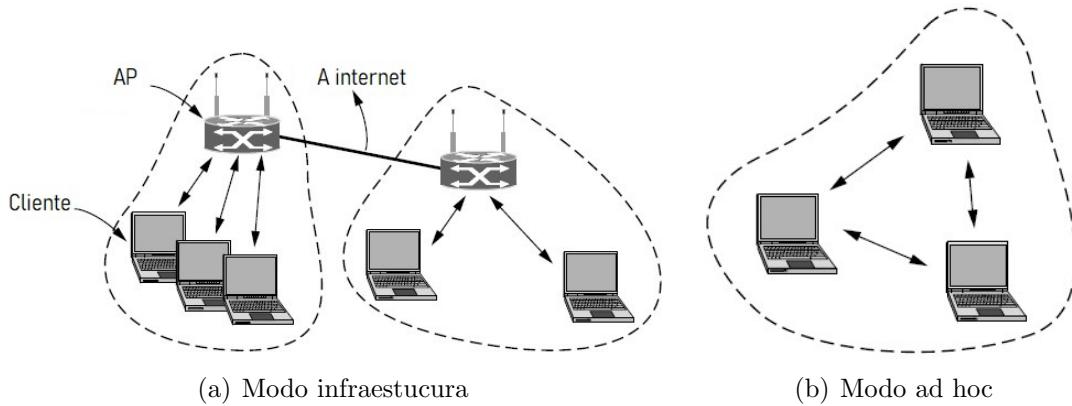


Figura 5.1: Modos de implementación de 802.11

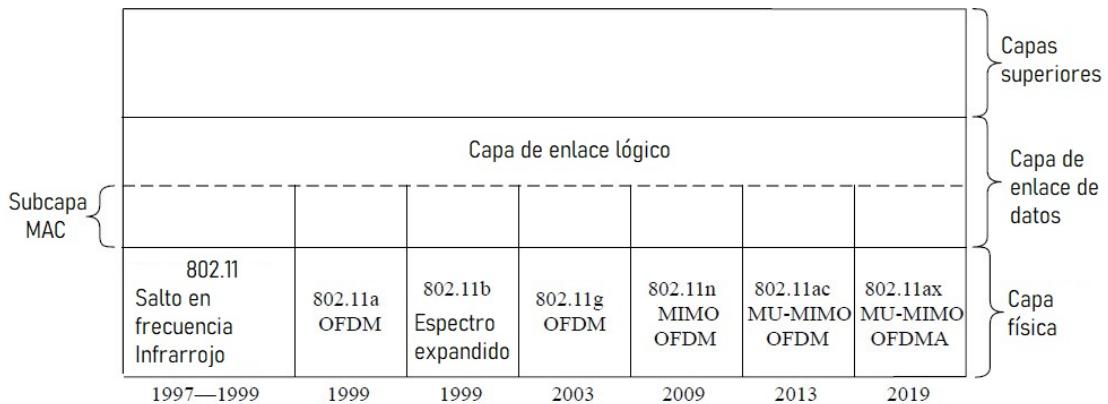


Figura 5.2: Parte del protocolo de pila de 802.11 [10]

Han habido grandes cambios y avances en relación a las técnicas de transmisión desde que el protocolo 802.11 ha aparecido, y las mismas han sido añadidas a la capa física. Las primeras dos técnicas de transmisión fueron infrarrojo y salto en frecuencia (frequency hopping por sus siglas en inglés) en la banda de 2,4 GHz, sin embargo, se encuentran fuera de uso. La tercer técnica que apareció fue la de espectro expandido secuencia directa (DSSS por sus siglas en inglés) con una tasa que oscilaba entre 1 y 2 Mbps en la misma banda de 2,4 GHz, con el tiempo aumentó su popularidad debido a que la tasa pudo aumentarse hasta 11 Mbps. Es conocida como 802.11b.

Con el fin de aumentar aún más la tasa de datos, aparecieron nuevas técnicas de transmisión como OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* por sus siglas en inglés). Primero en la banda de 5 GHz (1999) y luego en la banda de 2,4 GHz (2003). La primera es conocida como 802.11a y mientras que la segunda se la conoce como 802.11g. Ambas otorgan un rango de hasta 54 Mbps.

### La capa física de 802.11

Cada una de las técnicas de transmisión hace que sea posible enviar un frame MAC por el aire desde una STA a otra.

Todas las técnicas de 802.11 están pensadas para enlaces de comunicaciones a distancias reducidas para transmitir señales o a 2,4 GHz o a 5 GHz. Esas bandas tienen la ventaja de no tener licencia y por lo tanto libre para transmitir mientras se respeten

ciertas restricciones, tales como que la potencia radiada debe ser menor a 1 W.

La banda de 2,4 GHz dispone de sub-bandas más angostas que a 5 GHz, y suele presentar gran nivel de interferencias ya que actualmente se encuentra muy congestionada por la gran cantidad de dispositivos que la usan. Además de los celulares, notebooks y otros dispositivos que usan la banda de 2,4 GHz para WiFi, el espectro se comparte con otros artefactos que no transmiten datos, como los hornos microondas, y son fuentes de interferencia para las comunicaciones. Es por eso que para algunas aplicaciones es mejor utilizar 5 GHz en vez de 2,4 GHz. Sin embargo, las pequeñas longitudes de onda que genera esta frecuencia no logra penetrar las paredes como sí lo hace la red de 2,4 GHz, y tiene menor alcance. Entonces 5 GHz no es la mejor opción siempre.

Todos los métodos de transmisión definen también múltiples tasas. La idea es que diferentes tasas puedan ser usadas dependiendo de las condiciones en las que se encuentre el dispositivo. Si la señal inalámbrica es débil, una tasa baja resulta ser una buena opción. Si la señal recibida tiene buena relación señal a ruido, es posible utilizar tasas más elevadas. Este ajuste es conocido como adaptación de tasa (rate adaptation por sus siglas en inglés).

Para 802.11b es el método de DSSS que soporta tasas de 1, 2, 5.5, y 11 Mbps. Es similar al sistema CDMA, excepto que hay un único código de expansión que es compartido por todos los usuarios. La secuencia de expansión usada por 802.11b es llamada secuencia Barker. Para enviar a una tasa de 1 Mbps se utiliza la secuencia Barker con modulación BPSK. Para enviar a 2 Mbps, se utiliza la modulación QPSK.

Para 802.11a, el cuál soporta hasta 54 Mbps en 5GHz el método es basado en OFDM. OFDM utiliza de una manera eficiente el espectro y resiste degradaciones de la señal inalámbrica tales como lo son el multicamino. Los bits son enviados en alrededor de 52 subportadores en paralelo, 48 de ellas con información y 4 usadas para sincronización. Cada símbolo dura  $4 \mu s$  y envía 1, 2, 4, o 6 bits. 802.11a puede funcionar a 8 tasas diferentes, comenzando desde 6 a 54 Mbps. Estas tasas son significativamente superiores que las tasas de 802.11, y hay menos interferencia en la banda de 5 GHz. Sin embargo, el rango de alcance de 802.11b es alrededor de 7 veces mayor que 802.11a, lo cual es muy importante en muchas situaciones. Esto es gracias a que naturalmente la modulación DSSS es más inmune al ruido que OFDM.

802.11g copia los métodos de modulación OFDM de 802.11a pero opera en la banda de 2,4 GHz junto con 802.11b. Ésta ofrece las mismas tasas que 802.11a y adicionalmente ofrece compatibilidad con dispositivos 802.11b.

En 2009 IEEE lanzó 802.11n, el objetivo era lograr una tasa de al menos 100 Mbps. Para hacerlo, doblaron los canales desde 20 MHz a 40 MHz y redujeron los encabezados permitiendo que se puedan enviar grupos de frames. Según el estado del canal, el protocolo 802.11n puede optar por las codificaciones BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, a fin de ajustar la tasa de transmisión acordemente.

### **El protocolo CSMA/CA de la subcapa MAC de 802.11**

Con el objetivo de evitar colisiones de paquetes en el canal de comunicaciones, el protocolo 802.11 aplica la técnica llamada CSMA/CA (*Carrier Sense Multiple Acces - Collision Avoidance* por sus siglas en inglés). Este protocolo sensa el canal antes de enviar un paquete y utiliza un tiempo de retardo conocido como *backoff* cada vez que colisiona. La estación espera hasta que el canal se encuentre inactivo sensando que no se detecte la presencia de ninguna señal por un corto período de tiempo, y realiza una cuenta regresiva de los slots inactivos que transcurren sin actividad, cuando el contador llega a cero, se envía el paquete. Si el paquete llega, el destino inmediatamente envía un pequeño acuse

de recibo. Ante la ausencia de este acuse, se infiere que hubo un error o colisión. En este caso, el dispositivo dobla el tiempo de backoff e intenta nuevamente.

Para comprender este mecanismo, se plantea la siguiente situación. Mientras A está enviando, las estaciones B y C se encuentran listas para enviar. Ellas observan que el canal está ocupada y esperan hasta que se encuentre inactivo. Poco después de que A reciba el acuse de recibo, el canal se libera. Sin embargo, dado que B y C se encontraban listos para enviar, al notar que el canal está libre, se asignan un tiempo de backoff aleatorio antes de transmitir a fin de evitar una posible colisión. Dado que C eligió un backoff menor que B, este envía primero. B pausa la cuenta regresiva mientras sensa que C está usando el canal y resume luego de que reciba el acuse de recibo de C. B pronto completa su tiempo de backoff y envía el paquete. La Fig. 5.3 esquematiza la situación descripta.

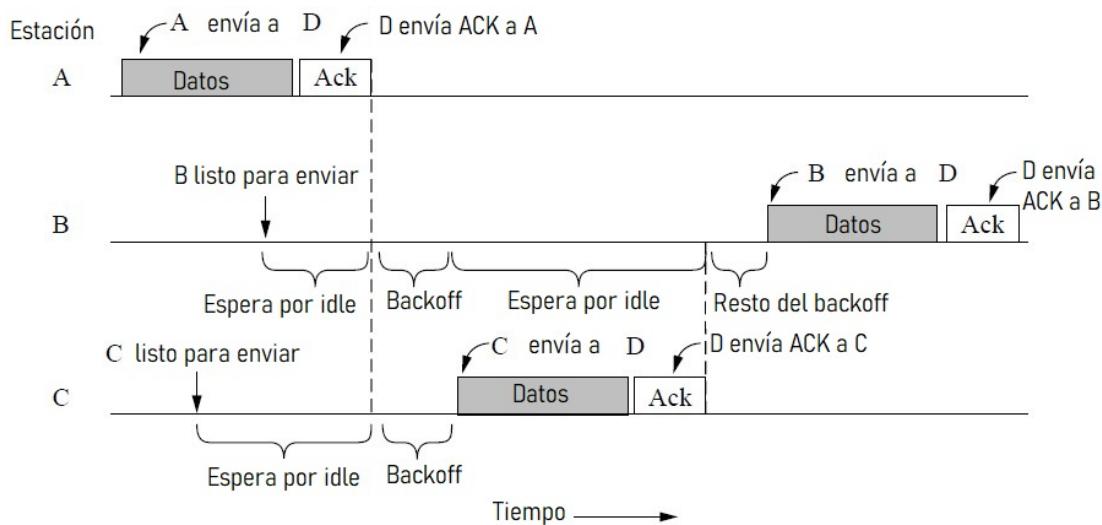


Figura 5.3: Envio de paquetes con CSMA/CA

Mas allá de la técnica que se utilice, siempre hay cierta probabilidad de que ocurran colisiones y pérdidas de paquetes. Siempre hay una acumulación de “tiempos muertos” debido a las esperas (tiempo de backoff), el reenvío de datos, o a la necesidad de restablecer la comunicación luego de una colisión. Esto puede ocurrir en mayor medida cuando la relación señal a ruido es baja (ya sea por distancia, por obstrucciones, por mala alineación de las antenas, etc), o cuando cuando la cantidad de dispositivos y/o la cantidad de datos transmitidos es muy alta.

## 5.2. Índice de esquema de codificación de modulación

El índice de esquema de codificación de modulación (MCS por sus siglas en inglés *Modulation Coding Scheme*) es una métrica existente en la industria basada en los parámetros más importantes de una conexión WiFi entre un dispositivo actuando como cliente y un AP inalámbrico, tales como la tasa de datos, el ancho del canal, el número de antenas, etc.

El índice MCS simplifica el entendimiento de las tasas de transmisión. Hay cientos de diferentes tasas de datos en 802.11, entonces el índice MCS hace que resulte más sencillo entenderlas, describe el tipo de modulación y la codificación utilizada a lo largo de un conjunto de canales, intervalos de guarda, y transmisiones espaciales.

En el Cuadro 5.1 se muestra la tasa de datos obtenida en función de el intervalo de guarda y el ancho de banda del canal de comunicación al momento de realizar la comunicación. Del cuadro se puede notar que cuanto mayor sea el índice, mayor es la tasa de transmisión de datos y más complejo resulta el esquema de modulación digital. Para el caso de 802.11n, el valor mínimo y máximo del MCS es 0 y 7, respectivamente.

| MCS | Modulación | 20 MHz         |                | 40 MHz         |                |
|-----|------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|     |            | 0.8 $\mu$ s GI | 0.4 $\mu$ s GI | 0.8 $\mu$ s GI | 0.4 $\mu$ s GI |
| 0   | BPSK       | 6.5            | 7.2            | 13.5           | 15             |
| 1   | QPSK       | 13             | 14.4           | 27             | 30             |
| 2   | QPSK       | 19.5           | 21.7           | 40.5           | 45             |
| 3   | 16-QAM     | 26             | 28.9           | 54             | 60             |
| 4   | 16-QAM     | 39             | 43.3           | 81             | 90             |
| 5   | 64-QAM     | 52             | 57.8           | 108            | 120            |
| 6   | 64-QAM     | 58.5           | 65             | 121.5          | 135            |
| 7   | 64-QAM     | 65             | 72.2           | 135            | 150            |

Cuadro 5.1: Tabla de tasa de datos en Mbps en función del índice MCS (válida hasta 802.11n)

El intervalo de guarda GI (*Guard Interval* por sus siglas en inglés) es un tiempo muerto que se deja para considerar la interferencia debida al multicamino. Cuando la comunicación es fiable, se puede disminuir este intervalo para aumentar la tasa de datos, en caso contrario, se lo aumenta provocando así una reducción de dicha tasa.

