



UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO
DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA

**Desarrollo de un Laboratorio para el estudio
de propagación de ondas EM en un cable
coaxial**

TRABAJO DE TESIS
PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERO EN REDES

PRESENTA

Br. Bryan Gerardo Díaz González

DIRECTOR DE TESIS
Dr. Pablo Velarde Alvarado

ASESORES

Dr. Homero Toral Cruz

Dr. Freddy Ignacio Chan Puc

Dr. Víctor Manuel Sánchez Huerta





UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO
DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA

**TRABAJO DE TESIS ELABORADO BAJO SUPERVISIÓN DEL
COMITÉ DE ASESORÍA Y APROBADO COMO REQUISITO
PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE:**

INGENIERO EN REDES

Comité de Trabajo de Tesis

DIRECTOR:



Dr. Pablo Velarde Alvarado

ASESOR:

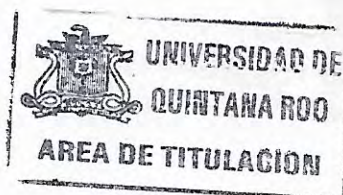


Dr. Homero Foral Cruz

ASESOR:



Dr. Freddy Ignacio Chan Puc



CHETUMAL QUINTANA ROO, MÉXICO, MARZO DE 2018

DEDICATORIA

... A mi madre, Andrea

Por todo el apoyo brindado durante toda mi vida, sus valores, la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, pero más que nada, por su amor...

... A mi padre, Miguel

Por los ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan y que me ha infundado siempre, por el valor mostrado para salir adelante y por su amor...

... A mis familiares y amigos que me han apoyado a lo largo de mi trayectoria, a aquellas personas que, a pesar de no estar hoy día tan cerca, fueron un importante impulso para lograr esto, a aquellas personas nuevas que entraron en mi vida y me siguen impulsando a seguir...

Gerardo

AGRADECIMIENTOS

Hoy día existen muchos distractores que a veces hacen que las personas con menos fuerza de voluntad no logren sus objetivos. Agradezco por no ser de esas personas.

Quiero agradecer a la Universidad de Quintana Roo por permitirme crecer académica y personalmente.

A mis padres por todo el apoyo brindado a lo largo de mi carrera académica y de mi vida personal.

Al Dr. Homero Toral Cruz por impulsar mi estancia durante la universidad, y que gracias a ello este trabajo hoy se puede presentar.

Al Dr. Pablo Velarde por su tiempo y dedicación para lograr que este trabajo se haya podido culminar.

Y a todas aquellas personas que me apoyaron y alentaron para poder culminar la elaboración de este trabajo.

ÍNDICE

DEDICATORIA.....	3
AGRADECIMIENTOS	5
ÍNDICE DE FIGURAS.....	11
LISTA DE TABLAS	15
RESUMEN.....	17
CAPÍTULO I MARCO REFERENCIAL	19
1.1 INTRODUCCIÓN	19
1.2 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA.....	20
1.3 OBJETIVO GENERAL.....	21
1.4 OBJETIVOS PARTICULARES	21
1.5 JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA	22
1.6 PLANTEAMIENTO DE LA HIPÓTESIS.....	22
CAPÍTULO II MARCO TEÓRICO	23
2.1 ELECTROMAGNETISMO.....	23
2.2 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	23
2.3 RADIOFRECUENCIA.....	25
2.4 USOS MÁS FRECUENTES.....	25
2.5 REGULARIZACIÓN DE SU USO	27
2.6 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS TRANSVERSALES	28
2.6.1 CARACTERÍSTICAS DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.....	29
2.7 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	32
2.7.1 LONGITUD DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	32
2.7.2 CLASIFICACIÓN DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	33
2.8 TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	34
2.8.1 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN BIFILARES	34
2.8.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN COAXIAL O CONCÉNTRICA.....	36
2.9 CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	37
2.9.1 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA	38
2.9.2 CONSTANTE DE PROPAGACIÓN	41
2.9.3 FACTOR DE VELOCIDAD.....	43
2.9.4 LONGITUD ELÉCTRICA DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	44

2.10 PERDIDAS EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	45
2.10.1 PERDIDAS DEL CONDUCTOR	46
2.10.2 PERDIDA POR RADIACIÓN	46
2.10.3 PERDIDA POR CALENTAMIENTO DEL DIELECTRICO	46
2.10.4 PERDIDA POR ACOPLAMIENTO	46
2.10.5 PERDIDA POR EFECTO CORONA.....	47
2.11 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS	47
2.11.1 LÍNEAS RESONANTES Y NO RESONANTES	48
2.11.2 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN.....	48
2.12 ONDAS ESTACIONARIAS	49
2.12.1 RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA	49
2.12.2 ONDAS ESTACIONARIAS EN UNA LÍNEA ABIERTA	51
2.12.3 ONDAS ESTACIONARIAS EN UNA LÍNEA EN CORTOCIRCUITO	52
2.13 IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	54
2.13.1 ANÁLISIS FASORIAL DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA: LÍNEA ABIERTA	54
2.13.2 ANÁLISIS FASORIAL DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA: LÍNEA EN CORTOCIRCUITO	59
2.13.3 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.....	60
2.14 REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	64
CAPÍTULO III DESARROLLO ANALÍTICO DE LAS ECUACIONES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	67
3.1 ECUACIONES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	67
3.1.1 CASO ESPECIAL 1. LÍNEA DE TRANSMISIÓN SIN PÉRDIDAS.....	76
3.2 CIRCUITO DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	78
3.2.1 CASO ESPECIAL 1. LÍNEA SIN PERDIDAS EN CIRCUITO ABIERTO ($ ZL \rightarrow \infty, \Gamma L = 1$)	83
3.2.2 CASO ESPECIAL 2. LÍNEA SIN PERDIDAS EN CORTOCIRCUITO ($ ZL \rightarrow 0, \Gamma L = -1$).....	83
3.2.3 LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN CIRCUITO ABIERTO ($\Gamma L = 1$).....	85
3.2.4 LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN CORTOCIRCUITO $\Gamma L = -1$	85
3.3 CARTA DE SMITH	86
3.4 TRANSFORMADOR DE CUARTO DE ONDA	91
CAPÍTULO IV PROPUESTA DE LABORATORIO Y PRUEBAS	93
4.1 LÍNEAS DE MICROCINTA.....	93
4.2 EQUIPO DE INSTRUMENTACIÓN UTILIZADO.....	95
4.2.1 OSCILOSCOPIO.....	95

4.2.2 GENERADOR DE FUNCIONES ARBITRARIAS	96
4.2.3 ANALIZADOR DE ESPECTROS.....	96
4.2.4 MULTÍMETRO	97
4.3 MATERIALES UTILIZADOS	98
4.4 FABRICACIÓN DE LA LÍNEA MICROCINTA.....	99
4.5 MEDICIONES EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	103
4.5.1 USO DEL OSCILOSCOPIO PARA MEDIR LA LONGITUD DE UN CABLE COAXIAL	103
4.5.2 USO DEL OSCILOSCOPIO PARA MEDIR LA IMPEDANCIA DE UN CABLE COAXIAL.....	106
4.5.3 VARIACIÓN DE VOLTAJE CON LA FUNCIÓN ZERO SPAN.....	111
CAPÍTULO V CONCLUSIONES.....	145
BIBLIOGRAFÍA.....	147
ANEXOS	149

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 ELEMENTOS FUNDAMENTALES DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES	19
FIGURA 2 VISTAS: (A) EN PERSPECTIVA; (B) TRANSVERSAL INDICANDO EL DESPLAZAMIENTO RELATIVO DE LOS CAMPOS E Y H EN UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	29
FIGURA 3 DESPLAZAMIENTO Y VELOCIDAD DE UNA ONDA TRANSVERSAL AL PROPAGARSE POR UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN	31
FIGURA 4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN DE CONDUCTORES PARALELOS	34
FIGURA 5 R, L, C Y G: RESISTENCIA, INDUCTANCIA, CAPACITANCIA Y CONDUCTANCIA POR UNIDAD DE LONGITUD	38
FIGURA 6 DIÁMETRO Y SEPARACIÓN DE LOS CONDUCTORES PARALELOS	39
FIGURA 7 DIÁMETRO DEL CONDUCTOR CENTRAL (D), DIÁMETRO DE LA MALLA EXTERNA (D).....	40
FIGURA 8 UN SOLO CONDUCTOR CERCANO A TIERRA	41
FIGURA 9 PERDIDAS A LO LARGO DE UNA LÍNEA IDEAL Y UNA LÍNEA REAL. EJE Y REPRESENTA LA POTENCIA DE LA SEÑAL; EJE X REPRESENTA EL DESPLAZAMIENTO DE LA SEÑAL	45
FIGURA 10 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS	47
FIGURA 11 FORMACIÓN DE UNA ONDA ESTACIONARIA EN UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN: (A) ONDA INCIDENTE; (B) ONDA REFLEJADA; (C) ONDA ESTACIONARIA.....	49
FIGURA 12 ONDAS ESTACIONARIAS DE VOLTAJE Y DE CORRIENTE EN UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN QUE TERMINA EN CIRCUITO ABIERTO	51
FIGURA 13 ONDAS ESTACIONARIAS DE VOLTAJE Y DE CORRIENTE EN UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN QUE TERMINA EN CORTOCIRCUITO.....	53
FIGURA 14 RELACIONES DE FASE PARA CORRIENTE Y VOLTAJE EN UNA LÍNEA DE UN CUARTO DE ONDA TERMINADA EN CIRCUITO ABIERTO: (A) RELACIONES DE VOLTAJE A FASE; (B) RELACIONES DE CORRIENTE A FASE	55
FIGURA 15 SUMA VECTORIAL DE LAS ONDAS INCIDENTE Y REFLEJADA PARA PRODUCIR UNA ONDA ESTACIONARIA	56
FIGURA 16 RELACIONES DE FASE DE VOLTAJE Y CORRIENTE PARA UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MENOS DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA TERMINADA EN CIRCUITO ABIERTO: (A) RELACIONES DE VOLTAJE A FASE; (B) RELACIONES DE CORRIENTE A FASE	57
FIGURA 17 RELACIONES DE VOLTAJE Y DE CORRIENTE A FASE PARA UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MÁS DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA, TERMINADA EN CIRCUITO ABIERTO: (A) RELACIONES DE VOLTAJE A FASE; (B) RELACIONES DE CORRIENTE A FASE	58
FIGURA 18 VARIACIONES DE IMPEDANCIA DE ENTRADA PARA UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN CIRCUITO ABIERTO	59
FIGURA 19 VARIACIONES DE IMPEDANCIA DE ENTRADA PARA UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN EN CORTOCIRCUITO	60
FIGURA 20 TRANSFORMADOR DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA.....	62
FIGURA 21 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA POR LÍNEA DE ACOPLAMIENTO EN CORTO	64
FIGURA 22 REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO: (A) TIEMPO TRANSCURRIDO; (B) PULSO TRANSMITIDO DEMASIADO LARGO	66
FIGURA 23 LÍNEA DE TRANSMISIÓN UNIFORME DE DOS HILOS	69
FIGURA 24 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA UN SEGMENTO DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE DOS HILOS.....	69
FIGURA 25 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA UN SEGMENTO DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE DOS CONDUCTORES SIN PERDIDAS	77
FIGURA 26 DIAGRAMA DE LA CARTA DE SMITH	88
FIGURA 27 LÍNEA DE TRANSMISIÓN CON UNA SECCIÓN DE UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA PARA EVITAR REFLEXIONES	91
FIGURA 28 LÍNEA DE TRANSMISIÓN DE MICROCINTA: (A) DESBALANCEADA; (B) BALANCEADA; (C) DIMENSIONES	94
FIGURA 29 OSCILOSCOPIO RIGOL DS1102E.....	95
FIGURA 30 GENERADOR DE FUNCIONES ARBITRARIAS RIGOL DG4102	96
FIGURA 31 ANALIZADOR DE ESPECTROS RIGOL DSA815	97

FIGURA 32 MULTÍMETRO DE LA MARCA RIGOL.....	98
FIGURA 33 SOFTWARE TXLINE 2003 PARA CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN ...	99
FIGURA 34 LÍNEA DE MICROCINTA DE 30 CM DE LONGITUD.....	100
FIGURA 35 LÍNEA DE TRANSMISIÓN POR LA PARTE SUPERIOR DONDE SE PUEDE APRECIAR LA LÍNEA CONDUCTORA.....	100
FIGURA 36 DISEÑO PARA EVITAR QUE EL CONECTOR MCX TOQUE LA LÍNEA CONDUCTORA Y PROVOQUE INTERFERENCIAS	101
FIGURA 37 ACIDO FÉRRICO PARA DISOLVER LA PARTE SOBRANTE DE COBRE EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN .	101
FIGURA 38 CONECTORES MCX SOLDADOS A LA LÍNEA DE MICROCINTA	102
FIGURA 39 LÍNEA DE MICROCINTA TERMINADA	102
FIGURA 40 DIAGRAMA UTILIZADO. GENERADOR DE FUNCIONES, OSCILOSCOPIO Y CABLE COAXIAL A MEDIR	103
FIGURA 41 SEÑAL GENERADA A 1 KHZ.....	104
FIGURA 42 SEÑAL OBTENIDA CON EL EXTREMO DEL COAXIAL EN CIRCUITO ABIERTO.....	104
FIGURA 43 DIVISIÓN DE TIEMPO A 20.00NS	105
FIGURA 44 CURSORES PARA MEDIR EL TIEMPO ENTRE LOS DOS CAMBIOS. DIVISIÓN DE TIEMPO DE 10.00NS..	105
FIGURA 45 A LA IZQUIERDA EL POTENCIÓMETRO, A LA DERECHA EL EXTREMO EN CIRCUITO ABIERTO DEL COAXIAL	107
FIGURA 46 SEÑAL DEL COAXIAL EN CIRCUITO ABIERTO	107
FIGURA 47 POTENCIÓMETRO CONECTADO A LA LÍNEA	108
FIGURA 48 VARIACIÓN EN LA SEÑAL CONFORME SE MUEVE EL POTENCIÓMETRO	108
FIGURA 49 VARIACIÓN EN LA SEÑAL CONFORME SE MUEVE EL POTENCIÓMETRO	109
FIGURA 50 VARIACIÓN EN LA SEÑAL A MEDIDA QUE SE MUEVE EL POTENCIÓMETRO	109
FIGURA 51 LÍNEA ACOPLADA	110
FIGURA 52 TERMINAL DE PUNTAS DE BANANA PARA CONECTARLO AL MULTÍMETRO	110
FIGURA 53 POTENCIÓMETRO CONECTADO AL MULTÍMETRO.....	111
FIGURA 54 ESQUEMA UTILIZADO	112
FIGURA 55 GENERADOR DE FUNCIONES RIGOL DSG815	112
FIGURA 56 LÍNEA DE MICROCINTA CONECTADA AL GENERADOR DE FUNCIONES	113
FIGURA 57 ANALIZADOR DE ESPECTROS	113
FIGURA 58 PUNTAS DE CAIMAN LAS CUALES PERMITIRÁN MOVERSE A TRAVÉS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN PARA HACER MEDICIONES EN DIFERENTES PUNTOS DE LA MISMA.....	114
FIGURA 59 POTENCIÓMETRO ACOPLADO A LA LÍNEA A 50 OHMS.....	114
FIGURA 60 SEÑAL A 1.4 GHZ	115
FIGURA 61 PRIMERO SE PRESIONA EL BOTÓN MOD (1) Y DESPUÉS SE SELECCIONA LA OPCIÓN AM (2).....	116
FIGURA 62 SE ACTIVA LA MODULACIÓN EN AMPLITUD (1)	116
FIGURA 63 AHORA SE ACTIVA LA FUNCIÓN DE MODULACIÓN (1) Y SE GENERA LA SEÑAL (2)	117
FIGURA 64 LA FRECUENCIA ES CENTRADA A 1.45 GHZ EN EL ANALIZADOR DE ESPECTROS PARA PODER VISUALIZAR LA SEÑAL QUE SE ESTÁ GENERANDO CON EL GENERADOR DE SEÑALES CON LA TECLA FREQ (1)	118
FIGURA 65 SEÑAL CENTRADA A 1.45 GHZ	118
FIGURA 66 SE OPRIME EL BOTÓN SPAN (1) Y A CONTINUACIÓN SE SELECCIONA LA OPCIÓN ZERO SPAN (2) EN EL MENÚ QUE SE DESPLIEGA.....	119
FIGURA 67 LAS CURVAS MUESTRAN LA RELACIÓN AMPLITUD Y TIEMPO DE LA SEÑAL DE ENTRADA	119
FIGURA 68 SE AJUSTA EL TIEMPO DE MUESTREO PARA HACER QUE EL ANALIZADOR MUESTRE MÚLTIPLES PERIODOS DE LA SEÑAL MODULADA CON EL BOTÓN SWEEP/TRIG (1)	120
FIGURA 69 SWT DE 10.000 MS.....	120
FIGURA 70 SE COLOCA 500 CON EL TECLADO NUMÉRICO Y EN UNIDADES SE SELECCIONA US	121
FIGURA 71 SEÑAL AJUSTADA A 500 US.....	121
FIGURA 72 PUNTA DE CAIMÁN COLOCADO A LA PRIMERA DISTANCIA	122
FIGURA 73 DISTANCIA 1. -7.5 DBM	122
FIGURA 74 DISTANCIA 2.....	123
FIGURA 75 DISTANCIA 2. -20 DBM	123
FIGURA 76 DISTANCIA 3.....	124
FIGURA 77 DISTANCIA 3. -13 DBM	124
FIGURA 78 DISTANCIA 4.....	125
FIGURA 79 DISTANCIA 4. -20 DBM	125

FIGURA 80 DISTANCIA 5.....	126
FIGURA 81 DISTANCIA 5. -7.5 DBM.....	126
FIGURA 82 DISTANCIA 6.....	127
FIGURA 83 DISTANCIA 6. -20 DBM.....	127
FIGURA 84 DISTANCIA 7.....	128
FIGURA 85 DISTANCIA 7. -22.5 DBM.....	128
FIGURA 86 CAMBIAN LAS UNIDADES DE DBM A VOLTS.....	130
FIGURA 87 DISTANCIA 8.....	131
FIGURA 88 DISTANCIA 8. 13.5% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	131
FIGURA 89 DISTANCIA 9.....	132
FIGURA 90 DISTANCIA 9. 7.5% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	132
FIGURA 91 DISTANCIA 10.....	133
FIGURA 92 DISTANCIA 10. 18% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	133
FIGURA 93 DISTANCIA 11.....	134
FIGURA 94 DISTANCIA 11. 32% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	134
FIGURA 95 DISTANCIA 12.....	135
FIGURA 96 DISTANCIA 12. 5% RESPECTO AL NIVE DE REFERENCIA.....	135
FIGURA 97 DISTANCIA 13.....	136
FIGURA 98 DISTANCIA 13. 9% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	136
FIGURA 99 DISTANCIA 14.....	137
FIGURA 100 DISTANCIA 14. 5% RESPECTO AL NIVEL DE REFERENCIA.....	137
FIGURA 101 DISTANCIA 15.....	139
FIGURA 102 DISTANCIA 15. -14 DBM. SE PUEDE OBSERVAR UNA LONGITUD DE ONDA A ESTA DISTANCIA.....	139
FIGURA 103 DISTANCIA 16.....	140
FIGURA 104 DISTANCIA 16. -14 DBM.....	140
FIGURA 105 DISTANCIA 17.....	141
FIGURA 106 DISTANCIA 17. -22.5 DBM.....	141
FIGURA 107 DISTANCIA 18.....	142
FIGURA 108 DISTANCIA 18. -15 DBM. SE PUEDE OBSERVAR UNA SEGUNDA LONGITUD DE ONDA.....	142
FIGURA 109 DISTANCIA 19.....	143
FIGURA 110 DISTANCIA 19. -24 DBM.....	143

LISTA DE TABLAS

TABLA 1 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO..... 24
TABLA 2 DIVISIÓN DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO 27
TABLA 3 CATEGORÍAS DE LOS CABLES UTP 36
TABLA 4 FACTORES DE VELOCIDAD Y CONSTANTES DIELECTRICAS PARA DIVERSOS MATERIALES 44

LISTA DE GRÁFICAS

GRÁFICA 1 SEÑAL A 1.45 GHZ EN ESCALA LOGARITMICA.....	129
GRÁFICA 2 SEÑAL A 1.45 GHZ EN ESCALA LINEAL.....	138
GRÁFICA 3 SEÑAL A 1.5 GHZ EN ESCALA LOGARÍTMICA.....	144

RESUMEN

El presente proyecto de tesis consiste en demostrar los planteamientos teóricos sobre la propagación de energía electromagnética en una línea de transmisión mediante el diseño de un laboratorio que permita observar dichos fenómenos. Para lograr esto, fue necesario realizar una investigación acerca de las ondas electromagnéticas, qué son y como son propagadas por medios físicos como es el coaxial. Cuáles son las propiedades de las ondas que viajan a través de este medio, como es que la energía viaja de un punto a otro y cuáles son los fenómenos que hacen que la energía sea disipada en el recorrido que hace de un punto al otro. También se investigó sobre el espectro electromagnético y cómo están divididas los rangos de frecuencias. Para realizar dichas comprobaciones de utilizaron dos tipos de líneas de transmisión, el cable coaxial y la línea de microcinta. Cada una facilita un tipo diferente de demostración sobre las líneas de transmisión.

Para el diseño de la línea de microcinta se investigó acerca de las propiedades de dicho medio de propagación, cuáles son sus características, ventajas y desventajas sobre otros medios de propagación, usos más comunes y los tipos de aplicación. Para la fabricación de la línea de microcinta se apoyó del software TXLINE 2003 para el cálculo de las longitudes que requería tener la línea física para poder inyectarle una señal a 1.5 GHz y poder apreciar las longitudes de onda que existen en la línea mediante diferentes practicas tales como la función zero span en un analizador de espectros el cual permitió observar cómo iba variando el voltaje a media que se desplazaba sobre la línea de microcinta llegando posteriormente a la comprobación de la hipótesis en este trabajo de manera exitosa.

CAPÍTULO I

MARCO REFERENCIAL

1.1 INTRODUCCIÓN

Esencialmente, un sistema de comunicaciones permite transmitir y/o recibir información (Vela, 2004). Los componentes y las características de cada sistema determinan que tipo de información puede ser transmitida o recibida a través de ese sistema, cuanta información, en qué rango de frecuencias, la velocidad de transmisión, la fidelidad, cual es la distancia máxima a la que puede transmitir sin pérdidas significativas.

Los componentes fundamentales de los sistemas de comunicaciones se pueden observar en la figura 1. La fuente que genera la información a transmitir puede ser una computadora personal, un teléfono celular, una transmisión en vivo por medio de una cámara de video, etc. Pero para que dicha información llegue al destino al cual se requiere transmitir es necesario primero acoplar la información para que se adapte a las propiedades de transferencia del medio por el cual va a ser transmitido.



Figura 1 Elementos fundamentales de un sistema de comunicaciones

Respecto al canal de transmisión, la información puede ser transmitida de dos formas: alámbrica o inalámbrica. Generalmente, todos los medios alámbricos son conocidos como cables (cobre, coaxial, fibra óptica, etc.). Son objetos visibles, tangibles. El inconveniente que presentan estos tipos de enlaces es que solo permiten enlazar una fuente transmisora con una fuente receptora a la vez. Si se requiere que la señal transmitida sea enviada a diferentes fuentes receptoras, es necesario instalar otros cables que vayan de la fuente transmisora o

desde un nodo de distribución hasta dichos puntos. En cambio, la transmisión inalámbrica hace referencia a la transferencia de la señal a través del aire u otros medios como el mar (para la comunicación submarina), utilizando diferentes antenas dependiendo de la distancia que necesite recorrer la señal y a la frecuencia que esta vaya a ser transmitida, llegando así a varios puntos receptores a la vez. Este tipo de comunicación presenta el inconveniente que la señal se puede ver reducida drásticamente por interferencias o condiciones atmosféricas adversas. A pesar de que en ambos casos la transferencia de información se hace de manera y por medios distintos, el intercambio de información es regido por las mismas ecuaciones establecidas desde hace ya varias décadas por el escocés James Maxwell.

Una vez la señal haya viajado a través del medio de transmisión y haya llegado a su destino para ser captada por el receptor, este se encargará de amplificar y llevar a cabo el proceso inverso realizado por el transmisor para obtener la señal de información en su forma original. Por último, el mensaje enviado en banda base finalmente puede ser recibido e interpretado en el punto de destino.

1.2 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

En este trabajo, se propone el diseño de un laboratorio que permita comprobar experimentalmente los planteamientos teóricos sobre la propagación de energía electromagnética en una línea de transmisión como es el cable coaxial. Para ello se presentarán tanto medidas de reflectometría en el dominio del tiempo como medidas de estado estacionario sinusoidal para caracterizar los parámetros principales de una línea coaxial. Sin embargo, las discusiones se centran principalmente en las mediciones sinusoidales, que son escasas en la literatura y exclusivamente dedicadas a mediciones de líneas ranuradas. El trabajo experimental llevado a cabo contribuirá al entendimiento de los parámetros y las características principales de las líneas de transmisión: impedancia, velocidad de propagación, su comportamiento como transformador de impedancia, la naturaleza compleja de las magnitudes medidas, comportamiento de la onda estacionaria de voltaje y la atenuación.

La implementación del laboratorio hará uso de instrumentación estándar, usualmente disponible en un laboratorio de RF básico como: analizador de espectros, generador de funciones arbitrarias, analizador escalar, analizador vectorial de señales, osciloscopio y un conjunto de experimentos, como la medición de la velocidad de propagación de ondas o el estudio de ondas estacionarias y la resonancia.

1.3 OBJETIVO GENERAL

El objetivo de este proyecto es desarrollar un demostrador de laboratorio que permita investigar las características de una línea de transmisión incluyendo atenuación, retardo, reflexión, ondas estacionarias y acoplamiento de impedancias.

1.4 OBJETIVOS PARTICULARES

Construcción del marco teórico

Descripción de las ecuaciones que gobiernan los fenómenos de las líneas de transmisión.

Diseño, construcción y pruebas del prototipo

Elaboración de los procedimientos para realización de las siguientes mediciones:

- Medición de capacitancia e inductancia
- Mediciones de atenuación de potencia
- Pérdidas de cable
- Medición de potencia incidente y reflejada
- Medición de VSWR
- Mediciones de impedancia
- Medición de longitud
- Velocidad de propagación
- Coeficiente de reflexión
- Acoplamientos usando la carta de Smith

1.5 JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA

El estudio de la propagación de ondas electromagnéticas en un cable coaxial es una alternativa muy interesante para abordar el estudio de líneas de transmisión en los cursos de ingeniería eléctrica. Bajo este enfoque se pueden explorar diferentes situaciones experimentales, tales como la definición de la impedancia de entrada en la línea de transmisión bajo la consideración de que la longitud en la línea de transmisión es infinita, dado que bajo esta consideración no se producirán ondas de reflexión en la línea.

1.6 PLANTEAMIENTO DE LA HIPÓTESIS

A través de un estudio detallado de los fenómenos de propagación de energía electromagnética, es posible desarrollar una plataforma experimental para verificar y realizar las mediciones relacionadas con la transmisión de ondas electromagnéticas sobre un medio coaxial. Proponiendo para ello, un conjunto de experimentos que hace uso de un equipo básico de instrumentación de un laboratorio de RF.

CAPÍTULO II

MARCO TEÓRICO

2.1 ELECTROMAGNETISMO

Para comenzar a desarrollar el tema es necesario dejar claramente establecido un concepto fundamental, el electromagnetismo. El electromagnetismo es la rama de la Física que estudia y unifica los fenómenos eléctricos y magnéticos en una sola teoría, cuyos fundamentos fueron sentados por Michael Faraday y formulados por primera vez de modo completo por James Clerk Maxwell (Ruz, 2012). Es una teoría aplicable solo a un número muy grande de partículas y a distancias grandes respecto a las dimensiones de estas. Es también considerada como una de las cuatro fuerzas fundamentales del universo actualmente conocido. La fuerza electromagnética se presenta entre cargas y se producen por corrientes eléctricas. Estas fuerzas, son capaces de acelerar las cargas generando oscilaciones que permiten la propagación de estas mismas por el espacio. Esto hace posible transmitir energía de un punto a otro sin necesidad de un medio físico.

2.2 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

Las ondas electromagnéticas se clasifican en varios tipos, atendiendo a determinados rangos de sus frecuencias (Lemus, 2011). En dicho espectro abundan longitudes de ondas muy variadas. Existen frecuencias que van desde los 30 Hz o menores y que son relevantes en el estudio de ciertas nebulosas. Por otro lado, se conocen frecuencias cercanas a 2.9×10^{27} Hz, que han sido detectadas procedentes de fuentes astrofísicas. Por lo general, se clasifican las radiaciones electromagnéticas según su longitud de onda o de forma equivalente mediante frecuencia. De manera general es posible clasificarlas en: ondas de radio, microondas, infrarrojos, luz visible, luz ultravioleta, rayos X y los rayos gamma.

Las características de cada tipo de onda dependen de la frecuencia, longitud y energía a la que son transmitidas. Se puede decir que las ondas electromagnéticas de alta frecuencia tienen una longitud de onda corta y mucha energía, mientras que las ondas de baja frecuencia tienen una longitud de onda grande y poca energía.

El espectro electromagnético se divide en segmentos o bandas, aunque a veces esta división es inexacta. Por ejemplo, existen ciertas ondas que tienen una frecuencia, pero cuentan con varios usos, por lo que algunas frecuencias pueden llegar a quedar en algunas ocasiones incluidas en dos grupos. La tabla 1 muestra la división del espectro electromagnético según la frecuencia.

Tabla 1 Espectro electromagnético

Región del espectro	Rango de longitudes de onda (λ)	Rango de frecuencias (f)	Aplicaciones más habituales	observaciones
Onda larga	> 10 m	< 30 MHz	- Señales de radio (AM) - Comunicaciones submarinas	Se refleja en la ionosfera y, por lo tanto, pueden viajar grandes distancias. Por eso se ocupan para comunicar dos puntos lejanos de la tierra
Onda corta	10 cm – 10 m	30 MHz – 3 GHz	- señales de radio (FM) - señales de TV	no se reflejan en la ionosfera y, por lo tanto, solo se pueden utilizar para distancias cortas.
Microondas	1 mm – 10 cm	3 – 300 GHz	- radar - redes sin hilos (Wifi) - hornos de microondas	presentan mucha atenuación en la atmosfera y, por lo tanto, solo se pueden utilizar para distancias muy cortas.
Infrarrojos	700 nm – 1 mm	3×10^{11} – 4×10^{14} Hz	- termografías - visión nocturna - controles remotos	Emisión térmica.
Luz visible	400 – 700 nm	4×10^{14} – 7×10^{14} Hz	- instrumentos ópticos	radiación visible por el ojo humano y el de la mayoría de los seres vivos.
Ultravioletas	10- 400 nm	7×10^{14} – 3×10^{16} Hz	- medicina - espectrofotometría	la materia los absorbe muy fácilmente.
Rayos X	0,01 – 10 nm	3×10^{16} – 3×10^{19} Hz	- radiografía diagnóstica - cristalografía	generados por radiación de ionización, su longitud de onda está dentro de la escala de los átomos y los cristales atómicos.
Rayos γ	< 10^{-11} m	> 3×10^{19} Hz	- esterilización - radioterapia	generados por interacciones subatómicas.

2.3 RADIOFRECUENCIA

La radiofrecuencia no es más que un conjunto de frecuencias dentro del espectro electromagnético, usadas para telecomunicaciones, ampliamente usadas, pero con ciertos límites, lo cual causa la saturación y la interferencia de los canales.

El espectro radioeléctrico ocupa una parte relativamente pequeña del espectro electromagnético, las frecuencias van desde los 3 KHz a los 3000 GHz. Podría parecer un rango muy grande, pero actualmente con el auge de las telecomunicaciones se van creando dispositivos que van ocupando el ancho de estas frecuencias, provocando cada vez más la saturación del espectro radioeléctrico.

Dependiendo de la gama de frecuencias, éstas se dividen en diferentes bandas y sub bandas cuya aplicación va destinada a diversos servicios de telecomunicaciones como podrían ser la televisión, la geolocalización, transmisión inalámbrica de datos, radiodifusión, entre otras. Debido a la naturaleza limitada de este espectro, está regulado por los correspondientes estados. En la tabla 2 se puede observar la división del espectro radioeléctrico dependiendo de su aplicación.

2.4 USOS MÁS FRECUENTES

RFID (*Radio Frequency Identification*): Las etiquetas de radio identificación de baja frecuencia, se colocan en ciertas especies para mantener un control sobre su reproducción y/o migración, trabajan con ondas de larga longitud y con energía muy baja, por lo cual transmiten datos a cortas distancias. El rango va de los 125 KHz a los 148.5 KHz

Radio comercial: La radio comercial, la más usada hasta la llegada del Internet, es la frecuencia modulada (FM). Las emisoras de radio que trabajan con FM, más del 90% transmiten entre el rango de los 87 MHz a los 107 MHz.

NFC (*Near Field Communications*): Es una plataforma abierta pensada inicialmente para teléfonos y dispositivos móviles, diseñada para comunicaciones instantáneas. El rango de operación está situado en los 13.56 MHz, dicha banda no necesita licencia para poder usarla.

Televisión analógica: La televisión analógica actualmente está en desuso en varios países operaba en dos rangos de frecuencias. El primero, llamado VHF (*Very High Frequency*) que va de los 30 MHz a los 300 MHz, y UHF (*Ultra High Frequency*) que va de los 300 MHz a los 3 GHz.

Televisión digital: La televisión digital opera en el rango de UHF al igual que la analoga, pero lo aprovecha mucho mejor ya que por cada canal analógico puede emitir cuatro canales digitales.

Telefonía móvil: Los teléfonos celulares operan en frecuencias más altas. El servicio GSM emplea el rango de frecuencias de los 900 MHz, mientras que el 3G opera en los 1.8 GHz.

Wifi: Dependiendo del estándar adoptado, un dispositivo que emite información a través de wifi puede ocupar el rango de 2.4 GHz o 5 GHz.

Bluetooth: La tecnología de transmisión de datos por vía inalámbrica usada mucho actualmente opera también en los 2.4 GHz.

Hornos de microondas: Trabajan en el rango de los 2.45 GHz, por lo cual la señal del wifi se degrada cuando se encuentra cerca de uno de estos aparatos.

Telefonía fija inalámbrica: Los teléfonos inalámbricos modernos trabajan en el rango de los 5.8 GHz, pero se encuentran dispositivos antiguos que trabajan en la franja de los 2.4 GHz.

Control remoto: los mandos que controlan aparatos electrónicos como el televisor, el DVD, operan en un rango cercano al infrarrojo, es decir, en los 390 THz.

Tabla 2 División del espectro radioeléctrico

nombre	Abreviatura inglesa	Banda UIT	Frecuencias	Longitud de onda
			Inferior a 3 Hz	> 100.000 km
Extra baja frecuencia	ELF	1	3 – 30 Hz	100.000 km – 10.000 km
Super baja frecuencia	SLF	2	30 – 300 Hz	10.000 km – 1000 km
Ultra baja frecuencia	ULF	3	300 – 3000 Hz	1000 km – 100 km
Muy baja frecuencia	VLF	4	3 – 30 kHz	100 km – 10 km
Baja frecuencia	LF	5	30 – 300 kHz	10 km -1 km
Media frecuencia	MF	6	300 – 3000 kHz	1 km – 100 m
Alta frecuencia	HF	7	3 -30 MHz	100 m – 10 m
Muy alta frecuencia	VHF	8	30 – 300 MHz	10 m – 1 m
Ultra alta frecuencia	UHF	9	300 – 3000 MHz	1 m – 100 mm
Super alta frecuencia	SHF	10	3 – 30 GHz	100 mm – 10 mm
Extra alta frecuencia	EHF	11	30 – 300 GHz	10 mm – 1 mm
			Por encima de los 300 GHz	< 1 mm

2.5 REGULARIZACIÓN DE SU USO

Dependiendo de la aplicación que se requiera, se puede optar por una frecuencia u otra, dependiendo del alcance que se desee y el comportamiento frente al ruido y las interferencias, volviendo a cierto rango de frecuencias más solicitadas que otras. Además, los diferentes tipos de servicios requieren distintos márgenes (bandas de frecuencia) específicos. Por tal motivo, se hace necesario un marco regulatorio con normativas que minimicen los posibles conflictos que puedan surgir entre los usos y servicios en una misma banda de frecuencias.

Existe un organismo internacional encargado de regular el uso de las diferentes frecuencias radioeléctricas y promover normativas para que su gestión sea coherente. Para la gestión del espectro radioeléctrico, existe una serie de normas establecidas a nivel internacional por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT). Este organismo es el encargado de organizar el uso de las frecuencias radioeléctricas además de promover normativas que hagan

la gestión del espacio radioeléctrico más uniforme y eficiente, sin que el uso interfiera o perjudique sobre otros.

2.6 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS TRANSVERSALES

Se tiene que una onda es una perturbación que se propaga en un medio. Las partículas de ese medio no se desplazan con la onda, ellas oscilan o vibran. No hay transporte de materia, sino energía. Inicialmente cada partícula se encuentra en su punto de equilibrio, antes de que la onda incida sobre ella (TINS Básicos). La vibración de una partícula excita vibraciones semejantes en las partículas vecinas. Las ondas surgen siempre que un sistema es perturbado de su posición de equilibrio y la perturbación puede viajar o propagarse de una región del sistema a otro (Young & Freedman, 2009). Cuando son perpendiculares, la onda es transversal; cuando son paralelos, es longitudinal (López, 2006). La manera en que es propagada la energía eléctrica en una línea de transmisión es mediante ondas electromagnéticas transversales (TEM, *Transverse electromagnetic*). Dado que las ondas transversales solo se mueven a través de un material con cierta rigidez; las ondas transversales no pueden existir dentro de un fluido, porque las moléculas se eluden entre sí (Kirkpatrick & Francis, 2011). Una onda TEM es propagada principalmente en el dieléctrico que separa los dos conductores de una línea de transmisión. Por lo tanto, la onda es propagada a través de un medio. Para una onda transversal, la dirección del desplazamiento es perpendicular a la dirección de propagación. Una onda electromagnética (EM) es producida por la aceleración de una carga eléctrica. En un conductor, la corriente y el voltaje siempre se acompañan por un campo eléctrico E y un campo magnético H en la región vecina del espacio.

La figura 2a muestra las relaciones espaciales entre los campos E y H de una onda electromagnética. En la figura 2b se ven los cortes transversales de los campos E y H que rodean a una línea de dos alambres paralelos y una coaxial. Se puede ver que los campos E y H son perpendiculares (en ángulo de 90°) entre sí en todos los puntos. Esto se llama cuadratura espacial. Las ondas electromagnéticas que viajan por una línea de transmisión, de la fuente a la carga, se llaman ondas incidentes, y las que regresan de la carga a la fuente se llaman ondas reflejadas.

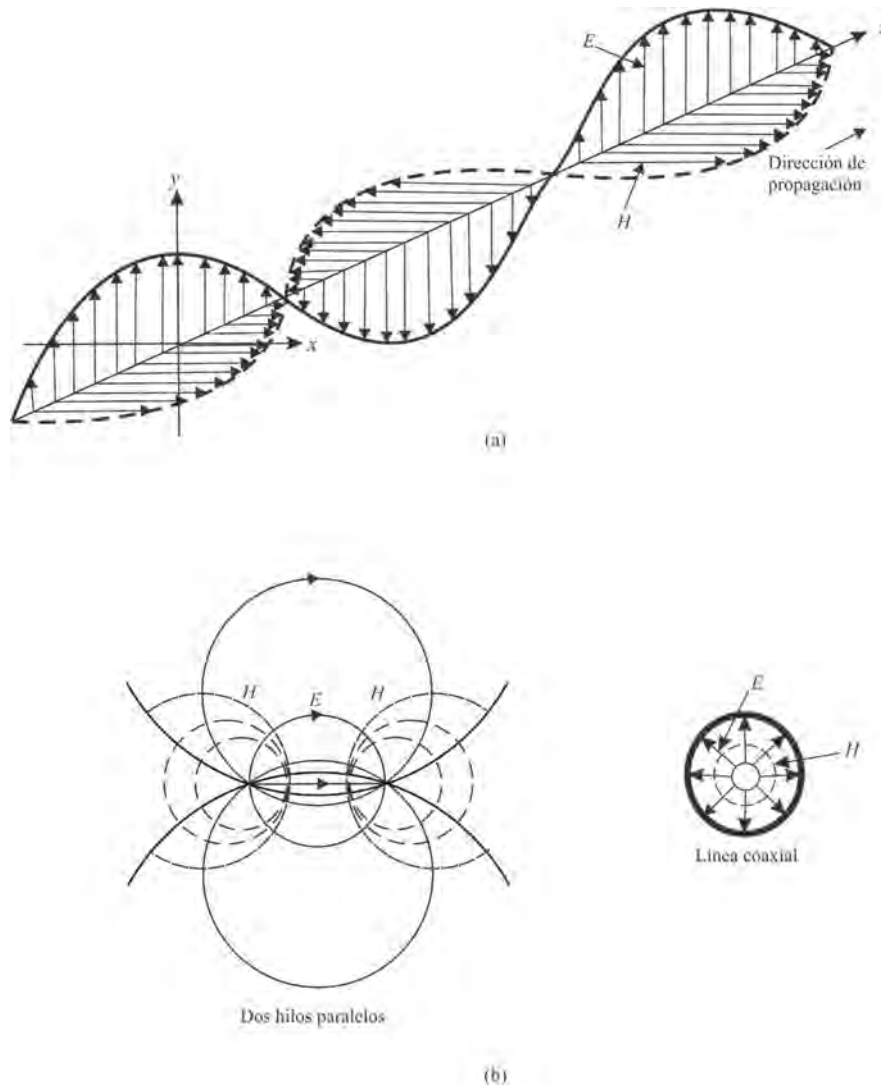


Figura 2 Vistas: (a) en perspectiva; (b) transversal indicando el desplazamiento relativo de los campos E y H en una línea de transmisión

2.6.1 Características de las ondas electromagnéticas

Las ondas electromagnéticas presentan ciertas características tales como:

- **Velocidad de la onda**

Las ondas pueden viajar a diferentes velocidades, en función del tipo de onda y de las características del medio de propagación. Las ondas sonoras viajan aproximadamente a 355 m/s en la atmosfera normal. Las ondas electromagnéticas viajan mucho más rápidas, en el vacío, las TEM viajan a la velocidad de la luz (3×10^8 m/s). Sin embargo, en el aire de la

atmosfera terrestre, viajan un poco más despacio, y por una línea de transmisión viajan con una velocidad aún menor.

- **Frecuencia y longitud de onda**

Dado que las oscilaciones de una onda electromagnética son periódicas y repetitivas, se caracterizan por su frecuencia. La frecuencia representa el número de oscilaciones que experimenta la partícula por unidad de intervalo de tiempo (Serway & Jewett Jr., 2008). La distancia de un ciclo en el espacio se llama *longitud de onda*, y se calcula con la siguiente ecuación fundamental

$$d = v \cdot t \quad (2.1)$$

Si se sustituye el tiempo de un ciclo (un periodo) en la ecuación anterior se obtiene la longitud de un ciclo, que se llama longitud de onda, y cuyo símbolo es la letra griega lambda minúscula (λ)

$$\lambda = v \times T \quad (2.2)$$

Y como $T = 1/f$

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.3)$$

En el espacio vacío $v = c$, por lo tanto, la longitud de un ciclo es

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{f \text{ ciclos/s}} \frac{\text{m}}{\text{ciclo}} \quad (2.4)$$

La figura 3 es una gráfica del desplazamiento y la velocidad de una onda transversal cuando se propaga en una línea de transmisión, de una fuente a una carga. El eje horizontal x , es la distancia, y el eje vertical y , es el desplazamiento. Una longitud de onda es la distancia que

ocupa un ciclo de la onda. Se ve que la onda se mueve hacia la derecha, o se propaga por la línea al paso del tiempo. Si se instala un multímetro en cualquier punto estacionario de la línea, el voltaje medido fluctuará desde cero hasta un máximo positivo, regresará a cero, pasará por un máximo negativo, regresará a cero y a continuación se repetirá el ciclo.

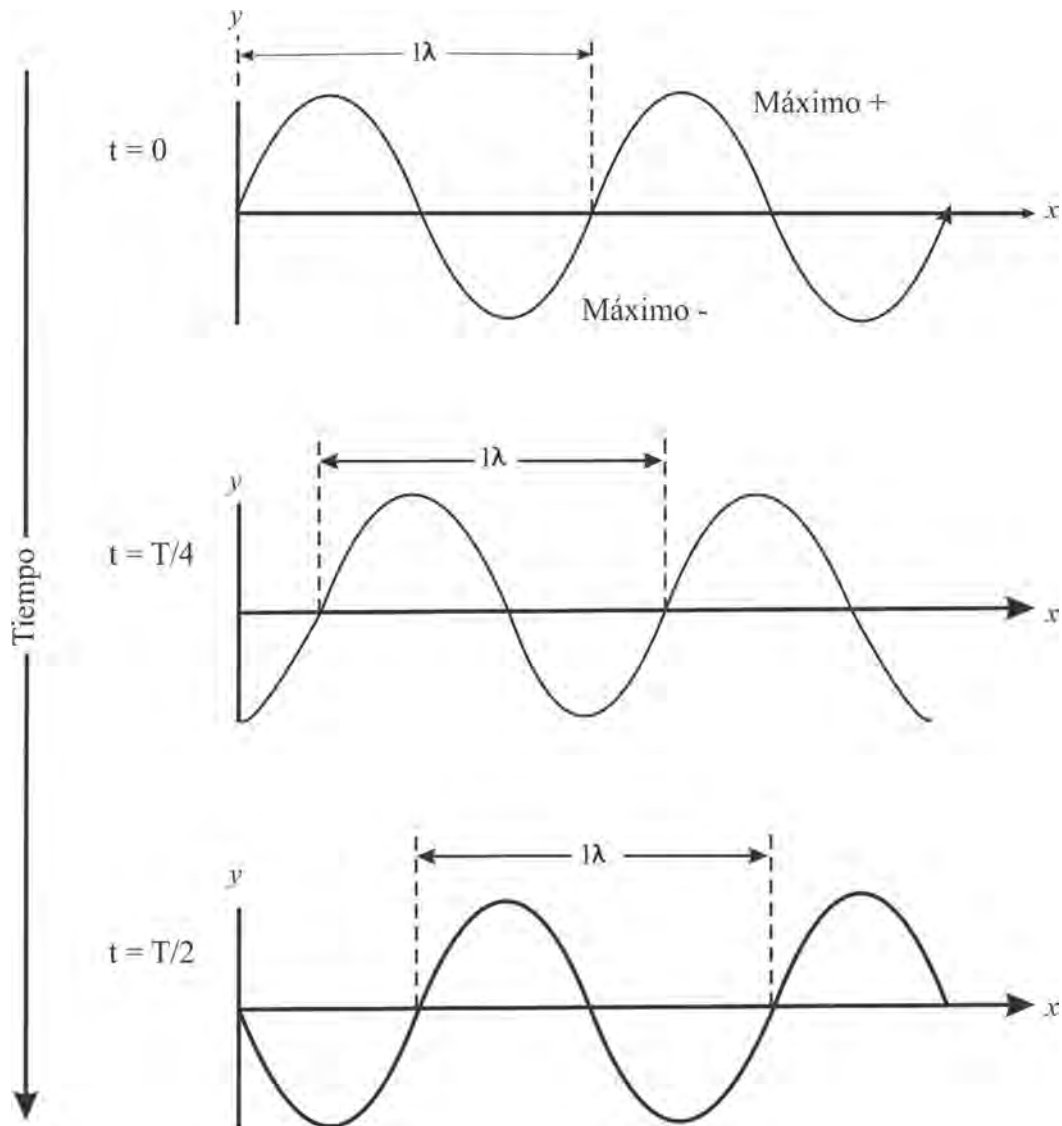


Figura 3 Desplazamiento y velocidad de una onda transversal al propagarse por una línea de transmisión

2.7 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión pone básicamente de dos o más conductores paralelos que conectan una fuente con una carga (Sadiku, 2003). La distancia de separación entre los dos conductores es pequeña en comparación con la longitud de onda de la señal que se propaga (Cheng, 2014).

