UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

INVESTIGACIÓN DE CONMUTADORES BASADOS EN LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE PARA LA BANDA DE EXTREMADAMENTE ALTA FRECUENCIA.

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
CASTELÁN MARTÍNEZ JESÚS

TUTOR PRINCIPAL:
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM.

MÉXICO, D. F. A OCTUBRE DE 2015

JURADO ASIGNADO:

Presidente:	**DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN**
Secretario:	**DR. RODRÍGUEZ CUEVAS JORGE**
Vocal:	**DR. OLEKSANDR MARTYNYUK**
1 er. Suplente:	**DR. MARTÍNEZ LÓPEZ JOSÉ ISMAEL**
2 d o. Suplente:	**DR. RANGEL LICEA VÍCTOR**

Lugar donde se realizó la tesis: *Laboratorios UNAMems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, D. F.*

TUTOR DE TESIS:

DR. OLEKSANDR MARTYNYUK.

FIRMA

Mi más sincero agradecimiento

a mis Padres:

Jesús Castelán

María Elena Martínez

Por su educación, apoyo y motivación

que me han venido brindando.

Mi agradecimiento a mi

hermana por su motivación:

María Elena

Mi agradecimiento

a mis Tíos (as)

por su motivación.

Mi Agradecimiento y Respeto

a mi Maestro Asesor:

Dr. Oleksandr Martynyuk,

de quien tuve el honor que me

asesorara en el presente trabajo

de investigación.

Mi Agradecimiento al Maestro:

Dr. Jorge Rodríguez Cuevas,

de quien tuve el honor que me

apoyará en el proceso de fabricación.

Mi Agradecimiento

a todos mis Maestros… de

esta Facultad de Ingeniería

U.N.A.M.

Investigación Realizada Gracias al "Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica" (PAPIIT) de la UNAM. Proyectos IN117814, IN114213, IN116112. Así mismo, al "Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología" (CONACYT). Proyecto 166106.
Agradezco a CONACYT la beca recibida.
Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.

ÍNDICE

RESUMEN. *14*

INTRODUCCIÓN. *15*

DEFINICIÓN DEL PROBLEMA. *16*

OBJETIVO GENERAL. *17*

OBJETIVOS ESPECÍFICOS. *17*

ESTRUCTURA DE LA TESIS. *17*

Capítulo 1 ..... *18*

CONMUTADORES DE MICROONDAS. *18*

1.1 INTRODUCCIÓN DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS. *18*

1.2 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS. *19*

1.2.1 ESTADO DEL ARTE DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS. *21*

1.2.1.1 CONMUTADOR MEMS (MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS) *21*

1.2.1.2 DIODO PIN *24*

1.2.1.3 DIODO VARACTOR *27*

1.2.1.4 CONMUTADOR FOTOCONDUCTIVO PARA APLICACIONES DE MICROONDAS *30*

1.2.1.5 GRAFENO. *33*

1.2.1.6 LOS CONMUTADORES BASADOS EN LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE. *36*

1.2.2 CRÍTICA DE CONMUTADORES EXISTENTES *42*

1.3 CONCLUSIONES. *46*

REFERENCIAS. *47*

Capítulo 2 ..... *51*

MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE. *51*

2.1 INTRODUCCIÓN A LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE. *51*

2.2 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE. *51*

2.3 PROPUESTA DE DISEÑO. *64*

2.4 CONCLUSIONES. *68*

REFERENCIAS. *69*

Capítulo 3.....70
APROXIMACIONES DE CONMUTADORES BASADOS EN GeTe......70
3.1 PRIMERA APROXIMACIÓN: Cobre-GeTe-Cobre......70
3.1.1 OSCILACIONES DE RELAJACIÓN PRESENTES EN CALCOGENUROS......73
3.1.2 EXPERIMENTACIÓN DE OSCILACIONES DE RELAJACIÓN PRESENTES EN GeTe......76
3.1.3 UMBRAL DE CONMUTACIÓN EN CALCOGENUROS......78
3.1.4 EXPERIMENTACIÓN DE UMBRAL DE CONMUTACIÓN EN GeTe......79
3.2 SEGUNDA APROXIMACIÓN: Níquel-GeTe-Ag......82
3.2.1 EXPERIMENTACIÓN DE CONMUTACIÓN DEBIDA A IONES DE Ag PRESENTES EN GeTe......85
3.3 TERCERA APROXIMACIÓN: Níquel-GeTeAg-Ag......89
3.3.1 FOTO DIFUSIÓN DE Ag EN PELÍCULA DELGADA DE CALCOGENURO......93
3.3.2 ESTIMACIÓN DEL ESPESOR DE LA PELÍCULA DELGADA DE GeTe A PARTIR DE SU ÍNDICE DE REFRACCIÓN......94
3.3.3 CÉLULA DE METALIZACIÓN PROGRAMABLE PRESENTE EN CALCOGENUROS......97
3.3.4 EXPERIMENTACIÓN DE CÉLULA DE METALIZACIÓN PROGRAMABLE PRESENTE EN GeTeAg......99
3.4 CONCLUSIONES......106
REFERENCIAS......109

Conclusiones Generales......110

ÍNDICE DE FIGURAS.

Capítulo 1 18

Fig. 1.1- Esquema convencional de un Sistema de Radiocomunicaciones. 19

Fig.1.2-Configuración de un conmutador de microondas. 21

Fig.1.3-MEMS de viga de puente (a) y viga de voladizo (b) con su respectivo electrodo para bajar. 22

Fig.1.4-Medición del cambio en el gap gracias al voltaje cuando se incrementa el voltaje y se disminuye el voltaje. .23

Fig.1.5- Esquema del diodo PIN. 24

Fig.1.6- Curva característica de I-V del diodo PIN. 25

Fig.1.7- Modelo del circuito equivalente del diodo PIN. En donde $RI = Rf$ es la resistencia variable de la región intrínseca en polarización directa, CI es la capacitancia de la región intrínseca de la zona no empobrecida, Cp es la capacitancia de empaquetamiento debida a la capacitancia entre los contactos del dispositivo, Lp es la inductancia de empaquetamiento debida a los alambres, Rs es la resistencia del contacto metálico, Cd es la capacitancia de difusión y Cj es la capacitancia del diodo PIN en polarización inversa. 26

Fig.1.8- Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa. 26

Fig.1.9- Resistencia en serie contra la corriente de polarización en directa. 26

Fig.1.10- Esquema del Diodo Varactor. 27

Fig.1.11- Esquema equivalente del Diodo Varactor en la región de polarización en inversa. 27

Fig.1.12- Modelo del circuito equivalente del Diodo Varactor. En donde $I(V)$ es la fuente de corriente con características no lineales de I-V, Cp es la capacitancia de empaquetamiento debida a la capacitancia entre los contactos del dispositivo, Lp es la inductancia de empaquetamiento debida a los alambres, Rs es la resistencia en las regiones neutrales, Cd es la capacitancia de difusión y Cj es la capacitancia del Diodo Varactor en polarización inversa. 29

Fig.1.13- Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa (a) y factor Q contra el voltaje de polarización en inversa (b). 29

Fig.1.14- (a) El detector fotoconductivo fotogenera un par de electrón-hueco que se mueve en repuesta al voltaje aplicado V, generando una fotocorriente ip proporcional al flujo de fotón incidente Φ. (b) La estructura del electrodo interdigitado está diseñada para maximizar la luz que llega al semiconductor mientras se reduce al mínimo el tiempo de transito del portador. 30

Fig.1.15- Un fotoconductor con contactos óhmicos pueden exhibir una ganancia. Como el hueco fluye lento a través del fotoconductor, muchos electrones rápidos entran y fluyen a través del fotoconductor porque en algún instante el fotoconductor debe ser neutral. El rápido flujo de electrones significa que como uno abandona, otro debe de entrar. (a) Un electrón y un hueco son fotogenerados. El hueco fluye lentamente pero el electrón fluye rápidamente y abandona la muestra. (b) Para mantener la neutralidad, un electrón es inyectado desde el electrodo negativo, que fluye rápidamente. (c) El electrón alcanza el electrodo positivo y deja la muestra mientras el hueco está fluyendo lentamente. En la figuras (d) y (e) se muestra el mismo proceso, excepto que el hueco ha fluido cerca del electrodo negativo. Eventualmente, el hueco alcanza el electrodo negativo, poco después de la figura (e), y la fotocorriente cesa. El hueco puede además recombinarse con uno de los electrones inyectados durante su flujo. 31

Fig.1.16- Circuito equivalente del conmutador fotoconductivo que muestra la resistencia Ron en paralelo con una capacitancia Cps. 31

Fig.1.17- Medición de Parámetros S del conmutador fotoconductivo bajo una iluminación óptica de un valor de 0 mW a 200 mW 32

Fig.1.18- Partes real (a) y imaginaria (b) de la conductividad del grafeno contra el potencial químico.....34

Fig.1.19- a) Nanoantena basada en Grafeno controlada por el voltaje de compuerta $Vbias$. b) Propagación de los modos de plasmones superficiales TM.....34

Fig.1.20- Reconfiguración de fase (a) y amplitud (b) variando el potencial químico μc.....35

Fig.1.21- Patrón de radiación esperado para un arreglo reflectivo reconfigurable para 1.3 THz usando grafeno. 35

Fig.1.22- Arquitectura del arreglo reflectivo reconfigurable.....35

Fig.1.23- Principio de la grabación del material de calcogenuro de cambio de fase y el perfil de la temperatura de grabación de la capa para el proceso de escritura y borrado.....36

Fig.1.24- Dependencia de la Temperatura de la Resistencia de Hoja. Dependencia de Temperatura de la Resistencia de Hoja de un espesor de 80 [nm] de una película de GeTe medido en una geometría de van der Pauw en calentamiento y subsecuente enfriamiento a temperatura ambiente. La cristalización de la película de GeTe de estado amorfo inicia en $192°C$ y es acompañada por una distintiva caída de la resistencia. Y finalmente se enfría a temperatura ambiente manteniendo el estado cristalino. 37

Fig.1.25- a) Diagrama esquemático de la sección transversa del IPCS y sus capas constituyentes. b) Vista superior del conmutador que muestra la ruta de la señal de control y la traza de la señal de RF, no se muestra la capa de pasivación. c) Fabricación de un conmutador IPCS basado en una Guía de Onda Coplanar, con un zoom en la región IPCS.....37

Fig.1.26- Medición a) Voltaje de Pulso para Amorfizar y b) Voltaje de Pulso para Recristalizar para diferentes anchos de pulso en el conmutador. El eje x muestra el voltaje del pulso a través del Resistor de película delgada de $88\ [\Omega]$, y el eje y muestra la resistencia PCS (GeTe) resultante en la línea.....38

Fig.1.27- a) Estado Cristalino y b) Estado Amorfo en el conmutador IPCS. Vale la pena destacar que solo un área limitada en el centro de la IPCS es amorfizada. c) Perdidas de inserción (En el estado de encendido) y d) Aislamiento (En el estado de apagado) medidas y modeladas.....38

Fig.1.28- La ilustración esquemática del proceso de formación y ruptura de un filamento conductivo en una PMC. a) Estado Inicial del dispositivo. b) Inyección de iones desde el electrodo activo y subsecuente formación del filamento metálico. c) Formación de un filamento metálico conductivo que tiende un puente entre los dos electrodos, conmutando al dispositivo al estado de encendido. d) Disolución del filamento cuando un voltaje de restauración es aplicado. 40

Fig.1.29- Microfotografía del diseño del conmutador PMC basado en la geometría coplanar.....40

Fig.1.30- Microfotografía (Imagen larga) e Imagen de Microscopio de Fuerza Atómica del conmutador en el estado de encendido.....41

Fig.1.31- Perdidas de inserción ($S21$) del conmutador en el estado de encendido es mejor que $-0.5\ [dB]$ sobre el rango de $1\ a\ 6\ [GHz]$, mientras que el aislamiento en el estado de apagado es mejor que $-35\ dB$.....41

Fig.1.32- Medición a) perdida de inserción (transmisión del estado de encendido) y b) aislamiento (transmisión del estado de apagado) del conmutador basado en material de calcogenuro de cambio de fase comparado con otras tecnologías de conmutación de RF.....44

Capítulo 2 ..... *51*

Fig.2.1- Principio de la grabación del material de calcogenuro de cambio de fase y el perfil de la temperatura de grabación de la capa para el proceso de escritura y borrado.....52

Fig.2.2- Dependencia de la Temperatura de la Resistencia de Hoja. Dependencia de Temperatura de la Resistencia de Hoja de un espesor de 80 [nm] de una película de GeTe medido en una geometría de van der Pauw en calentamiento y subsecuente enfriamiento a temperatura ambiente. La cristalización de la película de GeTe de estado amorfo inicia en $192°C$ y es acompañada por una distintiva caída de la resistencia. Y finalmente se enfría a temperatura ambiente manteniendo el estado cristalino. 53

Fig.2.3- Medición a) Voltaje de Pulso para Amorfizar y b) Voltaje de Pulso para Recristalizar para diferentes anchos de pulso en el conmutador. El eje x muestra el voltaje del pulso a través del Resistor de película delgada de $88\ [\Omega]$, y el eje y muestra la resistencia PCS (GeTe) resultante en la línea.....56

Fig.2.4- Esquema de los puertos de calentamiento que están directamente conectados con los extremos del Resistor de película delgada. 56

Fig.2.5- Simulación Térmica para el caso de la cristalización: a) Vista Frontal, b) Vista Superior.....57

Fig.2.6- Simulación Térmica para el caso de la amorfización: a) Vista Frontal, b) Vista Superior.....58

Fig.2.7- a) Estado Cristalino y b) Estado Amorfo en el conmutador IPCS. Vale la pena destacar que solo un área limitada en el centro de la IPCS es amorfizada. c) Perdidas de inserción (En el estado de encendido) y d) Aislamiento (En el estado de apagado) medidas y modeladas.....59

Fig.2.8- Parámetros S en escala en dB del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado cristalino (de baja resistencia).....60

Fig.2.9- Carta de Smith del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado cristalino (baja resistencia)....61

Fig.2.10- Parámetros S en escala en dB del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado amorfo (de alta resistencia).....61

Fig.2.11- Carta de Smith del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado amorfo (alta resistencia).....62

Fig.2.12- Circuito equivalente del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado cristalino (baja resistencia).....62

Fig.2.13- Circuito equivalente del conmutador RF cuando el GeTe se encuentra en estado amorfo (alta resistencia). 63

Fig.2.14- Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura.....64

Fig.2.15- Configuración utilizada para medir la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura.....64

Fig.2.16-En la fotografía a) y b) se muestra como el GeTe dopado de Ag forma un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata, cuando la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$.....65

Fig.2.17-Grafica de Temperatura vs Resistencia para cuando la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$.....66

Fig.2.18-Grafica de Tiempo vs Resistencia para el caso de cuando la temperatura es $T = 366\ [℃]$ y la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$. 66

Fig.2.19-Grafica de Temperatura vs Resistencia para cuando la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$.....67

Capítulo 3 70

Fig.3.1- Vista lateral del depósito de Cobre sobre el Sustrato. 70

Fig.3.2- Patrón transferido al Photoresist. 70

Fig.3.3- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que está depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el Sustrato. 70

Fig.3.4- Vista lateral de GeTe depositado sobre el Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Cobre que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato. 71

Fig.3.5- Vista lateral de GeTe depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el Sustrato. 71

Fig.3.6- a) Patrón transferido al Photoresist, b) Ampliación del patrón transferido al Photoresist. 71

Fig.3.7- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el sustrato. 72

Fig.3.8- Vista lateral de Cobre depositado sobre el Photoresist que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el Sustrato. 72

Fig.3.9- a) Vista lateral y b) Vista superior de Cobre depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el Sustrato. 72

Fig.3.10- Circuito eléctrico para la célula de PCM, incluyendo la resistencia de carga RL y la capacitncia parasita C en paralelo a la célula. 73

Fig.3.11- Curva característica de la Corriente contra Voltaje de la célula de PCM en el estado correspondiente a la fase amorfa. La curva de Corriente contra Voltaje muestra la forma de S típica del comportamiento de la resistencia diferencial negativa. La conmutación de umbral es la transición desde el estado de apagado (baja conductividad) a el estado de encendido (alta conductividad) en VT. La recuperación toma lugar desde el estado de encendido al estado de apagado en VH. 73

Fig.3.12- Ciclo de los eventos de la oscilación de relajación: El campo eléctrico indujo la nucleación de un filamento cristalino que deriva el sistema, lo que causa la caída del campo. En la ausencia del campo, el filamento cristalino empieza a ser inestable y decae eliminando de este modo la derivación. Como un resultado, el campo eléctrico es restaurado y un nuevo ciclo inicia. 74

Fig.3.13- En las figuras superiores se muestra el efecto de conmutación en el PCM donde la cúpula amorfa es denotada con la letra A, esta es creada por el enfriamiento en la porción de GeTe que se fusiona por la acción de calentamiento de un electrodo de área pequeña que es sometido a un pulso eléctrico fuerte. La tira blanca muestra una región cristalina altamente conductiva que aparece como resultado de un campo eléctrico aplicado. En dichas figuras se puede apreciar la formación de un núcleo de cristal esférico que es inducido térmicamente en el número de ciclo de oscilación nd. Como las oscilaciones son continuas, el núcleo continúa creciendo lo que conduce al decaimiento de amplitudes. 75

Fig.3.14- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. 76

Fig.3.15- Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Cu-GeTe. 76

Fig.3.16- a) Amplificación correspondiente a las oscilaciones estables en amplitud pico a pico de $1.6\ [V]$. b) Amplificación correspondiente a las oscilaciones de relajación presentes en GeTe. 77

Fig.3.17- Características de conmutación de $GeTe$ y $Ge2Sb2Te5$. Características de Corriente contra Voltaje en dos diferentes estados físicos; estado amorfo, y estado cristalino 78

Fig.3.18- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. 79

Fig.3.19- Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Cu-GeTe. *79*

Fig.3.20- a) Grafica de Voltaje Aplicado vs Resistencia de GeTe. b) Grafica de Voltaje Aplicado vs Corriente Eléctrica en GeTe. *80*

Fig.3.21- Vista lateral del depósito de Níquel sobre el Sustrato. *82*

Fig.3.22- a) Patrón transferido al Photoresist, b) Ampliación del patrón transferido al Photoresist. *82*

Fig.3.23- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que está depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el Sustrato. *82*

Fig.3.24- Vista lateral de GeTe depositado sobre el Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato. *83*

Fig.3.25- Vista lateral de GeTe depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el Sustrato. *83*

Fig.3.26- a) Patrón transferido al Photoresist, b) Ampliación del patrón transferido al Photoresist. *83*

Fig.3.27- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el sustrato. *84*

Fig.3.28- Vista lateral de Plata depositada sobre el Photoresist que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el Sustrato. *84*

Fig.3.29- a) Vista lateral y b) Vista superior de Plata depositada sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el Sustrato. *84*

Fig.3.30- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. *85*

Fig.3.31- Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag. *85*

Fig.3.32-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $0.1[V]$ *a* $2[V]$ *con una duración de tiempo de* $500[ns]$. *85*

Fig.3.33- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. *85*

Fig.3.34-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $0.1[V]$ *a* $1.5[V]$ *con una duración de tiempo de* $1[\mu s]$. *86*

Fig.3.35-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $-0.1[V]$ *a* $-1.3[V]$ *con una duración de tiempo de* $1[\mu s]$. *86*

Fig.3.36-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $0.1[V]$ *a* $1.8[V]$ *con una duración de tiempo de* $1[\mu s]$. *87*

Fig.3.37-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $-0.1[V]$ *a* $-1.6[V]$ *con una duración de tiempo de* $1[\mu s]$. *87*

Fig.3.38- Vista lateral del depósito de GeTe sobre el Sustrato. *89*

Fig.3.39- Vista lateral del depósito de Plata depositada sobre GeTe que a su vez está depositado en el Sustrato... *89*

Fig.3.40- Vista lateral del depósito de GeTeAg sobre el Sustrato. *89*

Fig.3.41- a) Patrón transferido al Photoresist, b) Ampliación del patrón transferido al Photoresist. *90*

Fig.3.42- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que está depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el Sustrato. *90*

Fig.3.43- Vista lateral de Níquel depositado sobre el Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato. *90*

Fig.3.44- Vista lateral de Níquel depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el Sustrato. *91*

Fig.3.45- a) Patrón transferido al Photoresist, b) Ampliación del patrón transferido al Photoresist. *91*

Fig.3.46- Vista lateral del Photoresist con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el sustrato. *91*

Fig.3.47- Vista lateral de Plata depositado sobre GeTeAg y también el Photoresist que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg y también Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el Sustrato. *92*

Fig.3.48- a) Vista lateral y b) Vista superior de Plata depositado sobre GeTeAg; y Níquel que está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el Sustrato. *92*

Fig.3.49- Vista superior de la parte central del dispositivo fabricado en donde existe la destrucción de la unión Níquel-GeTeAg-Ag *92*

Fig.3.50- Proceso de foto difusión: a) Se muestra al calcogenuro no dopado antes de la exposición, b) Se muestra al calcogenuro dopado durante la exposición. *93*

Fig.3.51- Curvas del índice de refracción de las películas de GeTe en función de diferentes temperaturas en el rango espectral de 250 *a* 830 $[nm]$. *94*

Fig.3.52- Vista lateral de la película de interferencia simple. Consiste de una película simple depositada sobre un sustrato. *95*

Fig.3.53- Circuito equivalente en líneas de transmisión para el análisis del espesor de la película delgada depositada sobre un sustrato. *95*

Fig.3.54- Película delgada de GeTe que está depositada sobre un sustrato. *95*

Fig.3.55- La ilustración esquemática del proceso de formación y ruptura de un filamento conductivo en una PMC. *a) Estado Inicial del dispositivo. b) Inyección de iones desde el electrodo activo y subsecuente formación del filamento metálico. c) Formación de un filamento metálico conductivo que tiende un puente entre los dos electrodos, conmutando al dispositivo al estado de encendido. d) Disolución del filamento cuando un voltaje de restauración es aplicado.* *98*

Fig.3.56- Microfotografía (Imagen larga) e Imagen de Microscopio de Fuerza Atómica del conmutador en el estado de encendido. *98*

Fig.3.57- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. *99*

Fig.3.58- Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag. *99*

Fig.3.59-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $0.5[V]$ *a* $3[V]$. *99*

Fig.3.60-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $(-)0.5[V]$ *a* $(-)3[V]$. *100*

Fig.3.61-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $0.1[V]$ *a* $1[V]$. *100*

Fig.3.62-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $(-)0.1[V]$ *a* $(-)1[V]$. *101*

Fig.3.63-Grafica de Numero de Conmutación vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se conmuto de $1[V]$ *a* $-1[V]$. *101*

Fig.3.64-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $0.1[V]$ *a* $1[V]$. *102*

Fig.3.65-Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde $(-)0.1[V]$ *a* $(-)1[V]$. *102*

Fig.3.66-Grafica de Numero de Conmutación vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se conmuto de $1[V]$ *a* $-1[V]$. *103*

Fig.3.67- Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada. *103*

RESUMEN.

Se presenta la investigación y fabricación de los conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro, con el objetivo de obtener un mecanismo de reconfiguración del arreglo de fase reflectivo. Para ello primero se realizó un estudio del estado del arte de los diferentes conmutadores de microondas que pueden usarse como mecanismos de reconfiguración. Después, se realizó una comparación y critica entre dichos conmutadores de microondas. En base al estudio anterior, se analizó la viabilidad de poderlo fabricar en las instalaciones existentes en la Facultad de Ingeniería de la UNAM, así como su futura integración en el arreglo de fase reflectivo. Como resultado se optó por el diseño novedoso de un conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro. El efecto de conmutación en este conmutador ocurre debido al cambio de fase en el vidrio durante el proceso de calentamiento. Como resultado es posible incrementar más de diez mil veces la conductividad del vidrio. Además, este tipo de conmutador presenta la propiedad de memoria no volátil, como resultado el consumo de energía es cero. Para entender cómo es que funciona este tipo de conmutadores se decidió utilizar un software especializado tanto en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia, así como en simulación de problemas basados en la Física. A continuación se procedió a estudiar la resistencia del calcogenuro en función de la temperatura, para ello se procedió a fabricar dentro de las instalaciones de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, una muestra. Dicha muestra consiste en un depósito una película delgada de GeTe sobre un sustrato. Para poder medir la resistencia de GeTe durante el proceso de calentamiento, se decidió poner electrodos de Epoxy de Plata que unían a los Alambres Magneto al depósito de GeTe. Después del proceso de medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura se encontró que la propiedad de memoria no volátil está presente cuando la distancia de separación entre electrodos es de 5 [mm]. La explicación a esta situación que se puede dar es que se forma un puente de GeTe dopado de Plata entre los electrodos de Epoxy de Plata. Por otro lado, la introducción de Plata dentro del calcogenuro causa substanciales cambios en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistividad por varios ordenes de magnitud, obteniendo una resistencia baja que varía de 90[Ω] o 96[Ω]. Para restaurar la resistencia a un estado alto se decidió aplicar un voltaje de 30[V] obteniendo una resistencia alta que varía de 0.666[MΩ] o 1.36[MΩ]. Después se fabricó en las instalaciones de la Facultad de Ingeniería la unión Cobre-GeTe-Cobre. Durante la caracterización de la unión de Cobre-GeTe-Cobre se experimentó las oscilaciones de relajación presentes en calcogenuros, el cambio del estado amorfo al estado cristalino de GeTe, y el umbral de conmutación en calcogenuros. A continuación se fabricó la unión de Níquel-GeTe-Plata. Durante la caracterización de la unión de Níquel-GeTe-Plata se experimentó la conmutación debida a iones de Plata presentes en GeTe. Por otro lado se fabricó la unión Níquel-GeTeAg-Ag. Sin embargo, en la parte central del dispositivo fabricado hubo una destrucción de la unión Níquel-GeTeAg-Ag, dicha destrucción se debe al estrés en películas delgadas que consiste básicamente en la tensión térmica que surge durante las variaciones de temperatura debido a la diferencia en los coeficientes de expansión térmica entre GeTe y Plata. Afortunadamente, durante la caracterización de la unión de Níquel-GeTeAg-Ag en las orillas quedo un poco de material con el cual se experimentó la célula de metalización programable presente en GeTeAg. Concluyendo así con la posibilidad de fabricar conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro dentro de las instalaciones de la Facultad de Ingeniería de la UNAM. Esto nos da la posibilidad de su futura integración en el arreglo de fase reflectivo con el objetivo de obtener un mecanismo de reconfiguración.

INTRODUCCIÓN.

Las antenas son componentes necesarios y críticos de los Sistemas de Radiocomunicaciones, pero a veces su incapacidad para adaptarse a nuevos escenarios de operación puede limitar el rendimiento del sistema. Por ello, las antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales, mejorando o eliminando estas restricciones y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad de cualquier sistema.

La idea de una antena reconfigurable apareció a principios de 1930. En 1979, la palabra "reconfigurabilidad" fue definida como "la habilidad para ajustar las formas del haz a través del uso de comandos". En 1990, un grupo de investigación en Inglaterra describió sus esfuerzos por alterar la superficie reflectante de una antena parabólica con el objetivo de controlar el patrón de radiación. Desde a mediados de 1990 hasta la actualidad, los proyectos de antena reconfigurable han involucrado mayormente el uso de varias tecnologías de semiconductores, que son aplicadas para alterar el flujo de la corriente en la antena.

Es importante resaltar que en la actualidad se tiene la necesidad de contar con una antena reconfigurable con cambio de patrón de radiación de bajo costo que satisfaga las necesidades de los sistemas existentes, los sistemas inalámbricos de próxima generación y los sistemas de detección.

Idealmente, las antenas reconfigurables deben de ser capaces de cambiar sus frecuencias de operación, el tipo de polarización de onda radiada, y el patrón de radiación; para así poderse adaptar a los cambiantes requisitos de funcionamiento. Típicamente, el objetivo es cambiar uno o más de estas características independientemente de las otras.

Las áreas de aplicación que impulsan el desarrollo de las antenas reconfigurables incluyen los sistemas de radares militares, automovilísticos y de aeronaves; así como las redes de comunicaciones inalámbricas y satelitales de banda ancha, la radio cognitiva, los sistemas de múltiple entrada múltiple salida (*MIMO*), los sistemas de banda ultra ancha (*UWB*), los sistemas de comunicación que requieren eliminar las interferencias electromagnéticas y los sistemas de comunicaciones seguras.

Las antenas reconfigurables pueden ser utilizadas en dispositivos portátiles inalámbricos con el objetivo de ayudar a mejorar la relación S/N o redirigir la potencia transmitida, permitiendo así el mejorar el BER (la Tasa de Error de Bit), el aumento en el rendimiento del sistema, y reduciendo el consumo de energía en redes de telefonía móvil.

En los grandes arreglos de fase, las antenas reconfigurables podrían ser utilizadas para proporcionar capacidades adicionales que pueden resultar en anchos de banda de frecuencias instantáneas mayores, los volúmenes de escaneo más amplios, y los patrones de radiación con una distribución de los lóbulos laterales más deseables.

La reconfiguración de una antena se puede lograr a través de una redistribución intencional de las corrientes o, su equivalente, los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.

Así pues, las antenas reconfigurables se caracterizan por tener la capacidad de cambiar las características fundamentales de operación mediante conmutadores electrónicos, mecánicos, o de otro tipo. Es importante decir que dentro de los conmutadores antes mencionados, los conmutadores electrónicos sobresalen por ofrecen una alta velocidad de conmutación, además de que su tamaño es de una fracción del tamaño de los conmutadores mecánicos equivalentes que operan en la misma frecuencia de medición. Como conmutadores electrónicos tenemos el uso del conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o varactor que permiten cambiar las características de operación de una antena convencional. Sin embargo, todos los conmutadores antes mencionados tienen desventajas inherentes al utilizarlos en la banda de EAF. Por lo tanto, la búsqueda de los nuevos tipos de conmutadores para las antenas reconfigurables es tarea importante y actual.

Recientemente, se reportó el diseño novedoso de un conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro. El efecto de conmutación en este conmutador ocurre debido al cambio del estado de fase en el vidrio durante el proceso de calentamiento. Como resultado es posible incrementar más de diez mil veces la conductividad del vidrio. Además, este tipo de conmutadores presentan la propiedad de memoria no volátil, como resultado el consumo de energía es cero.

Resulta sumamente interesante dentro del proyecto de la tesis investigar la posibilidad de integrar los conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro a una antena reconfigurable operando en la banda de EAF.

DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.

Las antenas reconfigurables tienen como base una antena convencional con parámetros fijos. Agregando a esta antena un conmutador electrónico podemos obtener una antena reconfigurable. Estos componentes pueden ser utilizados para activar electrónicamente algún tipo de patrón de radiación que sea deseado, alguna frecuencia de operación que sea solicitada, algún tipo de polarización que sea requerida, o una combinación de estos parámetros de radiación que sean requeridos.

Desafortunadamente, en el diseño de las antenas reconfigurables, los conmutadores en frecuencias de microondas (De los 300[MHz] a los 300[GHz]) tienen un comportamiento que provoca deterioro en las características de la antena. Este deterioro es causado por los efectos parásitos propios de cualquier conmutador.

Por otro lado, la necesidad que existe de polarizar dicho conmutador requiere la implementación de circuitos de polarización, los cuales introducen perdidas disipativas. Todo ello con lleva como resultado que los parámetros y las características de la antena reconfigurable resulten peores que los de la antena inicial.

Es por ello que la selección del mecanismo de reconfiguración debe ser realizada con cuidado pensando tanto en la vida útil del sistema, velocidad de reconfiguración, consumo de energía, requerimientos de accionamiento (voltaje o corriente), el costo, el tamaño de la antena reconfigurable, la complejidad de fabricación, así como los niveles deseados de rendimiento y las pérdidas consideradas desde el principio del diseño. Por lo tanto, la búsqueda de los nuevos tipos de conmutadores para las antenas reconfigurables es tarea importante y actual.

OBJETIVO GENERAL.