Por otro lado, el esquema de modulación digital para 802.11b/g/n se aprecia que es siempre QAM (*Quadratura Amplitude Modulation* por sus siglas en inglés). En este tipo de esquemas lo que se realiza es enviar símbolos digitales modulándolos tanto en amplitud como en fase. El número delante de las siglas QAM indican la cantidad de símbolos en la constelación. En la Fig. 5.4 se muestran las constelaciones para BPSK, QPSK, y 16QAM donde se ha utilizado una amplitud arbitraria A para cada símbolo. 64-QAM sigue la misma estructura que 16-QAM pero utiliza 64 símbolos.

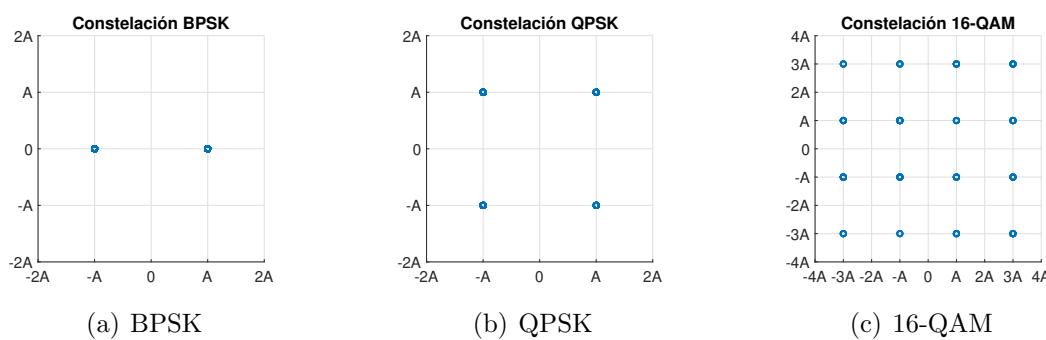


Figura 5.4: Esquemas de modulación digital



# Capítulo 6

## Caracterización del prototipo WIMUMO

El ESP32 obtuvo su actual popularidad debido a ser uno de los pocos módulos disponibles en el mercado local a un precio relativamente bajo comparado con sus competidores directos. Contar con una caracterización de su módulo WiFi es de gran utilidad para decidir la viabilidad de un proyecto en la etapa de diseño. En las siguientes secciones se analiza el funcionamiento y desempeño del módulo junto con su antena integrada y se realizan diferentes tipos de comparaciones para obtener una descripción más realista de los mismos.

El hecho de contar con una placa cuyo diseño fue pensado con el fin de reducir cualquier problema de compatibilidad electromagnética, permite que los resultados que se obtengan al realizar las diferentes mediciones de campo puedan considerarse representativos a fines de caracterizar el modulo WiFi con la certeza de que los problemas de interferencia electromagnética debido al diseño la placa se encuentran mitigados. En este punto del trabajo es donde los esfuerzos por obtener un diseño con buenas prácticas de compatibilidad electromagnética se ven reflejados (recordando la Fig. 2.1, donde la “Fase de producción” se correspondería a la actual etapa de pruebas de desempeño).

### 6.1. Antena de ESP32

Como primer paso para caracterizar al módulo, es necesario obtener un modelo representativo de la antena que se encuentra integrada en el ESP32.

En la Fig. 6.1 se puede observar el layout del módulo para un diseño de 4 capas. Tal imagen es de utilidad ya que permite identificar rápidamente el tipo de antena que se encuentra en el ESP. Se trata de una antena del tipo MIFA. Como se ha discutido en la Sec. 4.2.1, este tipo de antenas presenta un comportamiento algo parecido al de una antena del tipo dipolo, aunque con algunas diferencias relacionadas a la dirección de polarización, y la orientación del patrón de radiación.

#### 6.1.1. Parámetros principales de la antena

Si bien las antenas tienen una importante cantidad de parámetros que la pueden describir, sólo se analizan los parámetros desarrollados en el Cap. 4 dado que que los ensayos realizados se basan en aquellas definiciones. A fin de realizar un análisis por simulación y la implementación de la antena MIFA se utilizó el software HFSS de ANSYS.

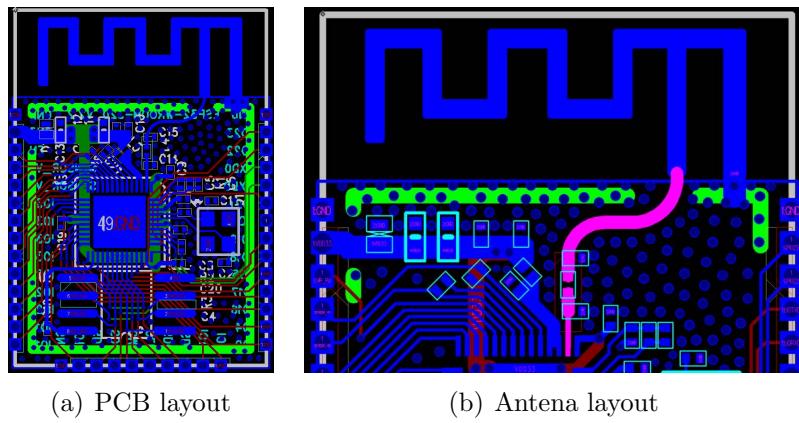


Figura 6.1: Layouts obtenidos del fabricante [6]

El diseño de la misma se presenta en la Fig. 6.2. En la Fig. 6.3 se encuentran los patrones de radiación simulados de la ganancia y directividad respectivamente.

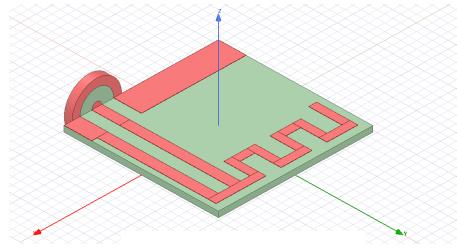


Figura 6.2: Modelo utilizado para la obtención de los gráficos de ganancia y directividad

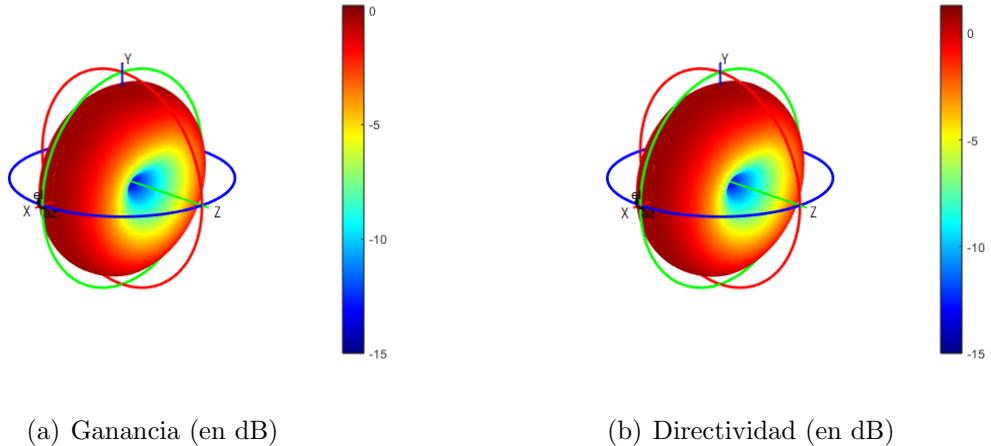


Figura 6.3: Antena de ESP32 modelada

Retomando la antena de la Fig. 4.14(b), es posible comprender los resultados obtenidos por simulación haciendo un análisis del campo  $\vec{E}$  y observando que las líneas de campo atraviesan de manera trasversal a la ranura provocando un polarización lineal en campo lejano.

En la Fig. 3.27(a) se muestra la implementación de un conjunto de antenas. Tales antenas se realizaron con el fin de poder efectuar pruebas bajo diferentes situaciones sin

estar conectadas al ESP. En la Fig. 6.4 se muestra a la antena cortada a medida y con un cable conectado en su extremo.

Como se observa, se han realizado varios cortes a lo largo de la pista de cobre zigzagueante. Si bien el diseño de la antena se realizó considerando que el material sobre el cual reposa la pista de cobre es FR4, la calidad del dieléctrico no es lo suficientemente elevada como para asegurar que la permitividad se encuentra dentro del margen de tolerancia típico, esto ocasionó que debieran realizarse pequeños ajustes para obtener el valor de resonancia deseado. Modificar la longitud de cobre hace que la longitud de onda a la que resuene la antena sea menor (mayor frecuencia). A partir de (4.1) es posible apreciar que al modificar esa longitud, se aumenta la frecuencia de resonancia. De allí la serie de cortes o ajustes que permitieron llegar al valor de resonancia deseado.

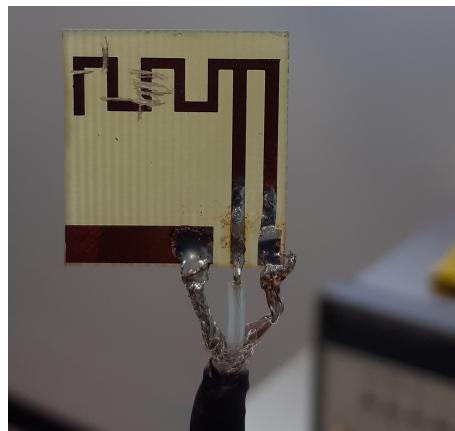


Figura 6.4: Antena utilizada en las mediciones

Dado que en el laboratorio se cuenta con un analizador de redes [11], es posible calcular el parámetro  $s_{11}$  de la antena diseñada. Esta herramienta permite comprobar que la frecuencia de resonancia de la antena se encuentre cercana al valor de frecuencia para el cual ha sido diseñada.

Para medir el  $s_{11}$  se utiliza un analizador de redes (NA por sus siglas en inglés de *Network Analyzer*). El NA hace las veces de la fuente de tensión representada en la Fig. 4.21 inyectando un barrido en frecuencia. Al mismo tiempo realiza la medición de la relación  $s_{11}(f) = \frac{V^-(f)}{V^+(f)}$ . En esta situación, la antena responderá de diferentes maneras según la frecuencia de excitación presentando una tensión de onda reflejada en la entrada.

En la Fig. 6.5 se muestra el parámetro  $s_{11}$  para la antena diseñada ad hoc junto con el valor obtenido por simulación. En ella se observa una línea punteada horizontal en rojo y otra vertical en azul, la primera indica la frontera de  $-10$  dB mientras que la segunda se encuentra centrada a una frecuencia de  $2,45$  GHz indicando dónde se encuentra la frecuencia de interés. Se considera que  $-10$  dB es un valor aceptable de adaptación de antena.

### 6.1.2. Interacción entre humano-antena

Dado que ya se cuenta el diseño de la antena cuya frecuencia de resonancia se encuentra en un valor de  $2,45$  GHz, es posible utilizarla para obtener información acerca de cómo se ve alterado su comportamiento al someterla a condiciones en las cuales el dispositivo puede llegar a encontrarse.

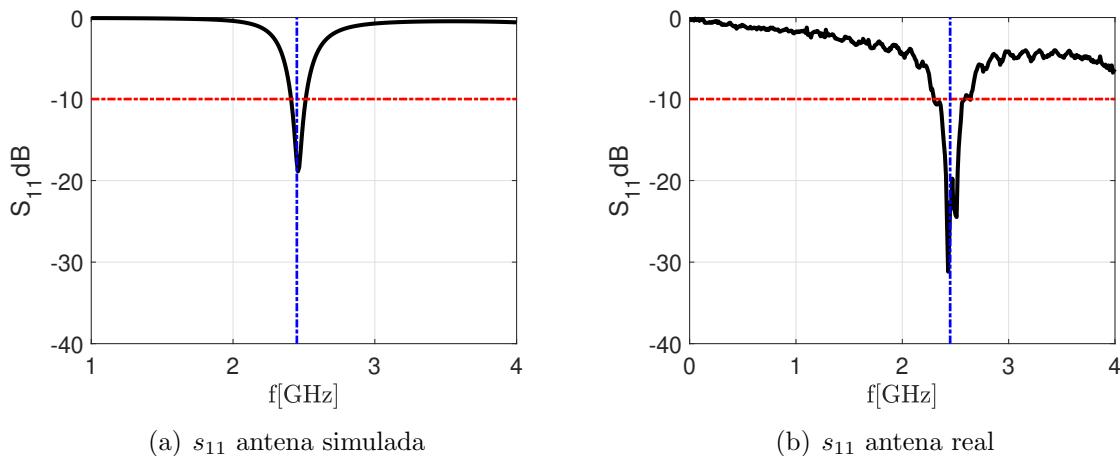


Figura 6.5: Comparación de parámetros  $s_{11}$

Ya que se trata de un dispositivo que va a ser utilizado sobre el cuerpo humano, resulta interesante ver cómo diferentes partes del cuerpo afectan al desempeño de la antena. Para ello se hace uso del parámetro  $s_{11}$  descripto previamente.

Las mediciones se han realizado en primer lugar colocando a la antena a una distancia de aproximadamente 3 centímetros del cuerpo para manifestar la ausencia del mismo y luego se la apoya completamente al cuerpo. En las Fig. 6.6, 6.7, 6.8, y 6.9 se muestra cómo varía la frecuencia central y el ancho de banda del parámetro  $s_{11}$  cuando la antena está cercana al cuerpo humano.

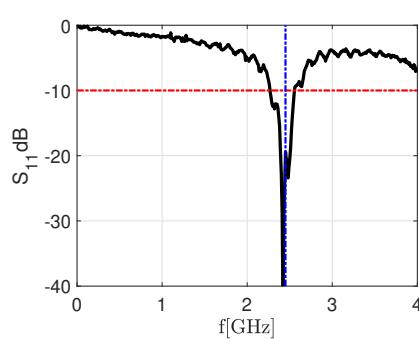
En IEEE 802.11b/g/n, la banda que utiliza 2.4 GHz admite hasta 13 canales de comunicaciones donde el ancho de banda de cada canal  $BW_{2.4\text{ GHz}}$  es 20 MHz/40 MHz según la disponibilidad del dispositivo (comúnmente se utiliza 20 MHz).