En las telecomunicaciones, las líneas de transmisión son las encargadas de llevar señales telefónicas, datos de una computadora a otra o a un servidor, señales de televisión en sistemas de televisión por cable y señales de un transmisor a una antena o de una antena a un receptor. Las líneas de transmisión son enlaces importantes en cualquier sistema ya que son las encargadas de transportar la información de un medio a otro. Son más que tramos de cable o alambre. No es suficiente con utilizar un cable o hilo eléctrico para conectar una fuente y un aparato, se necesita que el cable esté adaptado a la señal a la que se quiere propagar y al aparato al que se va a conectar. En las líneas de transmisión lo que se hace es analizar cómo se propaga una forma de onda de corriente o voltaje. Como toda onda, esta se propaga y se puede reflejar total o parcialmente contra los elementos del circuito.

2.7.1 Longitud de una línea de transmisión

En las líneas de transmisión, un parámetro muy importante es la longitud de la línea respecto a la longitud de la onda. Se considera que una línea de transmisión es eléctricamente corta cuando su longitud física es corta en comparación con una cuarta parte de la longitud de onda de la energía que debe transportar; y se considera que una línea de transmisión es eléctricamente larga cuando su longitud física es larga en comparación con una cuarta parte de la longitud de onda de la energía que debe transportar. Se debe entender que los términos “corto” y “largo” son relativos. Por ejemplo, una línea que tiene una longitud física de tres metros se considera eléctricamente corta si transmite una radiofrecuencia de 30 KHz. Por otra parte, la misma línea de transmisión se considera eléctricamente larga si transmite una frecuencia de 30 GHz.

En los circuitos en los que la longitud de la onda es mayor a la longitud eléctrica del circuito no se puede aplicar el concepto de línea de transmisión, en este caso se utiliza la teoría de circuitos.

Existen dos requerimientos principales en una línea de transmisión:

- 1) La línea deberá introducir la menor cantidad posible de atenuación y distorsión a la señal
- 2) La línea no deberá radiar señal alguna como energía radiada

Eléctricamente, toda línea de transmisión puede ser modelada por elementos distribuidos:

Resistencia e inductancia son asociadas con el conductor; capacitancia y conductancia se asocian con el dieléctrico.

2.7.2 Clasificación de las líneas de transmisión

Suponiendo que la línea de transmisión está orientada con su eje a lo largo del eje z (dirección de propagación de la onda), los modos pueden clasificarse como:

1. Modo transversal electromagnético (TEM): los campos eléctrico y magnético son transversales a la dirección de propagación de la onda sin componentes longitudinales [$E_z = H_z = 0$].
2. Modo cuasi-TEM: Modos que se aproximan a los modos TEM verdaderos para frecuencias suficientemente bajas.

$$\lim_{f \rightarrow 0} E_z = \lim_{f \rightarrow 0} H_z = 0$$

3. Modos de guía de onda: Tanto E_z , H_z o ambos no son cero. Los modos de guía de onda se propagan sólo por encima de ciertas frecuencias de corte. Los modos de guía de ondas son generalmente indeseables en las líneas de transmisión dado que normalmente se opera con líneas de transmisión a frecuencias por debajo de la frecuencia de corte. A diferencia de los modos de guía de onda, los modos TEM tienen una frecuencia de corte de cero.

2.8 TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión está formada por al menos dos conductores. Los conductores se encuentran en un medio dieléctrico, es decir, aislante. Se tiene que la disposición de los dos conductores es siempre igual.

2.8.1 Líneas de transmisión bifilares

El cable bifilar no es más que un cable de dos conductores que están paralelamente unidos mediante un material dieléctrico, es decir, que la distancia entre los dos conductores en todo momento es la misma a lo largo de la línea de transmisión. Los cables bifilares perfectos no irradian, ya que los campos magnéticos de los conductores paralelos son de sentido opuesto; al cancelarse, no emiten radiación electromagnética.

A su vez, las líneas bifilares están subdivididas en diferentes grupos tales como:

- **Líneas de transmisión de conductores paralelos**

Se trata de una línea de transmisión de cable abierto. Consiste simplemente de dos cables paralelos, separados solo por aire y espaciados uno muy cerca del otro sin tocarse como se puede observar en la figura 4. Los espaciadores no conductivos se colocan a intervalos constantes para apoyarse y mantenerse a la distancia, entre la constante de los conductores. La distancia entre los dos conductores por lo general se encuentra entre 5 y 15 cm.

El dieléctrico simplemente es el aire que se encuentra entre y alrededor de los dos conductores por los cuales se propaga la onda electromagnética. La única ventaja real de este tipo de línea de transmisión es su fácil construcción. Dicha línea de transmisión cuenta con varias desventajas tales como las pérdidas por radiación debido a que no cuenta con cubiertas y la susceptibilidad a recoger ruido.

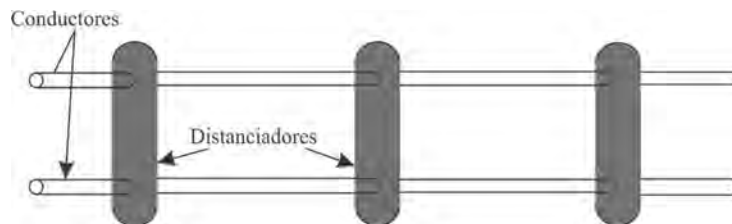


Figura 4 Líneas de transmisión de conductores paralelos

- **Cable cinta**

Dichos cables son otra forma de línea de transmisión para un conductor paralelo de dos cables, separados por una cinta de polietileno. Los cables de cinta son esencialmente una línea de transmisor de cable abierto exceptuando que los espaciadores entre los dos conductores se reemplazan con un dieléctrico sólido continuo. Esto asegura la separación uniforme a lo largo de todo el cable, la cual es una característica deseable. Generalmente la distancia entre los dos conductores es de 8 mm.

Los cables de cinta son frecuentemente usados para la TV. Los materiales dieléctricos más comunes son el teflón y el polietileno.

- **Líneas de par trenzado**

Una línea de par trenzado consiste en cables formados por hilos de cobre recubiertos de plata y rodeados por un aislador. Los cables son trenzados de a pares para disminuir la interferencia, y cada par forma un circuito por el cual pueden ser transmitidos datos. Entonces, la línea está compuesta por un grupo de uno o más pares.

Este tipo de línea de transmisión se conoce como UTP (*Unshielded Twisted Pair*) y es el tipo más común de línea usada en redes computacionales. Para una mayor protección ante interferencias (particularmente el rechazo a modo común y la diafonía entre líneas) los pares son rodeados con una pantalla metálica, esta línea se conoce como STP (*Shielded Twisted Pair*). Las aplicaciones tanto de UTPs como de STPs pueden ser en instrumentación electrónica, aviones y aplicaciones críticas de transmisor de datos.

La ANSI/EIA (*American National Standards Institute/Electronic Industries Association*) clasifica los UTPs y STPs de acuerdo con sus características y calidad constructivas como se puede observar en la siguiente tabla.

Tabla 3 Categorías de los cables UTP

Categoría	Máxima velocidad de datos	Aplicación usual
CAT 1	Hasta 1 Mbps	Voz análoga (telefonía tradicional).
CAT 2	Hasta 4 Mbps	Sistema de cableado de IBM para redes Token Ring.
CAT 3	Hasta 16 Mbps	Transmisión de voz y datos sobre Ethernet 10BASE-T. es el tipo de cable más común en instalaciones corporativas antiguas.
CAT 4	Hasta 20 Mbps	Solamente en Token Ring de 16 Mbps. Cuatro pares de cables.
CAT 5	Hasta 100 Mbps	Transmisión de voz y datos sobre Ethernet 10BASE-T, 100BASE-T4 y 100BASE-TX. Es el tipo de cable más común en instalaciones nuevas y contiene 4 pares de cables.
CAT 6	Hasta 10 Gbps	Redes LAN 10Gigabit Ethernet

- **Par de cables protegidos con armadura**

Frecuentemente son encerradas las líneas de transmisión de dos cables paralelos en una malla metálica conductiva para reducir las pérdidas por radiación e interferencia. Dicha malla es conectada a tierra y actúa como una protección. La malla también evita que las señales se propaguen más allá de sus límites y evita que la interferencia electromagnética llegue a los conductores de señales.

2.8.2 Líneas de transmisión coaxial o concéntrica

Las líneas de transmisión de conductores paralelos son apropiadas para aplicaciones donde se transmiten señales de baja frecuencia. Sin embargo, cuando se trata de transmitir frecuencias altas, sus pérdidas por radiación y pérdidas dieléctricas, así como la susceptibilidad a la interferencia externa son excesivas. Dicho esto, los conductores coaxiales son utilizados extensamente para aplicaciones de alta frecuencia, reduciendo las pérdidas y aislando las trayectorias de transmisión.

El cable coaxial básico está formado por un conductor central rodeado por un conductor exterior concéntrico (distancia uniforme del centro). En frecuencias de operación relativamente altas, el conductor externo proporciona una excelente protección contra

interferencias externas. Además, el conductor externo de un cable coaxial por lo general está unido a tierra, lo que limita su uso a las aplicaciones desbalanceadas.

Se puede dividir los cables coaxiales en dos tipos: líneas rígidas llenas de aire y líneas sólidas flexibles, en la cual el material aislante es un material de polietileno sólido no conductor que proporciona soporte, así como aislamiento eléctrico entre el conductor interno y el externo. El conductor interno es un cable de cobre flexible que puede ser sólido o hueco.

Los cables coaxiales rígidos llenos de aire son relativamente caros de fabricar, y el aislante de aire tiene que estar relativamente libre de humedad para minimizar las pérdidas.

Los cables coaxiales sólidos tienen pérdidas mayores, pero, son más fáciles de construir, de instalar y de dar mantenimiento. Ambos tipos de cables coaxiales son relativamente inmunes a la radiación externa, ellos en sí irradian muy poco, y pueden operar a frecuencias más altas que sus contrapartes de cable paralelos. Las desventajas básicas de las líneas de transmisión coaxial es que son caras y tienen que utilizarse en el modo desbalanceado.

2.9 CARACTERÍSTICAS DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Las características de una línea de transmisión son determinadas por sus propiedades eléctricas, como la conductancia de los cables y la constante dieléctrica del aislante, así como sus propiedades físicas, tales como el diámetro del cable y los espacios del conductor.

Dichas propiedades, a su vez, determinan las constantes eléctricas primarias, las cuales son:

- Resistencia de CD en serie (R)
- Inductancia en serie (L)
- Capacitancia de derivación (C)
- Conductancia de derivación (G)

Los fenómenos de resistencia e inductancia ocurren a lo largo de la línea, mientras que la capacitancia y la conductancia ocurre entre los dos conductores. Las constantes primarias son distribuidas de manera uniforme a lo largo de la línea, por tal motivo se les llama comúnmente parámetros distribuidos. Los parámetros distribuidos son agrupados por una

longitud unitaria dada, para formar un modelo eléctrico artificial de la línea. En la figura 5 se puede observar un diagrama de una línea de transmisión, así como sus propiedades

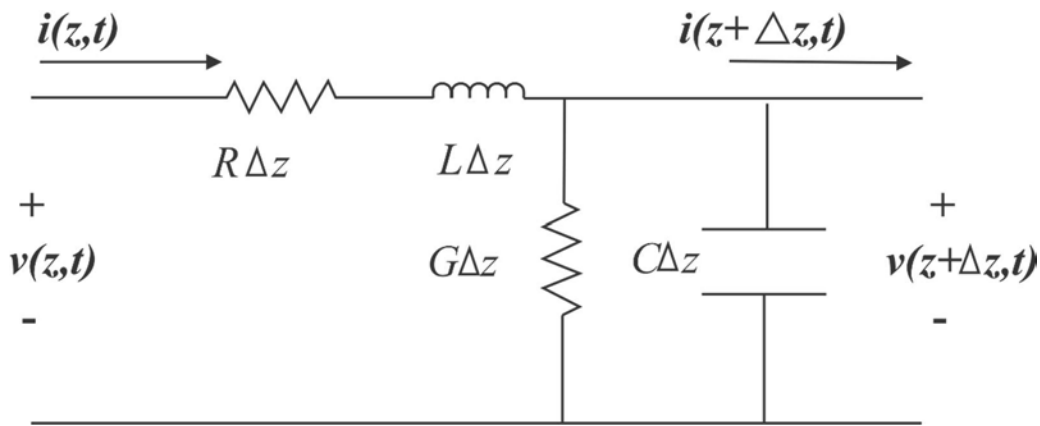


Figura 5 R, L, C y G : resistencia, inductancia, capacitancia y conductancia por unidad de longitud

Si la longitud de onda de la señal a transmitir es menor a la longitud del cable, el voltaje y la corriente variarían continuamente. La corriente a través de los elementos es función de la posición y no pueden ser representados por componentes discretos.

Las características de una línea de transmisión son llamadas constantes secundarias y se determinan con las cuatro constantes primarias. Las constantes secundarias son las siguientes: impedancia característica y constante de propagación.

2.9.1 Impedancia característica

La impedancia característica de una línea de transmisión, denominada Z_0 , es una cantidad compleja expresada en ohm y proviene de la existencia de una sucesión de inductancias y capacitancias en la línea. Su valor aproximado es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.5)$$

Donde L representa la inductancia y C representa a la capacitancia por unidad de longitud. Dicha impedancia equivale a una resistencia pura que absorberá toda la potencia suministrada

por el generador. Si se supone una línea ideal sin pérdidas, la manera en que se consume la potencia es trasladándose hacia el otro extremo de la línea, que como está en el infinito no llega nunca, por lo cual el generador “ve” la línea como si esta fuera una resistencia.

La impedancia característica es dependiente de la inductancia de los conductores y de la capacidad entre ellos. Así, mientras mayor sea el diámetro de un conductor, presentará menor inductancia por unidad de longitud y cuanto mayor sea la distancia entre los dos, poseerán menor capacitancia. Por lo tanto, dos conductores de un diámetro pequeño y que tengan gran separación tendrán impedancia alta ya que L será grande y C pequeña con lo que $\frac{L}{C}$ será grande. Viceversa, dos conductores de un diámetro grande y de pequeña separación, tienen impedancia característica baja ya que L es pequeña y C es grande, por lo que $\frac{L}{C}$ será pequeña.

- **Cálculo de impedancia característica en conductores paralelos**

En la figura 6 se puede observar los valores que se necesitan en conductores paralelos para poder calcular la impedancia característica de la línea.

Para calcular Z_0 en una línea de transmisión de conductores paralelos se utiliza la siguiente fórmula:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \log \frac{2s}{d}, \quad (2.6)$$

donde:

s = separación de los conductores

d = diámetro de los conductores

ϵ_r = constante dieléctrica

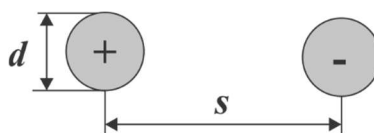


Figura 6 Diámetro y separación de los conductores paralelos

- **Cálculo de impedancia característica en coaxial**

En la figura 7 se puede observar los valores que se necesitan en un cable coaxial para poder calcular la impedancia característica de la línea.

Para calcular Z_0 en una línea de transmisión coaxial se utiliza la siguiente formula:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \log \frac{D}{d}, \quad (2.7)$$

donde:

d = diámetro del conductor central

D = diámetro de la malla externa

ϵ_r = constante dieléctrica

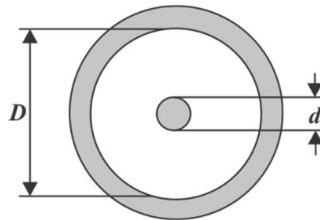


Figura 7 Diámetro del conductor central (d), diámetro de la malla externa (D)

- **Cálculo de impedancia característica de un solo conductor**

En la figura 8 se puede observar los valores que se necesitan en una línea de un solo conductor para poder calcular la impedancia característica de la línea.

Para calcular Z_0 de un solo conductor cerca de tierra se utiliza la siguiente formula:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \times \log \frac{4h}{d}, \quad (2.8)$$

donde:

d = diámetro del conductor central

h = distancia del conductor a tierra

ϵ_r = constante dieléctrica

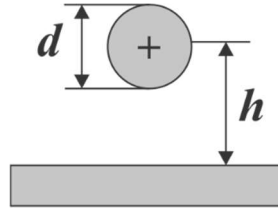


Figura 8 Un solo conductor cercano a tierra

2.9.2 Constante de propagación

La constante de propagación es utilizada para expresar la atenuación que sufre una línea de transmisión, así como el desplazamiento de fase por unidad de longitud. Conforme una onda recorre la línea de transmisión, se ve reducida su amplitud con la distancia viajada. Para determinar la reducción en voltaje o corriente en la distancia conforme una onda electromagnética es propagada a lo largo de la línea de transmisión se utiliza la constante de propagación. Así, en una línea infinitamente larga, toda la potencia incidente es disipada en la resistencia que opone el cable, conforme la onda se va propagando a lo largo de la línea. Por lo tanto, con una línea de transmisión que se ve infinitamente larga, la cual termina en una carga acoplada ($Z = ZL$), la energía no es reflejada nuevamente a la fuente. La fórmula matemática de la constante de propagación es:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (2.9)$$

donde:

α = coeficiente de atenuación (nepers¹ por metro)

β = coeficiente de desplazamiento de fase (radianes por metro)

La constante de propagación es una cantidad compleja definida por:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \quad (2.10)$$

donde:

$$j\omega L = X_L \quad ; \quad j\omega C = \frac{1}{X_C} \quad ; \quad G = \frac{1}{R}$$

Dado que un desplazamiento de fase de dos radianes ocurre sobre una distancia de una longitud de onda

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.11)$$

A frecuencias de radio e intermedias $\omega L > R$ y $\omega C > G$ por lo tanto

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (2.12)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.13)$$

¹ Nota: Neper = dB, pero con log neperianos – base e

2.9.3 Factor de velocidad

Se debe tener una consideración muy importante cuando se trata de transmitir una señal a través de líneas de transmisión y esta es que la velocidad de transmisión es más lenta que la velocidad de una señal en el espacio libre por una fracción llamada factor de velocidad.

En la tabla 4 se puede observar los diferentes factores de velocidad dependiendo del material dieléctrico utilizado.

El factor de velocidad está dado por la formula

$$V_f = \frac{V_p}{c}, \quad (2.14)$$

donde:

V_f = factor de velocidad

V_p = velocidad real de propagación

c = velocidad de propagación a través del espacio libre, $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$

La velocidad a la que viaja una onda electromagnética en una línea de transmisión depende de la constante dieléctrica del material aislante que separa los dos conductores. El factor de velocidad puede ser obtenido con la siguiente formula:

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.15)$$

donde ϵ_r es la constante dieléctrica de un material dado (permeabilidad del material relativo a la permeabilidad del vacío, la relación ϵ/ϵ_0).

La constante dieléctrica se trata simplemente de la permeabilidad relativa del material. La constante dieléctrica relativa del aire es 1.06 mientras que la de algunos materiales comúnmente utilizados en las líneas de transmisión varían de 1.2 a 2.8, dando factores de velocidad entre 0.6 y 0.9.

Tabla 4 Factores de velocidad y constantes dieléctricas para diversos materiales

Material	V_f en %	ϵ_r
Aire	0,95 – 0,975	1,06
Hule	0,56 – 0,65	2,77
Polietileno	0,66	2,29
Espuma de polietileno	0,80	1,56
Teflón	0,70	2,04
Espuma de teflón	0,82	1,48
Pins de teflón	0,81	1,52
Espiral de teflón	0,81	1,52

Los capacitores almacenan energía eléctrica y los inductores almacenan energía magnética. Se necesita cierta cantidad finita de tiempo para que un capacitor o inductor tome o dé energía. Por lo tanto, la velocidad a la que se propaga una onda electromagnética a través de una línea de transmisión varía con la capacitancia y con la inductancia del cable. Por lo cual, la capacitancia, inductancia y la velocidad de propagación están relacionadas matemáticamente por la fórmula:

$$v \times t = d, \quad (2.16)$$

donde:

$$V_p = \frac{\text{distancia}}{\text{tiempo}} = \frac{d}{t}$$

Substituyendo el tiempo:

$$V_p = \frac{D}{\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

2.9.4 Longitud eléctrica de una línea de transmisión

Al analizar el comportamiento en una línea de transmisión, se debe tener en consideración la longitud de la línea relativa a la longitud de onda que será propagada a lo largo de ella. En longitudes de onda grandes (frecuencias bajas), el voltaje a lo largo de la línea permanece

relativamente constante. No obstante, a frecuencias altas, pueden encontrarse varias longitudes de onda de la señal en la línea al mismo tiempo.

Dicho esto, en una línea se pueden encontrar diferentes voltajes a lo largo de ella, por lo que la longitud de una línea de transmisión se da en longitudes de onda, en lugar de dimensiones lineales. Los fenómenos de líneas de transmisión se aplican a las líneas largas. Una línea de transmisión se define larga si su longitud excede una dieciseisava parte de una longitud de onda; de no ser así se considera corta. Por lo tanto, una longitud dada de línea de transmisión pudiera aparecer corta en una frecuencia y larga en otra.

2.10 PERDIDAS EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Las líneas de transmisión son consideradas totalmente sin pérdidas para efecto de análisis, pero en la vida real esto no sucede, la potencia se va perdiendo en la línea de transmisión a medida que la señal avanza a lo largo de ella. En la figura 9 se puede observar una estimación de la pérdida en una línea ideal contra las pérdidas de una línea real. Las formas en que la potencia se pierde en una línea de transmisión son:

- Pérdidas del conductor
- Pérdida por radiación
- Pérdida por el calentamiento del dieléctrico
- Pérdida por acoplamiento y descarga luminosa (corona)

Siendo las más comunes pérdida por calentamiento del conductor y pérdidas en el dieléctrico.

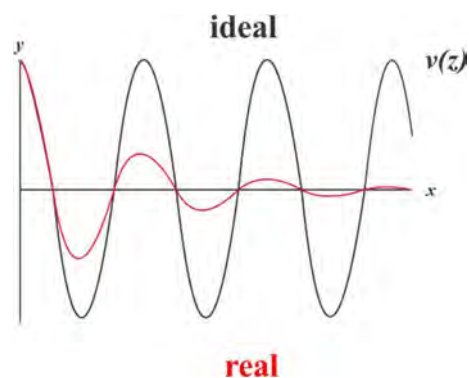


Figura 9 Pérdidas a lo largo de una línea ideal y una línea real. Eje y representa la potencia de la señal; eje x representa el desplazamiento de la señal

2.10.1 Pérdidas del conductor

Dado que todos los materiales conductores tienen cierta resistencia finita, existe una pérdida de potencia inherente e inevitable. A este fenómeno se le conoce como pérdida del conductor o pérdida por calentamiento del conductor, simplemente es una pérdida por calentamiento.

Una medida que se puede tomar para reducir las pérdidas del conductor es acortando la línea de transmisión, o utilizar un cable de diámetro más grande, considerando que cambiar el diámetro del cable hace que la impedancia característica cambie, y como consecuencia la corriente también cambiará.

2.10.2 Pérdida por radiación

Las pérdidas por radiación se producen debido a que los campos electromagnéticos del conductor provocan que este se comporte como una antena e irradie energía hacia el exterior.

La cantidad radiada de energía dependerá de:

- Material dieléctrico utilizado
- Distancia entre conductores
- Longitud de la línea

2.10.3 Pérdida por calentamiento del dieléctrico

Dada la diferencia de potencial que existe entre los dos conductores, se produce un efecto capacitivo que provoca el calentamiento del dieléctrico. Las pérdidas varían dependiendo del espesor del dieléctrico, el tipo y de la frecuencia a la que se emplee. Mientras más delgado sea el material dieléctrico utilizado y más alta sea la frecuencia, mayores serán las pérdidas. El mejor dieléctrico es el aire, dada sus bajas pérdidas por calentamiento.

2.10.4 Pérdida por acoplamiento

Las pérdidas por acoplamiento se dan cuando se conectan dos líneas de transmisión o cuando se hace una conexión de o hacia la línea. Las conexiones mecánicas son discontinuas, lo que provocan que se calienten, irradien energía y disipen potencia.

2.10.5 Perdida por efecto corona

Las pérdidas por corona (o descarga) es una descarga luminosa y se producen cuando la diferencia de potencial entre los dos conductores supera la tensión de ruptura del material dieléctrico, generando una descarga entre un conductor y otro.

2.11 ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS

Una línea de transmisión ordinaria es bidireccional, esto quiere decir que la potencia puede propagarse en ambas direcciones. El voltaje propagado desde la fuente hacia la carga se le llama voltaje incidente. El voltaje propagado desde la carga hacia la fuente se llama voltaje reflejado. De igual forma, existen corrientes incidentes y reflejadas. El voltaje y la corriente incidentes siempre están en fase para una impedancia característica resistiva. Para una línea infinitamente larga, toda la potencia incidente se almacena por la línea y no hay potencia reflejada. Además, si la línea se termina en una carga totalmente resistiva, igual a la impedancia característica de la línea, la carga absorbe toda la potencia incidente. Se puede definir que, la potencia reflejada es la porción de la potencia incidente que no fue absorbida por la carga, por lo que la potencia reflejada nunca puede exceder la potencia incidente. En la figura 10 se puede observar un diagrama de la parte de la onda incidente y la onda reflejada.

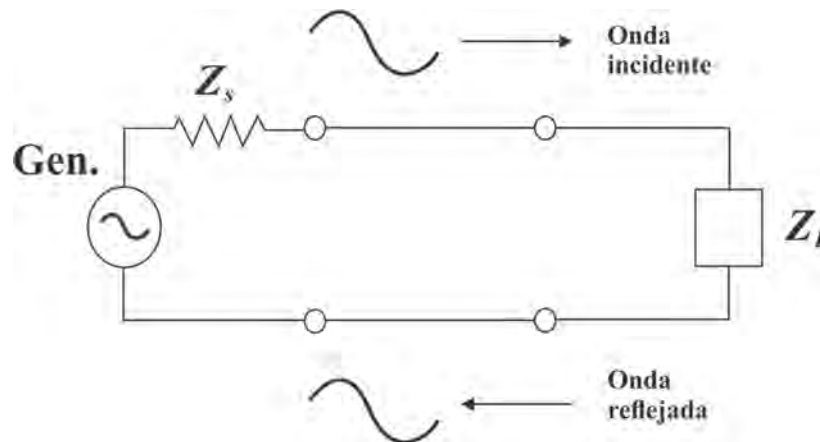


Figura 10 Ondas incidentes y reflejadas

2.11.1 Líneas resonantes y no resonantes

Una línea de transmisión sin potencia reflejada se llama línea no resonante o plana. En una línea plana, la corriente y el voltaje permanecen constantes, a través de su longitud, suponiendo que es una línea ideal y no existen pérdidas. Cuando la carga es un cortocircuito o circuito abierto toda la potencia incidente se refleja nuevamente hacia la fuente.

Si la fuente se reemplazara con un circuito abierto o cortocircuito y la línea no tuviera pérdidas, la energía que está presente en la línea se reflejaría de un lado a otro, entre las terminaciones de la carga y la fuente. Esto se llama línea resonante. En la línea resonante, la energía se transfiere en forma alternada entre los campos magnéticos y eléctricos de la inductancia y la capacitancia distribuidas.

2.11.2 Coeficiente de reflexión

Según señala Tomasi, El coeficiente de reflexión es “una cantidad vectorial que representa la relación del voltaje reflejado entre el voltaje incidente, o la corriente reflejada entre la corriente incidente.” (2010). Matemáticamente, el coeficiente de reflexión, representado por Γ (gamma mayúscula) se expresa:

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} \text{ o } \frac{I_r}{I_i}, \quad (2.18)$$

donde:

Γ = coeficiente de reflexión (adimensional)

E_i = voltaje incidente (volts)

E_r = voltaje reflejado (volts)

I_i = corriente incidente (amps)

I_r = corriente reflejada (amps)

2.12 ONDAS ESTACIONARIAS

En una línea de transmisión toda la potencia incidente es absorbida por la carga cuando $Z_0 = Z_L$. A esto se le conoce como *línea compensada*. Cuando $Z_0 \neq Z_L$, algo de la potencia incidente es absorbida por la carga y algo se refleja a la fuente. A esto se le conoce como *línea no compensada* o *línea descompensada*. En una línea no compensada hay dos ondas electromagnéticas que viajan al mismo tiempo en direcciones opuestas. Dichas ondas establecen un patrón de interferencias llamada onda estacionaria. En la figura 11 se puede observar la formación de una onda estacionaria en una línea de transmisión con $Z_0 \neq Z_L$

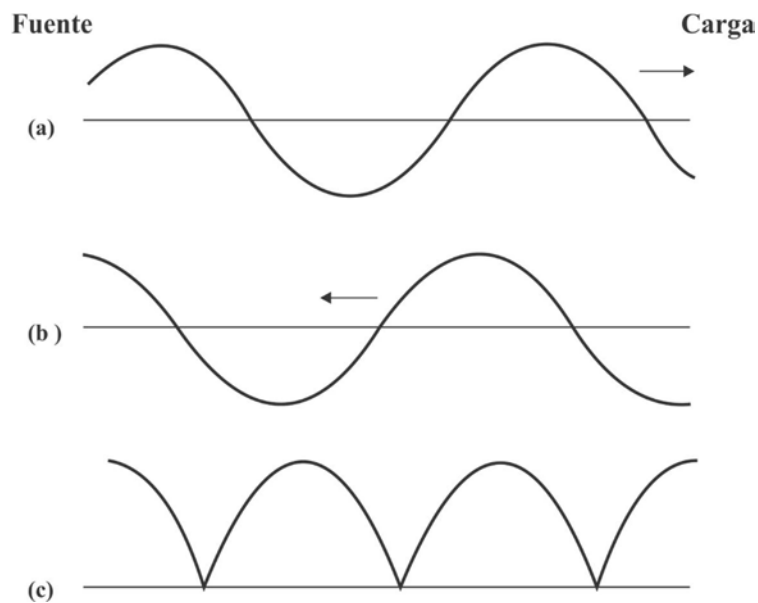


Figura 11 Formación de una onda estacionaria en una línea de transmisión: (a) onda incidente; (b) onda reflejada; (c) onda estacionaria

2.12.1 Relación de onda estacionaria

La relación del voltaje máximo al voltaje mínimo, o de la corriente máxima entre la corriente mínima de una onda estacionaria en una línea de transmisión, es lo que se define como relación de onda estacionaria (SWR, de Standing-Wave Ratio). También se le conoce como relación de voltajes de onda estacionaria (VSWR, *Voltage Standing-Wave Ratio*). La ecuación correspondiente es:

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (2.19)$$

Los máximos de voltaje (V_{\max}) se presentan cuando las ondas incidentes y reflejadas están en fase (es decir, sus máximos pasan por el mismo punto de la línea, con la misma polaridad) y los mínimos de voltaje (V_{\min}) se presentan cuando las ondas incidente y reflejada están desfasadas 180° . Las descripciones matemáticas V_{\max} y V_{\min} son

$$V_{\max} = E_i + E_r \quad (2.19a)$$

$$V_{\min} = E_i - E_r \quad (2.19b)$$

Por lo tanto, la ecuación 2.19 se puede escribir como sigue

$$SWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{E_i + E_r}{E_i - E_r} \quad (2.20)$$

En esta ecuación puede verse que cuando las ondas incidente y reflejada tienen igual amplitud (descompensación total), $SWR = \infty$. Es el peor de los casos. También en la ecuación 2.20 se puede ver que cuando no hay onda reflejada ($E_r = 0$), $SWR = E_i/E_i$, es decir 1. Este caso se presenta cuando $Z_o = Z_L$ y es el caso ideal.

Se puede expresar la relación de onda estacionaria en función de Γ . Si se reordena la ecuación 2.19 se tiene que

$$\Gamma E_i = E_r \quad (2.21)$$

Se sustituye en la ecuación 2.20 y se obtiene

$$SWR = \frac{E_i + E_i \Gamma}{E_i - E_i \Gamma} \quad (2.22)$$

Se saca E_i como factor común

$$SWR = \frac{E_i(1+\Gamma)}{E_i(1-\Gamma)} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (2.23)$$

Se desarrolla por producto cruzado como sigue

$$SWR(1-\Gamma) = 1+\Gamma$$

$$SWR - SWR\Gamma = 1+\Gamma$$

$$SWR = 1+\Gamma + (SWR)\Gamma$$

$$SWR - 1 = \Gamma(1 + SWR) \quad (2.24)$$

$$\Gamma = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \quad (2.25)$$

2.12.2 Ondas estacionarias en una línea abierta

Cuando las ondas incidentes de voltaje y corriente llegan a una terminación abierta, nada de la potencia es absorbida; es reflejada nuevamente por todo el trayecto hasta la fuente. La onda de voltaje incidente se refleja en la forma exacta como si fuera a continuar por una línea infinitamente larga. Sin embargo, la corriente incidente se refleja invertida 180° respecto a cómo hubiera continuado si la línea no estuviera abierta. Conforme pasen las ondas incidentes y reflejadas, las ondas estacionarias se producen en la línea. En la figura 12 se puede observar las ondas estacionarias de voltaje y de corriente, en una línea de transmisión que está terminada en un circuito abierto.

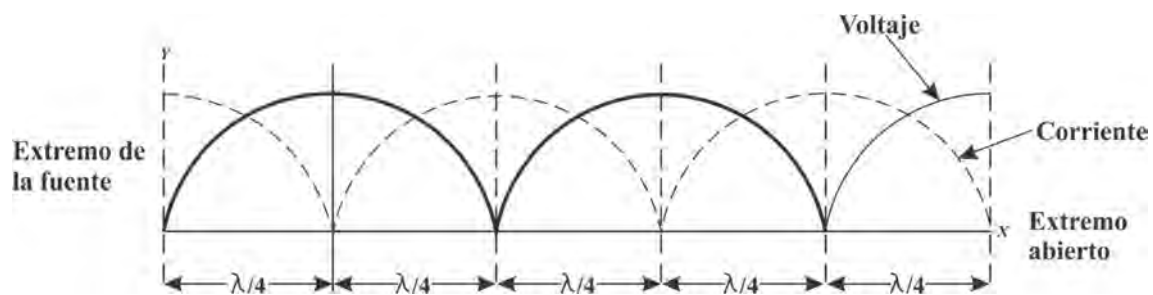


Figura 12 Ondas estacionarias de voltaje y de corriente en una línea de transmisión que termina en circuito abierto

Se puede observar que la onda estacionaria de voltaje tiene un valor máximo, en la terminación abierta, y una longitud de onda de un cuarto de valor mínimo en el circuito

abierto. La onda estacionaria de corriente tiene un valor mínimo, en la terminación abierta, y una longitud de onda de un cuarto de valor máximo en el circuito abierto.

También se puede observar en la figura que las ondas estacionarias de voltaje y corriente se repiten cada mitad de longitud de onda. La impedancia en el extremo abierto es $Z = V_{max}/I_{min}$ y es máxima allí. La impedancia a un cuarto de longitud de onda de la abertura es $Z = V_{min}/I_{max}$ y es mínima allí. En consecuencia, a un cuarto de longitud de onda se presenta una inversión de impedancia, y hay otras inversiones de impedancia a cada cuarto de longitud de onda.

Las características de una línea de transmisión terminada en un circuito abierto pueden resumirse como sigue:

- la onda incidente de voltaje se refleja de nuevo exactamente como si fuera a continuar (sin inversión de fase).
- La onda incidente de la corriente se refleja nuevamente 180° de cómo habría continuado.
- La suma de las formas de ondas de corriente reflejada e incidente es mínima a circuito abierto.
- La suma de las formas de onda de tensión reflejada e incidente es máxima a circuito abierto.

2.12.3 Ondas estacionarias en una línea en cortocircuito

De igual manera que en la línea abierta, la carga no absorbe potencia alguna cuando la línea de transmisión termina en un cortocircuito. Sin embargo, con una línea en corto, el voltaje incidente y las ondas de corriente se reflejan, nuevamente de la manera opuesta, la onda de voltaje es reflejada 180° invertidos de cómo habría continuado en una línea infinitamente larga, y la onda de corriente se refleja exactamente de la misma manera como si no hubiera corto.

Las características de una línea de transmisión terminada en corto pueden resumirse de la siguiente manera:

- La onda estacionaria de voltaje se refleja y se invierte 180° respecto a la forma en que continuaría.
- La onda estacionaria de corriente se refleja del mismo modo que si hubiera continuado.
- La suma de las formas de onda incidente y reflejada de corriente es máxima en el corto.
- La suma de las formas de onda incidente y reflejada de voltaje es cero en el corto.

La figura 13 representa las ondas estacionarias de corriente y de voltaje en una línea de transmisión que termina en un cortocircuito. Se observa que la onda estacionaria de voltaje tiene un valor mínimo en el extremo puesto en corto, y un valor máximo a un cuarto de longitud de onda del corto. La onda estacionaria de corriente tiene un valor máximo en el corto y un valor mínimo en un cuarto de longitud de onda más atrás. Las ondas estacionarias de voltaje y de corriente se repiten cada cuarto de longitud de onda. Así, hay una inversión de impedancia cada intervalo de cuarto de longitud de onda. La impedancia en el corto es $Z = V_{min}/I_{max} =$ mínima, y un cuarto de longitud de onda atrás es $Z = V_{max}/I_{min} =$ máxima.

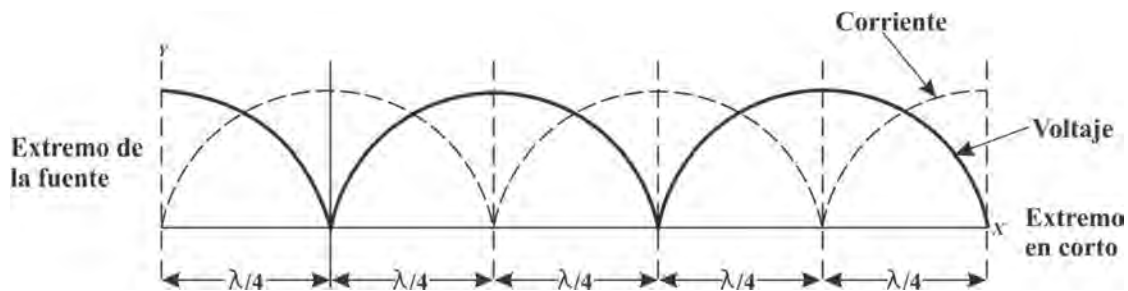


Figura 13 Ondas estacionarias de voltaje y de corriente en una línea de transmisión que termina en cortocircuito

2.13 IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Cuando se termina una línea de transmisión en un cortocircuito o en un circuito abierto, hay una inversión de impedancia cada cuarto de onda. Para una línea sin pérdidas, la impedancia varía de infinito a cero. Sin embargo, en la vida real, donde si hay pérdidas de energía, la amplitud de la onda reflejada siempre es menor que la de la onda incidente, excepto en la terminación. Por lo tanto, la impedancia varía desde cierto valor mínimo hasta cierto valor máximo, o viceversa, dependiendo de si la línea termina en corto o en circuito abierto. La impedancia de entrada de una línea sin pérdidas vista hacia una línea de transmisión que termina en un circuito abierto o corto, pueden ser resistiva, inductiva o capacitiva, dependiendo de la distancia a la terminación.

2.13.1 Análisis fasorial de la impedancia de entrada: línea abierta

Para este caso, los diagramas fasoriales son los más usados para analizar la impedancia de entrada de una línea de transmisión, por ser relativamente sencillos y dar una representación gráfica de las relaciones de fase de corriente y voltaje. Estas relaciones se refieren a variaciones en el tiempo. A continuación, se pueden observar los cuatro diagramas fasoriales para el análisis de la impedancia de entrada en una línea de transmisión.

- **Línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda**

La figura 14a muestra el diagrama fasorial del voltaje, y la figura 14b el diagrama fasorial de la corriente en la entrada de un tramo de un cuarto de onda, de una línea de transmisión terminada en un circuito abierto. Las formas de onda de la corriente y del voltaje incidentes son I_i y V_i , respectivamente, en el extremo de la entrada (de la fuente) de la línea en determinado instante. Todo voltaje reflejado, E_r , en la entrada de la línea ha viajado la mitad de una longitud de onda, de la fuente a la abertura y de regreso y en consecuencia está 180° retrasado al voltaje incidente. Por consiguiente, el voltaje total E_t en el extremo de entrada es la suma de E_i y E_r . Es decir, $E_t = E_i + E_r / -180^\circ$, y suponiendo una pérdida pequeña en la línea, $E_t = E_i - E_r$. La corriente reflejada se demora 90° al propagarse de la fuente a la carga, y otros 90° en el regreso de la carga a la fuente. También la corriente reflejada sufre

una inversión de 180° en el extremo abierto. La corriente reflejada se ha demorado en realidad 360° . Por lo tanto, cuando la corriente reflejada llega al extremo de la fuente, está en fase con la corriente incidente y la corriente total es $I_t = I_i + I_r$. Se puede ver, al examinar la figura 14 que E_t e I_t están en fase. Por consiguiente, la impedancia de entrada viendo hacia una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo terminada en circuito abierto es $Z_{ent} = E_t/0^\circ / I_t/0^\circ = Z_{ent} / 0^\circ$. Z_{ent} tiene Angulo de fase 0° y en consecuencia es resistiva y es mínima. Así una línea de transmisión terminada en un circuito abierto equivale a un circuito LC resonante en serie.

La figura 15 muestra varios fasores de voltaje para las ondas incidente y reflejada en una línea de transmisión terminada en circuito abierto, y la forma en que producen una onda de voltaje estacionaria.

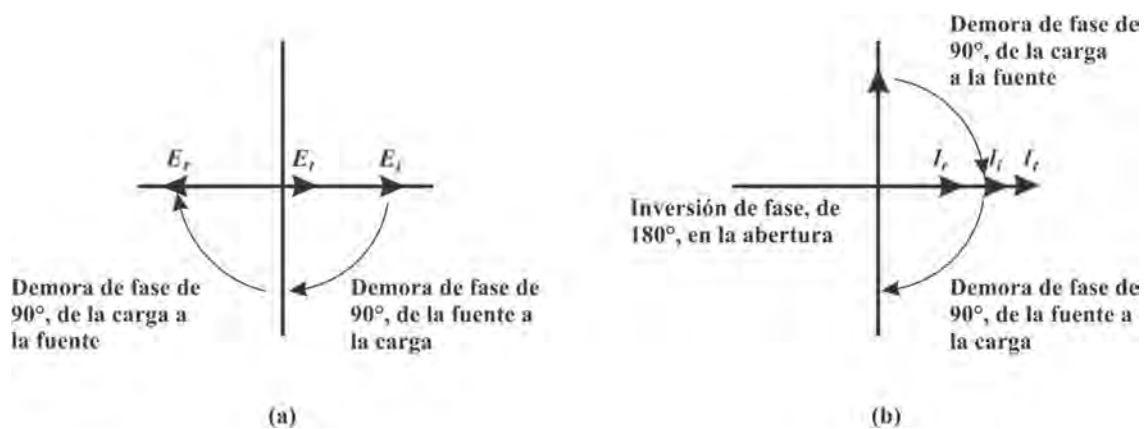


Figura 14 Relaciones de fase para corriente y voltaje en una línea de un cuarto de onda terminada en circuito abierto: (a) relaciones de voltaje a fase; (b) relaciones de corriente a fase

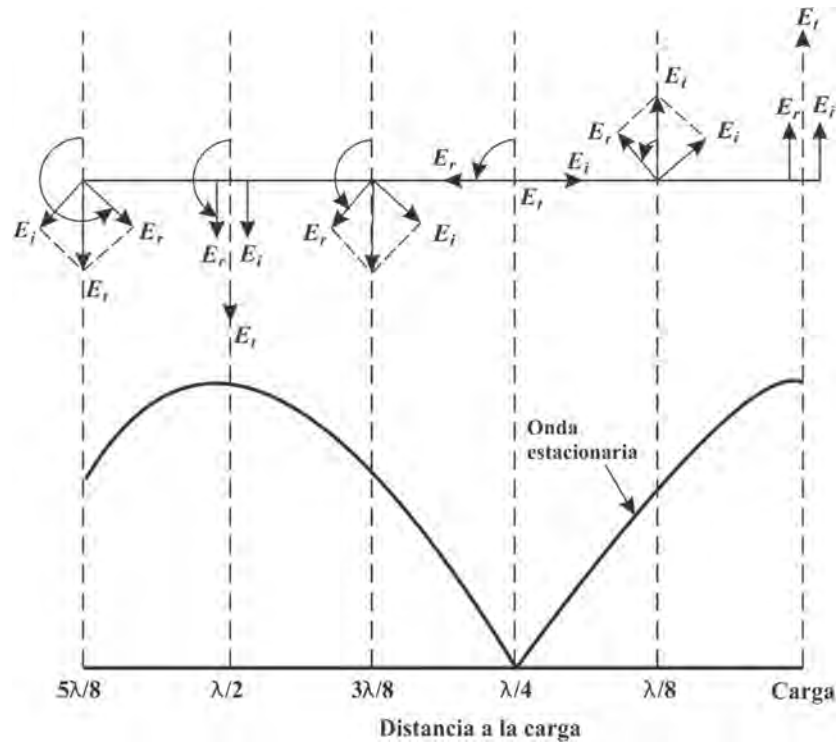


Figura 15 Suma vectorial de las ondas incidente y reflejada para producir una onda estacionaria

- **Línea de transmisión de longitud menor que un cuarto de longitud de onda**

La figura 16a muestra el diagrama fasorial de voltaje, y la figura 16b muestra el diagrama fasorial de corriente de una línea de transmisión más corta que un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$), terminada en circuito abierto. De nuevo, la corriente incidente I_i y el voltaje incidente E_i están en fase. La onda reflejada de voltaje se demora 45° al ir de la fuente a la carga (distancia que equivale a un octavo de longitud de onda) y otros 45° al regresar de la carga a la fuente (otro octavo de longitud de onda más). Por consiguiente, cuando la onda reflejada llega al extremo de la fuente, está retrasada 90° respecto a la onda incidente. El voltaje total en el extremo de la fuente es la suma vectorial de las ondas incidente y reflejada. Así, $E_t = \sqrt{E_i^2 + E_r^2} = E_t / -45^\circ$. La onda reflejada de corriente se demora 45° al ir de la fuente a la carga y otros 45° al regresar de la carga a la fuente (una distancia total de un cuarto de longitud de onda). Además, la onda reflejada de corriente ha sufrido una inversión de fase de 180° en el extremo abierto antes de ser reflejada. Así, la onda reflejada de corriente tiene una

demora total de 270° . Por lo anterior, la onda reflejada de hecho antecede 90° a la onda incidente. La corriente total en el extremo de la fuente es la suma vectorial de las ondas incidente y reflejada. Es decir, $I_t = \sqrt{I_i^2 + I_r^2} = I_t / +45^\circ$. Al examinar la figura 16 se puede ver que E_t está retrasado 90° respecto a I_t . Entonces, $Z_{ent} = E_t / -45^\circ / I_t / -45^\circ = Z_{ent} / -90^\circ$. La impedancia Z_{ent} tiene ángulo de fase de -90° y por consiguiente es capacitiva. Toda línea de transmisión más corta que un cuarto de longitud de onda que esté terminada en un circuito abierto equivale a un capacitor. La cantidad de capacitancia depende de la longitud eléctrica exacta de la línea.

