



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO

Instituto Tecnológico de Ciudad Guzmán



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD GUZMÁN

T E S I S

TEMA:

“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA SONDA DE PRUEBA ACTIVA PARA EQUIPOS DE BAJA IMPEDANCIA DE ENTRADA”

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

PRESENTA:

ING. OMAR ALFONSO HERNÁNDEZ MATA

ASESOR:

DR. JESÚS EZEQUIEL MOLINAR SOLÍS

CO ASESOR

DR. RAMÓN CHÁVEZ BRACAMONTES

CIUDAD GUZMÁN JALISCO MÉXICO; DICIEMBRE DE 2019

Agradecimientos

A Dios, por permitirme cumplir mis objetivos.

A mi familia, que son la base para la búsqueda continua y realización de proyectos.

A mi asesor de tesis, Dr. Jesús Ezequiel Molinar Solís, por su paciencia y conocimiento transmitido.

A cada uno de los profesores de posgrado, por sus aportaciones y conocimientos compartidos.

Al Concejo Nacional de Ciencia y Tecnología por haberme dado la oportunidad de desarrollarme profesionalmente.

Resumen

El presente trabajo muestra el diseño y la implementación de una punta de prueba activa, para los laboratorios del Instituto Tecnológico de Ciudad Guzmán. Una sonda es un dispositivo esencial en los instrumentos de medición como osciloscopios, multímetros y otros instrumentos. En la actualidad existen diferentes tipos de sondas cumpliendo cada una de ellas tareas diferentes dependiendo de sus características para las cuales fueron fabricadas, por ejemplo: voltaje en alterna, frecuencia, corriente, capacitancia, inductancia, etc. Para este caso de estudio la unidad a medir es voltaje a frecuencia media, de forma tal que se garantice una medición limpia en el circuito con la no afectación del mismo, por tal razón se diseñó un prototipo de una sonda activa alcanzando un rango de ancho de banda que va desde 10kHz a ~445MHz, con baja capacitancia de entrada, baja distorsión armónica y con una atenuación de 1:2; usando componentes de bajo costo y factibles de conseguir. Este diseño tiene como objetivo probarse y utilizarse en un laboratorio experimental para fines de estudio y enseñanza.

Abstract

The present work shows the design and implementation of an active probe, for the laboratories of the Technological Institute of Ciudad Guzmán. A probe is an essential device in measuring instruments such as oscilloscopes, multimeters and other instruments. Currently, there are different types of probes, each of them fulfilling different tasks depending on their characteristics for which they were manufactured, for example: AC voltage, frequency, current, capacitance, inductance, etc. For this case study, the unit to be measured is voltage at medium frequencies, in such a way that a clean measurement is guaranteed in the circuit with no impact, for this reason a prototype of an active probe was designed reaching a wide range of band that goes from 10kHz to ~ 445MHz, with low input capacitance, low harmonic distortion and with an attenuation of 1:2; using inexpensive and feasible components. This design is intended to be tested and used in an experimental laboratory for study and teaching purposes.

Índice General

Índice General	v
Índice de figuras	vii
CAPÍTULO I	1
1. Equipo para caracterizaciones eléctricas de 50 Ω	2
1.1 Analizador de redes (Características y aplicaciones)	2
1.1.1 Tipos de analizadores de redes	2
1.1.2 Calibración.....	5
1.1.3 Módulo ECal	5
1.1.4 Analizador de espectro (Características y aplicaciones)	7
1.1.5 Tipos de analizadores de espectro	8
1.2 ¿Porque el estándar de 50 Ω ?	9
1.2.1 Cincuenta Ohm.....	11
1.2.2 Entonces, ¿por qué 50 Ω ?	16
1.3 Efecto de carga.....	16
1.3.1 Carga de punta de prueba.....	16
1.3.2 Impacto de la resistencia de entrada	18
1.3.3 Impacto de la capacitancia de entrada	19
1.3.4 Impacto de la inductancia de la punta de prueba.....	21
1.4 Problemática de medir circuitos con alta impedancia de salida (ZO).....	22
Hipótesis.....	22
CAPITULO II	23
2. Propuestas de otras puntas de prueba.....	24
CAPITULO III	25
3. Diseño y caracterización de una punta de prueba propia	26
3.1 Parámetros esenciales de una punta de prueba.....	26
3.2 Métodos	28
3.2.1 Prueba de ancho de banda de baquelita	28
3.2.2 Implementación de los cables de transmisión (RG-174).....	30

3.2.3 Pruebas de ancho de banda cable RG-174.....	32
3.3 Elección de los dispositivos RF	32
3.4 Diseño del circuito.....	34
3.5 Simulación	35
3.5.1 Simulación en el dominio del tiempo.....	36
3.5.2 Simulación de respuesta en frecuencia	36
3.5.3 Simulación de FFT.....	37
3.5.4 Simulación del Slew Rate (SR)	38
3.6 Resultados experimentales	39
3.6.1 Diseño de esquemático previo a PCB.....	39
3.6.2 Diseño y ruteado de PCB.....	40
3.7 Armado, conexión y medición en laboratorio.....	41
3.7.1 Aparatos de apoyo para la realización de pruebas a sonda implementada.	43
3.8 Mediciones y datos obtenidos en laboratorio	44
Discusión	48
Conclusiones	49
Referencias bibliográficas	49

Índice de figuras

Figura 1.1 Arquitectura básica de un analizador de redes.	3
Figura 1.2 Analizador de redes Agilent Modelo E5062A.....	4
Figura 1.3 E-Cal (calibración electrónica).....	7
Figura 1.4. Analizador de espectros.	7
Figura 1.5 Esquema básico de impedancias de 50Ω. [13].....	10
Figura 1.6 Fabricación de una microstrip de 50Ω 13	13
Figura 1.7 Relación en los diámetros del cable coaxial. [13]	14
Figura 1.8 Diagrama de circuito equivalente de un DUT con una punta conectada. [5]	17
Figura 1.9 Diagrama de circuito simplificado, el equivalente de Thévenin de un DUT. [5]	17
Figura 1.10 Efectos de la resistencia de entrada (RP). [5].....	19
Figura 1.11 Efectos de la capacidad de entrada (Cp). [5].....	20
Figura 1.12 Efectos de la inductancia de entrada. [5].....	21
Figura 3.1 Terminales SMA montadas en baquelita de fibra de vidrio.....	28
Figura 3.2 Terminales SMA montadas en baquelita de fibra de vidrio con mínima separación	29
Figura 3.3 Ancho de banda de baquelita al desnudo.....	30
Figura 3.4 Preparación de cable RG-174 para la colocación de terminales SMA	30
Figura 3.5 Montaje de terminales SMA a cable RG-174	31
Figura 3.6 Cables terminados con terminales SMA acopladas	31
Figura 3.7 Ancho de banda de cable RG-174	32
Figura 3.8 Medición de coeficiente de transmisión directa.....	33
Figura 3.9 Esquema básico de Op-Amp modo seguidor de tensión.	34
Figura 3.10 Respuesta en el dominio del tiempo.....	36
Figura 3.11 Ancho de banda.....	37
Figura 3.12 Distorsión armónica.	38
Figura 3.13 Simulación del slew rate (SR).	39
Figura 3.14 Esquemático previo a PCB de Op-Amp modo seguidor de tensión.	40
Figura 3.15 PCB listo para fabricación.....	41
Figura 3.16 PCB listo para el montaje de los componentes.....	41
Figura 3.17 Circuito impreso con componentes montados, vista inferior.....	42
Figura 3.18 Circuito impreso con componentes montados, vista superior.	42
Figura 3.19 Medición de coeficiente de transmisión directa o ancho de banda de OPA659.	44
Figura 3.20 Respuesta en dominio del tiempo.	45
Figura 3.21 Distorsión armónica.	47
Figura 3.22 Conexión y vista de sonda implementada bajo prueba.	48

CAPÍTULO I

EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELÉCTRICAS DE 50 Ω

1. Equipo para caracterizaciones eléctricas de 50 Ω

En los tiempos modernos la tecnología va teniendo un auge significativo, contrayendo nuevas exigencias en la creación de dispositivos electrónicos, cada vez de menor tamaño y de mayores velocidades en el procesamiento de señales, por consiguiente se requiere de equipos de medición robusta y de mayor calidad.

1.1 Analizador de redes (Características y aplicaciones)

Un analizador de redes es un instrumento capaz de analizar las características de las redes eléctricas, en especial las asociadas con la reflexión y transmisión de las señales eléctricas, también conocida como parámetros de dispersión (Parámetros-S). Con frecuencia los analizadores de redes son utilizados para mediciones de señales en altas frecuencias, estas frecuencias pueden variar de 5Hz a 1,05THz.

Ya que este tipo de equipo es ampliamente utilizado para la fabricación de amplificadores de alta potencia y en filtros para señales de radio frecuencia, para la obtención precisa requerida en los parámetros de respuesta a las señales.

Existen algunos tipos de analizadores de características especiales, que pueden hacer mediciones en rangos muy bajos desde 1Hz. Como ejemplo estos pueden usarse para el análisis de estabilidad de lazos abiertos o para la medición de audio y componentes ultrasónicos.

1.1.1 Tipos de analizadores de redes

SNA (Scalar Network Analyzer) – Analizador de redes escalar, mide propiedades de amplitud solamente.

CAPITULO I. EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELECTRICAS DE 50Ω

VNA (Vector Network Analyzer) – Analizador de redes vectoriales, mide propiedades de amplitud y fase.

Un analizador de tipo VNA también puede ser nombrado *Medidor de Ganancia y Fase* o *Analizador de Redes Automático*. Un analizador de tipo SNA es funcionalmente idéntico a un analizador de espectro combinado con un generador de barrido. La figura 1.1 muestra la arquitectura básica de un analizador de redes. Hasta el año 2007, los analizadores VNA son los más comunes, frecuentemente cuando se menciona un "analizador de redes" sin distinción alguna, se refiere a un VNA. Tres grandes fabricantes de analizadores de redes son Keysight (previamente Agilent Technologies), Anritsu, y Rhode & Schwarz.

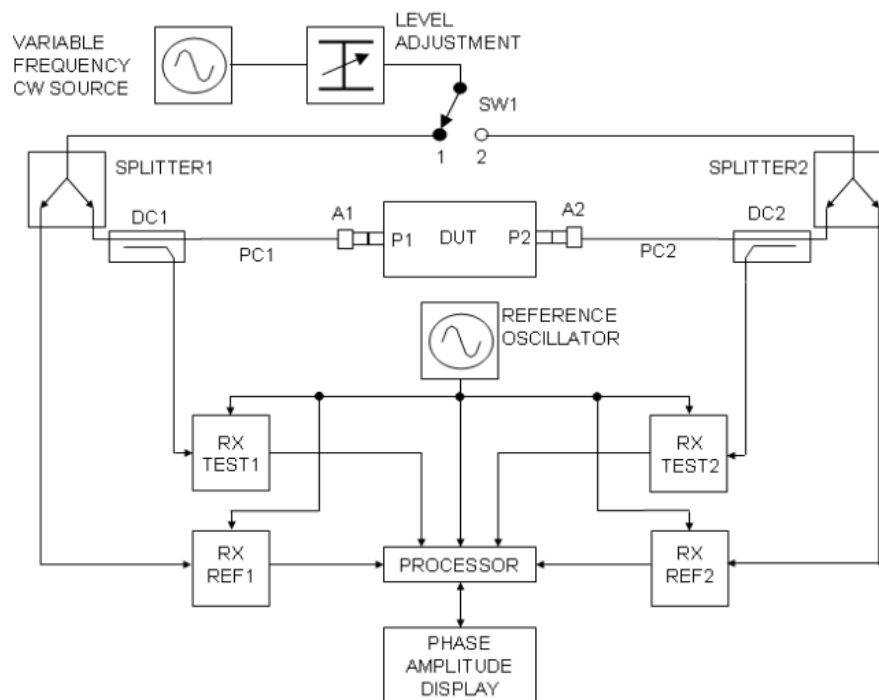


Figura 1.1 Arquitectura básica de un analizador de redes.

Hay diferentes modelos en el mercado, pero los más frecuentemente encontrados son los de dos puertos, aunque también los hay de cuatro puertos, y cada vez estos se van fabricando con mejoras, por ejemplo: con pantalla sensible al tacto y con la posibilidad de poderles conectar

CAPITULO I. EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELECTRICAS DE 50Ω

un teclado o ratón por medio de los puertos PS/2 o USB, entre los modelos que se pueden encontrar más frecuentemente son los de dos puertos, inclusive algunos de los modelos modernos cuentan ya con una plataforma en base Windows por lo que su operación se simplifica considerablemente.

La figura 1.2 muestra un analizador de redes Agilent Modelo E5062A. Una novedad en clase de analizadores de redes es la MTA (Microwave Transition Analyzer), que significa analizador de transición de microondas, o LSNA (Large Signal Network Analyzer), que significa analizador de redes de señales grandes, los cuales miden amplitud y fase de las armónicas importantes.

Este tipo de instrumentos ofrecen amplios beneficios y funcionalidad optimizadas para poder hacer pruebas a componentes pasivos de RF sencillos, tales como antenas de móviles, estaciones de base, cables RF y filtros. También se les puede utilizar en ambientes de I+D para la evaluación de dispositivos pasivos de RF y materiales dieléctricos.