Si bien el ancho de banda por canal es un parámetro de suma importancia, también lo es la frecuencia central de operación, ya que en base a ella se distribuye el espectro de los canales. Si la antena no resuena a las frecuencias centrales de varios o ninguno de los canales de WiFi, el enlace sería sumamente ineficiente o no se podría establecer. En la Fig. 6.10 se muestra cómo un corrimiento en la frecuencia central, provoca que el ancho de banda de los canales contiguos se vea altamente deteriorado dado que las señales que la antena es capaz de recibir no son las mismas.

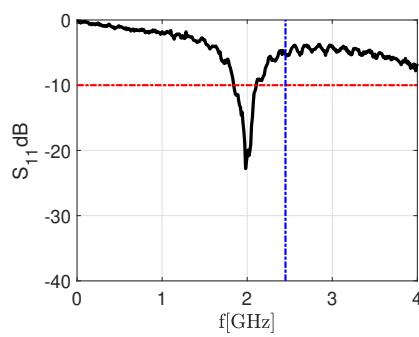
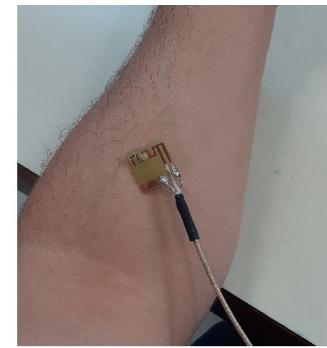
Un corrimiento en la frecuencia central de resonancia de la antena de esta magnitud provoca que la antena se encuentre desadaptada a las frecuencias de WiFi, lo que degradaría enormemente la calidad del enlace de comunicaciones.

En la Fig. 6.10 la zona sombreada de rojo indica la diferencia de amplitud de  $s_{11}$  debido a un corrimiento en frecuencia de la frecuencia central en la zona de interés. Este comportamiento de desplazamiento en la frecuencia central se pronuncia fuertemente cuando la antena se encuentra pegada al cuerpo, tal como lo demuestran las Fig. 6.6(c), 6.7(c), 6.8(c) y 6.9(c).

Es importante observar que el comportamiento de la antena cuando se encuentra alejada del cuerpo recupera sus características nominales, tal como se observa en las Fig. 6.6(a), 6.7(a), 6.8(a) y 6.9(a).

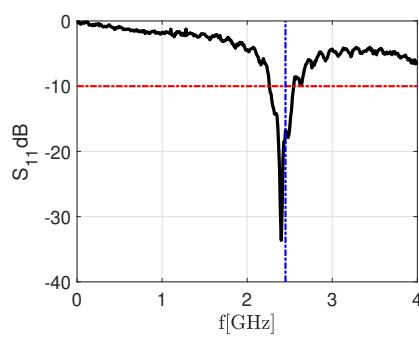

 (a) Parámetro  $s_{11}$ .


(b) Escenario

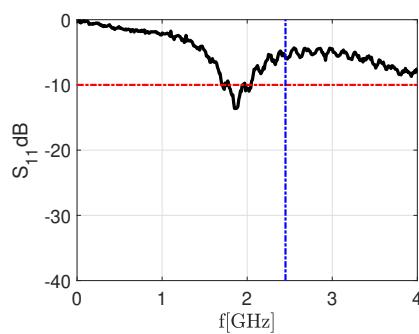

 (c) Parámetro  $s_{11}$ .


(d) Escenario

Figura 6.6: Comportamiento de la antena en el brazo


 (a) Parámetro  $s_{11}$ .


(b) Escenario


 (c) Parámetro  $s_{11}$ .


(d) Escenario

Figura 6.7: Comportamiento de la antena en la cintura

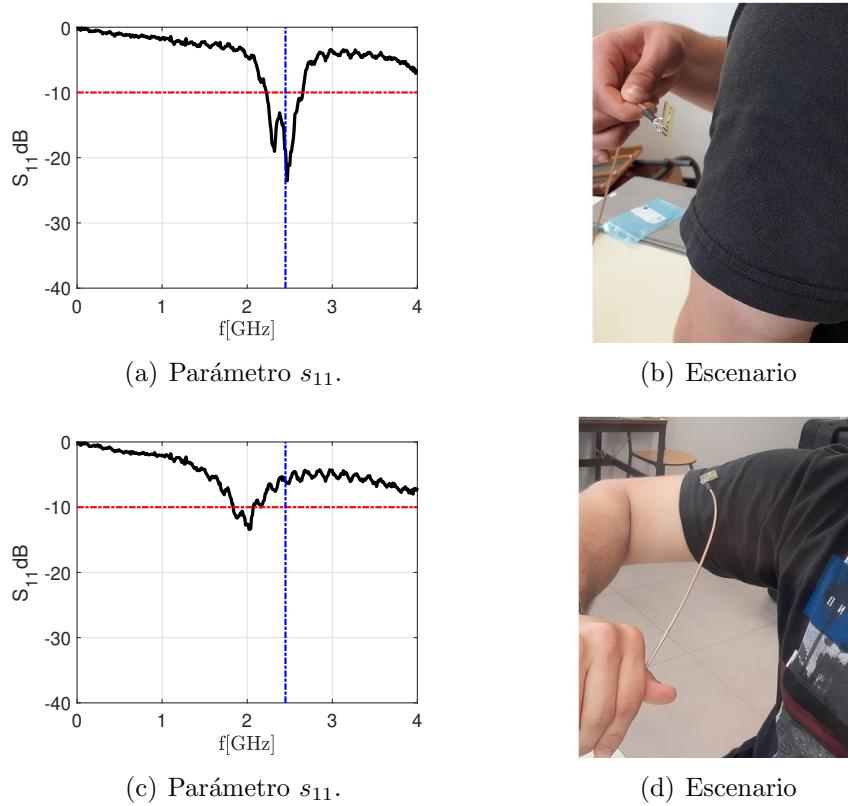


Figura 6.8: Comportamiento de la antena en el hombro

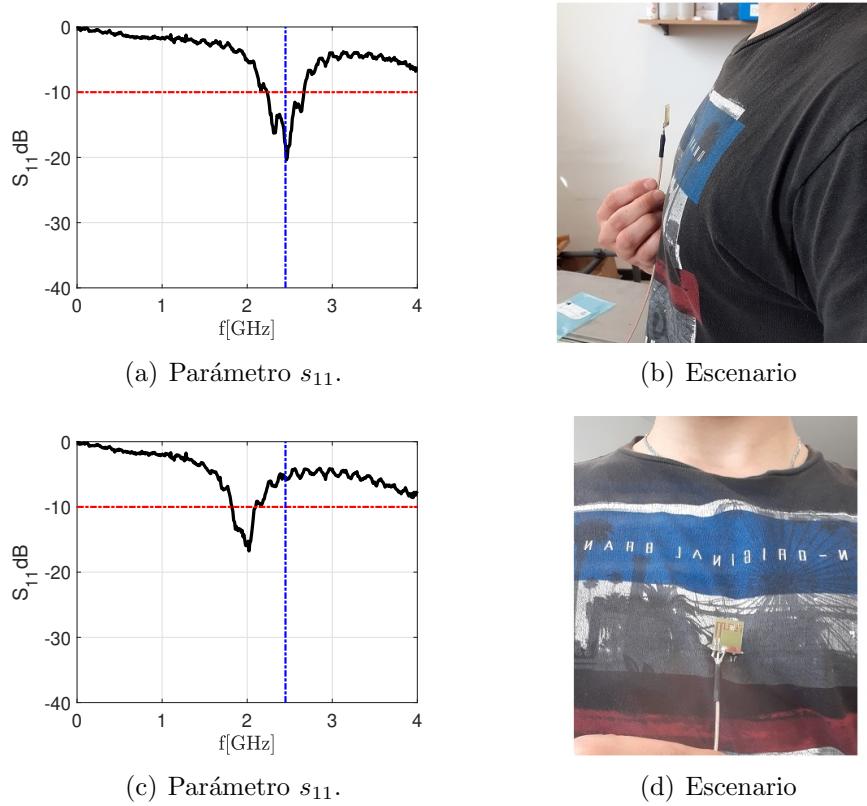
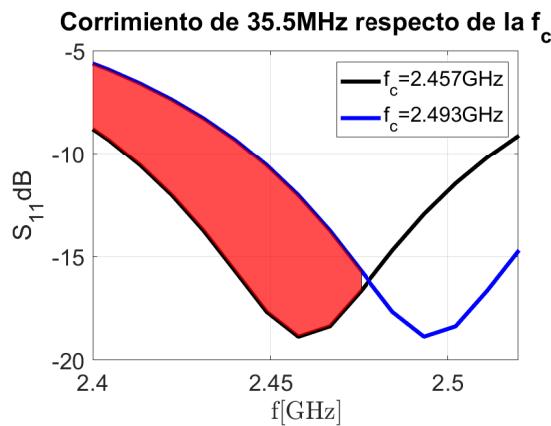


Figura 6.9: Comportamiento de la antena en el pecho

Figura 6.10: Corrimiento de  $f_c = 2,4\text{GHz}$ 

## 6.2. Antena de Raspberry PI

A fin de obtener una comparación con la antena del ESP32, se describe brevemente el modelo de antena que utiliza Raspberry PI en sus dispositivos. Se trata de una antena del tipo ranura triangular, tal como la detallada en la Sec. 4.2.1. Su diseño le permite operar en doble banda, es decir, tanto en 2.4 GHz como en 5.8 GHz.

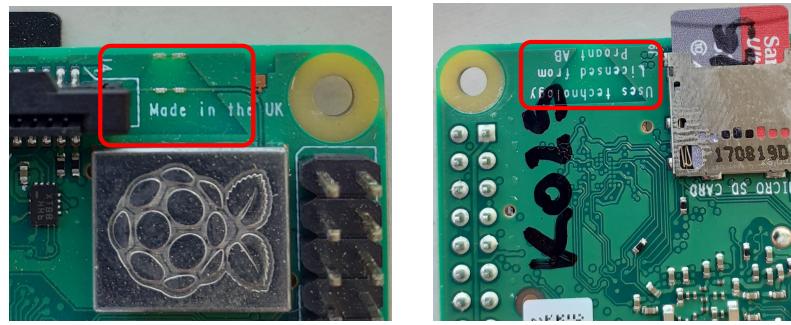


Figura 6.11: Antena Raspberry PI

A partir de el análisis del campo  $\vec{E}$  en la Fig. 4.15(b) se obtiene que las líneas de campo lejano cortan de manera trasversal al triángulo, esto implica una polarización también transversal lineal, ya que siempre es coincidente con la dirección del campo eléctrico  $\vec{E}$  en campo lejano. Este resultado será de gran utilidad para obtener el patrón de radiación de manera experimental.

## 6.3. Análisis de intensidad de señal recibida

Dado que existen diversas formas de caracterizar al ESP32, se opta por considerar en primera instancia el Indicador de Fuerza de la Señal Recibida (RSSI por las siglas del inglés *Received Signal Strength Indicator*). El RSSI es una escala de referencia (en relación con 1 mW) para medir el nivel de potencia de las señales recibidas por un dispositivo en las redes inalámbricas (típicamente WiFi o telefonía móvil).

El RSSI indica intensidad recibida, no calidad de señal; ya que esta última se determina contrastando la intensidad de la señal respecto de la relación señal/ruido.

Para obtener información acerca del canal de comunicación, se hace uso de las funcionalidades que el fabricante de los ESP32 ofrece. En este caso, se utiliza la Información del Estado del Canal (CSI por sus siglas del inglés *Channel State Information*). En comunicaciones inalámbricas, CSI se refiere a conocer las propiedades del canal en un enlace de comunicaciones. Esta información describe cómo la señal se propaga desde el transmisor al receptor y representa el efecto combinado de, por ejemplo, scattering, fading, y decaimiento de la potencia con la distancia. Al mismo tiempo, contiene otra cantidad de parámetros tales como el RSSI, el canal utilizado, el piso de ruido, etc.

En la Fig. 6.12 se muestran diversas formas de obtener la información del estado del canal con un dispositivo inalámbrico (para el ESP o cualquier otro dispositivo).

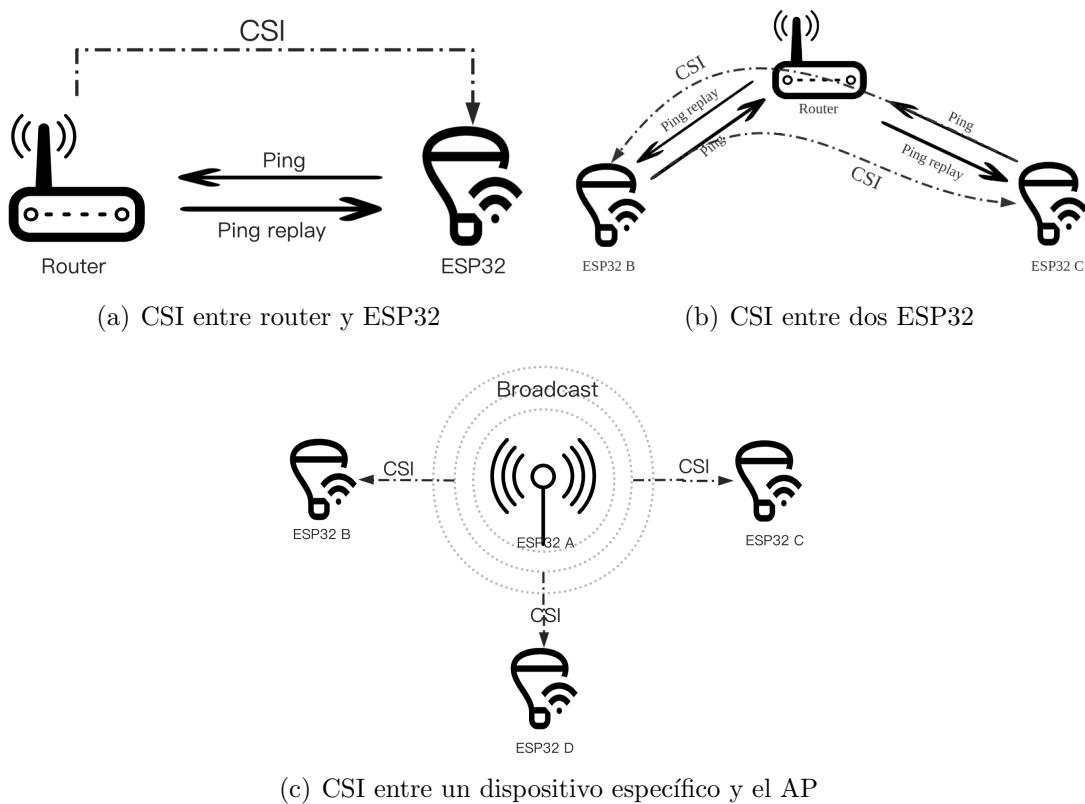


Figura 6.12: Maneras de obtener el CSI

Particularmente, se utiliza el esquema de la Fig. 6.12(a). Este tipo de esquema permite obtener una descripción del canal de comunicación (o sea, el aire) entre el ESP y el router que hace las veces de AP. Su funcionamiento consiste en realizar un ping con el AP enviando un paquete que solicite la información del canal, el AP responderá a ese ping enviando un nuevo paquete que contenga la información del CSI (tales como el RSSI, amplitud y fase de portadora, y retardo). Dado que el dispositivo encargado de realizar los cálculos del CSI es el AP y no el ESP, el costo computacional involucrado en este tipo de esquema recae sobre el router y no el dispositivo en cuestión.