Llevar a cabo una investigación de conmutadores basados en los materiales de calcogenuro de cambio de fase para la banda de extremadamente alta frecuencia.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

1. Investigar las propiedades eléctricas de los vidrios de calcogenuro.
2. Desarrollar conocimiento acerca del mecanismo de difusión de iones de electrolito solido presente en los vidrios de calcogenuro.
3. Proponer y diseñar nuevas estructuras de conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro.
4. Desarrollar un proceso de fabricación para las nuevas estructuras de conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro con el fin de obtener la posibilidad de fabricarlos dentro de las instalaciones de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.
5. Caracterizar las nuevas estructuras de conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro.
6. Concluir la tesis de maestría con la información generada en el proyecto de investigación.

ESTRUCTURA DE LA TESIS.

El presente trabajo de Tesis consiste en 3 Capítulos y Conclusiones Generales, en los cuales se expone de manera resumida la investigación desarrollada.

En el primer capítulo se presentan los aspectos generales de un Sistema de Radiocomunicaciones. Así mismo, se introduce la importancia que tiene una Antena Reconfigurable en un Sistema de Radiocomunicaciones. Además, se resalta la importancia que tienen los Conmutadores de Microondas en las Antenas Reconfigurables. Y finalmente, se muestra el estado del arte de los Conmutadores de Microondas.

En el segundo capítulo se presenta los conceptos básicos de los materiales de Calcogenuro de cambio de fase. Así mismo, se muestra el análisis del funcionamiento del conmutador de RF basado en el material de Calcogenuro de cambio de fase, a través del uso de software especializado tanto en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia como en simulación de problemas basados en la Física. Además, se presenta la medición de resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura. Para restaurar la resistencia del depósito de *GeTe* se aplicó un voltaje de $30[\mathrm{V}]$.

En el tercer capítulo se presenta las diferentes aproximaciones de conmutadores basados en *GeTe*. Como primera aproximación se muestra la unión Cobre-GeTe-Cobre, en donde se encontró el cambio del estado amorfo al estado cristalino de *GeTe*, la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en *GeTe* y la experimentación de umbral de conmutación en *GeTe*. Después, como segunda aproximación se presenta la unión Níquel-GeTe-Ag, en donde se experimentó la conmutación debida a iones de *Ag* presentes en *GeTe*. Y finalmente, como tercera aproximación se muestra la unión Níquel-GeTeAg-Ag, en donde se experimentó la célula de metalización programable presente en *GeTeAg*.

Finalmente se presenta las conclusiones generales.

Capítulo 1

CONMUTADORES DE MICROONDAS.

En este primer capítulo se presentan los aspectos generales de un Sistema de Radiocomunicaciones. Además, se introduce la importancia que tiene una Antena Reconfigurable en un Sistema de Radiocomunicaciones. Asimismo, se resalta la importancia que tienen los Conmutadores de Microondas en las Antenas Reconfigurables. Y finalmente, se muestra el estado del arte de los Conmutadores de Microondas.

1.1 INTRODUCCIÓN DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS.

El primer dispositivo semiconductor de microondas fue el Tuvo de Vacío. Durante la Segunda Guerra Mundial un gran esfuerzo fue dirigido hacia el desarrollo de detectores de Tuvo de Vacío para aplicaciones de radar.

Los dispositivos de Uniones P-N fueron ampliamente usados en 1950 y 1960, incluyendo el uso de los Varactores, Mezcladores, Detectores, Amplificadores Paramétricos, Conversores de Frecuencia, Generadores de Harmónicos, y los Conmutadores.

En 1950, los Diodos PIN fueron por primera vez usados ampliamente como tecnología de conmutación de estado sólido y siguen siendo ampliamente usados en la actualidad. Un diodo PIN opera como un resistor variable en frecuencias de RF y Microondas. Este dispositivo también puede emplearse como conmutador en un desfasador, y Moduladores de Amplitud. Por otro lado, el Diodo Túnel con un Efecto de Resistencia Negativa fue inventado por Esaki en 1957. Este dispositivo puede ser usado para la Generación de Microondas, Mezclado, y Detección. Así mismo, Read propuso el Diodo IMPATT en 1958, pero no fue hasta 1965 que la estructura fue modificada por Johnston, DeLoach, y Cohen para la Generación de Oscilaciones de Microondas. Este dispositivo también puede emplearse para estabilizar amplificadores. Otro dispositivo de resistencia negativa, es el Diodo Gunn, que fue descubierto por J. B. Gunn, quien en 1963 observo oscilaciones de microondas en un espécimen de Arseniuro de Galio bajo un Campo Eléctrico crítico.

En 1975, el Dr. D.H. Auston desarrollo el primer conmutador fotoconductivo. La conmutación es producida por un haz óptico incidente. Este conmutador puede ser usado en aplicaciones de microondas como son antenas, filtros, desfasadores y acopladores.

En 1990-1991, el Dr. Larry Larson en el Laboratorio en Malibu, California, desarrollo el primer conmutador MEMS que fue específicamente diseñado para aplicaciones de microondas. Este demostró su excelente rendimiento hasta los 50 [GHz]. Además, este dispositivo puede emplearse como conmutador en un desfasador y como Varactor.

El primer dispositivo de tres terminales, el Transistor Bipolar, fue inventado en 1947. El Transistor Bipolar ha sido refinado y mejorado continuamente desde 1952 por la reducción en el ancho de la tira del emisor y el espesor de capa base. Su frecuencia de operación es de hasta 4[GHz]. Así mismo, el Transistor de Efecto de Campo de unión Metal-Semiconductor (*MESFET*) de *AsGa* usa la Barrera Schottky, fue primero propuesto por Mead en 1966, se ha convertido en el dispositivo de estado sólido de microondas dominante para muchas aplicaciones de hasta 100 [GHz]. El descubrimiento en 1978 del Gas Bidimensional de Electrones (*2-DEG*) en la heterounión de *AlGaAs/GaAs,* llevo al desarrollo del Transistor de Alta Movilidad de Electrón (*HEMT*). Otro dispositivo de tres terminales muy usado es el Transistor Bipolar de Heterounión (*HBT*), que fue primero propuesto por Kroemer en 1957 pero empezó a ser popular recientemente. El HBT puede operar a más altas frecuencias que el Transistor Bipolar de Silicio.

1.2 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS.

El objetivo fundamental de un Sistema de Radiocomunicaciones, es transferir la información desde una fuente a un destino a través del espacio libre.

Por lo general, la información de la fuente no está en forma adecuada para tener la capacidad de viajar a una distancia considerable a través de un medio de transmisión, por tal razón se utiliza un elemento llamado transmisor en el extremo de la fuente y un receptor en el otro extremo del destino.

La información ya convertida en una señal eléctrica, es alimentada al transmisor, cuyos componentes más indispensables son el generador de alta frecuencia, el modulador y la antena transmisora, que sirven para procesar dicha señal en una forma adecuada para transmitirse a través del espacio libre. Dicha información es captada por el receptor, cuyos componentes más indispensables son la antena receptora y el demodulador, que sirven para captar parte de la potencia emitida por el transmisor al espacio libre y procesarla para que el dispositivo de salida pueda reproducir la información enviada por el transmisor.

En este último proceso se capta ruido[1] externo e interno, el efecto se suele medir a través de la relación señal a ruido, (S/N) que es la razón de la potencia de la señal y la del ruido en un punto dado de un sistema. También se presenta la atenuación[2] de la señal al propagarse por el espacio libre.

Fig. 1.1- ***Esquema convencional de un Sistema de Radiocomunicaciones.***

Parte importante de un transmisor es el modulador, el cual permite superponer la señal de información a transmitir sobre una señal portadora de alta frecuencia, generando de este modo una onda modulada. La señal portadora es originada por un generador de alta frecuencia. La contraparte del modulador es el demodulador que forma parte importante del receptor, el cual permite recuperar la señal de información.

Un Sistema de Radiocomunicaciones se caracteriza por el uso de antenas. Una antena puede ser definida como un dispositivo de transición que se encuentra entre el espacio libre y un dispositivo de guía de onda, el cual permite radiar o recibir las ondas electromagnéticas (conocidas también como ondas de radio). El principio básico de funcionamiento de cualquier antena se basa en la producción de ondas electromagnéticas, las cuales son generadas por cargas aceleradas (o desaceleradas), y corrientes cambiantes en el tiempo; este principio de funcionamiento de la antena se conoce con el nombre de radiación. Si no hubiera una antena con una buena eficiencia no sería posible la transmisión inalámbrica de información a grandes distancias a través de ondas electromagnéticas radiadas en el medio.

---

[1] ***Ruido:*** es el término general aplicado a cualquier fenómeno que degrada o interfiere la señal de información transmitida.

[2] ***Atenuación:*** se define como la pérdida gradual de potencia de una señal que sufre al propagarse a través de un medio de transmisión.

Las antenas son componentes necesarios y críticos de los Sistemas de Radiocomunicaciones, pero a veces su incapacidad para adaptarse a nuevos escenarios de operación puede limitar el rendimiento del sistema. Por ello, las antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales, mejorando o eliminando estas restricciones y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad de cualquier sistema.

Es importante resaltar que en la actualidad se tiene la necesidad de contar con una antena reconfigurable con cambio de patrón de radiación de bajo costo que satisfaga las necesidades de los sistemas existentes, los sistemas inalámbricos de próxima generación y los sistemas de detección.

Idealmente, las antenas reconfigurables deben de ser capaces de cambiar sus frecuencias de operación, el tipo de polarización de onda radiada, y el patrón de radiación [1]; para así poderse adaptar a los cambiantes requisitos de funcionamiento. Típicamente, el objetivo es cambiar uno o más de estas características independientemente de las otras.

En términos generales, existen diferentes tipos de antenas reconfigurables, las cuales podemos clasificar como:

a) *Antenas con cambio de patrón de radiación.*
b) *Antenas con cambio de frecuencia de operación*.
c) *Antenas con cambio de polarización*.

Las áreas de aplicación que impulsan el desarrollo de las antenas reconfigurables incluyen los sistemas de radares militares, automovilísticos y de aeronaves; así como las redes de comunicaciones inalámbricas y satelitales de banda ancha, la radio cognitiva, los sistemas de múltiple entrada múltiple salida (MIMO), los sistemas de banda ultra ancha (UWB), los sistemas de comunicación que requieren eliminar las interferencias electromagnéticas y los sistemas de comunicaciones seguras [2].

Las antenas reconfigurables pueden ser utilizadas en dispositivos portátiles inalámbricos con el objetivo de ayudar a mejorar la relación S/N o redirigir la potencia transmitida, permitiendo así el mejorar el BER (la Tasa de Error de Bit), el aumento en el rendimiento del sistema, y reduciendo el consumo de energía en redes de telefonía móvil.

Los diferentes tipos de polarización y la diversidad de patrones de radiación son de enorme importancia para las aplicaciones antes mencionadas, por ello las antenas reconfigurables tienen la característica de poseer la capacidad de poder alterar sus propiedades espaciales y mantener su adaptación de impedancia.

En los grandes arreglos de fase, las antenas reconfigurables podrían ser utilizadas para proporcionar capacidades adicionales que pueden resultar en anchos de banda de frecuencias instantáneas mayores, los volúmenes de escaneo más amplios, y los patrones de radiación con una distribución de los lóbulos laterales más deseables.

La reconfiguración de una antena se puede lograr a través de una redistribución intencional de las corrientes o, su equivalente, los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.

Así pues, las antenas reconfigurables se caracterizan por tener la capacidad de cambiar las características fundamentales de operación mediante conmutadores electrónicos, mecánicos, o de otro tipo. Es importante decir que dentro de los conmutadores antes mencionados, los conmutadores electrónicos sobresalen por ofrecen una alta velocidad de conmutación, además de que su tamaño es de una fracción del tamaño de los conmutadores mecánicos equivalentes que operan en la misma frecuencia de medición. Como conmutadores electrónicos tenemos el uso del conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o varactor que permiten cambiar las características de operación de una antena convencional. Es por ello que a continuación estudiaremos los conmutadores de microondas.

1.2.1 ESTADO DEL ARTE DE LOS CONMUTADORES DE MICROONDAS.

En términos generales podemos definir como un conmutador aquel dispositivo que conecta o desconecta a un circuito eléctrico [3 - 5]. Su principal función en un sistema de conmutación de RF es la de enrutar las señales de RF entre múltiples entradas y salidas, en las que se introducen diversas topologías de enrutamiento de señales y acondicionamiento de señal. Esto permite reconfigurar una misma estructura eliminando la necesidad de usar múltiples estructuras. Esto trae como consecuencia que el proceso de prueba pueda ser automatizado, lo que aumenta el rendimiento.

Los conmutadores de RF y microondas se pueden clasificar en dos grupos [3, 4]:

i) Conmutadores electromecánicos.
ii) Conmutadores de estado sólido.

En las antenas reconfigurables se tiene como base una antena convencional con parámetros fijos. Agregando a esa antena un conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o Varactor podemos obtener una antena reconfigurable. Por ello a continuación se explica el principio de funcionamiento de los conmutadores electrónicos.

1.2.1.1 CONMUTADOR MEMS (MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS)

Los conmutadores MEMS son dispositivos que usan el movimiento mecánico para lograr un cortocircuito o un circuito abierto en la línea de transmisión de RF [6 - 8]. Los conmutadores MEMS de RF son conmutadores micromecánicos que son diseñados para operar en frecuencias de 0.1 a 100 GHz. Un conmutador MEMS puede ser hecho en varias configuraciones diferentes, según el camino de la señal (capacitivo o contacto directo), el mecanismo de actuación (electrostática, magnetostática, piezoeléctrica, o térmica), el mecanismo de retorno (resorte o activo) y el tipo de estructura (voladizo, puente, brazo de palanca o rotativo). En la *Tabla 1.1* se muestra una comparación de los diferentes tipos de mecanismos de actuación de los conmutadores MEMS [6, 8].

Tabla 1.1-Comparación del rendimiento de los conmutadores MEMS de acuerdo al mecanismo de actuación [6, 8].

Tipo de actuación	*Voltaje [V]*	*Corriente [mA]*	*Potencia [mW]*	*Tamaño*	*Tiempo de conmutación [μs]*	*Fuerza de contacto [μN]*	*Eficiencia*
Electrostático	*20-80*	*0*	*0*	*Pequeño*	*1-200*	*50-1000*	*Alta*
Térmico	*3-5*	*5-100*	*0-200*	*Largo*	*300-10,000*	*500-4000*	*Baja*
Magnetostático	*3-5*	*20-150*	*0-100*	*Medio*	*300-1,000*	*50-200*	*Baja*
Piezoeléctrico	*3-20*	*0*	*0*	*Medio*	*50-500*	*50-200*	*Alta*

Una configuración popular para conmutadores de microondas es la mostrada a continuación, donde la capacitancia incrustada en la ruta de señal es conmutada entre un estado de capacitancia baja y un estado de capacitancia alta moviendo una membrana conductora flexible a través de la aplicación de un voltaje de control DC.

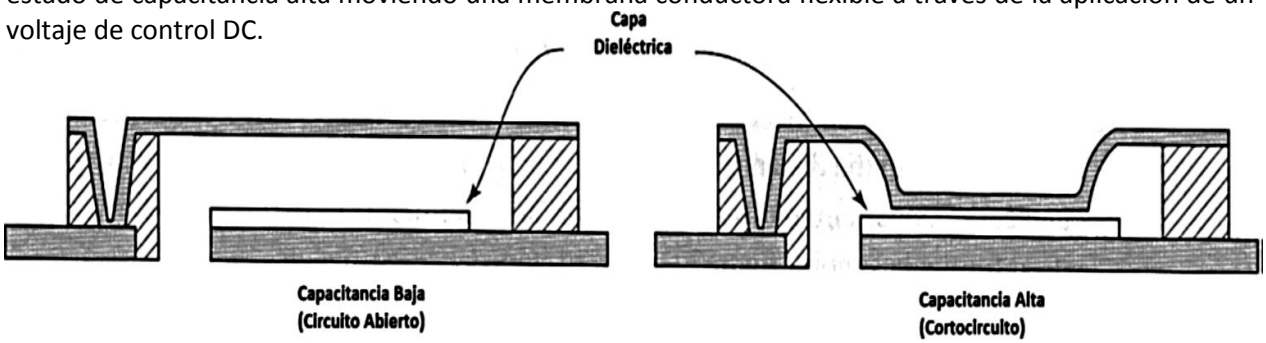


Fig.1.2-*Configuración de un conmutador de microondas.*

Cuando un voltaje es aplicado entre una viga de puente o viga de voladizo y el electrodo de control, se induce una fuerza electrostática en la viga. Dicha fuerza es la que existe entre las placas de un capacitor bajo un voltaje aplicado. Para el análisis del conmutador, la viga sobre el electrodo es modelada como un capacitor de placas paralelas.

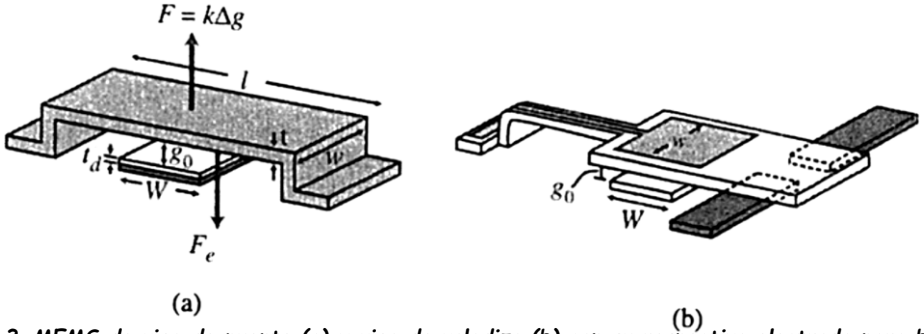


Fig.1.3-*MEMS de viga de puente (a) y viga de voladizo (b) con su respectivo electrodo para bajar.*

Dado que el ancho de la viga es w y el ancho del electrodo es W ($A = Ww$), la capacitancia de placas paralelas es:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g} = \frac{\varepsilon_0 W w}{g} \tag{1.1}$$

Donde g es la altura de la viga por encima del electrodo. Por otro lado, sabemos que para cargar un capacitor es necesario quitar electrones de la placa positiva y llevarlos a la placa negativa, pero al hacerlo el campo eléctrico se estará oponiendo a dicha acción. Supongamos que en alguna etapa intermedia en el proceso la carga en la placa positiva es q, así que la diferencia de potencial es q/C. El trabajo realizado vale $dW = q/C\, dq$. Por lo tanto, para cargar un capacitor partiendo del estado descargado a un estado con carga final $Q = CV$ se requiere un trabajo W:

$$W = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2}\frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g} \tag{1.2}$$

Donde V es el potencial final del capacitor. Por el principio de conservación de la energía, el trabajo mecánico realizado en el movimiento de la placa debe balancear con una variación igual en energía eléctrica. Por lo tanto el trabajo neto realizado es:

$$dW_{electrica} + F_e\, dg = 0 \tag{1.3}$$

La fuerza electrostática aplicada a la viga considerando la potencia entregada a una capacitancia dependiente del tiempo está dada por:

$$F_e = -\frac{\partial W_{electrica}}{\partial g} = \frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} \tag{1.4}$$

Donde V es el voltaje aplicado entre la viga y el electrodo. Notamos que la fuerza es independiente de la polaridad del voltaje. Por otro lado, como se ilustra en la *Fig.1.3 (a),* se presenta la fuerza electrostática aplicada y la fuerza de restauración mecánica gracias a la rigidez de la viga ($F = kx$), las cuales llegan a equilibrio cuando ambas fuerzas son iguales, entonces:

$$\frac{1}{2}\frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \tag{1.5}$$

Donde g_0 es la altura del puente cuando el voltaje de polarización es cero, k es la contante total de resorte contribuida por la membrana. Resolviendo esta ecuación para el voltaje tenemos:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)} \tag{1.6}$$

Sin embargo, este resultado empieza a ser inestable cuando la distancia entre los electrodos es menor que $2 \cdot g_0/3$, en donde la fuerza electrostática es tan grande que el incremento de la fuerza de restauración, resulta en el comienzo de inestabilidad de la posición de la viga y colapsa la viga a la posición de estado bajo. El voltaje que causa este colapso es llamado voltaje de actuación y es:

$$V_p = V\left(\frac{2g_0}{3}\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 Ww}g_0^3} \qquad (1.7)$$

De la ecuación anterior, la mejor manera para reducir el voltaje de derribe es reducir la constante de resorte k por el cambio del diseño de la estructura de la membrana.

Cuando el voltaje aplicado alcanza el valor umbral, la viga de voladizo cae abruptamente al electrodo de fondo y el conmutador está en estado de encendido. Se puede observar que si la magnitud del voltaje es reducido la viga de voladizo se libera de nuevo (en estado de apagado) en un mucho menor voltaje que el voltaje umbral, que crea la histéresis.

A continuación se muestra la medición típica de cambio en el espaciamiento gracias al voltaje aplicado para un conmutador de viga de voladizo [8].

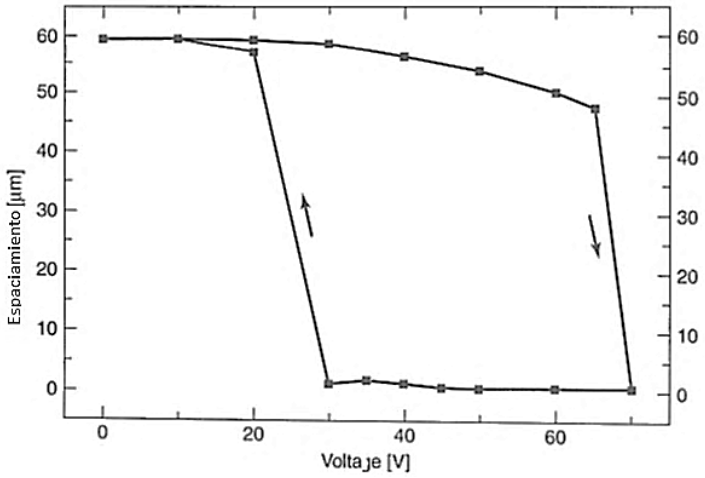


Fig.1.4-*Medición del cambio en el espaciamiento gracias al voltaje cuando se incrementa el voltaje y se disminuye el voltaje [8].*

Por otro lado, los conmutadores MEMS tienen muy buenas características de pérdida, muy bajo consumo de potencia, amplio ancho de banda, y no expone prácticamente ninguna distorsión de intermodulación u otros efectos no lineales.

Los conmutadores MEMS pueden ser usados dentro de una variedad de aplicaciones de RF que incluyen: los sistemas de telefonía celular, las comunicaciones por satélite, las comunicaciones por microondas, los desfasadores, los arreglos de fase y los sistemas de antenas inteligentes.

Probablemente los inconvenientes más importantes de los conmutadores MEMS de RF son el tiempo de conmutación relativamente bajo y las limitaciones potenciales de tiempo de vida; ambos son resultado de la naturaleza mecánica del dispositivo.

1.2.1.2 DIODO PIN

El diodo PIN es un diodo de unión especial con una capa de un material semiconductor Intrínseco (caracterizado porque a temperatura ambiente actúa como un aislante porque solo tiene unos pocos electrones libres y huecos producidos por el efecto de la energía térmica) colocado entre una capa de material semiconductor altamente dopado de tipo P^+ (caracterizado porque la cantidad de huecos supera a la de electrones libres) y una capa de material semiconductor altamente dopado de tipo N^+ (caracterizado porque la cantidad de electrones libres supera al de huecos) [9 - 12]. La sección intrínseca es responsable de un valor casi constante de la capacitancia de polarización inversa, que también es comparativamente menor que para el diodo Varactor. Como consecuencia de ello, su impedancia tiene una sensibilidad muy baja con respecto a la frecuencia.

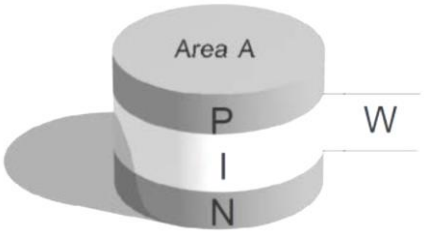


Fig.1.5- ***Esquema del diodo PIN.***

La presencia de una sección intrínseca larga incrementa el voltaje de ruptura del dispositivo permitiendo así voltajes de inversa grandes. Esta es una ventaja cuando se manejan potencias de entrada grandes. Por otro lado, el semiconductor Intrínseco exhibe una resistencia variable como una función de la polarización directa. Muchas aplicaciones del diodo PIN están directamente relacionadas con esta propiedad, se utiliza a menudo como resistencias variables o atenuadores variables.

En la aplicación de conmutador, lo que se hace es aprovechar los dos estados de polarización del diodo: cuando está en voltaje de polarización inversa se usa la propiedad de no conducción o su alta resistencia y cuando está en voltaje de polarización directa se utiliza la característica de buena conducción o su baja resistencia. Una importante característica del diodo PIN que se tiene que considerar para esta aplicación es el tiempo de conmutación, τ_s. El tiempo de conmutación es determinado por el tiempo de vida del portador, corto tiempo de conmutación es obtenido por corto tiempo de vida del portador.

Cuando el diodo PIN esta polarizado en inversa, solo habrá una corriente de saturación pequeña debida a la generación térmica de electrón-hueco en las zonas empobrecidas, con el movimiento de electrones hacia la región N^+ y el movimiento de huecos hacia la región P^+.

De acuerdo con el principio de neutralidad eléctrica, la zona de carga espacial es muy pequeña en la región P^+ y la región N^+ debido a la alta densidad de dopado, mientras que la sección intrínseca es enteramente empobrecida. Así, para cualquier caso de polarización inversa es posible hacer la aproximación de un capacitor de placas paralelas, entonces:

$$C_j = \varepsilon A/W \tag{1.8}$$

Dónde: C_j es la capacitancia del diodo PIN en polarización inversa, ε es la permitividad de la región Intrínseca, A es el área de la unión y W es el ancho de la región Intrínseca.

El voltaje de ruptura de avalancha, V_b, está dado por:

$$V_b = WE_c \tag{1.9}$$

Donde E_c es la intensidad de campo crítico. Como se puede apreciar en la expresión anterior el diodo PIN puede utilizarse para altos voltajes de polarización en inversa gracias al largo de su ancho de la región Intrínseca W, lo cual implica que su voltaje de ruptura es grande.

En polarización directa los portadores se difunden en la zona Intrínseca desde ambos lados P^+ y N^+, resultando en una corriente directa debida a la recombinación de estos portadores "inyectados". Para un voltaje de polarización bajo la recombinación toma lugar en la región Intrínseca, mientras que para un voltaje de polarización grande, este toma lugar en las regiones P^+ y N^+. Cuando el diodo se polariza en directa, su modelo equivalente es el de una resistencia R_f muy baja, del orden de 1 Ohm. La cantidad de carga almacenada Q, depende del tiempo de recombinación τ (tiempo de vida del portador), y la corriente del voltaje de polarización directa I_F, como se muestra a continuación: $Q = I_F\tau$. La resistencia de la región Intrínseca bajo el voltaje de polarización directa R_f es inversamente proporcional a Q y se puede expresar como a continuación:

$$R_f = W^2/((\mu_N + \mu_P)Q) = W^2/((\mu_N + \mu_P)I_F\tau) \qquad (1.10)$$

Dónde: W es el ancho de la región Intrínseca, μ_N movilidad del electrón y μ_P movilidad del hueco. Como se puede apreciar en la expresión anterior la resistencia intrínseca R_f, es por lo tanto inversamente proporcional a la corriente de polarización directa I_f, dando como resultado la posibilidad de que el diodo pueda ser usado como un resistor variable.

Puesto que la zona intrínseca es no dopada, su conductividad es notablemente menor que aquella de la región P^+ y la región N^+ resultando en una capacitancia, C_I:

$$C_I = \frac{\varepsilon A}{W - W_{dl}} \qquad (1.11)$$

Donde W_{dl} es la extensión de la zona empobrecida en la región Intrínseca. Como se puede observar en la expresión anterior $W - W_{dl}$ representa la zona no empobrecida en la región Intrínseca lo que implica que C_I representa la capacitancia de la región Intrínseca de la zona no empobrecida. Si sabemos que en la polarización en inversa la sección intrínseca es enteramente empobrecida esto implica que $W_{dl} = W$ y que la capacitancia C_I tiende a infinito, por lo tanto su efecto desaparece en el contexto del rendimiento general del dispositivo.

Si se representa la corriente a través del diodo en función del voltaje del diodo, se obtendría una gráfica parecida a la de la figura de a continuación [12].

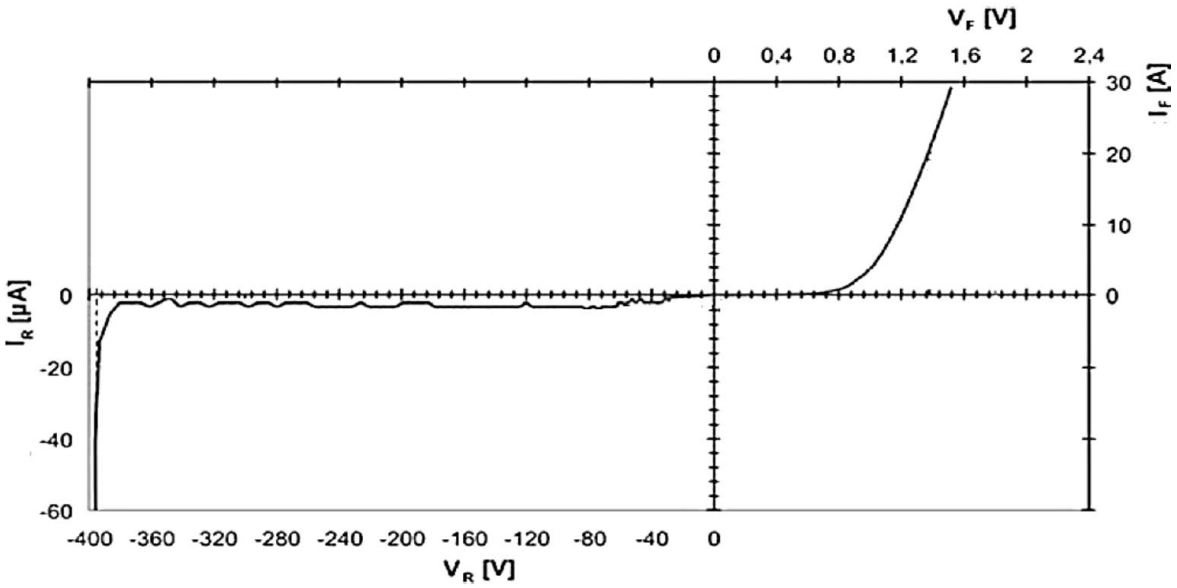


Fig.1.6- ***Curva característica de I-V del diodo PIN [12].***

El circuito equivalente para un diodo PIN esta principalmente compuesto de dos circuitos paralelos en combinación en serie, un circuito que representa las dos uniones P-N y la otra para la sección intrínseca [10].

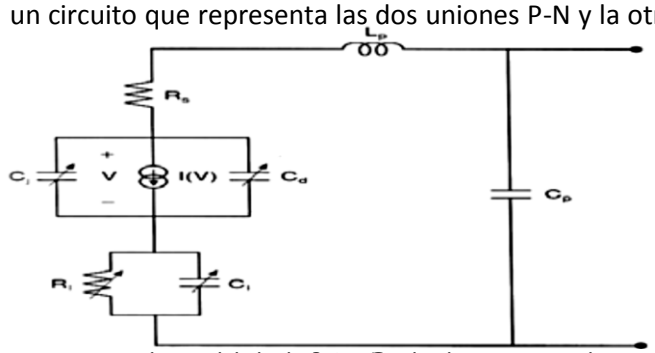


Fig.1.7- ***Modelo del circuito equivalente del diodo PIN. En donde $R_I = R_f$ es la resistencia variable de la región intrínseca en polarización directa, C_I es la capacitancia de la región intrínseca de la zona no empobrecida, C_p es la capacitancia de empaquetamiento debida a la capacitancia entre los contactos del dispositivo, L_p es la inductancia de empaquetamiento debida a los alambres, R_s es la resistencia del contacto metálico, C_d es la capacitancia de difusión y C_j es la capacitancia del diodo PIN en polarización inversa [10].***

En polarización inversa, la parte del circuito equivalente que representa las uniones se reducen solo a la capacitancia C_J desde que la capacitancia de difusión C_d se desvanece para polarización negativa y la fuente de corriente suministra una corriente insignificante. El circuito equivalente que representa la sección intrínseca también desaparece ya que, para la polarización inversa, toda la sección intrínseca se vuelve ionizada, comportándose como una región empobrecida. La capacitancia C_I tiende a infinito y cortocircuita la resistencia R_I.