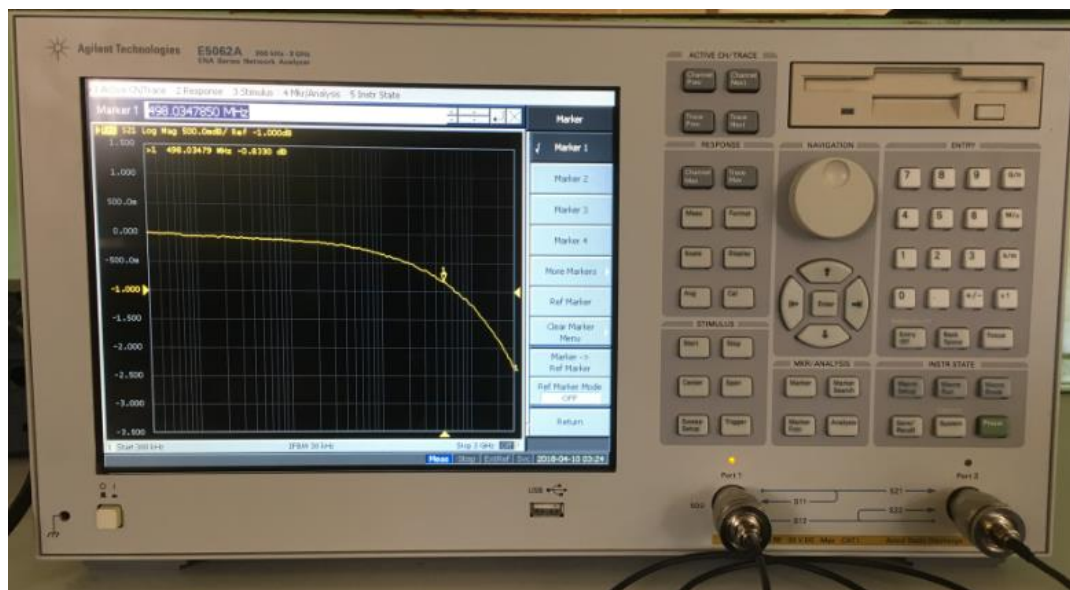


Figura 1.2 Analizador de redes Agilent Modelo E5062A.

1.1.2 Calibración

No es un proceso fácil la calibración de un analizador de redes, pues requiere una alta precisión, se deben tener en cuenta la impedancia en la cual se está operando (50Ω para casi todos los casos) al igual que las condiciones en las que esté maniobrando el equipo. Suele ocurrir en casos especiales que dependiendo de la cantidad de Parámetros-S que se pretendan medir, resulte ser este un proceso largo y tedioso, debido a la cantidad que se deba repetir el mismo proceso.

Para llevar a cabo la calibración de estos equipos, es necesario el uso de cuatro parámetros de prueba llamados de la siguiente manera:

- Open (Red abierta)
- Short (Red en corto circuito)
- Load (Red con carga) para calibrar la reflexión
- Thru (Red conectada) para calibrar la transmisión

Todos ellos deben de ser conectados a los puertos del analizador de redes, para que se pueda hacer la comparación y establecer la diferencia entre estos diferentes modos, los datos obtenidos son guardados en un registro y cada uno de ellos deberá ser calibrado independientemente.

1.1.3 Módulo ECal

Existe otro tipo de instrumento para la calibración de analizadores de redes, en la figura 1.3 se muestra un módulo de calibración electrónica (E-Cal) de ahí su nombre. El cual al ser conectado este es automáticamente reconocido por el equipo, además de que tiene la ventaja sobre la calibración manual mencionada anteriormente, pues este posee una mayor precisión.

CAPITULO I. EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELECTRICAS DE 50Ω

Solo tiene una desventaja, y es un tiempo de retardo, pues este deberá esperar hasta alcanzar la temperatura de operación antes de usarlo, aunque el propio VNA, al igual que un analizador de espectro, generador de señal, y casi todo instrumento de precisión similar, también requieren una espera hasta alcanzar la estabilidad térmica.

Algunas características (físicas y de operación) de ECal:

- La variedad de módulos de dos y cuatro puertos cubre 300 kHz a 67 GHz
- Nueve tipos de conectores disponibles, 50 y 75 Ohm
- Las terminaciones caracterizadas con compensación de temperatura altamente repetibles proporcionan una precisión excelente
- Calibración de conexión única
 - Reduce drásticamente el tiempo de calibración
 - Hace que las calibraciones sean fáciles de realizar
 - Minimiza el desgaste de cables y estándares
 - Elimina errores del operador



Figura 1.3 E-Cal (calibración electrónica).

1.1.4 Analizador de espectro (Características y aplicaciones)

En la figura 1.4 se muestra un analizador de espectro. Este instrumento es un equipo de medición electrónica que permite visualizar en una pantalla los componentes espectrales de un espectro de frecuencia de las señales presentes en la entrada, pudiendo ser esta cualquier tipo de ondas eléctricas, acústicas u ópticas.

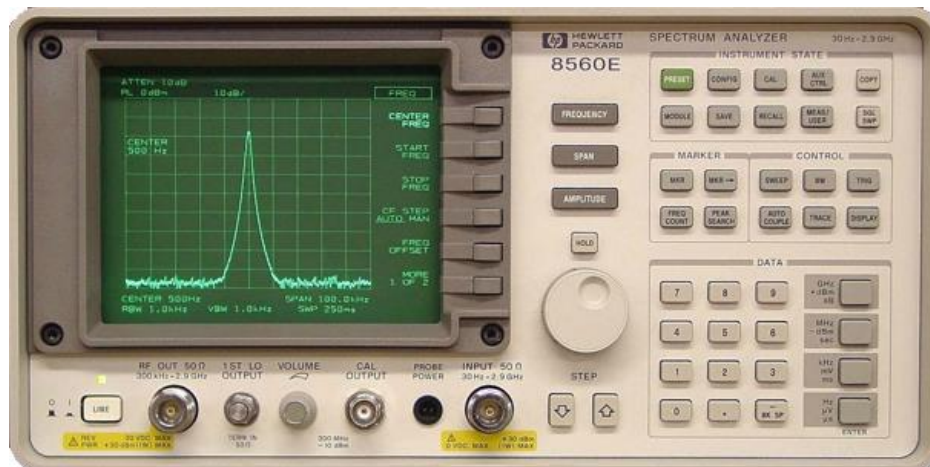


Figura 1.4. Analizador de espectros.

En otras palabras, se le conoce como aparato o máquina, la cual permite ver y analizar el tamaño y la frecuencia de una onda electromagnética.

El eje de las ordenadas suele presentarse en escala logarítmica, en dBm del contenido espectral de la señal. “El eje de las abscisas se representa a frecuencia, en una escala que es función de la separación temporal y el número de muestras capturadas. Se denomina frecuencia central del analizador a la que corresponde con la frecuencia en el punto medio de la pantalla”.

Con este tipo de equipos se pueden medir valores de potencia o tensión de señales eléctricas, configurado el equipo debidamente. Sin embargo, no permite medir valores de campo magnético ni eléctrico. No obstante esto no es un problema, puesto que existen otras formas de poder obtener estos valores de campo y es a partir de ciertos parámetros, ya que en el caso de mediciones con antenas, a partir del parámetro K se puede obtener el campo eléctrico.

Aunque en la actualidad está siendo este reemplazado por el analizador vectorial de señales.

1.1.5 Tipos de analizadores de espectro

Hay analizadores de espectros digitales y analógicos; un analizador analógico de espectro, es un equipo que muestra la composición del espectro de ondas eléctricas, de radiofrecuencia, ópticas, acústicas, etc. Contrario a un osciloscopio, un analizador de espectros muestra las ondas en la trama del dominio de la frecuencia y no en el dominio del tiempo. Se puede considerar un voltímetro de frecuencia selectiva, que da respuesta a picos calibrados en valores RMS de la onda. Los analizadores analógicos hacen uso de un filtro pasa banda de frecuencia variable, cuya frecuencia central se afina automáticamente dentro de una gama fija. También puede utilizarse un banco de filtros o un receptor superheterodino (Se aplica al receptor radioeléctrico en el cual las oscilaciones eléctricas generadas en la antena se superponen a las de un oscilador local para obtener una oscilación de frecuencia

constante). “Algunos otros analizadores como los Tektronix (de la serie RSA) utilizan un [híbrido] entre análogo y digital al que llaman analizador de Espectros en tiempo real. Las señales son convertidas a una frecuencia más baja para ser trabajadas con técnicas FFT o transformada rápida de Fourier desarrollada por Jean Baptiste Joseph Fourier, 1768-1830”

Un analizador digital de espectros maneja la “Fast Fourier Transformation” (FFT), que no es más que un proceso matemático que hace la transformación de una señal en componentes espectrales. En algunas mediciones se requiere que se preserve la información completa de la señal, de fase y frecuencia, a este tipo de análisis se le conoce como análisis vectorial.

Ambos grupos de analizadores de espectro tanto el digital como el analógico pueden contener un generador interno incorporado y así poder ser usados como un simple analizador de redes. Claro, esto no es lo mismo que un osciloscopio.

Las dos parejas de equipos tanto el analizador de redes como el analizador de espectro poseen como peculiaridad una impedancia de entrada baja de 50Ω, por tal motivo no se pueden conectar circuitos con alta impedancia de salida directamente a su entrada, ya que ambas impedancias se pondrían en paralelo, atenuando por completo la señal a medir, ya que la impedancia de menor valor sería la vencedora, en este caso la del analizador y esto no permitiría ver la señal bajo prueba.

1.2 ¿Porque el estándar de 50Ω?

La coincidencia de impedancias es un fundamento esencial en el diseño y pruebas de RF; puesto que los reflejos que surgen de la señal son ocasionados por las impedancias no coincidentes y pueden generar serios problemas.

Hacer coincidir impedancias parece un ejercicio sencillo cuando se trata de un circuito teórico compuesto por una fuente ideal, una línea de transmisión y una carga. La figura 1.5 muestra un esquema básico para impedancias compensadas a 50Ω. No obstante la impedancia

característica Z_0 tiene que ser lo más uniforme posible. Si la calidad del conductor y la geometría del cable no son constantes, causarán distorsión y pérdida de señal. *

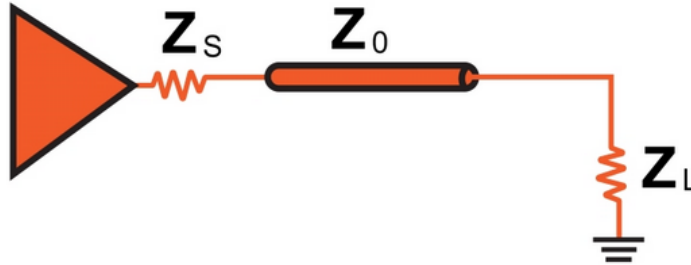


Figura 1.5 Esquema básico de impedancias de 50Ω. [13]

En una supuesta propuesta en donde la impedancia de carga es fija. También será necesario incluir una impedancia de fuente (Z_S) igual a Z_L y en seguida diseñar la línea de transmisión para que su impedancia característica (Z_0) también sea igual a Z_L .

Pero considerando por un momento el problema de realizar este esquema en un complicado circuito de RF que constara de numerosos componentes pasivos y circuitos integrados, el proceso de diseño de RF sería muy difícil de manipular; si los ingenieros tuvieran que modificar cada uno de los componentes y a su vez especificar las dimensiones de cada microstrip de acuerdo con la impedancia elegida como base para todos los demás.

Asimismo, esto supone que el propósito ya ha alcanzado la etapa de PCB. ¿Qué sucede si se quiere probar y caracterizar un sistema utilizando módulos discretos, con cables listos para usar como interconexiones? La compensación de impedancias en desequilibrio son poco prácticas en estas situaciones.

La solución es simple, elegir una impedancia estandarizada que pueda emplearse en numerosos sistemas de RF y asegurarse de que los componentes y los cables estén diseñados en consecuencia. Esta impedancia ha sido elegida; la unidad es ohm y el número es 50.

1.2.1 Cincuenta Ohm.

Una impedancia de 50Ω no tiene nada en especial intrínsecamente, ni es una constante fundamental del universo, aunque en la rama de ingeniería referente a trabajos sobre RF lo es, cabe mencionar que simplemente cambiar las dimensiones físicas de un cable coaxial alterará la impedancia característica.

No se resta importancia a la impedancia de 50Ω ya que alrededor de ella están diseñados la mayoría de los sistemas de RF. Después de varios estudios realizados por (Gary Breed) en su texto *High Frequency Electronics* realizado en *Junio 2007* y publicado en la revista *Summit Technical Media, LLC* nos reseña algunos textos analizados por el mismo, buscando una explicación del cómo fue que se llegó a que 50Ω se convirtieran en un estándar común [3].

En uno de los manuales revisados por el autor antes citado, que data de 1936 edición del Manual de “*Electrical Engineers*” por Pender y McIlwain encontró que se tiene un sección sobre líneas de transmisión, desarrollada principalmente a partir de los cables emparejados de tecnología telefónica, pero también observando líneas de "tubo concéntrico", con un gráfico para un cable de 50Ω identificado como producto "Cabloy" de RCA.