### 6.3.1. Relevamiento del patrón de radiación

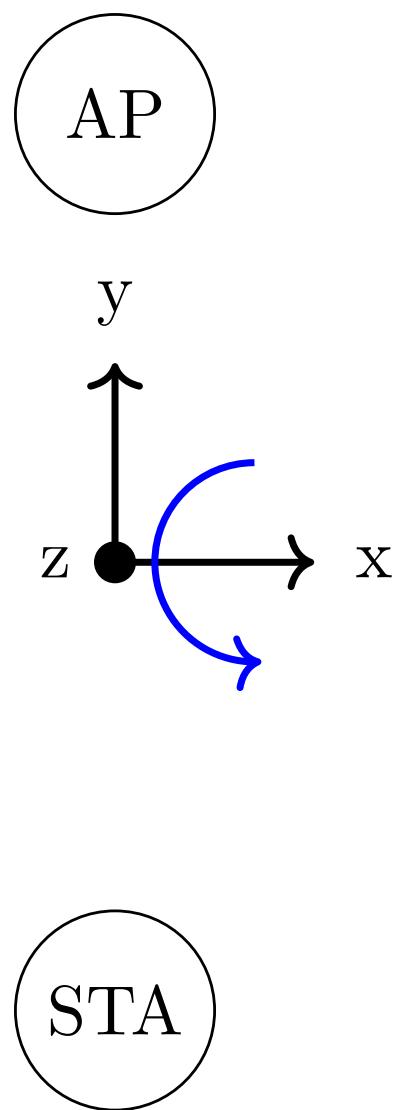
Una de las características más importantes de las antenas es el patrón de radiación. En el Cap. 4 se ha desarrollado este concepto, en esta sección se hará uso de aquello para poder comprender e interpretar los resultados obtenidos en los experimentos.

Para poder medir esta característica, el escenario de medida debe ser una cámara aneica (idealmente). Sin embargo, si las mediciones se realizan en un lugar despejado, libre de interferencia por multicamino (salvo por el multicamino debido al piso, por supuesto) se pueden obtener resultados representativos y razonables del patrón de radiación. Para el experimento se relevará el patrón de radiación de potencia, es decir, cuál es la potencia recibida/radiada en función del ángulo de polarización de la antena transmisora (ESP32) respecto de la receptora (router). En estas mediciones no es importante la potencia recibida en sí, sino la proporción entre la potencia recibida y la transmitida, ya que esto da cuenta de la ganancia de las antenas así como también de las pérdidas por propagación y las pérdidas por polarización (PLF).

El escenario de medida se encuentra en el predio de la facultad, en un espacio abierto y alejado lo más posible de los edificios u otros obstáculos (ver Fig. 6.13(a)) para mantener, la menor cantidad de reflexiones debido a multicamino.



(a) Foto del escenario de medición



(b) Vista superior del escenario

Figura 6.13: Escenario de medición

Los instrumentos utilizados en el experimento son

- Router con antena similar a PIFA.
- 1 trípode.
- 1 trípode con ángulo variable discretizado.
- La placa desarrollada.
- Raspberry PI.

La Fig. 6.13(b) es una representación vista desde arriba del escenario. Esta última imagen establece los ejes sobre los cuales rotará tanto el ESP como Raspberry PI.

Para obtener el patrón de ambos dispositivos se ha utilizado un router cuya antena y polarización son conocidos. Como se observa en la Fig. 6.14, la antena con la cuenta el router es del tipo ranura rectangular. Como se ha discutido en la Sec. 4.2.1, la polarización de las antenas del tipo ranura son del tipo lineal y alineada en dirección al eje corto de la ranura. Esto facilita la tarea de adquisición de datos ya que todas las antenas utilizadas (ESP32, Raspberry PI y router) tienen polarización lineal, por lo que la alineación de polarización de una antena respecto de otra resulta en una tarea sencilla de visualizar.

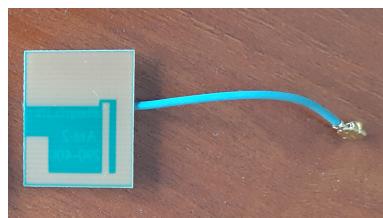


Figura 6.14: Antena del router utilizado

Como IEEE 802.11b/g/n utilizan 2.4 GHz, el ensayo se limita a esa frecuencia, sin embargo, el router utilizado cuenta con dos antenas, una para la frecuencia de 2.4 GHz y otra para la de 5.8 GHz, es por eso que en la Fig. 6.15 se muestra directamente que la antena de 5.8 GHz se quita para evitar cualquier interferencia o problema de EMC debido a esta antena.



(a) Router con ambas antenas

(b) Router con antena de 2.4GHz solamente

Figura 6.15: Remoción de antena de 5,8 GHz del router

Con todas estas consideraciones previas es posible comenzar el relevamiento del patrón de radiación de potencia utilizando el RSSI como indicador. Para ello, utilizando el método de la Fig. 6.12(a) se realiza un barrido angular rotando sobre el eje X (es decir, siempre

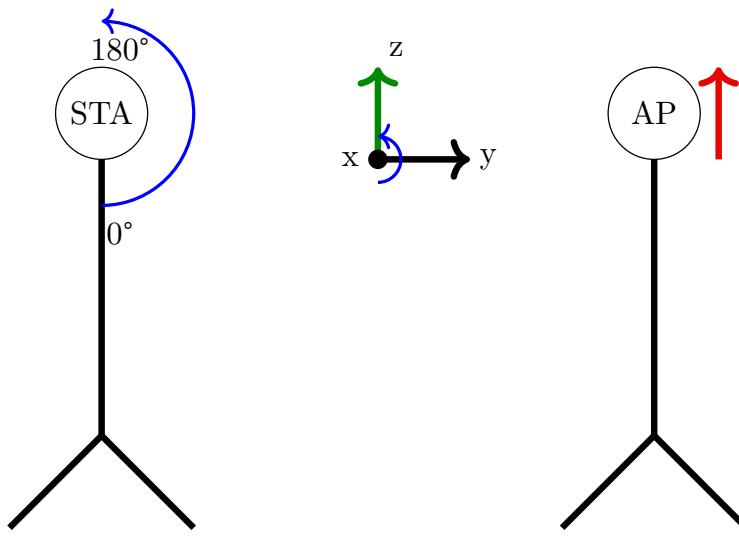


Figura 6.16: Toma de datos

alineado al plano YZ) cada  $15^\circ$  comenzando desde  $0$  a  $180^\circ$ . La Fig. 6.16 esquematiza la situación.

La flecha roja en la Fig. 6.16 representa la polarización de la antena del router, mientras que el eje Z en color verde se representa la polarización de la antena del ESP/Raspberry cuando se encuentra orientada a  $90^\circ$ . Durante el ensayo, la polarización de la antena del router se mantuvo siempre igual, de manera que al rotar el dispositivo bajo prueba sobre el eje X, la polarización de ambas antenas se va desalineando hasta que ambas polarizaciones se encuentren perpendicular la una con la otra. Este ensayo se repite de igual forma tanto para ESP como para Raspberry.

Luego, se realiza el mismo procedimiento pero esta vez manteniendo las antenas alineadas, es decir, a  $90^\circ$  como en la Fig. 6.16 y se rota sobre el eje Z (en vez de el eje X). Los resultados obtenidos se encuentran en las Fig. 6.17 y 6.18.

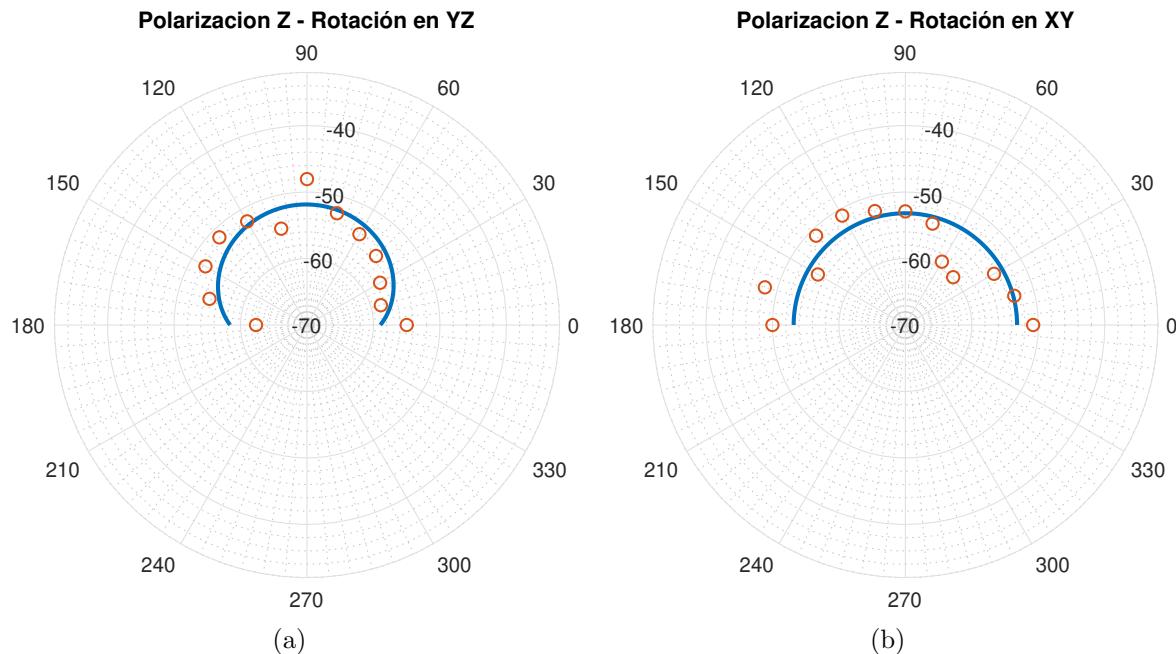


Figura 6.17: Patrón de radiación para ESP32

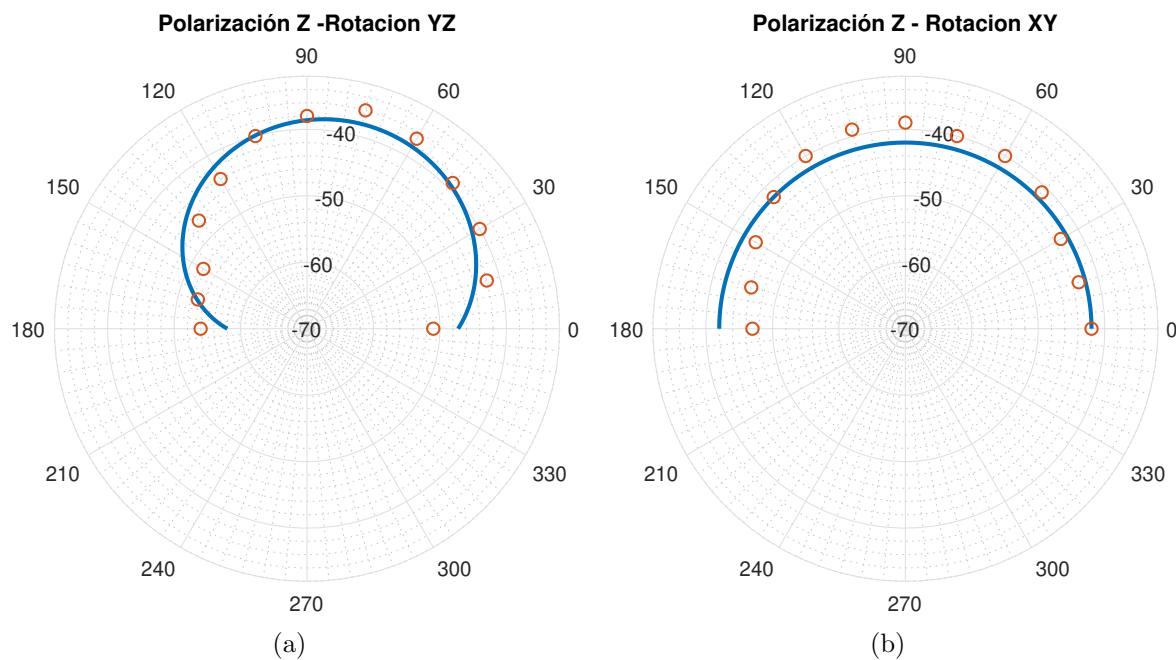


Figura 6.18: Patrón de radiación para Raspberry PI

Es posible observar ciertas variaciones en la potencia recibida por parte del ESP, esto puede deberse a muchos factores, pero fundamentalmente a los múltiples efectos no controlados del entorno y a la baja exactitud de las estimaciones. Es por eso que se realiza un ajuste discreto con un polinomio de grado 2 para el caso de la rotación en YZ y con uno de grado 0 para el caso de XY y luego se grafica el resultado en el mismo diagrama polar para mostrar su tendencia. Esto permite observar que para el caso de la rotación YZ, a  $90^\circ$  la ganancia es máxima, pero va siendo cada vez menor al acercarse a  $0^\circ$  y  $180^\circ$ . Esto ocurre porque la polarización de ambas antenas se encuentra completamente desalineada, y además la ganancia de la antena es mínima al transmitir en dirección a Z, como puede observarse en la Fig. 6.3.

Por otro lado, cuando la rotación se realiza en el plano XY la ganancia tiende a permanecer constante en función del ángulo de rotación dado que las antenas mantienen la polarización durante todo el barrido.