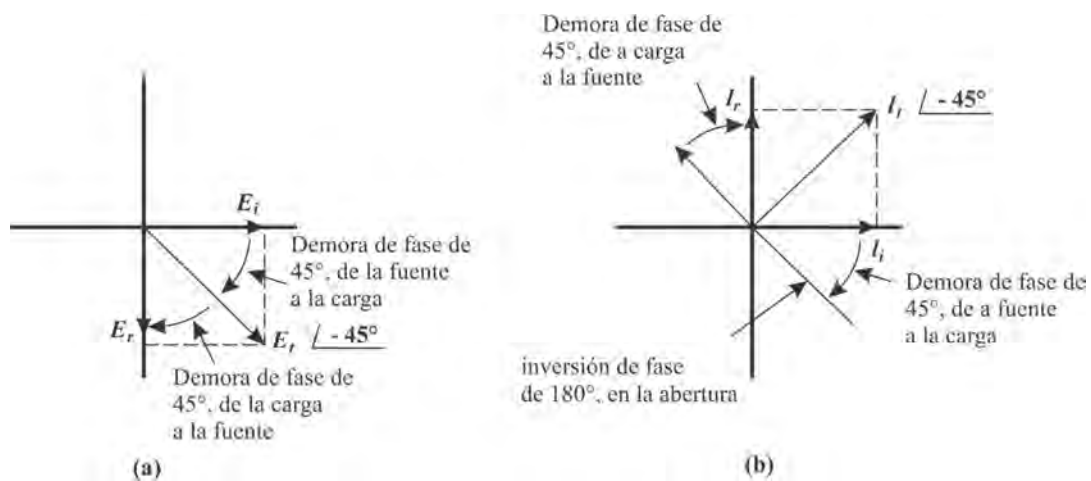


Figura 16 Relaciones de fase de voltaje y corriente para una línea de transmisión de menos de un cuarto de longitud de onda terminada en circuito abierto: (a) relaciones de voltaje a fase; (b) relaciones de corriente a fase

- **Línea de transmisión mayor que un cuarto de longitud de onda**

La figura 17a muestra el diagrama fasorial de voltaje y la figura 17b el diagrama fasorial de corriente para una línea de transmisión más larga que un cuarto de longitud de onda, terminada en circuito abierto. Para este ejemplo se usa una línea de transmisión de tres octavos de longitud de onda. El voltaje reflejado está demorado tres cuartos de longitud de onda, o 270° . Por lo tanto, el voltaje se adelanta 90° al voltaje incidente. Entonces, el voltaje total es $E_t = \sqrt{E_i^2 + E_r^2} / +45^\circ = E_t / -45^\circ$. La onda reflejada de corriente está demorada 270° y ha sufrido una inversión de fase de 180° en el extremo abierto. Por ello, la corriente

reflejada está retrasada 90° respecto a la corriente incidente. Entonces, la corriente total es $I_t = \sqrt{I_i^2 + I_r^2} = I_t / -45^\circ$. Así, $Z_{ent} = E_t / +45^\circ / I_t / -45^\circ = Z_{ent} / +90^\circ$. La impedancia Z_{ent} tiene un ángulo de fase de $+90^\circ$ y en consecuencia es inductiva. La magnitud de la impedancia de entrada es igual a la impedancia característica en los puntos a un octavo de longitud de onda. Una línea de transmisión entre un cuarto y media longitud de onda que termina en un circuito abierto equivale a un inductor. La cantidad de inductancia depende de la longitud eléctrica exacta de la línea.

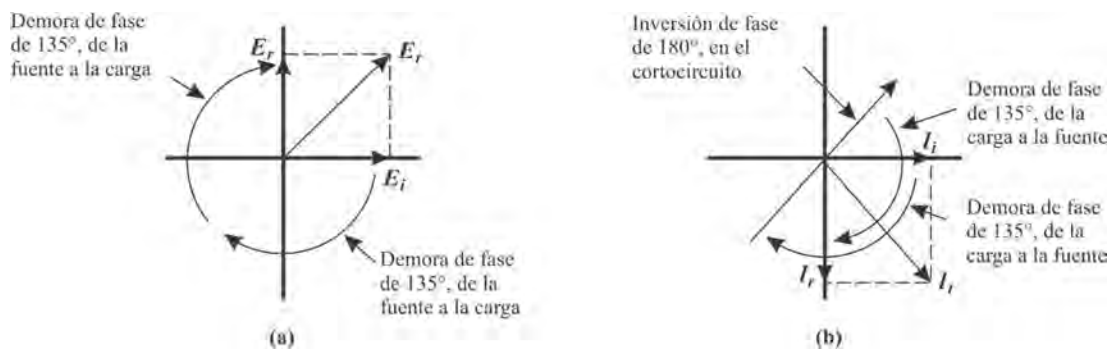


Figura 17 Relaciones de voltaje y de corriente a fase para una línea de transmisión de más de un cuarto de longitud de onda, terminada en circuito abierto: (a) relaciones de voltaje a fase; (b) relaciones de corriente a fase

- **Línea de transmisión abierta como elemento de circuito**

Una línea de transmisión abierta se puede comportar como un resistor, un inductor o un capacitor, dependiendo de su longitud eléctrica. Dado las pautas de onda estacionaria en una línea abierta se repiten cada intervalo de media longitud de onda, la impedancia de entrada también se repite. La figura 18 muestra las variaciones en la impedancia de entrada para una línea de transmisión abierta de varias longitudes eléctricas. Se ve que la impedancia de una línea abierta es resistiva y máxima en el extremo abierto y a cada intervalo sucesivo de media longitud de onda, y resistiva y mínima a un cuarto de longitud de onda del extremo abierto y a cada intervalo sucesivo de media longitud de onda. Para longitudes eléctricas menores que un cuarto de longitud de onda, la impedancia de entrada es capacitiva y disminuye con la longitud. Para longitudes eléctricas entre un cuarto y media longitud de onda, la impedancia

de entrada es inductiva y aumenta con la longitud. Los patrones de capacitancia y de inductancia también se repiten cada media longitud de onda.

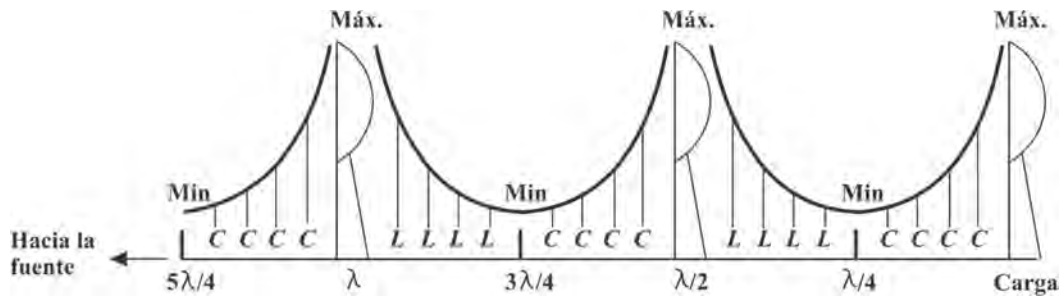


Figura 18 Variaciones de impedancia de entrada para una línea de transmisión en circuito abierto

2.13.2 Análisis fasorial de la impedancia de entrada: línea en cortocircuito

En las líneas de transmisión en corto, la forma de onda de voltaje se regresa con una inversión de fase de 180° , mientras que la onda de corriente se refleja como si no hubiera corto. A continuación, se tienen los cuatro casos para el análisis fasorial de la impedancia de entrada en líneas de transmisión terminada en cortocircuito.

- **Línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda**

Los voltajes incidentes y reflejados están en fase y en consecuencia $E_t = E_i + E_r$ y es máximo. Las corrientes incidente y reflejada están desfasadas 180° y, en consecuencia, $I_t = I_i - I_r$, y es mínima. Entonces $Z_{ent} = E_t / 0^\circ / I_t / 0^\circ = Z_{ent} / 0^\circ$ y es máxima. La impedancia Z_{ent} tiene ángulo de fase de 0° , es resistiva y es máxima. Por lo tanto, una línea de transmisión terminada en un cortocircuito equivale a un circuito LC en paralelo.

- **Línea de transmisión menor que un cuarto de longitud de onda**

El voltaje se invierte 180° en el corto y la corriente se refleja con la misma fase que tendría si hubiera continuado. Por lo tanto, el voltaje total en el extremo de la fuente de la línea se adelanta 90° a la corriente y la línea se ve inductiva.

- **Línea de transmisión mayor que un cuarto de longitud de onda**

El voltaje total en el extremo de la línea que da a la fuente se retrasa 90° a la corriente, y la línea se ve capacitiva.

- **Línea de transmisión en cortocircuito como elemento de circuito**

En una línea de transmisión en corto, las ondas estacionarias se repiten cada media longitud de onda, y en consecuencia también se repite la impedancia de entrada. La figura 19 muestra las variaciones de impedancia de entrada de una línea de transmisión en corto, para diversas longitudes eléctricas. Se ve que una línea en corto tiene impedancia resistiva y mínima en el corto y en cada intervalo sucesivo de media longitud de onda, y resistiva y máxima a un cuarto de longitud de onda del corto, y en cada intervalo sucesivo de media longitud de onda. Para longitudes eléctricas menores que un cuarto de longitud de onda, la impedancia de entrada es inductiva y aumenta con la longitud. Para longitudes eléctricas de un cuarto a media longitud de onda, la impedancia de entrada es capacitiva y disminuye con la longitud. Los comportamientos de inductancia y capacitancia también se repiten cada intervalo de media longitud de onda.

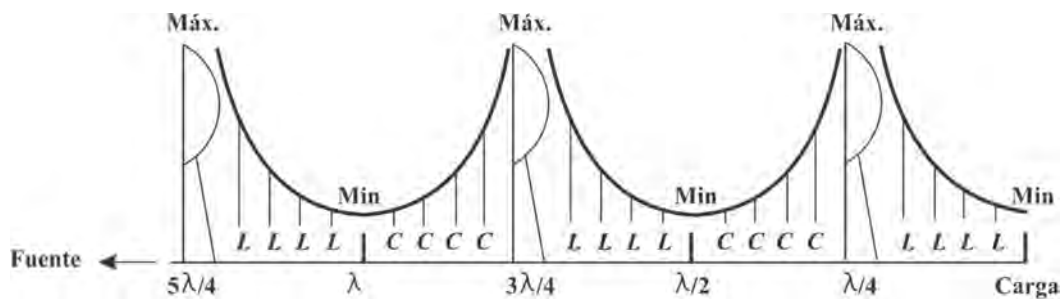


Figura 19 Variaciones de impedancia de entrada para una línea de transmisión en cortocircuito

2.13.3 Acoplamiento de impedancias en líneas de transmisión

La potencia se transfiere a una carga cuando no hay ondas reflejadas, esto es, cuando la carga es puramente resistiva e igual a Z_0 . Siempre que la impedancia característica de una línea de transmisión con su carga no estén balanceadas (sean iguales), habrá ondas estacionarias en la línea, y no se transfiere la potencia máxima a la carga. Las ondas estacionarias causan

pérdida de potencia, falla del dieléctrico, ruido, radiación y señales fantasma. Así, de ser posible, una línea de transmisión se debe adaptar a su carga. Para adaptar una línea de transmisión a una carga que tenga una impedancia distinta de Z_0 se usan dos técnicas comunes. Son la compensación con transformador de un cuarto de longitud de onda mediante línea de acoplamiento.

- **Adaptación con transformador de un cuarto de longitud de onda**

Los transformadores de un cuarto de longitud de onda son usados para compensar las líneas de transmisión con cargas puramente resistivas cuya resistencia no sea igual a la impedancia característica de la línea. Debe tenerse en cuenta que un transformador de un cuarto de longitud de onda en realidad no es un transformador, sino más bien una sección de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda que funciona como si fuera un transformador. La impedancia de entrada a una línea de transmisión varía desde un valor mínimo hasta un máximo o viceversa, cada cuarto de longitud de onda. Así, una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo funciona como un transformador elevador o un transformador reductor, dependiendo de si Z_L es mayor o menor que Z_0 . Un transformador de un cuarto de longitud de onda no es un dispositivo de acoplamiento de impedancia de banda ancha; es de cuarto de longitud de onda en una sola frecuencia. Las transformaciones de impedancia para una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda son las siguientes:

- 1) $R_L = Z_0$: la línea de un cuarto de longitud de onda funciona como un transformador con relación de vueltas 1:1.
- 2) $R_L > Z_0$: la línea de un cuarto de longitud de onda funciona como un transformador reductor.
- 3) $R_L < Z_0$: la línea de un cuarto de longitud de onda funciona como un transformador elevador.

Como en los transformadores, uno de un cuarto de longitud de onda se pone entre una línea de transmisión y su carga. El transformador de un cuarto de longitud de onda no es más que un tramo de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de largo. La figura 20 muestra cómo se usa ese transformador para adaptar una línea de transmisión a una carga

puramente resistiva. La impedancia característica de la parte de un cuarto de longitud de onda se calcula con la fórmula:

$$Z_0 = \sqrt{Z_o Z_L}, \quad (2.26)$$

donde:

Z_0 = impedancia característica de un transformador de un cuarto de longitud de onda.

Z_o = impedancia característica de la línea de transmisión que se está compensando.

Z_L = impedancia de la carga

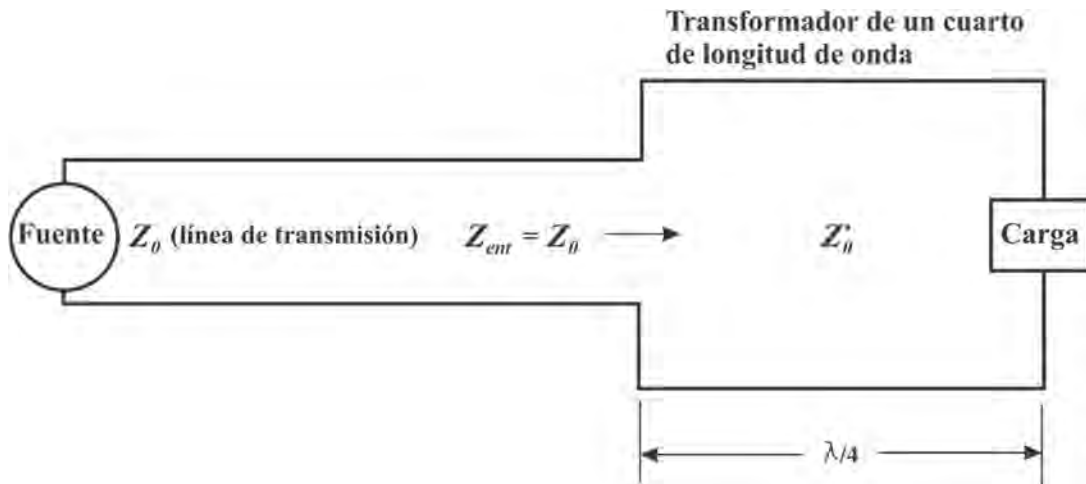


Figura 20 Transformador de un cuarto de longitud de onda

- **Adaptación con línea de acoplamiento**

Cuando una carga es puramente inductiva o puramente capacitiva no absorbe energía. El coeficiente de reflexión es 1, y la relación de onda estacionaria (SWR) es infinita. Cuando la carga es una impedancia compleja, y este suele ser el caso, es necesario eliminar la componente reactiva para adaptar la línea de transmisión a la carga. Para este objeto se utilizan líneas de acoplamiento. Una línea de acoplamiento a una línea de transmisión no es más que un tramo adicional de línea de transmisión que se conecta entre los hilos de la línea primaria, tan cerca como sea posible de la carga. La susceptancia de la línea se usa para sintonizar la susceptancia de la carga. Para la adaptación con línea de acoplamiento se

colocan líneas en corto o abiertas. Sin embargo, se prefieren las líneas en corto, porque las líneas abiertas tienen la tendencia a irradiar, en especial a frecuencias más elevadas. La figura 21 muestra cómo se conecta una línea en corto para anular la susceptancia de la carga y balancear la resistencia de carga con la impedancia característica de la línea de transmisión. Se ha demostrado cómo un tramo de línea de transmisión puesto en corto puede verse resistivo, inductivo o capacitivo, dependiendo de su longitud eléctrica. Una línea de transmisión de media longitud de onda o menor se puede usar para sintonizar y eliminar el componente resistivo de una carga. El proceso de adaptar una carga a una línea de transmisión con una línea de acoplamiento en corto es el siguiente:

- 1) Ubicar un punto tan cerca de la carga como sea posible, donde el componente conductivo de la admitancia de entrada sea igual a la admitancia característica de la línea de transmisión.

$$Y_{ent} = G - jB, \quad (2.27)$$

donde $G = \frac{1}{Z_0}$

- 2) Fijar la línea puesta en corto al punto de la línea de transmisión determinado en el paso 1.
- 3) Dependiendo si en el punto localizado en el paso 1 el componente reactivo es inductivo o capacitivo, ajustar la longitud de la línea.

$$Y_{ent} = G - jB + jB_{acoplamiento} \quad (2.28)$$

$$Y_{ent} = G_0 \quad (2.29)$$

Si $B = B_{acoplamiento}$

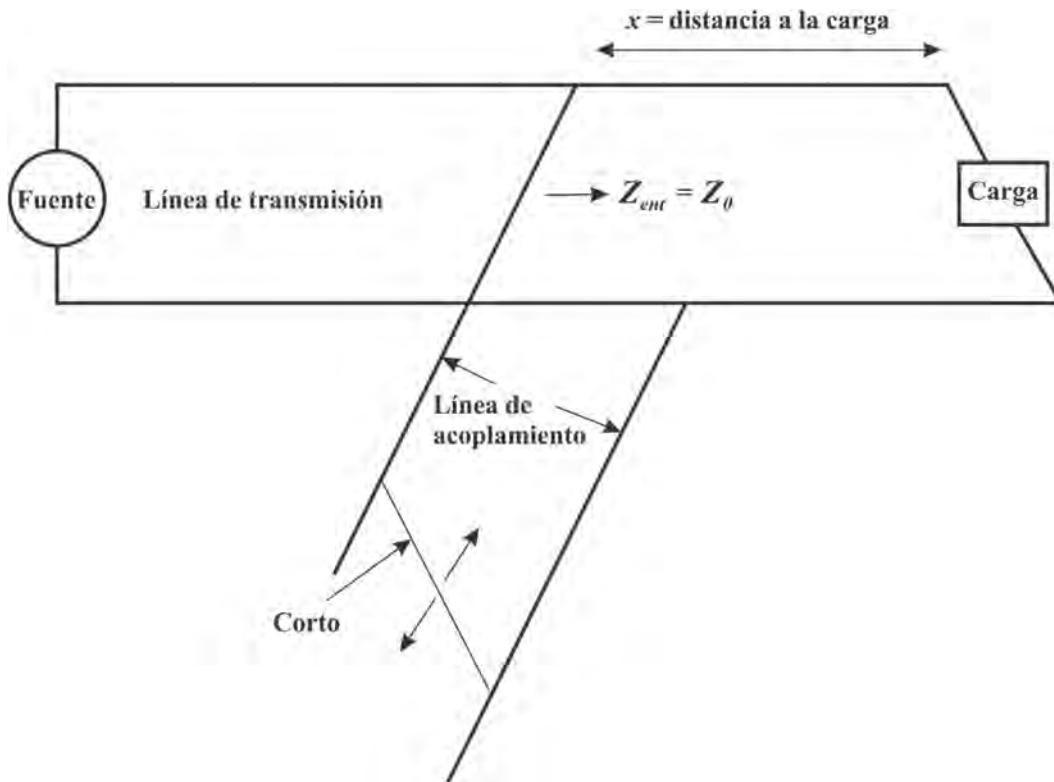


Figura 21 Acoplamiento de impedancia por línea de acoplamiento en corto

2.14 REFLECTOMETRÍA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Los cables metálicos, como todos los componentes de un sistema electrónico de comunicaciones, pueden causar problemas que reduzcan su capacidad esperada. A menudo, los problemas de cables crean casos únicos ya que a veces los cables recorren grandes distancias, que pueden ser de cientos de metros. Los problemas con el cable se suelen atribuir a erosión química en los puntos de interconexión y a fallas mecánicas. Cuando se presenta un problema en un cable, puede llegar a ser muy tardada y, en consecuencia, muy costosa la determinación de la clase y ubicación exacta del problema.

Una técnica que se usa para ubicar un defecto en un cable metálico se llama reflectometría en el dominio del tiempo (TDR, *time-domain reflectometry*). Con ella, se pueden localizar los defectos de las líneas de transmisión con precisión de algunos metros en distancias de 16 kilómetros. La TDR usa la bien demostrada teoría de que los defectos en las líneas de transmisión, como cortos o aberturas, hacen que una parte de la señal incidente regrese a la

fuelle. La cantidad de retorno de la se\u00f1al transmitida depende de la clase y la magnitud del defecto. El punto en la l\u00ednea donde est\u00e1 el defecto representa una discontinuidad para la se\u00f1al. Esa discontinuidad hace que una parte de la se\u00f1al transmitida se refleje, en vez de continuar por el cable. Si no regresa energ\u00eda alguna, es decir, si la l\u00ednea de transmisi\u00f3n y la carga est\u00e1n perfectamente balanceadas, la l\u00ednea tiene longitud infinita o termina en una carga resistiva con impedancia igual a la impedancia caracter\u00edstica de la l\u00ednea.

Al conocer la velocidad de propagaci\u00f3n por el cable, se puede calcular la distancia exacta entre el defecto y la fuente, con la siguiente ecuaci\u00f3n:

$$d = \frac{v \times t}{2}, \quad (2.30)$$

donde:

d = distancia a la discontinuidad (metros)

v = velocidad real (metros por segundo)

$v = k \times c$ (metros por segundo)

k = factor de velocidad (v/c) (adimensional)

c = velocidad de la luz en el vac\u00edo (3×10^8 metros por segundo)

t = tiempo transcurrido (segundos)

El tiempo transcurrido se mide desde la parte delantera del pulso transmitido hasta la recepci\u00f3n de la se\u00f1al reflejada, como se indica en la figura 22a. Es importante que el pulso transmitido sea tan corto como sea posible. De no ser as\u00ed, cuando el defecto est\u00e1 cerca de la fuente, la se\u00f1al reflejada podr\u00eda regresar mientras todav\u00eda se estuviera transmitiendo el pulso (figura 22b), dificultando la detecci\u00f3n. Para las se\u00f1ales que viajan a la velocidad de la luz (c), la velocidad de propagaci\u00f3n es 3×10^8 m/s, que aproximadamente es 1 ns/pie. En consecuencia, un pulso de varios microsegundos de ancho limitar\u00eda la utilidad de la TDR s\u00f3lo para defectos de cable que estuvieran a varios miles de metros o m\u00e1s de distancia.

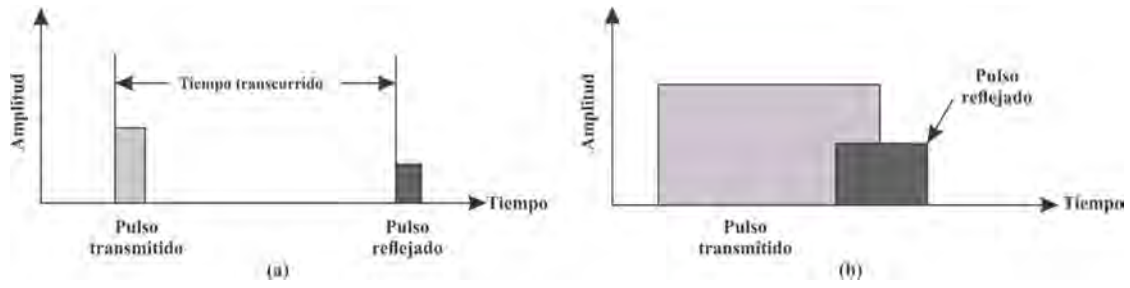


Figura 22 Reflectometría en el dominio del tiempo: (a) tiempo transcurrido; (b) pulso transmitido demasiado largo

CAPITULO III

DESARROLLO ANALÍTICO DE LAS ECUACIONES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

3.1 ECUACIONES DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

De acuerdo con la definición del modo TEM, no hay campos longitudinales asociados con la onda guiada que viaja a través de la línea de transmisión en la dirección z ($E_z = H_z = 0$).

De la forma integral de las ecuaciones de Maxwell, integrando las integrales de línea de los campos eléctrico y magnético alrededor de cualquier contorno transversal C_1 da

$$\int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \int \int_{S_1} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.1)$$

$$\int_{C_1} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sigma \int \int_{S_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} + \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \int \int_{S_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s}, \quad (3.2)$$

donde $d\mathbf{s} = ds\mathbf{a}_z$.

Las integrales de superficie de \mathbf{E} y \mathbf{H} tienen valor cero puesto que no hay E_z o H_z dentro o fuera de los conductores.

Las integrales de línea de \mathbf{E} y \mathbf{H} para el modo TEM en la línea de transmisión reducidos a

$$\int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0 \quad (3.3)$$

(mismo que el caso electrostático)

$$\int_{C_1} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_{S_1} \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} = I \quad (3.4)$$

(mismo que el caso magnetostático)

Estas ecuaciones muestran que las distribuciones de campo transversales del TEM en una línea de transmisión son idénticas a las correspondientes distribuciones estáticas de campos. Es decir, el campo eléctrico de un TEM a cualquier frecuencia tiene la misma distribución que el campo electrostático del condensador formado por los dos conductores cargados a una tensión continua V y el campo magnético TEM a cualquier frecuencia tiene la misma distribución que el campo magnetostático de los dos conductores que llevan una corriente continua I . Si se cambia el contorno C_1 en la integral de línea del campo eléctrico a una nueva trayectoria C_2 desde el conductor “-” al conductor “+”, entonces se tiene que

$$\int_{C_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = V \quad (3.5)$$

(voltaje entre los conductores)

$$\int_{C_1} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I \quad (3.6)$$

(corriente en el conductor dado)

Estas ecuaciones muestran que se puede definir un voltaje y una corriente únicos en cualquier punto de una línea de transmisión que funcione en el modo TEM. Si se puede definir un voltaje y una corriente únicos en cualquier punto de la línea de transmisión, entonces se puede usar ecuaciones de circuitos para describir su funcionamiento (en lugar de escribir ecuaciones de campo).

Las líneas de transmisión son típicamente eléctricamente largas (varias longitudes de onda) de tal manera que no se puede describir con precisión los voltajes y corrientes a lo largo de la línea de transmisión usando un simple circuito equivalente de elementos agrupados.

Se debe utilizar un circuito equivalente de elemento distribuido que describa cada segmento corto de la línea de transmisión mediante un circuito equivalente de elementos agrupados.

Se tiene una simple línea de transmisión uniforme de dos hilos con sus conductores paralelos al eje z como se muestra en la figura 23.

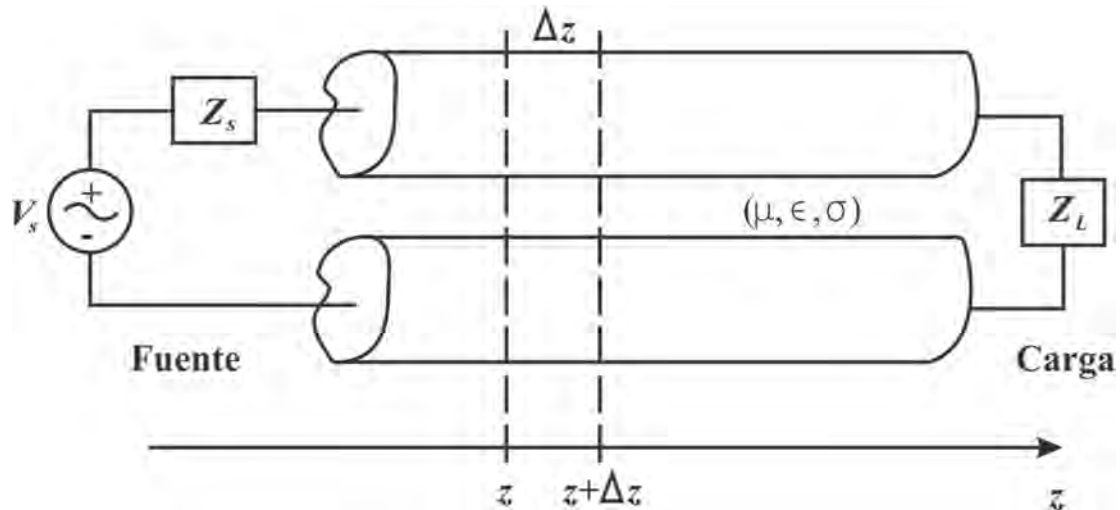


Figura 23 Línea de transmisión uniforme de dos hilos

El circuito equivalente de un segmento corto Δz de la línea de transmisión de dos hilos puede estar representado por un circuito equivalente simple de elementos agrupados como muestra la figura 24 a continuación

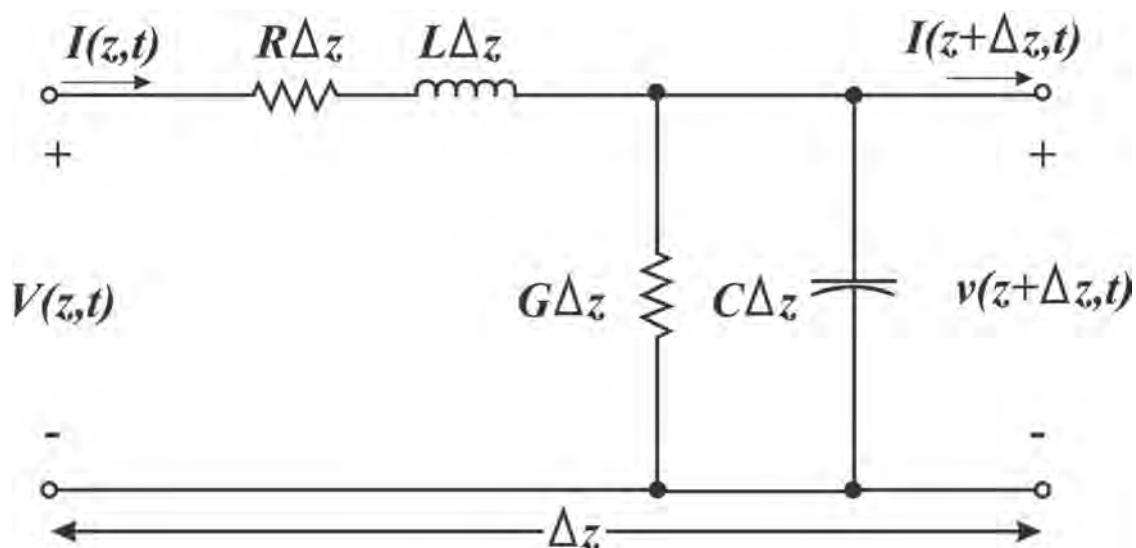


Figura 24 Circuito equivalente para un segmento de la línea de transmisión de dos hilos

donde:

R' = resistencia en serie por unidad de longitud (Ω/m) de los conductores de la línea de transmisión.

L' = inductancia en serie por unidad de longitud (H/m) de los conductores de la línea de transmisión (interna más inductancia externa).

G' = conductancia de derivación por unidad de longitud (S/m) del medio entre los conductores de la línea de transmisión (corriente de fuga del aislador).

C' = capacitancia de derivación por unidad de longitud (F/m) de los conductores de la línea de transmisión.

Se puede relacionar los valores de voltaje y corriente en z y $z + \Delta z$ escribiendo las ecuaciones KVL y KCL para el circuito equivalente.

KVL

$$V(z,t) - R' \Delta z I(z,t) - L' \Delta z \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} = V(z + \Delta z, t) \quad (3.7)$$

KCL

$$I(z,t) - G' \Delta z V(z + \Delta z, t) - C' \Delta z \frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t} = I(z + \Delta z, t) \quad (3.8)$$

Agrupando los términos de voltaje y corriente y dividiéndolos por Δz se obtiene

$$-R' I(z,t) - L' \frac{\partial I(z,t)}{\partial t} = \frac{V(z + \Delta z, t) - V(z,t)}{\Delta z} \quad (3.9)$$

$$-G' V(z + \Delta z, t) - C' \frac{\partial V(z + \Delta z, t)}{\partial t} = \frac{I(z + \Delta z, t) - I(z,t)}{\Delta z} \quad (3.10)$$

Tomando el límite como $\Delta z \rightarrow 0$, los términos en el lado derecho de las ecuaciones anteriores se convierten en derivadas parciales respecto a z , lo cual da

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{V(z + \Delta z, t) - V(z, t)}{\Delta z} = \frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -R' I(z, t) - L' \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \quad (3.11)$$

Ecuaciones de la línea de transmisión en el dominio del tiempo

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{I(z + \Delta z, t) - I(z, t)}{\Delta z} = \frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -G' V(z, t) - C' \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \quad (3.12)$$

(PDEs acopladas)

Para las señales armónicas en el tiempo, el voltaje y la corriente instantáneas pueden ser definidas en términos de fasores tales que

$$V(z, t) = \text{Re} \{ V_s(z) e^{j\omega t} \} \quad (3.13)$$

$$I(z, t) = \text{Re} \{ I_s(z) e^{j\omega t} \} \quad (3.14)$$

Las derivadas del voltaje y la corriente con respecto al tiempo producen $j\omega$ veces el fador respectivo, el cual da

$$\frac{dV_s(z)}{dz} = -[R' + j\omega L'] I_s(z) \quad (3.15)$$

*Ecuaciones de la línea de transmisión del dominio de la frecuencia
(fador)*

$$\frac{dI_s(z)}{dz} = -[G' + j\omega C'] V_s(z) \quad (3.16)$$

DEs acoplados

Se puede observar la similitud en la forma funcional de las ecuaciones de la línea de transmisión del dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia con las respectivas ecuaciones de Maxwell libres de fuentes (ecuaciones de curva). A pesar de que estas ecuaciones se derivaron sin ninguna consideración de los campos electromagnéticos asociados con la línea de transmisión, se debe recordar que la teoría de circuitos se basa en las ecuaciones de Maxwell.

Así como se manipuló las dos ecuaciones de curvas de Maxwell para derivar las ecuaciones de onda que describen E y H asociadas con una onda no guiada (onda plana), se puede hacer lo mismo para una onda guiada (línea de transmisión TEM). Comenzando con las ecuaciones de línea de transmisión del fasor, se deriva ambos lados con respecto a z .

$$\frac{d^2 V_s(z)}{dz^2} = -[R' + j\omega L'] \frac{dI_s(z)}{dz} \quad (3.17)$$

$$\frac{d^2 I_s(z)}{dz^2} = -[G' + j\omega C'] \frac{dV_s(z)}{dz} \quad (3.18)$$

A continuación, se sustituyen las primeras derivadas de voltaje y corriente encontradas en las ecuaciones originales de la línea de transmisión del fasor.

$$\frac{d^2 V_s(z)}{dz^2} = [R' + j\omega L'] [G' + j\omega C'] V_s(z) = \Upsilon^2 V_s(z) \quad (3.19)$$

$$\frac{d^2 I_s(z)}{dz^2} = [G' + j\omega C'] [R' + j\omega L'] I_s(z) = \Upsilon^2 I_s(z) \quad (3.20)$$

Las ecuaciones de onda del fasor de voltaje y corriente pueden escribirse como

$$\frac{d^2 V_s(z)}{dz^2} - \Upsilon^2 V_s(z) = 0 \quad (3.21)$$

$$\frac{d^2 I_s(z)}{dz^2} - \Upsilon^2 I_s(z) = 0, \quad (3.22)$$

Ecuaciones de onda de voltaje y corriente desacopladas.

donde γ es la constante de propagación compleja de la onda en la línea de transmisión dada por

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (3.23)$$

Al igual que con las ondas no guiadas, la parte real de la constante de propagación (α) es la constante de atenuación mientras que la parte imaginaria (β) es la constante de fase. Las ecuaciones generales para α y β en términos de los parámetros de línea de transmisión por unidad de longitud son

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{R'G' - \omega^2 L'C' + \left[(R'^2 + \omega^2 L'^2)(G'^2 + \omega^2 C'^2) \right]^{1/2}} \quad (3.24)$$

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{-R'G' - \omega^2 L'C' + \left[(R'^2 + \omega^2 L'^2)(G'^2 + \omega^2 C'^2) \right]^{1/2}} \quad (3.25)$$

Las soluciones generales para las ecuaciones de onda de voltaje y corriente son

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z} \quad (3.26)$$

$$I_s(z) = I_{so}^+ e^{-\gamma z} + I_{so}^- e^{\gamma z} \quad (3.27)$$

$\begin{array}{ccc} \text{+ z-ondas dirigidas} & \begin{array}{c} \nearrow \\ \text{---} \\ \nwarrow \end{array} & \begin{array}{c} \nwarrow \\ \text{---} \\ \nearrow \end{array} & \text{- z-ondas dirigidas} \\ \text{(incidente)} & & & \text{(reflejada)} \end{array}$

Los coeficientes en las soluciones para el voltaje y la corriente de la línea de transmisión son constantes complejas (fasores) que pueden definirse como

$$V_{so}^+ = |V_{so}^+| e^{j\phi_{v^+}}$$

$$V_{so}^- = |V_{so}^-| e^{j\phi_{v^-}}$$

$$I_{so}^+ = |I_{so}^+| e^{j\phi_{i^+}}$$

$$I_{so}^- = |I_{so}^-| e^{j\phi_{i^-}}$$

El voltaje y corriente instantáneos en función de la posición a lo largo de la línea de transmisión son

$$V(z, t) = \text{Re}\{V_s(z)e^{j\omega t}\} \quad (3.28)$$

$$V(z, t) = \text{Re}\left\{\left|V_{so}^+\right|e^{j\phi_+}e^{-\alpha z}e^{-j\beta z}e^{j\omega t} + \left|V_{so}^-\right|e^{j\phi_-}e^{\alpha z}e^{j\beta z}e^{j\omega t}\right\} \quad (3.29)$$

$$V(z, t) = \left|V_{so}^+\right|e^{-\alpha z}\cos(\omega t - \beta z + \phi_+) + \left|V_{so}^-\right|e^{\alpha z}\cos(\omega t + \beta z + \phi_-) \quad (3.30)$$

$$I(z, t) = \text{Re}\{I_s(z)e^{j\omega t}\} \quad (3.31)$$

$$I(z, t) = \text{Re}\left\{\left|I_{so}^+\right|e^{j\phi_+}e^{-\alpha z}e^{-j\beta z}e^{j\omega t} + \left|I_{so}^-\right|e^{j\phi_-}e^{\alpha z}e^{j\beta z}e^{j\omega t}\right\} \quad (3.32)$$

$$I(z, t) = \left|I_{so}^+\right|e^{-\alpha z}\cos(\omega t - \beta z + \phi_+) + \left|I_{so}^-\right|e^{\alpha z}\cos(\omega t + \beta z + \phi_-) \quad (3.33)$$

Dada la constante de propagación de la línea de transmisión, la longitud de onda y la velocidad de propagación, se encuentran usando las mismas ecuaciones para las ondas infinitas.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (3.34)$$

$$u = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda \quad (3.35)$$

La región a través de la cual se desplaza una onda plana (onda no guiada) se caracteriza por la impedancia intrínseca (η) del medio definido por la relación del campo eléctrico al campo magnético. La estructura de guía sobre la que se desplaza la onda de la línea de transmisión (onda guiada) se caracteriza por la impedancia característica (Z_0) de la línea de transmisión definida por la relación de voltaje a corriente.

Si las ecuaciones de onda de voltaje (3.26) y corrientes (3.27) definidas por

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z}$$

$$I_s(z) = I_{so}^+ e^{-\gamma z} + I_{so}^- e^{\gamma z}$$

Son insertadas en las ecuaciones 3.15 y 3.16 de la línea de transmisión del fasor dadas por

$$\frac{dV_s(z)}{dz} = -[R' + j\omega L'] I_s(z)$$

$$\frac{dI_s(z)}{dz} = -[G' + j\omega C'] V_s(z)$$

Se obtienen las siguientes ecuaciones

$$-\gamma V_{so}^+ e^{-\gamma z} + \gamma V_{so}^- e^{\gamma z} = -[R' + j\omega L'] [I_{so}^+ e^{-\gamma z} + I_{so}^- e^{\gamma z}] \quad (3.36)$$

$$-\gamma I_{so}^+ e^{-\gamma z} + \gamma I_{so}^- e^{\gamma z} = -[G' + j\omega C'] [V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z}] \quad (3.37)$$

Igualando los coeficientes en $e^{-\gamma z}$ y $e^{\gamma z}$ se obtiene

$$\begin{aligned} \gamma V_{so}^+ &= [R' + j\omega L'] I_{so}^+ & \gamma I_{so}^+ &= [G' + j\omega C'] V_{so}^+ \\ -\gamma V_{so}^- &= [R' + j\omega L'] I_{so}^- & -\gamma I_{so}^- &= [G' + j\omega C'] V_{so}^- \end{aligned}$$

La relación de voltaje a corriente para las ondas en ambas direcciones define la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$\frac{V_{so}^+}{I_{so}^+} = \frac{R' + j\omega L'}{\gamma} = \frac{\gamma}{G' + j\omega C'} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = Z_0 \quad (3.38)$$

$$\frac{V_{so}^-}{I_{so}^-} = \frac{R' + j\omega L'}{-\gamma} = \frac{-\gamma}{G' + j\omega C'} = -\sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = Z_0 \quad (3.39)$$

La impedancia característica de la línea de transmisión es, en general, compleja y puede ser definida por

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{R}_0 + j\mathbf{X}_0, \quad (3.40)$$

donde:

\mathbf{R}_0 – componente resistivo de Z_0

\mathbf{X}_0 – componente reactivo de Z_0

Las ecuaciones de onda de voltaje y corriente pueden ser escritas en términos de los coeficientes de voltaje y la impedancia característica (en lugar de los coeficientes de voltaje y corriente) usando las relaciones

$$I_{so}^+ = \frac{V_{so}^+}{Z_0} \qquad I_{so}^- = -\frac{V_{so}^-}{Z_0}$$

Las ecuaciones de voltaje y corriente se transforman en

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z} \quad (3.41)$$

$$I_s(z) = \frac{1}{Z_0} [V_{so}^+ e^{-\gamma z} - V_{so}^- e^{\gamma z}] \quad (3.42)$$

Estas ecuaciones tienen coeficientes desconocidos para las ondas de voltaje directa e inversa solo porque la impedancia característica de la línea de transmisión es típicamente conocida.

3.1.1 Caso especial 1. línea de transmisión sin pérdidas

Una línea de transmisión sin pérdidas se define por conductores perfectos y un aislante perfecto entre los conductores. Así, los conductores ideales de la línea de transmisión tienen resistencia cero ($\sigma = \infty, R = 0$) mientras que el medio aislante de la línea de transmisión ideal tiene resistencia infinita ($\sigma = 0, G = 0$). El circuito equivalente para un segmento de la línea de transmisión sin pérdidas se reduce como se muestra en la figura 25 a continuación

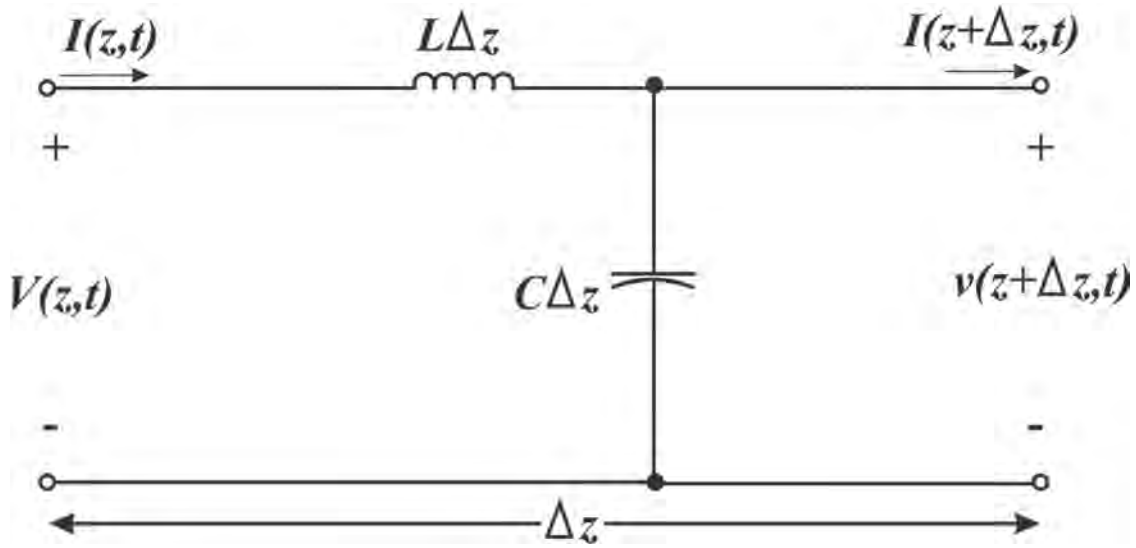


Figura 25 Circuito equivalente para un segmento de una línea de transmisión de dos conductores sin pérdidas

La constante de propagación en la línea de transmisión sin pérdidas se reduce a

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = j\omega\sqrt{L'C'}, \quad (3.43)$$

donde

$$\alpha = 0 \quad \beta = \omega\sqrt{L'C'}$$

Dada la constante de propagación puramente imaginaria, las ecuaciones de la línea de transmisión para la línea sin pérdidas son

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (3.44)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_o^+ e^{-j\beta z} - V_o^- e^{j\beta z}] \quad (3.45)$$

La impedancia característica de la línea de transmisión sin pérdidas es puramente real y dada por

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3.46)$$

La velocidad de propagación y la longitud de onda en la línea sin pérdidas son

$$u = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (3.47)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{1}{f\sqrt{L'C'}} = \frac{u}{f} \quad (3.48)$$

Las líneas de transmisión están diseñadas con conductores de alta conductividad y aisladores de baja conductividad para minimizar las pérdidas. El modelo de línea de transmisión sin pérdidas es una representación precisa de una línea de transmisión real en la mayoría de las condiciones.