En la polarización directa, la capacitancia de difusión cortocircuita la fuente de corriente no lineal. El circuito equivalente del diodo es entonces reducido al componente intrínseco del modelo, es decir la resistencia variable R_I y el capacitor C_I paralelo. El valor de R_I decrece rápidamente con incremento de polarización directa, así para voltajes de polarización relativamente altos, el circuito equivalente se reduce a una pequeña resistencia.

En resumen, cuando el diodo PIN esta polarizado en inversa, nos representa una gran resistencia en paralelo con una capacitancia pequeña que no cambia, como se puede observar en la *Fig.1.8.* Pero cuando este es polarizado en directa, su comportamiento cambia, ya que se produce una resistencia variable que es controlada por la corriente, como se puede observar en la *Fig.1.9.*

Fig.1.8- ***Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa.***

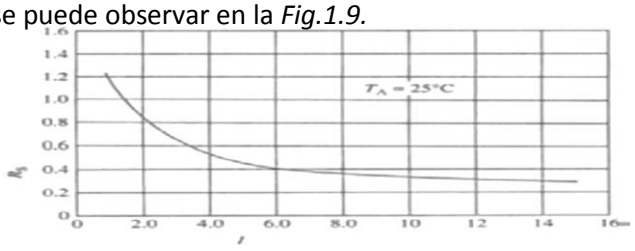


Fig.1.9- ***Resistencia en serie contra la corriente de polarización en directa.***

El diodo PIN suele ser empleado como un conmutador en circuitos de microondas por su rápido cambio de voltaje de polarización el cual es controlado por la corriente directa. Además de la aplicación anterior, se puede emplear como conmutador en un desfasador de microondas ya que tienen la ventaja de tener un tamaño pequeño, compatibilidad con circuitos impresos y su rápido cambio de polarización. Y también suele ser empleado como moduladores de amplitud, ya que aprovecha su característica de resistencia variable.

El diodo PIN comparado con el conmutador electrostático MEMS presenta un alto consumo de potencia, también presenta una resistencia en el estado encendido que es alta, lo cual provoca una mayor pérdida de inserción que varía de $0.5 - 1.0$ $[dB]$ para la frecuencia de 1 $[GHz]$ [8].

1.2.1.3 DIODO VARACTOR

El Varactor o Diodo de Capacitancia Variable es un dispositivo semiconductor de Silicio o de Arseniuro de Galio caracterizado por una capacitancia variable que depende del voltaje aplicado [10 - 13]. El Diodo Varactor es obtenido cuando dos piezas de semiconductor, uno de tipo P y uno de tipo N, con similar concentración de impurezas son unidas. Cuando sucede la unión los electrones se mueven del material N al material P dejando iones positivos fijos, mientras que los huecos se mueven del material P al material N dejando iones negativos fijos. Una zona de agotamiento, libre de carga móvil es por lo tanto creada cerca de, y en ambos lados de la unión. Esta zona es también conocida como la región de carga espacial. Las cargas fijas dan lugar a un potencial electrostático, oponiéndose al proceso de difusión, que drásticamente reduce la magnitud de la corriente. Al mismo tiempo los pocos portadores minoritarios creados térmicamente (electrones en la región P y huecos en la región N) serán atraídos por las cargas fijas. Ambas corrientes minoritarias P y N se suman a la corriente minoritaria total que tiene sentido contrario a la corriente debida a portadores mayoritarios. El equilibrio se alcanza cuando la corriente total alcanza cero. El valor final de la barrera de potencial, también llamado potencial incorporado, se denota por ϕ_0. Su magnitud depende del material semiconductor y del nivel de dopaje.

En resumen el Diodo Varactor consiste de una zona de empobrecimiento que se encuentra entre la región P y la región N, como se muestra a continuación.

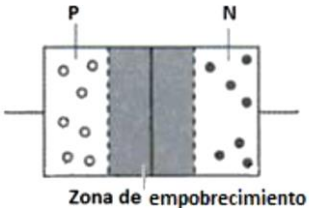


Fig.1.10- ***Esquema del Diodo Varactor.***

Cuando el Diodo Varactor es polarizado en inversa este incrementa la barrera de potencial entre la región P y la región N a el valor de $\phi_0 + V$, que reduce la difusión de portadores mayoritarios a casi cero. El incremento en la altura de la barrera potencial no afecta la corriente de portadores minoritarios, desde que estos portadores siguen atravesando la unión sin oposición. Una pequeña corriente en inversa I_s es entonces obtenida, que constituye la mayor contribución (bajo condición de polarización inversa) a la corriente total del dispositivo. I_s es llamada corriente de saturación en inversa, su tamaño está en función de la temperatura y el material semiconductor.

La región de empobrecimiento, compuesta de átomos estáticos ionizados es no conductiva y puede ser considerada a ser un material dieléctrico. Esta región es limitada por zonas neutrales de semiconductor, que gracias al dopaje son muy conductivas. Esta estructura por lo tanto exhibe a un capacitor de placas planas paralelas, el valor de la cual se conoce como la unión capacitiva C_j. A medida que se incrementa el voltaje de polarización en inversa, el ancho de la zona de empobrecimiento se incrementa, lo cual a su vez reduce la capacitancia. Esto entonces se puede expresar como:

$$C_j(V) = \frac{A\varepsilon}{d(V)} \qquad (1.12)$$

Donde C_j es la capacitancia del Diodo Varactor, *A* es el área de la unión P-N, *d* es el espesor de la zona de empobrecimiento y ε es la permitividad de la zona de empobrecimiento, como se muestra a continuación.

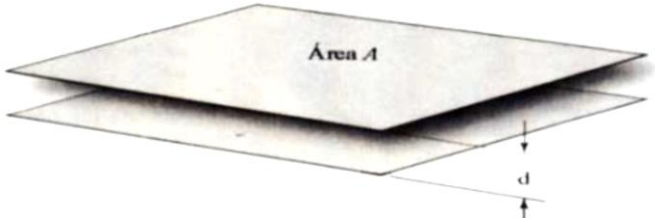


Fig.1.11- ***Esquema equivalente del Diodo Varactor en la región de polarización en inversa.***

La capacitancia del Diodo Varactor suele ser expresada en función de la capacitancia en la condición de polarización cero C_{j0} y también de la magnitud del voltaje de polarización en inversa aplicado *V*:

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V}{\phi_0}\right)^{\gamma}} \quad (1.13)$$

Donde C_{j0} y ϕ_0 son constantes, y γ es la constante del perfil de dopaje que varía entre 1/3 y 5, dependiendo del perfil aproximado de dopaje del semiconductor utilizado en el diodo. Una constante del perfil de dopaje resulta en γ= 1/2, que es usada para una unión abrupta.

Como la polarización inversa es incrementada, un voltaje $V = V_b$ es eventualmente alcanzado, para el cual el campo eléctrico en la zona de empobrecimiento alcanza un valor criticó E_c. En este valor (alto) de campo eléctrico, los electrones atraviesan la región de empobrecimiento son acelerados a una suficiente velocidad alta para desplazar otros electrones fuera de sus órbitas atómicas durante colisiones. Los recientes portadores a su vez ser acelerados y lanzarán a otros electrones durante colisiones similares. Este proceso es conocido como ruptura por avalancha. El voltaje de ruptura V_b impone un límite superior para el voltaje de reversa que puede normalmente ser aplicado al Diodo Varactor. El voltaje de ruptura V_b esta dado por:

$$V_b = E_c d \quad (1.14)$$

El voltaje de ruptura es entonces directamente proporcional al ancho de la zona de empobrecimiento d. Cuando el Diodo Varactor esta polarizado en directa se reduce la diferencia de potencial a lo largo de la unión a un valor neto de $\phi_0 - V$. Esta reducción de la barrera de potencial favorece la corriente del portador mayoritario que crece exponencialmente conforme V es incrementado. En realidad, como $V \to \phi_0$, la corriente del portador mayoritario es limitada solo por la resistencia de dispositivo y el circuito externo. La resistencia del dispositivo es debida al valor de la conductividad limitada de las zonas neutrales ($\rho = 1/\sigma$). La corriente de portador minoritario I_s, depende solo de la temperatura del dispositivo y no es afectada por la polarización. La variación de la corriente es una función del voltaje aplicado y esta modelado por la siguiente expresión:

$$I(V) = I_S(e^{\alpha V} - 1) \quad (1.15)$$

Donde el parámetro α está dado por:

$$\alpha = \frac{e}{kT} \quad (1.16)$$

Donde k es la constante de Boltzmann expresada como $8.6 \cdot 10^{-5}[eV/K]$.

Debido a la limitada vida de los portadores, los electrones que entran en la región P solo penetran una cierta distancia (la longitud de difusión, L_n) antes de recombinarse con huecos mayoritarios. Lo mismo se aplica para huecos que entran en la región N, que solo penetra una distancia L_p. Ambas longitudes de difusión están relacionadas con las constantes de difusión respectivas y tiempo de vida del portador a través de la fórmula:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n} \quad (1.17)$$

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \quad (1.18)$$

Bajo condiciones de polarización directa la región de empobrecimiento es pequeña, con un ancho d, mucho más pequeño que las longitudes de difusión L_n y L_p. Esto es responsable de una acumulación de carga en ambos lados de la unión, representada por electrones en el lado P y huecos en el lado N. esta acumulación de carga, que varía con el voltaje aplicado, da lugar a una capacitancia no lineal. El valor de esta capacitancia está dado por:

$$C_d = \frac{dQ}{dV} = \tau \frac{dI}{dV} = \tau \alpha I_s e^{\alpha V} \quad (1.19)$$

Donde τ es el tiempo de vida media del portador y C_d es conocida como la capacitancia de difusión. Esta capacitancia se observa típicamente en dispositivos bipolares (que tienen tanto conducción de electrón y hueco), como consecuencia directa de la conducción a través de portadores minoritarios.

El modelo eléctrico para el Diodo Varactor consiste de una fuente de corriente (con características no lineales de I-V) en paralelo con dos capacitores; uno para la unión capacitiva C_j y el otro para la capacitancia de difusión C_d [10]. El modelo es completado con un resistor en serie R_s, a cuenta de las pérdidas en las regiones neutrales. La capacitancia de difusión a menudo previene que los diodos varactor se utilice en aplicaciones de microondas gracias al valor de impedancia extremadamente baja asociada con este en este rango de frecuencias. Cuando el dispositivo es empaquetado, dos elementos parásitos debidos al empaquetamiento deben ser añadidos al modelo. Un elemento es la capacitancia C_p, que surge gracias al empaquetamiento de aislamiento y el otro elemento es una inductancia L_p, que surge gracias a los alambres.

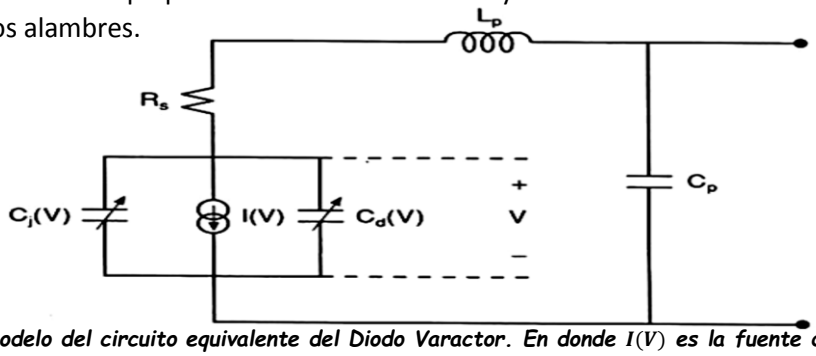


Fig.1.12- ***Modelo del circuito equivalente del Diodo Varactor. En donde $I(V)$ es la fuente de corriente con características no lineales de I-V, C_p es la capacitancia de empaquetamiento debida a la capacitancia entre los contactos del dispositivo, L_p es la inductancia de empaquetamiento debida a los alambres, R_s es la resistencia en las regiones neutrales, C_d es la capacitancia de difusión y C_j es la capacitancia del Diodo Varactor en polarización inversa [10].***

El comportamiento del voltaje de polarización en inversa contra la capacitancia del Diodo Varactor y el voltaje de polarización en inversa contra el factor Q, como se muestra en la *Fig.1.13* [14].

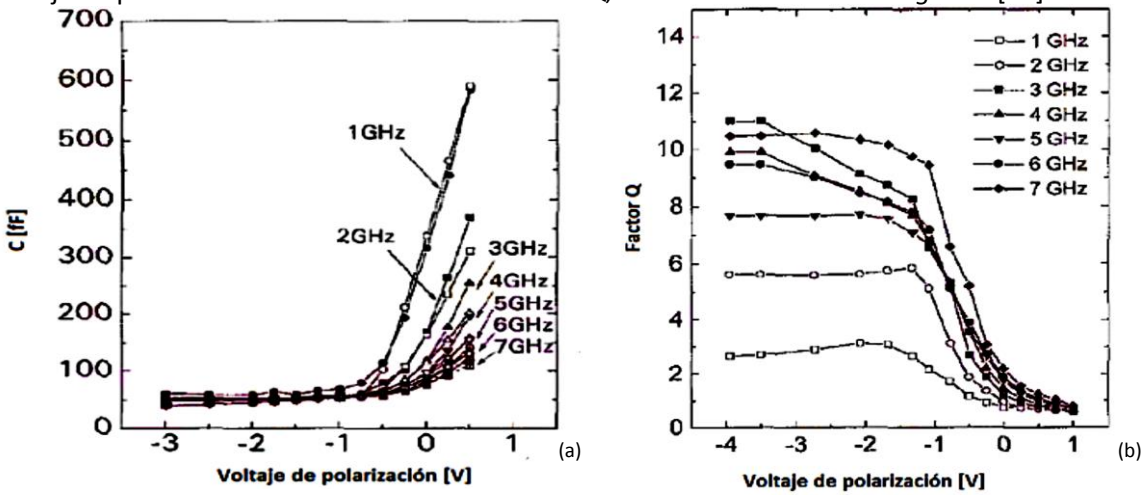


Fig.1.13- ***Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa (a) y factor Q contra el voltaje de polarización en inversa (b) [14].***

El Diodo Varactor es muy usado para muchas aplicaciones: sintonización de frecuencia para circuitos activos y pasivos, moduladores de amplitud, multiplicadores de frecuencia, conversión de frecuencia, generación de harmónicos, y amplificación paramétrica. Los Diodos Varactores pueden ser usados en los desfasadores de microondas tomando ventaja de su reactancia variable.

El Diodo Varactor comparado con respecto a los conmutadores MEMS, presenta mayores pérdidas de inserción. Además, presenta un bajo valor del factor Q para altas frecuencias, esto se debe a que en altas frecuencias la resistencia en serie R_s es dominante. Otro inconveniente que se presenta es cuando la variación de la capacitancia se ve deteriorada al incrementar la frecuencia de operación.

1.2.1.4 CONMUTADOR FOTOCONDUCTIVO PARA APLICACIONES DE MICROONDAS

Los detectores fotoconductivos tiene una estructura simple como la que se muestra a continuación [15 - 24]. Dos electrodos son unidos a un semiconductor que tiene el coeficiente de absorción y la eficiencia cuántica deseada sobre las longitudes de onda de interés. Un voltaje de polarización V es aplicado a los electrodos. Los fotones incidentes empiezan a ser absorbidos dentro del semiconductor y fotogenera pares de electrón-hueco. El resultado es un incremento en la conductividad del semiconductor y por lo tanto un incremento en la corriente externa.

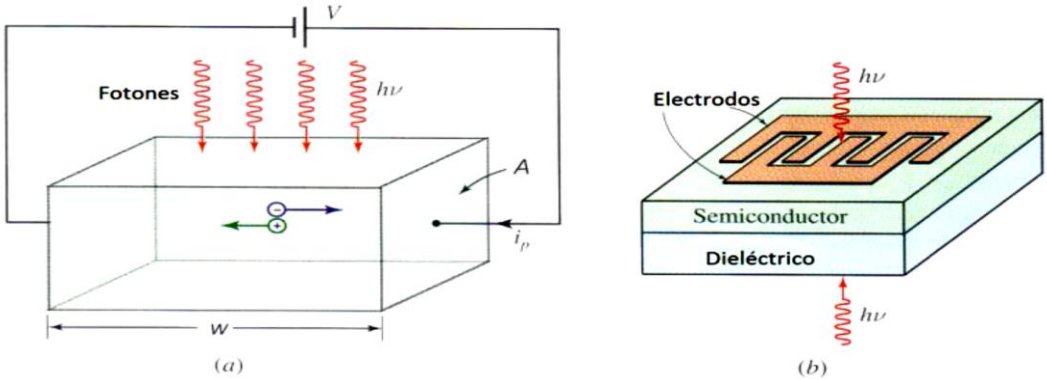


Fig.1.14- ***(a) El detector fotoconductivo fotogenera un par de electrón-hueco que se mueve en repuesta al voltaje aplicado V, generando una fotocorriente i_p proporcional al flujo de fotón incidente Φ. (b) La estructura del electrodo interdigitado está diseñada para maximizar la luz que llega al semiconductor mientras se reduce al mínimo el tiempo de transito del portador.***

La respuesta actual del detector depende de si los contactos al semiconductor son óhmicos, y de la naturaleza cinética de la recombinación de portadores. Se considera un fotoconductor con contactos óhmicos, cuando los contactos no limitan el flujo de corriente. Con los contactos óhmicos el fotoconductor exhibe una ganancia fotoconductiva, que es la fotocorriente externa que se debe a más de un flujo de electrones por fotón absorbido.

Un fotón absorbido fotogenera un par de electrón-hueco, que fluye en direcciones opuestas como se muestra en la *Fig.1.15 (a)*. El electrón se mueve mucho más rápido que el hueco y por lo tanto deja la muestra rápidamente. La muestra sin embargo debe ser neutral lo que significa que otro electrón debe entrar a la muestra desde el electrodo negativo como en la *Fig.1.15 (b)*. Este nuevo electrón también fluye de un lado al otro de forma rápida como en las *Fig.1.15 (b) y (c)* para dejar la muestra mientras que el hueco esta todavía fluyendo lentamente en la muestra. Así otro electrón debe entrar a la muestra para mantener la neutralidad como se muestra en las *Fig.1.15 (d) y (e)*, y etcétera, hasta que el hueco alcanza el electrodo negativo o se recombina con uno de estos electrones que entran en la muestra. La fotocorriente externa entonces corresponde al flujo de muchos electrones por fotón absorbido que representa una ganancia, llamada ganancia de fotoconductividad. La ganancia depende del tiempo de transito del electrón a través de la muestra τ_e y su tiempo de vida de recombinación de exceso de portadores τ.

$$G = \frac{\tau}{\tau_e}\left(1 + \frac{\mu_h}{\mu_e}\right), \mu_e \gg \mu_h \qquad (1.20)$$

Donde μ_e es la movilidad del electrón y μ_h es la movilidad del hueco. La ganancia de fotoconductividad puede ser bastante alta si τ/τ_e se mantiene grande, esto significa un largo tiempo de recombinación y un corto tiempo de tránsito. El tiempo de transito puede ser hecho corto por aplicar un campo mayor pero esto también conducirá a un incremento en la corriente obscura y a un mayor ruido. La velocidad de respuesta del dispositivo está limitada por el tiempo de recombinación de los portadores inyectados. Un largo τ significa un dispositivo lento.

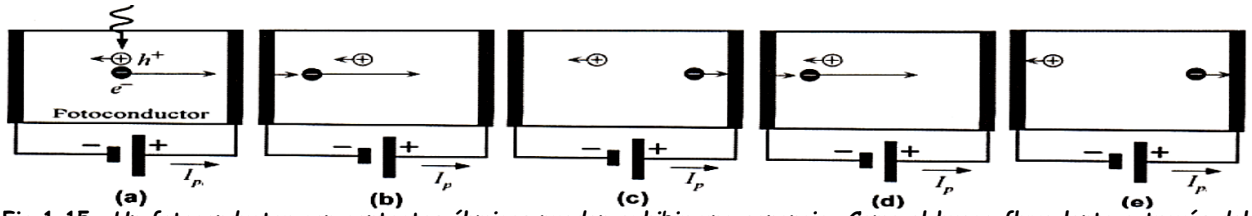


Fig.1.15- ***Un fotoconductor con contactos óhmicos pueden exhibir una ganancia. Como el hueco fluye lento a través del fotoconductor, muchos electrones rápidos entran y fluyen a través del fotoconductor porque en algún instante el fotoconductor debe ser neutral. El rápido flujo de electrones significa que como uno abandona, otro debe de entrar.(a) Un electrón y un hueco son fotogenerados. El hueco fluye lentamente pero el electrón fluye rápidamente y abandona la muestra. (b) Para mantener la neutralidad, un electrón es inyectado desde el electrodo negativo, que fluye rápidamente. (c) El electrón alcanza el electrodo positivo y deja la muestra mientras el hueco está fluyendo lentamente. En la figuras (d) y (e) se muestra el mismo proceso, excepto que el hueco ha fluido cerca del electrodo negativo. Eventualmente, el hueco alcanza el electrodo negativo, poco después de la figura (e), y la fotocorriente cesa. El hueco puede además recombinarse con uno de los electrones inyectados durante su flujo [15].***

El conmutador fotoconductivo presenta los efectos de una capacitancia parasita debida a la brecha que existe entre los electrodos que están separados por un semiconductor. Entonces se puede expresar como:

$$C_{ps} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{w} \tag{1.21}$$

Donde A es el área común de los contactos óhmicos, w es la separación que existe entre los contactos óhmicos, ε_0 es la permitividad del vacío y ε_r es la permitividad relativa del semiconductor.

Por otro lado el conmutador fotoconductivo presenta pérdidas en la conducción cuando está en un estado de encendido. Esto se puede representar como una resistencia, entonces:

$$R_{on} = \frac{w \cdot E_\lambda}{a \cdot q \cdot \frac{P_0}{A_e} \cdot \mu_T \cdot \eta \cdot \alpha \cdot \tau \cdot (1-r)} \tag{1.22}$$

Donde E_λ es la energía del fotón de la luz, w es la separación que existe entre los contactos óhmicos que es normal a la dirección de la propagación de la luz, P_0 es la potencia óptica, A_e es el área efectiva de iluminación, r es el coeficiente de reflexión de incidencia normal de la luz en la superficie del interruptor, μ_T es la suma de las movilidades del electrón y del hueco, a es el ancho del electrodo que es normal a la dirección de la propagación de la luz, q es la carga del electrón, η es el rendimiento cuántico del efecto fotoeléctrico interno, α es el coeficiente de absorción óptico del substrato semiconductor y τ es el tiempo de vida de recombinación de exceso de portadores. En la ecuación anterior es fácil observar que entre mayor sea la amplitud de la relación de P_0/A_e las pérdidas en la conducción R_{on} disminuyen.

A continuación se muestra el circuito equivalente del conmutador fotoconductivo que está representado por una resistencia variable R_{on} que está en paralelo con una capacitancia C_{ps} [18].

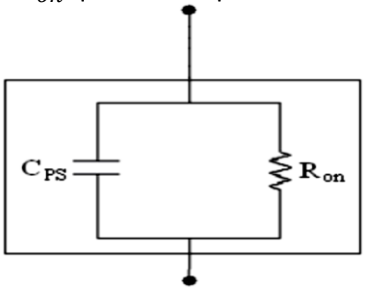


Fig.1.16- ***Circuito equivalente del conmutador fotoconductivo que muestra la resistencia R_{on} en paralelo con una capacitancia C_{ps} [18].***

Cuando el conmutador fotoconductivo está en un estado de encendido la conductividad del semiconductor se incrementa y por lo tanto la resistencia disminuye. Si el valor de la resistencia es lo suficientemente bajo los elementos reactivos pueden ser despreciados.

Cuando el conmutador fotoconductivo está en un estado de apagado la conductividad del semiconductor es baja y por lo tanto la resistencia es alta. Si el valor de la resistencia es lo suficientemente alto los elementos reactivos tendrán un comportamiento predominante.

A continuación se muestra el parámetro de transmisión S_{21} y el parámetro de reflexión S_{11} en función de la frecuencia, variando la potencia óptica incidente en el conmutador fotoconductivo de un valor de 0[mW] a 200[mW] [23]. Como se puede ver el parámetro de transmisión S_{21} es mucho mejor cuando la potencia óptica incidente en el conmutador fotoconductivo tiene un valor de 200[mW].

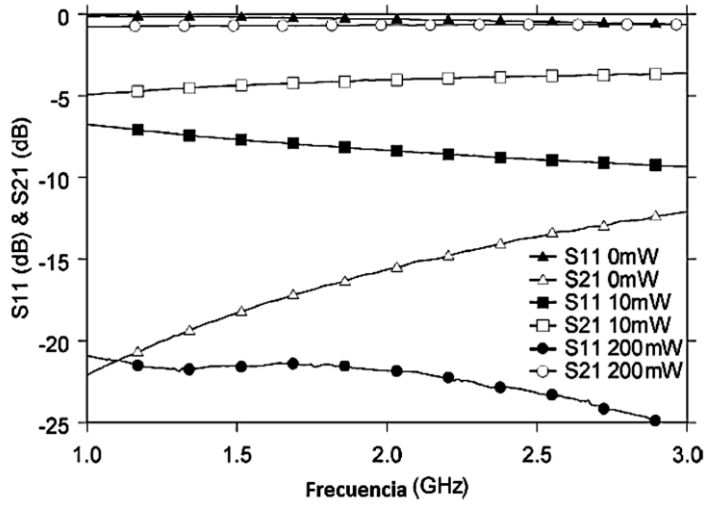


Fig.1.17- ***Medición de Parámetros S del conmutador fotoconductivo bajo una iluminación óptica de un valor de 0[mW] a 200[mW] [23].***

La principal ventaja de los circuitos de microondas que son controlados ópticamente es su alto nivel de aislamiento entre el circuito electrónico de control y el circuito de microondas, ya que el conmutador fotoconductivo elimina el problema de introducir elementos parásitos debidos a las líneas de polarización. Este conmutador puede ser usado en aplicaciones de microondas como son antenas, filtros, desfasadores y acopladores.

El problema más común del conmutador radica en que el valor de la resistencia R_{on} *(ver ecuación 1.22)* está determinada por las propiedades del láser, las dimensiones del conmutador y las propiedades del semiconductor usado. El estado del arte indica que las pérdidas de inserción pueden ser mayores que 0.68 [dB] para una potencia óptica de 200 [mW] [23]. Sin embargo, para una antena reconfigurable se requiere contar con varios conmutadores fotoconductivos, para lo cual se necesita tener un láser más potente.

1.2.1.5 GRAFENO.

El grafeno es un material que ha recibido una intensa atención de la comunidad científica gracias a sus extraordinarias propiedades mecánicas, electrónicas y ópticas [25 - 32]. Siendo una monocapa plana de átomos de carbón o estrechamente empaquetados en una red de nido de abeja de dos dimensiones, el grafeno permite utilizar su física novedosa en una amplia cantidad de aplicaciones potenciales que van desde los transistores de efecto de campo FET, células solares transparentes, y plasmónica de grafeno.

Gracias al espesor atómico de grafeno, la hoja del grafeno puede ser modelada por una superficie equivalente con una conductividad σ dada, que puede ser derivada desde el formalismo de Kubo. Las antenas basadas en grafeno se prevén para tener una dimensión de unos pocos micrómetros, para una hoja de grafeno con una dimensión mayor que 100 [nm], los efectos de borde en la conductividad del grafeno pueden despreciarse. En general, la conductividad del grafeno es atribuida a dos partes: transición electrónica intrabanda y transición electrónica interbanda. Con la contribución intrabanda, la conductividad de la superficie puede ser representada como:

$$\sigma(\omega) = \frac{2e^2}{\pi h}\frac{k_B T}{h}\ln\left[2\cosh\left[\frac{\mu_c}{2k_B T}\right]\right]\frac{i}{\omega + i\tau^{-1}} \tag{1.23}$$

Mientras la conductividad de la superficie gracias a la contribución interbanda está dada por:

$$\sigma_i(\omega) = \frac{e^2}{4h}\left(H\left(\frac{\omega}{2}\right) + i\frac{4\omega}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{H(\epsilon) - H\left(\frac{\omega}{2}\right)}{\omega^2 - 4\epsilon^2}d\epsilon\right) \tag{1.24}$$

Aquí $\tau = 10^{-13}\ s$ es el tiempo de relajación, T es la temperatura, μ_c es el potencial químico y $H(\epsilon)$ es definido como:

$$H(\epsilon) = \frac{\operatorname{senh}\left(\frac{h\epsilon}{k_B T}\right)}{\cosh\left(\frac{\mu_c}{k_B T}\right) + \cosh\left(\frac{h\epsilon}{k_B T}\right)} \tag{1.25}$$

Ambas contribuciones intrabanda y interbanda depende de la frecuencia angular ω, la temperatura T, el tiempo de relajación τ, y el potencial quimico μ_c. k_B es la constante de Boltzmann, h es la constante de Planck y e es la carga del electrón. Por otro lado, la conductividad total es:

$$\sigma_{total} = \sigma + \sigma_i \tag{1.26}$$

En la región de frecuencia de interés (debajo de 5 [THz]), la contribución de intrabanda domina. Entre estos parámetros, el potencial químico μ_c es el más popular para lograr un ajuste preciso, ya que depende en gran medida del campo eléctrico externo, que es conocido como el voltaje de polarización aplicado V_{bias}. El potencial químico de una monocapa de grafeno, obtenido por descuidar la capacitancia cuántica (es decir, un oxido de puerta relativamente gruesa), viene dada por:

$$\mu_c = h v_F\sqrt{\frac{\pi C_{ox} V_{bias}}{e}} \tag{1.27}$$

Donde $C_{ox} = \varepsilon_{ox}/t_{ox}$ es la capacitancia electrostática de compuerta, t_{ox} es el espesor de la compuerta de óxido, V_{bias} es el voltaje de compuerta aplicado y v_F la velocidad de Fermi en el grafeno.

En la *Fig.1.18* de a continuación se proporciona un ejemplo de la conductividad del grafeno como una función del campo eléctrico de polarización [32].

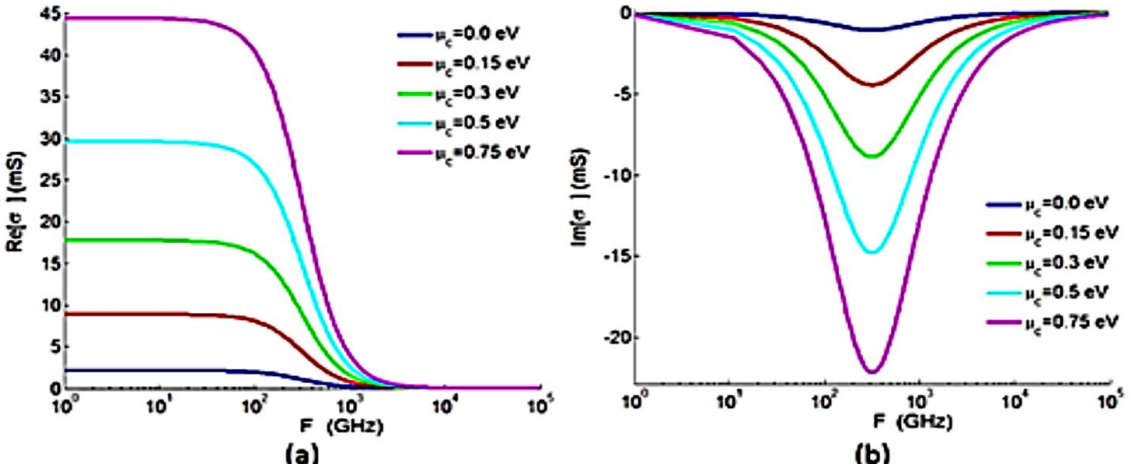


Fig.1.18- ***Partes real (a) y imaginaria (b) de la conductividad del grafeno contra el potencial químico [32].***

En cuanto a una implementación típica, una capa de grafeno se coloca por encima de un sustrato, como se muestra en la *Fig.1.19*, cuyo voltaje de compuerta, V_{bias}, puede modificar el potencial químico μ_c y así ajustar adecuadamente todo el modelo de conductividad.