Estos resultados son consistentes con el modelo simulado del patrón de radiación de la antena MIFA (Fig. 6.3), ya que corroboran un desempeño similar al observar los dos cortes transversales del diagrama tridimensional. Puede observarse que sobre el plano XY la radiación es prácticamente constante, mientras que sobre el plano YZ varía entre su mínima y máxima ganancia.

Un resultado notorio es la potencia que es capaz de recibir/radiar el Raspberry PI respecto del ESP32. En los gráficos se nota que dicha diferencia alcanza los 10 dB, es decir, unas 10 veces más. Esta diferencia no se debe a la antena sino a la calidad del transceptor de Raspberry, o más bien de la calidad de diseño de su cabezal de RF.

### 6.3.2. Análisis de RSSI vs Tensión

Para finalizar con el análisis del RSSI, se observa el comportamiento del mismo ante oscilaciones en la tensión de alimentación de la placa. En este experimento se codifica el software necesario para que la placa haga un ping con el router, adquiera el CSI y se lea el RSSI al presionar el pulsador de propósito general.

Debido a que los experimentos se realizaron en una sala cerrada, donde existe gran contribución al multicamino, se toman 200 muestras del RSSI para cada tensión y luego se las promedian.

La manera en la que se realiza el ensayo es conectando una fuente de tensión regulable a la entrada del regulador de tensión, luego fijar la tensión de fuente a 4V y disminuirla de a pasos de 100mV cada vez que se haga un ping. Este proceso se repite hasta que la placa deje de funcionar debido a que la baja tensión dispara el brownout del ESP32.

Este experimento permite visualizar si las oscilaciones en la tensión de alimentación del dispositivo pueden degradar de manera considerable la capacidad de la antena para recibir/transmitir señales electromagnéticas. En el gráfico de la Fig. 6.19 se muestran los resultados obtenidos.

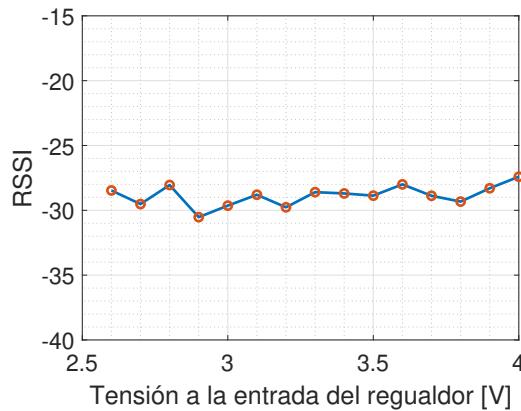


Figura 6.19: RSSI vs tensión

Del gráfico anterior se aprecian variaciones al rededor del mismo valor de RSSI. Esto refleja un resultado que era de esperar dado que la potencia con la cual se reciba señal no debería depender de la tensión de alimentación, siempre y cuando se mantenga en un rango en el cual el circuito pueda seguir operando.

### 6.3.3. Relación señal a ruido

Otro resultado interesante que es posible obtener a partir de realizar pings con el AP para obtener el CSI, es la relación señal a ruido (SNR por sus siglas en inglés de *Signal to Noise Ratio*). Este parámetro es el cociente entre la potencia de señal recibida y la potencia de ruido presente en ella.

Dado que con el ESP32 es posible obtener el piso de ruido (NF por sus siglas en inglés de *Noise Floor*) y el RSSI, al hacer el cociente entre RSSI y NF (o la resta en dBm) se obtiene una medida de la SNR. En el cuadro 6.1 se muestran los resultados obtenidos para la placa diseñada, el prototipo de WIMUMO, y un ESP32 DevKit bajo las mismas condiciones de presencia de multicamino y conectadas al mismo AP (una sola por vez).

|     | Placa   | Prototipo original | DevKit ESP32 |
|-----|---------|--------------------|--------------|
| SNR | 54.1 dB | 41.16 dB           | 39.01 dB     |

Cuadro 6.1: Relación señal a ruido medida.

El resultado anterior deja en evidencia un desempeño superior en SNR de la placa diseñada respecto a el prototipo original de WIMUMO y a la placa de desarrollo ESP32

DevKit. Resulta interesante notar la similitud en el valor de SNR para el prototipo de WIMUMO y la placa de desarrollo, este comportamiento se lo puede relacionar con el hecho de que en ambos casos se utiliza la placa de desarrollo y no el módulo.

Por otra parte, el hecho de haber respetado las sugerencias del fabricante y haber realizado un diseño de PCB que contemple cuestiones de compatibilidad electromagnética queda en evidencia reflejando una ganancia de 13 dB en la relación señal a ruido.

## 6.4. Competencia de acceso al medio

Una vez analizada las cuestiones electromagnéticas de la placa y caracterizarla en ese sentido, se procede a obtener una caracterización desde el punto de vista de redes y protocolos. Principalmente los ensayos se centran en obtener información del comportamiento que presenta el ESP cuando debe competir por el medio con diferentes dispositivos, particularmente otros ESP. Lo discutido en el Cap. 5 será de utilidad para comprender los resultados obtenidos en los ensayos siguientes.

En las siguientes experiencias lo que se busca es caracterizar al módulo, pero no desde el punto de vista de la potencia recibida/radiada, sino mas bien a través de los diferentes esquemas de modulación que utiliza cuando las condiciones del ambiente no son favorables para una transmisión con una alta tasa de datos. Es decir, en un ambiente donde la interferencia debido a multicamino es muy elevada y el tiempo disponible del AP no se encuentra dedicado completamente a la placa por la presencia de otras STA, el sistema deberá negociar el uso de diferentes esquemas de modulación, otros intervalos de guarda, y distintos anchos de banda con el fin de disminuir la probabilidad de error y pérdida de paquetes. Es bajo este contexto que se mide el MCS, el ancho de banda, y el intervalo de guarda para obtener una tasa de transmisión de datos promedio.

### 6.4.1. ESP32 vs AP

Este primer ensayo consiste en colocar la placa diseñada en una sala donde la contribución de interferencia debido al multicamino se vea favorecida pero el AP tenga todo el tiempo disponible dedicado sólo a la placa diseñada, es decir, en el escenario se cuenta solamente con un AP y una STA en presencia de interferencia por multicamino como se observa en la Fig. 6.20. Luego se procede a alejar la STA del AP con el objetivo de incrementar la interferencia debido al multicamino.

Se utilizan sillas de madera para elevar al AP y las STAs con el fin evitar comportamientos no deseados en el patrón de radiación debido a la presencia de objetos metálicos y el propio piso.

En cada nueva ubicación se realizan miles de pings con el AP para obtener el CSI (recordar lo visto en la Sec. 6.3) y de allí el MCS, el ancho de banda, y el intervalo de guarda para obtener el esquema de modulación digital utilizado junto con la velocidad de transmisión utilizada. Dado que se cuenta con miles de pings, se obtiene la velocidad de transmisión promediando la velocidad de transmisión en cada ping con la cantidad de pings hechos en cada posición. En la Fig. 6.21 se muestra un gráfico de la velocidad de transmisión promedio en función de la distancia.

De la Fig. 6.21 se observa una tendencia irregular en la velocidad de transmisión promedio. Esto sucede particularmente en la mitad de recorrido (7 metros), donde la transmisión de datos promedio fue de aproximadamente 40 Mbps en comparación a distancias más cercanas y más lejanas donde la velocidad fue superior. Otras dos velocidades

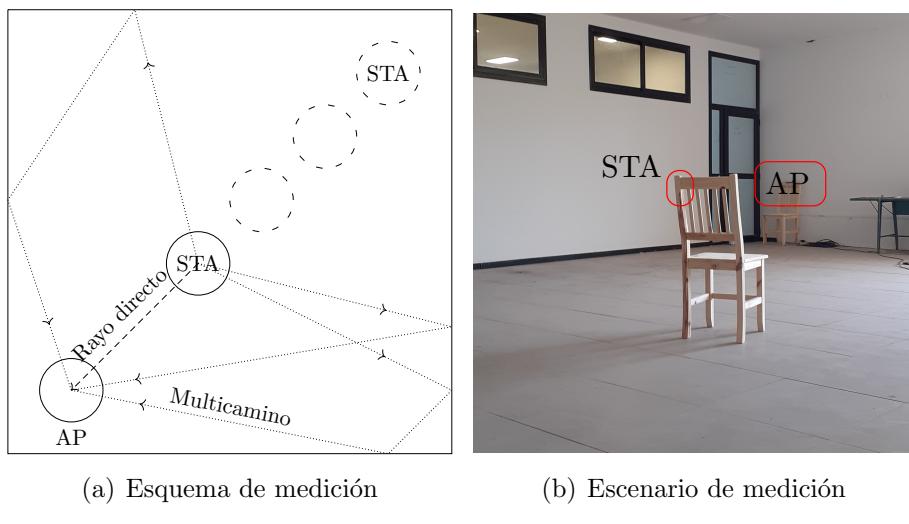


Figura 6.20: Escenario de medición

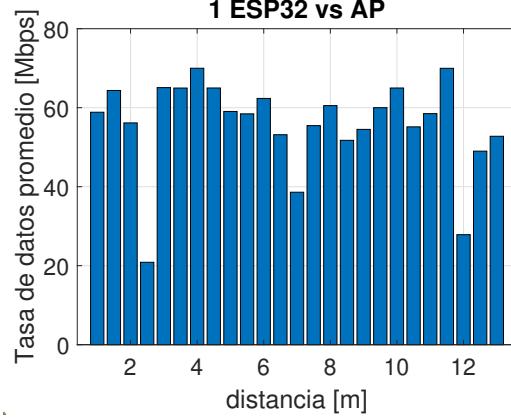


Figura 6.21: Velocidad de transmisión promedio en función de la distancia

notables son las que se encuentran cercanas al inicio y final de recorrido (2.5 metros y 12 metros, respectivamente). En las tres situaciones anteriores, posiblemente la contribución del efecto del multicamino ha sido el principal causante de las fluctuaciones en la velocidad de transmisión de datos.

Resulta interesante notar que los dos mínimos de velocidad de transmisión ubicados en 2.5 metros y 12 metros, suceden prácticamente a la misma distancia del mínimo de velocidad que se encuentra a los 7 metros del AP, esto permite inferir de alguna forma un cierto patrón de interferencia destructiva en determinadas zonas del recorrido realizado.

Por otra parte, se ha calculado el índice MCS promedio y en función de este valor se obtiene el esquema de modulación que se ha utilizado durante la mayor parte del tiempo. En el Cuadro 6.2 se encuentra un resumen de este procedimiento

Del cuadro anterior se puede evidenciar el comportamiento mencionado a los 7 metros, 2.5 metros, y 12 metros, donde la velocidad de transmisión promedio fue muy baja. Allí el índice MCS promedio fue bajo y en consecuencia el esquema de modulación más sencillo.

#### 6.4.2. Tres ESP32 vs AP

Esta vez, el ensayo consiste en colocar a la placa desarrollada en presencia de dos ESP32-DevKit más realizando pings constantemente al AP a una distancia predetermi-

| Distancia [m] | STA |            |
|---------------|-----|------------|
|               | MCS | Modulación |
| 1             | 6   | 64-QAM     |
| 2             | 1.6 | QPSK       |
| 3             | 7   | 64-QAM     |
| 4             | 7   | 64-QAM     |
| 5             | 6   | 64-QAM     |
| 6             | 6.6 | 64-QAM     |
| 7             | 4   | 16-QAM     |
| 8             | 6.3 | 64-QAM     |
| 9             | 5.4 | 64-QAM     |
| 10            | 7   | 64-QAM     |
| 11            | 6   | 64-QAM     |
| 12            | 3.2 | 16-QAM     |
| 13            | 5.1 | 64-QAM     |

Cuadro 6.2: Modulación y MCS promedio

nada. Esto provocará que el tiempo disponible del AP para cada STA se reduzca debido a la necesidad de atender a estos dos nuevos dispositivos presentes en el ensayo.

### Misma distancia

La idea es colocar a la placa desarrollada junto con otras dos STAs a una misma distancia del AP y analizar cómo se ve afectada la velocidad de transmisión promedio de las tres estaciones debido la presencia de más de un usuario queriendo acceder al medio continuamente. Los ensayos se realizan de manera que la placa desarrollada (STA1) pase por las tres posiciones que se muestran en la Fig. 6.22.

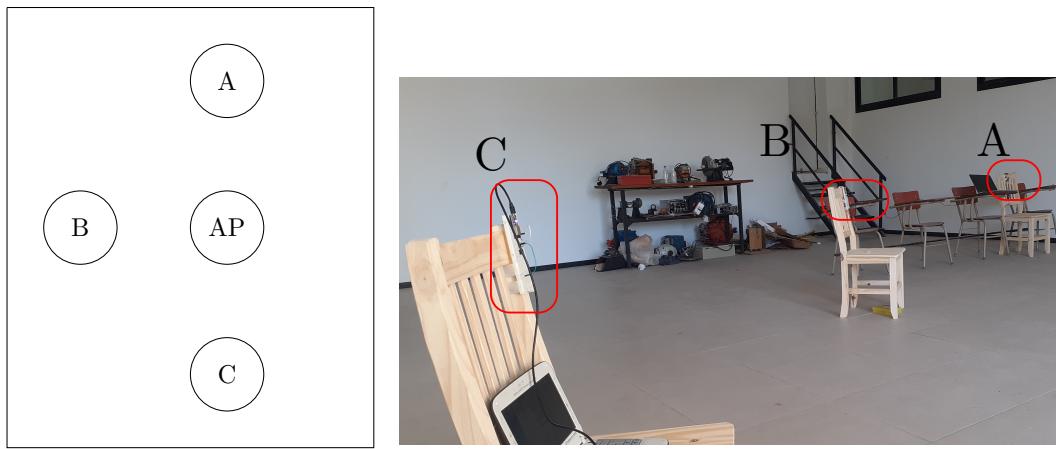
La manera en la que se procesa la información es la misma que para el caso de un ESP32, es decir, a cada ping realizado se le calcula la velocidad de transmisión y luego se calcula una velocidad de transmisión promedio en función de la cantidad de pings que la STA haya realizado con el AP en esa determinada posición.

Dado que en este ensayo lo único que cambia es la posición en la cual se encuentran las diferentes estaciones, es posible resumir en el Cuadro 6.3 las diferentes velocidades promedio obtenidas para cada posición de medida.