Siguiendo con su revisión encontró, La primera edición del Manual de “*Radio Engineers*” de Terman (1943) incluye un tratamiento extenso de líneas de transmisión, pero no toma nota de cualquier impedancia de línea "estándar", sino que incluye información que data de la década de 1920, cuando se determinó que una línea de transmisión coaxial la impedancia de 77Ω proporciona la pérdida más baja, mientras que 30Ω proporciona la Máxima potencia de manejo para un tamaño de cable dado, ambos suponiendo dieléctrico de aire y material conductor interno y externo idéntico.

No conforme en lo encontrado, busca tener más información acerca del porque 50Ω y se encuentra con, la primera edición de 1950 de las “*Antennas*” de Kraus que incluye varias referencias a el uso de cable coaxial de 50 Ω, pero también muestra antenas para las cuales la

CAPITULO I. EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELECTRICAS DE 50Ω

línea de alimentación coaxial está adaptada para coincidir con la impedancia de la antena, así como se observaron varias antenas con "alimentación coaxial", pero nota que no se hace referencia a un impedancia. Ya para 1955, el texto de enseñanza de la cuarta edición de Terman, *Electronic and Radio Engineering*, encontró que este incluye una sección mucho más detallada sobre líneas de transmisión coaxiales.

Por ultimo hizo la revisión de la Primera edición de la antena de Jasik Manual de ingeniería (1961). Donde encontró que hay una referencia completa a la Serie "RG" de cables coaxiales flexibles, así como información sobre cable coaxial de alta potencia, utilizando tubos conductores sólidos. A la vez, este texto también incluye información sobre 3 hilos y líneas no balanceadas de 5 hilos y algunas líneas balanceadas de 4 hilos. Estas técnicas fueron todavía en uso común para alta difusión de potencia, particularmente en altas difusión de potencia de onda corta internacional y estaciones de onda media. Subraya que cuenta con una pieza más de información de la sección de historia de la compañía de la web de Andrew Corporation sitio, donde explica que en 1938, la compañía inicialmente hizo líneas coaxiales de 70Ω usando tubería de cobre sólido, pero líneas de 50Ω de la misma construcción fueron fabricadas hasta 1958, y que en los años 70 y 80, se utilizaron líneas coaxiales de gran magnitud fabricadas con cobre sólido, teniendo una impedancia de 70 Ω, para los sistemas de alimentación de antenas en algunas de las nuevas transmisiones de televisión, instalaciones en las que el mismo trabajó [3].

Es difícil determinar exactamente por qué 50Ω se convirtió en la impedancia de RF estandarizada, pero es razonable suponer que se encontró que 50Ω es un buen referente en el contexto de los primeros cables coaxiales.

La figura 1.6 muestra la fabricación de una microstrip para una impedancia estándar de 50Ω. La importancia de esta medida 50Ω radica en los beneficios de la estandarización. Pues al realizar un diseño bien adaptado es más simple, porque los fabricantes de circuitos integrados, atenuadores fijos, antenas, etc. pueden elaborar sus piezas teniendo en cuenta esta característica de medida. Otra de las bondades de la impedancia de 50Ω es que el diseño de la PCB tiene menos complicaciones porque muchos ingenieros tienen el mismo objetivo: diseñar microstrips

CAPITULO I. EQUIPO PARA CARACTERIZACIONES ELECTRICAS DE 50Ω

(este es un tipo de línea de transmisión eléctrica que puede ser fabricada utilizando placa de circuito impreso PCB) y striplines (es un tipo de línea de transmisión para modos TEM (Transversal Electro- Magnéticos) utilizada en electrónica de comunicación). Que tengan una impedancia característica de 50Ω.

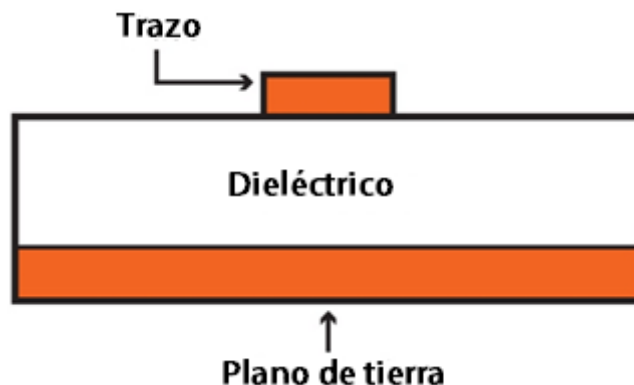


Figura 1.6 Fabricación de una microstrip de 50Ω

Debe quedar claro que no todos los sistemas o componentes de alta frecuencia están diseñados para 50Ω. Se podrían elegir otros valores y, de hecho, la impedancia de 75Ω sigue siendo común. La figura 1.7 muestra la relación en diámetros dependiendo de la impedancia buscada ya que la impedancia característica de un cable coaxial es proporcional al logaritmo natural de la relación del diámetro externo (D2) al diámetro interno (D1). [13]

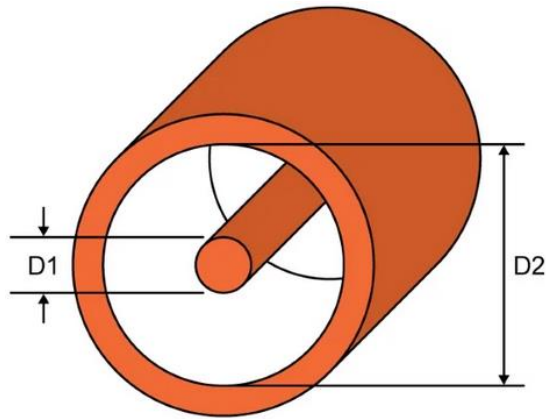


Figura 1.7 Relación en los diámetros del cable coaxial. [13]

Esto significa que una mayor separación entre el conductor interno y el conductor externo corresponde a una mayor impedancia. Una mayor separación entre los dos conductores también conduce a una capacidad más baja. Por lo tanto, el cable coaxial de 75Ω tiene una capacitancia menor que el cable coaxial de 50Ω, y esto hace que el cable de 75Ω sea más adecuado para señales digitales de alta frecuencia, que requieren baja capacitancia para evitar una atenuación excesiva del contenido de alta frecuencia asociado con las transiciones rápidas entre lógica baja y lógica alta.

Una característica esencial en los estudios de RF es la coincidencia de impedancias, puesto que al haber diferencia de impedancia entre ellas, como lo sería la fuente, la línea de transmisión y la carga, surgirían problemas, pero se hay un parámetro específico para poder medir la calidad de una coincidencia, se llama coeficiente de reflexión; y su símbolo es Γ (la letra mayúscula griega gamma).[13] Y esta muestra la relación entre la amplitud compleja de la onda incidente y la amplitud compleja de la onda reflejada. Esta correlación entre la onda incidente y la onda reflejada está determinada por las impedancias de la fuente (Z_S) y la carga (Z_L), por lo que es permisible precisar el coeficiente de reflexión en términos de estas impedancias:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S}$$

Si la "fuente" en este caso es una línea de transmisión, puede cambiarse la ZS a Z0.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

En un sistema típico, la magnitud del coeficiente de reflexión es un número entre cero y uno.

A continuación se muestran tres situaciones matemáticamente sencillas para comprender cómo el coeficiente de reflexión corresponde al comportamiento real de un circuito:

- Si la coincidencia es perfecta ($Z_L = Z_0$), el numerador es cero y, por lo tanto, el coeficiente de reflexión es cero. Esto tiene sentido porque en una coincidencia perfecta no resulta ningún reflejo.
- Si la impedancia de carga es infinita (es decir, un circuito abierto), el coeficiente de reflexión se convierte en infinito dividido por infinito, que es uno. Un coeficiente de reflexión de uno corresponde a la reflexión completa, es decir, se refleja toda la energía de la onda. Esto se manifiesta porque una línea de transmisión conectada a un circuito abierto corresponde a una discontinuidad completa, la carga no puede absorber energía, por lo que debe reflejarse.
- Si la impedancia de carga es cero (es decir, un cortocircuito), la magnitud del coeficiente de reflexión se convierte en Z_0 dividido por Z_0 . Así tenemos de nuevo $|\Gamma| = 1$, porque un cortocircuito también corresponde a una discontinuidad completa que no puede absorber nada de la energía de la onda incidente.

1.2.2 Entonces, ¿por qué 50 Ω?

Referente a lo que el autor Gary Breed describe, es que la respuesta parece ser doble, debido a la conveniencia de adaptar materiales de tamaño estándar para los primeros productos, más el hecho de que 50Ω es una buena propuesta entre la pérdida más baja y el manejo de potencia, para una cierta medida de cable. Quizá esta notoriedad en tales características en la impedancia de (50Ω) fue clara para convertirse en el estándar de facto. Como se hizo la interconexión común entre secciones de circuito, no solo en antenas. Entonces se hace notorio que para la transmisión de señales de video se usan 75Ω de impedancia, mientras tanto para la transmisión de RF, son 50Ω de impedancia, quedando este como valor estándar.[3]

La impedancia de 50Ω, no es la única entidad estandarizada donde las normas han surgido para la práctica, también se hay formatos de modulación, protocolos de transmisión de datos, dispositivos y tamaños, sustratos materiales y espesores, y muchas otras cosas que se consideran estandarizadas, en la búsqueda de mejoras en rendimiento, costo, usabilidad, facilidad de fabricación y disponibilidad de materiales etc. [3].

1.3 Efecto de carga.

1.3.1 Carga de punta de prueba

La carga de la punta es una afectación al circuito bajo prueba (DUT) y esto sucede por varios factores:

- Baja resistencia de entrada
- Alta capacitancia de entrada

- Impacto de inductancia

En la figura 1.8 se muestra el modelo de este dispositivo como una fuente de señales (V_s) con resistencia de entrada (R_i) y (R_L) como resistencia de carga, tanto que la sonda se puede modelar a modo de resistencia (R_p) y el condensador (C_p).

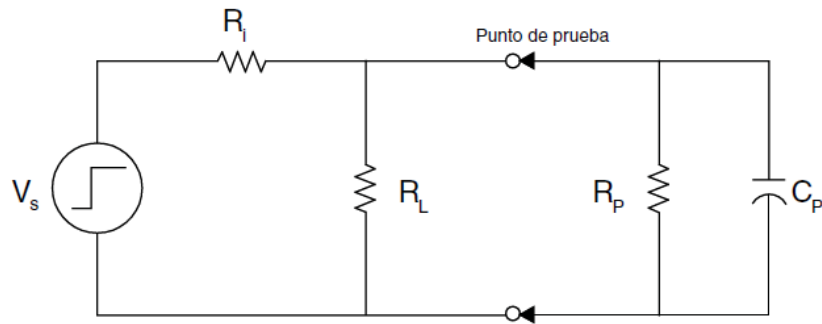


Figura 1.8 Diagrama de circuito equivalente de un DUT con una punta conectada. [5]

La figura 1.9 se muestra un circuito simplificado para los análisis posteriores, se puede usar el equivalente Thévenin del DUT en el diagrama de circuito.

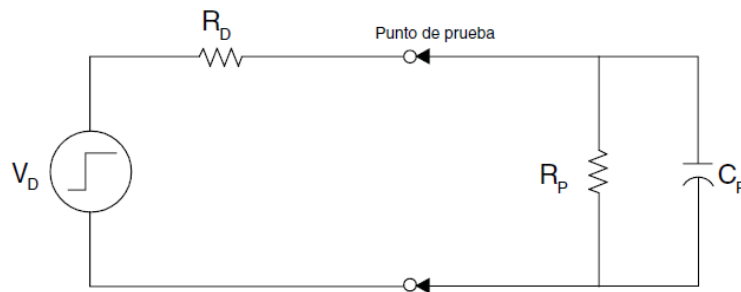


Figura 1.9 Diagrama de circuito simplificado, el equivalente de Thévenin de un DUT. [5]

La punta ideal no existe, pues esta tendría una impedancia infinita; esto significaría que no atraería ninguna corriente de la señal del dispositivo. Si la punta de prueba no genera ninguna carga al dispositivo DUT, este no alterará el funcionamiento del circuito detrás del punto de

prueba, como tampoco la señal que se evalúa en ese punto. Pero realmente, no se puede conseguir una punta de prueba con carga cero, aunque el objetivo siempre será el minimizar lo que más se pueda la cantidad de carga.

El valor de la impedancia del dispositivo DUT influye en el efecto de carga de la punta. Por ejemplo, con una impedancia del dispositivo baja, una punta 10X de impedancia alta tendría un efecto de carga insignificante; mas sin embargo, en el caso de las impedancias altas, la señal en el punto de prueba tenderá a modificarse de manera notable a causa de la punta. Este cambio en la señal sucede debido a que la impedancia de la punta está conectada en paralelo con la impedancia del dispositivo. Para disminuir este efecto de carga, se puede hacer uso de una punta de impedancia alta (por ejemplo, una punta activa) o hacer la medición de la señal en un punto de prueba en el que la impedancia sea más baja (por ejemplo, los emisores de transistor y fuentes FET presentan una menor impedancia).

Si la impedancia de dispositivo es alrededor de 50Ω y la resistencia de entrada de la punta es de 1 MΩ, el impacto de la resistencia de entrada de la punta será mínimo. Igualmente, si la frecuencia de la señal es baja, el impacto de la capacitancia de entrada de la punta también será mínimo.