3.2 CIRCUITO DE LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

La configuración de línea de transmisión más comúnmente encontrada es la conexión sencilla de una fuente (o generador) a una carga (Z_L) a través de la línea de transmisión. El generador se caracteriza por un voltaje V_g e impedancia Z_g mientras que la línea de transmisión se caracteriza por una constante de propagación e impedancia característica Z_0 .

Las ecuaciones generales de la línea de transmisión para el voltaje (3.41) y la corriente (3.42) en función de la posición a lo largo de la línea son

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z}$$

$$I_s(z) = \frac{1}{Z_0} [V_{so}^+ e^{-\gamma z} - V_{so}^- e^{\gamma z}]$$

El voltaje y corriente en la carga ($z = l$) es

$$V_s(l) = V_{so}^+ e^{-\gamma l} + V_{so}^- e^{\gamma l} = V_{sL} \quad (3.49)$$

$$I_s(l) = \frac{1}{Z_0} [V_{so}^+ e^{-\gamma l} - V_{so}^- e^{\gamma l}] = I_{sL} \quad (3.50)$$

Se puede resolver las dos ecuaciones anteriores para los coeficientes de voltaje en términos de la corriente y el voltaje en la carga.

$$V_{so}^+ = \frac{1}{2} e^{\gamma l} (V_{sL} + I_{sL} Z_0) \quad (3.51)$$

$$V_{so}^- = \frac{1}{2} e^{-\gamma l} (V_{sL} - I_{sL} Z_0) \quad (3.52)$$

Así como una onda plana se refleja parcialmente en una interfaz de medios cuando las impedancias intrínsecas a ambos lados de la interfaz son diferentes ($\eta_1 \neq \eta_2$), la onda guiada en una línea de transmisión se refleja parcialmente en la carga cuando la impedancia de carga es diferente de la impedancia característica de la línea de transmisión ($Z_L \neq Z_0$). El coeficiente de reflexión de la línea de transmisión como una función de la posición a lo largo de la línea [$\Gamma(z)$] se define como la relación de voltaje de onda reflejado al voltaje de onda transmitido.

$$\Gamma(z) = \frac{V_{so}^- e^{\gamma z}}{V_{so}^+ e^{-\gamma z}} = \frac{V_{so}^-}{V_{so}^+} e^{2\gamma z} \quad (3.53)$$

Añadiendo las expresiones de los coeficientes de voltaje en función del voltaje y la corriente de carga

$$\Gamma(z) = \frac{V_{sL} - I_{sL} Z_0}{V_{sL} + I_{sL} Z_0} e^{-2\gamma l} e^{2\gamma z} = \frac{\frac{V_{sL}}{I_{sL}} - Z_0}{\frac{V_{sL}}{I_{sL}} + Z_0} e^{2\gamma(z-l)} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{2\gamma(z-l)} \quad (3.54)$$

El coeficiente de reflexión en la carga ($z = l$) es

$$\Gamma(l) = \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.55)$$

Y el coeficiente de reflexión en función de la posición se puede escribir como

$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{2\gamma(z-l)} \quad (3.56)$$

El caso ideal es tener $\Gamma_L = 0$ (ninguna reflexión de la carga significa que toda la energía asociada con la onda progresiva es entregada a la carga). El coeficiente de reflexión en la carga es cero cuando $Z_L = Z_0$. Si $Z_L = Z_0$, se dice que la línea de transmisión está acoplada con la carga y no hay ondas reflejadas. Si $Z_L \neq Z_0$, existe un desacople y las ondas reflejadas están presentes en la línea de transmisión. Así como las ondas planas reflejadas desde una interfaz dieléctrica producen ondas estacionarias en la región que contiene las ondas incidentes y reflejadas, las ondas guiadas en una línea de transmisión reflejada por la carga producen ondas estacionarias en la línea de transmisión. Las ecuaciones de la línea de transmisión pueden expresarse en términos de coeficientes de reflexión, como

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z} = V_{so}^+ e^{-\gamma z} \left[1 + \frac{V_{so}^- e^{\gamma z}}{V_{so}^+ e^{-\gamma z}} \right] \quad (3.57)$$

$$I_s(z) = \frac{1}{Z_0} [V_{so}^+ e^{-\gamma z} - V_{so}^- e^{\gamma z}] = \frac{V_{so}^+}{Z_0} e^{-\gamma z} \left[1 - \frac{V_{so}^- e^{\gamma z}}{V_{so}^+ e^{-\gamma z}} \right] \quad (3.58)$$

El ultimo termino en el lado derecho de las ecuaciones anteriores es el coeficiente de reflexión $\Gamma(z)$. Las ecuaciones de la línea de transmisión se convierten en

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-\gamma z} [1 + \Gamma(z)] \quad (3.59)$$

$$I_s(z) = \frac{V_{so}^+}{Z_0} e^{-\gamma z} [1 - \Gamma(z)] \quad (3.60)$$

Así, las ecuaciones de la línea de transmisión se pueden escribir en términos de coeficientes de voltaje (V_{so}^+, V_{so}^-) o en términos de un coeficiente de voltaje y del coeficiente de reflexión (V_{so}^+, Γ).

La impedancia de entrada en cualquier punto de la línea de transmisión viene dada por la relación de voltaje a corriente en ese punto. Añadiendo las expresiones del voltaje del fasor y la corriente [$V_s(z)$ y $I_s(z)$] de la forma original de las ecuaciones de la línea de transmisión se obtiene

$$Z_{in}(z) = \frac{V_s(z)}{I_s(z)} = Z_0 \frac{V_{so}^+ e^{-\gamma z} + V_{so}^- e^{\gamma z}}{V_{so}^+ e^{-\gamma z} - V_{so}^- e^{\gamma z}} \quad (3.61)$$

Los coeficientes de voltaje se han determinado en términos del voltaje de carga y la corriente como

$$V_{so}^+ = \frac{1}{2} e^{\gamma l} (V_{sL} + I_{sL} Z_0) = \frac{I_{sL}}{2} e^{\gamma l} (Z_L + Z_0) \quad (3.62)$$

$$V_{so}^- = \frac{1}{2} e^{-\gamma l} (V_{sL} - I_{sL} Z_0) = \frac{I_{sL}}{2} e^{-\gamma l} (Z_L - Z_0) \quad (3.63)$$

Añadiendo estas ecuaciones para los coeficientes de voltaje en la ecuación de impedancia se obtiene

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{e^{\gamma(l-z)} (Z_L + Z_0) + e^{-\gamma(l-z)} (Z_L - Z_0)}{e^{\gamma(l-z)} (Z_L + Z_0) - e^{-\gamma(l-z)} (Z_L - Z_0)} \quad (3.64)$$

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L \left[e^{\gamma(l-z)} + e^{-\gamma(l-z)} \right] + Z_0 \left[e^{\gamma(l-z)} - e^{-\gamma(l-z)} \right]}{Z_L \left[e^{\gamma(l-z)} - e^{-\gamma(l-z)} \right] + Z_0 \left[e^{\gamma(l-z)} + e^{-\gamma(l-z)} \right]} \quad (3.65)$$

Se puede utilizar las siguientes identidades de la función hiperbólica para simplificar esta ecuación:

$$\sinh \gamma l = \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2} \quad \cosh \gamma l = \frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} \quad \tanh \gamma l = \frac{\sinh \gamma l}{\cosh \gamma l}$$

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L \cosh[\gamma(l-z)] + Z_0 \sinh \gamma[(l-z)]}{Z_0 \cosh[\gamma(l-z)] + Z_L \sinh \gamma[(l-z)]} \quad (3.66)$$

Dividiendo el numerador y el denominador por $\cosh[\gamma(l-z)]$ se obtiene

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh[\gamma(l-z)]}{Z_0 + Z_L \tanh[\gamma(l-z)]} \quad (3.67)$$

Impedancia de entrada en cualquier punto a lo largo de una línea de transmisión general

Para una línea sin pérdidas, $\gamma = j\beta$ y Z_0 es puramente real. La función tangente hiperbólica se reduce a

$$\tanh[\gamma(l-z)] = \tanh[j\beta(l-z)] = j \tan[\beta(l-z)] \quad (3.68)$$

Que da lugar a

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan[\beta(l-z)]}{Z_0 + jZ_L \tan[\beta(l-z)]} \quad (3.69)$$

Impedancia de entrada en cualquier punto a lo largo de una línea de transmisión sin pérdidas

3.2.1 Caso especial 1. línea sin pérdidas en circuito abierto ($|Z_L| \rightarrow \infty, \Gamma_L = 1$)

$$\lim_{|Z_L| \rightarrow \infty} \{Z_{in}(z)\} = Z_0 \lim_{|Z_L| \rightarrow \infty} \left\{ \frac{Z_L + jZ_0 \tan[\beta(l-z)]}{Z_0 + jZ_L \tan[\beta(l-z)]} \right\} \quad (3.70)$$

$$\lim_{|Z_L| \rightarrow \infty} \{Z_{in}(z)\} = Z_0 \frac{1}{j \tan[\beta(l-z)]} = -jZ_0 \cot[\beta(l-z)] = Z_{oc}(z) \quad (3.71)$$

3.2.2 Caso especial 2. línea sin pérdidas en cortocircuito ($|Z_L| \rightarrow 0, \Gamma_L = -1$)

$$\lim_{|Z_L| \rightarrow 0} \{Z_{in}(z)\} = Z_0 \lim_{|Z_L| \rightarrow 0} \left\{ \frac{Z_L + jZ_0 \tan[\beta(l-z)]}{Z_0 + jZ_L \tan[\beta(l-z)]} \right\} \quad (3.72)$$

$$\lim_{|Z_L| \rightarrow 0} \{Z_{in}(z)\} = jZ_0 \tan[\beta(l-z)] = Z_{sc}(z) \quad (3.73)$$

Las características de impedancia de una línea de transmisión en cortocircuito o en circuito abierto están relacionadas con las posiciones del voltaje y los nulos de corriente a lo largo de la línea de transmisión. En una línea de transmisión sin pérdidas, la magnitud del voltaje y la corriente están dadas por

$$|V_s(z)| = |V_{so}^+ e^{-j\beta z} [1 + \Gamma(z)]| = |V_{so}^+| |1 + \Gamma(z)| \quad (3.74)$$

$$|I_s(z)| = \left| \frac{V_{so}^+}{Z_0} e^{-j\beta z} [1 - \Gamma(z)] \right| = \frac{|V_{so}^+|}{Z_0} |1 - \Gamma(z)| \quad (3.75)$$

Las ecuaciones para la magnitud de voltaje y corriente siguen la forma de diagrama de manivela que se encontró para el ejemplo de reflexión de onda plana y los valores mínimo y máximo de voltaje y corriente son

$$\begin{aligned}
|V_s(z)|_{\max} &= |V_{so}^+|(1+|\Gamma(z)|) & |V_s(z)|_{\min} &= |V_{so}^+|(1-|\Gamma(z)|) \\
|I_s(z)|_{\max} &= \frac{|V_{so}^+|}{Z_0}(1+|\Gamma(z)|) & |I_s(z)|_{\min} &= \frac{|V_{so}^+|}{Z_0}(1-|\Gamma(z)|)
\end{aligned}$$

Para una línea sin pérdidas, la magnitud del coeficiente de reflexión es constante a lo largo de toda la línea y, por lo tanto, igual a la magnitud Γ de la carga.

$$|\Gamma(z)| = |\Gamma_L e^{j2\beta(z-l)}| = |\Gamma_L| \quad (3.76)$$

La relación de onda estacionaria (s) en la línea sin pérdidas se define como la relación de magnitudes máximas a mínimas de voltaje (o magnitudes máximas a mínimas de corriente).

$$s = \frac{|V_s(z)|_{\max}}{|V_s(z)|_{\min}} = \frac{|I_s(z)|_{\max}}{|I_s(z)|_{\min}} = \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|} \quad (3.77)$$

La relación de ondas estacionarias en una línea de transmisión sin pérdidas oscila entre 1 y 4.

Se puede aplicar las ecuaciones anteriores a los casos especiales de líneas de transmisión sin pérdidas de circuito abierto y en cortocircuito para determinar las posiciones de los nulos de voltaje y corriente.

3.2.3 Línea de transmisión en circuito abierto ($\Gamma_L = 1$)

$$|V_s(z)| = 0 \quad \text{cuando} \quad 1 + \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} = 0 \quad \Rightarrow \quad e^{j2\beta(z-l)} = -1$$

$$2\beta(z-l) = 2 \frac{2\pi}{\lambda}(z-l) = n\pi \quad (n - \text{impar}) \quad \Rightarrow \quad (z-l) = n \frac{\lambda}{4} \quad (n - \text{impar})$$

$$|I_s(z)| = 0 \quad \text{cuando} \quad 1 - \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} = 0 \quad \Rightarrow \quad e^{j2\beta(z-l)} = 1$$

$$2\beta(z-l) = 2 \frac{2\pi}{\lambda}(z-l) = n\pi \quad (n - \text{par}) \quad \Rightarrow \quad (z-l) = n \frac{\lambda}{4} \quad (n - \text{par})$$

Corriente nula ($Z_{in} = \infty$) en la carga y cada $\lambda/2$ desde ese punto.

Voltaje nulo ($Z_{in} = 0$) a $\lambda/4$ de la carga y cada $\lambda/2$ desde ese punto.

3.2.4 Línea de transmisión en cortocircuito $\Gamma_L = -1$

$$|V_s(z)| = 0 \quad \text{cuando} \quad 1 + \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} = 0 \quad \Rightarrow \quad e^{j2\beta(z-l)} = 1$$

$$2\beta(z-l) = 2 \frac{2\pi}{\lambda}(z-l) = n\pi \quad (n - \text{par}) \quad \Rightarrow \quad (z-l) = n \frac{\lambda}{4} \quad (n - \text{par})$$

$$|I_s(z)| = 0 \quad \text{cuando} \quad 1 - \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} = 0 \quad \Rightarrow \quad e^{j2\beta(z-l)} = -1$$

$$2\beta(z-l) = 2 \frac{2\pi}{\lambda}(z-l) = n\pi \quad (n - \text{impar}). \quad \Rightarrow \quad (z-l) = n \frac{\lambda}{4} \quad (n - \text{impar})$$

Voltaje nulo ($Z_{in} = 0$) en la carga y cada $\lambda/2$ desde ese punto.

Corriente nula ($Z_{in} = \infty$) a $\lambda/4$ de la carga y cada $\lambda/2$ desde ese punto.

A partir de las ecuaciones para el voltaje y corriente máxima y mínima de la línea de transmisión, también se obtiene

$$\frac{|V_s(z)|_{\max}}{|I_s(z)|_{\max}} = \frac{|V_s(z)|_{\min}}{|I_s(z)|_{\min}} = Z_0 \quad (3.78)$$

A continuación, se demostrará que el voltaje máximo ocurre en el mismo lugar que el mínimo actual en una línea de transmisión sin pérdidas y viceversa. Utilizando la definición de la relación de ondas estacionarias, los valores máximos y mínimos de impedancia a lo largo de la línea de transmisión sin pérdidas pueden escribirse como

$$|Z_{in}(Z)|_{\max} = \frac{|V_s(z)|_{\max}}{|I_s(z)|_{\min}} = \frac{s|V_s(z)|_{\min}}{|I_s(z)|_{\min}} = sZ_0 \quad (3.79)$$

$$|Z_{in}(Z)|_{\min} = \frac{|V_s(z)|_{\min}}{|I_s(z)|_{\max}} = \frac{|V_s(z)|_{\min}}{s|I_s(z)|_{\min}} = \frac{Z_0}{s} \quad (3.80)$$

Por lo tanto, la impedancia a lo largo de la línea de transmisión sin pérdidas debe estar dentro del rango Z_0/s a sZ_0 .

3.3 CARTA DE SMITH

La carta de Smith es una herramienta grafica muy útil para calcular el coeficiente de reflexión y la impedancia en varios puntos en un sistema de línea de transmisión (sin pérdidas). La carta de Smith es en realidad un diagrama polar del coeficiente de reflexión complejo $\Gamma(z)$ [relación de voltaje de la onda reflejada al voltaje de la onda incidente] superpuesta con la correspondiente impedancia $Z(z)$ [relación entre el voltaje global y la corriente global]. Se puede observar el diagrama de la carta de Smith en la figura 26.

El voltaje del fasor en cualquier punto de la línea de transmisión sin pérdidas está dado por la fórmula 3.44

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z}$$

El coeficiente de reflexión en cualquier punto de la línea de transmisión se define como

$$\Gamma(z) = \frac{V_{so}^- e^{j\beta z}}{V_{so}^+ e^{-j\beta z}} = \frac{V_{so}^-}{V_{so}^+} e^{j2\beta z} = \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} \quad (3.81)$$

Donde Γ_L es el coeficiente de reflexión en la carga ($z = l$) dado por

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(Z_L / Z_0) - 1}{(Z_L / Z_0) + 1} = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (3.82)$$

Donde Z_L definida es la impedancia de carga normalizada. La magnitud del coeficiente de reflexión de valor complejo varia de 0 a 1 para cualquier valor de impedancia de carga. Por lo tanto, el coeficiente de reflexión (y la impedancia correspondiente) siempre puede ser asignado en el círculo unitario en el plano complejo.

$$\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\theta} = \Gamma_{Lr} + j\Gamma_{Li} \quad (3.83)$$

La relación de onda estacionaria correspondiente es

$$s = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (3.84)$$

La magnitud de Γ_L (coeficiente de reflexión) es constante en cualquier círculo en el plano complejo, de modo que la relación de onda estacionaria (VSWR) también es constante en el mismo círculo.

- Centro de la carta de Smith $\Rightarrow |\Gamma_L| = 0$
- (Sin reflexiones – acoplado, $s = 1$)
- Círculo exterior $\Rightarrow |\Gamma_L| = 1$
- (reflexión total, $s = \infty$)

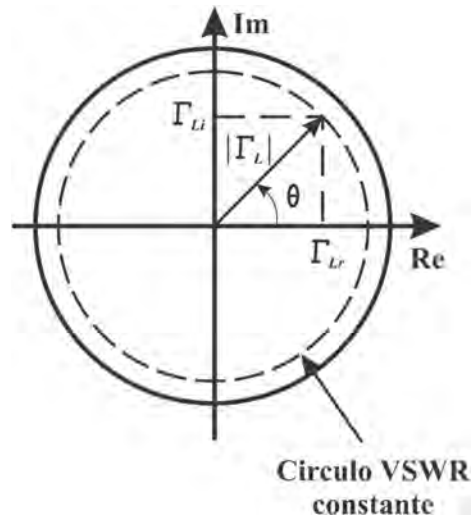


Figura 26 Diagrama de la carta de Smith

Una vez que la posición de Γ_L se encuentra en la carta de Smith, la ubicación del coeficiente de reflexión en función de la posición $[\Gamma(z)]$ se determina utilizando la fórmula del coeficiente de reflexión.

$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{j2\beta(z-l)} = |\Gamma_L| e^{j\theta} e^{j2\beta(z-l)} = |\Gamma_L| e^{j(\theta+\theta_z)} \quad (3.85)$$

Esta ecuación muestra que para localizar $\Gamma(z)$, se comienza en Γ_L y se gira a través de un ángulo de $\theta_z = 2\beta(z-l)$ en el círculo VSWR constante. Con la carga localizada en $z = l$, moviéndose de la carga hasta el generador ($z < l$) se define un ángulo negativo θ_z (rotación a la izquierda en el círculo VSWR constante). Hay que tener en cuenta que si $\theta_z = -2\pi$, entonces se está girando de nuevo al mismo punto. La distancia recorrida a lo largo de la línea de transmisión es entonces

$$\begin{aligned} \theta_z = 2\beta(z-l) = -2\pi & \Rightarrow 2\frac{2\pi}{\lambda}(z-l) = -2\pi \\ & \Rightarrow l-z = \frac{\lambda}{2} \end{aligned}$$

Así, una rotación completa alrededor de la carta de Smith (360°) es igual a una media longitud de onda.

En la carta de Smith:

- Rotación CW \Rightarrow Hacia el generador
- Rotación CCW \Rightarrow Hacia la carga
- $\lambda/2 = 360^\circ \Rightarrow \lambda = 720^\circ$
- $|\Gamma|$ y s son constantes en una línea de transmisión sin pérdidas. Moverse de un punto a otro en una línea de transmisión sin pérdidas es equivalente a la rotación a lo largo del círculo VSWR constante.
- Todas las impedancias en la carta de Smith son normalizadas a la impedancia característica de la línea de transmisión (cuando se utiliza una carta normalizada de Smith).

Los puntos a lo largo del círculo VSWR constante representan el coeficiente de reflexión complejo en puntos a lo largo de la línea de transmisión. El coeficiente de reflexión en cualquier punto dado de la línea de transmisión corresponde directamente a la impedancia en ese punto. Para determinar esta relación entre Γ_L y Z_L , primero se resuelve 3.82 para Z_L .

$$Z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = r_L + jx_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_{Lr} + j\Gamma_{Li}}{1 - \Gamma_{Lr} - j\Gamma_{Li}}, \quad (3.86)$$

donde r_L y x_L son la resistencia de carga normalizada y la reactancia, respectivamente. Resolviendo la ecuación 3.86 para la resistencia y la reactancia se obtienen ecuaciones para los círculos de “resistencia” y “reactancia”.

$$r_L = \frac{1 - \Gamma_{Lr}^2 - \Gamma_{Li}^2}{(1 - \Gamma_{Lr})^2 + \Gamma_{Li}^2} \quad \text{centro} = \left(\frac{r_L}{1 + r_L}, 0 \right) \quad \text{radio} = \frac{1}{1 + r_L}$$

$$x_L = \frac{2\Gamma_{Li}}{(1 - \Gamma_{Lr})^2 + \Gamma_{Li}^2} \quad \text{centro} = \left(1, \frac{1}{x_L} \right) \quad \text{radio} = \frac{1}{x_L}$$

De manera similar, el coeficiente de reflexión en función de la posición $\Gamma(z)$ a lo largo de la línea de transmisión puede estar relacionado con la impedancia en función de la posición

$Z(z)$. La impedancia general en cualquier punto a lo largo de la longitud de la línea de transmisión se define por la relación del fasor del voltaje al fasor de la corriente.

$$V_s(z) = V_{so}^+ e^{-j\beta z} [1 + \Gamma(z)] \quad (3.87)$$

$$I_s(z) = \frac{V_{so}^+}{Z_0} e^{-j\beta z} [1 - \Gamma(z)] \quad (3.88)$$

$$Z(z) = \frac{V_s(z)}{I_s(z)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (3.89)$$

El valor normalizado de la impedancia $Z_n(z)$ es

$$Z_n(z) = \frac{Z(z)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} = r(z) + jx(z) \quad (3.90)$$

La ecuación 3.86 es simplemente la ecuación 3.90 evaluada en $z = l$.

$$Z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = r_L + jx_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_{Lr} + j\Gamma_{Li}}{1 - \Gamma_{Lr} - j\Gamma_{Li}}$$

$$Z_n(z) = \frac{Z(z)}{Z_0} = r(z) + jx(z) = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}$$

Así, a medida que se desplaza de un punto a otro a lo largo de la línea de transmisión que representa el coeficiente de reflexión complejo (girando alrededor del círculo VSWR constante), también se está trazando la impedancia correspondiente.

Una vez que la impedancia normalizada se encuentra en la carta de Smith para un punto en particular en la línea de transmisión, la admitancia normalizada en ese punto se encuentra girando 180° desde el punto de impedancia en el círculo de coeficientes de reflexión constante.

Las ubicaciones de máximos y mínimos para voltajes y corrientes a lo largo de la línea de transmisión se pueden localizar usando la carta de Smith dado que estos valores corresponden a características de impedancia específicas.

- Voltaje máximo, corriente mínima \Rightarrow impedancia máxima
- Voltaje mínimo, corriente máxima \Rightarrow impedancia mínima

3.4 TRANSFORMADOR DE CUARTO DE ONDA

Cuando no se pueden evitar los desacoples entre la línea de transmisión y la carga, existen técnicas de acoplamiento que pueden ser usadas para eliminar las reflexiones en la línea de transmisión del alimentador. Una de estas técnicas es el transformador de cuarto de onda.

Insertar una sección de longitud $\lambda/4$ de la línea de transmisión (impedancia característica = Z'_0) entre la línea de transmisión original y la carga. En la figura 27 se puede observar el diagrama de una línea desacoplada con una sección de $\lambda/4$.

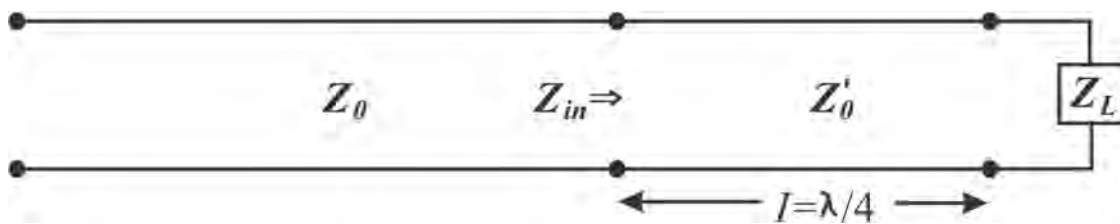


Figura 27 Línea de transmisión con una sección de un cuarto de longitud de onda para evitar reflexiones

La impedancia de entrada vista desde el transformador de cuarto de onda es

$$Z_{in}(z) = Z'_0 \frac{Z_L + jZ'_0 \tan \beta l}{Z'_0 + jZ_L \tan \beta l}$$

$$\beta l = \frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

$$\tan \beta l \rightarrow \infty$$

$$Z_{in} = Z'_0 \frac{Z'_0}{Z_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} = Z_0$$

La solución para la impedancia característica requerida del transformador de cuarto de onda da lugar a

$$Z_0' = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (3.91)$$

(Impedancia del transformador de cuarto de onda)

CAPÍTULO IV

PROPUESTA DE LABORATORIO Y PRUEBAS

Para demostrar que una línea de transmisión no actúa como un circuito donde la tensión y la corriente son los mismos en cada punto sino que varían dependiendo de la posición, se hará uso de equipos de un laboratorio de radio frecuencias tales como osciloscopio, generador de funciones arbitrarias, analizador de espectros y multímetro para realizar pruebas y mediciones sobre una línea coaxial y una línea de microcinta, que, dada su relativa facilidad de construcción y medición, permitirá entender cómo varía la corriente y la tensión a lo largo de la línea de transmisión.

4.1 LÍNEAS DE MICROCINTA

Una microcinta no es más que un conductor plano separado de un plano de tierra con un material dieléctrico aislante (Tomasi, 2003).

En la figura 28a se ve una línea de microcinta de una pista. El plano de tierra sirve como punto común del circuito, y debe ser cuando menos 10 veces más ancho que el conductor superior, y debe conectarse a tierra. En general, la microcinta es de un cuarto o media longitud de onda, a la frecuencia de operación, y equivale a una línea de transmisión desbalanceada. Como en cualquier línea de transmisión, la impedancia característica de una línea de microcinta depende de sus características físicas. Así, cualquier impedancia característica de 50 a 200 ohms puede obtenerse en las líneas de microcinta sólo con cambiar sus dimensiones.

La ecuación para calcular la impedancia característica de una línea desbalanceada de microcinta, como la de la figura 28c, es:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98h}{0.8w + t} \right) \quad (4.1)$$

donde:

Z_0 = impedancia característica

ϵ = constante dieléctrica (para plástico reforzado con fibra de vidrio FR-4, $\epsilon = 4.5$ y para el teflón $\epsilon = 3$)

w = ancho de la pista de cobre

t = espesor de la pista de cobre

h = distancia entre la pista de cobre y el plano de tierra, es decir, el espesor del dieléctrico

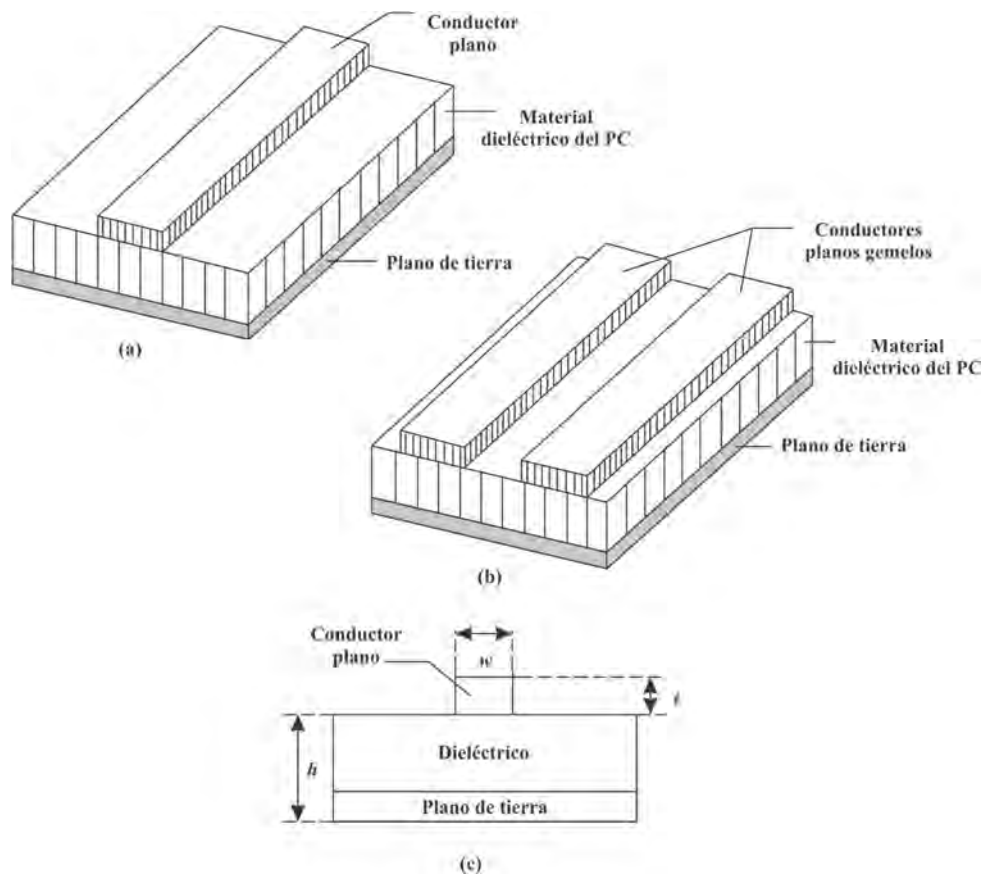


Figura 28 Línea de transmisión de microcinta: (a) desbalanceada: (b) balanceada: (c) dimensiones

4.2 EQUIPO DE INSTRUMENTACIÓN UTILIZADO

4.2.1 Osciloscopio

El osciloscopio es un dispositivo de presentación de gráficas, es decir, traza una gráfica de una señal eléctrica. En la mayoría de las aplicaciones, esta grafica muestra cómo cambia una señal con el tiempo: el eje vertical y representa el voltaje, y el eje horizontal x representa el tiempo. (Tektronix, inc, 2001).

Los osciloscopios son de los instrumentos más versátiles que existen y los utilizan desde técnicos de reparación de televisores hasta médicos. Un osciloscopio puede medir un gran número de fenómenos, provisto del transductor adecuado (un elemento que convierte una magnitud física en señal eléctrica) será capaz de dar el valor de una presión, ritmo cardiaco, potencia de sonido, nivel de vibraciones en un coche, etc.

Para este trabajo se utilizó un osciloscopio de la marca Rigol, modelo DS1102E de dos canales como se muestra en la figura 29.



Figura 29 Osciloscopio RIGOL DS1102E

4.2.2 Generador de funciones arbitrarias

Un generador de señales es un circuito oscilador que es capaz de entregar señales de ondas de varios tipos a frecuencia y amplitud variable. Este instrumento genera ondas de varios tipos, como son: Senoidal, Triangular y Cuadrada. Algunos generadores son capaces de producir otros tipos de ondas más complejas como diente de sierra, pulsos, ruidos, rampa, señales TTL, etc. Estas ondas pueden ser variadas en amplitud y/o frecuencia. Los rangos de frecuencias y las capacidades de amplitud varían en cada equipo según sus características.

Para este trabajo se utilizó un generador de funciones de la marca Rigol, modelo DG4102 (figura 30) y también el modelo DSG815 de Rigol.



Figura 30 Generador de funciones arbitrarias RIGOL DG4102

4.2.3 Analizador de espectros

El analizador de espectros es un instrumento utilizado para analizar una señal en el dominio de la frecuencia, así como un osciloscopio analiza una señal en el dominio del tiempo (Henze, 2010).

La principal característica de un analizador de espectros es que este permite analizar señales de cualquier tipo (siempre y cuando sean eléctricas). Lo que hace diferente a un analizador

de espectros y a un osciloscopio es que el analizador permite obtener información de la señal que prácticamente no podría obtenerse en el dominio del tiempo.

En este trabajo se utilizó el analizador de espectros de la marca Rigol, modelo DSA815 (figura 31).

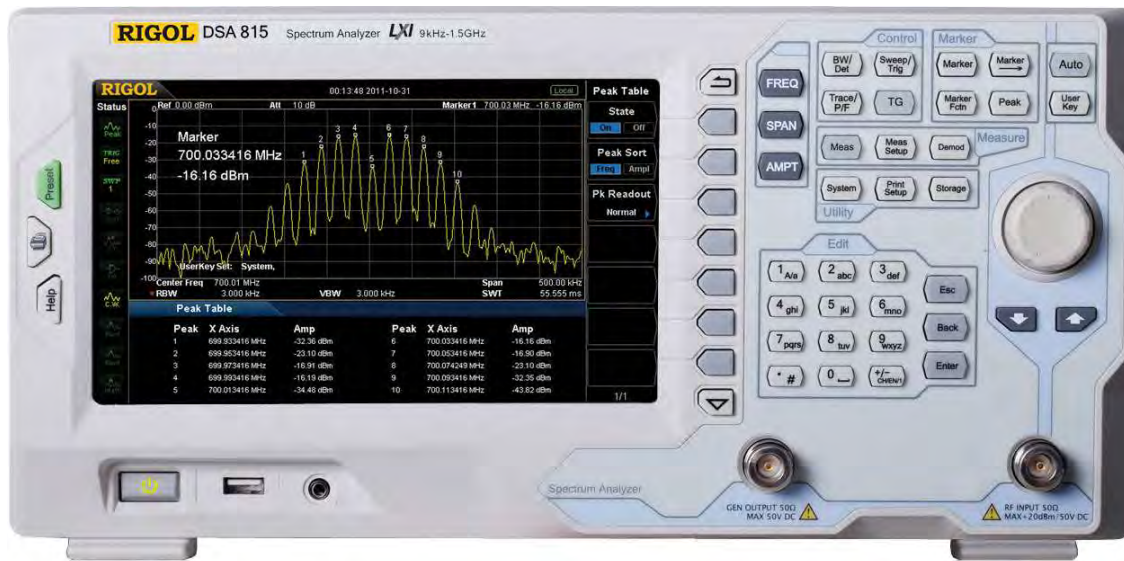


Figura 31 Analizador de espectros RIGOL DSA815

4.2.4 Multímetro

Un multímetro es un medidor electrónico para realizar mediciones eléctricas. Puede contar con numerosas funciones especiales, pero esencialmente mide voltios, ohmios y amperios (Fluke Corporation, 2006).

En este trabajo se utilizó un multímetro de la marca Rigol (figura 32) para medir la impedancia de un potenciómetro que fungió como carga para la línea de transmisión, evitando así ondas reflejadas.



Figura 32 Multímetro de la marca RIGOL

4.3 MATERIALES UTILIZADOS

Los materiales utilizados para la construcción de la línea de microcinta fueron los siguientes:

- Placa fenólica de 30 cm de largo por 3 cm de ancho
- Acido férrico
- Línea de cobre adhesiva de 0.3 cm de ancho por 30 cm de largo
- 2 conectores MCX

4.4 FABRICACIÓN DE LA LÍNEA MICROCINTA

Para empezar, se obtuvieron las medidas físicas de la línea de transmisión a construir con las siguientes características:

- Impedancia de 50 ohms
- Frecuencia operativa de 1.4 GHz

Se utilizó el software TXLINE 2003 (figura 33) el cuál arrojó las siguientes medidas:

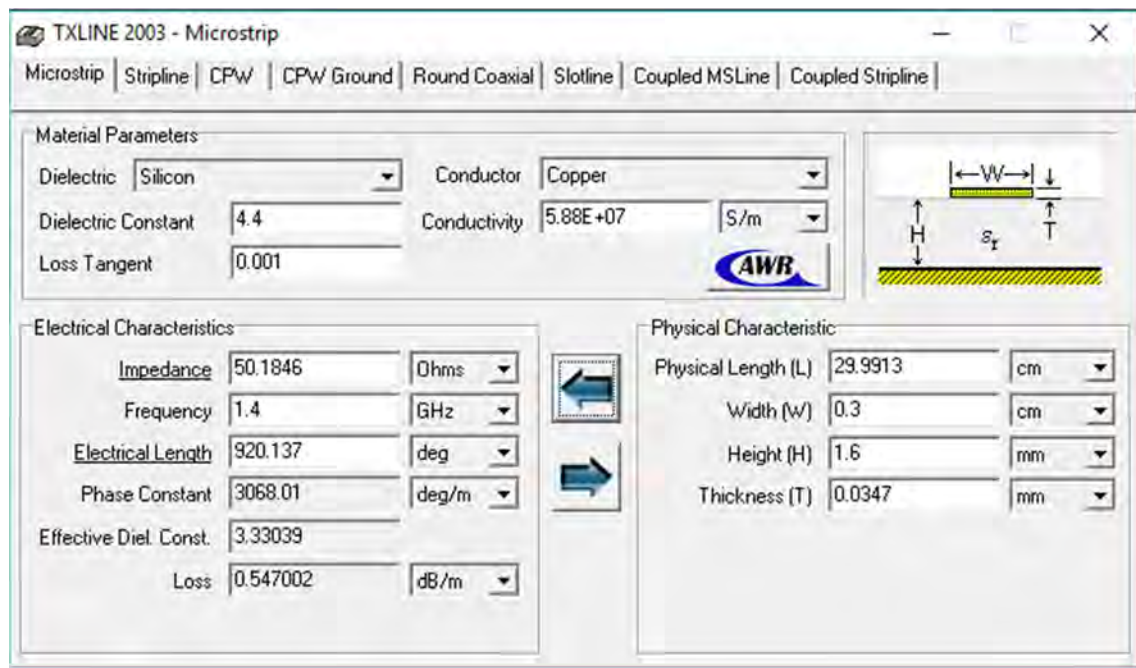


Figura 33 Software TXLINE 2003 para cálculo de los parámetros de la línea de transmisión

Se construyó la línea de microcinta de 30 cm de largo con 0.3 cm de ancho como se puede observar en la figura 34 y 35 para la línea conductora para que pudiera trabajar a 1.4 GHz y pudiera entrar al menos una longitud de onda en la línea.



Figura 34 Línea de microcinta de 30 cm de longitud



Figura 35 Línea de transmisión por la parte superior donde se puede apreciar la línea conductora

En la figura 36 se puede apreciar el diseño de uno de los extremos de la línea de microcinta donde va soldado el conector mcx para evitar que haga contacto con el plano de tierra.



Figura 36 Diseño para evitar que el conector mcx toque la línea conductora y provoque interferencias

En la figura 37 se puede apreciar el ácido férrico el cual fue utilizado para disolver la parte no necesaria de cobre en la línea de microcinta. El proceso fue pintar con plumón negro la parte que no debía disolverse y dejando expuesta la parte que sí iba a disolverse para posteriormente sumergir los extremos de la línea en el ácido.



Figura 37 Acido férrico para disolver la parte sobrante de cobre en la línea de transmisión

Una vez que se disolvieron las partes sobrantes de cobre se procedió a soldar los conectores mcx, uno en cada extremo de la línea de microcinta como muestra la figura 38.



Figura 38 Conectores mcx soldados a la línea de microcinta

Se agregó estaño a la pista conductora de la línea de microcinta, con el fin de volverla más resistente al momento de arrastrar la punta del caimán sobre ella. Se puede apreciar el resultado en la figura 39 a continuación.

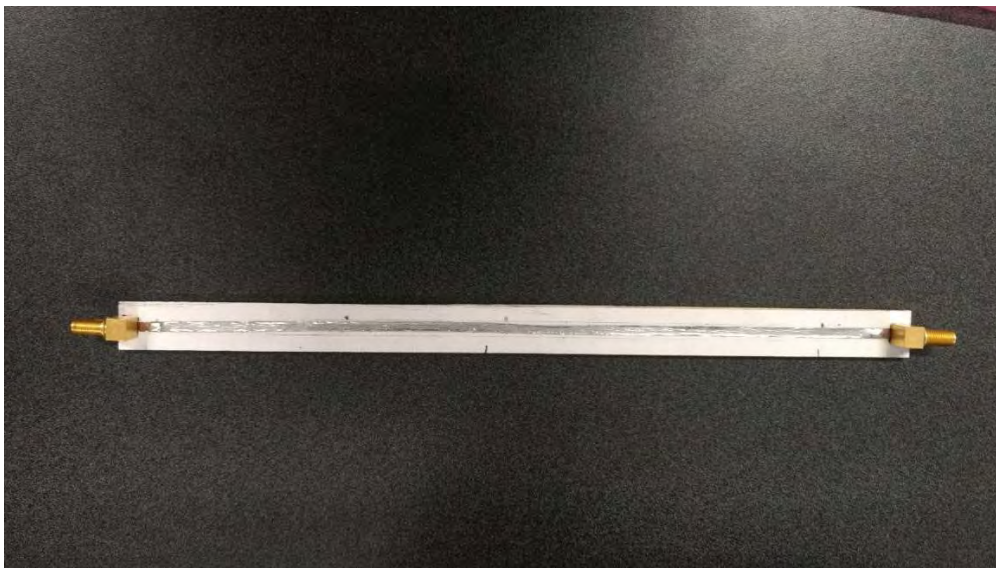


Figura 39 Línea de microcinta terminada

4.5 MEDICIONES EN LA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

A continuación, se detallan las prácticas realizadas sobre la línea de microcinta y sobre una línea coaxial para realizar diferentes mediciones.

4.5.1 Uso del osciloscopio para medir la longitud de un cable coaxial

Se sabe que la línea de transmisión tiene una impedancia característica y cuando esta no termina en una carga igual a la impedancia característica existen ondas reflejadas a través de la línea. Es mediante esta técnica que se puede medir aproximadamente la longitud de un cable.

El diagrama de la prueba se puede observar en la figura 40. Se utilizó un generador de funciones para inyectar una señal a través de la línea de transmisión y un osciloscopio para poder visualizar la señal de llegada.



Figura 40 Diagrama utilizado. Generador de funciones, osciloscopio y cable coaxial a medir

Con el generador de funciones arbitrarias se generará una señal senoidal a 1KHz, tal como se muestra en la figura 41.

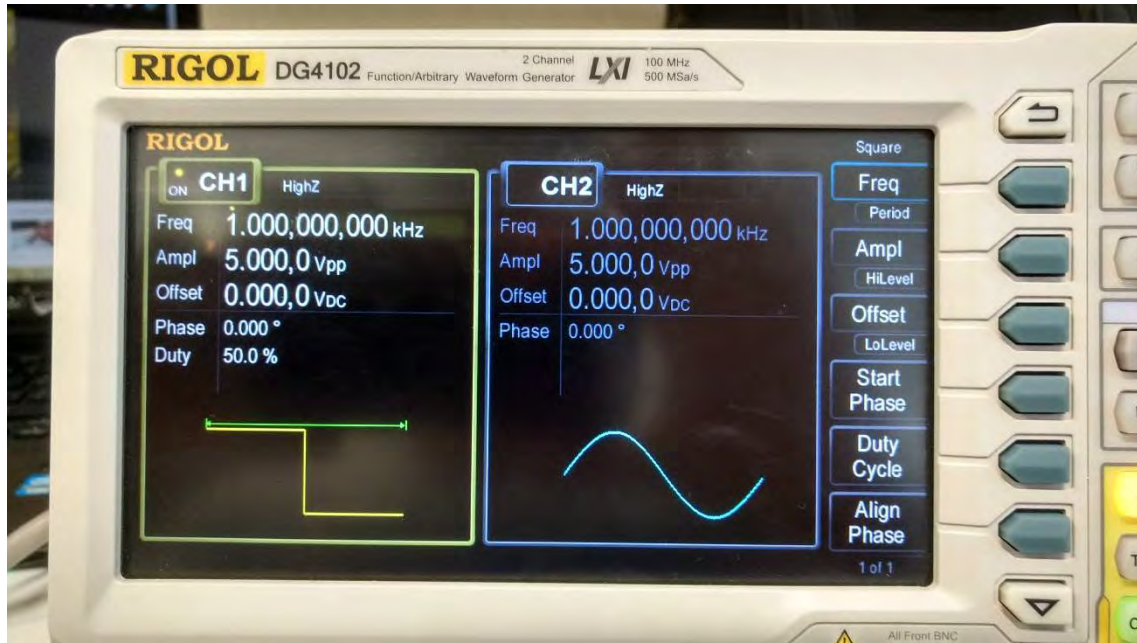


Figura 41 Señal generada a 1 kHz

Con el generador de funciones se mandará la señal a través de un cable que irá conectado al osciloscopio y al cable coaxial que se quiere medir mediante un terminal tipo T, por lo tanto en el osciloscopio se podrá observar la señal que llega del generador de funciones como se muestra en la figura 42, pero a su vez esta sigue viajando a lo largo del cable coaxial por el otro extremo de la terminal tipo T y como el cable coaxial termina en circuito abierto toda la señal será reflejada, llegando primero al osciloscopio donde se podrá observar como la señal cambia en ese punto y por ultimo regresando al generador de funciones.

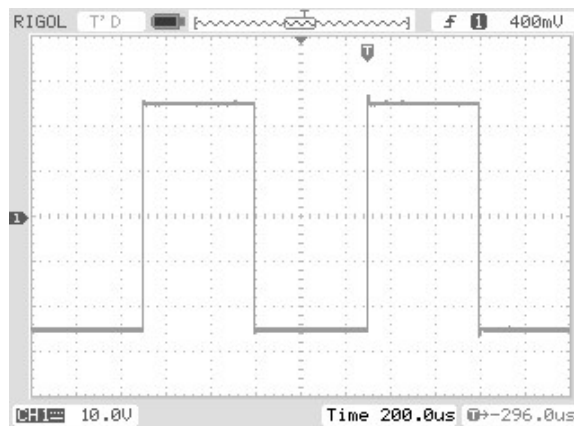


Figura 42 Señal obtenida con el extremo del coaxial en circuito abierto

Si se cambia la escala de división de tiempo en el osciloscopio se puede observar la siguiente forma en la señal (figura 43), lo cual indica donde la señal llega al osciloscopio y la otra parte que aumenta es la parte donde la señal viaja a través del cable coaxial a medir y regresa nuevamente al osciloscopio.