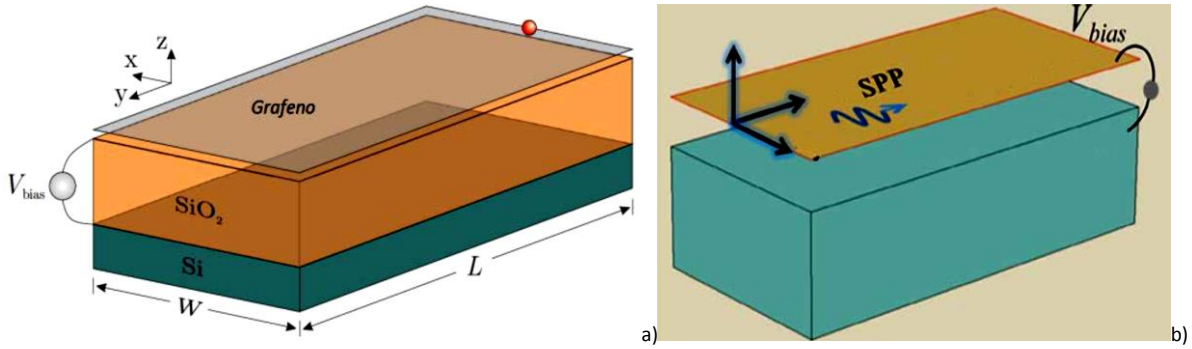


Fig.1.19- ***a) Nanoantena basada en Grafeno controlada por el voltaje de compuerta V_{bias}. b) Propagación de los modos de plasmones superficiales TM.***

Sin embargo, este ajuste afecta a las propiedades electromagnéticas de la superficie de grafeno y específicamente, la propagación de los modos de plasmones superficiales TM. La constante de propagación de los modos de plasmones superficiales TM para una hoja de grafeno aislado en el espacio libre se puede estimar en términos de:

$$k_{TM} = k_o \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\sigma \eta_o}\right)^2} \qquad (1.28)$$

Donde k_o es el número de onda en espacio libre y η_o la impedancia de onda en el espacio libre. El aspecto interesante a notar es que el valor complejo de σ controla la constante de propagación de los modos de plasmones superficiales TM. Es importante recalcar que la constante de propagación $k = \alpha + j\beta$, donde α es la constante de atenuación y β es la constante de fase.

En la *Fig.1.20* de a continuación se muestra la fase del coeficiente de reflexión proporcionado por una antena parche de grafeno bajo incidencia normal [32]. La conductividad del parche de grafeno se ha calculado suponiendo una temperatura de $T = 300\ [K]$ y un tiempo de relajación típico de $\tau = 1\ [ps]$. El potencial químico se ha variado desde $\mu_c = 0 - 0.52\ [eV]$, logrando variando el coeficiente de reflexión.

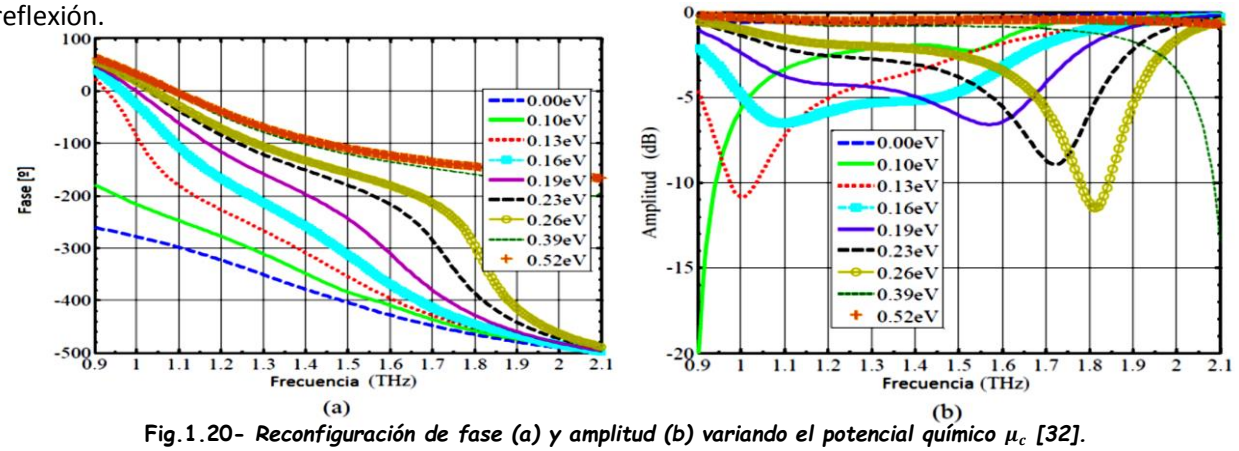


Fig.1.20- ***Reconfiguración de fase (a) y amplitud (b) variando el potencial químico μ_c [32].***

En base a lo anterior entonces surge la posibilidad de utilizar el grafeno en un arreglo reflectivo en la frecuencia de [THz], con resultados prometedores en términos de ancho de banda, baja polarización cruzada. Por otra parte, la conductividad del grafeno puede ser controlada mediante la aplicación de un campo eléctrico externo y por lo tanto, el control de la fase del campo reflejado en cada elemento del arreglo reflectivo. Esto hace que sea posible escanear de manera eficiente o reconfigurar el haz. A continuación se muestra el patrón de radiación teórico para un arreglo reflectivo reconfigurable con 25448 elementos, en 1.3 [THz] [32].

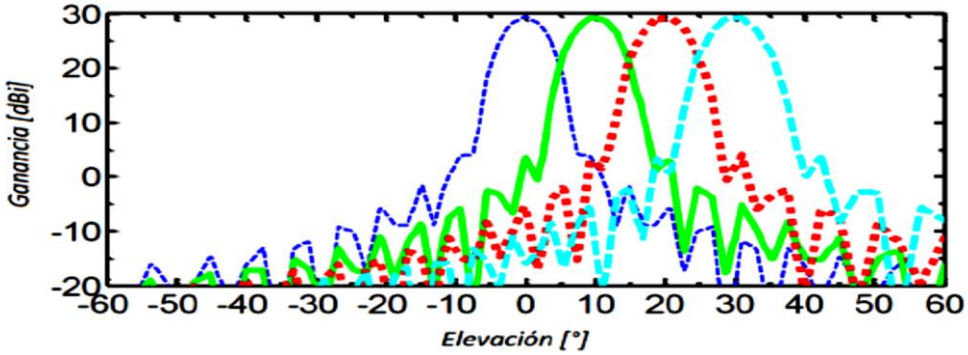


Fig.1.21- ***Patrón de radiación esperado para un arreglo reflectivo reconfigurable para 1.3 [THz] usando grafeno [32].***

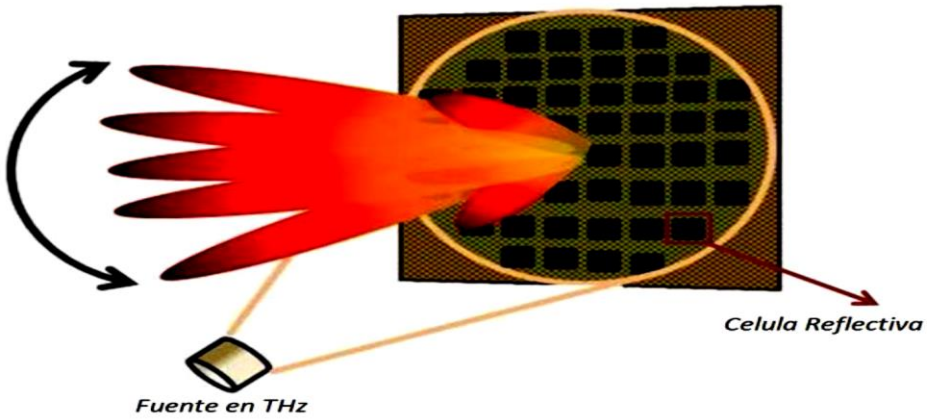


Fig.1.22- ***Arquitectura del arreglo reflectivo reconfigurable [26].***

1.2.1.6 LOS CONMUTADORES BASADOS EN LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE.

Los materiales de calcogenuro de cambio de fase (PCM, *Phase Change Material*) obtuvieron su nombre de su característico comportamiento de la transformación de fase [33-45]. Con la variación grande entre una fase amorfa y una fase cristalina, esta clase de material posee un inusual alto contraste en sus propiedades físicas, como la constante dieléctrica y la constante de resistividad. La última mencionada es la más importante propiedad del material y más de los trabajos desarrollados se centran en los cambios de resistencia en el material. Es importante decir que este tipo de materiales presentan una propiedad interesante llamada memoria no volátil, se refiere a que el estado de fase del material en el que se encuentra se puede mantener sin necesidad de una fuente externa.

Los PCM han venido siendo explotados por sus características ópticas y eléctricas únicas desde su descubrimiento a finales de 1960. La mayoría de las investigaciones se centran en la aplicación de memorias ópticas y eléctricas. Como ejemplo de memorias ópticas tenemos los Discos Compactos Regrabables (*CD*), los Discos Versátiles Digitales (*DVD*) y finalmente los discos de *Bluray*. Como ejemplo de memorias eléctricas tenemos a las Memorias de Acceso Aleatorio de Cambio de Fase (*PCRAM*) que emergen como uno de los candidatos más prometedores para la siguiente generación de memorias no volátiles y ha atraído la atención de *IBM*.

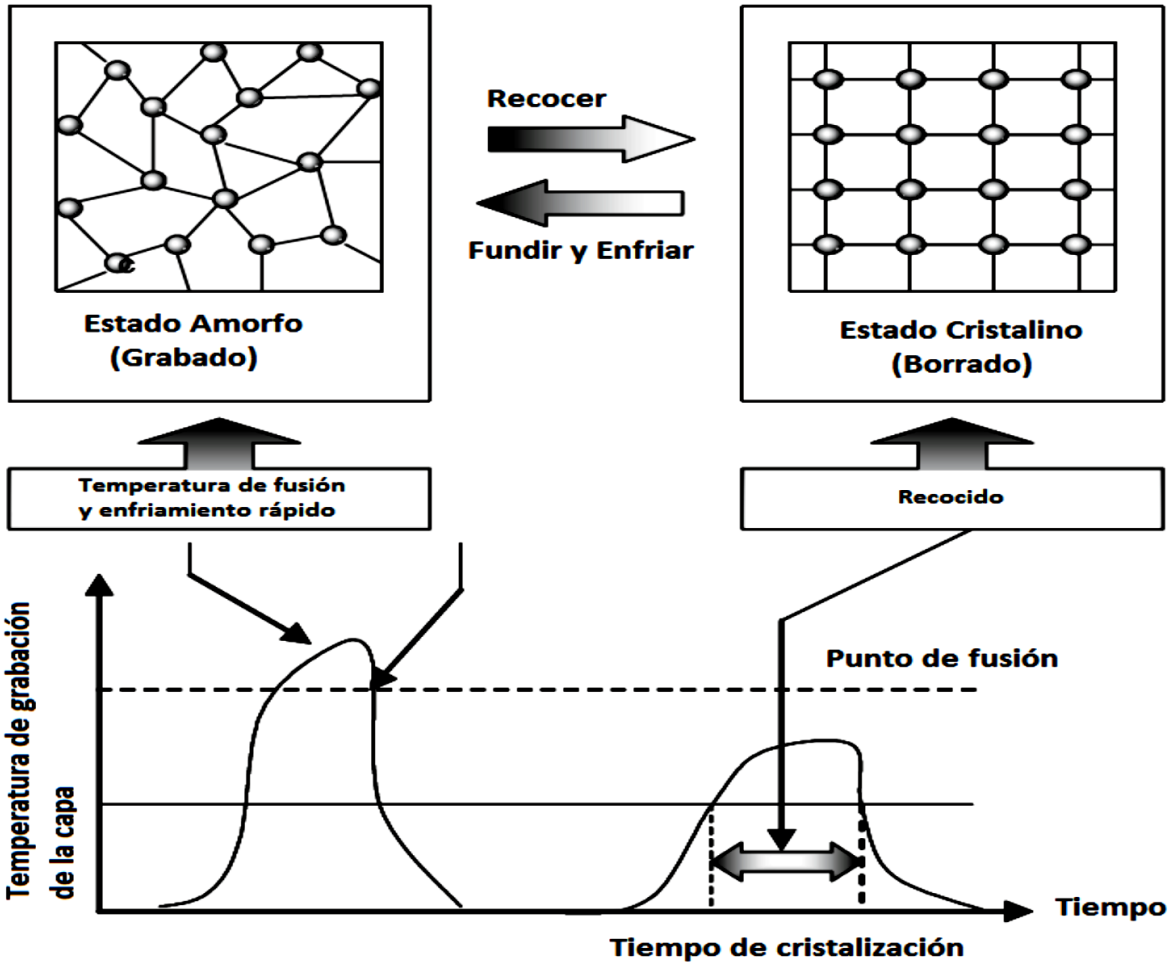


Fig.1.23- ***Principio de la grabación del material de calcogenuro de cambio de fase y el perfil de la temperatura de grabación de la capa para el proceso de escritura y borrado [33].***

Muy recientemente, la resistencia de los materiales de calcogenuro de cambio de fase han venido siendo investigados para aplicaciones de conmutadores de RF. Este tipo de materiales exhiben una baja resistencia en el estado cristalino y una alta resistencia en el estado amorfo. A continuación se muestra la medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura [34].

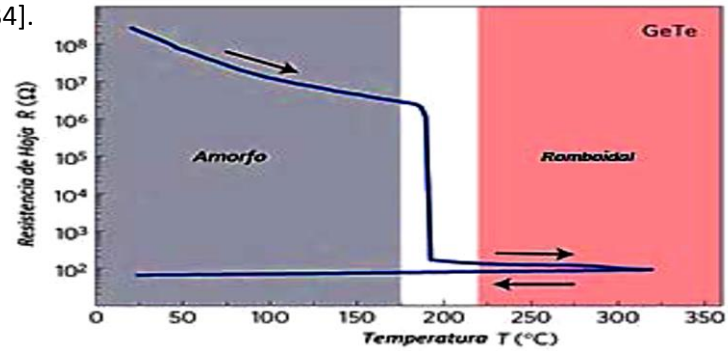


Fig.1.24- ***Dependencia de la Temperatura de la Resistencia de Hoja. Dependencia de Temperatura de la Resistencia de Hoja de un espesor de 80 [nm] de una película de GeTe medido en una geometría de van der Pauw en calentamiento y subsecuente enfriamiento a temperatura ambiente. La cristalización de la película de GeTe de estado amorfo inicia en*** $192°[C]$ ***y es acompañada por una distintiva caída de la resistencia. Y finalmente se enfría a temperatura ambiente manteniendo el estado cristalino [34].***

En las aplicaciones de conmutadores de RF se requiere que el dispositivo presente una baja resistencia en estado de encendido y en estado de apagado una capacitancia. En los dispositivos de conmutación de estado sólido, la capacitancia de estado de apagado puede ser mejorada por el cambio de la geometría del dispositivo pero solo apenas a expensas de degradar la resistencia del estado de encendido, y viceversa. El rendimiento último es limitado por la resistencia de hoja del canal conmutable. La resistencia de hoja de las películas de PCM conmutable, como Teluro de Germanio (*GeTe*) puede ser más de un orden de magnitud menor que la del estado del arte del FET, lo que permite un interruptor de baja resistencia en el estado de encendido para la misma o similar geometría del dispositivo.

La transición entre el estado amorfo (aislante) y el estado cristalino (conductivo) es acompañada por el calentamiento y enfriamiento del PCM. Cuando el PCM está en estado cristalino, la transición al estado amorfo es lograda por calentar está más allá de la temperatura de fusión ($T_M = 725° [C]$) y enfriando esta rápidamente para que se solidifique los átomos en el estado amorfo. Cuando el PCM está en estado amorfo, la transición al estado cristalino es logrado por calentar el material cerca de su temperatura de recristalización ($T_C = 190° [C]$), que es la temperatura en que la nucleación y el crecimiento de granos cristalizados es permitido.

Se usó una estructura de conmutador en línea, el cual fue diseñado para presentar una resistencia baja en el estado de encendido, con un calentador de control independiente colocado transversalmente al conmutador para poder cambiar la fase. El calor generado por el calentador es conducido a través de una barrera aislante eléctricamente hasta el PCM.

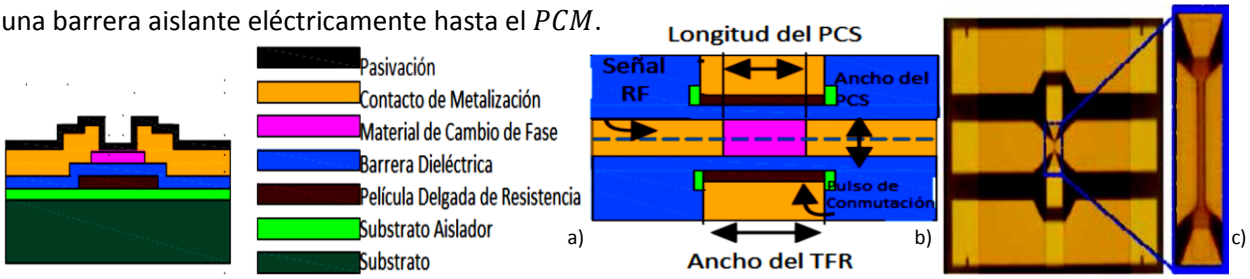


Fig.1.25- ***a) Diagrama esquemático de la sección transversa del IPCS y sus capas constituyentes. b) Vista superior del conmutador que muestra la ruta de la señal de control y la traza de la señal de RF, no se muestra la capa de pasivación. c) Fabricación de un conmutador IPCS basado en una Guía de Onda Coplanar, con un zoom en la región IPCS [35,36,41,42].***

Para convertir el PCM al estado amorfo, un pulso de voltaje corto aplicado a través de las terminales del Resistor de película delgada (*TFR*), causa un incremento en la temperatura del Resistor de película delgada gracias al calentamiento de Joule. El calor desde este pulso se conduce desde el Resistor de película delgada a través de la barrera dieléctrica al PCM, aumentando la temperatura del PCM cerca del punto de fusión de $T_M = 725°[C]$ por el final del pulso. El enfriamiento natural que toma lugar en el final del pulso es suficientemente rápido para enfriar los átomos del PCM en el estado amorfo.

La longitud del ciclo de enfriamiento es una función de la configuración del material en torno al PCM y Resistor de película delgada, fue optimizado antes de la fabricación usando un software. Para convertir el PCM amorfo de regreso el estado cristalino, un pulso de baja intensidad fue aplicado a través del calentador, causando que la temperatura del PCM incremente cerca de la temperatura de recristalización de $T_C = 190°[C]$ pero permaneciendo debajo de la temperatura de fusión a través de la duración del pulso.

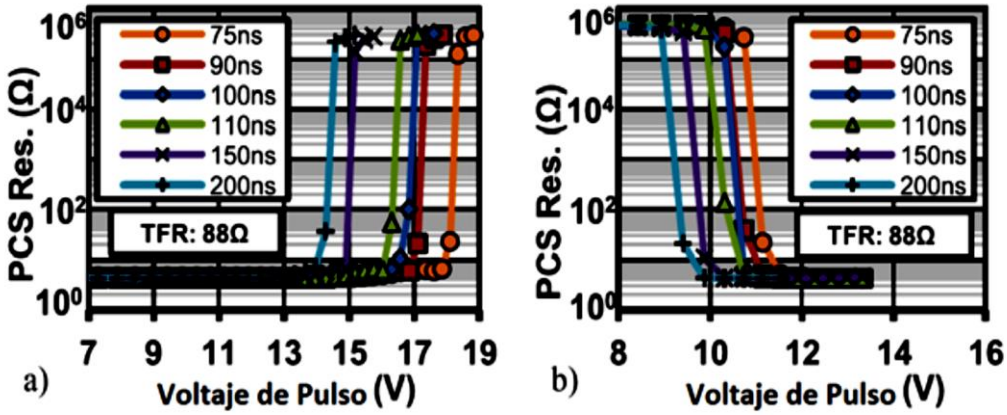


Fig.1.26- ***Medición a) Voltaje de Pulso para Amorfizar y b) Voltaje de Pulso para Recristalizar para diferentes anchos de pulso en el conmutador. El eje x muestra el voltaje del pulso a través del Resistor de película delgada de*** $88\,[\Omega]$***, y el eje y muestra la resistencia PCS (GeTe) resultante en la línea [36].***

A continuación se muestran diferentes vistas magnificadas del *IPCS* fabricada en los estados de encendido y apagado para demostrar la diferencia óptica entre el estado cristalino y el estado amorfo de película *GeTe*. En la *IPCS* en el estado de apagado se puede observar una franja oscura claramente definida por el centro de *GeTe*, que es ortogonal a la traza de la señal RF. Esta franja oscura es *GeTe* amorfo que impide el flujo de corriente horizontal. Además se muestran las pérdidas por inserción y aislamiento medido y modelado para el conmutador [41, 42].

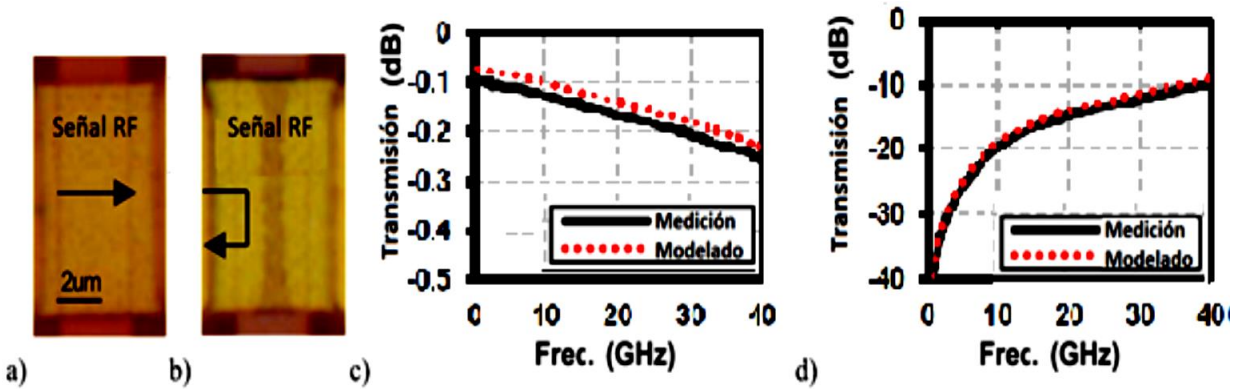


Fig.1.27- ***a) Estado Cristalino y b) Estado Amorfo en el conmutador IPCS. Vale la pena destacar que solo un área limitada en el centro de la IPCS es amorfizada. c) Perdidas de inserción (En el estado de encendido) y d) Aislamiento (En el estado de apagado) medidas y modeladas [41, 42].***

Alternativamente a los puros materiales de calcogenuro de cambio de fase (PCM) aparece la tecnología de Célula de Metalización Programable (PMC, *Programmable Metallization Cell*). La PMC usa la introducción de Plata o Cobre en los cristales de calcogenuro provocando cambios sustanciales en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistencia por varios ordenes de magnitud [46-50]. Este tipo de tecnología presenta también tiene la propiedad de memoria no volátil, así como un bajo consumo de energía.

La tecnología PMC es basada en el efecto electroquímico de redistribución de masa, en la que los iones móviles dentro de un electrolito líquido o solido se someten a un proceso electroquímico para formar y borrar filamentos metálicos conductores con una pequeña polarización aplicada en dos electrodos desiguales. La capacidad para redistribuir las masas metálicas dentro de los dispositivos o estructuras hace que la tecnología esté disponible para una amplia gama de aplicaciones potenciales incluyendo la electrónica de estado sólido, los MEMS, los microfluidos, la electrónica para microondas, la óptica, etc.

La estructura básica de un PMC es una célula compuesta por una pila *MIM*, donde una *M* se usa para referir a un electrodo activo electroquímicamente como Plata (Ag) o Cobre (Cu) y la otra *M* es para referir a un contraelectrodo inerte electroquímicamente como Platino (Pt), Iridio (Ir), Tungsteno (W), Nitruro de Titanio (TiN). La *I* se utiliza para referirse al material de electrolito sólido tal como un calcogenuro (Seleniuro de Germanio ($GeSe$), Sulfuro de Germanio (GeS), Teluro de Germanio ($GeTe$)) que este dopado por Ag o Cu. Facilitando que por una fuente de voltaje de corriente continua con polaridad positiva aplicada al electrodo activo se forme un filamento metálico de Ag o Cu a través de la brecha cerrando el conmutador. Y con polaridad negativa aplicada al electrodo inerte se disuelva el filamento metálico.

La adición de Ag o Cu transforma al vidrio calcogenuro en un electrolito, ya que estos metales forman iones móviles dentro del material. Los iones son asociados con los átomos del calcogenuro. La elevada constante dieléctrica de los materiales de vidrio, reduce las fuerzas de atracción de Coulomb entre las especies cargadas y esto permite una gran movilidad iónica. La conductividad de los cristales ternarios es una fuerte función de la concentración de ion móvil.

A continuación se representa esquemáticamente el principio de funcionamiento de la PMC. Las PMC fabricadas por lo general se encuentran en el estado apagado, como se muestra en la parte *Fig.1.28* (a). Cuando se aplica un voltaje positivo lo suficientemente alto en el electrodo activo, los iones de Ag o Cu se generan, tal como se aprecia en la siguiente reacción:

$$M \rightarrow M^{n+} + ne^{-} \qquad (1.29)$$

Donde M es el material del electrodo en uso y n es el número de carga dependiendo de las especies de iones. Comúnmente se cree que el monovalente Ag^{+} es el único tipo de ion cuando Ag es usado como el electrodo activo, mientras que para las PMC basadas en Cu tanto Cu^{+} y Cu^{2+} pueden ser supuestos en la conmutación resistiva.

Después, los iones migran hacia el electrodo inerte impulsados por el campo eléctrico externo y se empieza a formar el filamento metálico en el contraelectrodo, como se muestra en *Fig.1.28* (b), tal como se aprecia en la siguiente reacción:

$$M^{n+} + ne^{-} \rightarrow M \qquad (1.30)$$

Aquí una suposición es hecha, que la movilidad del ion dentro del electrolito solido es lo suficientemente grande para alcanzar el contraelectrodo. Esta suposición es válida si el material del conmutador es un electrolito solido tal como un calcogenuro que este dopado por Ag o Cu. La acumulación de precipitaciones de metales en la superficie del contraelectrodo eventualmente conduce a la formación de un filamento conductivo en la matriz del electrolito sólido, como se ve en *Fig.1.28* (c), que tiende un puente entre los dos electrodos y conmuta al dispositivo al estado de encendido. Esto corresponde al proceso de grabado de la PMC (conmutar desde el estado de apagado al estado de encendido). En el proceso de borrado de la PMC (conmutar desde el estado de encendido al estado de apagado) se requiere la aplicación de un voltaje con la polaridad inversa, que disuelva el filamento de metal y regrese al dispositivo al estado de apagado, como se ve en *Fig.1.28* (d).

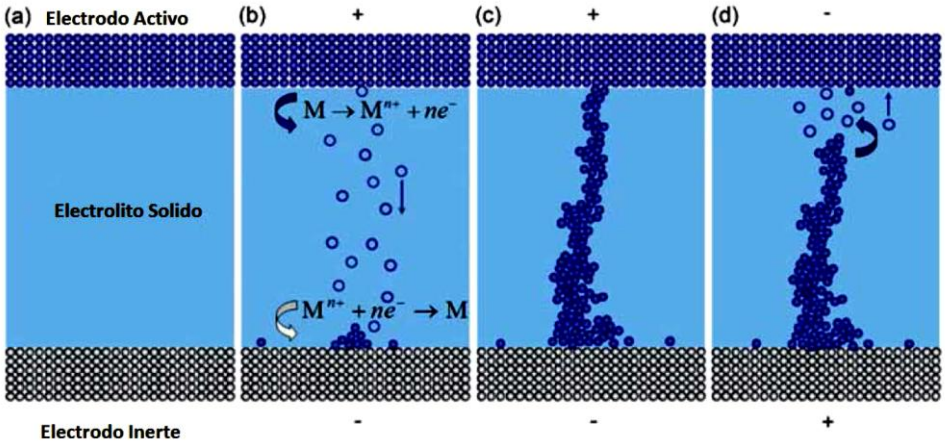


Fig.1.28- ***La ilustración esquemática del proceso de formación y ruptura de un filamento conductivo en una PMC. a) Estado Inicial del dispositivo. b) Inyección de iones desde el electrodo activo y subsecuente formación del filamento metálico. c) Formación de un filamento metálico conductivo que tiende un puente entre los dos electrodos, conmutando al dispositivo al estado de encendido. d) Disolución del filamento cuando un voltaje de restauración es aplicado [46].***

El diseño del conmutador de microondas en serie utiliza una sencilla geometría coplanar de dos electrodos que busca explotar el principio de funcionamiento de la tecnología de la PMC. Se puede observar dos electrodos de metales diferentes, el Ánodo de Ag y el cátodo de Ni. El material de electrolito sólido es el material de calcogenuro $GeSe$ con el dopado de Ag.

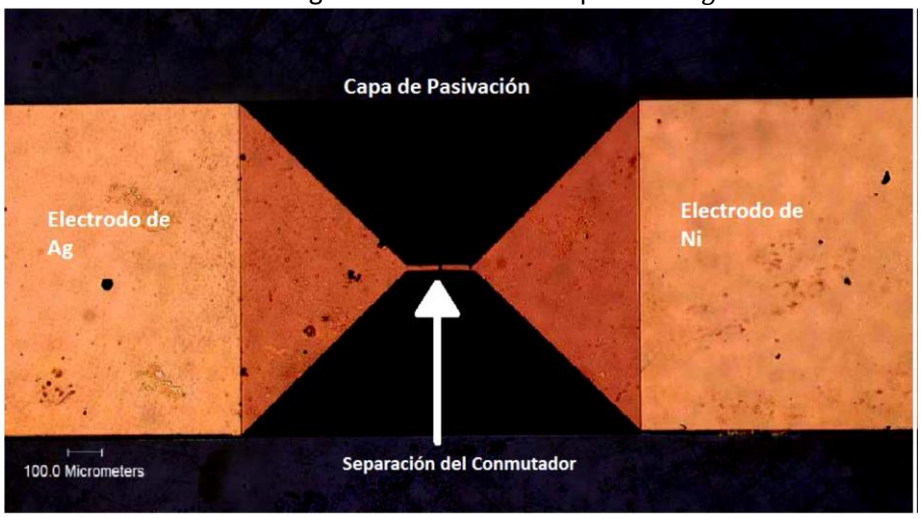


Fig.1.29- ***Microfotografía del diseño del conmutador PMC basado en la geometría coplanar [47 - 50].***

Para hacer funcionar el dispositivo, se usó un voltaje nominal de $1[V]$ y una corriente límite de $10\ [mA]$. Cuando los voltajes son más altos se inducen tasas de crecimiento más rápidas, mientras que límites de corriente más altas reducen la pérdida de resistencia global del metal crecido electroquímicamente, pero los resultados en los requisitos de energía son más altos para operar el conmutador. La aplicación de un voltaje positivo con respecto al electrodo de *Ni* (inerte) induce el crecimiento de Plata y permite que el dispositivo se encienda. Invertir la polaridad del voltaje aplicado elimina la Plata crecida electroquímicamente y obliga al dispositivo pasar al estado de apagado.

A continuación se muestra una microfotografía de las canalizaciones metálicas conductoras que se forman cuando el dispositivo está encendido. La otra imagen fue tomada por el microscopio de fuerza atómica, y muestra que en gran parte del crecimiento de la Ag ocurre en la superficie de la película delgada [47 - 50].