En este caso, se observa cómo la STA2 acaparó la mayor parte del tiempo produciendo una tasa de datos de casi constante 7Mbps superior a sus competidoras. Pero todos los dispositivos logran mantener una velocidad de transmisión aceptable.

Por otra parte, en el Cuadro 6.4 se muestra cómo cambió el índice MCS promedio en las diferentes posiciones junto con el esquema de modulación promedio también.

Del cuadro anterior se observa que si bien el índice MCS cambió en las diferentes



(a) Esquema de medida

(b) Escenario de medida

Figura 6.22: Posiciones de medición

| Posición | STA1      | STA2      | STA3      |
|----------|-----------|-----------|-----------|
| (A,B,C)  | 58.5 Mbps | 61.4 Mbps | 50.1 Mbps |
| (B,C,A)  | 54.6 Mbps | 58.7 Mbps | 52.1 Mbps |
| (C,A,B)  | 51.0 Mbps | 65.0 Mbps | 55.1 Mbps |

Cuadro 6.3: Velocidad promedio de cada estación según su posición

| Posición | STA1 |            | STA2 |            | STA3 |            |
|----------|------|------------|------|------------|------|------------|
|          | MCS  | Modulación | MCS  | Modulación | MCS  | Modulación |
| A        | 6    | 64-QAM     | 7    | 64-QAM     | 5    | 64-QAM     |
| B        | 5.53 | 64-QAM     | 6.5  | 64-QAM     | 5.7  | 64-QAM     |
| C        | 5    | 64-QAM     | 6    | 64-QAM     | 4.9  | 64-QAM     |

Cuadro 6.4: Modulación y MCS promedio para misma distancia

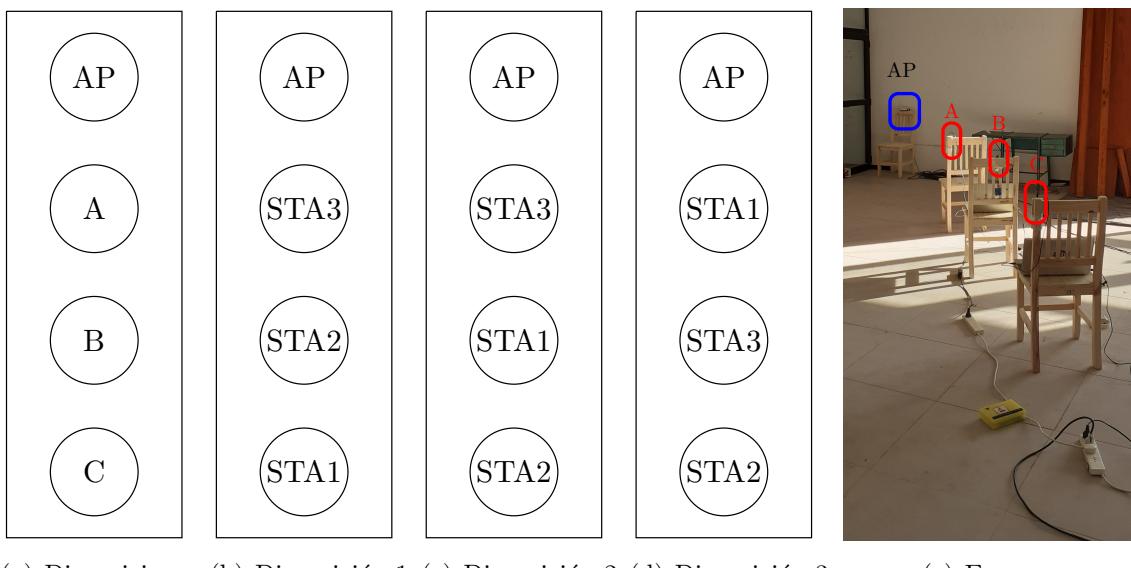
estaciones, el esquema de modulación promedio fue siempre el mas alto posible, es decir 64-QAM.

### Distintas distancias

Ahora se colocan las tres STA a diferentes distancias fijas respecto del AP y se calcula la velocidad promedio en esa situación. Al igual que en el caso anterior, la placa desarrollada pasará por todas las posiciones para analizar su comportamiento. En las Fig. 6.23(a) 6.23(b), 6.23(c), y 6.23(d) se muestran los esquemas de medida mientras que en la Fig. 6.23(e) el escenario de medición.

La forma en la que se obtiene la velocidad de transmisión promedio es la misma que la utilizada para el caso anterior, es decir, se realizan miles de pings con el AP y en base a la información otorgada por el CSI se calcula la velocidad de transmisión promedio. Los resultados obtenidos para las diferentes disposiciones se muestran en el Cuadro 6.5.

A partir de este cuadro, se observa una ligera degradación en la velocidad de transmi-



(a) Disposiciones (b) Disposición 1 (c) Disposición 2 (d) Disposición 3

(e) Esquema

Figura 6.23: Esquemas de medida

| Posición | STA1       | STA2      | STA3       |
|----------|------------|-----------|------------|
| (A,B,C)  | 58.04 Mbps | 65 Mbps   | -          |
| (B,C,A)  | 64.94 Mbps | 59.2 Mbps | 58 Mbps    |
| (C,A,B)  | 65.27 Mbps | -         | 55.46 Mbps |

Cuadro 6.5: Velocidad promedio de cada estación según su posición

sión promedio de la placa diseñada a medida que se acerca al AP. De hecho, el comportamiento de la STA3 en las dos primeras posiciones arroja una velocidad de transmisión media muy cercana a la que presenta la STA1 en la última posición.

En definitiva, se observan diferencias según la posición de cada dispositivo, pero también hay una diferencia de desempeño entre un dispositivo y otro que podría deberse a pequeñas diferencias en la calidad del hardware, o también a la no repetitibilidad de los experimentos, paquetes perdidos, o diferencias por efectos aleatorios como el tiempo de backoff.

Al igual que para el caso de mismas distancias, en el Cuadro 6.6 se observa el índice MCS y el esquema de modulación resultante de la moda de los datos.

| Posición | STA1 |            | STA2 |            | STA3 |            |
|----------|------|------------|------|------------|------|------------|
|          | MCS  | Modulación | MCS  | Modulación | MCS  | Modulación |
| A        | 7    | 64-QAM     | 7    | 64-QAM     | 5.9  | 64-QAM     |
| B        | 7    | 64-QAM     | 6.4  | 64-QAM     | 6.1  | 64-QAM     |
| C        | 5.9  | 64-QAM     | 5.9  | 64-QAM     | 5.6  | 64-QAM     |

Cuadro 6.6: Modulación y MCS promedio para diferentes distancias

Nuevamente, el esquema de modulación promedio fue el más alto para todas las esta-

ciones, sin embargo, es posible notar una tendencia descendiente en el índice MCS cuando las estaciones se encuentran en la posición C.

## 6.5. Validación de funcionamiento

Si bien la validación del dispositivo no se encuentra fuertemente ligada a la caracterización del módulo inalámbrico, es vital corroborar la funcionalidad de la placa para desarrollar la tarea para la cual fue diseñada. Para ello, se realiza el software encargado de la adquisición de biopotenciales a través del ADC integrado que cuenta el ESP, se realiza un promediado de muestras, y luego se envían dichos datos por medio de un socket a la máquina destino.

Para comprobar que se esté muestreando de manera correcta y que no haya problemas de EMC se coloca a la entrada del electrodo un generador de señales diferencial y se realiza un barrido en frecuencia de 10 a 500 Hz.

En la máquina receptora, se utiliza un software que sea capaz de abrir puertos TCP y luego guardar los datos para su post procesamiento, tal como lo es Hercules. El proceso de obtención de datos a partir del electrodo corresponde con el diagrama en bloques de la Fig. 6.24.

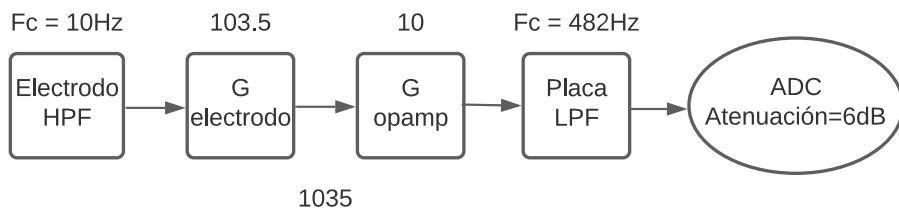


Figura 6.24: Diagrama de flujo

Al conectar el generador diferencial al electrodo deben tomarse las precauciones necesarias para evitar que se acople ruido a través de los cables de conexión. Esto último se logra manteniendo la distancia de los cables de conexión lo más cortas posibles, evitando falsos contactos, manteniéndose alejado de posibles fuentes de interferencia y utilizando cables del tipo par trenzado para hacer la medición.

Con todos los recaudos anteriores, se procede a enviar al electrodo señales sinusoidales diferenciales. En el electrodo se realiza la primera amplificación de la señal junto con un filtrado pasa altos. La ganancia y la frecuencia de corte del filtro quedan determinadas por la resistencia  $R_2$  y el capacitor  $C_1$  del circuito de la Fig. 3.4(a) respectivamente. Luego la placa aporta una ganancia de 10 y aplica un filtrado pasa bajos que hace las veces de filtrado anti-aliasing según se ha discutido en el circuito de la Fig. 3.5. Finalmente, la señal ingresa al ADC el cuál se configura con una atenuación de 6 dB permitiendo medir señales en el rango de 0 V a 1750 mV [8].

Con las muestras ya en el dominio discreto, se procede a explicar la tarea de procesamiento y transmisión de datos por WiFi. En la Fig. 6.25 se muestra un diagrama de flujo muy reducido del código implementado.

Como se observa, en primer lugar se inicializan los periféricos y se conecta a WiFi, si bien este proceso es mucho más complejo de lo esquematizado, se reduce a solo dos bloques para simplificar la explicación (en el Apéndice A se encuentra el proceso). Luego de haber ingresado los parámetros por el servidor web, se conecta al AP, se inicializa el ADC junto con la toma muestras y se las almacena en una cola de mensajes. Al presionar

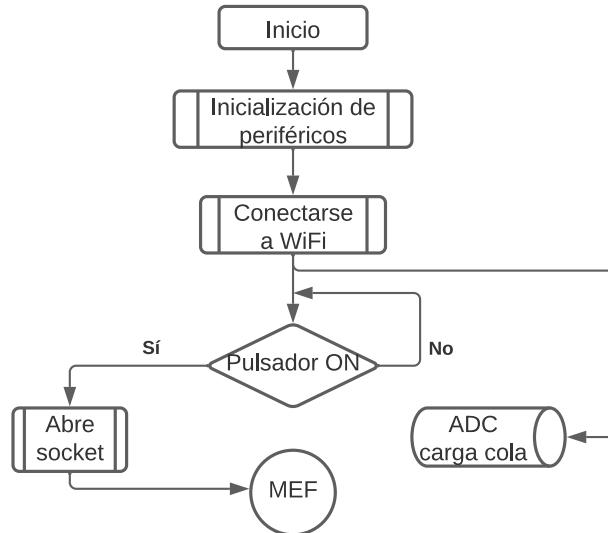


Figura 6.25: Diagrama de flujo

el pulsador de propósito general, se abre un socket cuya dirección de destino es la máquina que recibirá los datos con el software mencionado previamente. Este socket comienza a leer los datos que el ADC coloca en la cola y los transmite por WiFi, este proceso se repite de manera indefinida utilizando una MEF (máquina de estados finita) de tres estados (espera, configuración, y acumulación). Con el propósito de evitar una baja eficiencia en la transmisión de paquetes, en vez de enviar un byte cada vez que se lee el ADC, se envía un arreglo de bytes a la máquina receptora, la dimensión de este arreglo es un tema de importancia a la hora de visualizar en tiempo real la señal biológica. La comunicación será muy eficiente en cuanto al uso del canal si se envían paquetes de gran tamaño, pero la visualización en tiempo real de los datos se deteriora rápidamente debido a la espera que realiza la máquina receptora para que llegue el arreglo de datos y mostrarlos en pantalla. Sin embargo, si se envía un byte por paquete, el uso del canal será altamente ineficiente y se corre el riesgo de saturar la comunicación. Este es un parámetro que se debe elegir de acuerdo a las necesidades deseadas de la aplicación.

Finalmente, con los datos recibidos en la máquina receptora, se procesan con MATLAB realizando la Transformada Discreta de Fourier (TDF) utilizando el algoritmo FFT (*Fast Fourier Transform* por sus siglas en inglés). En la Fig. 6.26 se grafican tres señales características junto con su TDF, una en 10 Hz (inicio de barrido), otra en 324 Hz (mitad de barrido), y otra en 500 Hz (final de barrido). Todas las mediciones se realizaron con una frecuencia de muestreo de 20 ksps con un promediado de 16 muestras, resultando en una frecuencia de muestreo efectiva de 1250 Hz.

Como es posible observar, para el primer caso se obtiene la señal deseada junto con su TDF en la frecuencia correspondiente, sin embargo, ya en el segundo caso la señal comienza a verse levemente deteriorada por el bajo rendimiento del ADC. Tal es así que en el último caso se observa una deformación aún mayor en la señal debido a este efecto y también al efecto de replicado. A pesar de visualizar correctamente los 500 Hz en el espectro, también hay contribución del aliasing en frecuencias cercanas al origen. Esto deja en evidencia que el filtro colocado a la salida del operacional no tiene una caída lo suficientemente rápida como para evitar que frecuencias superiores a 482 Hz aparezcan a la entrada del ADC.