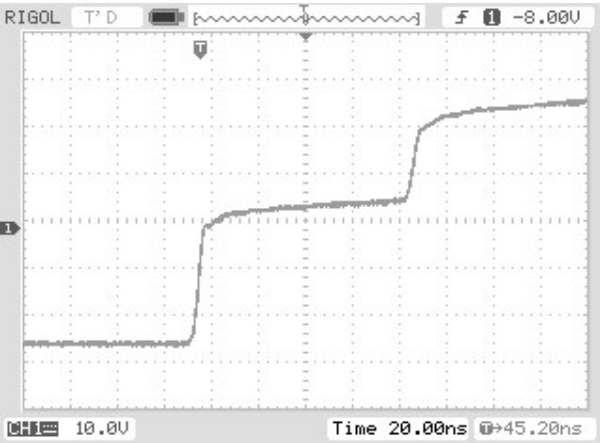


Figura 43 División de tiempo a 20.00ns

Con los cursores en el osciloscopio se puede medir el tiempo entre los dos cambios en la señal como se muestra en la figura 44. Se coloca el primer cursor al momento del primer aumento de la señal y el segundo cursor se coloca en el segundo aumento de la señal.

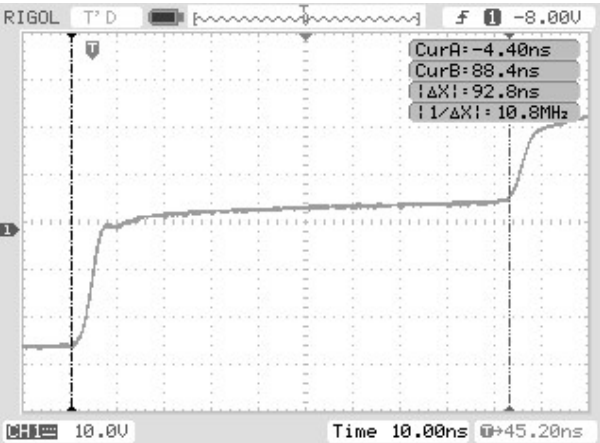


Figura 44 Cursores para medir el tiempo entre los dos cambios. División de tiempo de 10.00ns

Se puede saber la distancia del cable con la siguiente formula:

$$v = \frac{d}{t} \quad (4.2)$$

donde $t = t_{coaxial}$

Sustituimos los valores

$$v = c \times v_f \quad (4.3)$$

donde $v_f = \text{factor de velocidad del coaxial} = 0.66$

$$v = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \cdot 0.66$$

$$v = 1.98 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$t_c = 94.8 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$t = \frac{t_c}{2} = 47.4 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$d = t \cdot v = (47.4 \times 10^{-9} \text{ s})(1.98 \times 10^8 \text{ m/s})$$

$$d = 9.38 \text{ m}$$

Por lo tanto, se tiene que el cable tiene una longitud aproximada de 9.38 metros, muy cercana a la longitud real del cable que es de 10 metros.

4.5.2 Uso del osciloscopio para medir la impedancia de un cable coaxial

Con el diagrama anterior, ahora se coloca un potenciómetro en el otro extremo del cable coaxial donde antes estaba como circuito abierto. Se puede observar el potenciómetro en la figura 45.



Figura 45 A la izquierda el potenciómetro, a la derecha el extremo en circuito abierto del coaxial

Se tiene que la señal de la siguiente forma antes de conectar el potenciómetro (figura 46).

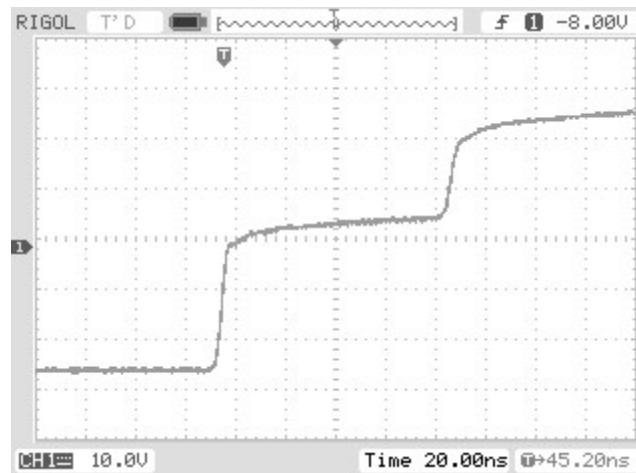


Figura 46 Señal del coaxial en circuito abierto

En la figura 47 se puede observar el extremo de la línea con el potenciómetro conectado

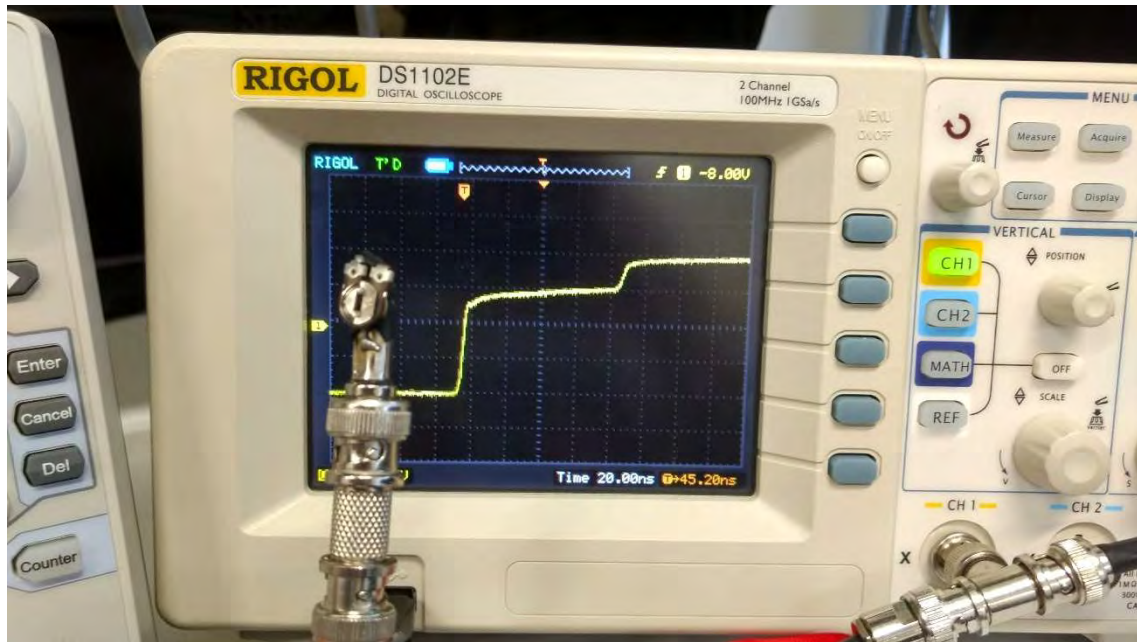


Figura 47 Potenciómetro conectado a la línea

Una vez conectado se puede observar que la señal cambia conforme se mueve el valor del potenciómetro (figuras 48, 49 y 50).

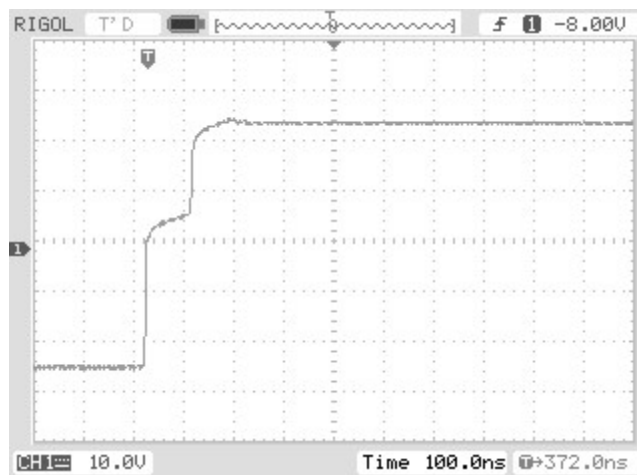


Figura 48 Variación en la señal conforme se mueve el potenciómetro

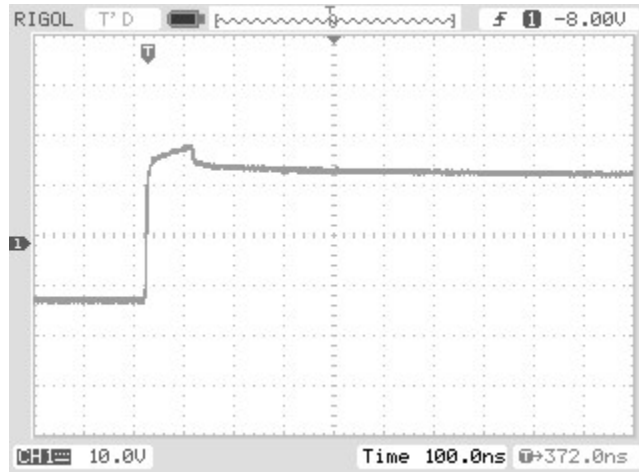


Figura 49 Variación en la señal conforme se mueve el potenciómetro

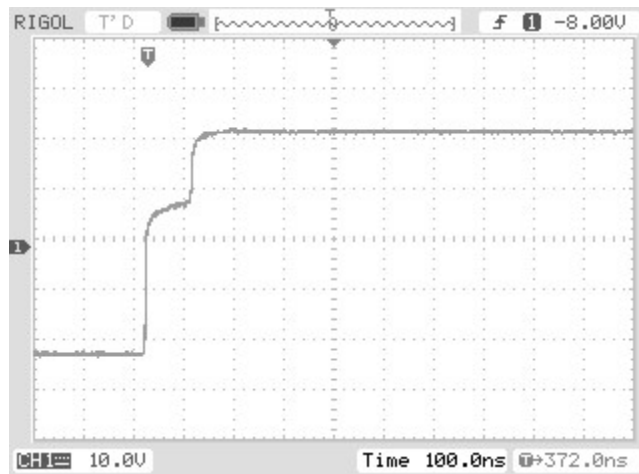


Figura 50 Variación en la señal a medida que se mueve el potenciómetro

Cuando se logra que la señal mostrada en el osciloscopio quede acoplada como se muestra en la figura 51, es decir, no tenga cambios en su forma, será ese el valor de la impedancia de la línea de transmisión.

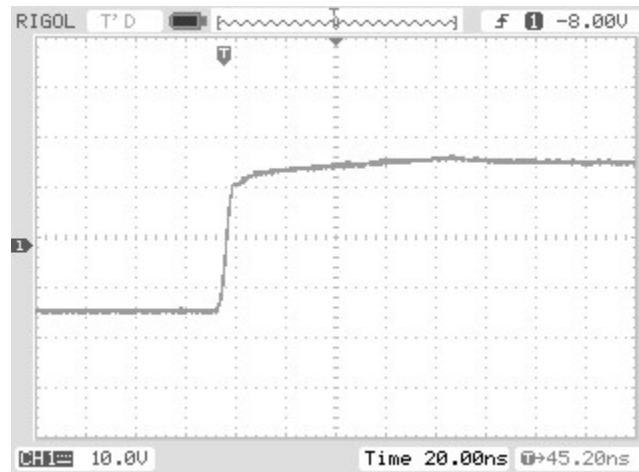


Figura 51 Línea acoplada

A continuación se mide el valor obtenido en el potenciómetro, para hacer esto, se conecta el potenciómetro a una terminal de puntas de banana como se muestra en la figura 52.



Figura 52 Terminal de puntas de banana para conectarlo al multímetro

Se puede observar que el cable coaxial medido tiene una impedancia de 50.65 ohms (figura 53).



Figura 53 Potenciómetro conectado al multímetro

4.5.3 Variación de voltaje con la función zero span

El analizador de espectros es usado generalmente para medir y observar señales en el dominio de la frecuencia. Otra utilidad que puede tener un analizador de espectros es configurarlo para mediciones en el dominio del tiempo. Para esta prueba se pondrá el analizador de espectros para analizar señales en el dominio del tiempo con la función zero span. En esta prueba lo que se podrá observar será la envolvente de la señal generada a través de la línea de microcinta, la cual irá variando a medida que se desplace sobre ella. El esquema es el mostrado en la figura 54.

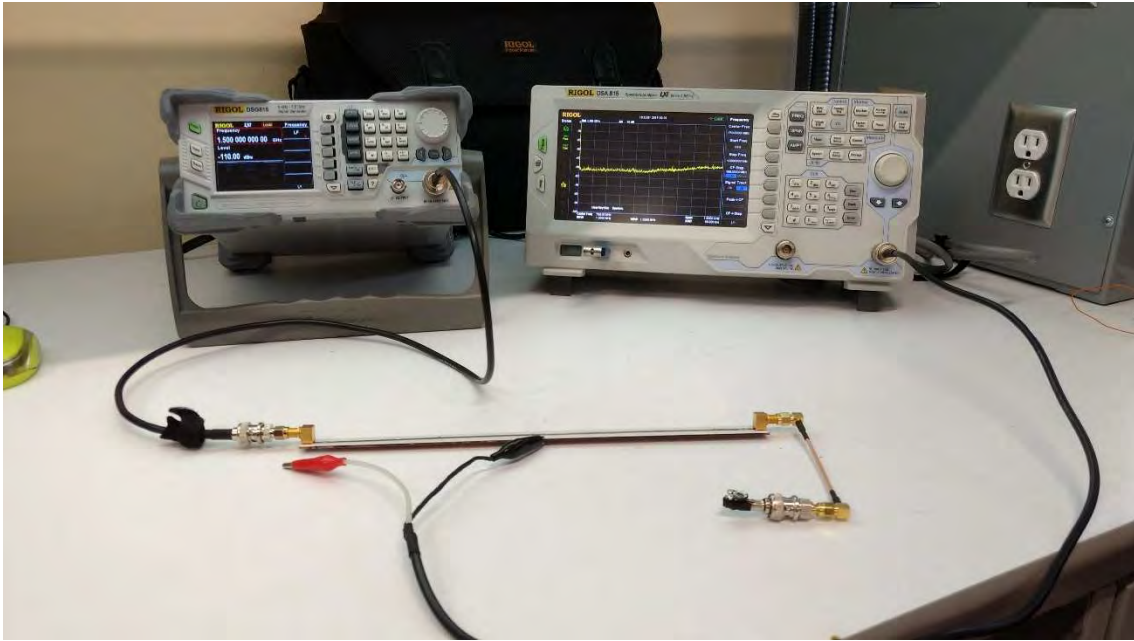


Figura 54 Esquema utilizado

En un extremo de la línea de microcinta se conectará el generador de funciones Rigol DSG815 (figura 55 y 56), el cual permitirá generar señales desde 9 KHz hasta 1.5 GHz.



Figura 55 Generador de funciones RIGOL DSG815

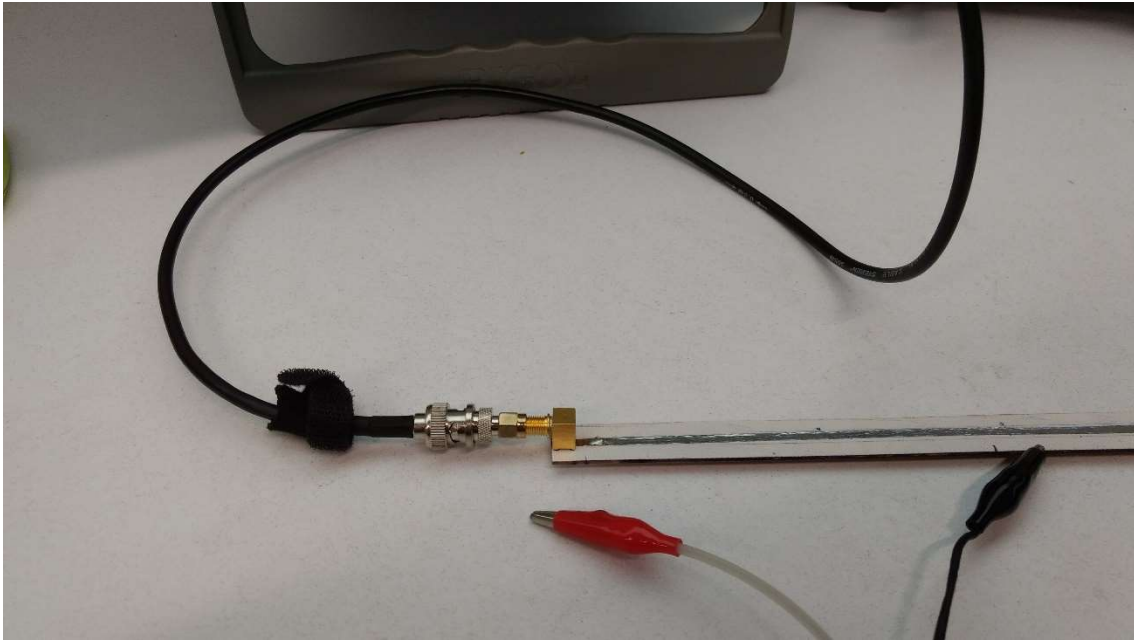


Figura 56 Línea de microcinta conectada al generador de funciones

Con la ayuda de unas puntas de caimán que irán conectadas al analizador de espectros (figura 57 y 58), se irá desplazando a través de la línea de microcinta para hacer mediciones.

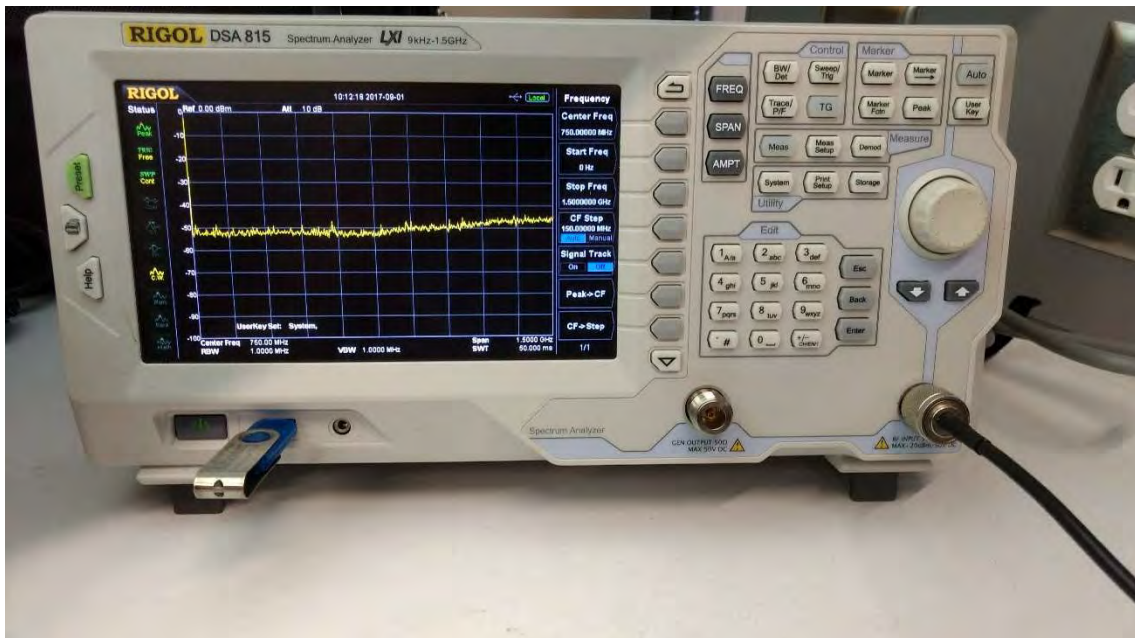


Figura 57 Analizador de espectros

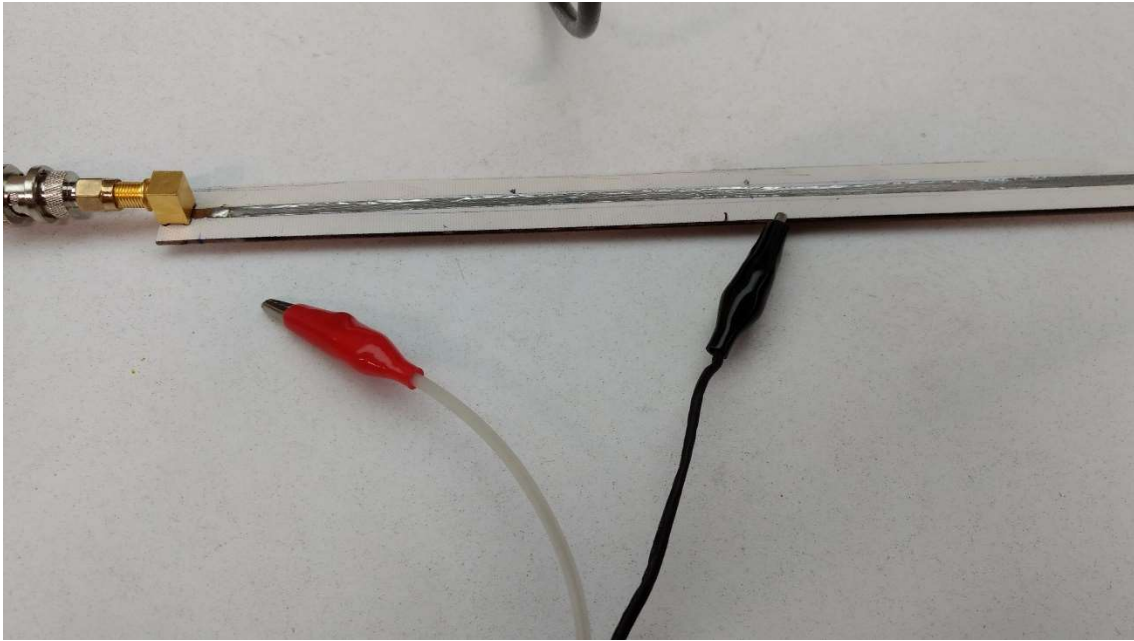


Figura 58 Puntas de caiman las cuales permitirán moverse a través de la línea de transmisión para hacer mediciones en diferentes puntos de la misma

En el otro extremo de la línea se conectará un potenciómetro con una carga de 50 ohms (figura 59) para que la línea quede acoplada y no existan reflexiones.

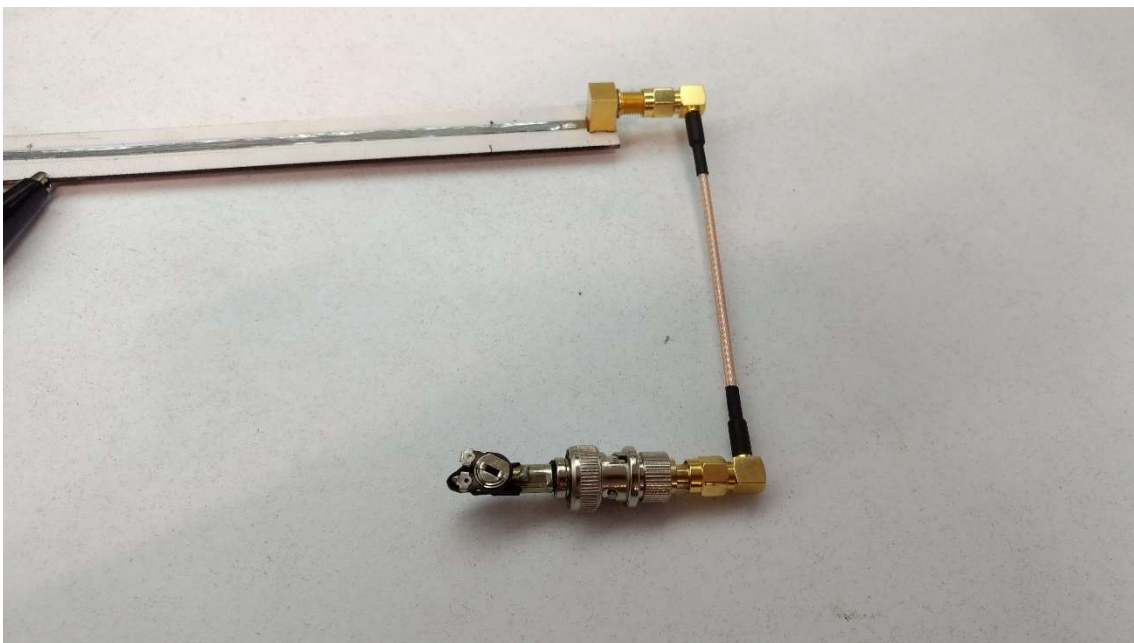


Figura 59 Potenciómetro acoplado a la línea a 50 ohms

Se genera una señal de 1.4 GHz con el generador de señales (figura 60) para poder observarla en el analizador de espectros



Figura 60 Señal a 1.4 GHz

Ahora se modula la señal en amplitud (AM) con el botón MOD y se genera como se muestra en la figura 61.

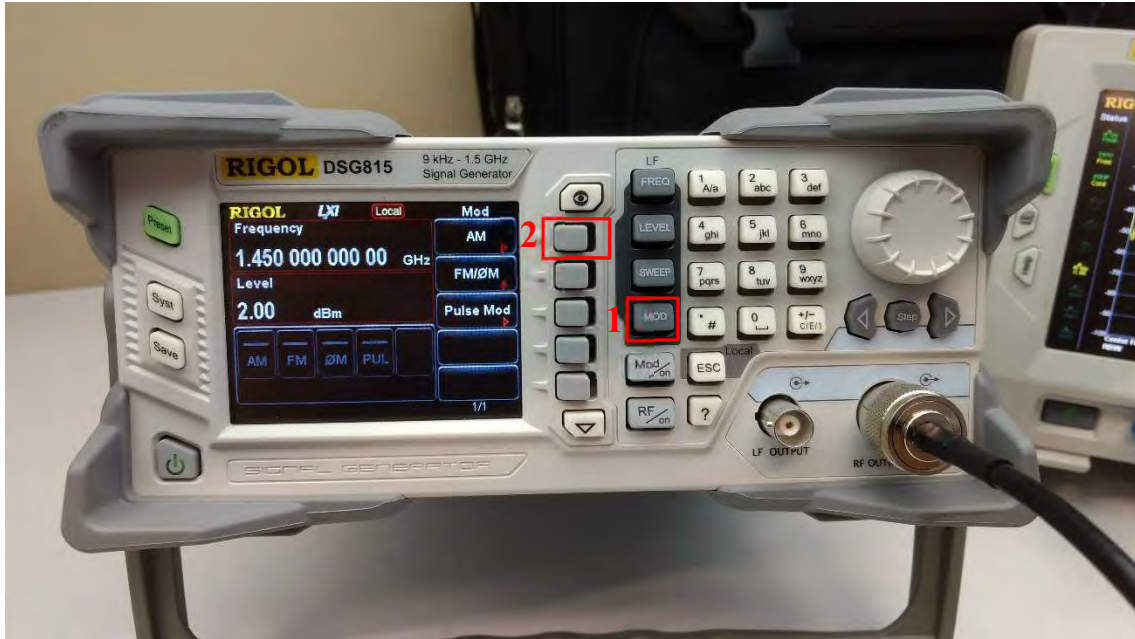


Figura 61 Primero se presiona el botón MOD (1) y después se selecciona la opción AM (2)

Se activa la modulación en amplitud (AM) de la señal tal como se muestra en la figura 62.



Figura 62 Se activa la modulación en amplitud (1)

Una vez activada la modulación en amplitud de la señal, se genera la señal de 1.4 GHz (figura 63).



Figura 63 Ahora se activa la función de modulación (1) y se genera la señal (2)

Una vez que es generada la señal, se pasa al analizador de espectros para visualizar la señal (figuras 64 y 65)

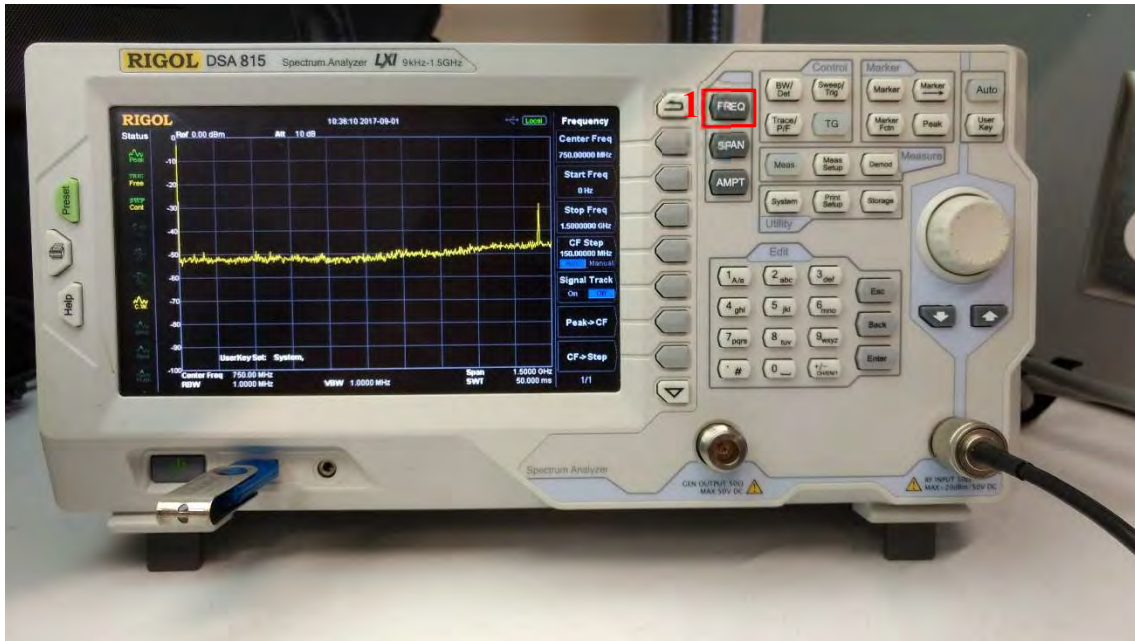


Figura 64 La frecuencia es centrada a 1.45 GHz en el analizador de espectros para poder visualizar la señal que se está generando con el generador de señales con la tecla FREQ (1)

En la figura 65 se puede observar la señal centrada a 1.45 GHz esto con el fin de poder trabajar y visualizar mejor la señal generada anteriormente.

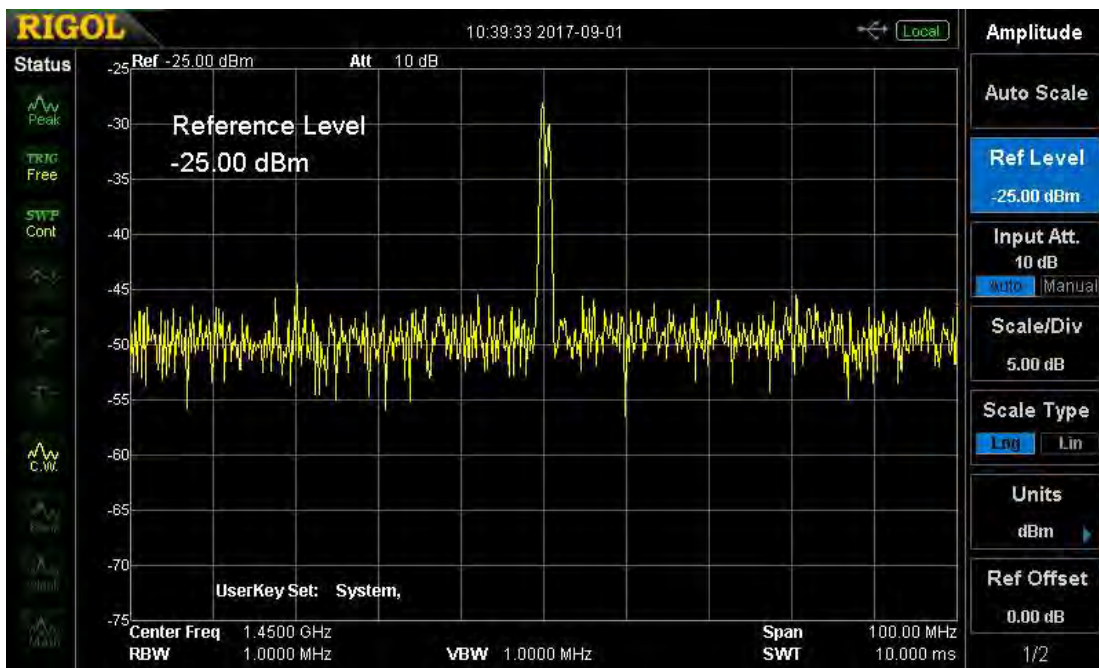


Figura 65 Señal centrada a 1.45 GHz

Se activa la función zero span como se muestra en la figura 66

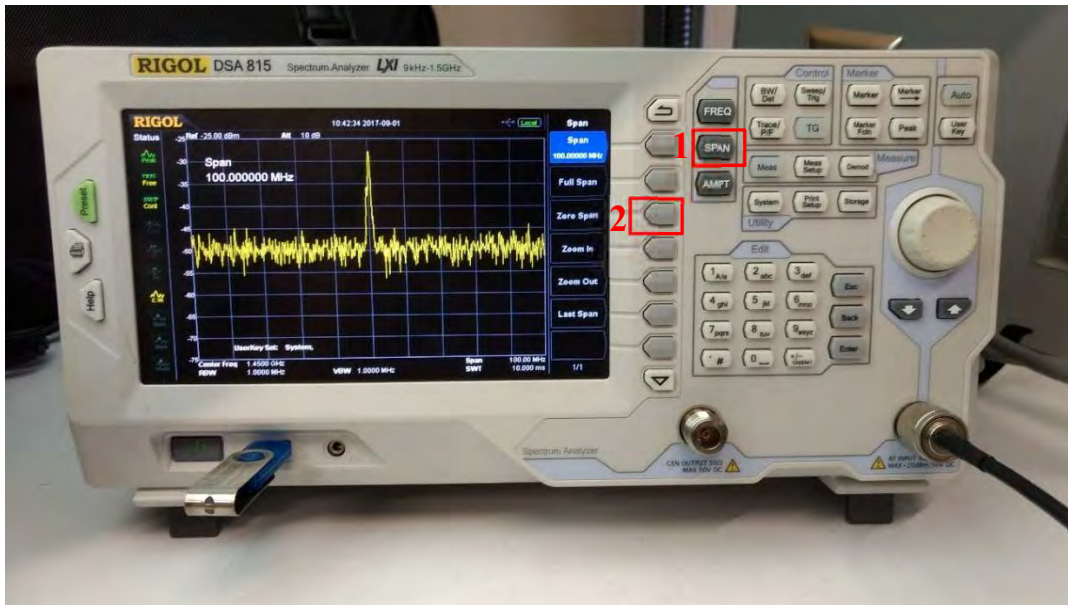


Figura 66 Se oprime el botón SPAN (1) y a continuación se selecciona la opción zero span (2) en el menú que se despliega

El analizador ahora funciona como un receptor sintonizado (figura 67).

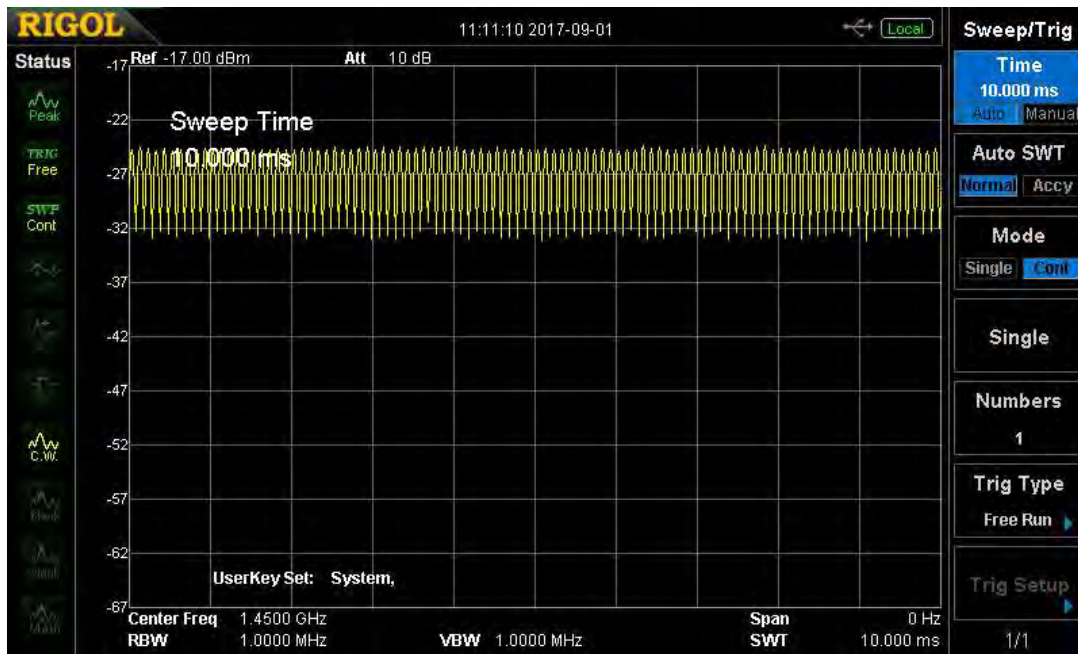


Figura 67 Las curvas muestran la relación amplitud y tiempo de la señal de entrada

Se ajusta el tiempo de muestreo para visualizar en el analizador múltiples periodos de la señal modulada (figura 68 y 69)

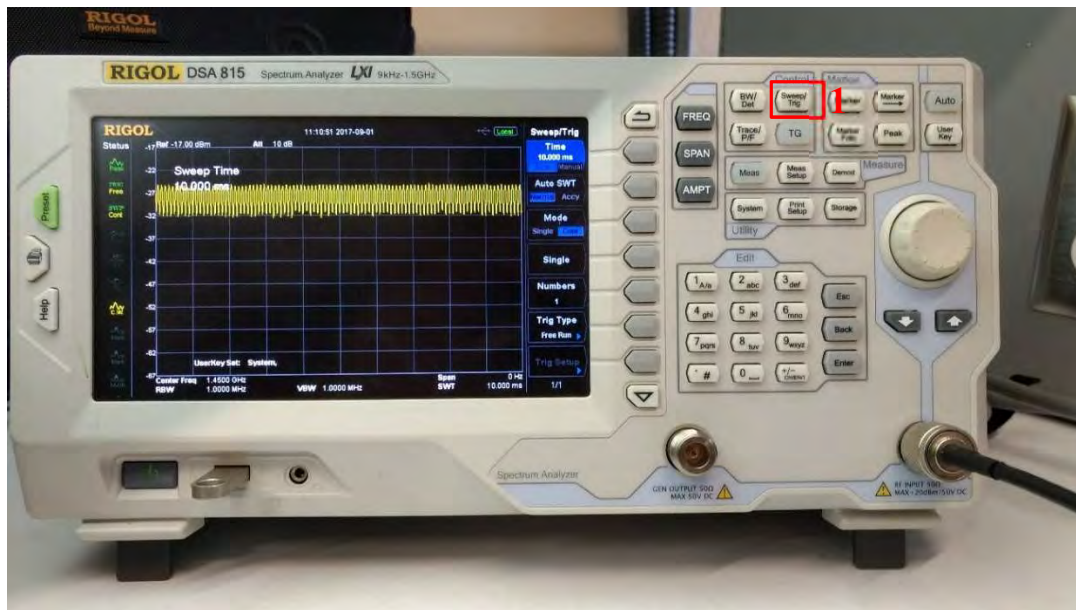


Figura 68 Se ajusta el tiempo de muestreo para hacer que el analizador muestre múltiples periodos de la señal modulada con el botón SWEEP/TRIG (1)

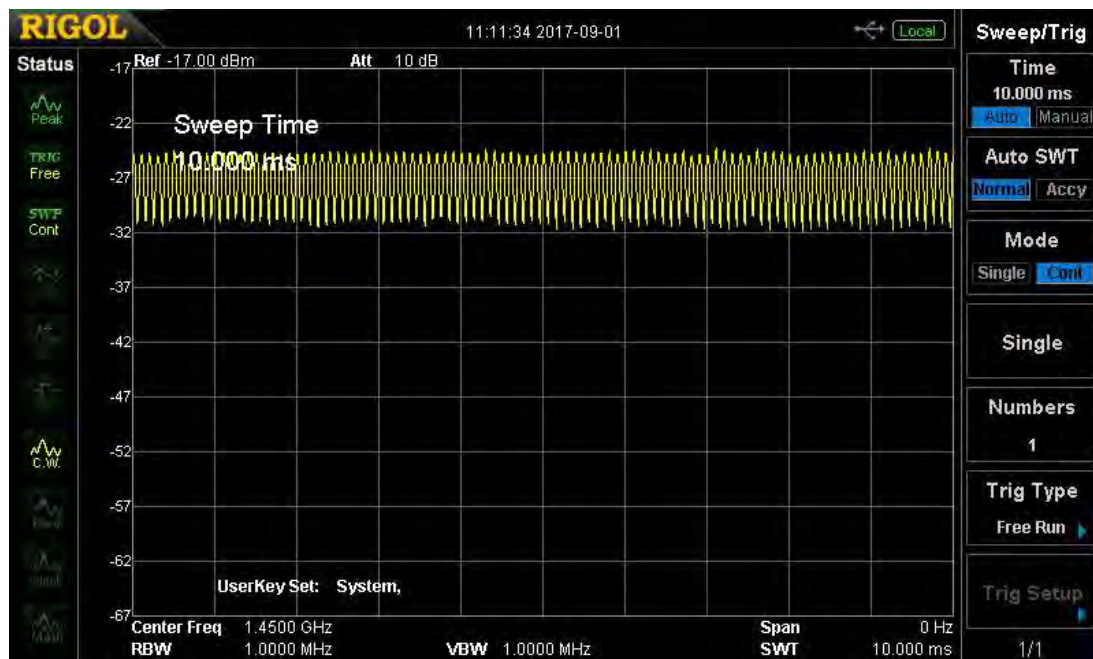


Figura 69 SWT de 10.000 ms

Se cambia el valor por 500 us para poder visualizar múltiples periodos de la señal modulada (figura 70 y 71)

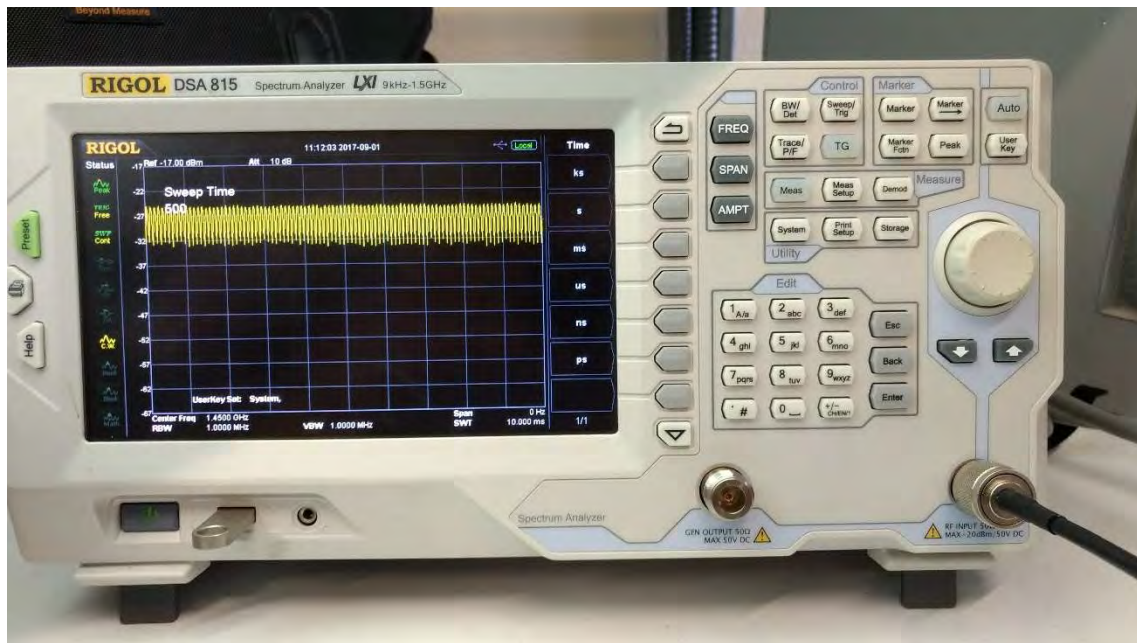


Figura 70 Se coloca 500 con el teclado numérico y en unidades se selecciona us

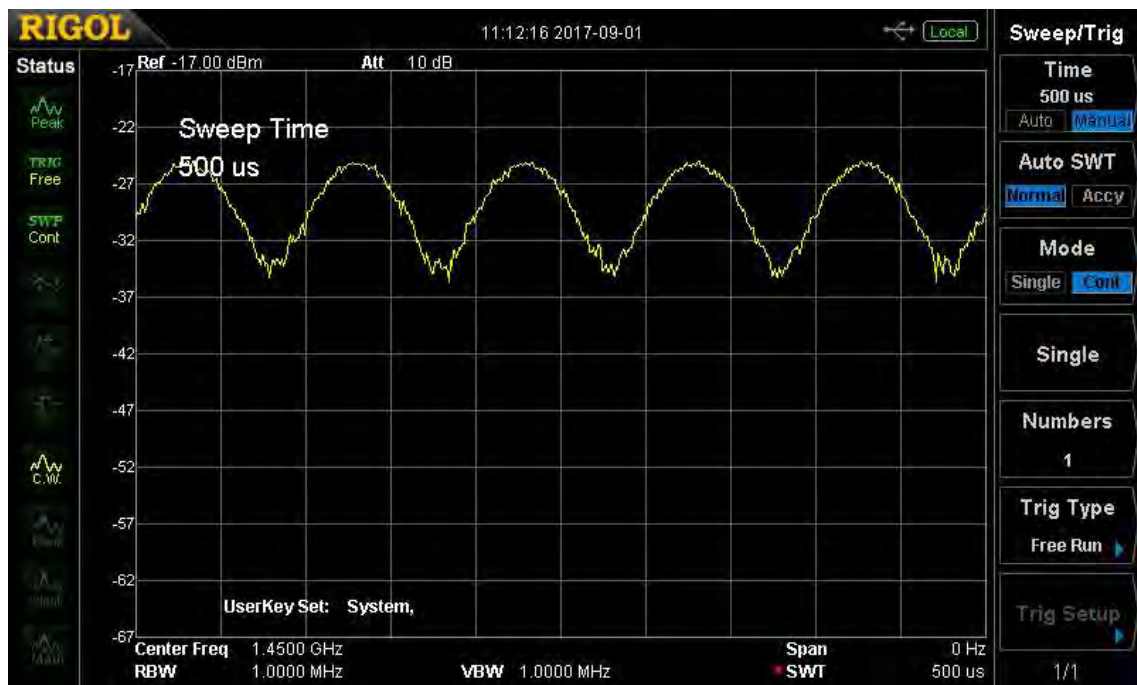


Figura 71 Señal ajustada a 500 us

Una vez que se tiene el analizador de espectros configurado, se pasa a la línea de microcinta para hacer las mediciones y poder observar, cómo van cambiando los valores de la potencia (dBm) con base a la posición, para esta primer medición el valor obtenido es de -7.5 dBm.