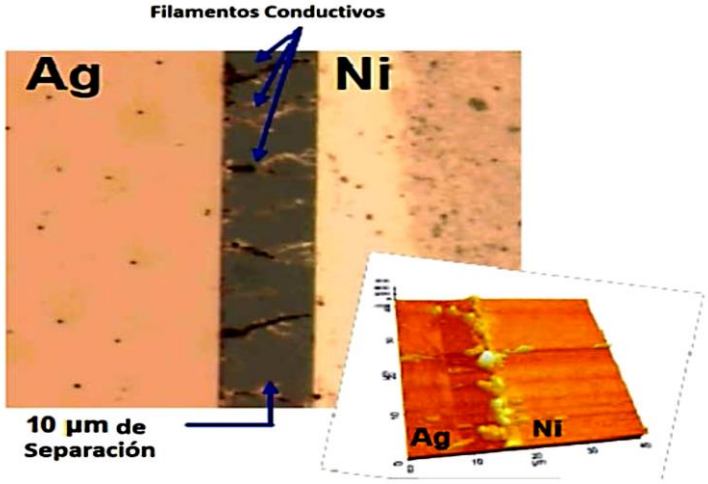


Fig.1.30- ***Microfotografía (Imagen larga) e Imagen de Microscopio de Fuerza Atómica del conmutador en el estado de encendido [47 - 50].***

A continuación se muestra la perdida de inserción en el estado de encendido y el aislamiento en el estado de apagado medido del dispositivo de microondas [47 - 50]. Para cambiar al dispositivo al estado de encendido se usó un voltaje de $1\ [V]$ con una corriente de $10\ [mA]$, mientras que para el estado de apagado se usó un voltaje de $-1\ [V]$ con una corriente de $10\ [mA]$. Se puede observar que la perdida de inserción en el estado de encendido es mejor que $-0.5[dB]$, con un aislamiento en el estado de apagado es mejor que $-35\ [dB]$ de la frecuencia de *DC* a $6\ [GHz]$. Estos resultados son comparables a los medidos MEMS y el rendimiento del conmutador de estado sólido en el mismo rango de frecuencia.

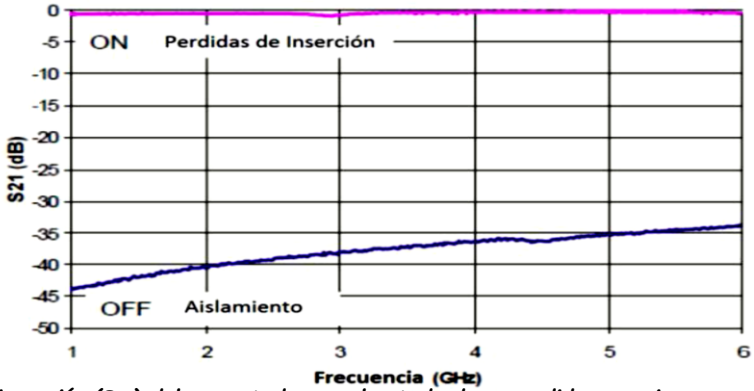


Fig.1.31- ***Perdidas de inserción (S_{21}) del conmutador en el estado de encendido es mejor que $-0.5\ [dB]$ sobre el rango de $1\ a\ 6\ [GHz]$, mientras que el aislamiento en el estado de apagado es mejor que $-35\ [dB]$ [47 - 50].***

La velocidad del funcionamiento del conmutador está en función de la distancia que el electrodepósito de plata dentro de un vidrio de calcogenuro que tiene que atravesar y es de aprox. $1\ [nm/ns]$.

1.2.2 CRÍTICA DE CONMUTADORES EXISTENTES

Las antenas reconfigurables tienen como base una antena convencional con parámetros fijos. Agregando a esta antena un conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o Varactor podemos obtener una antena reconfigurable. Estos componentes pueden ser utilizados para activar electrónicamente algún tipo de patrón de radiación que sea deseado, alguna frecuencia de operación que sea solicitada, algún tipo de polarización que sea requerida, o una combinación de estos parámetros de radiación que sean requeridos.

Desafortunadamente, en el diseño de las antenas reconfigurables, los conmutadores en frecuencias de microondas tienen un comportamiento que provoca deterioro en las características de la antena. Este deterioro es causado por los efectos parásitos propios de cualquier conmutador.

Por otro lado, la necesidad que existe de polarizar dicho conmutador requiere la implementación de circuitos de polarización, los cuales introducen perdidas disipativas. Todo ello con lleva como resultado que los parámetros y las características de la antena reconfigurable resulten peores que los de la antena inicial.

En resumen, las pérdidas presentes tanto en el propio mecanismo de la antena, así como en el mecanismo de reconfiguración representan un parámetro especialmente importante en el diseño e implementación de antenas reconfigurables, especialmente cuando se considera la eficiencia total en todos los estados reconfigurados [51]. Estas pérdidas pueden manifestarse a través de la alteración de los patrones de radiación. Pero también puede ser una función de los materiales con pérdidas, y de otros mecanismos que están presentes en la antena reconfigurable. Por ello las metodologías de diseño que se desarrollaran en el futuro para este tipo de antenas deberán proveer la capacidad para dar cuenta de este tipo de pérdidas. Es por ello que la elección del mecanismo de reconfiguración presenta tanto ventajas como desventajas en cuanto a la funcionalidad y la complejidad, así como en el tiempo de vida del dispositivo o del sistema. Por ejemplo, los conmutadores MEMS son dispositivos Microelectromecánicos que basan su principio de funcionamiento en piezas móviles que permiten facilitar la reconfiguración, estas a la larga pueden sufrir un desgaste mecánico. Sin embargo, típicamente su mecanismo se acciona electrostáticamente y el rendimiento que proporcionan sobre los diseños con dispositivos de estado sólido es que las pérdidas intrínsecas son menores y el consumo de energía también es menor (especialmente en altas frecuencias), a menudo compensa el potencial para el tiempo de vida de degradando y de fallo del dispositivo. Como otro ejemplo, la integración de los materiales sintonizables dentro del diseño de la antena puede causar un conjunto totalmente diferente de problemas si las propiedades del materia o el grado de sintonización se degradan con el paso del tiempo. Es por ello que la selección del mecanismo de reconfiguración debe ser realizada con cuidado pensando tanto en la vida útil del sistema, velocidad de reconfiguración, consumo de energía, requerimientos de accionamiento (voltaje o corriente), el costo, el tamaño de la antena reconfigurable, la complejidad de fabricación, así como los niveles deseados de rendimiento y las pérdidas consideradas desde el principio del diseño.

En la *Tabla 1.2* se muestra una comparación entre el conmutador electrostático MEMS, el Diodo PIN, el Diodo Varactor, el conmutador PCM y el conmutador PMC.

Tabla 1.2- Comparación del rendimiento del Diodo PIN, el conmutador electrostático MEMS, el Diodo Varactor, el conmutador PCM y el conmutador PMC en frecuencias de Microondas.

Parámetro.	***Diodo PIN.***	***Diodo Varactor.***	***Conmutador electrostático MEMS.***	***Conmutador PCM.***	***Conmutador PMC.***
Voltaje [V].	1…−30	0…−22	20…90	10…18	1
Corriente [mA].	3…20	0	0	0	0
Consumo de potencia [mW].	5…100	5…100	0.05…0.1	$\mu W *$	$\mu W *$
Tiempo de conmutación.	1…100[ns]	1…100[ns]	1…300 [μs]	75…200 [ns]	<1-10 [μs]
Capacitancia en serie [fF].	40…80	62…500	1…6	6…30	30…60
Resistencia en serie [Ω].	2…4	3…4	0.5…2	0.9…3.7	0.1…5.9
Razón de capacitancia.	1.2	1…5	40…500	s.d.d.	s.d.d.
Frecuencia de corte [THz].	1…4	1	20…80	1…12.5	s.d.d.
Aislamiento (1-10 [GHz]).	Alta	Alta	Muy alta.	Muy alta	Muy alta
Aislamiento (10-40 [GHz]).	Media	Media	Muy alta.	Muy alta	s.d.d.
Aislamiento (60-100 [GHz]).	Media	Media	Alta.	s.d.d.	s.d.d.
Perdidas (1-100 [GHz]) [dB].	0.3…1.2	0.2…1.2	0.05…0.2	0.1…0.5	<0.5
Manejo de potencia [W].	<10	<10	<1	<5.6	<0.5

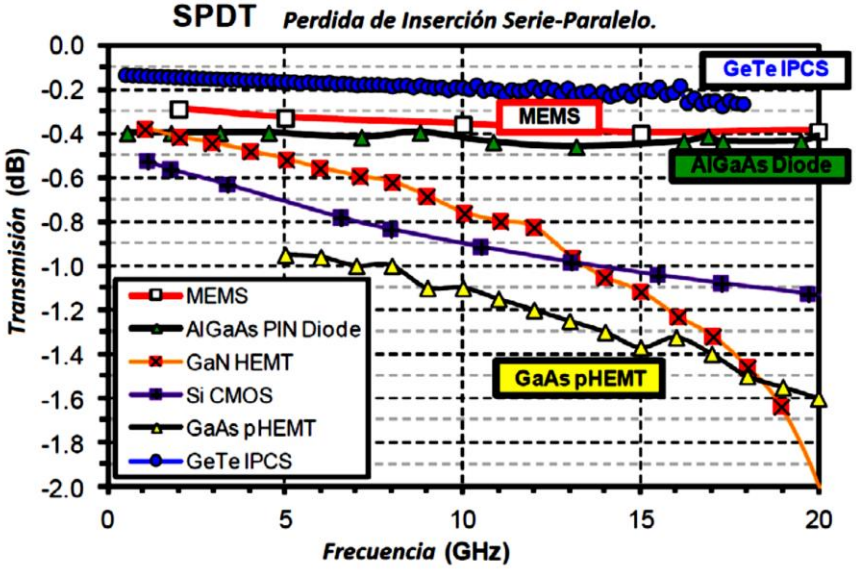
*En el caso de los conmutadores PCM y PMC presentan la propiedad de memoria no volátil.

En la *Tabla 1.2* se puede observar que los conmutadores basados en tecnología MEMS presentan una resistencia pequeña en estado de encendido comparada con los conmutadores basados en tecnología de semiconductores, lo cual resulta en menores perdidas y menor potencia disipada. Sin embargo, los conmutadores basados en la tecnología de semiconductores presentan una alta velocidad de conmutación, menor costo de fabricación, capacidad de manejar mayor potencia. Este tipo de conmutadores de estado sólido son muy utilizados como desfasadores en frecuencias de microondas y ellos han sido usados extensivamente en los sistemas modernos de arreglos de fase. Por ejemplo, el desfasador que nos permite variar la fase de forma continua desde 0° a 360° puede ser construido a través del uso de los Diodos Varactores.

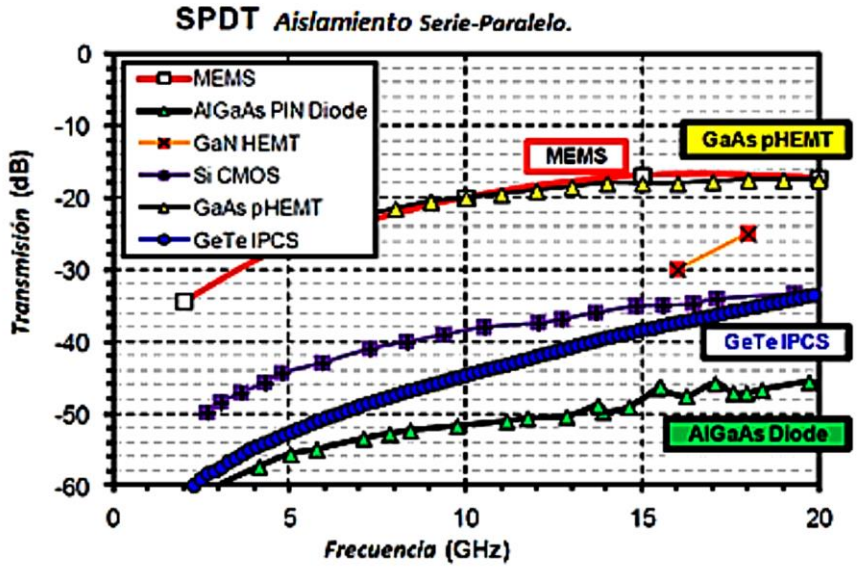
Por otro lado, es necesario recordar que los diodos de estado sólido presentan propiedades no lineales propias del uso de materiales semiconductores que pueden introducir distorsión de intermodulación y otros efectos. Cuando este no es el caso, su bajo costo, su fácil integración, y su alta fiabilidad proveen numerosas oportunidades para poder llevar a cabo la reconfiguración.

Estos valores que aparecen en la *Tabla 1.2*, en la actualidad continúan con constantes cambios y mejoras desde la perspectiva de la antena por incrementar la velocidad, el desarrollo de una mejor linealidad y la disminución del consumo de energía. Sin embargo, en la *Tabla 1.2* permite ofrecer todavía un vistazo a las compensaciones que se deben hacerse al momento de elegir algún tipo de mecanismo de reconfiguración que sea seleccionado.

A continuación se muestran las gráficas de los parámetros S en función de la frecuencia tanto para el conmutador basado en *GeTe* (material de calcogenuro de cambio de fase) como para otras tecnologías de conmutadores de RF [41,42].



a)



b)

Fig.1.32- ***Medición a) perdida de inserción (transmisión del estado de encendido) y b) aislamiento (transmisión del estado de apagado) del conmutador basado en material de calcogenuro de cambio de fase comparado con otras tecnologías de conmutación de RF [41, 42].***

El transistor HEMT de *GaN* (el transistor de alta movilidad de electrón de Nitruro de Galio), el transistor pHEMT de *GaAs* (el transistor Pseudomórfico de HEMT de Arseniuro de Galio), y CMOS de Silicio son dispositivos que se ven que tienen una pérdida de inserción cada vez más grande en frecuencias más altas. El conmutador MEMS y el transistor pHEMT de *GaAs* tienen un aislamiento relativamente pobre, mientras que el diodo de *AlGaAs* (Arseniuro de Galio de Aluminio) muestra una pérdida de inserción pequeña y el mejor aislamiento.

Los conmutadores basados en los transistores y los conmutadores MEMS son dispositivos de tres terminales con compuertas controladas por voltaje, sin embargo, el conmutador MEMS requiere voltajes de control a un orden de magnitud superior a los de los transistores. El conmutador basado en diodo es un dispositivo de dos terminales que requiere una red de polarización más elaborada en un circuito de RF que un dispositivo de tres terminales. El diodo y los conmutadores MEMS utilizan rutas RF verticales, contrastando con la estructura lateral de los otros dispositivos. El diodo de *AlGaAs* es un dispositivo de portadores minoritarios con modulación exponencial de la resistencia, fabricada con finas capas epitaxiales, dando una distancia muy corta de transporte vertical, una muy baja resistencia en el estado de encendido y por lo tanto, una pérdida de inserción muy baja. La pequeña huella del diodo tiene también una baja capacitancia en el estado de apagado, produciendo un excelente aislamiento. El aislamiento del dispositivo MEMS puede mejorarse por la adición de conmutadores en paralelo a su topología de circuito en serie. El dispositivo CMOS es fabricado sobre un sustrato de baja resistencia, deteriorando la pérdida de inserción y incrementando la importancia de la optimización de su tamaño. Un óxido enterrado se utilizó para mejorar el aislamiento de RF, que podría mejorarse mediante el cambio a un sustrato de Silicio en Zafiro. El mejor desempeño de RF del HEMT de *GaN* contra el HEMT de *GaAs* es debido al mayor límite de voltaje de ruptura de *GaN*. Porque el empobrecimiento va como V^2, es decir grandes polarizaciones de compuerta en el estado de apagado proporciona una disminución en la capacitancia del estado apagado produciendo frecuencias de corte más altas y un rendimiento más alto para *GaN*. El conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro muestra un excelente aislamiento y pérdida de inserción muy baja porque luce como un alambre en el estado encendido y como un capacitor de interrupción de ese alambre en el estado de apagado.

Los conmutadores son parte esencial de las antenas reconfigurables. Entre los conmutadores que hoy en día se utilizan en las antenas reconfigurables se destacan los diodos PIN, los transistores FET y los dispositivos MEMS. Sin embargo, todos los conmutadores anteriormente mencionados tienen desventajas inherentes al utilizarlos en la banda de EAF. Por lo tanto, la búsqueda de los nuevos tipos de conmutadores para las antenas reconfigurables es tarea importante y actual.

Los conmutadores MEMS en la práctica no han sido ampliamente usados debido a la necesidad de un alto voltaje de actuación, la falta de flexibilidad para la integración, los problemas de fiabilidad y alto costo [52]. En contraste con los tradicionales conmutadores MEMS, los materiales de calcogenuro de cambio de fase presentan una gran oportunidad para abordar las deficiencias mencionadas anteriormente.

Recientemente se reportó el novedoso diseño de un conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro [35,36,41,42]. El efecto de conmutación en este conmutador ocurre debido al cambio del estado de fase en el vidrio durante el proceso de calentamiento. Como resultado es posible incrementar más de diez mil veces la conductividad del vidrio. Además, este tipo de conmutadores presenta la propiedad de memoria no volátil, como resultado el consumo de energía es cero.

Resulta sumamente interesante dentro del proyecto de la tesis investigar la posibilidad de integrar los conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro a una antena reconfigurable operando en la banda de EAF.

1.3 CONCLUSIONES.

1. La antena reconfigurable tiene la capacidad de adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales.
2. Dentro de las características de radiación que este tipo de antena es capaz de cambiar tenemos: el patrón de radiación, la frecuencia de operación y la polarización.
3. Una antena reconfigurable es aquella que cambia intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.
4. Las antenas reconfigurables se caracterizan por tener la capacidad de cambiar las características fundamentales de operación mediante conmutadores electrónicos, mecánicos, o de otro tipo. Es importante decir que dentro de los conmutadores antes mencionados, los conmutadores electrónicos sobresalen por ofrecen una alta velocidad de conmutación, además de que su tamaño es de una fracción del tamaño de los conmutadores mecánicos equivalentes que operan en la misma frecuencia de medición.
5. Un conmutador permite reconfigurar una misma estructura eliminando la necesidad de usar múltiples estructuras. Esto trae como consecuencia que el proceso de prueba pueda ser automatizado, lo que aumenta el rendimiento.
6. Los conmutadores de RF y microondas se pueden clasificar en dos grupos: Conmutadores electromecánicos y Conmutadores de estado sólido
7. El uso de conmutadores en frecuencias de microondas provoca un deterioro en las características de la antena.
8. La implementación de circuitos de polarización introducen perdidas disipativas en la antena.
9. Un parámetro importante en el diseño de este tipo de antenas es considerar las pérdidas presentes tanto en el propio mecanismo de la antena, así como en el mecanismo de reconfiguración.
10. Los conmutadores de estado sólido presentan una alta velocidad de conmutación, menor costo de fabricación, capacidad de manejar mayor potencia y su alta fiabilidad.
11. Aunque los conmutadores MEMS presentan una resistencia pequeña en el estado de encendido comparada con los conmutadores de estado sólido, en la práctica no han sido ampliamente usados debido a la necesidad de un alto voltaje de actuación, la falta de flexibilidad para la integración, los problemas de fiabilidad y alto costo
12. Recientemente se reportó el novedoso diseño de un conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro. El efecto de conmutación en este conmutador ocurre debido al cambio del estado de fase en el vidrio durante el proceso de calentamiento. Como resultado es posible incrementar más de diez mil veces la conductividad del vidrio. Además, este tipo de conmutadores presenta la propiedad de memoria no volátil, como resultado el consumo de energía es cero.

    Resulta sumamente interesante dentro del proyecto de la tesis investigar la posibilidad de integrar los conmutadores basados en los vidrios de calcogenuro a una antena reconfigurable operando en la banda de EAF.

REFERENCIAS.

[1] Jennifer T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*, Synthesis Lectures on Antennas #4, Morgan & Claypool Publishers, 2007.

[2] John L. Volakis, *"Reconfigurable Antennas",* en *Antenna Engineering Handbook,* McGraw-Hill, pp. 31-1 a 31-19, 2007.

[3] Agilent Technologies, *"Understanding RF/Microwave Solid State Switches and their Applications"*, en *Agilent Technologies*, 2010.

[4] Pat Hindle, "*The State of RF/Microwave Switches*", en *Microwave Journal,* pp. 20 a 36, November 2010.

[5] P.D. Grant, R.R. Mansour y M.W. Denhoff, *"A Comparison Between RF MEMS Switches and Semiconductor Switches"*, en *NRC publication No. 44453-Can. J. Elect. Comput. Eng*.,Vol. 27, No.1, pp. 33-39, Jan. 2002.

[6] Gabriel M. Rebeiz, *"Mechanical Modeling of MEMS Devices: Static Analysis -Electrostatic Actuation-"*, en *RF MEMS: Theory, Design, and Technology,* John Wiley, pp. 36-38, 2003.

[7] Hector J. De Los Santos, *"MEM Switches" y "MEMS Modeling"*, en *RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications,* Artech House, pp. 75-86 y pp. 104-109, 2002.

[8] Vijay K. Varadan, K. J. Vinoy y K. A. Jose, *"RF MEMS switches and micro relays"*, en *RF MEMS and their applications*., John Wiley, pp. 109-177, 2003.

[9] Bill Doherty, "*PIN Diode Fundamentals",* en *MicroNotes Series 701-PIN Diodes,* Microsemi.

[10] I.A. Glover, S.R. Pennock y P.R. Shepherd, *"PIN Diodes" y "P-N Junction"*, en *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*, John Wiley, pp. 40-51y pp. 18-31, 2005.

[11] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio y Ulrich L. Rohde, *"pin Diodes" y "Tuning Diodes"*, en *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley, pp. 65-77 y pp. 77-91, 2005.

[12] Kai Chang, *"pin Diodes and Control Devices" y "Varactor Devices and Circuits"*, en *Microwave Solid State Circuits and applications*, John Wiley, pp. 202-230y pp. 117-138, 1994.

[13] Albert Malvino y David J. Bates, *"El Varactor",* en *Principios de Electrónica,* McGraw-Hill, pp. 161-164, 2007.

[14] Dong-Wook Kim, Jae-Jin Lee, Young-Se Kwon, y Song-Cheol Hong, *"Characteristics of an Area-Variable Varactor Diode",* en *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, no. 11, pp. 2053-2057, November 1996.

[15] S.O. Kasap, *"Photoconductive Detectors and Photoconductive Gain",* en *Optoelectronics and Photonics Principles and Practices,* Pearson, pp. 418-421, 2013.

[16] B.E.A. Saleh y M.C. Teich, *"Photoconductors",* en *Fundamentals of Photonics*, John Wiley, pp. 758-762, 2007.

[17] C. Tripon-Canseliet, S. Faci, A. Pagies, V. Magnin, S. Formont, D. Decoster, y J. Chazelas, *"Microwave On/Off Ratio Enhancement of GaAs Photoconductive Switches at Nanometer Scale",* en *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. 30, No. 23, pp. 3576-3579, December 2012

[18] Armin Karabegovic, Robert M. O'Connell, y William C. Nunnally, *"Photoconductive Switch Design for Microwave Applications",* en *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation,* Vol. 16, No. 4, pp. 1011-1019, August 2009.

[19] C. Canseliet, C. Algani, F. Deshours, G. Alquie, S. Formont y J. Chazelas, *"A Novel Optically-Controlled Microwave Switch On Semiconductor Substrates For an ON/OFF Ratio Enhancement",* en *33rd European Microwave Conference - Munich 2003,* pp. 265-268, 2003.

[20] Ingmar L. Andersson y Sverre T. Eng, *"Phase and Amplitude Characteristics of InP: Fe Modified Interdigitated Gap Photoconductive Microwave Switches",* en *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vol. 37, No. 4, pp. 729-733,April 1989.

[21] Michael D. Pocha, y Robert L. Druce, *"35-kV GaAs Subnanosecond Photoconductive Switches",* en *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES,* Vol. 37, No. 12, pp. 2486-2492, December 1990.

[22] J. S. Sullivan, *"Photoconductive Semiconductor Switches (PCSS)",* en *Lawrence Livermore National Laboratory - Wide Bandgap Extrinsic Photoconductive Switches,* LLNL-TH-640323*,* pp. 7-24, July 2013.

[23] Chinthana J. Panagamuwa, Alford Chauraya*, y* J. (Yiannis) C. Vardaxoglou, *"Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches",* en *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. 54, No. 2, pp. 449-454, February 2006.

[24] Emma K. Kowalczuk, Chinthana J. Panagamuwa, Rob D. Seager, J. (Yiannis) C. Vardaxoglou, *"Characterising the Linearity of an Optically Controlled Photoconductive Microwave Switch",* en *IEEE-2010 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, pp. 597-600, November 2010.

[25] Stamatios A. Amanatiadis y Nikolaos V. Kantartzis, *"Design and Analysis of a Gate-Tunable Graphene-Based Nanoantenna",* en *IEEE-2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP),* pp. 4038-4041, 2013.

[26] Eduardo Carrasco, Michele Tamagnone, Julien Perruisseau-Carrier, *"Tunable Graphene-Based Reflectarray Element for Reconfigurable Beams",* en *IEEE-2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2013)*, pp. 1779-1782,2013.

[27] Pai-Yen Chen, Christos Argyropoulos*, y* Andrea Alù, *"Terahertz Antenna Phase Shifters Using Integrally-Gated Graphene Transmission-Lines",* en *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, Vol. 61, No. 4, pp. 1528-1537, April 2013.

[28] Y. Yang, H. T. Dai, B. F. Zhu y X. W. Sun, *"Dynamic Control of the Airy Plasmons in a Graphene Platform",* en *IEEE Photonics Journal,* Vol. 6, No. 4, August 2014.

[29] Ignacio Llatser, Christian Kremers, Albert Cabellos-Aparicio, Josep Miquel Jornet, Eduard Alarco´n y Dmitry N. Chigrin, *"Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation",* en *Elsevier-Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications 10*, pp. 353-358, 2012.

[30] Tao Zhou, Zhiqun Cheng, Hongfang Zhang, Martine Le Berre, Liviu Militaru, y Francis Calmon, *"MINIATURIZED TUNABLE TERAHERTZ ANTENNA BASED ON GRAPHENE",* en *Wiley-MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, Vol. 56, No. 8, pp. 1792-1794, August 2014.

[31] Deb Chatterjee y Bhupendra Subedi, *"Numerical Impact of Surface Conductivity on the Green's Function for Thin Graphene Films",* en *IEEE 2014*, pp. 2030-2031, 2014.

[32] J. Perruisseau-Carrier, M. Tamagnone, J. S. Gomez-Diaz, y E. Carrasco, *"Graphene Antennas: Can Integration and Reconfigurability Compensate for the Loss?",* en *IEEE -Proceedings of the 43rd European Microwave Conference*, pp. 369-372, October 2013.

[33] Simone Raoux, Matthias Wuttig, *"Phase Change Materials: Science and Applications",* Springer,2009.

[34] T. Siegrist, P. Jost, H. Volker, M. Woda, P. Merkelbach, C. Schlockermann y M. Wuttig, *"Disorder-induced localization in crystalline phase-change materials",* en *NATURE MATERIAL*, Vol. 10, pp. 202-208,MARCH 2011.

[35] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Evan B. Jones, Victor Veliadis, Robert S. Howell, Robert M. Young, y Michael J. Lee, *"A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation",* en *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS),* pp. 1-4, October 2013.

[36] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Evan B. Jones, Victor Veliadis, Robert S. Howell, Robert M. Young, y Michael J. Lee, *"A Four-Terminal, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation",* en *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, Vol. 34, No. 10, pp. 1313-1315, October 2013.

[37] Yonghyun Shim, Gwendolyn Hummel y Mina Rais-Zadeh, *"RF SWITCHES USING PHASE CHANGE MATERIALS",* en *IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS 2013*, pp. 237-240, January 2013.

[38] A. Crunteanu, A. Mennai, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, *"*Out-of-Plane and Inline RF Switches based on Ge2Sb2 Te5 Phase Change Material*",* en*2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS),*pp. 1-4, June 2014.

[39] Muzhi Wangi, y Mina Rais-Zadehi, *"Directly Heated Four-Terminal Phase Change Switches",* en *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 1-4, June 2014.

[40] Pavel Borodulin, Nabil El-Hinnawy, Ferdinand C. Kuss, Robert M. Young, Robert S. Howell, y Mike Lee, *"Low-Loss, Non-volatile, Phase-Change RF Switching Technology for System Reconfigurability and Reliability",* en *Proc. of SPIE*, Vol. 9096 90960B, pp. 1-6, November 2014.

[41] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, Evan B. Jones, Robert S. Howell, Michael J. Lee, and Robert M. Young, *"Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials",* en *Applied Physics Letters 105*, pp. 1-5, 2014.

[42] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Evan B. Jones, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Jeff Hartman, Robert S. Howell, Michael J. Lee, y Robert M. Young, *"Improvements in GeTe-Based Inline Phase-Change Switch Technology for RF Switching Applications",* en *CS MANTECH Conference*, pp. 401-403, May 2014.

[43] Muzhi Wang, Yonghyun Shim, y Mina Rais-Zadeh, *"A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch",* en *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, Vol. 35, No. 4, pp. 491-493, April 2014.

[44] Jeong-sun Moon, Hwa-ehang Seo, y Due Le, *"Development toward High-power Sub-I-ohm DC-67 GHz RF Switches using Phase Change Materials for Reconfigurable RF Front-end",* en *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS),*pp. 1-3, June 2014.

[45] Jeong-sun Moon, H.-C. Seo, y Dustin Le, *"High Linearity 1-ohm RF switches with Phase-change Materials",* en *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 7-9, January 2014.

[46] Yuchao Yang y Wei Lu, *"Nanoscale resistive switching devices: mechanisms and modeling",* en *RSC Publishing Nanoscale*, pp. 10076-10092, 2013.

[47] James A. Nessel, Richard Q. Lee, Carl H. Mueller, Michael N. Kozicki, Minghan Ren, y Jacki Morse, *"*A Novel Nanoionics-based Switch for Microwave Applications*",* en *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1051 - 1054, 2008.

[48] Minghan Ren, *"Lateral Programmable Metallization Cell Devices And Applications",* en *A Dissertation of Arizona State University*, 2011.

[49] James Nessel, Richard Lee, *"CHALCOGENIDE NANOIONIC-BASED RADIO FREQUENCY SWITCH",* en *US 7,923,715 B2,* pp. 1-15, April 2011.

[50] James Nessel, Richard Lee, *"CHALCOGENIDE NANOIONIC-BASED RADIO FREQUENCY SWITCH",* en *US 8,410,469 B2,* pp. 1-15, April 2013.

[51] Frank B. Gross, "*Reconfigurable antennas: Switching Speeds and Other Parameters*", en *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*, McGraw-Hill, pp. 296-297, 2011.

[52] Varittha Sanphuang, Nima Ghalichechian, Niru K. Nahar, and John L. Volakis, "*Phase Change Materials for Reconfigurable Systems*", en *IEEE-2014 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium),* pp. 209, 2014.

Capítulo 2

MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE.

En este segundo capítulo se presenta los conceptos básicos de los materiales de Calcogenuro de cambio de fase. Así mismo, se muestra el análisis del funcionamiento del conmutador de RF basado en el material de Calcogenuro de cambio de fase, a través del uso de software especializado tanto en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia como en simulación de problemas basados en la Física. Además, se presenta la medición de resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura. Para restaurar la resistencia del depósito de GeTe se aplicó un voltaje de $\mathbf{30}[\boldsymbol{V}]$***.***

2.1 INTRODUCCIÓN A LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE.

En 1968, Ovshinsky propone el concepto de usar calcogenuros como materiales para almacenar información.

En 1971, se logra la primera conmutación óptica de los calcogenuros, la cual fue reportada por Feinleib.

En 1980, se logra desarrollar un medio de almacenamiento óptico regrabable basado en los calcogenuros, la cual fue reportada por Yamada. Esto trajo como consecuencia el desarrollo de memorias ópticas. Como ejemplos tenemos los Discos Compactos Regrabables (*CD*), los Discos Versátiles Digitales (*DVD*) y finalmente los discos de *Bluray*.

En el 2000, compañías como Samsung, Intel, IBM, Macronix y STMicroelectronics empiezan la investigación y desarrollo de la tecnología de Memoria de Acceso Aleatorio de Cambio de Fase (*PCRAM*).

En el 2013, aparecen los primeros trabajos de los conmutadores de RF basados en los calcogenuros.