1.3.2 Impacto de la resistencia de entrada

En CC, la impedancia reactiva de la capacitancia de entrada de la punta de prueba es infinita y no supone carga alguna en el DUT, lo que significa que la carga de la punta se deba completamente a los efectos de la resistencia de entrada de la punta de prueba. [5]

Lo ideal es $V_{med} = V_D$. En el plano practico, el divisor de tensión entre la resistencia de entrada del DUT y de la punta reducirá la tensión medida. En la figura 1.10 se muestra este efecto de atenuación del voltaje medido a consecuencia del efecto de resistencia de entrada. A fin de minimizar este efecto de carga resistivo, se puede usar una punta de mayor resistencia o medir la señal en un punto de prueba en el que la resistencia de entrada sea menor.

$$V_{med} = V_D \frac{R_P}{R_P + R_D}$$

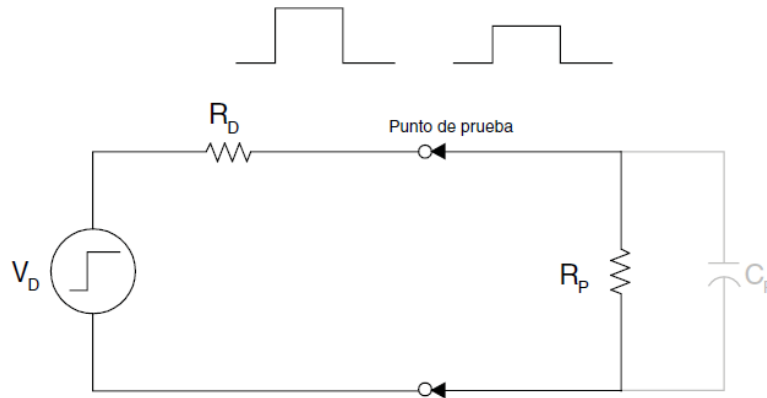


Figura 1.10 Efectos de la resistencia de entrada (RP). [5]

1.3.3 Impacto de la capacitancia de entrada

En el orden que la frecuencia de la señal aumenta, la impedancia reactiva de la capacitancia de la punta disminuye y tiene efecto dominante en la carga de la punta. Por tal razón, la carga de capacitancia aumenta los tiempos de subida y de bajada en las formas de onda de transición rápida y reduce la amplitud de los detalles de alta frecuencia en las formas de onda. En la figura 1.11 se puede notar dicho efecto provocado por la capacitancia de entrada en la punta de prueba. Para hacer frente a este efecto de carga de capacitancia, lo mejor es hacer uso de una punta de prueba de baja capacitancia, por ejemplo (una punta de prueba activa) o hacer la medición de la señal en el punto en el que la impedancia sea menor.

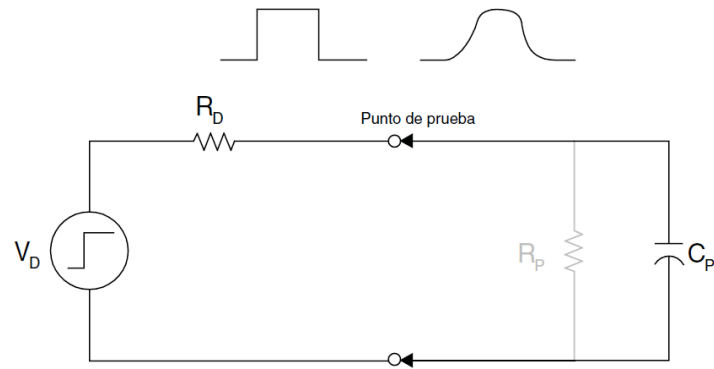


Figura 1.11 Efectos de la capacidad de entrada (C_p). [5]

Un impacto importante de la capacitancia de entrada de las puntas de prueba es la degradación del tiempo de subida.

En conjunto, la resistencia de la DUT (R_D) y la impedancia del sistema de medida, que será la sonda, más el osciloscopio, dominada por (C_{IN}) crean una red RC. Como es sabido, un condensador responde a los cambios de tensión. [5] Y en consecuencia, si se realiza un paso de tensión de tiempo de subida de 0 ns en un condensador, éste tardará cierto tiempo en responder al cambio de tensión en cuestión. Esta cantidad de tiempo dependerá de la constante de tiempo en la red RC (T_r). Una estimación adecuada del tiempo de subida (definido como oscilante entre los puntos 10% y 90%) es la siguiente:

$$T_r = 2,2(R_D C_P)$$

A modo de ejemplo, si se tiene en la punta de prueba una capacitancia de entrada (C_P) de 100pF y una resistencia del DUT (R_D) de 1 kΩ, daría como resultado un tiempo de subida de 220 ns. Sin embargo, si la capacitancia de entrada fuera de 10pF, el tiempo de subida sería de tan solo 22 ns, ósea entre más pequeña la capacitancia de entrada de la punta de prueba, menor será el tiempo de carga y de descarga en consecuencia del condensador y la deformación de la señal será mínima.

Siempre es necesario tener en cuenta los efectos de la carga de la punta en el circuito. Para aplicaciones de baja frecuencia, las puntas pasivas estándar suelen ser adecuadas, pero en

aplicaciones de alta frecuencia se debe considerar el requerimiento de puntas de prueba con capacitancia de entrada baja, como las puntas activas.

1.3.4 Impacto de la inductancia de la punta de prueba

El grado de inductancia distribuida que puede presentar una punta de prueba, se debe a que la terminal de conexión a tierra es un cable, Figura 1.12. Esta inductancia interactúa con la capacitancia de la punta y generar una oscilación en una frecuencia concreta, que viene determinada por los valores L y C. Esta oscilación es inevitable, si bien sus efectos se pueden atenuar si se usa la mínima longitud posible de terminal de tierra de la punta. [5]

Lo mismo sucede cuando se suelda un extremo del cable al punto de prueba y se conecta la punta al cable. Apenas un par de centímetros de cable pueden generar cambios considerables en la impedancia en altas frecuencias. Por esta razón, es recomendable el uso de adaptadores de punta de sonda cortos al momento de realizar mediciones en altas frecuencias.

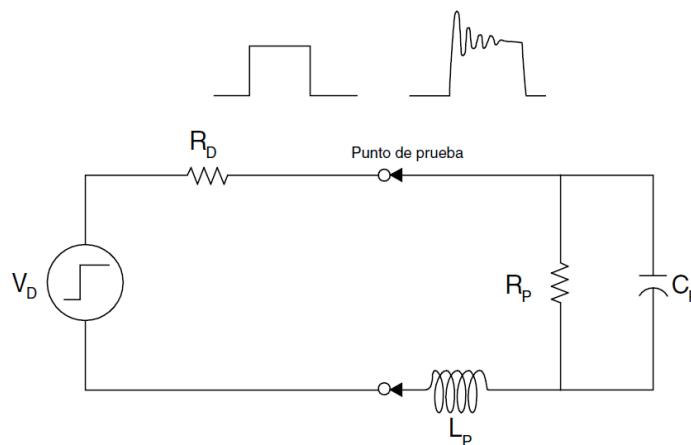


Figura 1.12 Efectos de la inductancia de entrada. [5]

1.4 Problemática de medir circuitos con alta impedancia de salida (ZO).

Para propuestas de diseños hechos por los estudiantes no se pueden conectar directamente y probar ya que estos carecen de baja impedancia de salida, por tal motivo se necesita una punta de prueba activa, para acoplar esas impedancias y poder analizar los circuitos.

Hipótesis.

Es posible y viable poder construir una sonda de prueba activa, de menor costo que las comerciales, pudiéndose comparar en sus alcances con alguna de ellas, siendo factibles de construir y de mucha utilidad para los laboratorios de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Ciudad Guzmán.

CAPITULO II

PROPUESTAS DE OTRAS PUNTAS DE PRUEBA

2. Propuestas de otras puntas de prueba.

La investigación realizada toma en cuenta información contenida en documentos, foros y artículos basados en la construcción de sondas activas.

Se analizaron diversos documentos. Un artículo publicado en el año 2004, en el cual se propone un diseño de sonda activa de 1 GHz de ancho de banda, utilizando un Mosfet BF998 de doble puerta, alcanzando un ancho de banda de 1GHz con una atenuación de 10:1 con una distorsión de 2.5%, fuera de los rangos, ya que se rebasa el 1% permitido, dejando de ser esta lineal [10], otro texto reportado en la IEEE en donde se expone el diseño de una sonda activa de baja capacitancia y bajo costo, haciendo uso de Mosfet BF966 de doble puerta [8], así como también otra propuesta de diseño de una sonda activa de bajo costo con una ancho de banda de 1 GHz usando el Mosfet BF998 de doble puerta [14], siguiendo con la revisión de documentos relacionados con el tema a investigar, en Septiembre 2017 en un foro (Online), se revisa una cita en la cual presenta el diseño de una sonda activa de bajo costo con un ancho de banda de 500 MHz, utilizando un Amp-Op OPA659 [9].

CAPITULO III

DISEÑO Y CARACTERIZACIÓN DE UNA PUNTA DE PRUEBA PROPIA

3. Diseño y caracterización de una punta de prueba propia

En este capítulo se hace la descripción de las características propias de una sonda de prueba, buscando elegir un buen diseño como componentes a utilizar para su implementación.

3.1 Parámetros esenciales de una punta de prueba.

Las sondas son un instrumento esencial en un osciloscopio a la hora de hacer una medición, porque hacen posible la conexión tanto física como eléctrica [6]. La sonda interactúa directamente con la señal que se desea capturar, por lo tanto, la eficacia de la medición estará restringida de acuerdo a la calidad y elección de la sonda. Se requiere siempre considerar tanto las especificaciones del osciloscopio, de la sonda, del circuito bajo prueba y tipos de la señal a medir [4]; porque una mala elección en la sonda para cierto tipo de señal, podría afectar al circuito bajo prueba, como al instrumento de medición.

Es necesario tener presente que, “la sonda debe de tener un impacto mínimo en el circuito al que se conecta y mantener una fidelidad de señal adecuada para las medidas que se desea obtener” [4].

La importancia de conocer diseños de sondas activas, permite trabajar de forma segura, ahorrando tiempo en su implementación (aplicación) y sus representaciones.

Los parámetros que se deben tener en cuenta al momento de su diseño son los siguientes:

- **Rango dinámico de tensión máxima**, ya que este dependerá de los componentes activos de la cual estará conformada, estos mismos componentes limitaran dicho rango y esto se debe a la distorsión o capacitancias parasitas que surgen al haber un aumento de la frecuencia y de la tensión de entrada, esto afectaría a la fidelidad de la señal bajo prueba;

- **Distorsión armónica**, también conocida como distorsión de amplitud, “el término de distorsión de amplitud se utiliza cuando se estudia la señal desde el dominio del tiempo, y el de distorsión armónica cuando se piensa en la señal en términos del dominio de la frecuencia” [1]. La distorsión armónica se genera en la transición de la señal de entrada con respecto a la salida en el momento que las frecuencias comienzan a ser más altas, por los tiempos de respuesta natural del circuito en la frecuencia.
- **Ancho de banda**, se define como la frecuencia máxima de una señal senoidal o ganancia de voltaje máximo que un sistema puede alcanzar sin reducir la amplitud por debajo del 70.7% de su valor real, también conocido como (punto de -3dB) [11]. El ancho de banda se mide entre los puntos de frecuencia inferior y superior, donde la amplitud de la señal cae a -3 dB por debajo de la frecuencia de paso-banda, y esto se debe a los capacitores de acoplamiento. “Arriba de la banda media, las capacitancias internas y parásitas hacen que disminuya la ganancia de voltaje” [1]. En frecuencias más allá del punto -3dB, las amplitudes de señal pasan a ser demasiado atenuadas y los resultados de las medidas dejan de ser fiables.

En este trabajo el diseño que se propone, busca cumplir que los parámetros antes mencionados estén dentro de los rangos permitidos, también asegurar un rango dinámico de tensión de 1 volt y una capacitancia de entrada baja, que sea de bajo costo y fácil de implementar, ya que este diseño será utilizado en un laboratorio experimental para fines de estudio y enseñanza. Por tal motivo se orienta a conocer la construcción, componentes, tipos de prueba de medición, que optimicen su implementación.

3.2 Métodos

Una sonda activa debe de tener ciertas características que la diferencian de otras dependiendo de su aplicación, y esta debe cumplir con ciertos márgenes en sus parámetros para poderse emplear como es debido [6].

A continuación se presentan las partes de la metodología utilizada para el proceso de la implementación de sonda activa.

3.2.1 Prueba de ancho de banda de baquelita

En la figura 3.1 se muestra terminales SMA montados en baquelita de fibra de vidrio, habiendo una separación de alrededor de 5cm entre las mismas, lo anterior es para medir el ancho de banda y tener una estimación de hasta cuanto esta puede alcanzar, ya que será pues en este tipo de material el que se usará para nuestro propósito de la punta de prueba activa.