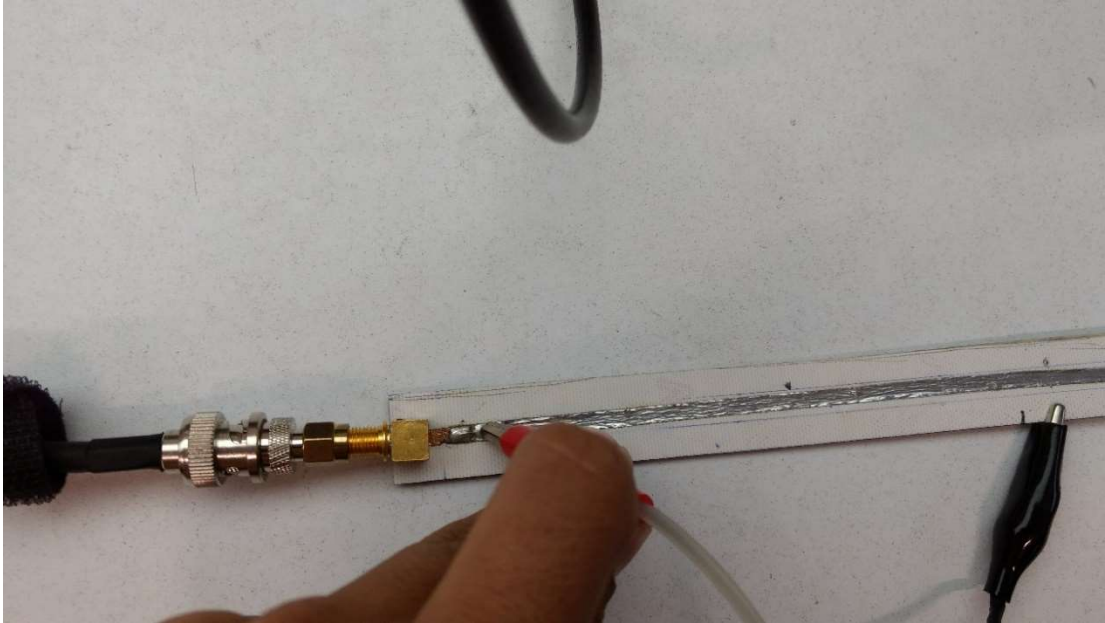


Figura 72 Punta de caimán colocado a la primera distancia

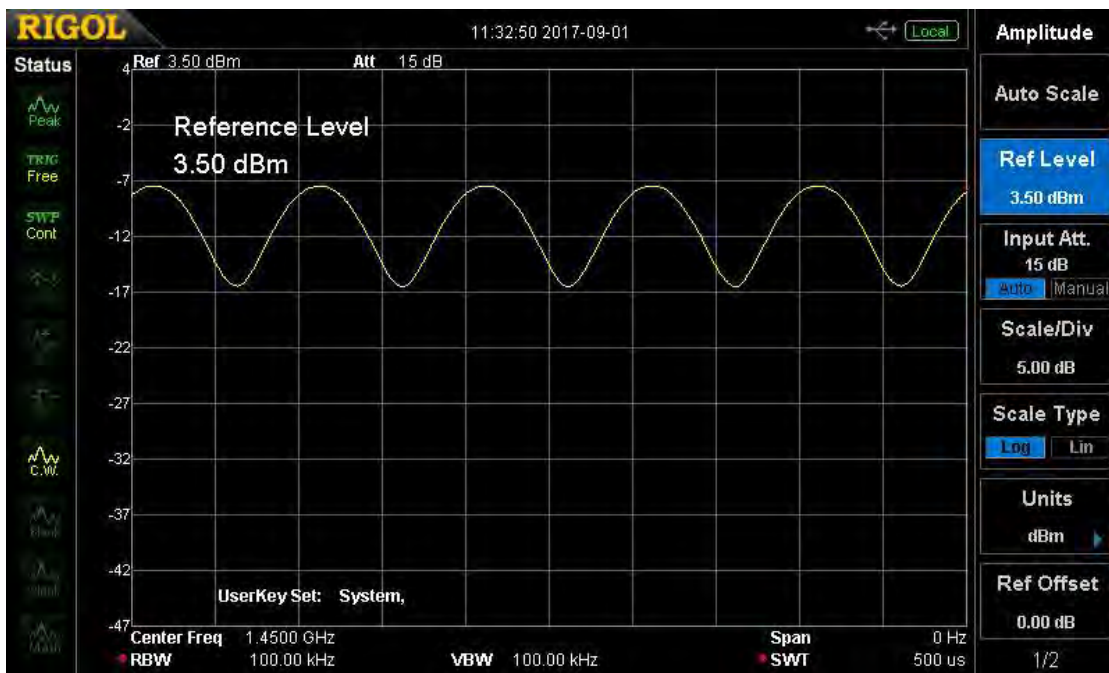


Figura 73 Distancia 1. -7.5 dBm

En la figura 74 se puede observar la segunda posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 75 se puede observar cómo va cambiando el valor de la potencia (dBm), ahora al valor de -20 dBm.

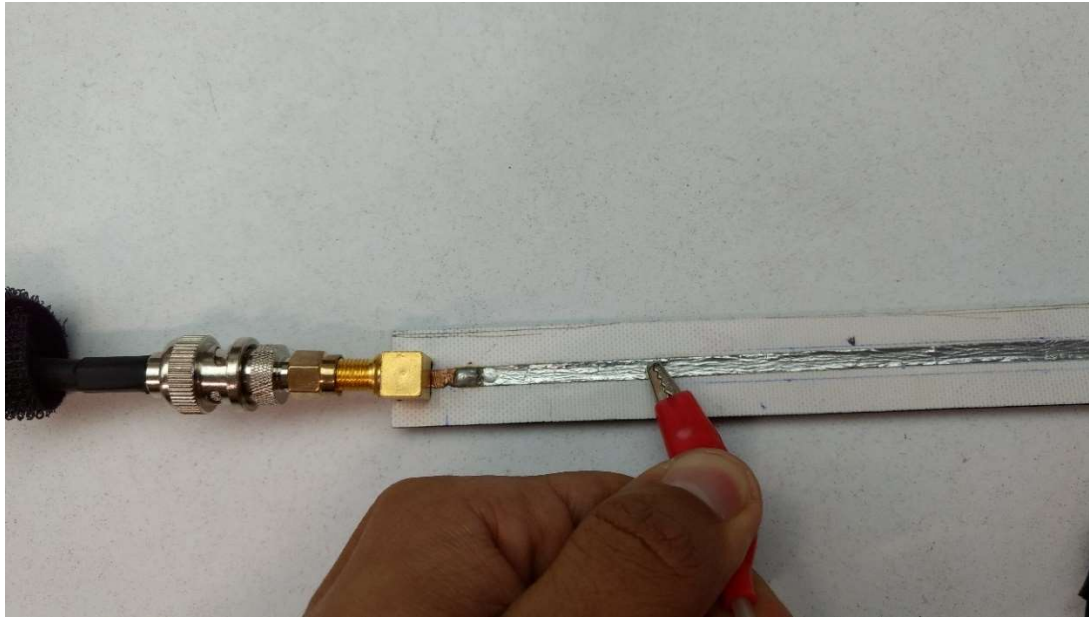


Figura 74 Distancia 2

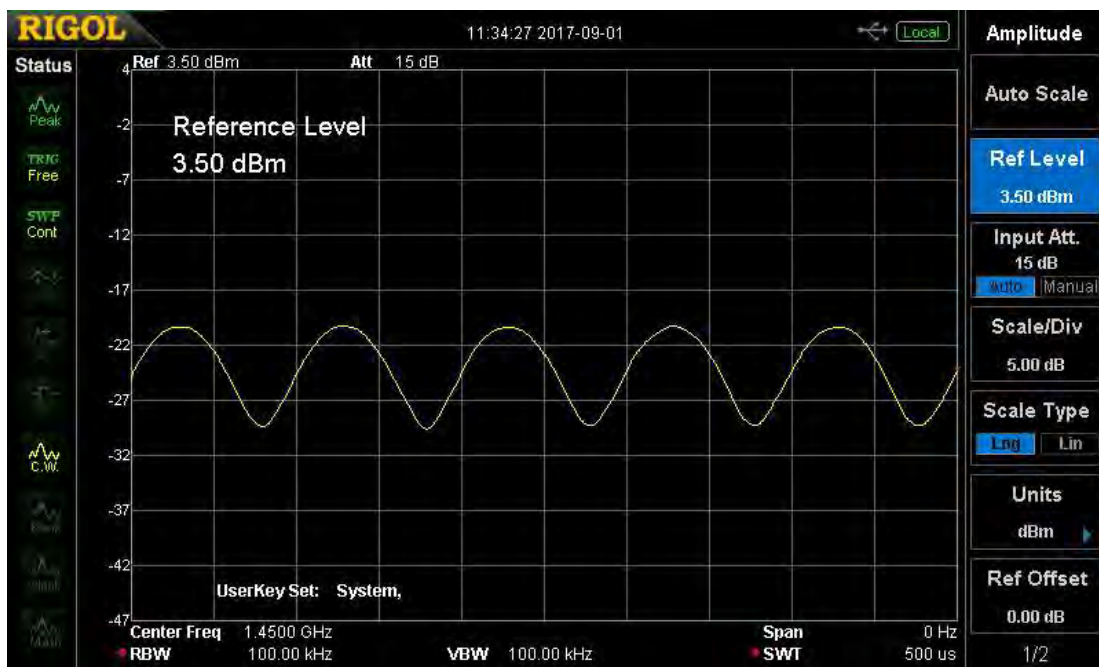


Figura 75 Distancia 2. -20 dBm

En la figura 76 se puede observar la tercera posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 77 se puede observar el valor de potencia obtenido de -13 dBm.



Figura 76 Distancia 3

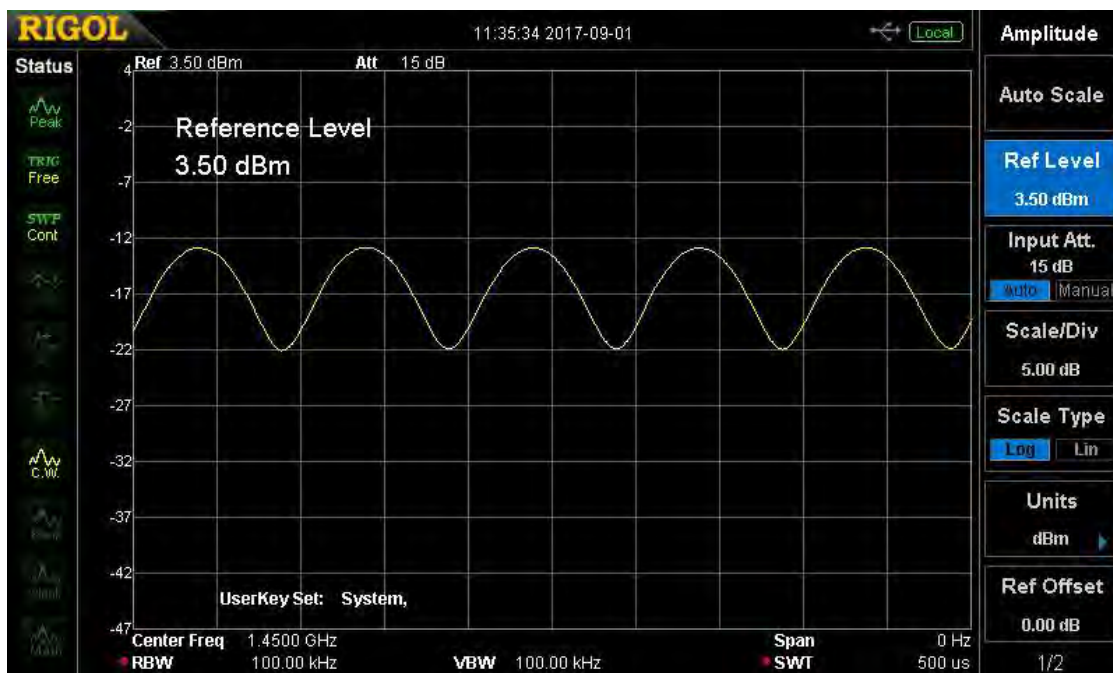


Figura 77 Distancia 3. -13 dBm

En la figura 78 se puede observar la cuarta posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 79 se puede observar el nuevo valor de potencia igual a -20 dBm.

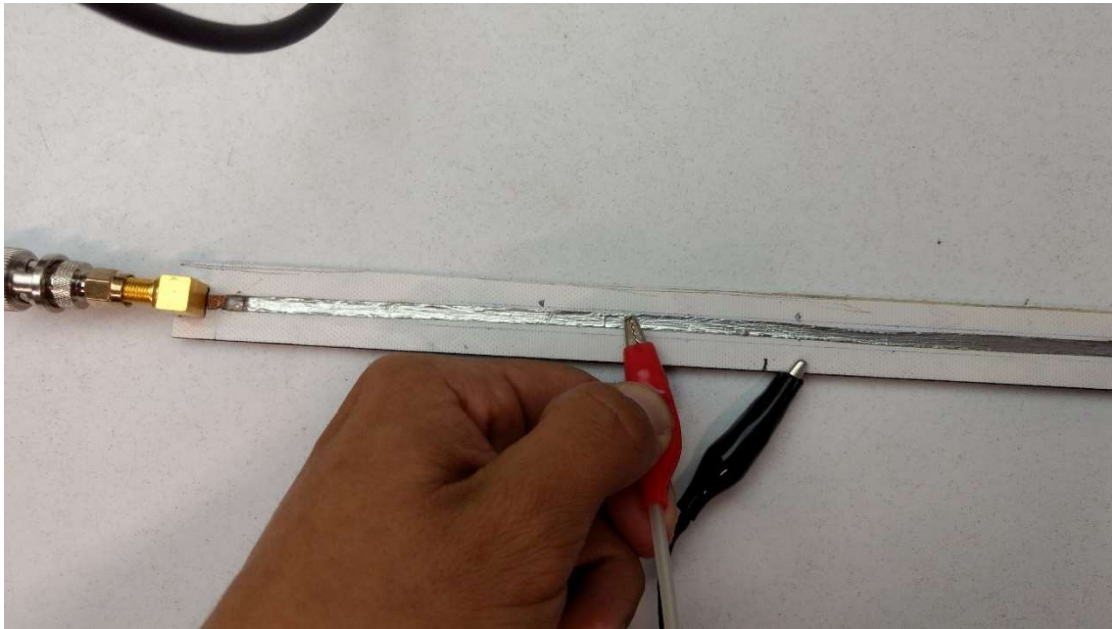


Figura 78 Distancia 4

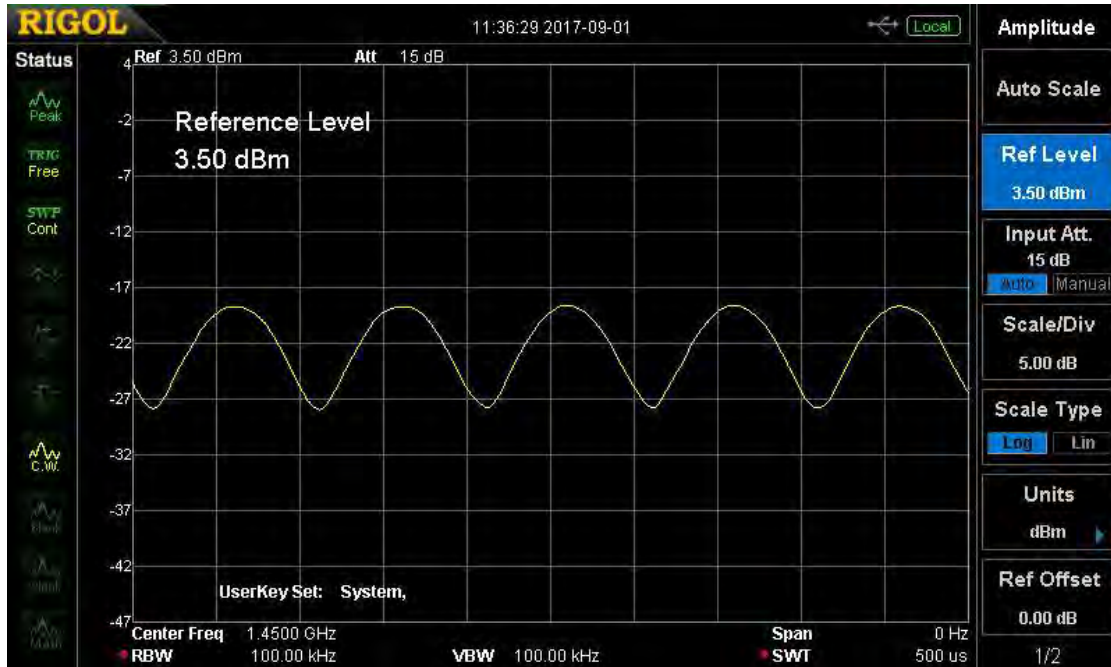


Figura 79 Distancia 4. -20 dBm

En la figura 80 se puede observar la quinta posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 81 se puede observar el nuevo valor de potencia de -7.5 dBm.

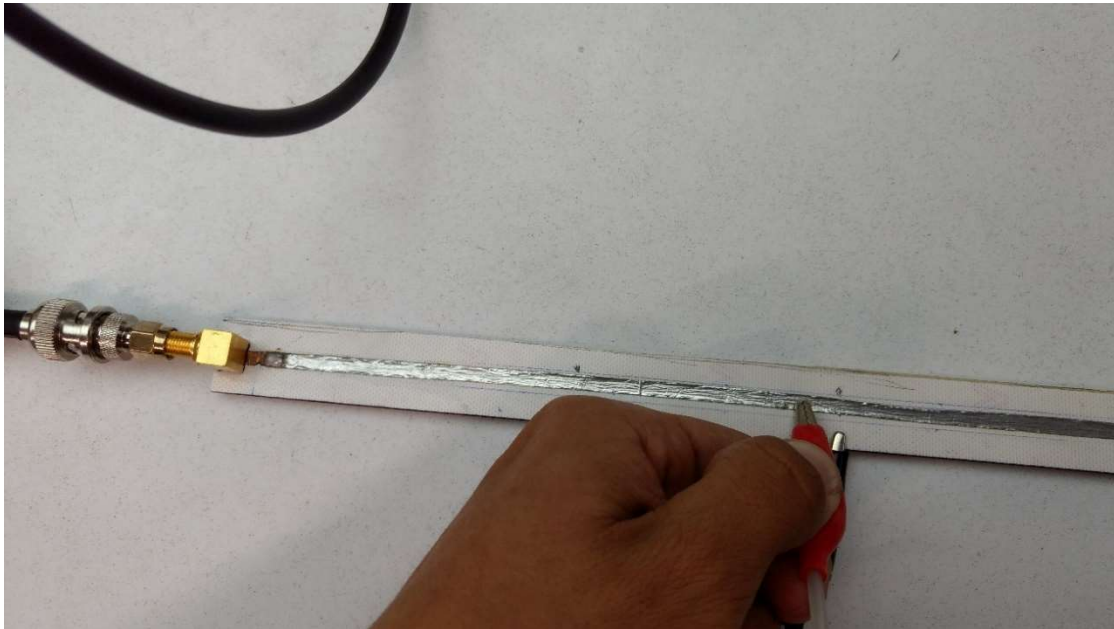


Figura 80 Distancia 5

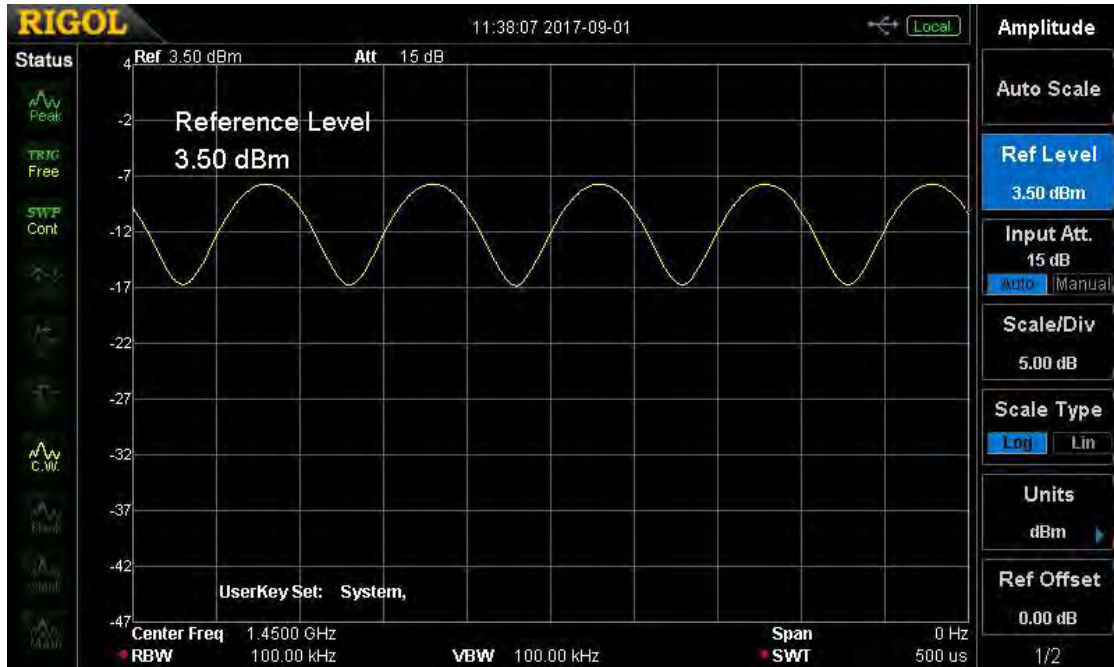


Figura 81 Distancia 5. -7.5 dBm

En la figura 82 se puede observar la sexta posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 83 se puede observar el nuevo valor de potencia de -20 dBm.

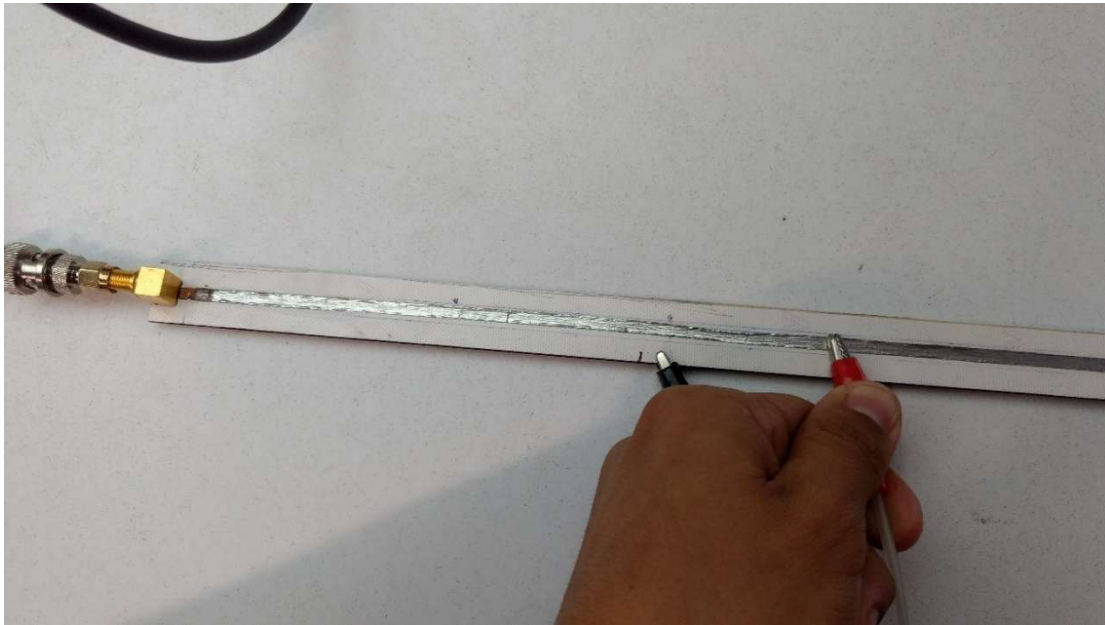


Figura 82 Distancia 6

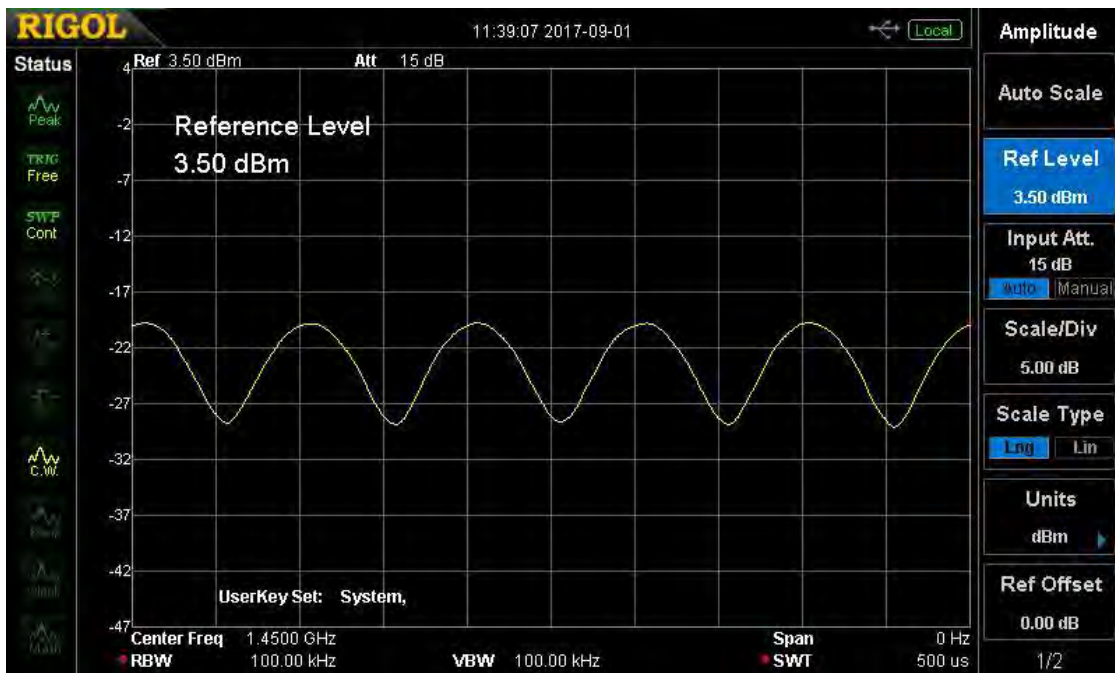


Figura 83 Distancia 6. -20 dBm

En la figura 84 se puede observar la séptima posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 85 se puede observar el nuevo valor de potencia medido de -22.5 dBm.

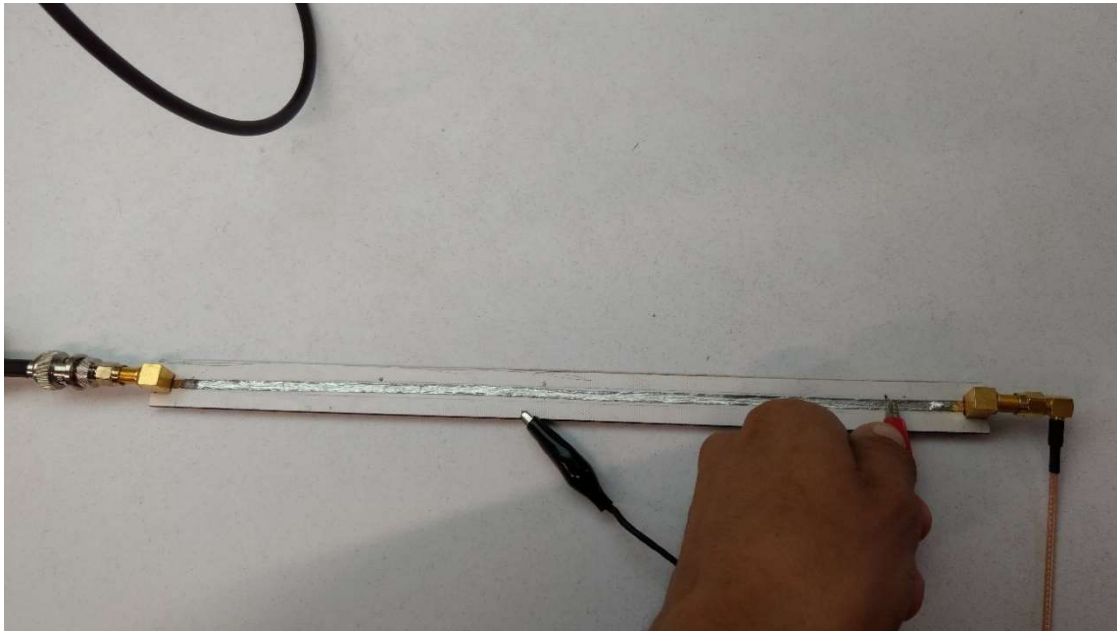


Figura 84 Distancia 7

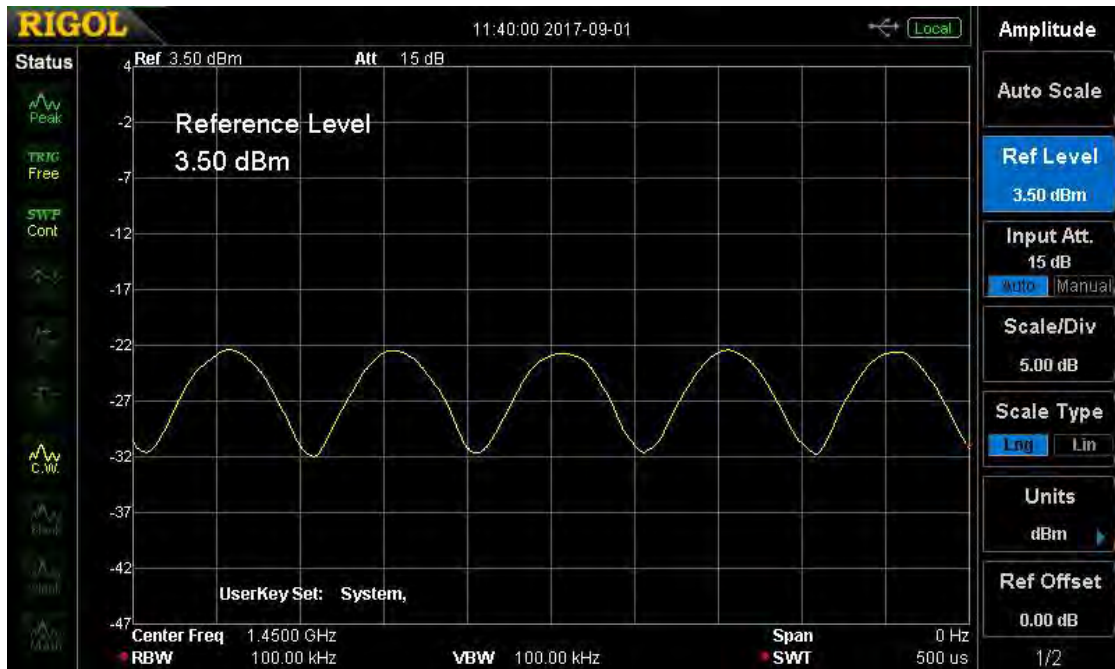
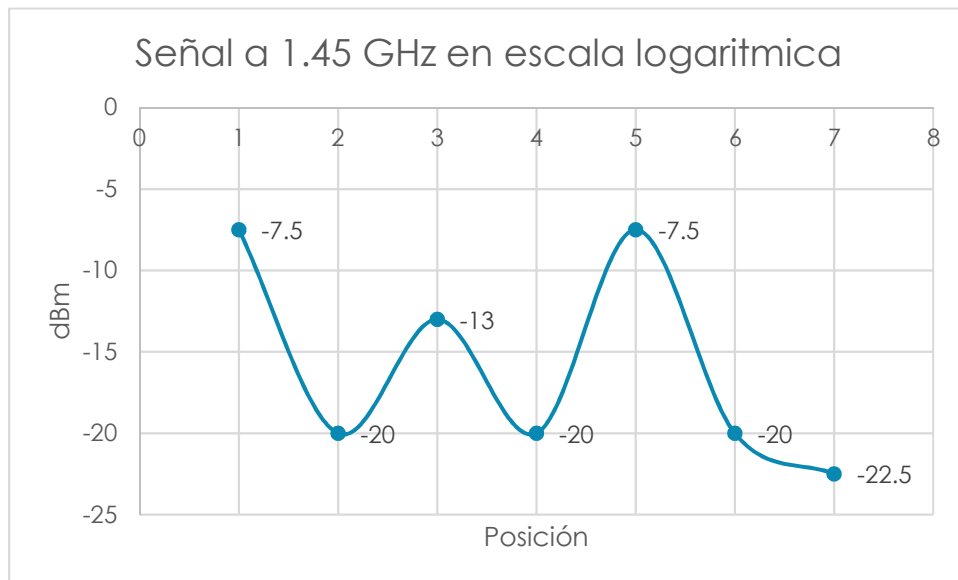


Figura 85 Distancia 7. -22.5 dBm

En la gráfica 1 se pueden observar los diversos valores de potencia (dBm) obtenidos de las mediciones y las variaciones a lo largo de la línea de microcinta. En la posición 5 se puede observar una longitud de onda.



Gráfica 1 Señal a 1.45 GHz en escala logarítmica

Si se cambia la escala /div de logarítmica a lineal, se puede observar mejor la modulación de la forma de onda como se muestra en la figura 86

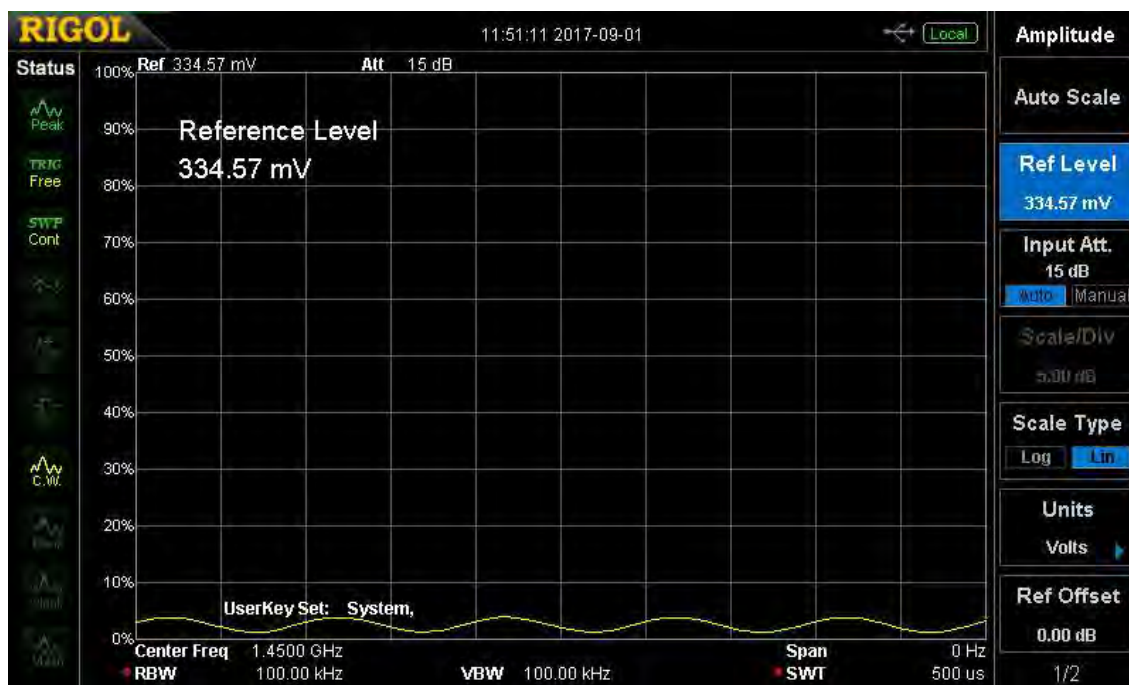


Figura 86 Cambian las unidades de dBm a volts

Una vez que se ha cambiado la escala/div de logarítmica a lineal se vuelve a medir desde el inicio de la línea para observar los nuevos valores. En la figura 87 se puede observar la octava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 88 se puede observar el porcentaje del voltaje (mV) medido de 13.5% con base a la distancia en la microcinta; tomando como nivel de referencia el valor de 334.57 mV (100%).

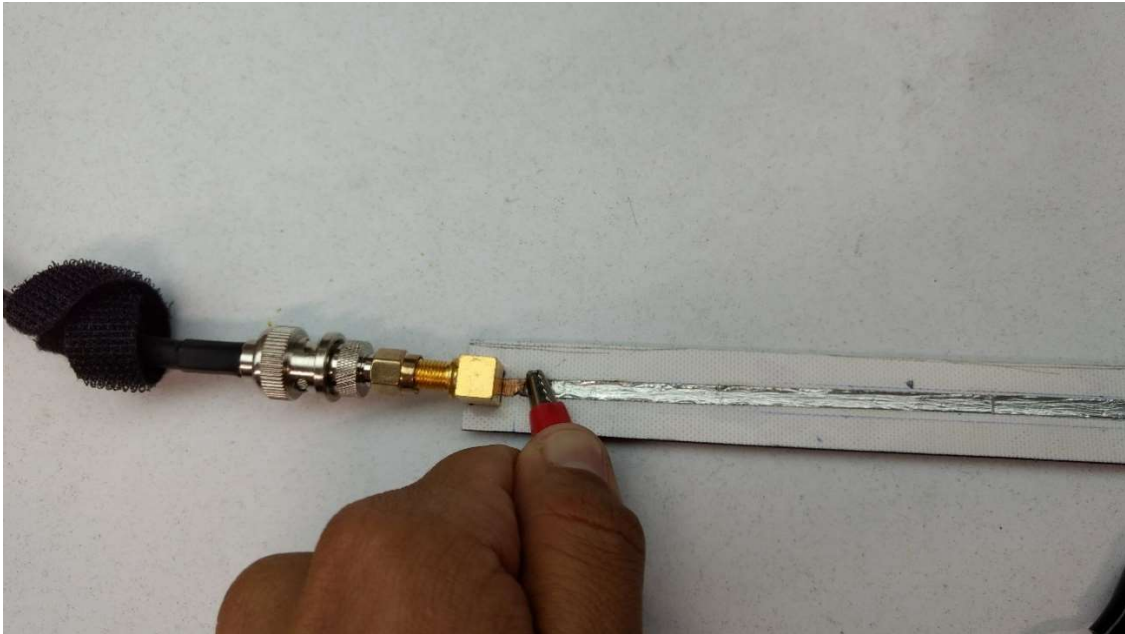


Figura 87 Distancia 8



Figura 88 Distancia 8. 13.5% respecto al nivel de referencia

En la figura 89 se puede observar la novena posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 90 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 7.5%.



Figura 89 Distancia 9

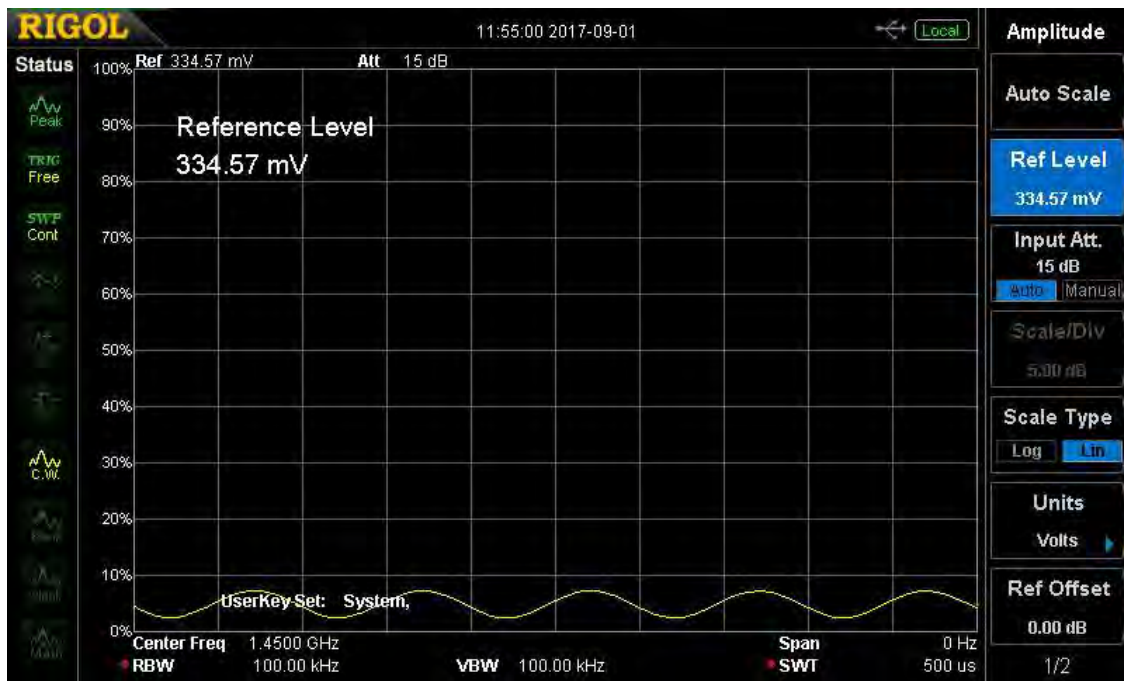


Figura 90 Distancia 9. 7.5% respecto al nivel de referencia

En la figura 91 se puede observar la décima posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 92 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 18%.

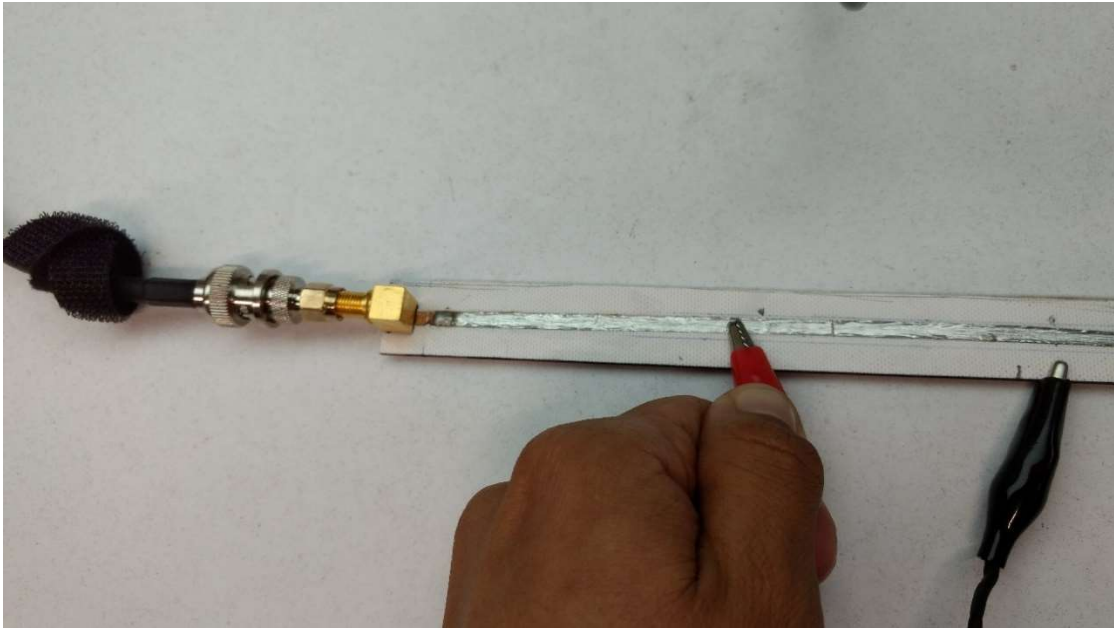


Figura 91 Distancia 10

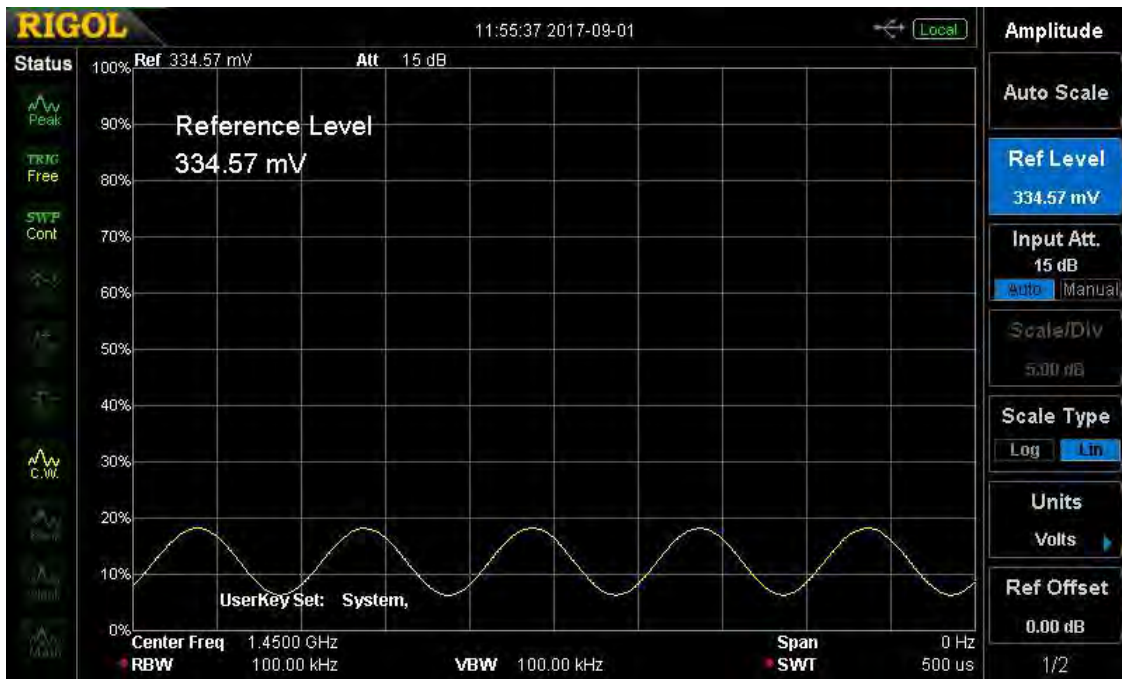


Figura 92 Distancia 10. 18% respecto al nivel de referencia

En la figura 93 se puede observar la onceava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 94 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 32%.