2.2 CONCEPTOS BÁSICOS DE LOS MATERIALES DE CALCOGENURO DE CAMBIO DE FASE.

Iniciaremos primero por introducir *los conceptos básicos de los materiales de calcogenuro de cambio de fase* con el fin de poder explicar la propuesta de diseño. Este tipo de materiales contienen uno (o más) de los elementos del Grupo VI de la tabla periódica. Los materiales de calcogenuro de cambio de fase (PCM, *Phase Change Material*) obtuvieron su nombre de su característico comportamiento de la transformación de fase. Con la variación grande entre una fase amorfa y una fase cristalina, esta clase de material posee un inusual alto contraste en sus propiedades físicas, como la constante dieléctrica y la constante de resistividad. La última mencionada es la más importante propiedad del material y más de los trabajos desarrollados se centran en los cambios de resistencia en el material. Es importante decir que este tipo de materiales presentan una propiedad interesante llamada memoria no volátil, se refiere a que el estado de fase del material en el que se encuentra se puede mantener sin necesidad de una fuente externa.

A continuación se ilustra el principio de la grabación de los PCM y el perfil de la temperatura de grabación de la capa para el proceso de escritura y borrado. Los PCM tiene la propiedad única de conmutación reversible entre la fase amorfa y la fase cristalina bajo el tratamiento térmico específico por medio de impulsos eléctricos. La fase amorfa es un estado en donde los átomos están dispuestos en forma desordenada, mientras que la fase cristalina es un estado donde los átomos están dispuestos en forma organizada. La fase amorfa tiene un camino de baja conducción de electrones que impide el flujo de corriente gracias a la dispersión de electrones, esto resulta en una alta resistencia cuando se compara con la fase cristalina.

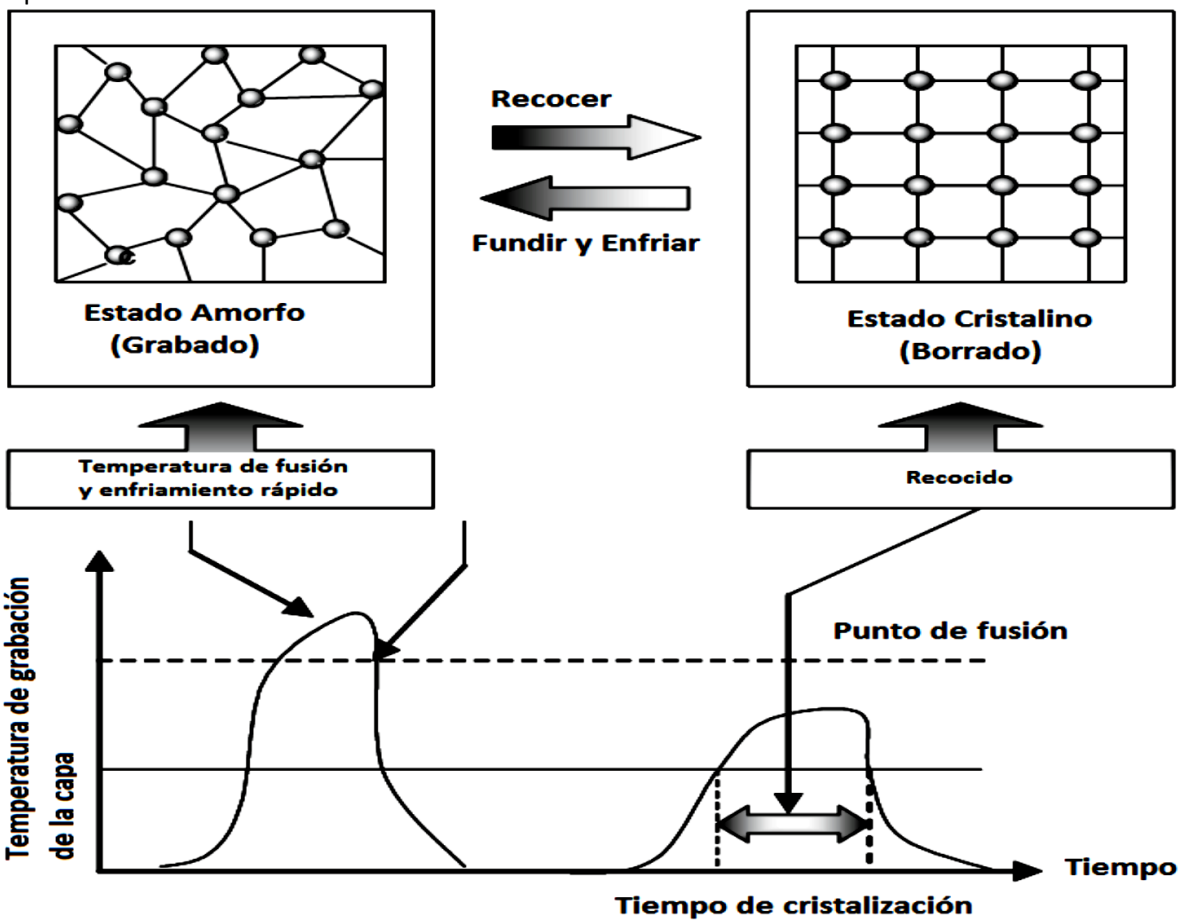


Fig.2.1- ***Principio de la grabación del material de calcogenuro de cambio de fase y el perfil de la temperatura de grabación de la capa para el proceso de escritura y borrado [1].***

Un pulso eléctrico de duración corta y amplitud grande se utiliza para pasar al estado amorfo. Este pulso provee suficiente energía para alcanzar la temperatura de fusión del material para desordenar los átomos y es seguido por un rápido enfriamiento de los átomos, esto transforma el material desde la fase cristalina a una fase amorfa. La medición de la resistencia del material se realiza a través de un pulso eléctrico de amplitud baja. Este pulso de voltaje de lectura debe ser lo suficientemente bajo para prevenir la trasformación de fase no deseada. Un pulso de alta energía es requerida para alcanzar la temperatura de fusión del material comparado con la energía necesaria para alcanzar la temperatura de cristalización del material, desde que la temperatura de cristalización es menor que la temperatura de fusión del material.

Muy recientemente, la resistencia de los materiales de calcogenuro de cambio de fase han venido siendo investigados para aplicaciones de conmutadores de RF. Es importante recordar que los requerimientos básicos del conmutador es contar con una resistencia baja en el estado de encendido, una gran variación de la conductividad entre el estado de encendido y apagado, y una capacitancia parasita baja. Una de las aplicaciones para los conmutadores con baja resistencia en el estado de encendido está directamente relacionada con el hecho de proveer un factor de calidad mayor en los circuitos de RF. Dentro de los PCM la aleación que cumple con lo anterior es *GeTe*. Este tipo de material exhibe una baja resistencia en el estado cristalino, una alta resistencia en el estado amorfo y una gran variación de la conductividad entre el estado de encendido y apagado. A continuación se muestra la medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura [2].

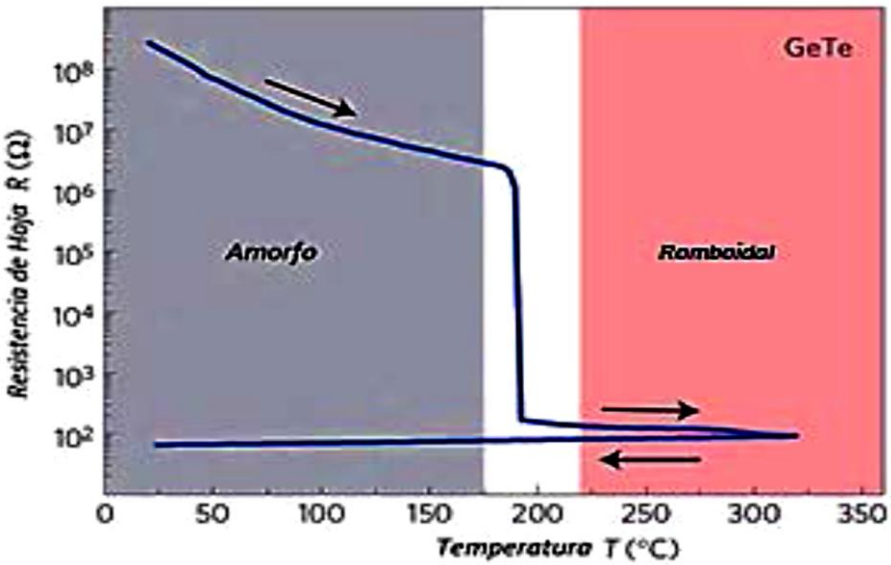


Fig.2.2- ***Dependencia de la Temperatura de la Resistencia de Hoja. Dependencia de Temperatura de la Resistencia de Hoja de un espesor de 80 [nm] de una película de GeTe medido en una geometría de van der Pauw en calentamiento y subsecuente enfriamiento a temperatura ambiente. La cristalización de la película de GeTe de estado amorfo inicia en*** $192°[C]$ ***y es acompañada por una distintiva caída de la resistencia. Y finalmente se enfría a temperatura ambiente manteniendo el estado cristalino [2].***

En las aplicaciones de conmutadores de RF se requiere que el dispositivo presente una baja resistencia en estado de encendido y en estado de apagado una capacitancia. En los dispositivos de conmutación de estado sólido, la capacitancia de estado de apagado puede ser mejorada por el cambio de la geometría del dispositivo pero solo apenas a expensas de degradar la resistencia del estado de encendido, y viceversa. El rendimiento último es limitado por la resistencia de hoja del canal conmutable. La resistencia de hoja de las películas de PCM conmutable, como Teluro de Germanio (*GeTe*) puede ser más de un orden de magnitud menor que la del estado del arte del FET, lo que permite un interruptor de baja resistencia en el estado de encendido para la misma o similar geometría del dispositivo.

La transición entre el estado amorfo (aislante) y el estado cristalino (conductivo) es acompañada por el calentamiento y enfriamiento del PCM. Cuando el PCM está en estado cristalino, la transición al estado amorfo es lograda por calentar está más allá de la temperatura de fusión ($T_M = 725° [C]$) y enfriando esta rápidamente para que se solidifique los átomos en el estado amorfo. Cuando el PCM está en estado amorfo, la transición al estado cristalino es logrado por calentar el material cerca de su temperatura de recristalización ($T_C = 190° [C]$), que es la temperatura en que la nucleación y el crecimiento de granos cristalizados es permitido.

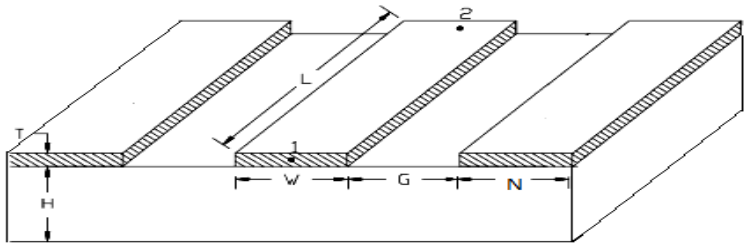
Para lograr la transición entre estos estados se puede seleccionar cualquiera de los dos métodos de calentamiento por efecto de Joule: Calentamiento Directo o Calentamiento Indirecto, ambos métodos requieren de la aplicación de Pulsos de Corriente (o Voltaje). En el caso del Calentamiento Directo, la Corriente fluye directamente por el PCM y con ello se puede lograr la transición entre el estado cristalino y el estado amorfo. Mientras que en el caso del Calentamiento Indirecto, la línea de calentador se coloca de manera adyacente al conmutador y está aislada eléctricamente del camino de la señal de RF pero térmicamente acoplada a la vía del PCM.

De acuerdo al artículo [3 - 6] se usó una estructura de conmutador en línea, el cual fue diseñado para presentar una resistencia baja en el estado de encendido, con un calentador de control independiente colocado transversalmente al conmutador para poder cambiar la fase. El calor generado por el calentador es conducido a través de una barrera aislante eléctricamente hasta el PCM.

Para poder entender mejor cómo es que funciona el conmutador de RF basado en el PCM, se recurrió a utilizar un simulador. Dado que en el artículo [4] no se daban todas las dimensiones, se procedió a diseñar la guía de onda coplanar con *TXLINE 2001*, y posteriormente se construyó la guía de onda coplanar en un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia.

En la *Tabla 2.1* se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia de la línea para el modo dominante de la guía de onda coplanar.

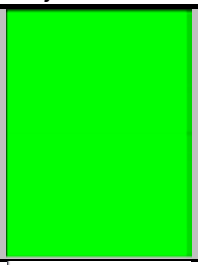
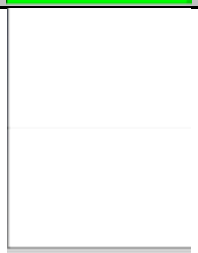
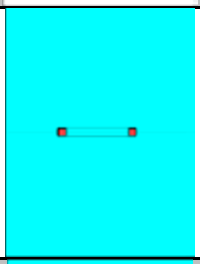
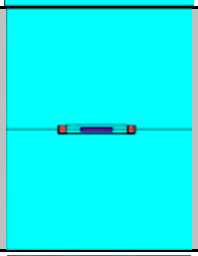
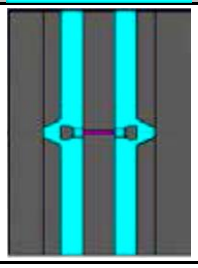
Tabla 2.1- Comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia de la línea para el modo dominante de la guía de onda coplanar.

Descripción:	*Parámetro:*	*Valor: [μm]*	*Esquema de la guía de onda coplanar.*	
Longitud Física	*L=*	*140*		
Ancho	*W=*	*18*		
Brecha	*G=*	*13*		
Altura	*H=*	*100*		
Ancho de los extremos	*N=*	*30*		
Espesor	*T=*	*1*		
Frecuencia de operación [GHz]			*La impedancia de la línea para el modo dominante de la guía de onda coplanar [Ω]*	
			Usando el TXLINE 2001	*Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia*
11			*52.571*	*49.3965*

Una vez obtenidas todas las dimensiones faltantes, se procedió a diseñar el conmutador de RF basado en el PCM de acuerdo al artículo [4].

En la *Tabla 2.2* se muestra el proceso de fabricación del conmutador de RF basado en el PCM de acuerdo al artículo [4].

Tabla 2.2- Proceso de fabricación del conmutador de RF basado en el PCM de acuerdo al artículo [4].

Vista Superior del proceso de fabricación.	*Dimensiones Físicas*		*Descripción.*
	*Ancho del Sustrato*	$104\ [\mu m]$	*Vista superior del Sustrato constituido por el material Silicio.*
	Largo del Sustrato	$140\ [\mu m]$	
	Espesor del Sustrato	$100\ [\mu m]$	
	*Ancho del Sustrato Aislante*	$104\ [\mu m]$	*Posteriormente se deposita el material Dióxido de Silicio como Sustrato Aislante.*
	Largo del Sustrato Aislante	$140\ [\mu m]$	
	Espesor del Sustrato Aislante	$30\ [nm]$	
	Ancho del Resistor de película delgada	$4.8\ [\mu m]$	*Enseguida se deposita el material Níquel Cromo como Resistor de película delgada.*
	Largo del Resistor de película delgada	$44\ [\mu m]$	
	Espesor del Resistor de película delgada	$120\ [nm]$	
	*Ancho de la Barrera Dieléctrica*	$104\ [\mu m]$	*Después se deposita el material Nitruro de Silicio como Barrera Dieléctrica.*
	Largo de la Barrera Dieléctrica	$140\ [\mu m]$	
	Espesor de la Barrera Dieléctrica	$30\ [nm]$	
	Ancho de los espacios descubiertos	$7.5\ [\mu m]$	
	Largo de los espacios descubiertos	$4.8\ [\mu m]$	
	*Ancho del PCM*	$18\ [\mu m]$	*Enseguida se depositó el material GeTe como PCM. Después del proceso anteriormente mencionado es necesario cristalizar inicialmente el GeTe, para ello se lleva a cabo un horneado a 220℃ durante 15 minutos.*
	Largo del PCM	$2\ [\mu m]$	
	Espesor del PCM	$75\ [nm]$	
	Ancho de los espacios descubiertos	$7.5\ [\mu m]$	
	Largo de los espacios descubiertos	$4.8\ [\mu m]$	
	*Largo del Contacto de Metalización*	$140\ [\mu m]$	*Posteriormente se depositó el material Ti/Au como Contacto de Metalización.*
	Ancho del Contacto de Metalización	$18\ [\mu m]$	
	Brecha del Contacto de Metalización	$13\ [\mu m]$	
	Ancho de los extremos del Contacto de M	$30\ [\mu m]$	
	Espesor del Contacto de Metalización	$1\ [\mu m]$	
	Ancho del espacio descubierto	$18\ [\mu m]$	
	Largo del espacio descubierto	$2\ [\mu m]$	
	Ancho del electrodo	$7.5\ [\mu m]$	
	Largo del electrodo	$7.5\ [\mu m]$	

De acuerdo al artículo [4], para convertir el PCM al estado amorfo, un pulso de voltaje corto aplicado a través de las terminales del Resistor de película delgada provoca un incremento en la temperatura del Resistor de película delgada gracias al calentamiento de Joule. El calor desde este pulso se conduce desde el Resistor de película delgada a través de la barrera dieléctrica al PCM, aumentando la temperatura del PCM cerca del punto de fusión de $T_M = 725°[C]$ por el final del pulso. El enfriamiento natural que toma lugar en el final del pulso es suficientemente rápido para enfriar los átomos del PCM en el estado amorfo.

La longitud del ciclo de enfriamiento es una función de la configuración del material en torno al PCM y Resistor de película delgada, fue optimizado antes de la fabricación usando un software. Para convertir el PCM amorfo de regreso el estado cristalino, un pulso de baja intensidad fue aplicado a través del calentador, causando que la temperatura del PCM incremente cerca de la temperatura de recristalización de $T_C = 190°[C]$ pero permaneciendo debajo de la temperatura de fusión a través de la duración del pulso.

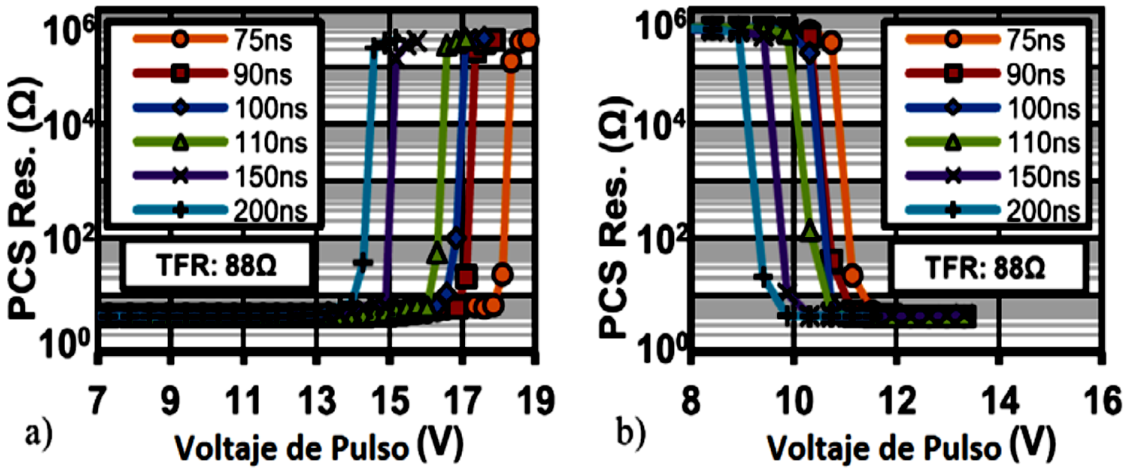


Fig.2.3- ***Medición a) Voltaje de Pulso para Amorfizar y b) Voltaje de Pulso para Recristalizar para diferentes anchos de pulso en el conmutador. El eje x muestra el voltaje del pulso a través del Resistor de película delgada de*** $88\,[\Omega]$***, y el eje y muestra la resistencia PCS (GeTe) resultante en la línea [4].***

Para poder entender mejor cómo es que se realiza la transición entre el estado amorfo y el estado cristalino del conmutador de RF basado en el PCM, se recurrió a utilizar un simulador.

En la *Fig.2.4* se muestra los puertos de calentamiento que están directamente conectados con los extremos del Resistor de película delgada (*TFR*) que a su vez está rodeado de material dieléctrico, encima del material dieléctrico se encuentra el material *GeTe* que conecta las dos secciones del conductor central de la guía de onda coplanar.

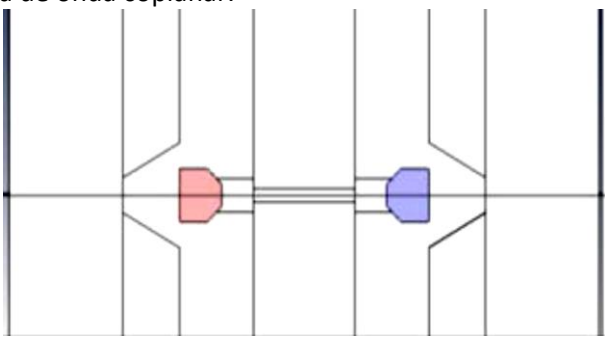
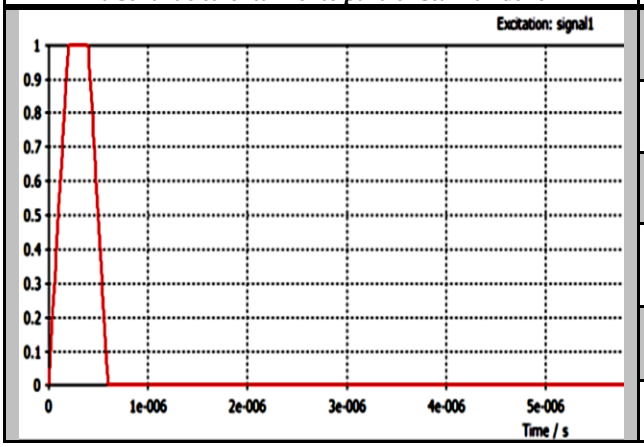


Fig.2.4- ***Esquema de los puertos de calentamiento que están directamente conectados con los extremos del Resistor de película delgada.***

En la *Tabla 2.3* se muestra los parámetros de la señal de calentamiento para cristalizar *GeTe* que se aplica en los puertos de calentamiento.

Tabla 2.3- Parámetros de la señal de calentamiento para cristalizar GeTe que se aplica en los puertos de calentamiento.

La señal de calentamiento para cristalizar GeTe.	*Parámetro de la señal de calentamiento*	*Valor*
	*Voltaje:*	$8\ [V]$
	Corriente eléctrica:	$102.9177\ [mA]$
	Resistencia:	$88\ [\Omega]$
	Potencia:	$823.1045\ [mW]$
	Duración:	$200\ [ns]$
	Energía:	$164.6209\ [nJ]$

En la *Fig.2.5* se muestra en simulación lo que sucede cuando aplicamos el pulso de cristalización en el Resistor de película delgada. Se puede observar cómo se va propagando las ondas de calor generadas por el Resistor de película delgada por el cual circula la señal de pulso, logrando así calentar el material *GeTe* para llevarlo a un estado cristalino.

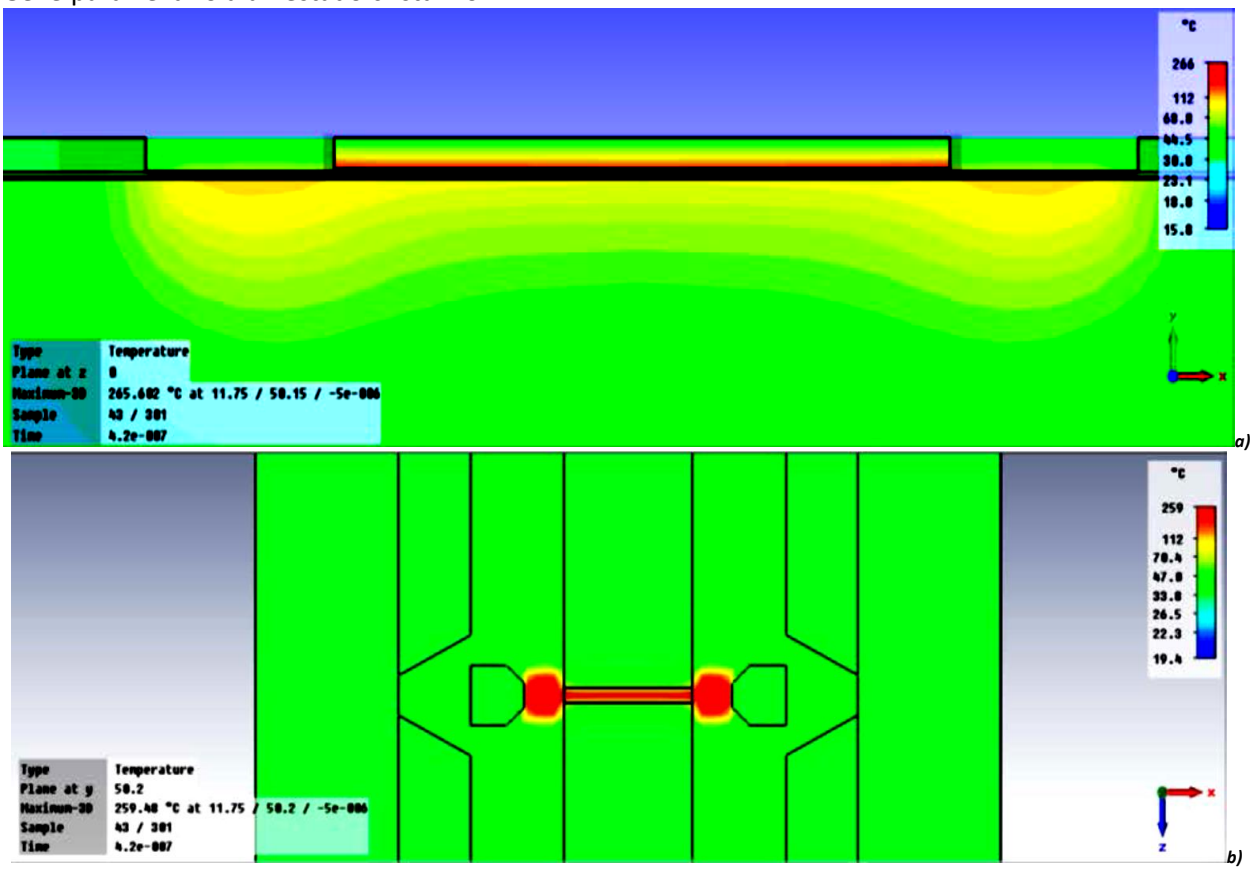
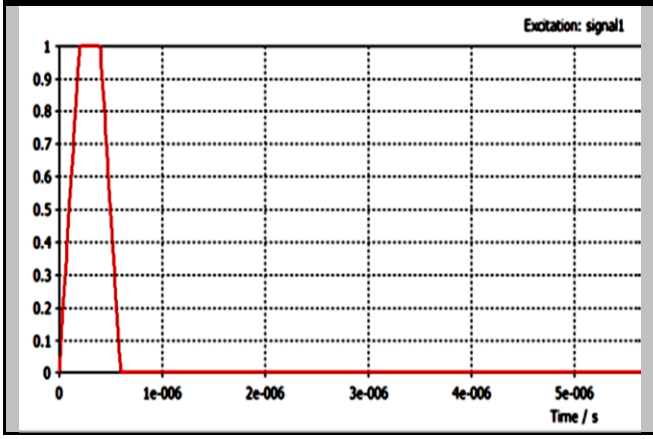


Fig.2.5- ***Simulación Térmica para el caso de la cristalización: a) Vista Frontal, b) Vista Superior.***

En la *Tabla 2.4* se muestra los parámetros de la señal de calentamiento para amorfizar *GeTe* que se aplica en los puertos de calentamiento.

Tabla 2.4- Parámetros de la señal de calentamiento para amorfizar GeTe que se aplica en los puertos de calentamiento.

La señal de calentamiento para amorfizar GeTe.	*Parámetro de la señal de calentamiento*	*Valor*
	*Voltaje:*	$15\ [V]$
	Corriente eléctrica:	$192.8596\ [mA]$
	Resistencia:	$88\ [\Omega]$
	Potencia:	$2.8937\ [W]$
	Duración:	$200\ [ns]$
	Energía:	$578.74\ [nJ]$

En la *Fig.2.6* se muestra en simulación lo que sucede cuando aplicamos el pulso de amorfización en el Resistor de película delgada. Se puede observar cómo se va propagando las ondas de calor generadas por el Resistor de película delgada por el cual circula la señal de pulso, logrando así calentar el material *GeTe* para llevarlo a un estado amorfo.

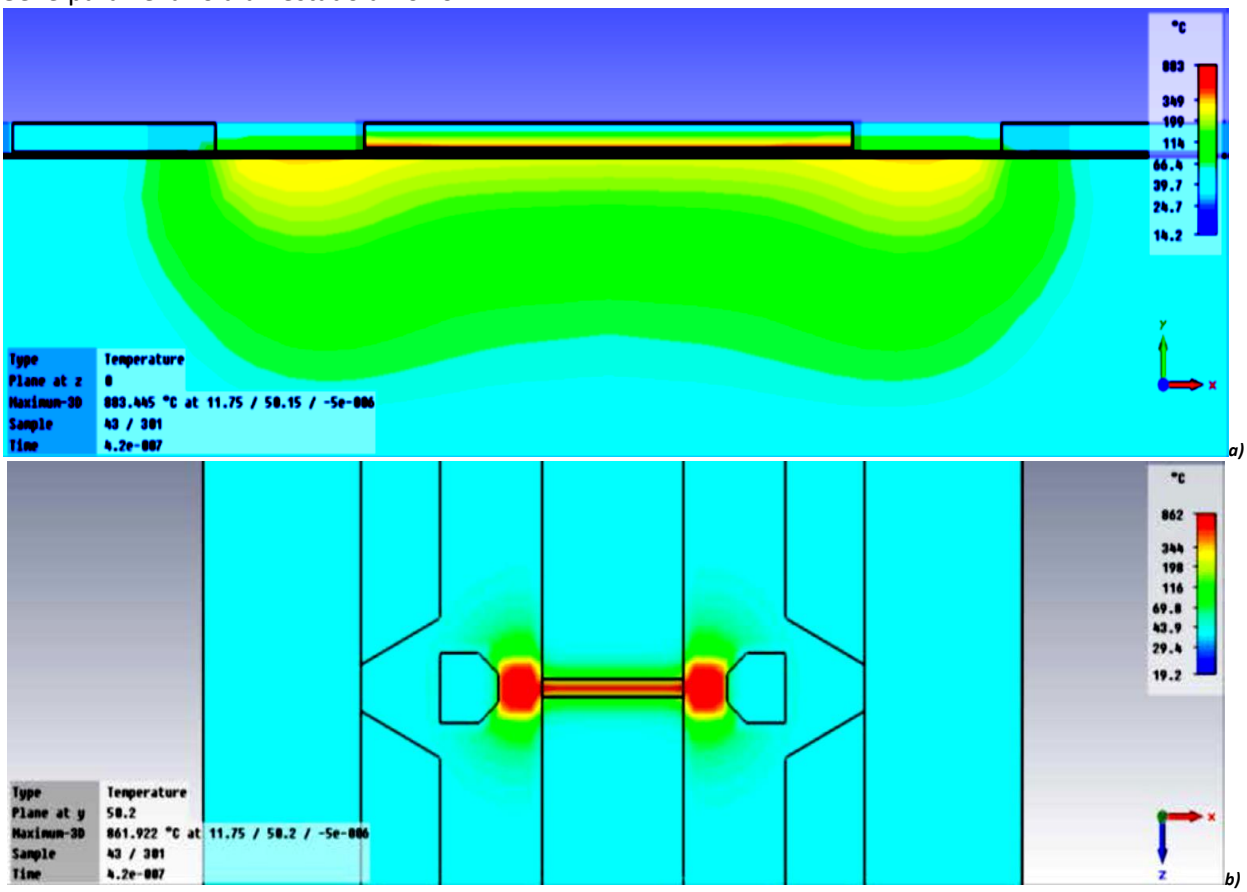


Fig.2.6- ***Simulación Térmica para el caso de la amorfización: a) Vista Frontal, b) Vista Superior.***

A partir de la siguiente ecuación se puede entender lo que está sucediendo en la simulación térmica para el caso de la cristalización y en la simulación térmica para el caso de la amorfización:

$$q\,[W]\cdot t\,[s] = m_f[kg]\cdot C_p\left[\frac{J}{kg\cdot K}\right]\cdot \Delta T[K] + U\left[\frac{W}{m^2\cdot K}\right]\cdot A[m^2]\cdot (T(t)-T_a)[K]\cdot t[s] \qquad (2.1)$$

Dónde: q es la potencia de calentamiento de Joule, t es el tiempo de duración del pulso, m_f es la masa del material a calentar, C_p es el calor específico o capacidad calorífica del material a calentar, $\Delta T = (T_f - T_i)$ es la diferencia de temperaturas entre la temperatura final T_f y la temperatura inicial T_i, U es el coeficiente de transferencia de calor total, A es la superficie en la cual tiene lugar la transferencia de calor, $T(t)$ es la temperatura de la superficie del objeto en un tiempo t y T_a es la temperatura de sus alrededores. La parte de color rojo está relacionada con el calor requerido para cambiar la temperatura de la masa m_f y la parte de color azul está relacionada con la Ley de Enfriamiento de Newton.