Otro aspecto importante que se debe remarcar es el pobre rendimiento del ADC, aún promediando las muestras se observa que la resolución es muy baja y el ruido presente en

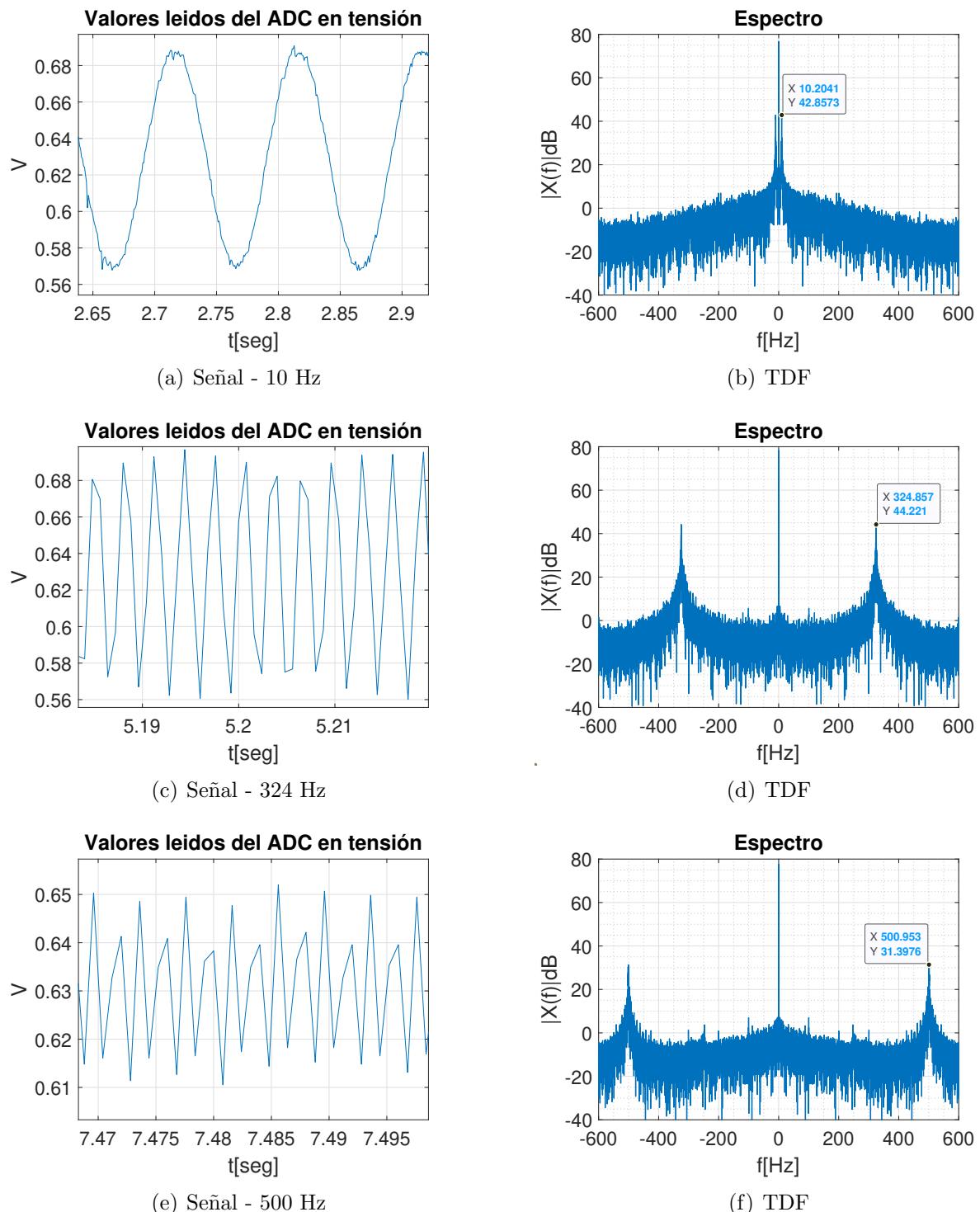


Figura 6.26: TDF de algunas señales

la TDF se ve altamente favorecido por este efecto. En resumen, no es conveniente trabajar con frecuencia superiores a los 324 Hz debido al pobre rendimiento del ADC.

### 6.5.1. Estabilidad de tensión en placa

Para concluir con los ensayos de validación, a continuación se presenta un análisis de los resultados obtenidos en cuanto a la estabilidad de tensión del módulo.

El objetivo es observar cómo se altera la tensión de alimentación al encender/apagar el módulo WiFi del ESP32. Por otro lado, ver el comportamiento de la tensión cuando el ESP32 se encuentra realizando pings constantemente con el router. Estos datos son importantes en un circuito donde se trabaja con señales muy susceptibles al ruido y a las interferencias debido a que si ocurren picos de tensión, los mismos pueden alterar de forma no deseada el funcionamiento del dispositivo, tal como se detalló en el Cap. 2. En la Fig. 6.27 se observa cómo responde la tensión cuando se enciende el WiFi e inicia una transmisión, mientras que en la Fig. 6.28 se muestra lo que sucede cuando se apaga el módulo WiFi. Por otro lado, en la Fig. 6.29 se muestra el comportamiento de la tensión de alimentación cuando el ESP está realizando constantemente pings con el router.

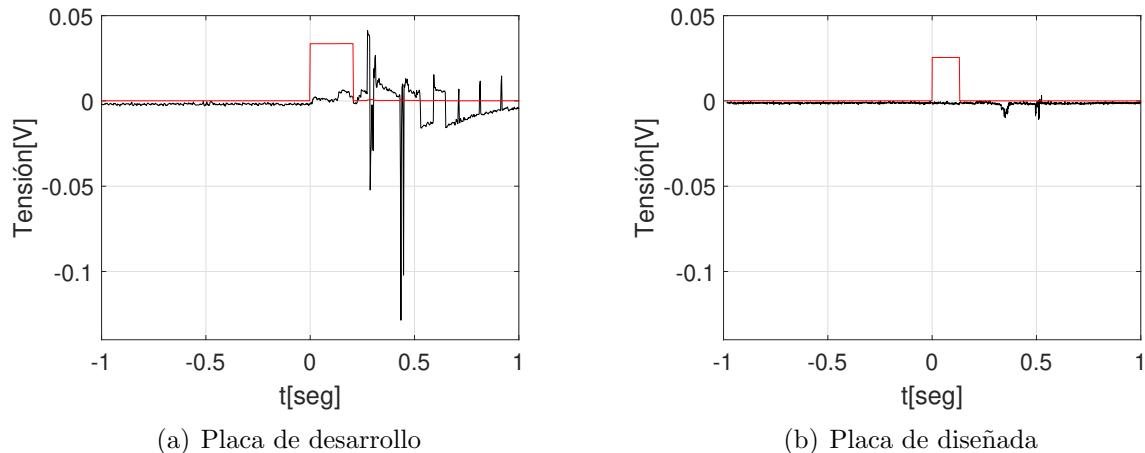


Figura 6.27: Tensión al encender módulo WiFi

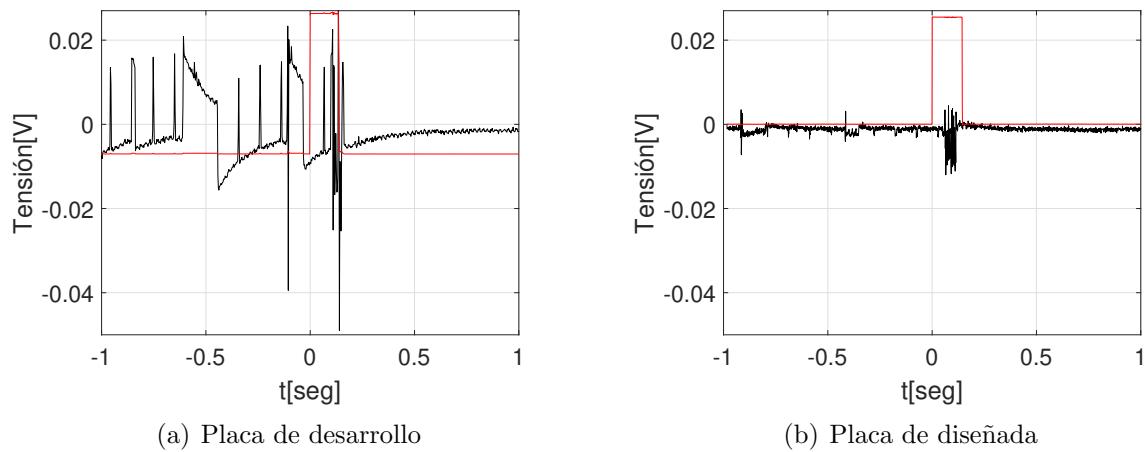


Figura 6.28: Tensión al apagar módulo WiFi

Como se puede apreciar de las imágenes anteriores la oscilación que presenta la tensión de alimentación de la placa de desarrollo cuando hay interacción con el módulo WiFi es muy notoria frente a la placa diseñada.

Retomando nuevamente lo discutido al inicio del Cap. 2, el hecho de haber realizado un diseño en donde se consideraron desde el primer momento cuestiones de compatibilidad electromagnéticas, los resultados obtenidos de estabilidad de tensión frente a oscilaciones

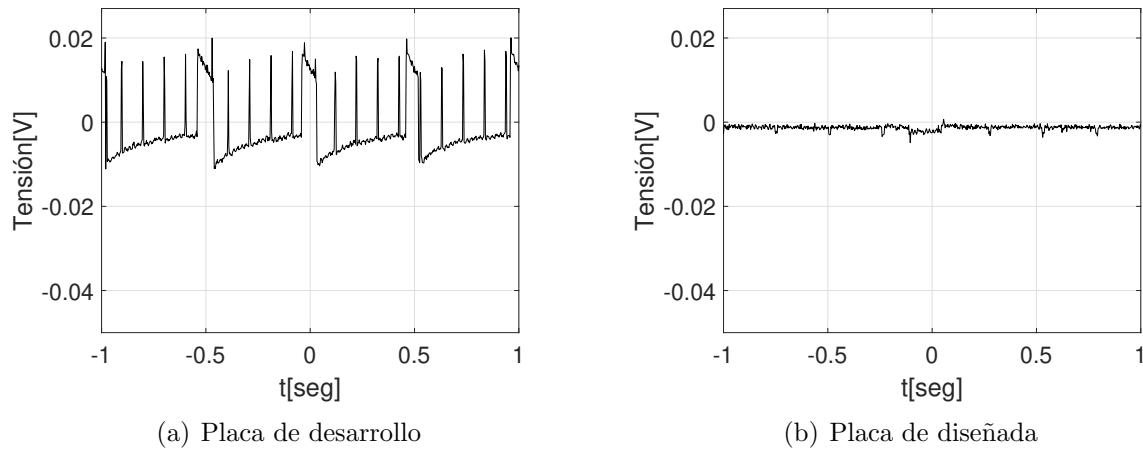


Figura 6.29: Tensión al hacer ping constantes constantemente con un router

de alta frecuencia se ven reflejados en esta última instancia, donde el “producto” ya se encuentra prácticamente finalizado.

Por supuesto, el regulador de tensión que se utiliza en cada caso también tiene mucho que ver con este comportamiento. La placa de desarrollo del ESP32 (ver Fig. 1.3(c)) tiene integrado el regulador de tensión AMS1117 [12] junto con sus capacitores de desacople para alimentar a todos periféricos del módulo, mientras que en el diseño del presente informe se ha utilizado el MCP1825s [13] y sus respectivos capacitores recomendados por el fabricante, uno para la parte digital, y otro para la parte analógica. La diferencia de costos entre un regulador y otro no es significativa, por lo que no existe una pérdida importante de dinero al cambiar un regulador por otro. En la Fig. 6.30 se grafica la tensión de salida de ambos reguladores cuando el dispositivo se encuentra en estado de reposo.

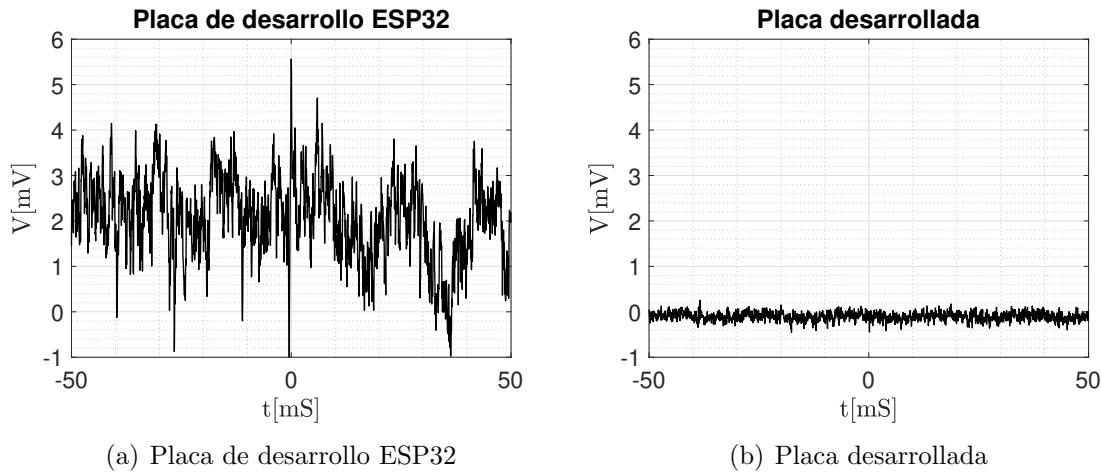


Figura 6.30: Comparación de tensión de alimentación en reposo



# Conclusiones

Como conclusión del presente informe se rescatan valiosos resultados acerca del desempeño que presenta el ESP32 bajo diferentes escenarios. Por otra parte, queda en evidencia la importancia de realizar diseños de circuitos impresos con consideraciones de compatibilidad electromagnética desde el inicio del proyecto cuando se trabaja con dispositivos sensibles a estas.

Comenzando por la compatibilidad electromagnética, se ha visualizado a través de los resultados de las Fig. 6.6, 6.7, 6.8, y 6.9 cómo se degrada el rendimiento de la antena que se encuentra integrada en el ESP32. WIMUMO es un dispositivo vestible, si lo que se desea es que la transmisión de datos por WiFi no se vea comprometida, la distancia a la cual se encuentre la antena separada del cuerpo humano es un factor muy importante, por lo que colocar la antena sobre el cuerpo puede llegar a provocar una pérdida total de conexión. Además se puso en evidencia las malas prácticas de diseño de circuitos integrados que utilizan las empresas que comercializan estos dispositivos de manera no oficial, principalmente cuando se trata de la antena. Se ha visto que el fabricante recomienda en sus hojas de datos que la antena se encuentre alejada una cierta distancia de cualquier plano de tierra u objeto metálico con el fin de no alterar su comportamiento, más aún, si era posible, colocar la antena en una esquina con una determinada posición. Estos últimos dos requisitos, ningún fabricante no oficial lo cumple.