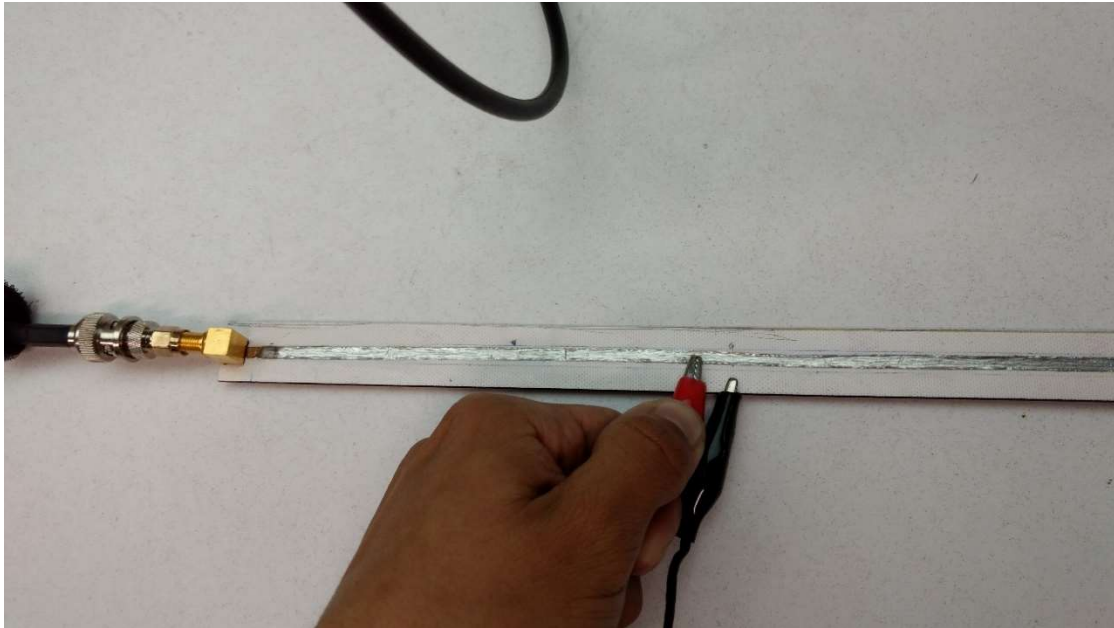


Figura 93 Distancia 11

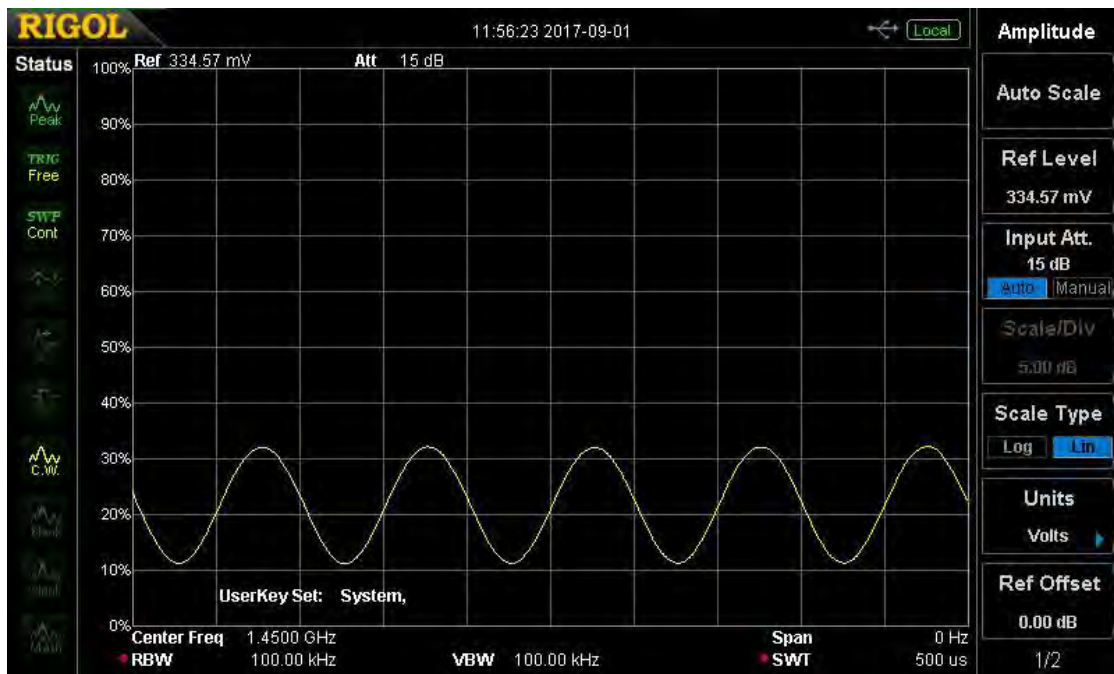


Figura 94 Distancia 11. 32% respecto al nivel de referencia

En la figura 95 se puede observar la doceava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 96 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 5%.

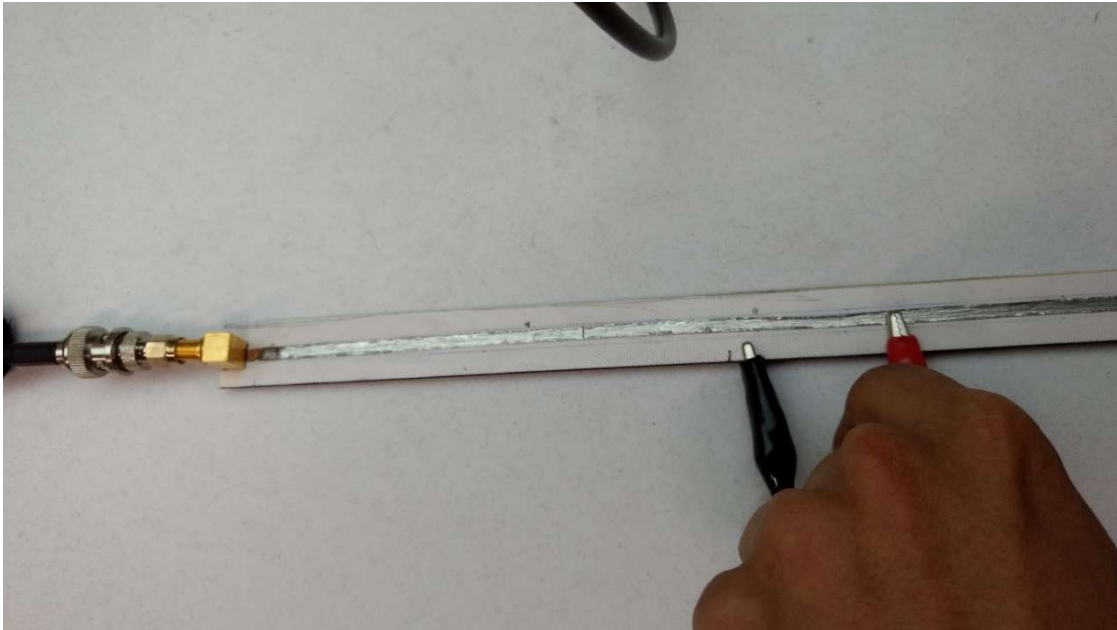


Figura 95 Distancia 12

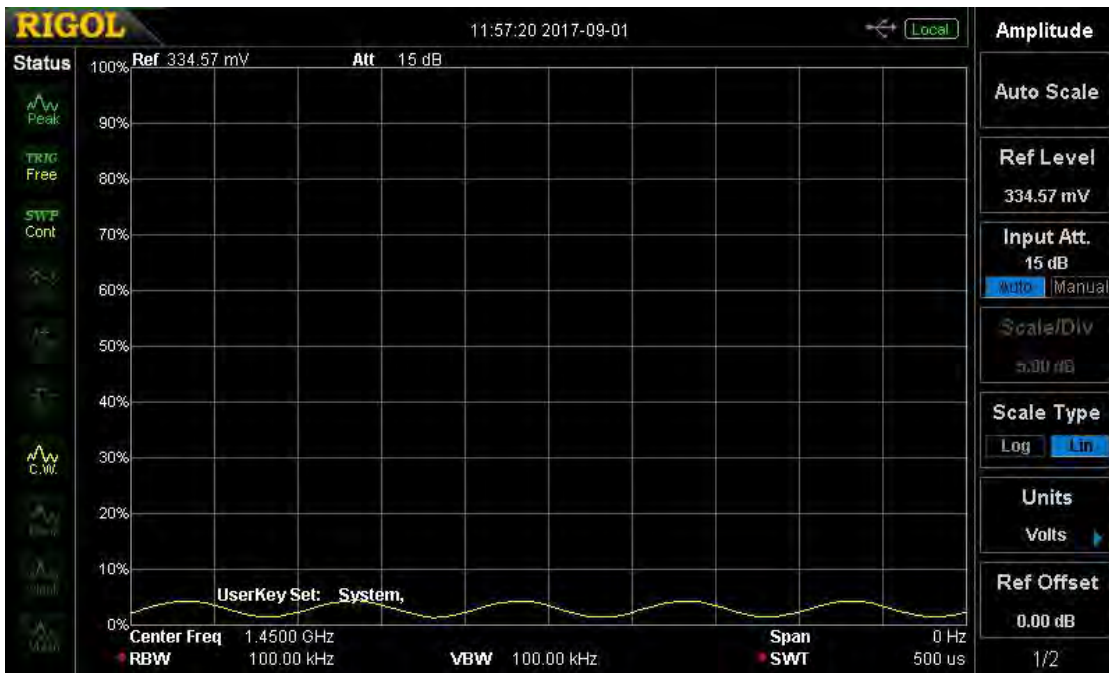


Figura 96 Distancia 12. 5% respecto al nive de referencia

En la figura 97 se puede observar la treceava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 98 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 9%.

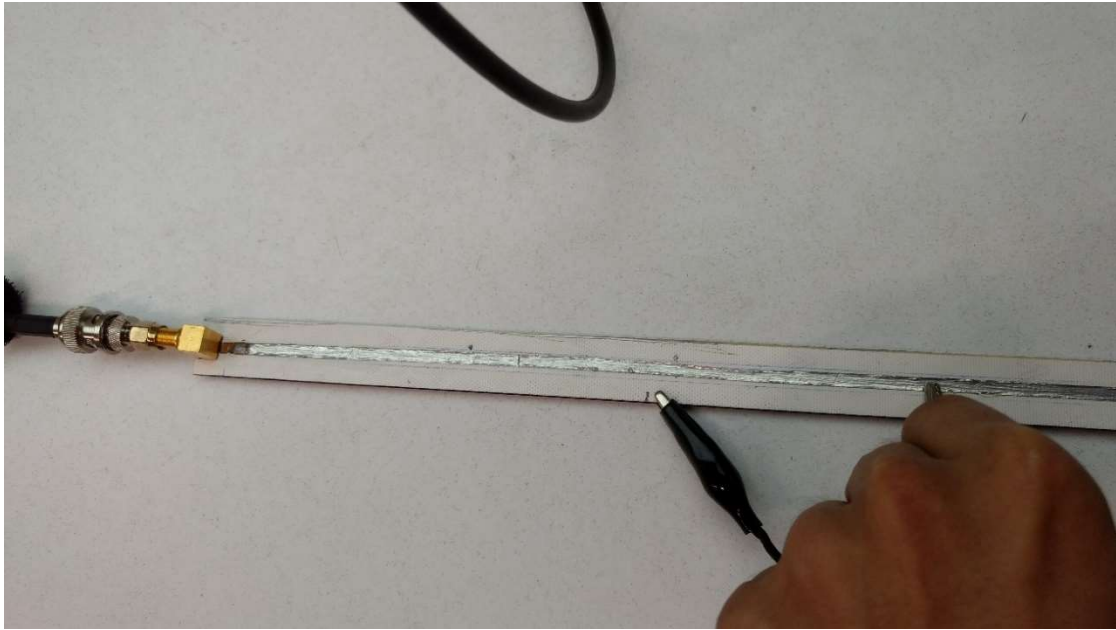


Figura 97 Distancia 13

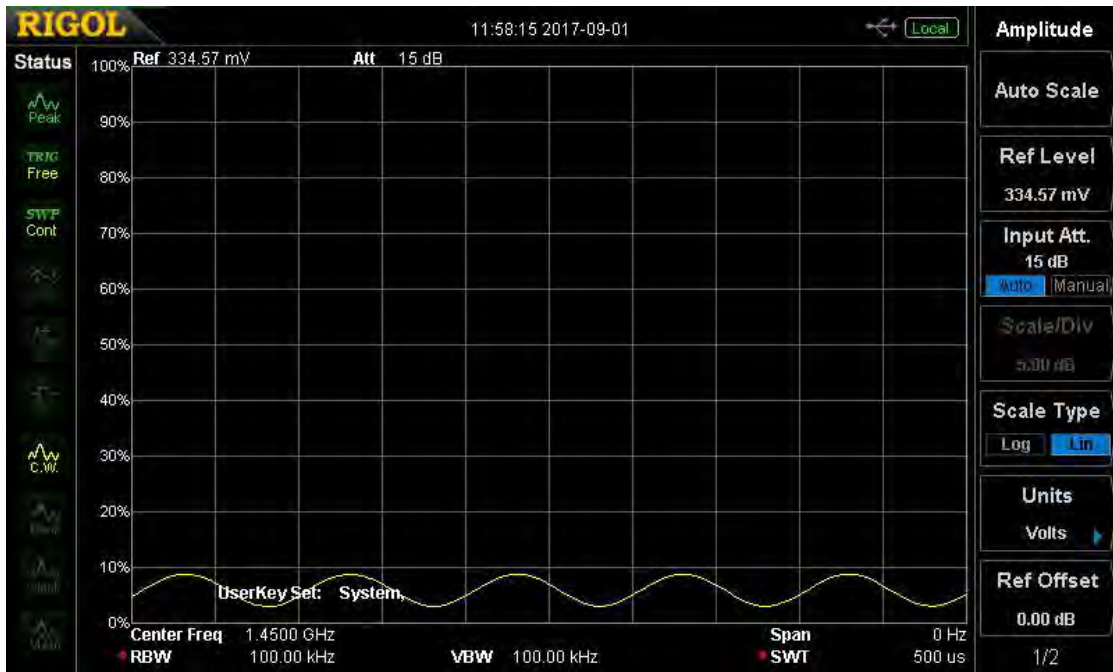


Figura 98 Distancia 13. 9% respecto al nivel de referencia

En la figura 99 se puede observar la catorceava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 100 se puede observar el porcentaje de voltaje medido de 5%.

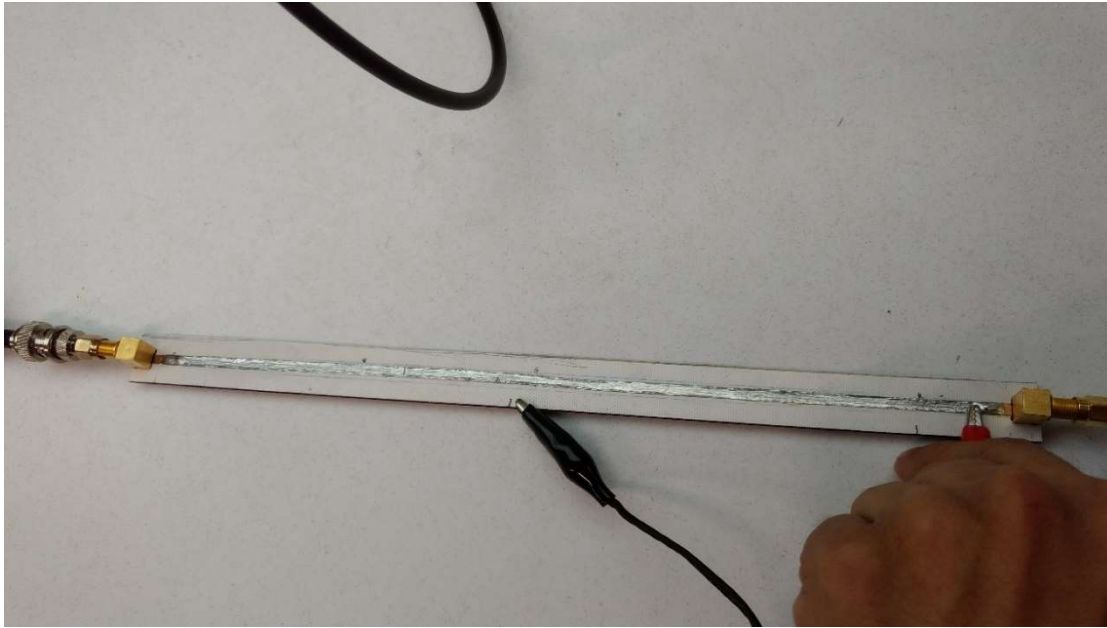


Figura 99 Distancia 14

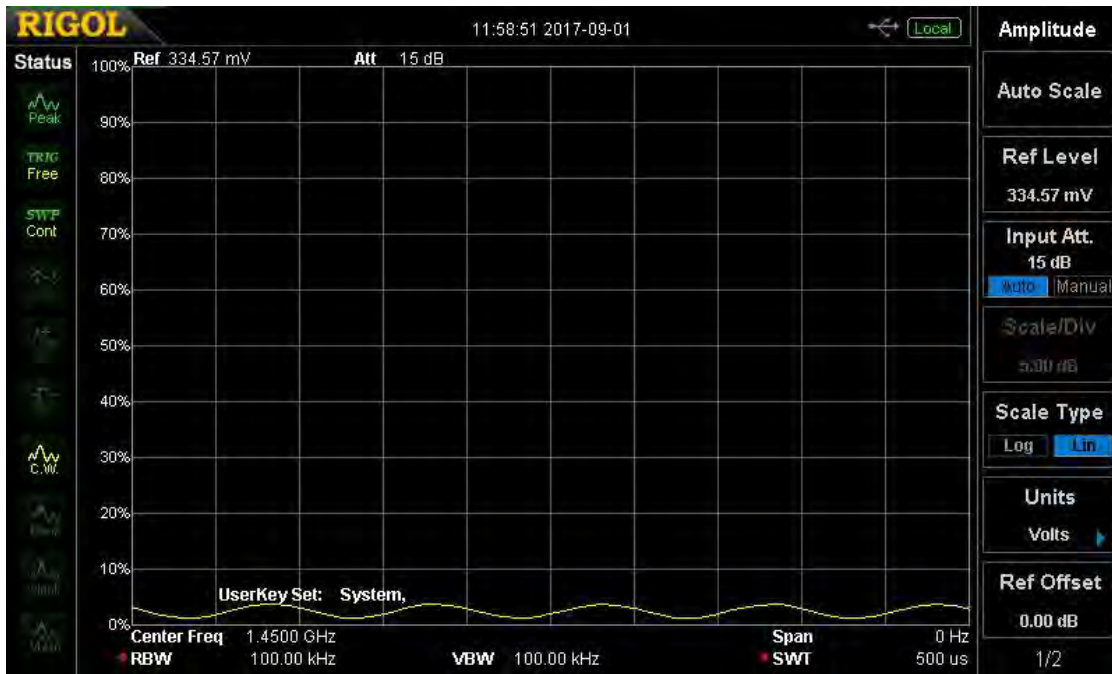
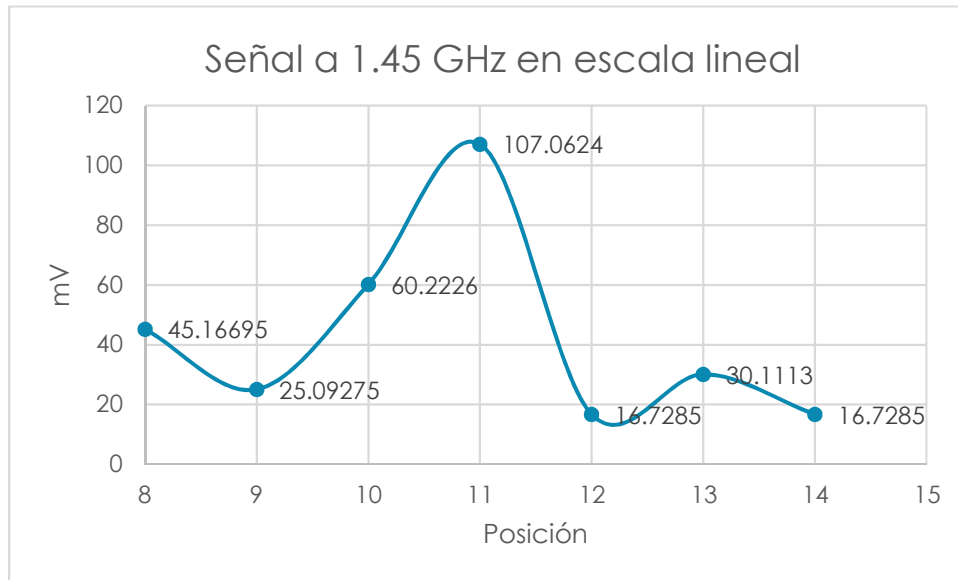


Figura 100 Distancia 14. 5% respecto al nivel de referencia

En la gráfica 2 se pueden observar los diversos valores de voltaje (mV) obtenidos de las mediciones y las variaciones a lo largo de la línea de microcinta; tomando como nivel de

referencia el valor de 334.57 mV (100%). En la posición 11 se puede observar una longitud de onda.



Gráfica 2 Señal a 1.45 GHz en escala lineal

Se puede observar de las imágenes anteriores que a una frecuencia de 1.45 GHz solo se alcanza a observar una longitud de onda en la línea de microcinta. A continuación, se cambiará la frecuencia a 1.5 GHz para poder observar más de una longitud de onda.

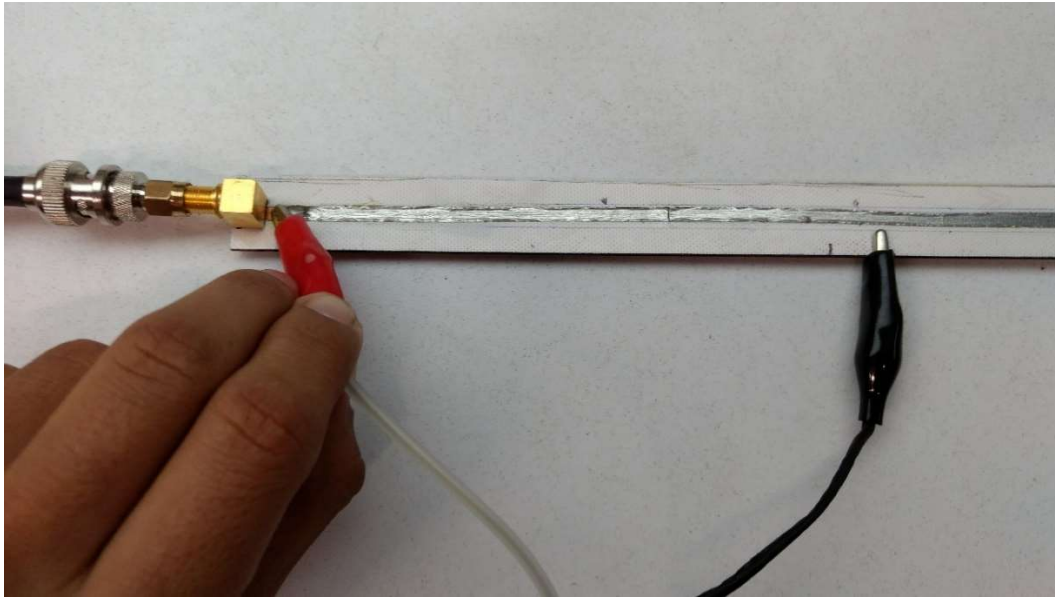


Figura 101 Distancia 15

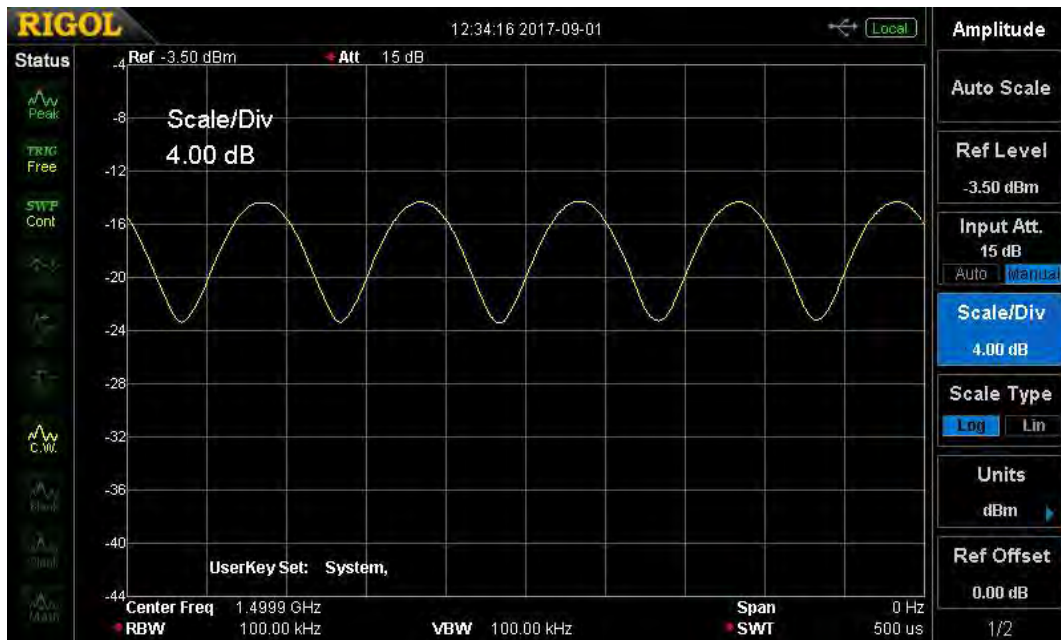


Figura 102 Distancia 15. -14 dBm. Se puede observar una longitud de onda a esta distancia

En la figura 103 se puede observar la dieciseisava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 104 se puede observar el valor de potencia medido de -21 dBm.

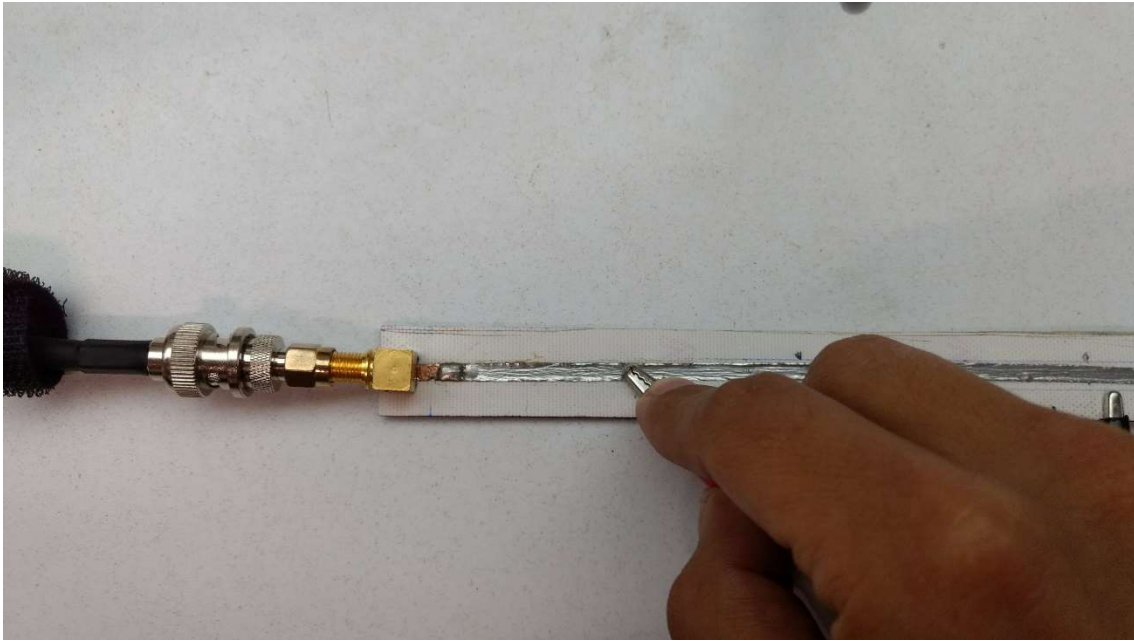


Figura 103 Distancia 16

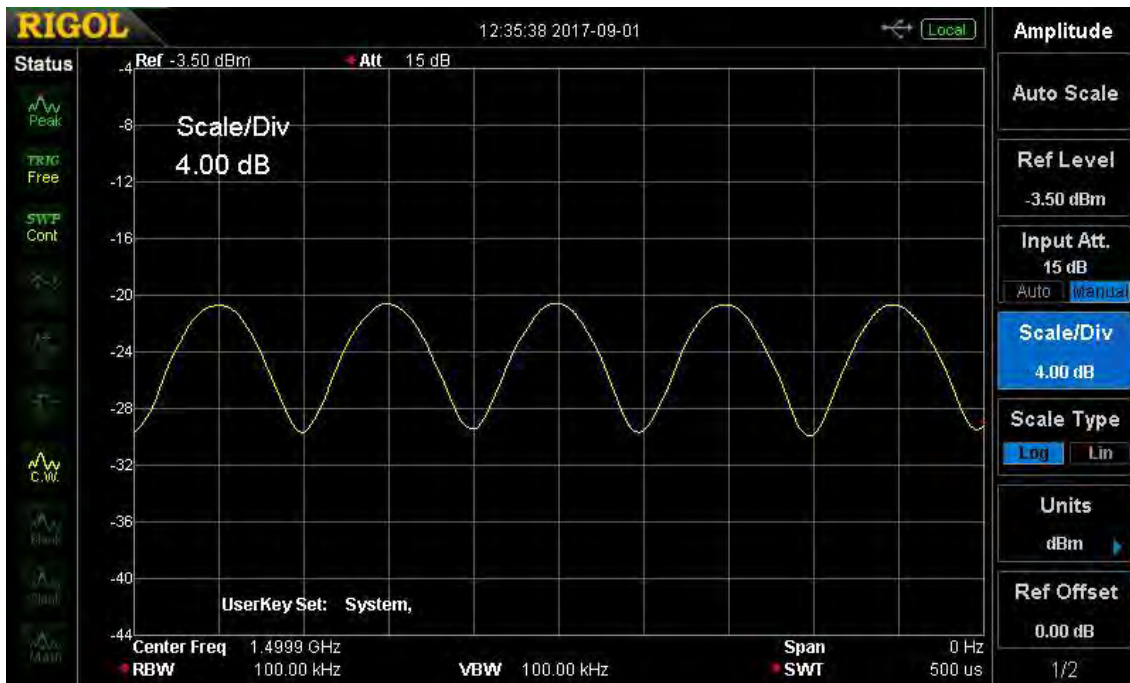


Figura 104 Distancia 16. -14 dBm

En la figura 105 se puede observar la diecisieteava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 106 se puede observar el valor de potencia medido de -22.5 dBm.

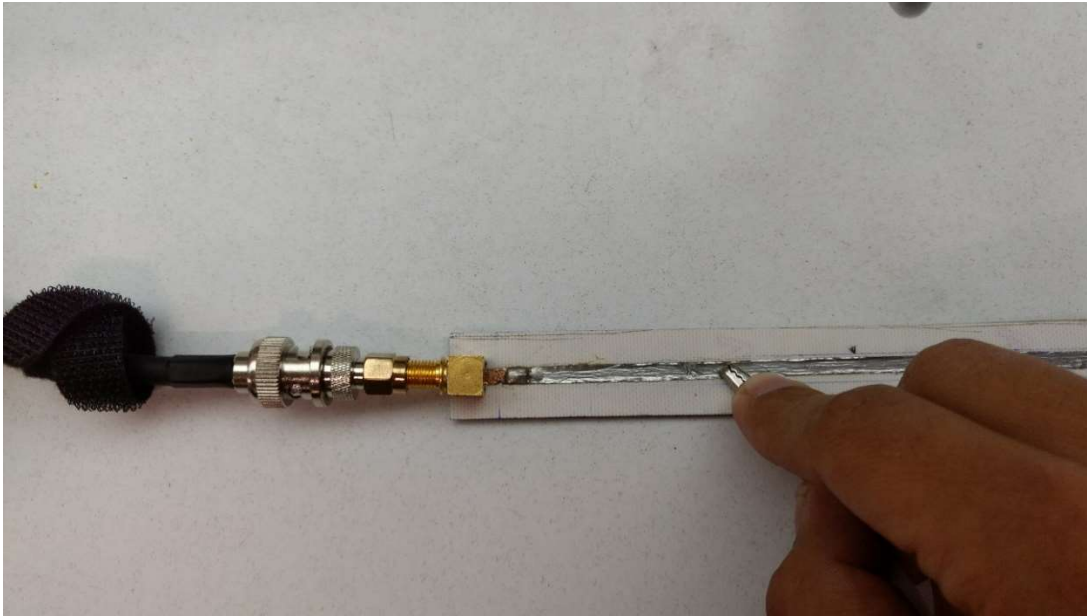


Figura 105 Distancia 17

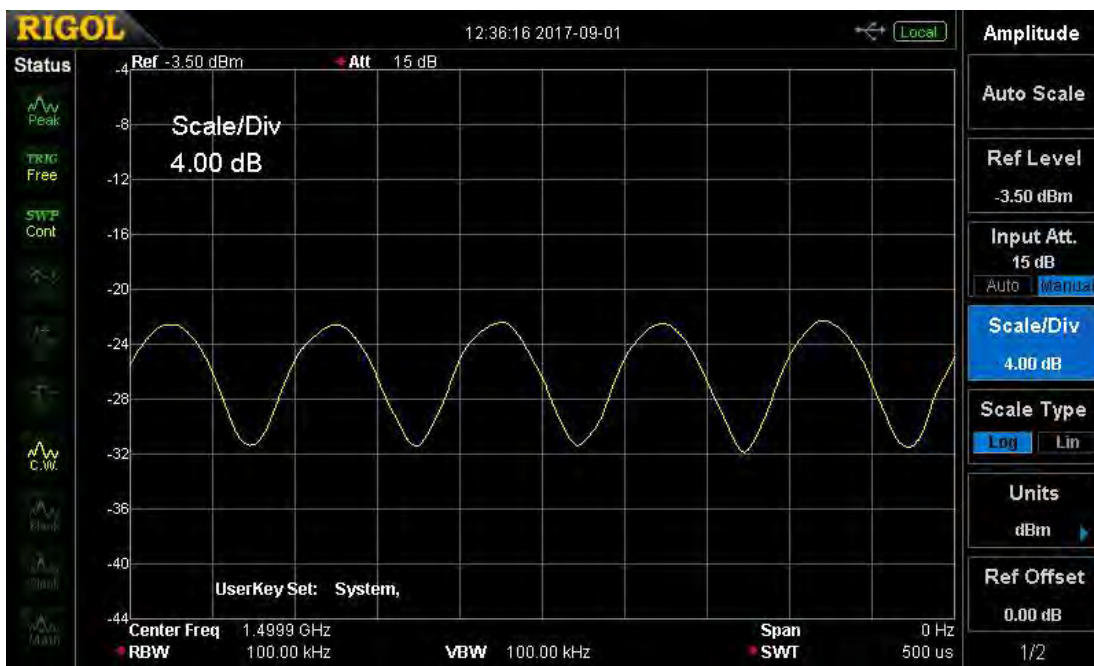


Figura 106 Distancia 17. -22.5 dBm

En la figura 107 se puede observar la dieciochoava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 108 se puede observar el valor de potencia medido -15 dBm.

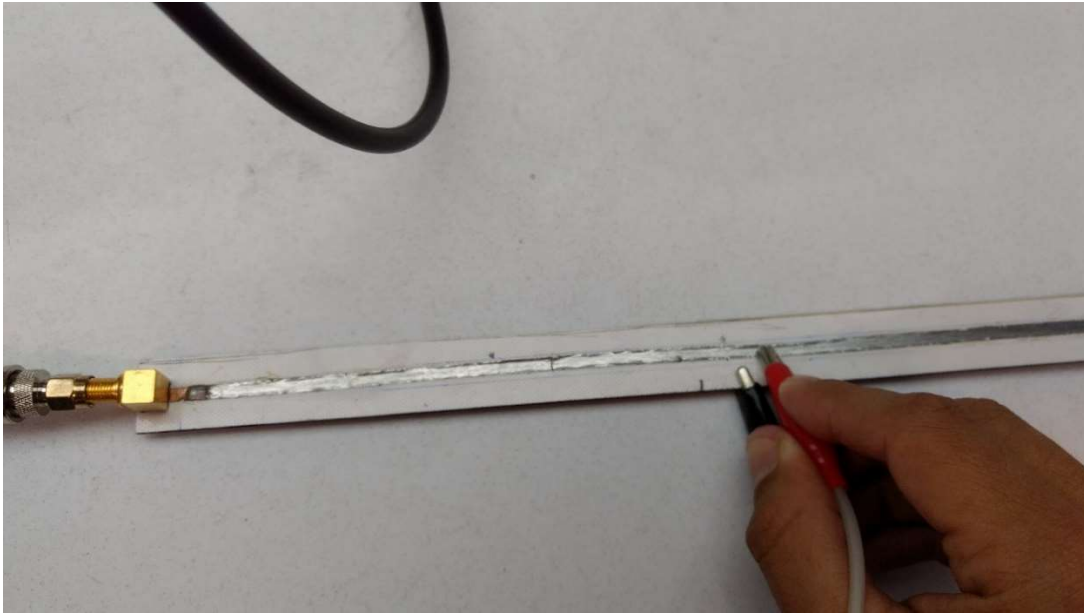


Figura 107 Distancia 18

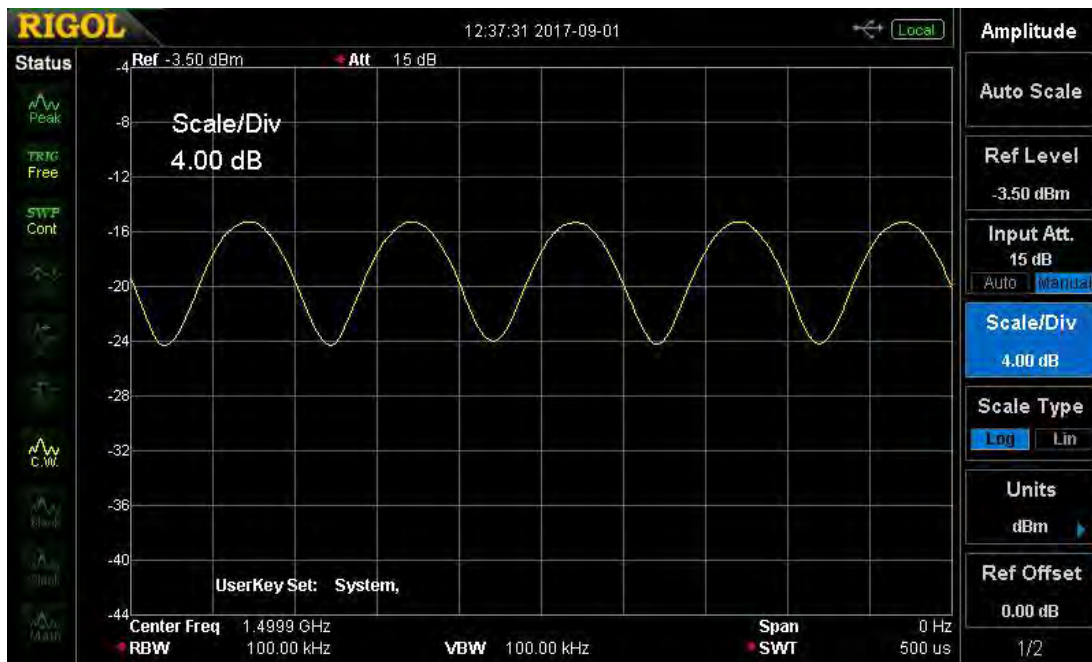


Figura 108 Distancia 18. -15 dBm. Se puede observar una segunda longitud de onda

En la figura 109 se puede observar la diecinueveava posición medida sobre la línea de microcinta y en la figura 110 se puede observar el valor de potencia medido de -24 dBm.

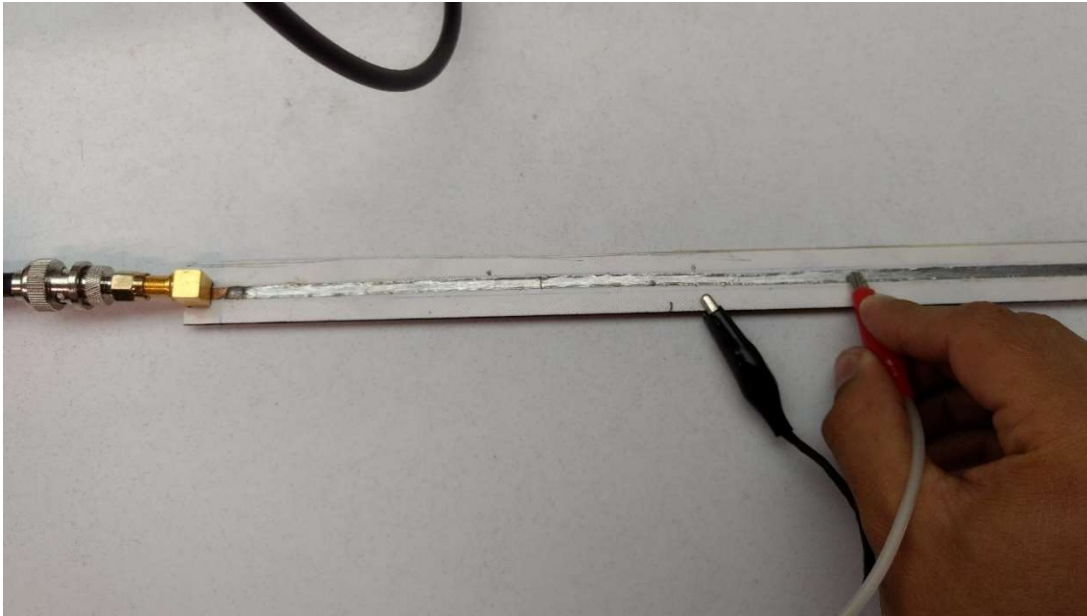


Figura 109 Distancia 19

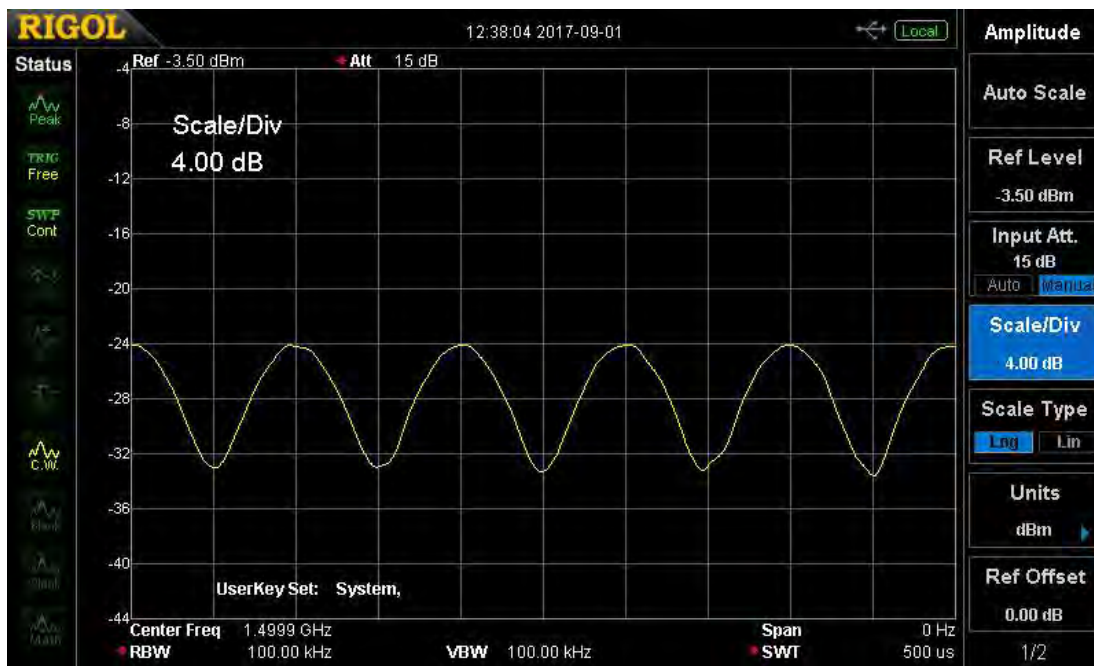
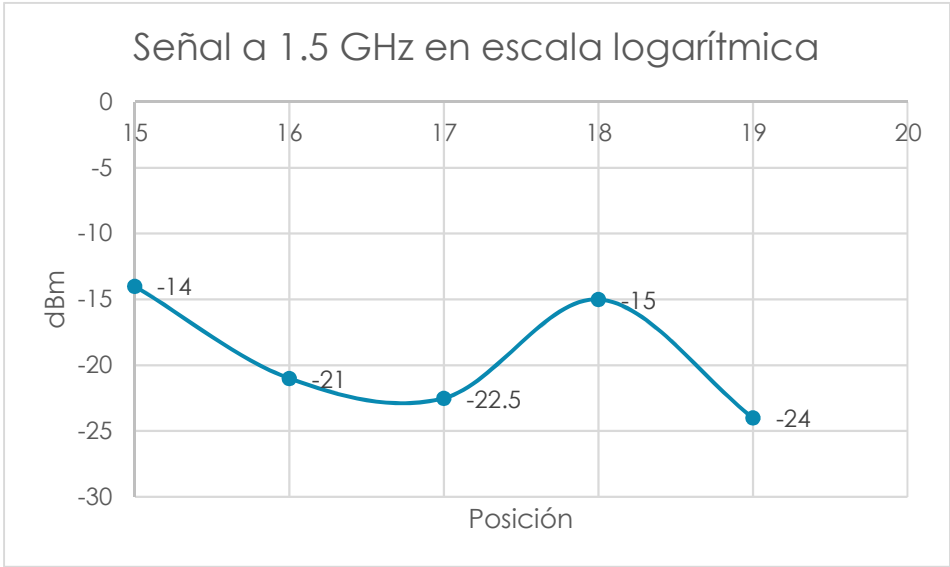


Figura 110 Distancia 19. -24 dBm

En la gráfica 3 se pueden observar los diversos valores de potencia (dBm) obtenidos de las mediciones y las variaciones a lo largo de la línea de microcinta. En la posición 15 y 18 se puede observar una longitud de onda, para un total de dos longitudes de onda en la línea de microcinta a una frecuencia de 1.5 GHz en total.



Gráfica 3 Señal a 1.5 GHz en escala logarítmica

En las imágenes anteriores se puede observar como el voltaje va cambiando según la posición de la microcinta.

CAPÍTULO V

CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de este trabajo se logró profundizar en el conocimiento de los principales conceptos de líneas de transmisión, tales como: impedancia característica de la línea, acoplamiento, tipos de líneas de transmisión que existen y sus diferentes aplicaciones, así como la importancia que tienen en un sistema de comunicaciones. Se investigó más a fondo sobre un tipo de línea en especial, la línea de microcinta, que, por la manera en que está construida, permitió realizar mediciones, cálculos y comprobaciones acerca del fenómeno de parámetros distribuidos en una línea de transmisión. Durante la investigación se observó que al momento de construir la línea de microcinta existen medidas y distancias entre conductor y conductor que deben respetarse para que, al momento de realizar mediciones, los resultados obtenidos sean lo más cercanos a los esperados. Para construir la línea de microcinta se utilizó una placa fenólica recortada a las medidas que arrojó el software TXTLINE 2003, que por sus características y los resultados que proporciona al momento de hacer los cálculos, facilita en gran medida la construcción de una línea de microcinta con las medidas adecuadas. Una vez obtenidas las medidas exactas que debía tener la línea de transmisión, se procedió a soldar los conectores en cada extremo de la línea para posteriormente conectar en cada extremo un generador de señales y un analizador de espectros, respectivamente. La línea fue construida pensada en una frecuencia de operación de 1.45GHz por lo cual el software arrojó que la línea debía tener una longitud de 30cm para que pudiese haber al menos una longitud de onda. Con la línea construida y operante, se procedió a realizar diferentes prácticas que permitieran probar la hipótesis de este trabajo. Se realizó pruebas de reflectometría, la cual permitió calcular cual era la distancia de un punto a otro y comprobar si existían reflexiones en la línea. También se realizaron pruebas para calcular la impedancia característica de la línea, este parámetro es muy importante ya que permite conocer cuál es la impedancia que debe tener la línea al momento de colocarla en un sistema de comunicaciones para poder acoplar la línea a los demás elementos del sistema de

comunicaciones y evitar lo más posible que existan reflexiones que hagan que nuestra señal sea degradada. Por último, se realizaron pruebas para comprobar el fenómeno de parámetros distribuidos en la línea, el cual dice que los parámetros van cambiando a medida que se avanza a lo largo de la línea, por lo cual una línea de transmisión no puede ser tratada como un único circuito. Para comprobar esto, se utilizó la función zero span en el analizador de espectros y mediante la inyección de una señal a 1.45GHz con el generador de señales arbitrarias, se pudo observar con la ayuda de unas puntas de caimán conectadas al analizador de espectros, como el voltaje variaba a medida que se desplazaba sobre la línea, comprobando así la hipótesis. Posteriormente se reprodujo el mismo experimento, pero esta vez con una señal a una frecuencia de 1.5GHz, esto con el fin de poder observar dos longitudes de onda sobre diferentes puntos de la línea.