El calor requerido para cambiar la temperatura de la masa m_f, es la cantidad de calor necesaria para elevar la temperatura de una masa m_f en un intervalo de temperatura ΔT. Mientras que la Ley de Enfriamiento de Newton nos dice que la tasa de cambio de la temperatura de un objeto en un tiempo t es proporcional a la diferencia entre su temperatura $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a.
Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es pequeña y su duración es larga: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ·tiende a ser de un valor pequeño ya que hay un cambio gradual entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a. Lo anterior implica que habrá un menor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto pequeño.

Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es grande y su duración es corta: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ·tiende a ser de un valor considerable ya que hay un cambio brusco entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a. Lo anterior implica que habrá un mayor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto considerable. Por otro lado, ya que existe un cambio brusco entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a implica que después de que termine el pulso en un tiempo t seguirá un enfriamiento rápido.

A continuación se muestran diferentes vistas magnificadas del *IPCS* fabricada en los estados de encendido y apagado para demostrar la diferencia óptica entre el estado cristalino y el estado amorfo de película *GeTe*. En la *IPCS* en el estado de apagado se puede observar una franja oscura claramente definida por el centro de *GeTe*, que es ortogonal a la traza de la señal RF. Esta franja oscura es *GeTe* amorfo que impide el flujo de corriente horizontal. Por otro lado, se observan las mejores características que hasta el momento se tienen de las pérdidas por inserción y aislamiento medido y modelado para el conmutador [5, 6].

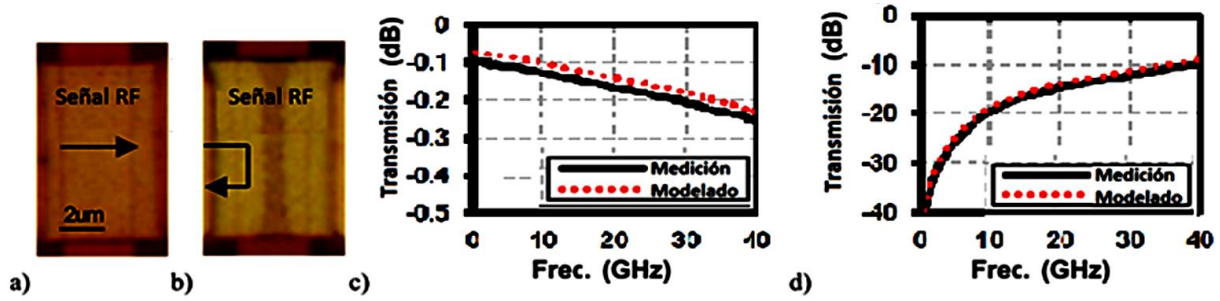


Fig.2.7- a) Estado Cristalino y b) Estado Amorfo en el conmutador IPCS. Vale la pena destacar que solo un área limitada en el centro de la IPCS es amorfizada. c) Perdidas de inserción (En el estado de encendido) y d) Aislamiento (En el estado de apagado) medidas y modeladas [5, 6].

Por otra parte, el conmutador de RF basado en el PCM es capaz de manejar potencias de RF de onda continua de hasta $3.1\ [W]$ a $10\ [GHz]$.

Para poder entender mejor cómo es que se comporta el conmutador de RF basado en el PCM en el estado amorfo y el estado cristalino a frecuencias de microondas, se recurrió a utilizar un simulador.

En la *Tabla 2.5* se muestra los parámetros utilizados por el software especializado en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia para el caso de *GeTe* en estado cristalino.

Tabla 2.5- Parámetros utilizados por el software especializado en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia para el caso de GeTe en estado cristalino.

Espesor del PCS	Ancho del PCS	Longitud del PCS	Resistencia Eléctrica	Conductividad Eléctrica	Constante Dieléctrica
$75\ [nm]$	$18\ [\mu m]$	$2\ [\mu m]$	$4.48\ [\Omega]$	$330687.8307\ \left[\frac{S}{m}\right]$	5

En la *Tabla 2.6* se muestra los parámetros utilizados por el software especializado en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia para el caso de *GeTe* en estado amorfo.

Tabla 2.6- Parámetros utilizados por el software especializado en simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia para el caso de GeTe en estado amorfo.

Espesor del PCS	Ancho del PCS	Longitud del PCS	Resistencia Eléctrica	Conductividad Eléctrica	Constante Dieléctrica
$75\ [nm]$	$18\ [\mu m]$	$2\ [\mu m]$	$0.52\ [M\Omega]$	$2.849\ \left[\frac{S}{m}\right]$	5

En la *Fig.2.8* se muestra las características de "los parámetros S en escala en dB" del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado cristalino (de baja resistencia). Donde S_{21} (color verde) se refiere al coeficiente de Transmisión del puerto 1 al puerto 2 en escala de dB, mientras que S_{11} (color rojo) se refiere al coeficiente de Reflexión del puerto 1 en escala de dB. Cabe resaltar que en el artículo [4] reportan que su pérdida de inserción medida y la modelada son parecidas a la curva S_{21} (color verde).

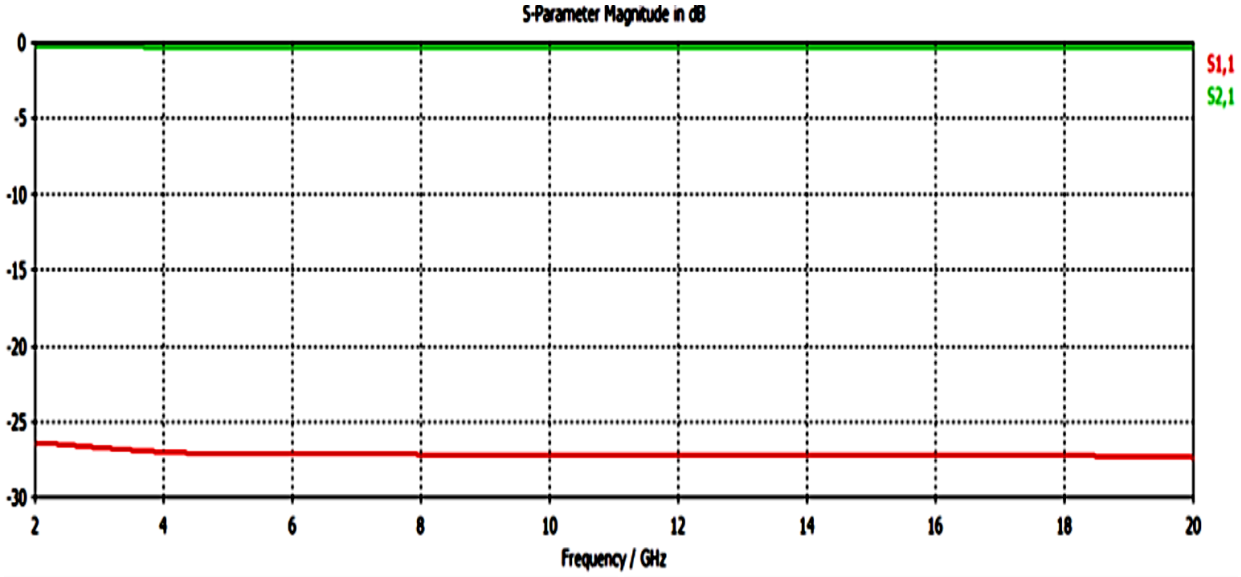


Fig.2.8- ***Parámetros S en escala en dB del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado cristalino (de baja resistencia).***

En la *Fig.2.9* se presenta "la carta de Smith" del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado cristalino (baja resistencia). Aquí se puede observar como la impedancia se mantiene en un valor cercano de $50\ [\Omega]$ que es tan característico de la guía de onda coplanar, ya que *GeTe* se encuentra en estado cristalino (baja resistencia).

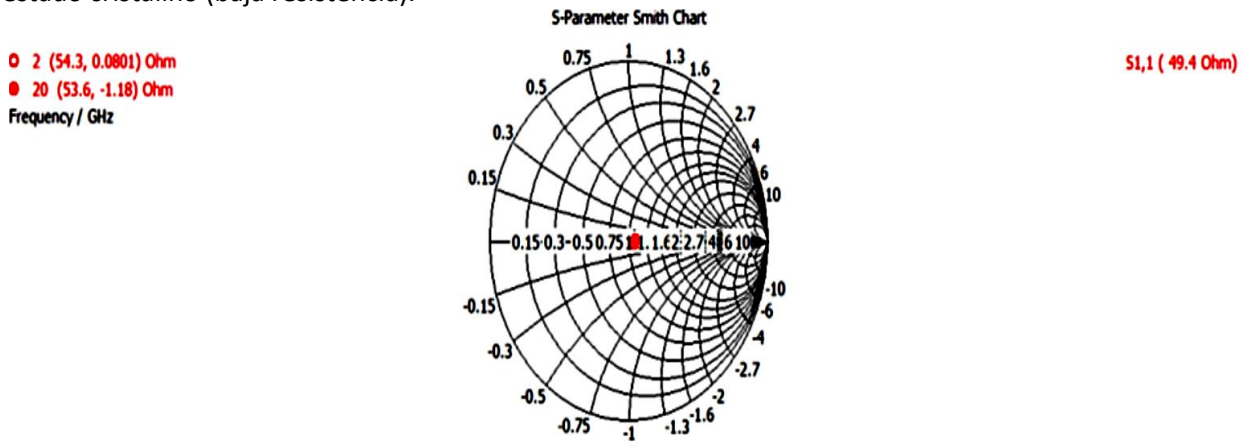


Fig.2.9- ***Carta de Smith del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado cristalino (baja resistencia).***

En la *Fig.2.10* se muestra las características de "los parámetros S en escala en dB" del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado amorfo (de alta resistencia). Donde S_{21} (color verde) se refiere al coeficiente de Transmisión del puerto 1 al puerto 2 en escala de dB, mientras que S_{11} (color rojo) se refiere al coeficiente de Reflexión del puerto 1 en escala de dB. Cabe resaltar que en el artículo [4] reportan que el aislamiento medido y el modelado son parecidos a la curva S_{21} (color verde).

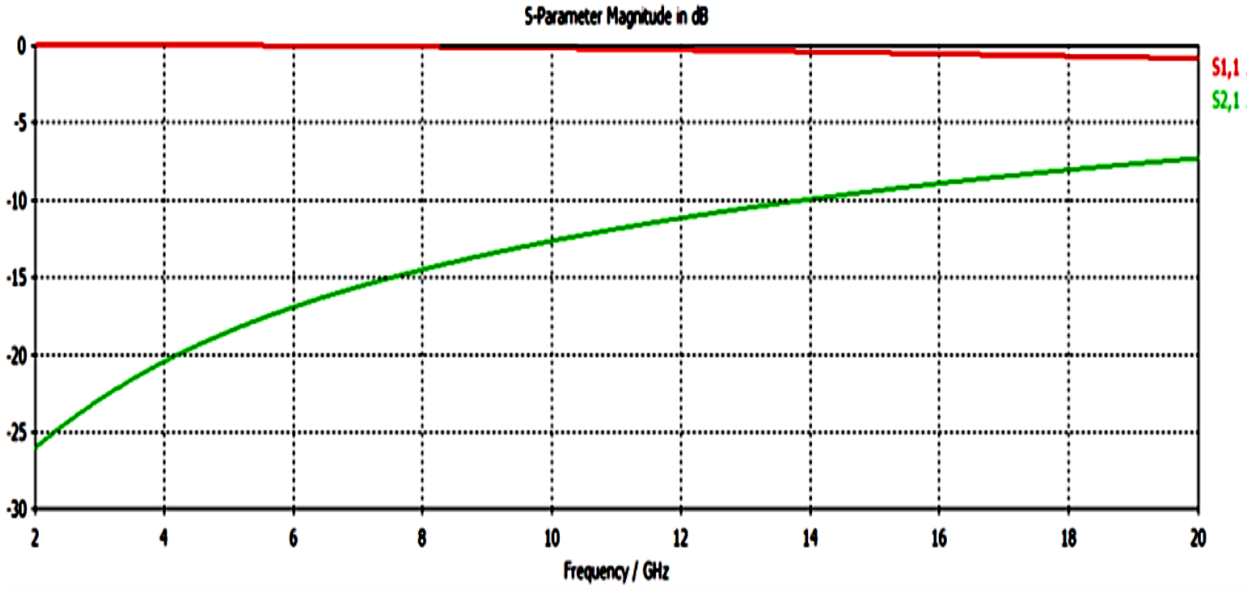


Fig.2.10- ***Parámetros S en escala en dB del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado amorfo (de alta resistencia).***

En la *Fig.2.11* se presenta "la carta de Smith" del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado amorfo (alta resistencia). Aquí se puede observar como ahora se tiene un comportamiento capacitivo, ya que *GeTe* se encuentra en estado amorfo (alta resistencia).

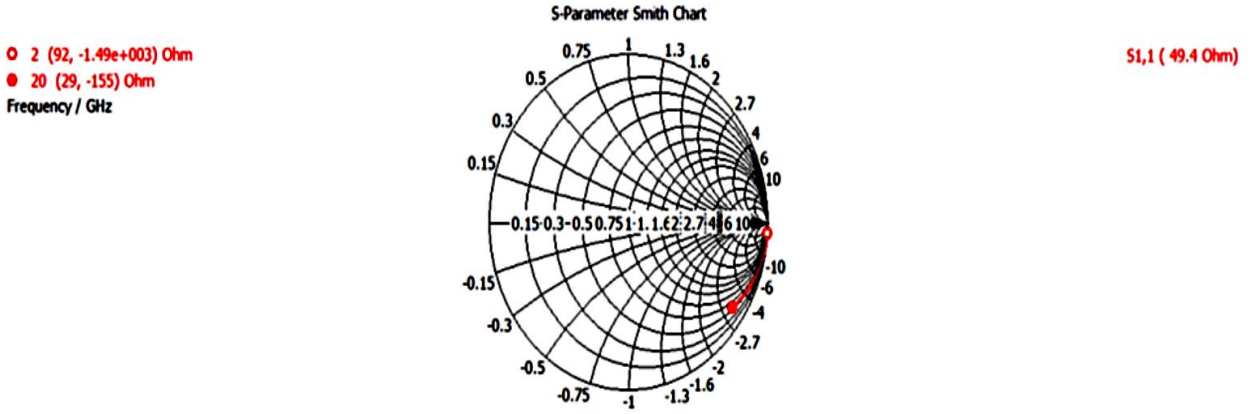


Fig.2.11- ***Carta de Smith del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado amorfo (alta resistencia).***

En la *Fig.2.12* se muestra el circuito equivalente del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado cristalino (de baja resistencia). Aquí se puede observar que los puertos de entrada P_1 y P_2 son de $50\ [\Omega]$ (que son tan característicos de la guía de onda coplanar). Después, una resistencia $R_3 = 0.01\ [\Omega]$ que se puso para representar las pérdidas propias de la guía de onda coplanar. Posteriormente se puso una resistencia $R_1 = 4.48\ [\Omega]$ (que representa la baja resistencia de *GeTe* cuando se encuentra en estado cristalino). Dicha resistencia R_1 está en paralelo con una capacitancia $C_2 = 35.14\ [fF]$ (que representa la discontinuidad del conductor central en la cual se colocó *GeTe*). Subsiguientemente se colocó una capacitancia $C_1 = 30\ [fF]$ (que representa la capacitancia formada por el Área común entre *GeTe* y el Resistor de película delgada, los cuales están separados por un dieléctrico). Dicha capacitancia C_1 está en serie con una carga a tierra $Z_1 = 22\ [\Omega]$ (que representa la resistencia en paralelo de los extremos del Resistor de película delgada que están conectados a su correspondiente puerto de la señal de calentamiento).

Cabe destacar que tal como se plantea en el artículo "*A Four-Terminal, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation [4]*", si nosotros solo consideremos la parte de la resistencia R_1 en paralelo con C_2, vamos a seguir obteniendo el mismo comportamiento para el caso del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado cristalino (de baja resistencia).

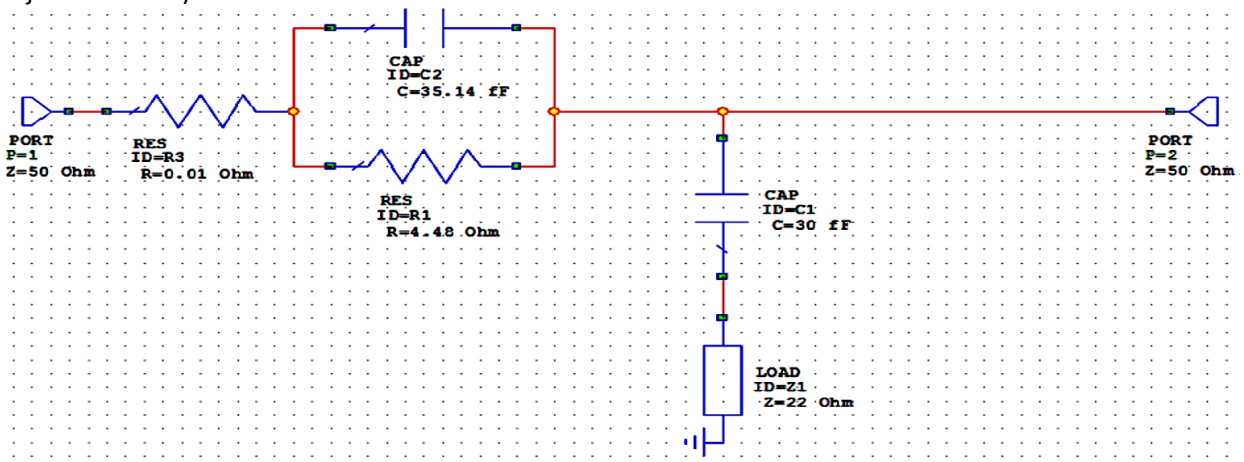


Fig.2.12- ***Circuito equivalente del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado cristalino (baja resistencia).***

En la *Fig.2.13* se muestra el circuito equivalente del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado amorfo (de alta resistencia). Aquí se puede observar que los puertos de entrada P_1 y P_2 son de $50\ [\Omega]$ (que son tan característicos de la guía de onda coplanar). Después, una resistencia $R_3 = 0.01\ [\Omega]$ que se puso para representar las pérdidas propias de la guía de onda coplanar. Posteriormente se puso una resistencia $R_1 = 0.52\ [M\Omega]$ (que representa la alta resistencia de *GeTe* cuando se encuentra en estado amorfo). Dicha resistencia R_1 está en paralelo con una capacitancia $C_2 = 35.14\ [fF]$ (que representa la discontinuidad del conductor central en la cual se colocó *GeTe*). Subsiguientemente se colocó una capacitancia $C_1 = 30\ [fF]$ (que representa la capacitancia formada por el Área común entre *GeTe* y el Resistor de película delgada, los cuales están separados por un dieléctrico). Dicha capacitancia C_1 está en serie con una carga a tierra $Z_1 = 22\ [\Omega]$ (que representa la resistencia en paralelo de los extremos del Resistor de película delgada que están conectados a su correspondiente puerto de la señal de calentamiento).

Cabe destacar que tal como se plantea en el artículo "*A Four-Terminal, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation [4]*", si nosotros solo consideremos la parte de la resistencia R_1 en paralelo con C_2, vamos a seguir obteniendo el mismo comportamiento para el caso del conmutador RF cuando *GeTe* se encuentra en estado amorfo (de alta resistencia).

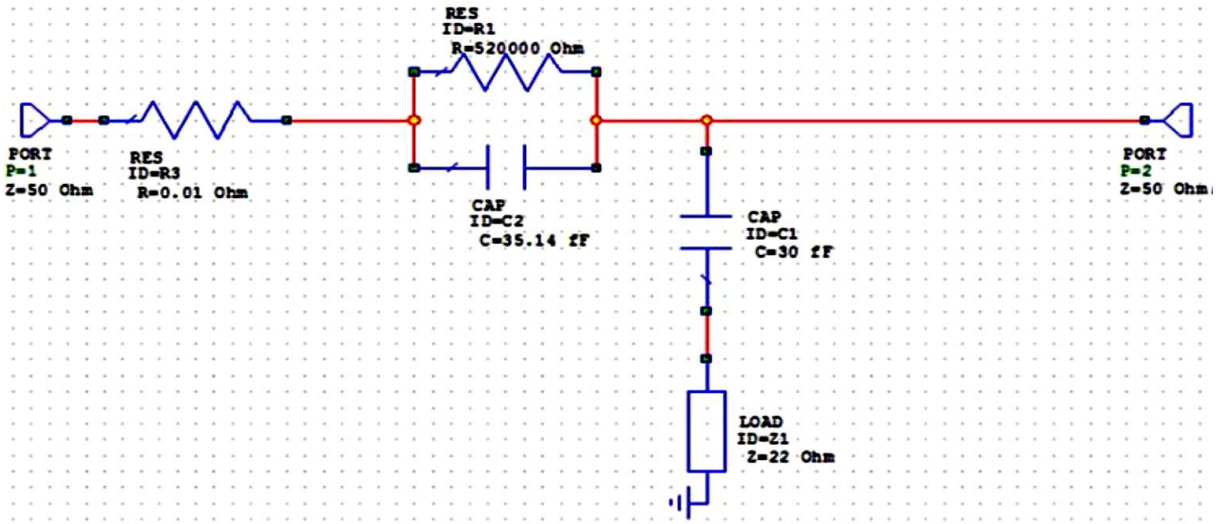


Fig.2.13- ***Circuito equivalente del conmutador RF cuando GeTe se encuentra en estado amorfo (alta resistencia).***

La razón de resistencia en estado amorfo/cristalino es de $1.16 \cdot 10^5$.

Los PCM son atractivos candidatos para usarse como conmutadores de RF ya que térmicamente se puede controlar la transición entre el estado amorfo (alta resistencia) y el estado cristalino (baja resistencia), que muestra varios órdenes de magnitud de cambio de resistividad. Los PCM son rápidos, presentan la propiedad de memoria no volátil y son de fácil fabricación. Como tales, tiene un gran potencial para la aplicación de módulos de RF reconfigurables de alta velocidad. Dentro de los PCM, *GeTe* se destaca por presentar una razón de resistencia entre el estado cristalino y el estado amorfo de 10^5, que lo hace un candidato para utilizarse como un conmutador de RF.

2.3 PROPUESTA DE DISEÑO.

En base a toda la teoría anteriormente mencionada se decidió primero probar el mecanismo de variación de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura. Para ello se realizó un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* bajo las siguientes características:

Tabla 2.7- Características de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
GeTe	*RF sputtering*	$1.6\ [\mu Torr]$	$5.1\ [mTorr]$	$20\ [W]$	$3\ [W]$	$0.1834\ [nm/s]$	$600\ [s]$	$110\ [nm]$	$1\ [in]$

Una vez depositado en estado amorfo la película delgada de *GeTe* sobre el sustrato, se requería medir la variación de la resistencia en función de la temperatura, así que para ello se recurrió a utilizar Alambres Magneto. Para poder unir los Alambres Magneto al depósito de *GeTe* se utilizó Epoxy de Plata. A continuación se muestra un esquema más detallado de la configuración utilizada para poder llevar a cabo la medición.

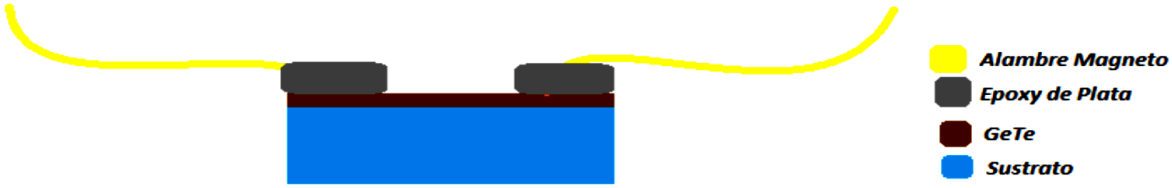


Fig.2.14- ***Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura.***

Una vez obtenida la configuración usada para medir la resistencia del depósito de la película delgada de *GeTe*, se procedió a utilizar la parrilla de la microsoldadora *West Bond* y un multímetro en la siguiente configuración.

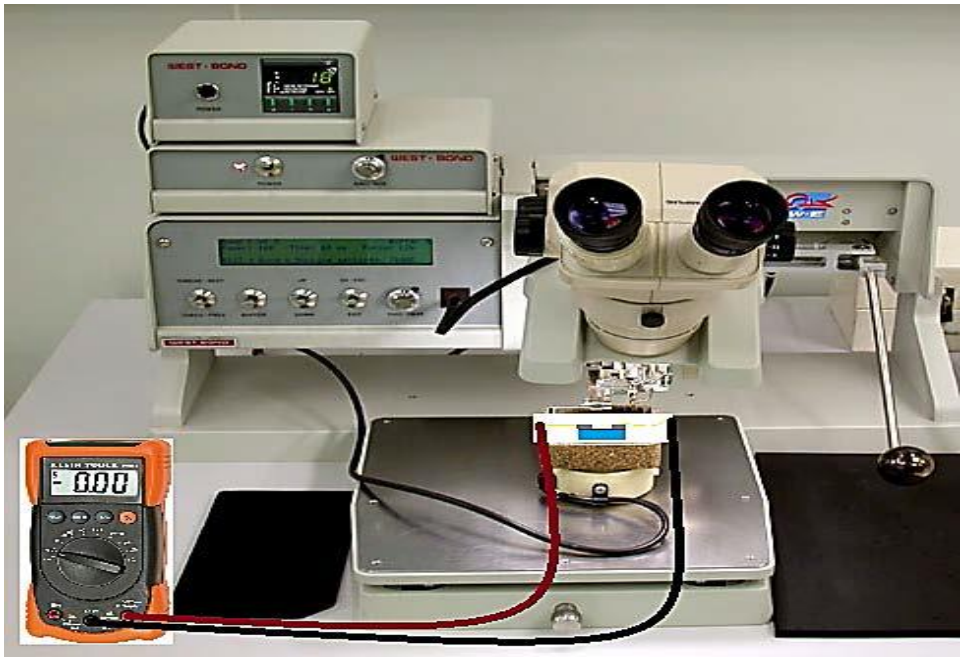


Fig.2.15- ***Configuración utilizada para medir la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura.***

Después del proceso de medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura se observó que la propiedad de memoria no volátil está presente cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$, pero cuando la distancia es de $2\ [cm]$ dicha propiedad no está presente. La explicación a esta situación se puede dar a partir de las fotografías tomadas en el microscopio de los especímenes utilizados para la medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura. En la *Fig.2.16 a) y b)* se puede observar como *GeTe* es dopado de *Ag* que proviene del Epoxy de Plata, formándose un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata, cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$.

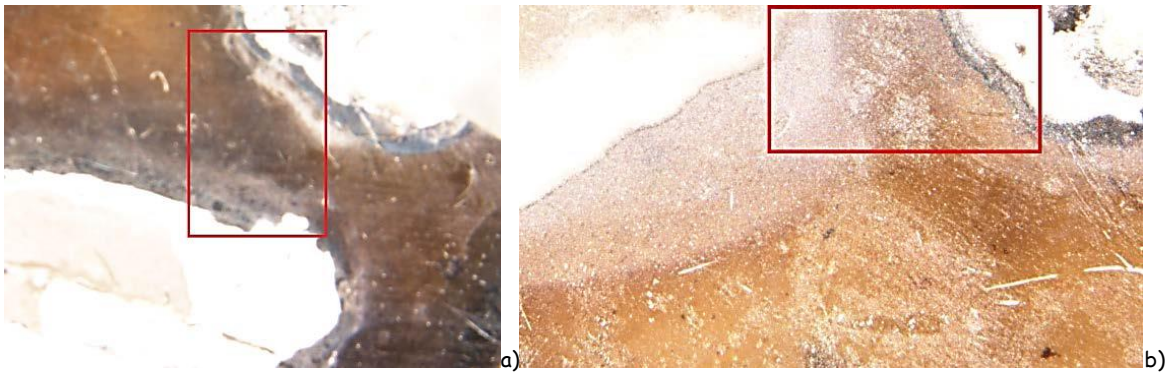


Fig.2.16-*En la fotografía a) y b) se muestra como GeTe dopado de Ag forma un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata, cuando la separación entre electrodos es de* $\mathbf{5\ [mm]}$.

El fenómeno de transporte que origino que *GeTe* se dopara de *Ag* se conoce como Difusión Común o Ley de Fick. Se afirma que este flujo de fluido se mueve de una región de mayor concentración a una región de menor concentración con una magnitud que es proporcional al gradiente de concentración. Cuando la concentración $C(x,t)$de difusión de impureza en un semiconductor se aproxima o excede la concentración intrínseca n_i de electrones o huecos a la temperatura de difusión, el coeficiente de difusión $D(x,t)$ no es una constante. Para tal situación, el flujo de difusión de impuridades $F_d(x,t)$ está dada por:

$$F_d(x,t) = -D(x,t)\frac{\partial C(x,t)}{\partial x} \qquad (2.2)$$

Donde $F_d(x,t)$ es el flujo de difusión, $D(x,t)$ es el coeficiente de difusión de la impureza en el semiconductor y puede ser una función de la posición y tiempo, y $C(x,t)$ es la concentración de la difusión en alguna posición x en el semiconductor en un tiempo t. Como se aprecia el flujo es proporcional tanto al coeficiente de difusión y al gradiente de concentración. El coeficiente de difusión es la constante de proporcionalidad (dependiente de la temperatura) que une el gradiente de concentración y el flujo de difusión. La difusión es térmicamente activada, con un coeficiente de difusión que está dado por:

$$D(T) = D_0 e^{\left(-\frac{E_a}{k_B \cdot T}\right)} \qquad (2.3)$$

Donde D_0 es el prefactor de difusión que contiene todos los términos de entropía, y E_a es la energía de activación para la difusión, k_B es la constante de Boltzmann y T es la temperatura.

A continuación se muestra gráficamente la primera medición hecha de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura para cuando la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$. Se puede observar que antes de $230\ [°C]$ no pudimos medir la resistencia con el multímetro ya que esta era muy alta.

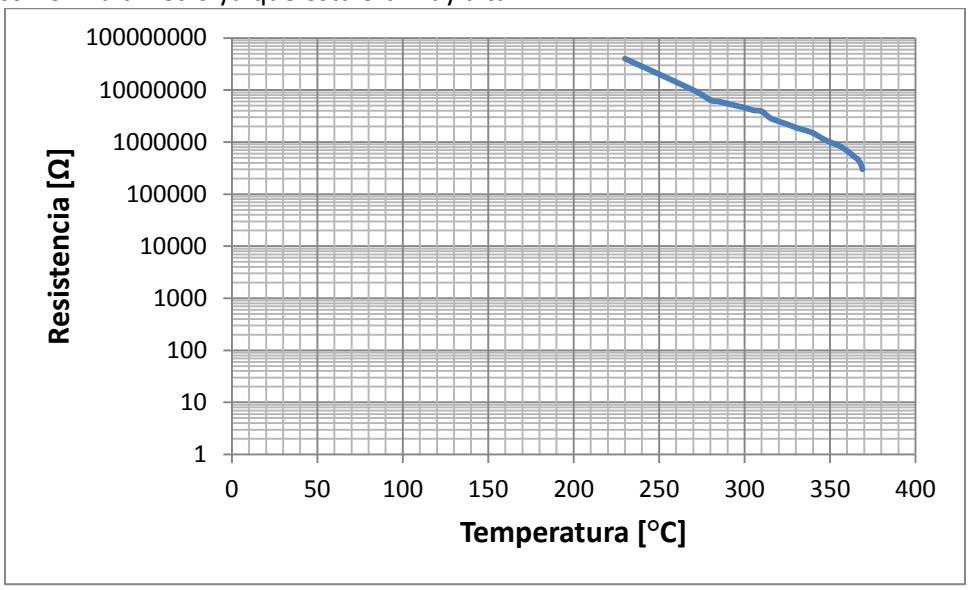


Fig.2.17-*Gráfica de Temperatura vs Resistencia para cuando la separación entre electrodos es de* $5\ [mm]$.