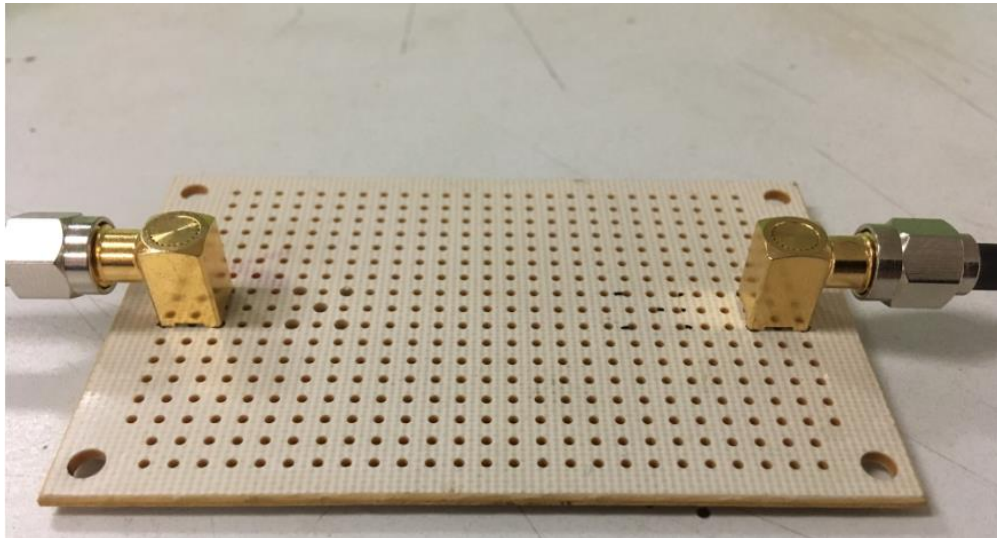


Figura 3.1 Terminales SMA montadas en baquelita de fibra de vidrio.

La figura 3.2 muestra terminales SMA montadas en baquelita de fibra de vidrio, teniendo una mínima separación entre las mismas, lo anterior es para medir el ancho de banda y tener una estimación de hasta cuanta esta puede alcanzar, ya que será pues en este tipo de material el que se usará para nuestro propósito de la punta de prueba activa.

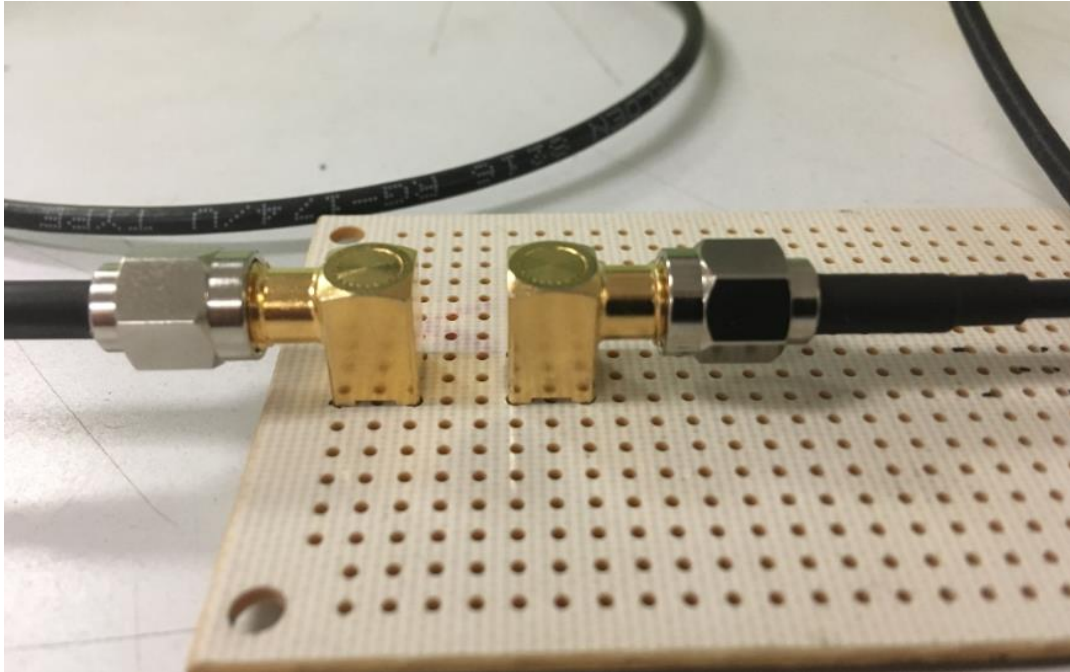


Figura 3.2 Terminales SMA montadas en baquelita de fibra de vidrio con mínima separación

Acerca de la figura 3.3, muestra el ancho de banda alcanzado por la baquelita de fibra de vidrio, medido con Analizador de red Modelo: E5062A 300KHz – 3Ghz, el máximo alcanzado es de 550MHz con las terminales SMA cercas, mostradas en la figura 14. Pero con las terminales separadas se atenúa casi por 100MHz, decreciendo el ancho de banda y obteniendo 461MHz como máximo, mostrada en la figura 15, he aquí donde se hace una estimación que no se podrá alcanzar más allá de ese valor de ancho de banda, debido a que este será el material a usar para la implementación de la punta de prueba activa.

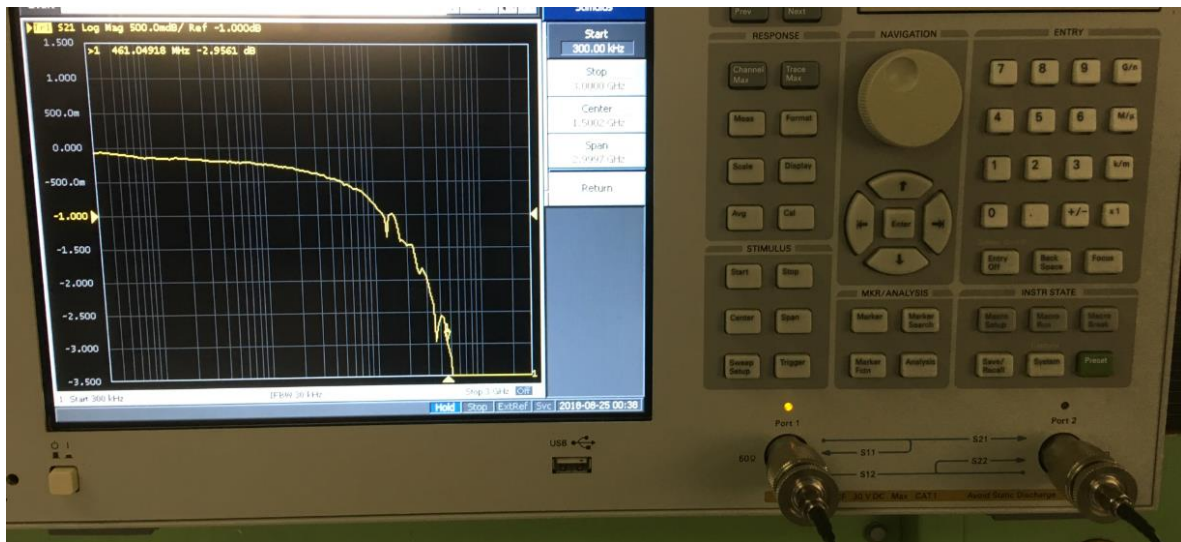


Figura 3.3 Ancho de banda de baquelita al desnudo

3.2.2 Implementación de los cables de transmisión (RG-174)

En la figura 3.4, se muestra la preparación de cable RG-174 para colocación de terminales SMA

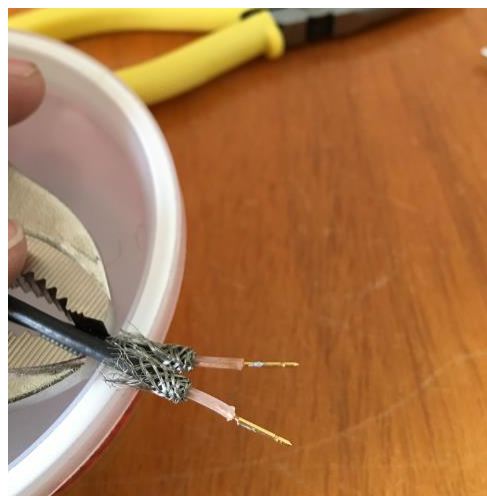


Figura 3.4 Preparación de cable RG-174 para la colocación de terminales SMA

CAPITULO III. DISEÑO Y CARACTERIZACION DE UNA PUNTA DE PRUEBA PROPIA

En la figura 3.5, se muestra el montaje de las terminales SMA macho a los extremos de cables RG-174, en laboratorio los cuales serán el medio de transmisión de la señal.

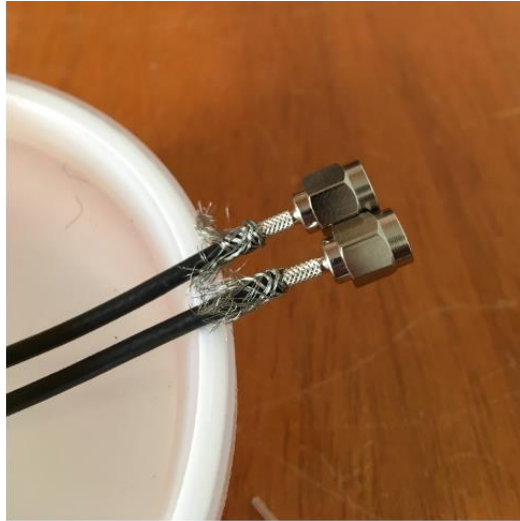


Figura 3.5 Montaje de terminales SMA a cable RG-174

En la figura 3.6, se muestran los cables listos para ser probados y usados para hacer posible la conexión y el acoplamiento de señales, entre la DUT, punta de prueba y analizador de redes.



Figura 3.6 Cables terminados con terminales SMA acopladas

3.2.3 Pruebas de ancho de banda cable RG-174

En figura 3.7, se muestra el ancho de banda alcanzado por el cable RG-174, que será el medio de transmisión de las señales, medido con Analizador de red Modelo: E5062A 300KHz – 3Ghz, mostrando que puede transmitir sin problema 3GHz de frecuencia sin alcanzar los -3dB de pérdida de potencia permitidos, asegurando la fiabilidad del mismo para nuestro propósito.

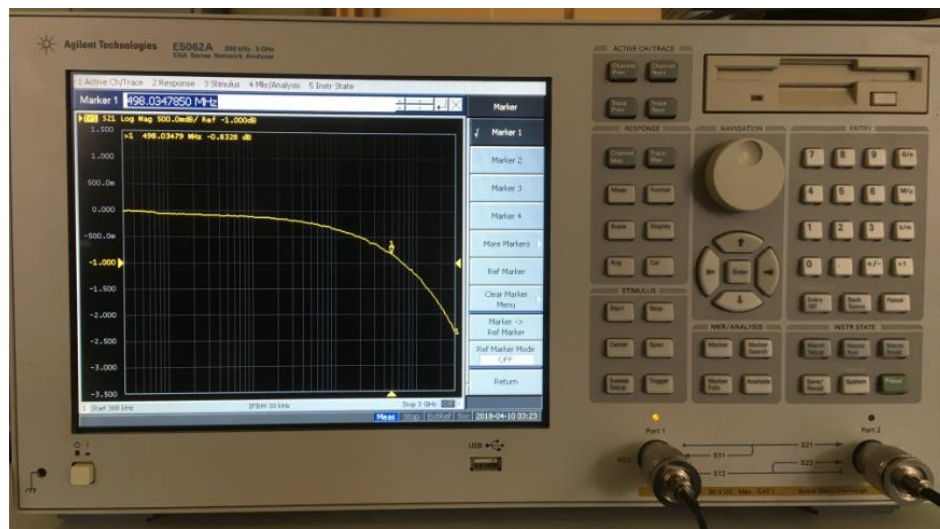


Figura 3.7 Ancho de banda de cable RG-174

3.3 Elección de los dispositivos RF

En esta sección se investigan los posibles componentes activos que cumplan con características esenciales, necesarias para el objetivo expuesto, tomando como base los documentos reportados anteriormente en la sección de trabajos relacionados.

Haciendo uso de los siguientes componentes activos:

CAPITULO III. DISEÑO Y CARACTERIZACION DE UNA PUNTA DE PRUEBA PROPIA

- BJT 2N5109
- Amp-Op OPA659
- BF998

Todos en configuración seguidor de voltaje.

Después de algunas pruebas preliminares a cada uno de los componentes con la finalidad de observar el comportamiento y alcance de cada uno de ellos, para con certeza poder identificar y elegir cuál es el idóneo para la realización de dicha sonda activa.

A la vez se hace uso de una sonda activa comercial 1124A HP de 100 MHz de ancho de banda, para poder hacer comparaciones y obtener resultados fiables.

En la figura 3.8, muestra la medición del parámetro S21, haciendo uso de Analizador de red Modelo: E5062A 300KHz – 3Ghz para medir el coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa. Como se puede apreciar, el Amp-op OPA659 es el que muestra mayor estabilidad y rango de transmisión directa antes de caer a -3dB permitidos.