Con esto se puede concluir que una línea de transmisión es una parte importante de un sistema de comunicaciones, ya que no se trata solo de un alambre metálico que conecta una fuente con un receptor. En dicha línea ocurren fenómenos electromagnéticos que deben ser entendidos correctamente para poder diseñar y construir una línea de transmisión adecuada para un tipo de aplicación específica, evitando que la señal transmitida sea degradada lo menos posible en el medio.

Bibliografía

- Cheng, D. K. (2014). *FUNDAMENTOS DE ELECTROMAGNETISMO PARA INGENIERIA (2ª ED.)*. España: S.A. ALHAMBRA MEXICANA.
- Fluke Corporation. (2006). *Conceptos básicos*.
- Henze, A. (2010). *Medidas electronicas 2*.
- Kirkpatrick, L. D., & Francis, G. E. (2011). *Física: una mirada al mundo, sexta edición*. México: Cengage Learning.
- Lemus, J. A. (2011). *Electromagnetismo*. Culiacan: Once Ríos Editores.
- López, H. A. (2006). *Física de las ondas*. Medellín.
- Ruz, L. R. (2012). *Teoría electromagnética para estudiantes de ingeniería*.
- Sadiku, M. O. (2003). *Elementos de electromagnetismo*. México: Oxford University Press.
- Serway, R. A., & Jewett Jr., J. W. (2008). *Física para ciencias e ingeniería*. México: Cengage Learning.
- Tektronix, inc. (2001). *Operación Básica del OSCILOSCOPIO*.
- TINS Básicos. (s.f.). *introduccion a la ingeniería de telecomunicaciones*. Lima, Perú: Grupo IDAT.
- Tomasi, W. (2003). *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. Mexico: PEARSON EDUCACIÓN.
- Vela, R. N. (2004). *Líneas de transmisión*. McGRAW-HILL.
- Young, H. D., & Freedman, R. A. (2009). *Física universitaria volumen 1 (Sears-Zemansky)*. México: PEARSON EDUCACIÓN.

ANEXOS

ANEXO 1

The Complete Smith Chart Black Magic Design

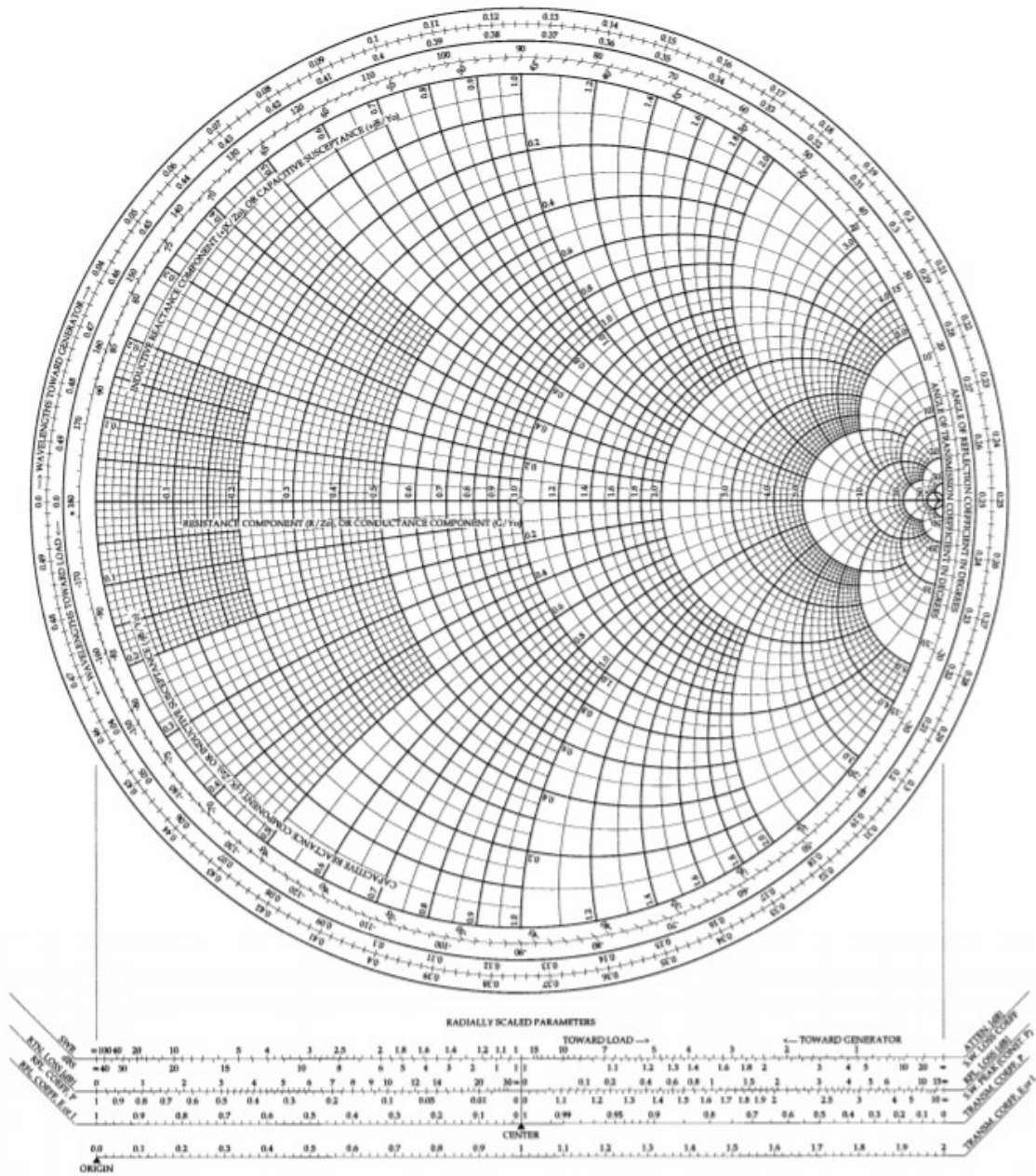


Figura A1.1 Carta de Smith completa

ANEXO 2

Practica sobre la función zero span en el analizador de espectros para analizar una señal modulada en amplitud (AM). Para esta prueba se pondrá el analizador de espectros para analizar señales en el dominio del tiempo con la función zero span. En esta prueba lo que se podrá observar será la envolvente de la señal generada a través de la línea de microcinta, la cual irá variando a medida que se desplace sobre ella. El esquema es el mostrado en la figura A2.1.

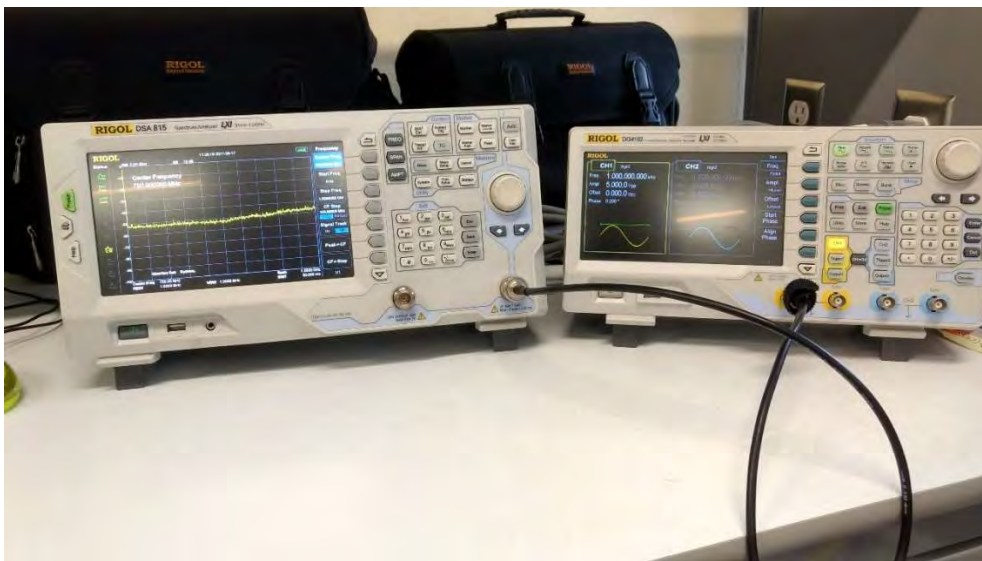


Figura A2.1 Esquema utilizado

Con el generador de funciones Rigol, se genera una señal de 10 MHz como se puede observar en la figura A2.2.

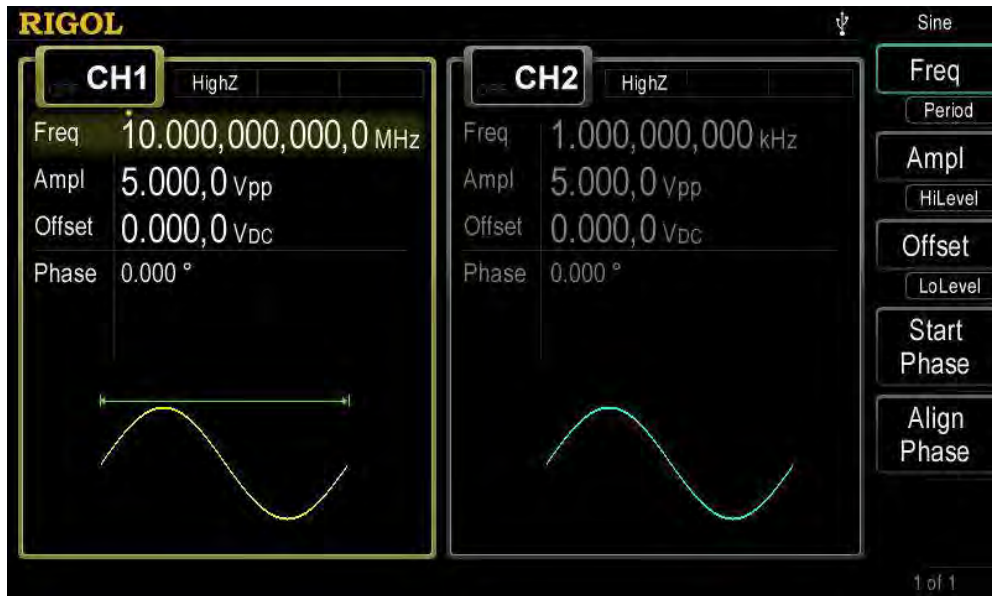


Figura A2.2 Se genera una señal de 10 MHz en el generador de funciones arbitrarias

Ahora la señal será modulada, por lo que se debe configurar el generador de funciones como se muestra en la figura A2.3.

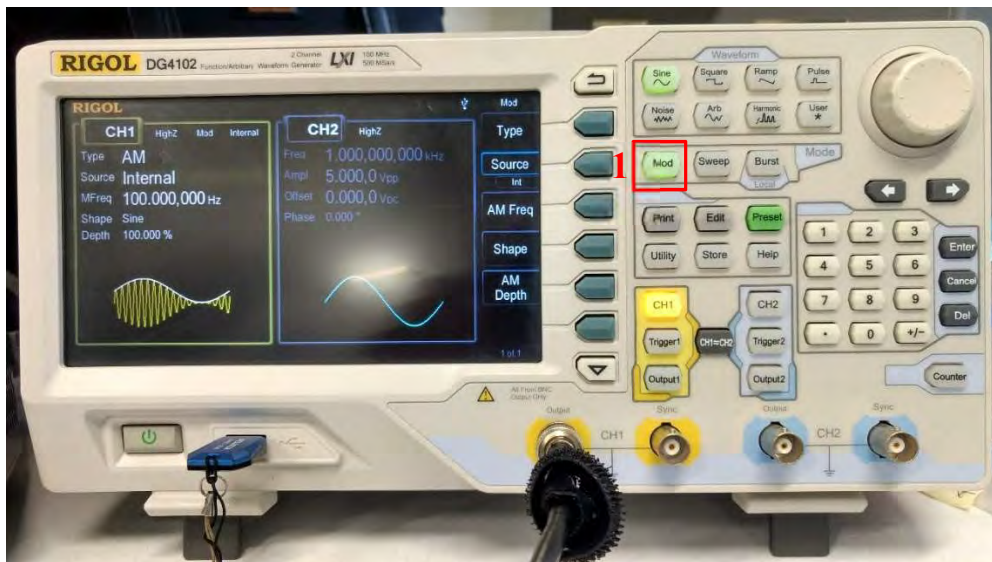


Figura A2.3 Se entra a las configuraciones de modulación con el botón Mod (1)

Como se puede observar en la figura A2.4, la señal será modulada en amplitud (AM) a una frecuencia de 10 KHz.

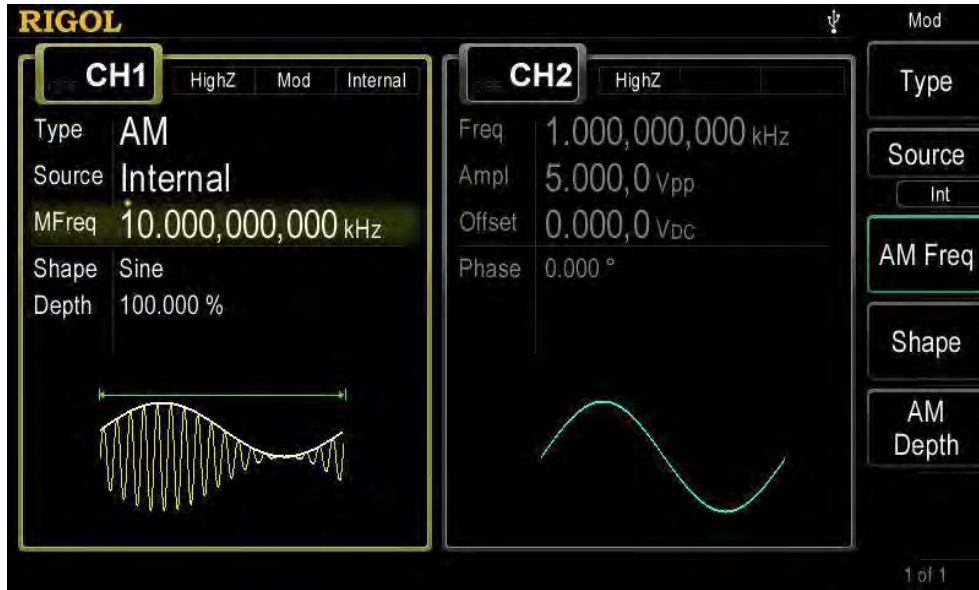


Figura A2.4 Se configura la señal a una frecuencia de 10 KHz

Una vez se ha configurado la señal, se genera mediante el botón Output como muestra la figura A2.5.

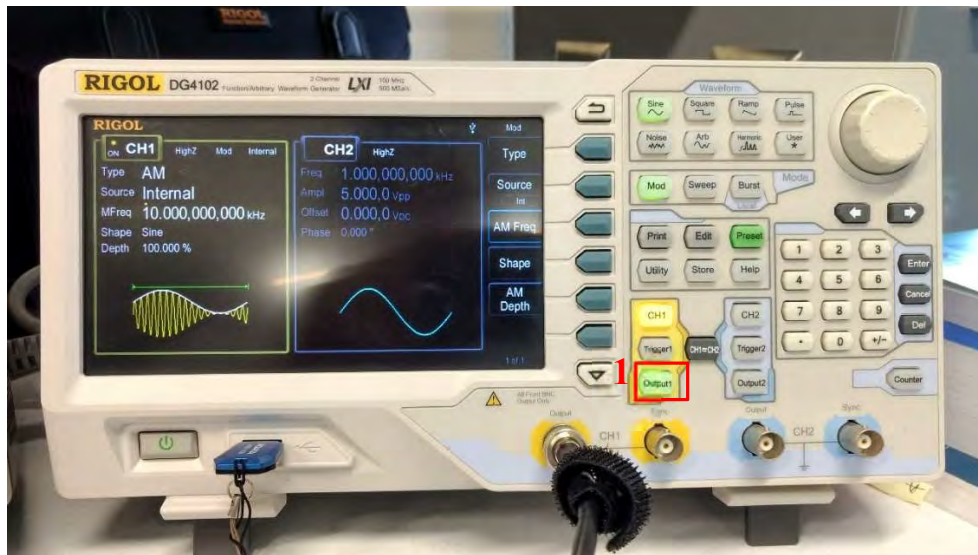


Figura A2.5 Se genera la señal con el botón Output1 (1)

Ahora en el analizador de espectro se centra la frecuencia a la cual fue transmitida la señal, en este caso a 10 MHz tal como se muestra en la figura A2.6.

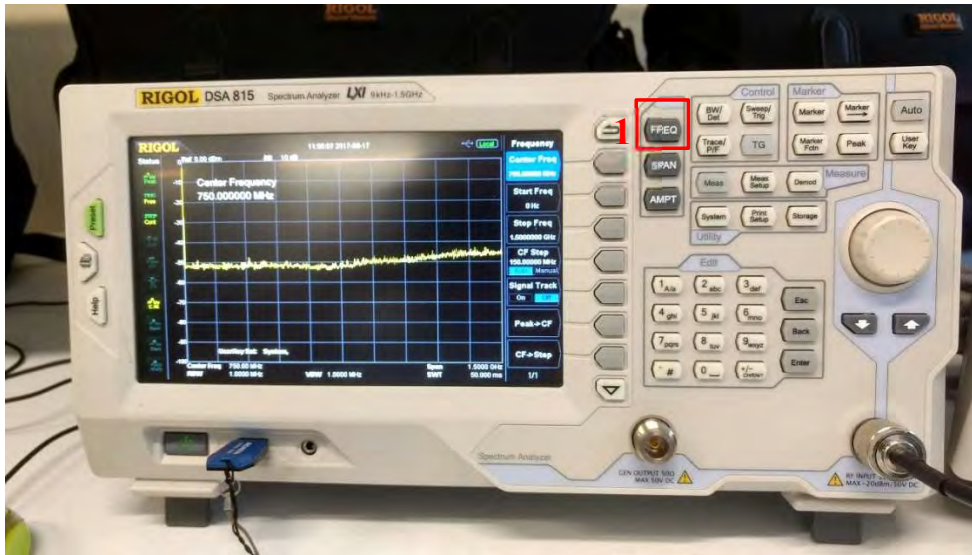


Figura A2.6 Se centra la frecuencia a 10 MHz en el analizador de espectros para visualizar la señal generada. Esto se realiza con el botón FREQ (1)

En la figura A2.7 se puede observar la señal de 10 MHz en el analizador de espectros.

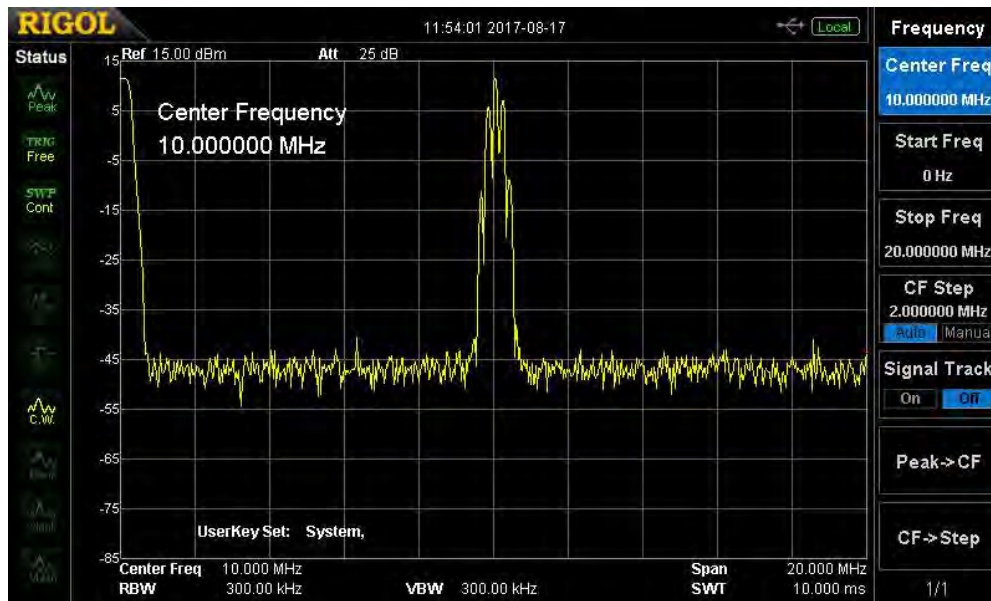


Figura A2.7 Frecuencia centrada a 10 MHz

Se pasa ahora a activar la función zero span como se muestra en la figura A2.8

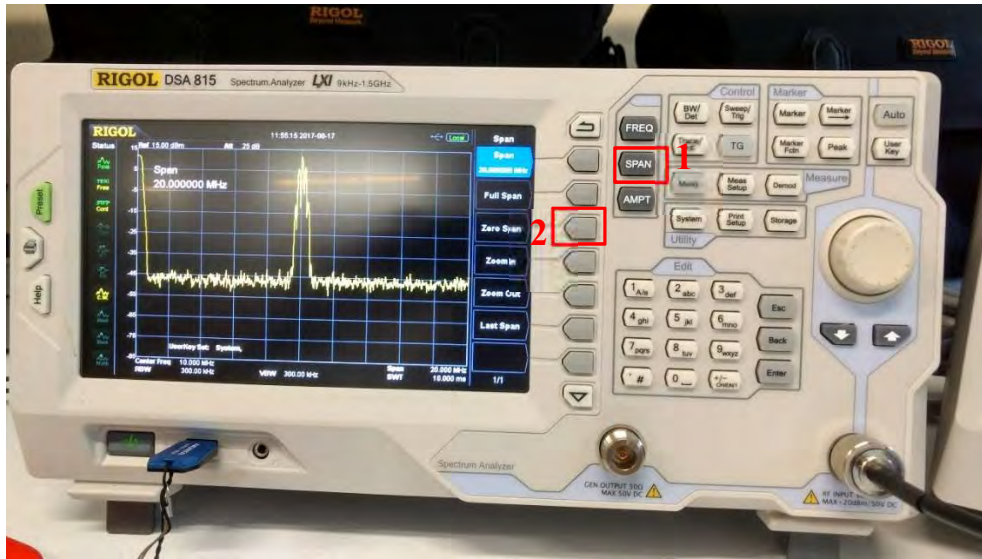


Figura A2.8 Se configura la función zero span. Con el botón SPAN (1) se selecciona la opción zero span del menú que aparece (2)

El analizador ahora funciona como un receptor sintonizado (figura A2.9).

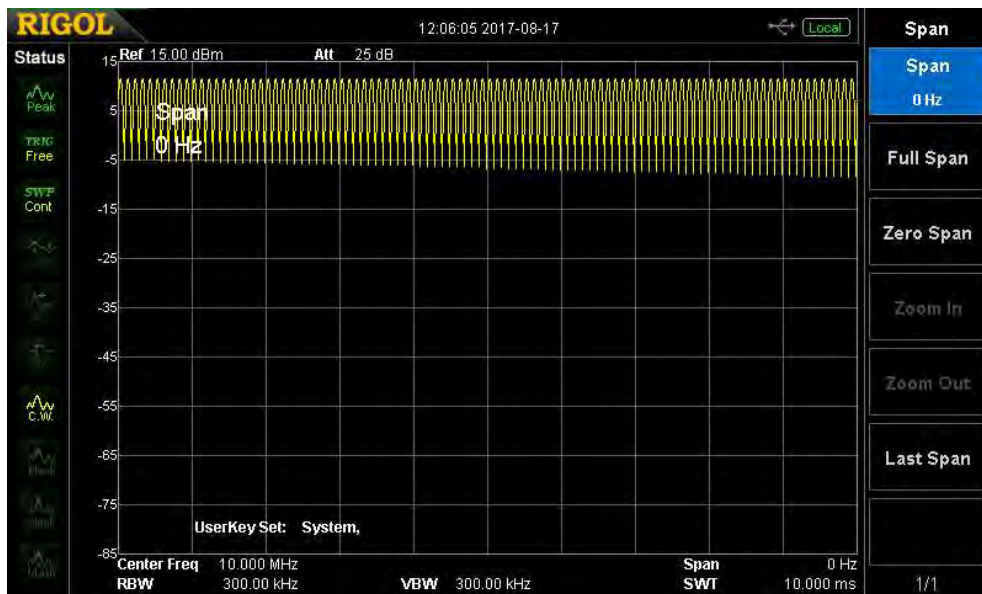


Figura A2.9 La función zero span. Las curvas muestran la relación amplitud y tiempo de la señal de entrada

Se pasa a ajustar el tiempo de muestreo para visualizar en el analizador múltiples periodos de la señal modulada (figura A2.10 y A2.11).



Figura A2.10 Se ajusta el tiempo de muestreo con el botón SWEEP/TRIG (1)

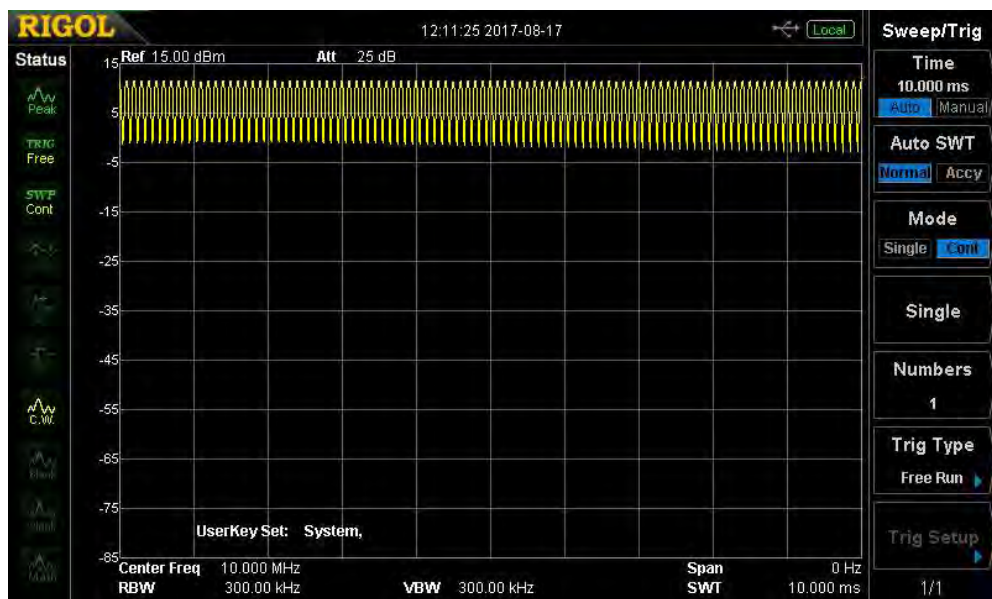


Figura A2.11 Menú de opciones del botón SWEEP/TRIG

Se cambia el valor por 500 us para poder visualizar múltiples periodos de la señal modulada (figura A2.12 y A2.13).

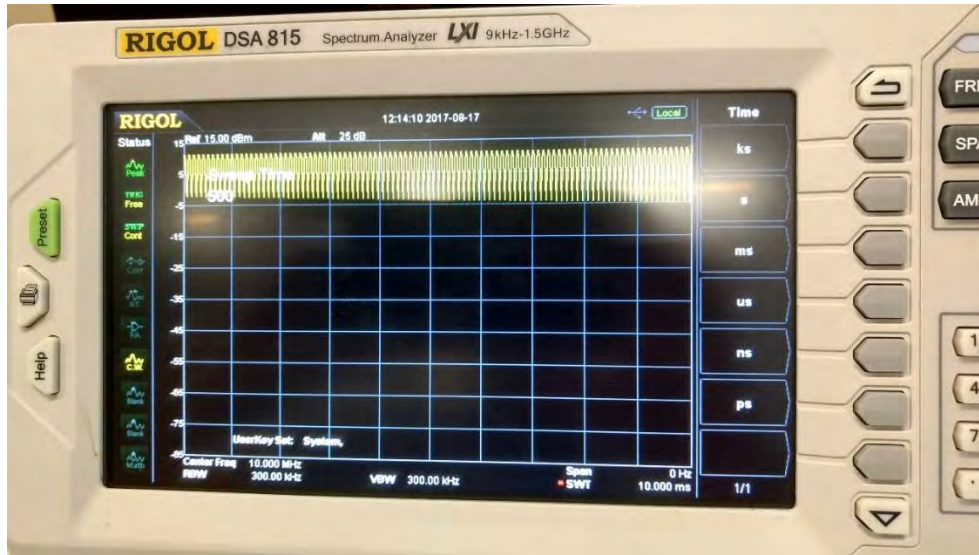


Figura A2.12 Se colocan 500 con el teclado numérico y en unidades se selecciona us

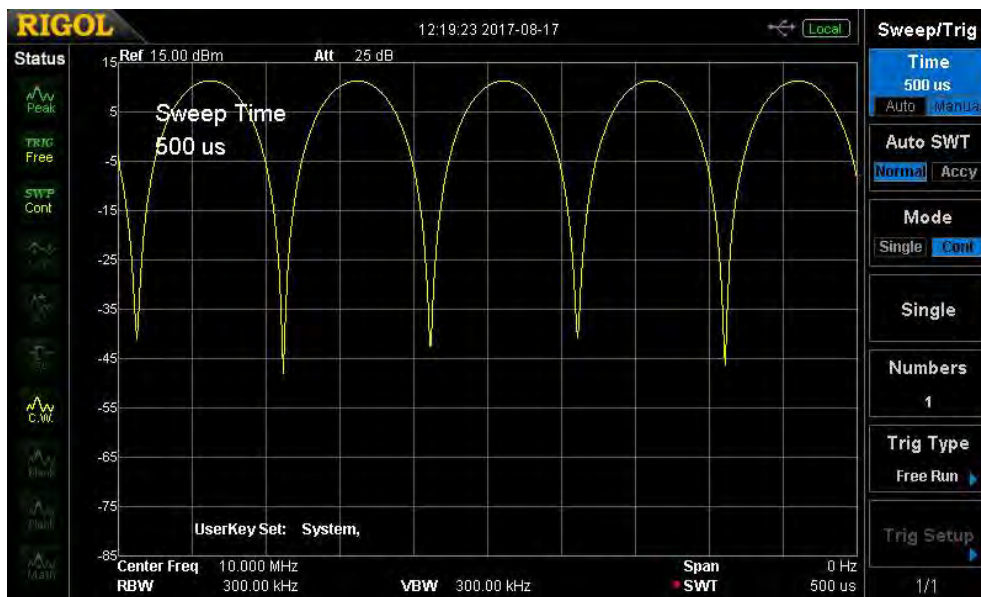


Figura A2.13 Señal ajustada a 500 us

Se cambia el resolution bandwidth para poder apreciar mejor la señal tal como se muestra en las figuras A2.14 y A2.15.

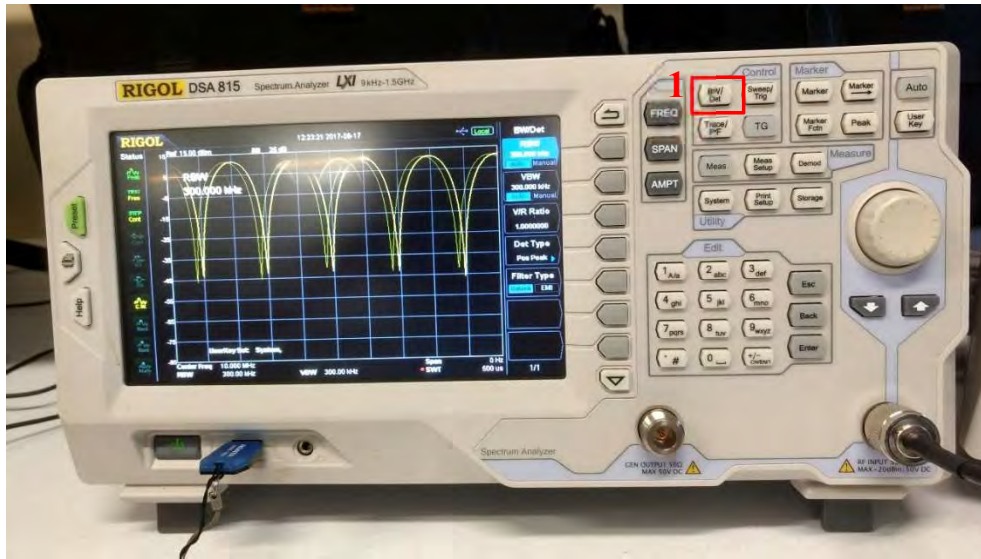


Figura A2.14 Se cambia el resolution bandwidth con el botón BW/Det (1)

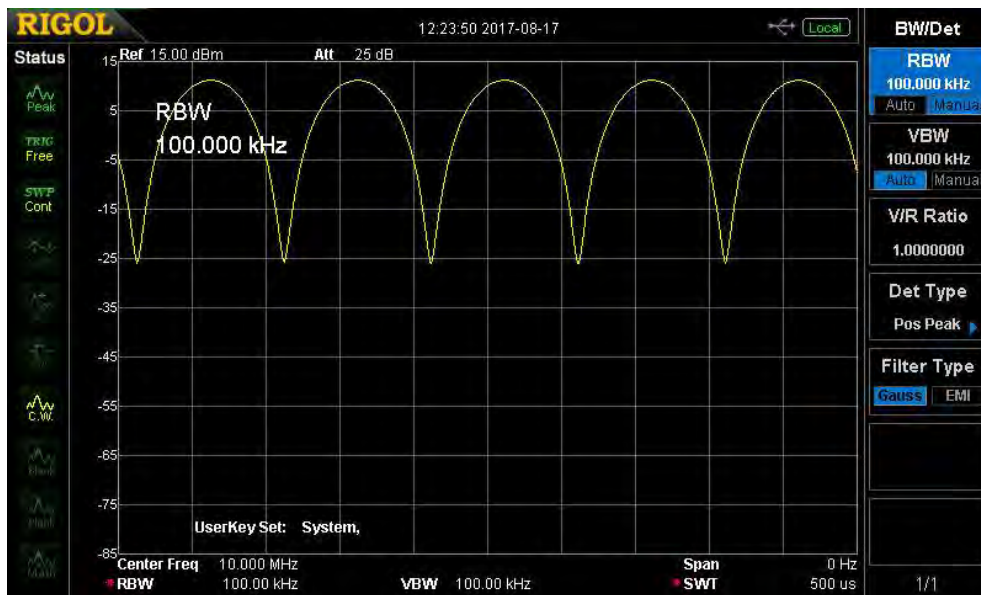


Figura A2.15 Se cambia a 100 KHz

Para evitar que la señal corra libremente por el eje x , se puede pausar la señal cambiando el trigger como se muestra en la figura A2.16.

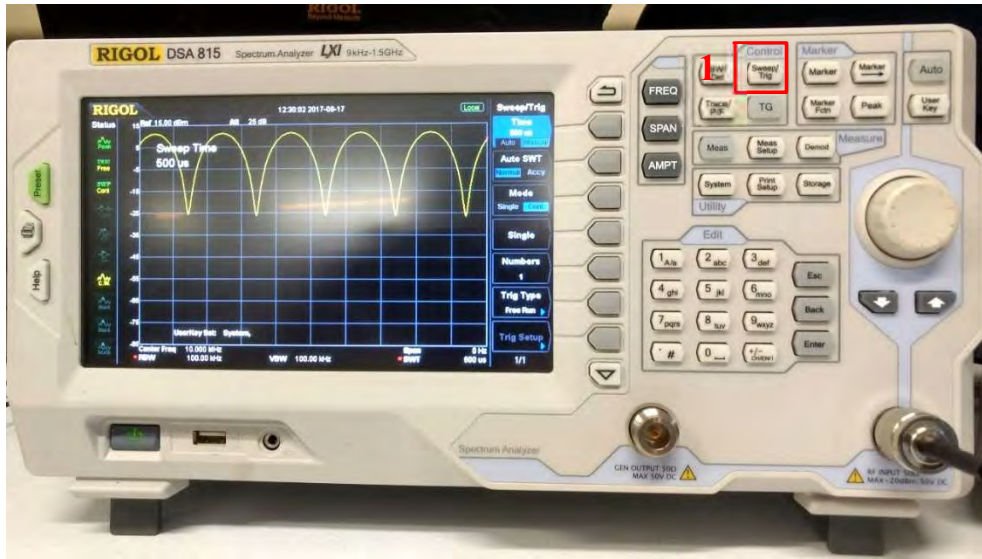


Figura A2.16 Para evitar que la señal corra libremente por el eje x, se pausa con el botón SWEEP/TRIG (1)

Una vez se selecciona la opción de Trig Type, se puede observar tres opciones para configurar el trigger, se selecciona la opción se video tal como se muestra en las figuras A2.17 y A2.18.

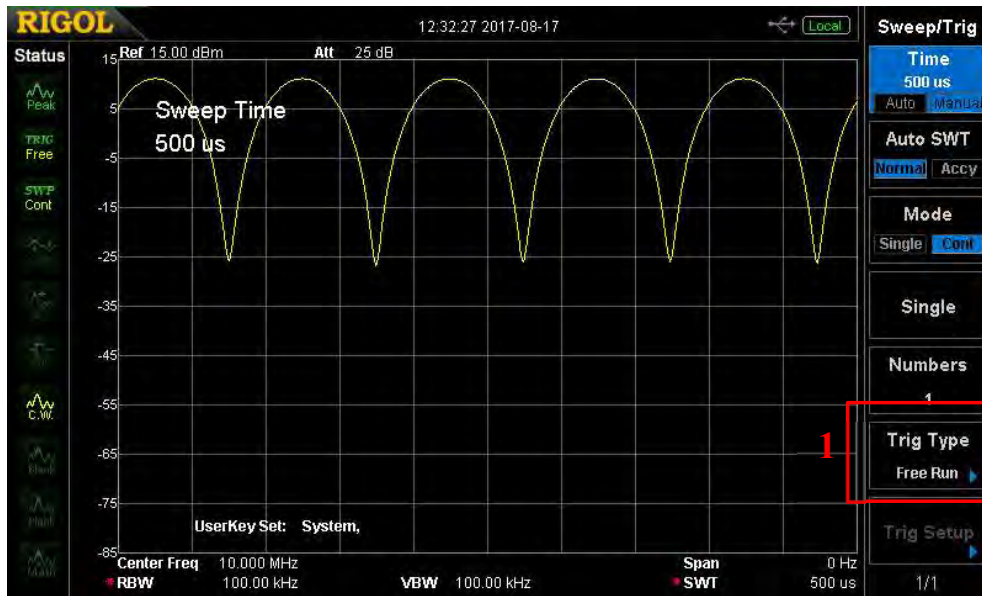


Figura A2.17 Se selecciona la opción de Trig Type (1)

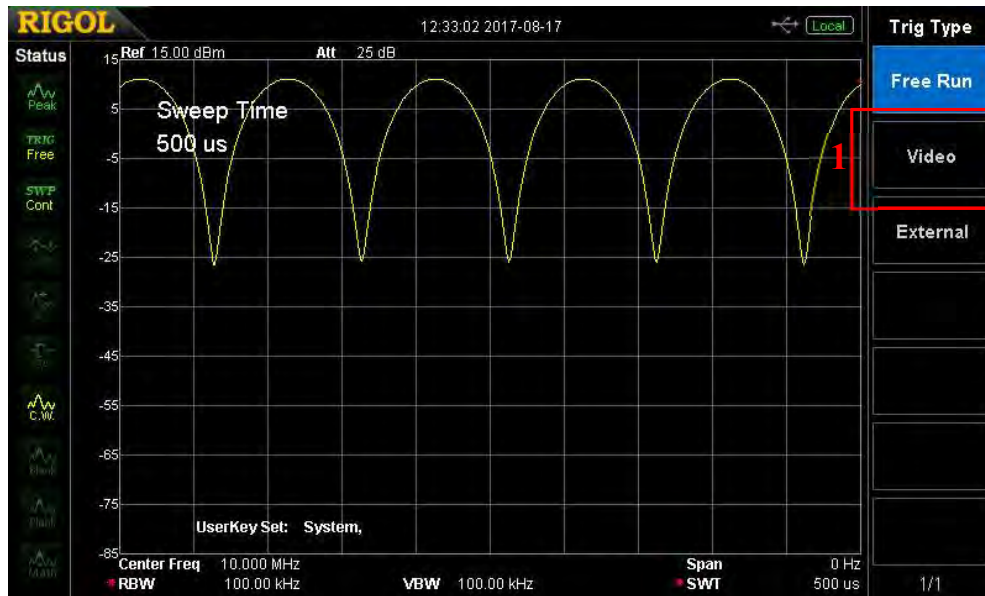


Figura A2.18 Ahora se selecciona la opción de video (1)

Como se puede observar en la figura A2.19 la señal queda estática. Esto ayuda al momento de hacer mediciones para evitar que la señal se esté moviendo constantemente.

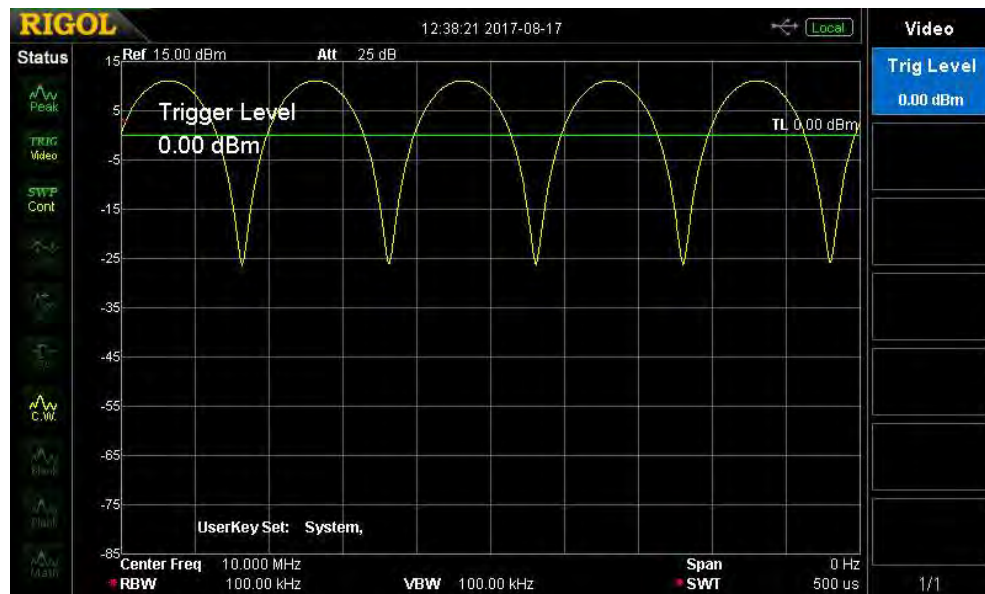


Figura A2.19 La señal ahora queda estática

Otra opción importante al momento de realizar mediciones es el scale/div, el cual se puede ajustar a las necesidades del usuario como se muestra en las figuras A2.20 y A2.21.

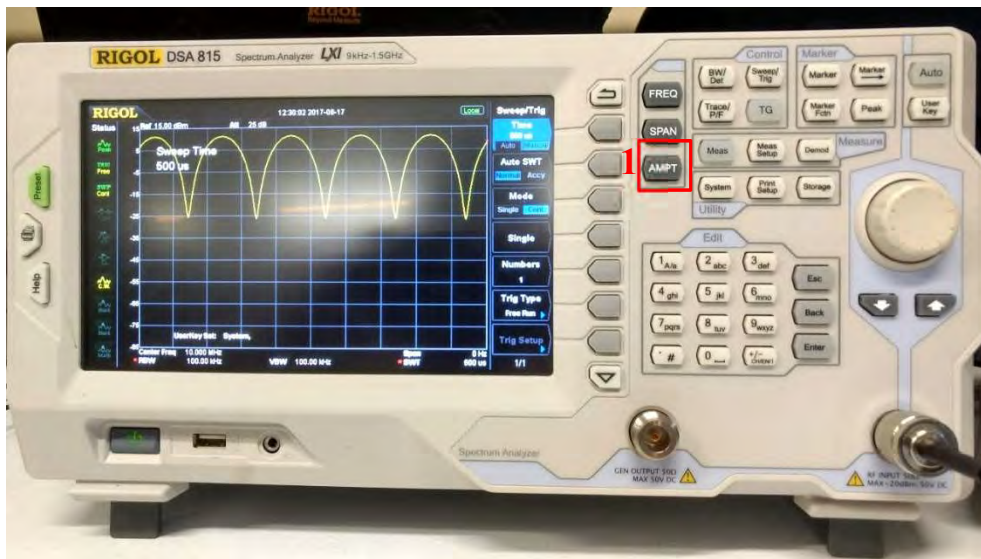


Figura A2.20 Se puede ajustar el scale/div con el botón AMP (1)

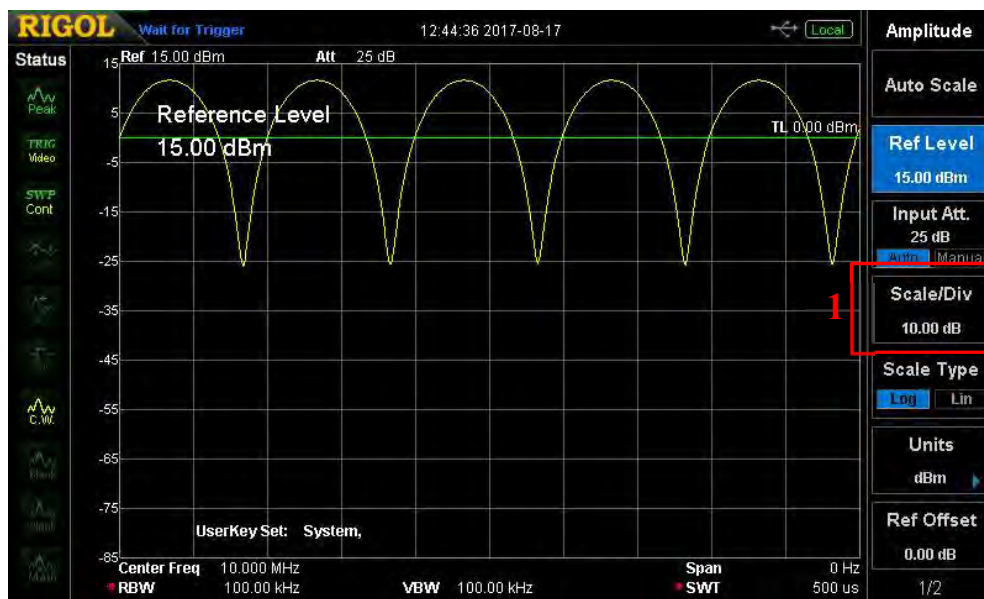


Figura A2.21 Se selecciona la opción de Scale/Div (1)

Para ajustar el scale/div se puede utilizar tanto la rueda para mover los valores o de igual manera las flechas como muestra en la figura A2.22.



Figura A2.22 Se puede cambiar la escala por división de tiempo con la rueda o las flechas