Otra situación similar sucede con la fuente de alimentación de estos kits de desarrollo, en ellos se utilizan reguladores de tensión de bajas prestaciones y no se colocan los capacitores de desacople según lo discutido en el Cap. 2. Esto provoca resultados como los que se obtuvieron en las Fig. 6.27(a), 6.28(a), y 6.29(a). En el diseño realizado en el presente informe se implementan todas las técnicas de desacople discutidas junto con el correspondiente posicionamiento en placa de los capacitores para evitar acoplamiento en distintas bandas, cuando se implementan dichas técnicas, los resultados se ven altamente favorecidos como se refleja en las Fig. 6.29(b), 6.27(b), y 6.28(b).

Además de estas técnicas, se debe remarcar el esfuerzo realizado para mantener un único plano de tierra en todo el diseño y el seccionamiento del circuito impreso con el fin de aislar espacialmente las partes de dominios analógico y digital. El hecho de utilizar un único plano de tierra y haber seccionado el circuito impreso hace que la sensibilidad del dispositivo a interferencias electromagnéticas se vea reducida tal como se ha discutido a lo largo del Cap. 2.

En cuanto a las prestaciones del módulo para radiar/recibir ondas electromagnéticas, es algo que debe tenerse presente a la hora de diseñar un nuevo producto. Tal como se ha visualizado en la Fig. 6.3, la potencia de radiación del ESP32 frente a la de Raspberry PI es del orden de 10 veces menor. Si lo que se desea es diseñar un dispositivo cuya posición sea lejana al AP quizás la mejor decisión no sea utilizar el ESP32, o al menos diseñar el dispositivo con estas consideraciones en mente. Otro resultado interesante es el patrón de radiación obtenido para ESP32 y Raspberry PI, siendo el primero un patrón

muy oscilatorio e inestable reflejando una vez más otro punto débil en este dispositivo, mientras que en Raspberry se pudo notar la calidad de un producto que lleva años en el mercado y que se encuentra continuamente actualizando sus productos a través de una comunidad abierta.

También se ha comprobado a través de los resultados obtenidos en la Fig. 6.19 que el RSSI se ve prácticamente inalterado a medida que se descarga batería, este era un resultado que se esperaba dado que la potencia con la cual se recibe a señal no debería verse afectada si la tensión de alimentación cae, sin embargo, un escenario posible era que el mismo microcontrolador reduzca la cantidad de recursos otorgada a la etapa de WiFi para continuar funcionando, esto se ha comprobado que no es así.

Durante el estudio del dispositivo para realizar la codificación de todos los softwares utilizados en los ensayos, se pudo evidenciar una fuerte desorganización en cuanto a la disponibilidad de la documentación, dejando poco claro conceptos como lo son la tasa máxima de muestreo del ADC y las operaciones internas que realiza el dispositivo para conectarse a WiFi. Este último punto resulta algo controversial dado que cuando se desea ir más profundo en la compresión de la configuración de registros y la puesta en marcha del módulo WiFi, por ejemplo, el fabricante no tiene liberada aún las bibliotecas que implementan las llamadas a funciones o APIs que realizan las tareas de comunicación WiFi.

Por último, se observó a través de la Fig. 6.26 el pobre desempeño que presenta el ADC integrado de este dispositivo. Esto provoca que ante una necesidad de mayor resolución en el ADC, se deba utilizar un ADC externo al que se encuentra disponible en el módulo generando un aumento en los costos de producción del dispositivo. O de otra manera, utilizar electrodos que realicen una excelente tarea de adquisición de biopotenciales, liberando al ADC de realizar un promediado de muestras para obtener valores sensatos.

No obstante considerando el alcance y los fines de WIMUMO, la utilización de dispositivos como los son Raspberry PI se encuentran sobredimensionados para el problema y generan un elevado costo a un proyecto cuyo fin es ser abierto intelectualmente y accesible monetariamente. Es por eso que, realizando un diseño con las consideraciones mencionadas a lo largo de todo el informe, es posible obtener resultados satisfactorios con un costo mucho menor en comparación de un Raspberry PI.

## Trabajo a futuro

Se ha visto que el rendimiento del WIMUMO se ve altamente limitado por las bajas prestaciones que tiene el ADC del ESP32, mientras que el rendimiento en cuanto a conectividad es aceptable para las exigencias demandadas por el proyecto.

Es por eso que se deja como trabajo futuro analizar las técnicas empleadas a la hora de adquirir las señales a la salida del amplificador operacional. Esto podría llegar a analizarse, por ejemplo, determinando la tasa máxima que es capaz de muestrear el ADC y su no linealidad en función de la atenuación que se le aplique a su entrada ya que en sus hojas de datos no se encuentra explícitamente tales valores. El mal rendimiento y la no linealidad que presenta el ADC se encuentra reflejado en la Figura 6.31 donde se muestra cómo comienza a distorsionarse la señal a medida que se aumenta la tasa de muestreo o se disminuye la cantidad de muestras a promediar.

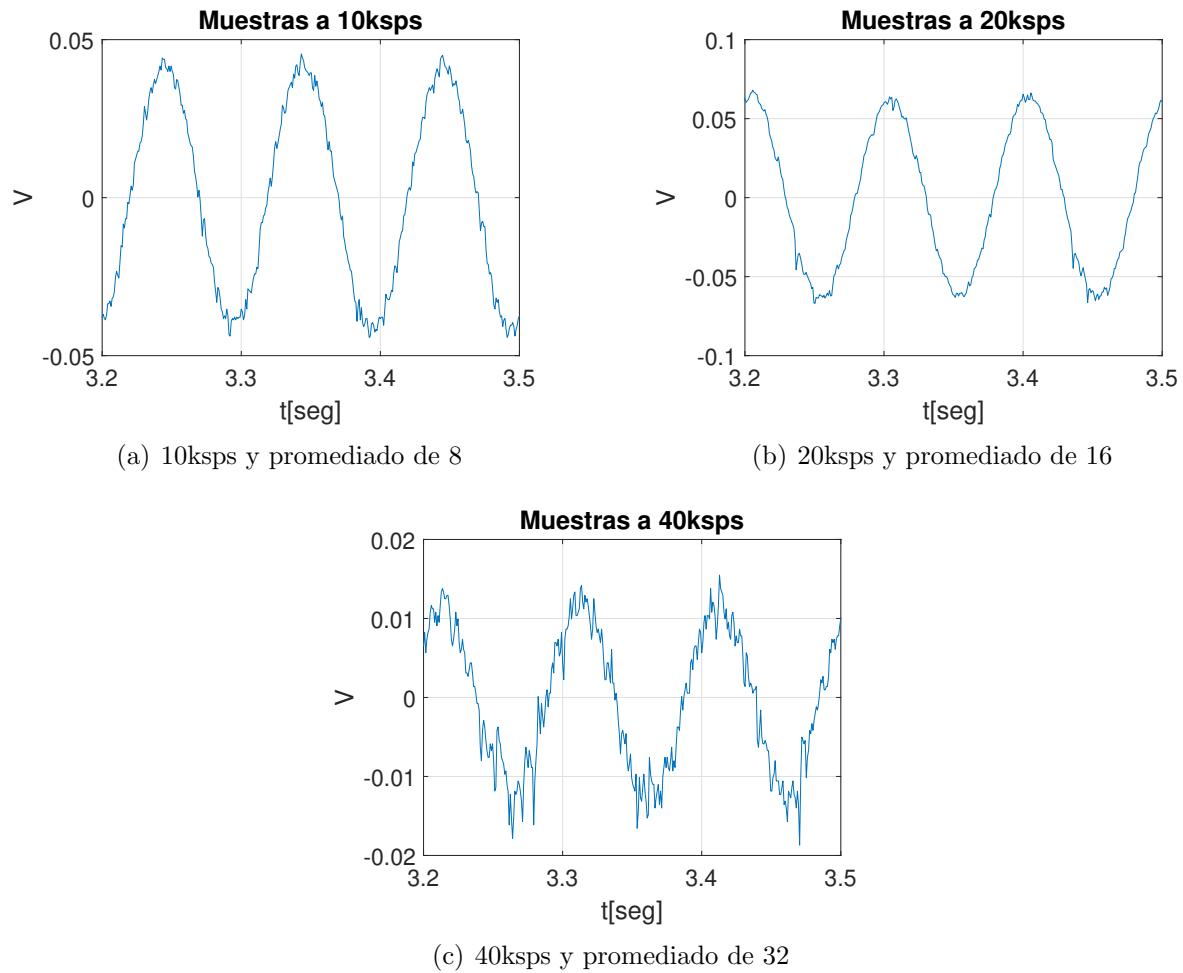


Figura 6.31: Análisis de desempeño del ADC integrado del ESP32



# Bibliografía

- [1] GIBIC, “Wimumo project: a wearable open device for physiological signals acquisition,” *Revista Argentina de Bioingeniería*, vol. 24, pp. 13–18., 2020.
- [2] L. Cabral, “Procesamiento analógico para sistema de adquisición de biopotenciales basado en amplificadores operacionales de bajo costo,” 2021.
- [3] Espressif, “Soc esp32.” [Online]. Available: <https://www.espressif.com/en/products/socs/esp32>
- [4] H. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*, 2nd ed. New Jersey: John Wiley, 1990.
- [5] “Lm324 - datasheet.” [Online]. Available: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/17871/PHILIPS/LM324.html>
- [6] Espressif, “Esp32 hardware design guidelines.” [Online]. Available: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_hardware\\_design\\_guidelines\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_hardware_design_guidelines_en.pdf)
- [7] Microchip, “Mcp1825s datasheet.” [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/329659/MICROCHIP/MCP1825S.html>
- [8] Espressif, “Esp32 datasheet.” [Online]. Available: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf)
- [9] B. C., *Antenna Theory, Analysis and Design*, 3rd ed. John Wiley, 1990.
- [10] D. W. Andrew Tanenbaum, Nick Feamster, *Computer Networks*, 2nd ed. Pearson, 1981.
- [11] K. Technologies, “N9912a fieldfox rfhandheld analyzer 4/6 ghz.” [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/858632/KEYSIGHT/N9912A.html>
- [12] “Ams1117 - datasheet.” [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/49118/ADMOS/AMS1117.html>
- [13] “Mcp1825s - datasheet.” [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/329659/MICROCHIP/MCP1825S.html>
- [14] “Repositorio de softwares utilizados.” [Online]. Available: <https://github.com/kevingiribuela>



# Apéndice A

A continuación se muestra el proceso configuración de dispositivo y puesta en marcha.

1. En primer lugar se enciende el dispositivo, este comenzará a destellar su LED rojo indicando que se encuentra en modo AP. En este modo, un servidor web es creado para que el usuario ingrese a través de él los parámetros de la red a la cual se tiene que conectar para realizar la transmisión de datos. En caso de que ningún usuario se conecte al servidor web pasado dos minutos, el dispositivo intentará conectarse a la última red exitosa, si no lo logra, vuelve a ponerse en modo AP y se repite el proceso.

Para entrar a la configuración del servidor web, se debe ingresar utilizando cualquier dispositivo inteligente con acceso a internet a la red llamada “WIMUMO” cuya contraseña “defiunlp2022”, luego se ingresa con algún navegador web a la dirección IP: 192.168.4.1, e inmediatamente se verá la página web de la Fig. 6.32.



Figura 6.32: WebServer

2. Luego, se ingresan en las cajas de texto el nombre del AP (SSID), la contraseña (PSSWD), el IP de la máquina a la cual deben enviarse datos (debe estar conectada a la misma red que el dispositivo), el canal de comunicación (opcional), y el protocolo de 802.11 que se desee utilizar (opcional también). Una vez ingresado todos estos parámetros, se presiona el botón “Enviar datos” y se cerrará el servidor web, el ESP guardará todos estos datos en memoria no volátil, y se pondrá en modo STA para iniciar el proceso de conexión al AP indicado. En caso de que no logre conectarse, se vuelve al punto 1.
3. En este punto el dispositivo se encuentra a la espera de que se le dé la orden de abrir un socket y enviar los datos por WiFi a la máquina destino. Es por eso, que antes de

presionar el pulsador de propósito general, en la computadora donde se visualizarán las señales biológicas, se abre el software *Signal Plot* (cuya autoría es exclusivamente del Dr. Ing. Federico Guerrero y agradezco enormemente su colaboración) y se lo configura según se muestra en la Fig. 6.33.

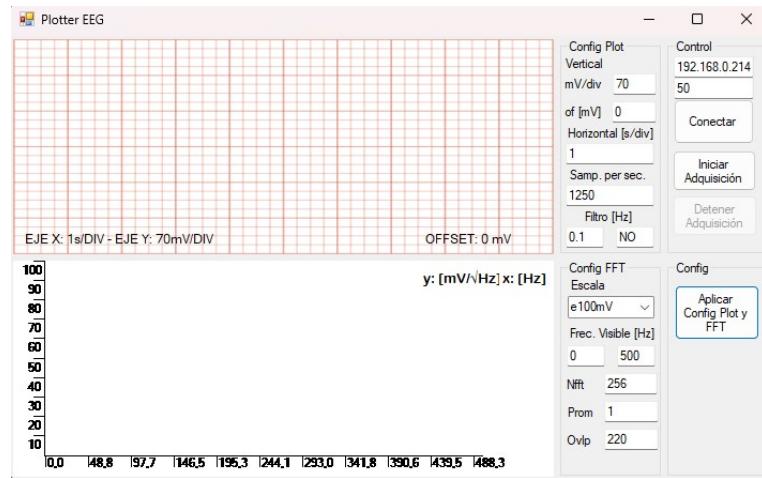


Figura 6.33: Configuración de software para visualizar biopotenciales

Una vez configurado el software se debe presionar el botón “Aplicar Config Plot y FFT” seguido del botón “Conectar” para que la computadora quede a la espera de que el dispositivo le envíe datos.

4. Ahora que se encuentra la computadora lista para recibir datos, se presiona el pulsador indicando que se inicie la transmisión de datos. En este momento, ya es posible visualizar los biopotenciales. Solo resta presionar el botón “Iniciar Adquisición” en el software *Signal Plot* y listo.

### Modo por defecto

Si el dispositivo ya se ha conectado alguna vez a la red que se desea utilizar, basta con apretar el pulsador de propósito general, de esta forma si la red se encuentra en memoria no volátil, se conecta automáticamente con la configuración que tenía guardada sin necesidad de repetir todo el procedimiento.

Todos los códigos fuentes utilizados durante los diferentes ensayos se encuentran en el repositorio de GitHub abiertos a la comunidad [14].