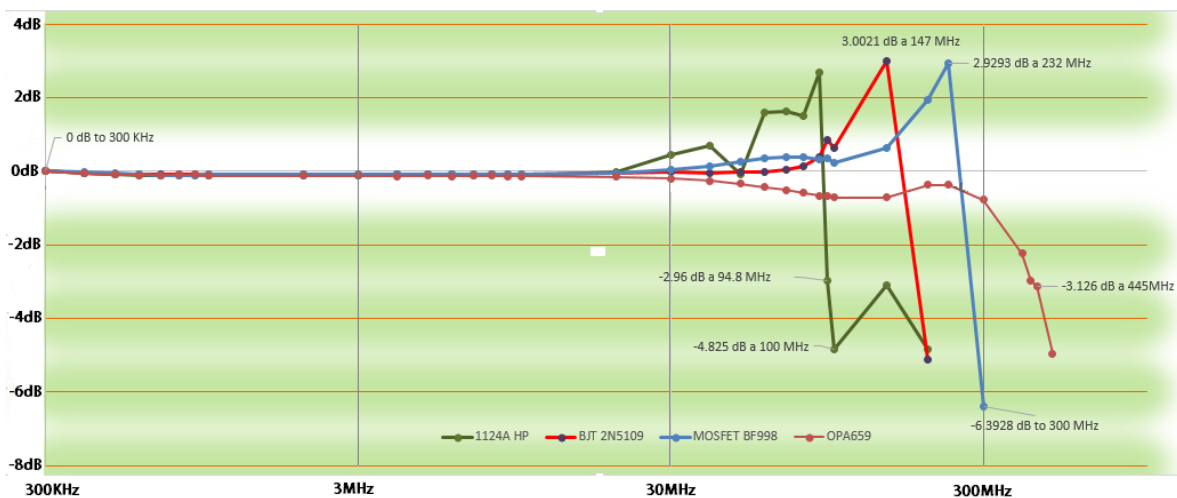


Figura 3.8 Medición de coeficiente de transmisión directa.

Se opta por utilizar el OPA659 [12] de banda ancha, estable de ganancia unitaria, amplificador operacional de entrada JFET, encapsulado DRV de 5 pines, SMD (SOT-23), al comprobar su rendimiento y alcance.

3.4 Diseño del circuito

Se parte de una configuración básica seguidor de voltaje, realizada en LTSpice IV y poder hacer pruebas de simulación. En la que se conectan en paralelo 6 capacitores de diferente valor a la fuente de alimentación de Amp-op, con el objetivo de suprimir los ruidos que se pudiesen generar en la fuente de voltaje. El Op-Amp se alimenta con ± 5 Vcd, la señal a medir o reproducir es un voltaje de 1 Vca a frecuencia variable.

En la figura 3.9, se muestra el esquema utilizado bajo prueba, realizado en el Software LTSpice IV.

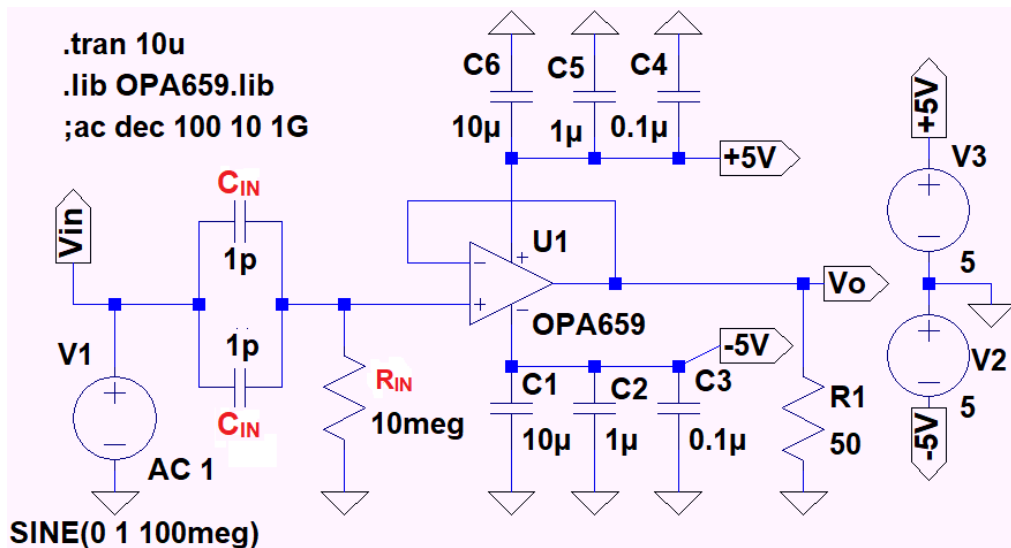


Figura 3.9 Esquema básico de Op-Amp modo seguidor de tensión.

3.5 Simulación

Se lleva a cabo la simulación del circuito de la figura 2, haciendo uso del Software LTSpice IV, realizando mediciones para observar y analizar el comportamiento de la señal y así tener una previa idea de la respuesta a obtener de la sonda a implementar. Teniendo presente que la respuesta física real de un circuito electrónico se diferencia de un circuito simulado, debido a que, el simulador hace un análisis de un circuito ideal a diferencia de las anomalías existentes desde la fabricación de los componentes al igual que la del PCB.

En la figura 3 se muestra el circuito con un capacitor en serie a la entrada que tendrá la función de acoplar la señal de AC y una resistencia de descarga (R_{IN}) en paralelo con la fuente de alimentación de alterna, que será el camino por donde el condensador pueda hacer las descargas, favoreciendo el proceso de cambio de voltaje de la señal.

Al no contar con esta resistencia de descarga y debido a la alta impedancia del Amp-Op, el capacitor (C_{IN}), no tendría un camino por donde descargarse y por ende el condensador se mantendría siempre cargado, el voltaje de salida nunca cambiaría con respecto a las variaciones de la misma señal de entrada. Por tal razón, se requiere que dicho capacitor sea de valor muy bajo en el rango de pico faradios, para que el voltaje de carga de la señal que atraviesa tal capacitor no quede almacenada por mucho tiempo y se comporte como un circuito cerrado.

A la salida en (V_o) se tiene una resistencia (R_1) con un valor de 50Ω , simulando la carga, ya que esta sonda activa será implementada para equipos de baja impedancia.

Durante el procedimiento de simulación se hacen las mediciones de los siguientes parámetros:

Respuesta en el dominio del tiempo, ancho de banda y distorsión armónica.

3.5.1 Simulación en el dominio del tiempo

La figura 3.10 determina de qué manera se comporta la señal en el tiempo, se hace notorio como la salida sigue a la entrada, perdiendo amplitud y presentando desfaseamiento en la señal de salida con respecto a la entrada, debido al aumento de la frecuencia. Teniendo en la entrada 1Vp a una frecuencia de 100MHz.

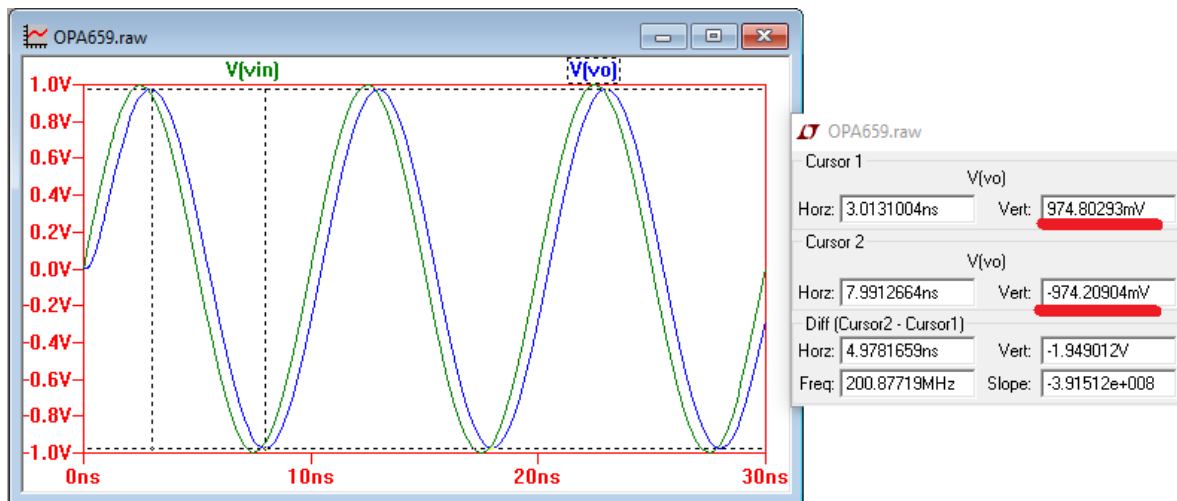


Figura 3.10 Respuesta en el dominio del tiempo.

3.5.2 Simulación de respuesta en frecuencia

Al haber un condensador de acople y una resistencia externa para la descarga del mismo, se controla una frecuencia de corte en bajas frecuencias y esta dependerá de (C_{IN} y R_{IN}), por lo tanto, la ganancia en la banda media seguirá siendo la unidad.

Una vez calculada la frecuencia de corte, se simula el circuito apreciándose en la figura 3.11 el ancho de banda, que demuestra el rango de operación del circuito de forma confiable,

obteniendo una ganancia máxima de voltaje que se podría alcanzar. Se observa que la ganancia máxima va desde 8KHz a 470MHz, verificándose que a frecuencias mayores la ganancia decrece y cae a -3dB o esta se atenúa al 70.7% de su amplitud original, [1] ya no siendo confiable la lectura por debajo de este valor señalado.

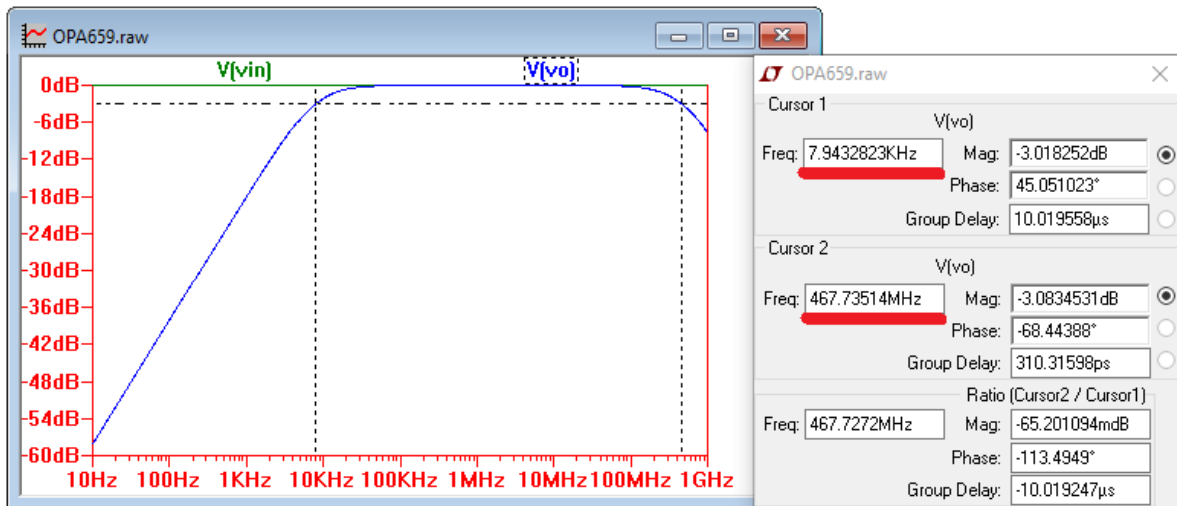


Figura 3.11 Ancho de banda.

3.5.3 Simulación de FFT

En la figura 3.12 se aprecian los armónicos resultantes, múltiplos de la frecuencia fundamental, este se mantiene dentro del rango permitido no rebasando los límites de pérdida de potencia, medidos en dB, manteniendo su linealidad.

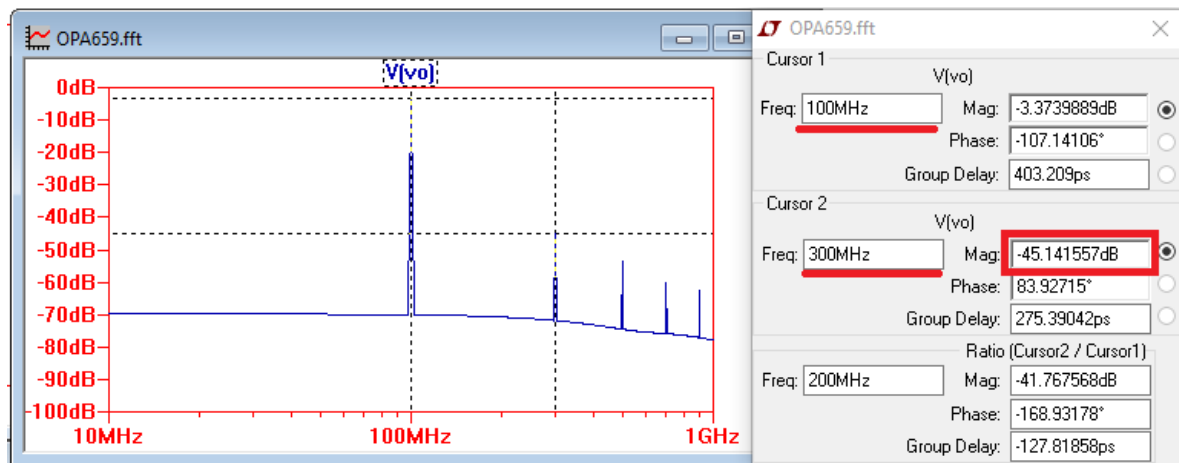


Figura 3.12 Distorsión armónica.

3.5.4 Simulación del Slew Rate (SR)

La figura 3.13 muestra prueba del slew rate (SR), obteniendo el rango máximo de cambio de tensión de salida con respecto a la de entrada, observando el comportamiento y velocidad de funcionamiento al cambio de la frecuencia, que este mismo dependerá de la capacitancia que haya a la entrada del dispositivo. Para esta prueba se simulo a 1MHz, con una capacitancia de entrada de 2pF, y 1 Vp de entrada.

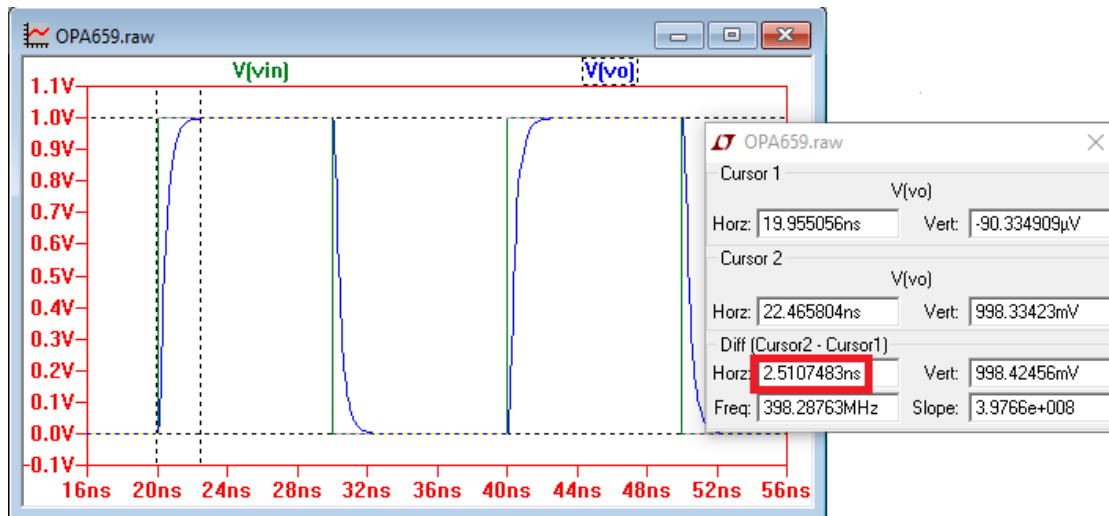


Figura 3.13 Simulación del slew rate (SR).

3.6 Resultados experimentales

3.6.1 Diseño de esquemático previo a PCB

La figura 3.14 hace muestra del esquemático que se realizó previamente para la implementación del PCB, apoyándonos del Software OrCad Capture v. 9.2, para posteriormente seguir con la fabricación del mismo.

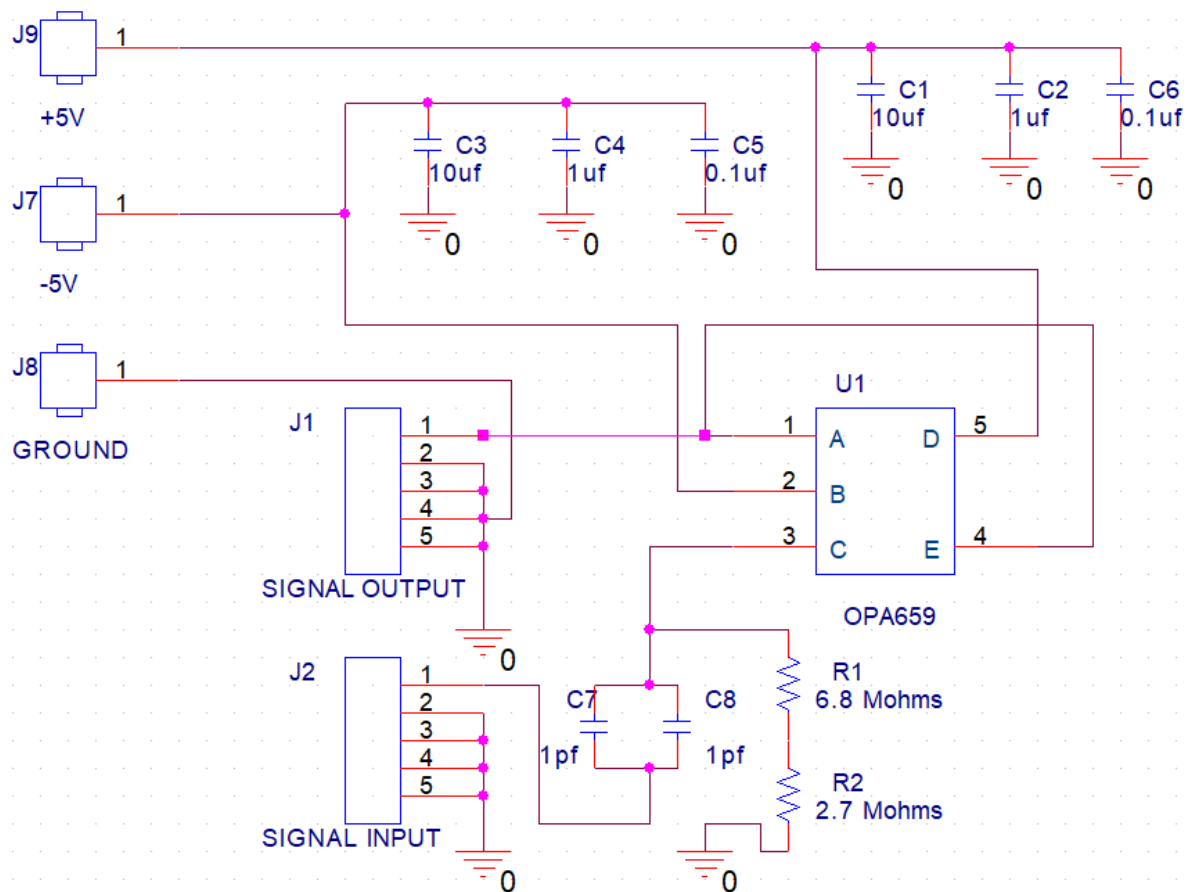


Figura 3.14 Esquemático previo a PCB de Op-Amp modo seguidor de tensión.

3.6.2 Diseño y ruteado de PCB

En la figura 3.15 se muestra el ruteado del PCB y generación del Gerber para posteriormente enviarlo para su fabricación

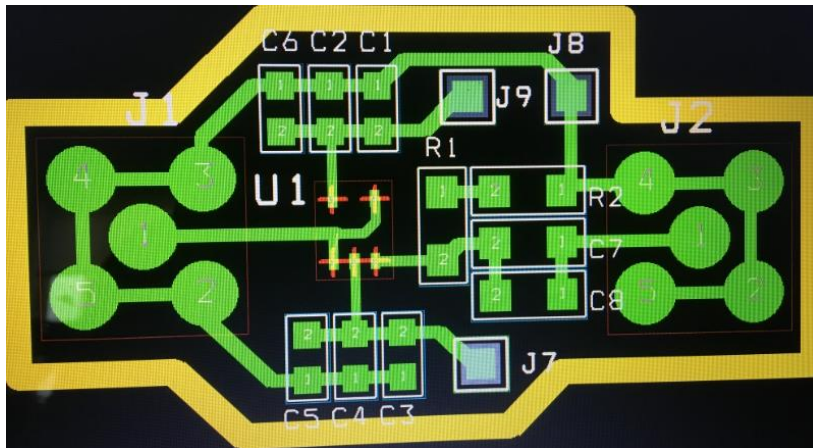


Figura 3.15 PCB listo para fabricación.

La figura 3.16 se muestra el PCB preparado para poder montar los componentes necesarios y poder realizar las pruebas pertinentes.

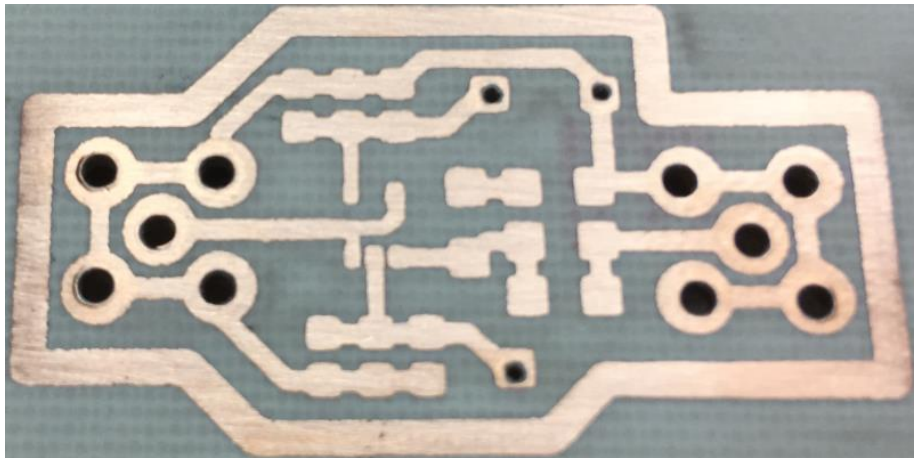


Figura 3.16 PCB listo para el montaje de los componentes.

3.7 Armado, conexión y medición en laboratorio

CAPITULO III. DISEÑO Y CARACTERIZACION DE UNA PUNTA DE PRUEBA PROPIA

El esquema final figuras 3.17 y 3.18 fue el implementado en forma física, usando componentes SMD siendo los convenientes para uso en frecuencias medias a altas, porque atenúan las reactancias parasitas resultantes al hacer mediciones en este rango de frecuencias, gracias a su menor tamaño [8].

En la figura 29 se muestra el diseño del circuito impreso con el siguiente resultado.

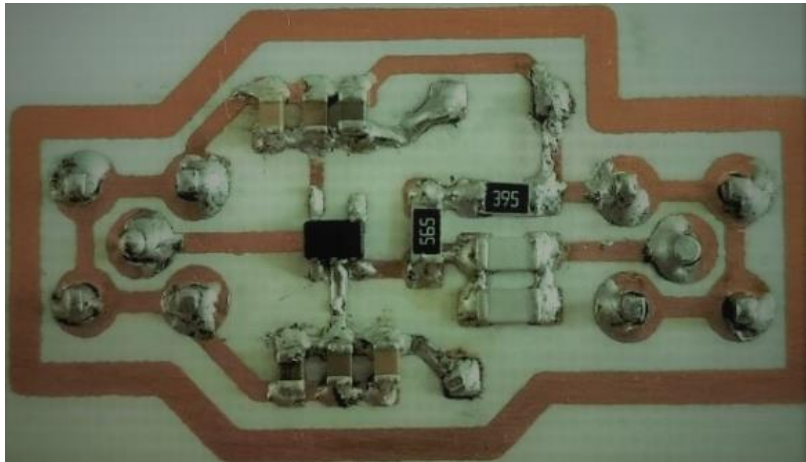


Figura 3.17 Circuito impreso con componentes montados, vista inferior.

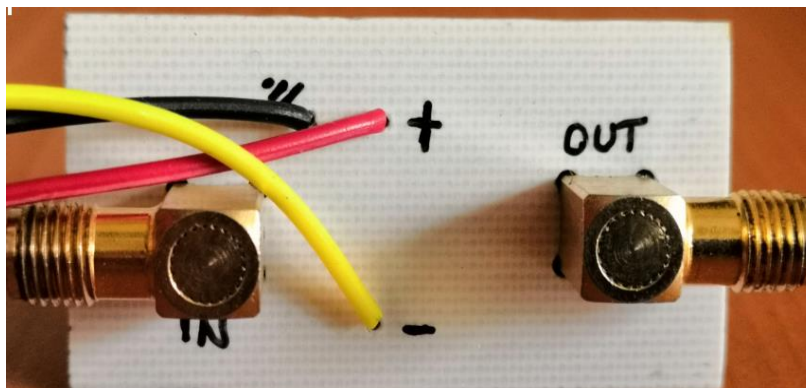


Figura 3.18 Circuito impreso con componentes montados, vista superior.

El circuito se arma con los componentes electrónicos mencionados en la simulación, que son los siguientes:

- Baquelita de cobre y fibra de vidrio (3.5 cm x 2 cm)
- Resistencias SMD; 5.5M Ω , 3.9M Ω
- Capacitores SMD 2(10uf), 2(1uf), 2(0.1uf), 2(1pf)

Amp-Op OPA659 como dispositivo principal en modo (seguidor de tensión)

- Conectores de lanzamiento de alta frecuencia SMA (hembra)

Teniendo como característica un valor de diseño y en cuanto a mediciones una diferencia mínima en los resultados.

Se hace el uso de cable RG-174 como parte de la sonda y medio de transmisión de la señal, teniendo en sus terminales conectores SMA y BNC, que hacen la conexión física en las pruebas realizadas entre Generador de señales – sonda activa – Osciloscopio u/o analizador de redes.

3.7.1 Aparatos de apoyo para la realización de pruebas a sonda implementada.

Los siguientes aparatos fueron necesarios para la obtención de muestras de señales y visualización de comportamiento de las mismas, al igual de alimentación para el funcionamiento de la sonda activa.

- Osciloscopio Agilent Technologies DSO7034A 350 MHz
- Analizador de redes Modelo: E5062A 300KHz – 3Ghz
- Generador de señales de 240 MHz de ancho de banda Tektronix AFG 3251.

- Fuente de voltaje Agilent Modelo E3630A (Triple Output DC Power Supply)

3.8 Mediciones y datos obtenidos en laboratorio

La figura 3.19 muestra la medición del parámetro S21, haciendo uso de Analizador de red Modelo: E5062A 300KHz – 3GHz para medir el coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa, apreciando el ancho de banda que alcanza, alrededor de los 445 MHz después de caer a -3dB.

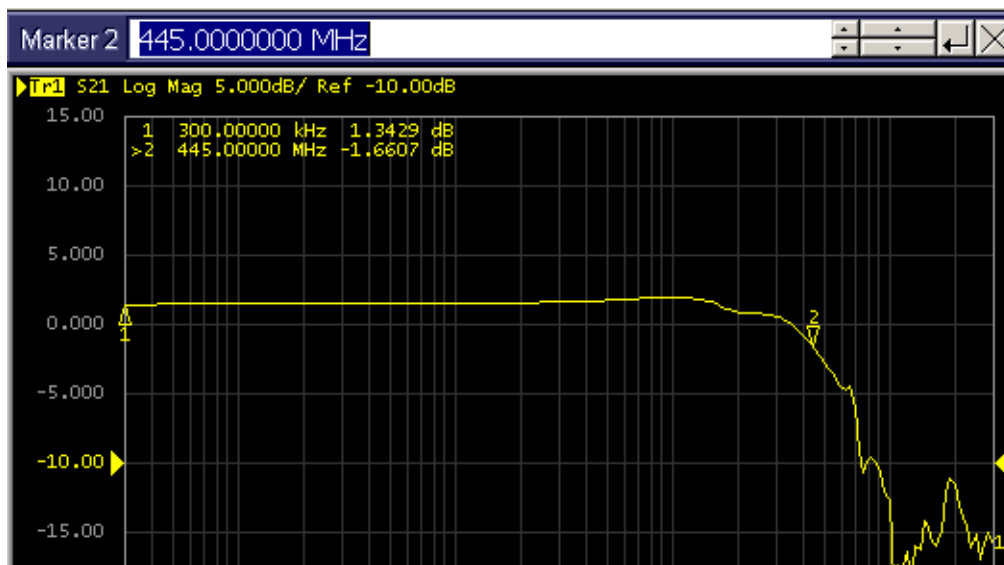


Figura 3.19 Medición de coeficiente de transmisión directa o ancho de banda de OPA659.

En la figura 3.20 se aprecia la respuesta en el dominio de tiempo, es notorio el seguimiento de la señal de salida con respecto a la entrada, con una atenuación de 1:2, a 2MHz y 1 Vp de entrada.

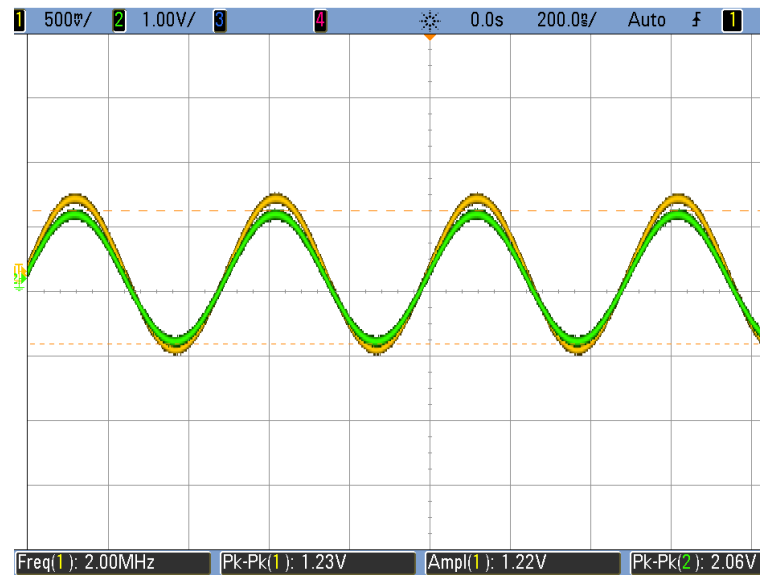


Figura 3.20 Respuesta en dominio del tiempo.

En la figura 3.21 se aprecia la linealidad de la sonda implementada y el bajo ruido generado por la misma, trabajando a 220MHz con 1 Vp de entrada. La medición de linealidad se llevó a cabo haciendo uso de la siguiente ecuación:

$$THD = \frac{\sum P_1 + P_2 + P_3 \dots}{P_0} \quad (1)$$

Donde:

THD: Distorsión armónica total

P0: Potencia de la frecuencia fundamental

P1: Potencia del primer múltiplo derivado de la frecuencia fundamental

P2: Potencia del segundo múltiplo derivado de la frecuencia fundamental

P3: Potencia del tercer múltiplo derivado de la frecuencia fundamental

CAPITULO III. DISEÑO Y CARACTERIZACION DE UNA PUNTA DE PRUEBA PROPIA

Una vez obtenido el resultado total de potencia armónica (THD), se hace uso de la siguiente ecuación:

$$20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = \text{dB} \quad (2)$$

Donde:

V_{out} : Voltaje de salida

V_{in} : Voltaje de entrada

dB: Decibel

Y así poder calcular la potencia, respetando no rebasar el 1% permitido, que serían -40dB, ya que toda potencia total por debajo de este valor, los dispositivos van perdiendo su linealidad.

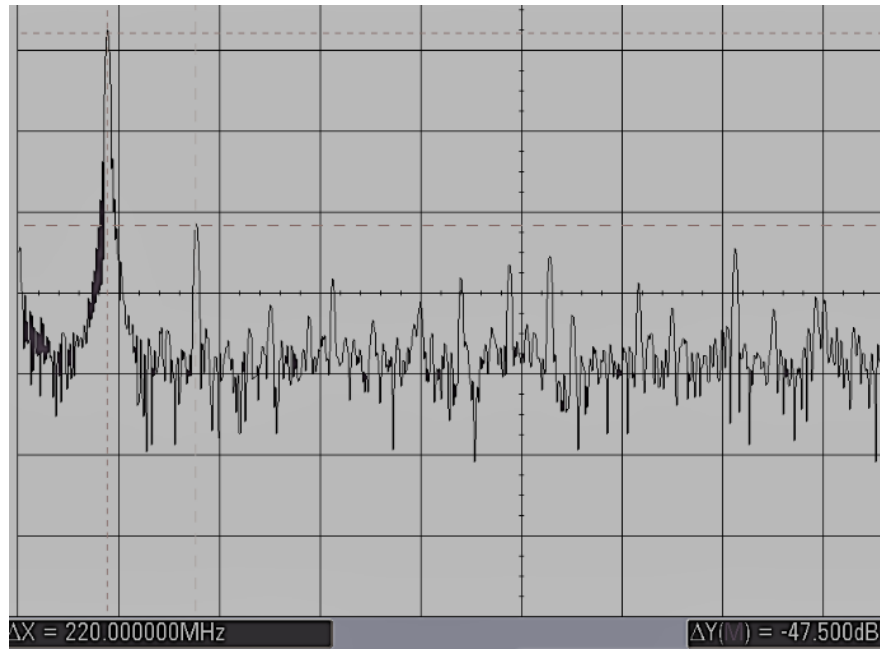


Figura 3.21 Distorsión armónica.

Figura 32. Distorsión armónica

En la figura 3.22 se aprecia la sonda implementada puesta a prueba, observando la señal muestreada en el Osciloscopio.

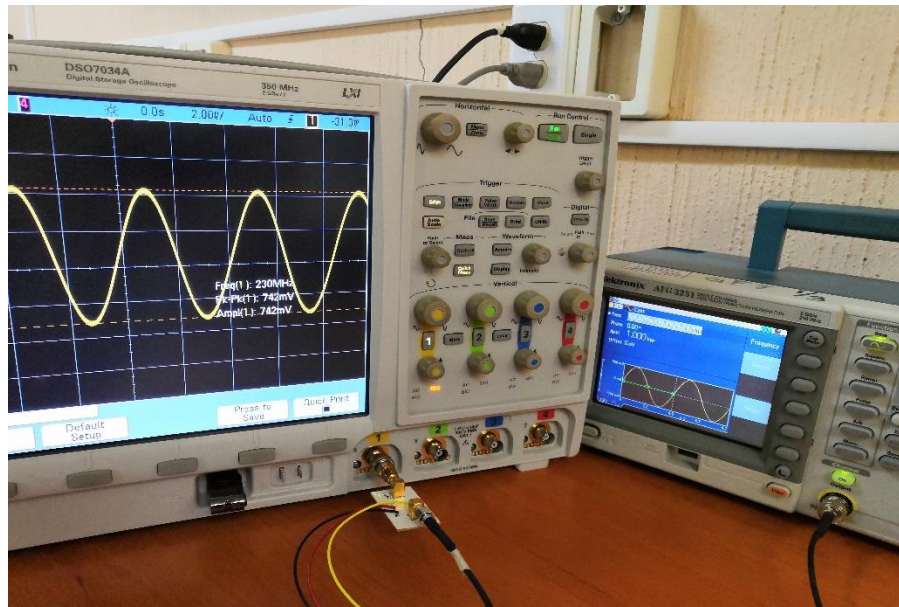


Figura 3.22 Conexión y vista de sonda implementada bajo prueba.

Discusión

En pruebas realizadas a un circuito con transistor BJT 2N5109 en configuración seguidor emisor [2], los resultados preliminares a diferencia del OPA659 no fueron los óptimos para el uso del mismo, ya que este presenta un ancho de banda por la mitad del obtenido con el amplificador operacional, mostrando menos linealidad, ya que generó mucho ruido e inestabilidad en la amplitud de su señal.

Otras pruebas fueron realizadas con un circuito utilizando un Mosfet BF998 de doble puerta [10], este a diferencia del transistor BJT 2N5109 mostró un rango de ancho de banda más alto, igualándose por poco al amplificador operacional, pero se aleja demasiado de la linealidad deseada, descartándolo para el propósito requerido.

Conclusiones

Finalmente, se concluye que el diseño de sonda activa experimentado cumple con las expectativas propuestas en el objetivo planteado, está dentro de los rangos esperados, para equipos de baja impedancia de entrada, estandarizados en 50Ω .

Se puede concluir que después de varias pruebas realizadas y ajustes hechos durante el proceso de experimentación se obtienen resultados fidedignos en la sonda implementada con las características siguientes:

Alimentación: $\pm 5V_{cd}$

Resistencia de entrada: $> 9 M\Omega$

Capacidad de entrada: $\sim 2pF$

Rango dinámico: $\leq 1V$

Ancho de banda: $\sim 445 MHz$

Distorsión armónica: $\leq 1\%$

Estos valores obtenidos fueron confirmados por medio de las mediciones y pruebas realizadas en el laboratorio, los productos reales obtenidos físicamente fueron cercanos a los previstos en los análisis preliminares.

Referencias bibliográficas

- [1] Albert Paul Malvino, Ph, D, Principios de Electrónica, 3ª edición, México 1990

- [2] Donald L. Schilling, Charles Belove, Circuitos Electrónicos Discretos e integrados, 3ª edición, México 1994
- [3] Gary Breed, High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC, June 2007
- [4] I. Usunáriz, Una aproximación al mundo de las sondas, Nota Técnica, Tektronix Española S.A.
- [5] Introducción a las sondas de osciloscopio, Nota Técnica, Tektronix, Inc. 2011. Recuperado de: <https://studylib.es/doc/502261/introducci%C3%B3n-a-las-sondas-de-osciloscopio>.
- [6] J. Chang, K. Johnson, Cómo elegir las mejores sondas de osciloscopio pasivas y activas para sus tareas, División de Pruebas Digitales Agilent Technologies, Junio 2011.
- [7] Johnson, Howard W., and Martin Graham, High-Speed Digital Design, *a Handbook of Black Magic*, Prentice Hall, 1993.
- [8] Julio Guillermo Zola, Juan Miguel Kelly; Designing a low capacitance and low cost active probe, IEEE Workshop on Information Processing and Control, 2015.
- [9] Poor man's 500MHz active fet probe with opa659, Revised September 2017. (Online). Available: <http://www.mikrocontroller.net/topic/188227>
- [10] David Jewsbury, Poor man's 1 GHz active probe: Diy saves a pretty penny, Elektor, no. 4, pp. 36–38, 2004.
- [11] Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky, Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos, 10ª edición, Pearson, México 2009.
- [12] Texas Instruments, OPA659 Wideband, Unity-Gain Stable, JFET-Input Operational Amplifier, Datasheet, Revised November 2017.
- [13] The 50Ω Question: Impedance Matching In RF Design, Revisado en Septiembre 2019. Recuperado de: <https://www.allaboutcircuits.com>
- [14] Thomas Hirschbuechler, Design of a low-cost 1 GHz Active Probe, Submitted at the Institute of Electrodynamics, Microwave and Circuit Engineering, Vienna University of Technology. April 2, 2016.