Una vez alcanzada la temperatura máxima de $366°C$ se decidio esperar $900\ [s]$ para ver si caía más la resistencia.

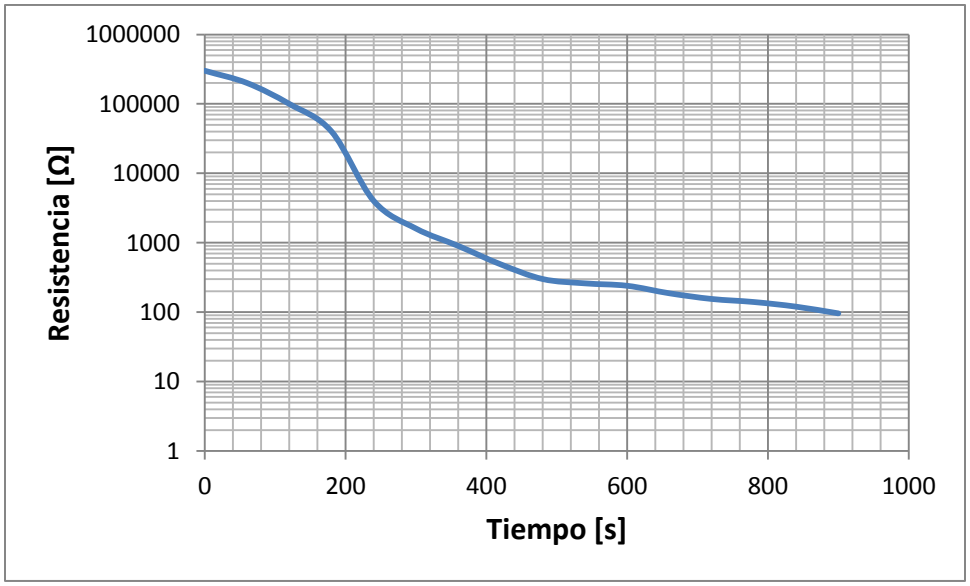


Fig.2.18-*Gráfica de Tiempo vs Resistencia para el caso de cuando la temperatura es* $T = 366\ [°C]$ *y la separación entre electrodos es de* $5\ [mm]$.

Para restaurar la resistencia a un estado alto se decido aplicar un voltaje de $30\ [V]$ obteniendo una resistencia de $0.666\ [M\Omega]$.

Después se decidió volver a realizar el experimento de la medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura para cuando la separación entre electrodos es de $5\ [mm]$.

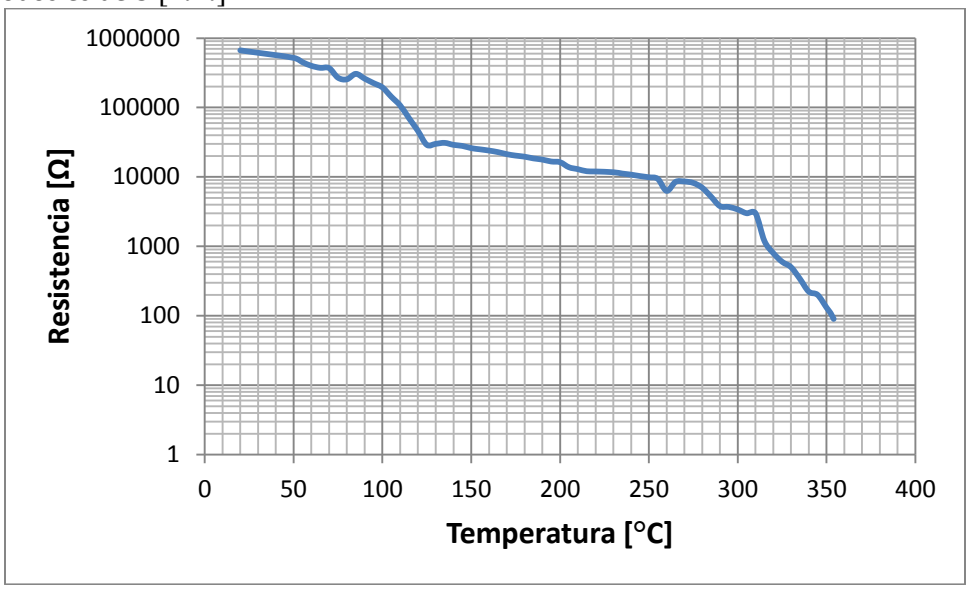


Fig.2.19-*Gráfica de Temperatura vs Resistencia para cuando la separación entre electrodos es de* $5\ [mm]$.

Y a continuación se volvió a aplicar un voltaje de $30[V]$ para volver a restaurar la resistencia a un estado alto obteniendo una resistencia de $1.36[M\Omega]$

Antes del proceso de calentamiento el dispositivo exhibe una resistencia muy alta (estado de apagado), después del proceso de calentamiento el dispositivo exhibe una resistencia baja (estado de encendido). La explicación a esta situación que se puede dar es que *GeTe* es dopado de *Ag* que proviene del Epoxy de Plata, formándose un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata y que vuelve al material conductivo, decreciendo la resistividad por varios ordenes de magnitud, obteniendo una resistencia baja que varía de $90\ [\Omega]$ o $96\ [\Omega]$. La resistencia de este dispositivo puede ser aproximada por:

$$R_{OFF} = R_{no\ dopado} \tag{2.4}$$

$$R_{ON} = R_{dopado} \tag{2.5}$$

Recordando que la resistencia eléctrica del material está definida como $R = (\rho l)/(wt)$. Donde, ρ es la resistividad de *GeTe* dopado de Plata (ρ depende de la fracción atómica de Plata en *GeTe*), l es la distancia entre electrodos, t es el espesor del Calcogenuro, y w es el ancho de la región dopada o no dopada entre los electrodos.

Para restaurar la resistencia a un estado alto (estado de apagado) se decido aplicar un voltaje de $30\ [V]$, con ello se logró destruir el puente de *GeTe* dopado de Plata que se había formado entre los electrodos, obteniendo una resistencia alta que varía de $0.666\ [M\Omega]$ o $1.36\ [M\Omega]$.

2.4 CONCLUSIONES.

1. Para lograr la transición entre los estados de la fase amorfa y la fase cristalina del PCM se puede seleccionar cualquiera de los dos métodos de calentamiento por efecto de Joule: Calentamiento Directo o Calentamiento Indirecto, ambos métodos requieren de la aplicación de Pulsos de Corriente (o Voltaje). En el caso del Calentamiento Directo, la Corriente fluye directamente por el PCM y con ello se puede lograr la transición entre el estado cristalino y el estado amorfo. Mientras que en el caso del Calentamiento Indirecto, la línea de calentador se coloca de manera adyacente al conmutador y está aislada eléctricamente del camino de la señal de RF pero térmicamente acoplada a la vía del PCM.
2. Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es pequeña y su duración es larga: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ·tiende a ser de un valor pequeño ya que hay un cambio gradual entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a. Lo anterior implica que habrá un menor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto pequeño. Este caso corresponde al pulso de cristalización.
3. Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es grande y su duración es corta: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ·tiende a ser de un valor considerable ya que hay un cambio brusco entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a. Lo anterior implica que habrá un mayor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto considerable. Por otro lado, ya que existe un cambio brusco entre la temperatura del objeto $T(t)$ y la temperatura de sus alrededores T_a implica que después de que termine el pulso en un tiempo t seguirá un enfriamiento rápido. Este caso corresponde al pulso de amorfizacion.
4. En el circuito equivalente del conmutador de RF basado en *GeTe* que se estudió, los puertos de entrada P_1 y P_2 son de $50\ [\Omega]$ (que son tan característicos de la guía de onda coplanar). Posteriormente se puso una resistencia R_1 que varía de $0.52\ [M\Omega]$ (que representa la alta resistencia de *GeTe* cuando se encuentra en estado amorfo) a $4.48\ [\Omega]$ (que representa la baja resistencia de *GeTe* cuando se encuentra en estado cristalino). Dicha resistencia R_1 está en paralelo con una capacitancia $C_2 = 35.14\ [fF]$ (que representa la discontinuidad del conductor central en la cual se colocó *GeTe*). Subsiguientemente se colocó una capacitancia $C_1 = 30\ [fF]$ (que representa la capacitancia formada por el Área común entre *GeTe* y el Resistor de película delgada, los cuales están separados por un dieléctrico). Dicha capacitancia C_1 está en serie con una carga a tierra $Z_1 = 22\ [\Omega]$ (que representa la resistencia en paralelo de los extremos del Resistor de película delgada que están conectados a su correspondiente puerto de la señal de calentamiento).
5. Después del proceso de medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de *GeTe* en función de la temperatura se observó que la propiedad de memoria no volátil está presente cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$, pero cuando la distancia es de $2\ [cm]$ dicha propiedad no está presente. La explicación a esta situación que se puede dar es que *GeTe* es dopado de *Ag* que proviene del Epoxy de Plata, formándose un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata, cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$. El fenómeno de transporte que origino que *GeTe* se dopara de *Ag* se conoce como Difusión Común o Ley de Fick.
6. La introducción de Ag dentro del calcogenuro causa substanciales cambios en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistividad por varios órdenes de magnitud, obteniendo una resistencia baja que varía de $90\ [\Omega]$ o $96\ [\Omega]$.
7. Para restaurar la resistencia a un estado alto se decido aplicar un voltaje de $30\ [V]$ obteniendo una resistencia alta que varía de $0.666\ [M\Omega]$ o $1.36\ [M\Omega]$.

REFERENCIAS.

[1] Simone Raoux, Matthias Wuttig, *"Phase Change Materials: Science and Applications",* Springer,2009.

[2] T. Siegrist, P. Jost, H. Volker, M. Woda, P. Merkelbach, C. Schlockermann y M. Wuttig, *"Disorder-induced localization in crystalline phase-change materials",* en *NATURE MATERIAL*, Vol. 10, pp. 202-208,MARCH 2011.

[3] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Evan B. Jones, Victor Veliadis, Robert S. Howell, Robert M. Young, y Michael J. Lee, *"A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation",* en *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS),* pp. 1-4, October 2013.

[4] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Evan B. Jones, Victor Veliadis, Robert S. Howell, Robert M. Young, y Michael J. Lee, *"A Four-Terminal, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation",* en *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, Vol. 34, No. 10, pp. 1313-1315, October 2013.

[5] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Brian P. Wagner, Matthew R. King, Evan B. Jones, Robert S. Howell, Michael J. Lee, and Robert M. Young, *"Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials",* en *Applied Physics Letters 105*, pp. 1-5, 2014.

[6] Nabil El-Hinnawy, Pavel Borodulin, Evan B. Jones, Brian P. Wagner, Matthew R. King, John S. Mason Jr., Jeff Hartman, Robert S. Howell, Michael J. Lee, y Robert M. Young, *"Improvements in GeTe-Based Inline Phase-Change Switch Technology for RF Switching Applications",* en *CS MANTECH Conference*, pp. 401-403, May 2014.

Capítulo 3

APROXIMACIONES DE CONMUTADORES BASADOS EN GeTe.

En este tercer capítulo se presenta las diferentes aproximaciones de conmutadores basados en GeTe. Como primera aproximación se muestra la unión Cobre-GeTe-Cobre, en donde se encontró el cambio del estado amorfo al estado cristalino de GeTe, la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en GeTe y la experimentación de umbral de conmutación en GeTe. Después, como segunda aproximación se presenta la unión Níquel-GeTe-Ag, en donde se experimentó la conmutación debida a iones de Ag presentes en GeTe. Y finalmente, como tercera aproximación se muestra la unión Níquel-GeTeAg-Ag, en donde se experimentó la célula de metalización programable presente en GeTeAg.

3.1 PRIMERA APROXIMACIÓN: Cobre-GeTe-Cobre.

En base a la teoría mencionada en el capítulo 2, se decidió primero probar el mecanismo de variación de la resistencia de la unión Cobre-GeTe-Cobre. Para ello se realizó un depósito de Cobre bajo las siguientes características:

Tabla 3.1- Características de un depósito de Cobre.

Material	*Técnica de depósito.*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
Cobre	*RF sputtering*	$0.74[\mu Torr]$	$5\ [mTorr]$	$240\ [W]$	$9\ [W]$	$0.3889\ [nm/s]$	$1800\ [s]$	$700\ [nm]$	$3\ [in]$

En la *Fig.3.1* se muestra la vista lateral de Cobre depositado en el sustrato.

Fig.3.1- ***Vista lateral del depósito de Cobre sobre el Sustrato.***

Enseguida se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.2*. Cada cuadro es de $2\ [mm]$ por lado.

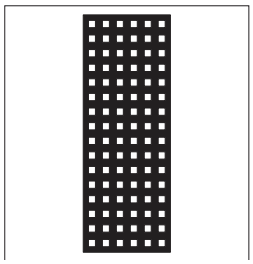


Fig.3.2- ***Patrón transferido a la fotoresina.***

En la *Fig.3.3* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.3- ***Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de GeTe bajo las siguientes características:

Tabla 3.2- Características de un depósito de GeTe.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
GeTe	*RF sputtering*	$1.4\ [\mu Torr]$	$4.8\ [mTorr]$	$40\ [W]$	$2\ [W]$	$0.238[nm/s]$	$420\ [s]$	$100\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.4* se muestra la vista lateral de GeTe depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Cobre que al mismo tiempo está depositado en el sustrato.

Fig.3.4- ***Vista lateral de GeTe depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Cobre que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato.***

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.5* se muestra la vista lateral de GeTe depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.5- ***Vista lateral de GeTe depositado sobre Cobre que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Enseguida se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.6*. Hay cuadros de diferentes tamaños desde $0.06\ [mm]$ por lado hasta cuadros de $0.035\ [mm]$ por lado.

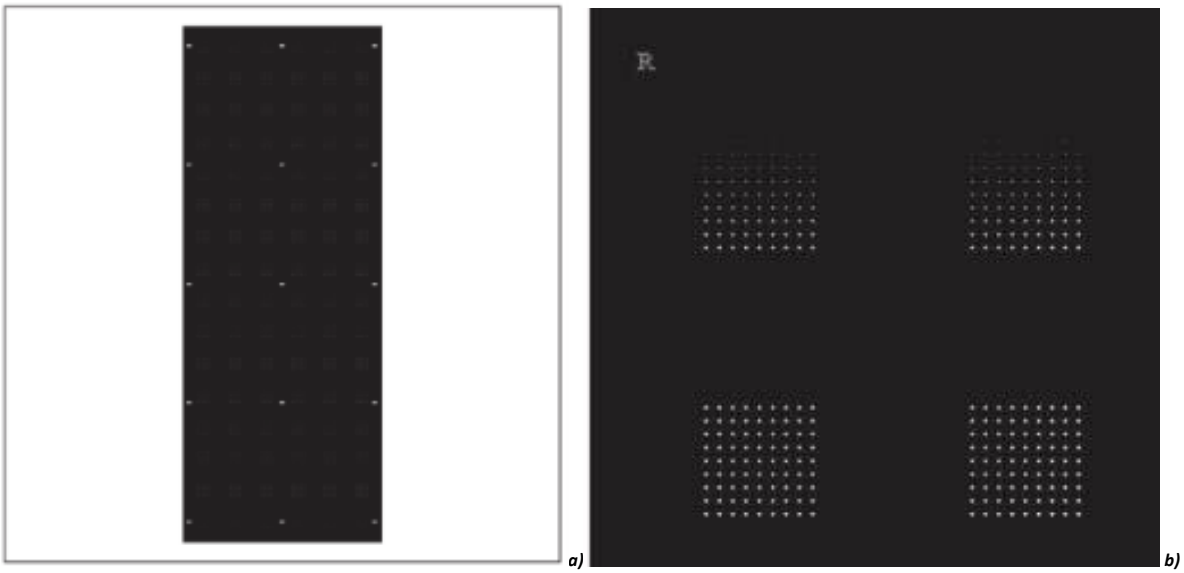


Fig.3.6- ***a) Patrón transferido a la fotoresina, b) Ampliación del patrón transferido a la fotoresina.***

En la *Fig.3.7* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el sustrato.

Fig.3.7- ***Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de Cobre bajo las siguientes características:

Tabla 3.3- Características de un depósito de Cobre.

Material	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
Cobre	$2.6[\mu Torr]$	$5.2\ [mTorr]$	$30\ [W]$	$3\ [W]$	$0.625\ [nm/s]$	$1200\ [s]$	$750\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.8* se muestra la vista lateral de Cobre depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el sustrato.

Fig.3.8- ***Vista lateral de Cobre depositado sobre la fotoresina que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el Sustrato.***

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.9* se muestra la vista lateral y la vista superior de Cobre depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el sustrato.

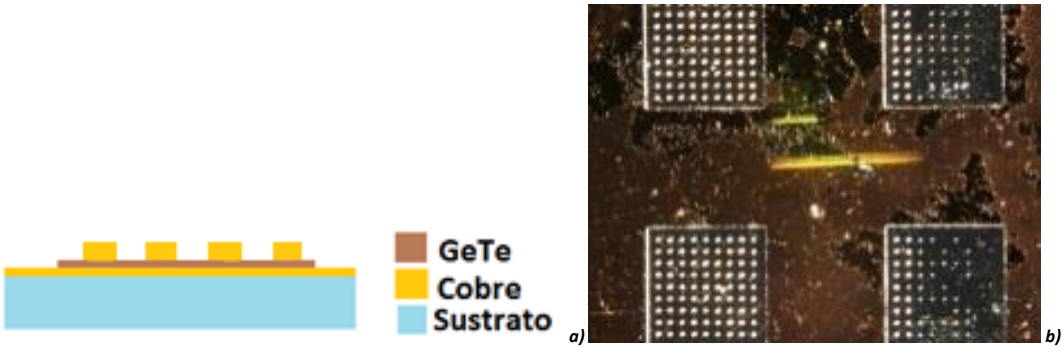


Fig.3.9- ***a) Vista lateral y b) Vista superior de Cobre depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Cobre que también está depositado en el Sustrato.***

3.1.1 OSCILACIONES DE RELAJACIÓN PRESENTES EN CALCOGENUROS.

Históricamente, los materiales de calcogenuro en la fase amorfa/cristalina son estudiados como conmutadores de umbral que en contraste con los PCM, requieren de un mínimo voltaje de retención V_H para mantener el estado de resistencia baja.

Las oscilaciones de relajación son oscilaciones de voltaje que se desarrollan en las terminales del dispositivo que se dan incluso cuando el voltaje de polarización aplicada al dispositivo es constante [1-3]. Las oscilaciones se asemejan a la carga y descarga relativamente rápida de un capacitor. El fenómeno sucede cuando los dispositivos exhiben una resistencia diferencial negativa que se da solo bajo ciertas condiciones de circuito eléctrico. El circuito eléctrico propuesto para representar las oscilaciones de relajación del dispositivo se muestra a continuación.

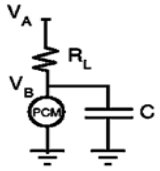


Fig.3.10- ***Circuito eléctrico para la célula de PCM, incluyendo la resistencia de carga R_L y la capacitncia parasita C en paralelo a la célula [2, 3].***

En la *Fig.3.10* el voltaje V_A es el voltaje *DC* aplicado; V_B es el voltaje a través de la célula de PCM; R_L es la resistencia de carga usada para limitar el flujo de corriente a través de la célula; C es la capacitancia existente entre el contacto eléctrico metálico y la punta de la aguja de prueba; la célula de PCM en el estado correspondiente a la fase amorfa muestra una resistencia alta en el estado de apagado y una resistencia baja en el estado encendido.

En la *Fig.3.11* de a continuación se muestra la curva característica de la Corriente contra Voltaje de la célula de PCM en el estado correspondiente a la fase amorfa. Las oscilaciones de relajación se asemejan a la carga y descarga relativamente rápida de un capacitor. La porción del ciclo de carga siguió a la típica carga de un capacitor cuya constante de tiempo es $\tau_C = R_L C$, este comportamiento se debe a que la conductividad de la célula de PCM se encuentra en un estado de apagado (es decir, la resistencia de la célula de PCM se encuentra en estado de apagado y debe ser mucho mayor que R_L). Cuando el voltaje a través de la célula de PCM es incrementado hasta un voltaje umbral V_T, la conductividad de la célula de PCM cambia de un estado de apagado a un estado de encendido (es decir, la resistencia de la célula de PCM se encuentra en estado de encendido y debe ser mucho menor que R_L), como resultando aparece una rápida descarga cuya constante de tiempo $\tau_d = R_{PCM_{ON}} C$. Por otro lado, cuando el voltaje se reduce por debajo de un voltaje de retención V_H en el estado de encendido, la conductividad disminuye de nuevo al estado de apagado y el ciclo comienza de nuevo.

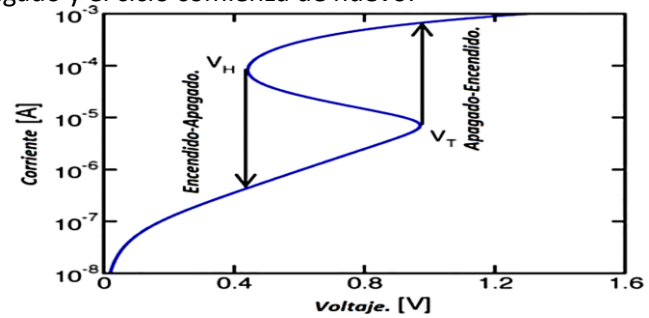


Fig.3.11- ***Curva característica de la Corriente contra Voltaje de la célula de PCM en el estado correspondiente a la fase amorfa. La curva de Corriente contra Voltaje muestra la forma de S típica del comportamiento de la resistencia diferencial negativa. La conmutación de umbral es la transición desde el estado de apagado (baja conductividad) a el estado de encendido (alta conductividad) en V_T. La recuperación toma lugar desde el estado de encendido al estado de apagado en V_H [2, 3].***

La primera medición experimental de las oscilaciones de relajación en un calcogenuro se reportó en [4]. En dicho artículo se establece que el periodo de las oscilaciones de relajación se incrementa de forma lineal con la resistencia de carga (R_L) hasta un cierto punto después del cual el periodo incrementa más rápidamente que el lineal hasta que llega a un punto después del cual las oscilaciones cesan en alguna máxima resistencia.

El mecanismo de conmutación propuesto implica que, cerca del voltaje umbral V_T, un filamento conductor se forma en la fase amorfa altamente resistiva. Acto seguido, el capacitor se descarga rápidamente ya que la célula de PCM se encuentra en el estado de encendido (baja resistencia).

En términos generales, las oscilaciones de relajación son generalmente atribuidas a la aparición y desaparición periódica de un filamento conductivo, tal como se explica en el modelo de a continuación. Dicho modelo se basa en el concepto de nucleación inducida por el campo, según la cual un filamento cristalino nuclea y crece en respuesta a un campo eléctrico grande. La formación del filamento cristalino es accionada por la reducción en la energía electrostática que es causada por la acción de maniobras del propio filamento. Cuando el campo es cero, el filamento cristalino es termodinámicamente inestable. Entonces, la energía libre en campo cero no permite la nucleación. Esto porque la eliminación del campo revierte al sistema a un estado donde el mínimo de energía libre se realiza mediante la eliminación del filamento.

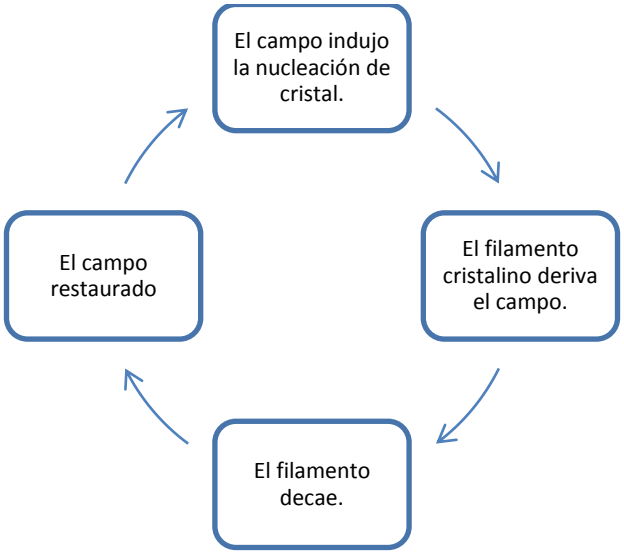


Fig.3.12- ***Ciclo de los eventos de la oscilación de relajación: El campo eléctrico indujo la nucleación de un filamento cristalino que deriva el sistema, lo que causa la caída del campo. En la ausencia del campo, el filamento cristalino empieza a ser inestable y decae eliminando de este modo la derivación. Como un resultado, el campo eléctrico es restaurado y un nuevo ciclo inicia [1].***

Como se ilustra en la *Fig.3.13*, las oscilaciones de n_d ciclos procede de un régimen estable, en ese mismo tiempo se produce un calentamiento en la región amorfa de GeTe. Después de n_d ciclos, aparece un núcleo de cristal esférico que fue inducido térmicamente, resultado en un bajo voltaje de umbral V_T. El núcleo esférico sigue creciendo y V_T continúa decayendo a lo largo del régimen de decaimiento de oscilación continua. Esto se debe al decaimiento del voltaje umbral V_T que está asociado con el decaimiento en el volumen de cúpula amorfa. Las oscilaciones cesan cuando el núcleo es cercano al tamaño del espesor de la película de GeTe.

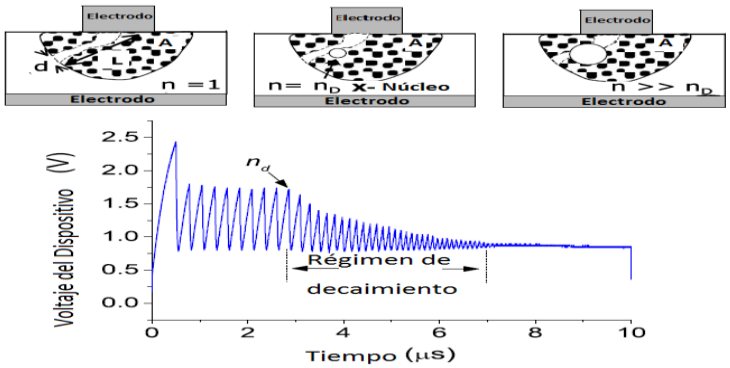


Fig.3.13- ***En las figuras superiores se muestra el efecto de conmutación en el PCM donde la cúpula amorfa es denotada con la letra A, esta es creada por el enfriamiento en la porción de GeTe que se fusiona por la acción de calentamiento de un electrodo de área pequeña que es sometido a un pulso eléctrico fuerte. La tira blanca muestra una región cristalina altamente conductiva que aparece como resultado de un campo eléctrico aplicado. En dichas figuras se puede apreciar la formación de un núcleo de cristal esférico que es inducido térmicamente en el número de ciclo de oscilación n_d. Como las oscilaciones son continuas, el núcleo continúa creciendo lo que conduce al decaimiento de amplitudes [1].***

Como primera aproximación, nosotros podemos calcular el periodo de la oscilación a partir del voltaje a través del dispositivo durante el periodo de estado de carga del capacitor, asumiendo que la resistencia de la célula de PCM se encuentra en el estado de apagado debe ser mucho mayor que R_L y tomando en cuenta que la amplitud de la oscilación está dada por $V_T - V_H$.

$$\frac{V_A - V_C}{R_L} - C\frac{d\,V_C}{d\,t} = 0 \tag{3.1}$$

$$\frac{d\,V_C}{V_A - V_C} = \frac{d\,t}{R_L\,C} \tag{3.2}$$

Integrando ambos lados e introduciendo las condiciones iniciales:

$$\int_{V_H}^{V_T} \frac{d\,V_C}{V_A - V_C} = \frac{1}{R_L\,C}\int_0^t d\,t \tag{3.3}$$

$$\ln\left(\frac{V_A - V_H}{V_A - V_T}\right) = \frac{t}{R_L\,C} \tag{3.4}$$

El periodo de la oscilación está dado por:

$$t = R_L C \ln\left(\frac{V_A - V_H}{V_A - V_T}\right) \tag{3.5}$$

La frecuencia de la oscilación está dado por:

$$f = \frac{1}{R_L\,C\ln\left(\frac{V_A - V_H}{V_A - V_T}\right)} \tag{3.6}$$

Donde C es la capacitancia de circuito, V_A es el voltaje *DC* aplicado, y V_H es el voltaje de retención. La ecuacion se encuentra en buen acuerdo con la porción lineal R_L de sus datos. Como se puede observar en la ecuación anterior si nosotros aumentamos el voltaje de *DC* aplicado V_A se incrementa la frecuencia de oscilación f.

3.1.2 EXPERIMENTACIÓN DE OSCILACIONES DE RELAJACIÓN PRESENTES EN GeTe.

Las oscilaciones de relajación del calcogenuro fueron medidas usando la configuración que se muestra en la *Fig.3.14.* Los pulsos de voltaje fueron aplicados al dispositivo que está en serie con una resistencia de carga R_L por un generador de pulsos. Los voltajes de entrada y del dispositivo se midieron con un osciloscopio.

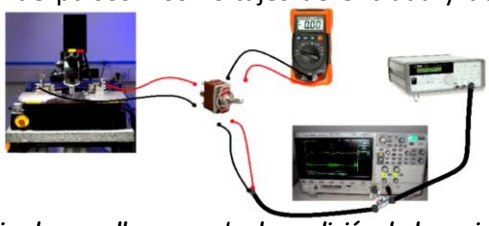


Fig.3.14- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

Usando la configuración de la *Fig.3.15,* se procedió a realizar la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe tal como se muestra en el esquema de a continuación.

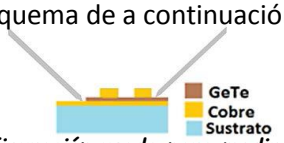
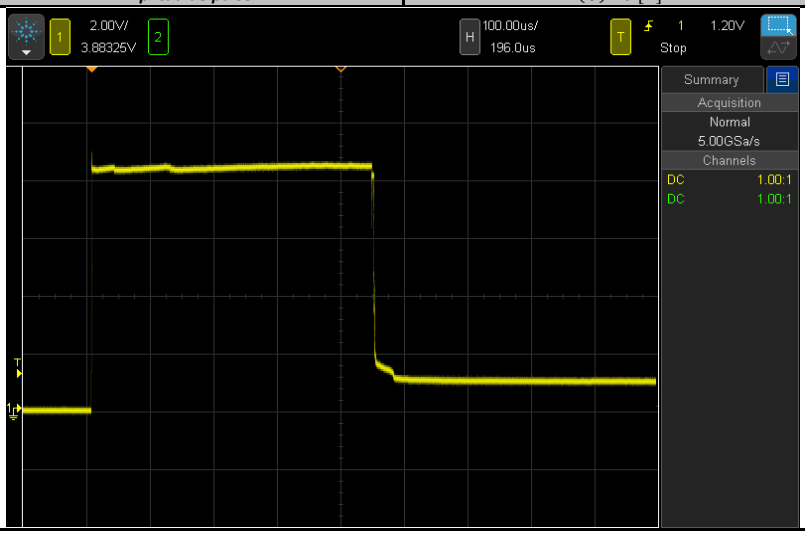


Fig.3.15- ***Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Cu-GeTe.***

Después se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado amorfo (alta resistencia) al estado cristalino (baja resistencia) de GeTe, para ello se realizó un escaneo del pulso variando tanto su amplitud, así como su duración. En la *Tabla 3.4* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de cuando se produce el cambio del estado amorfo al estado cristalino de GeTe.

Tabla 3.4- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de cuando se produce el cambio del estado amorfo al estado cristalino de GeTe.

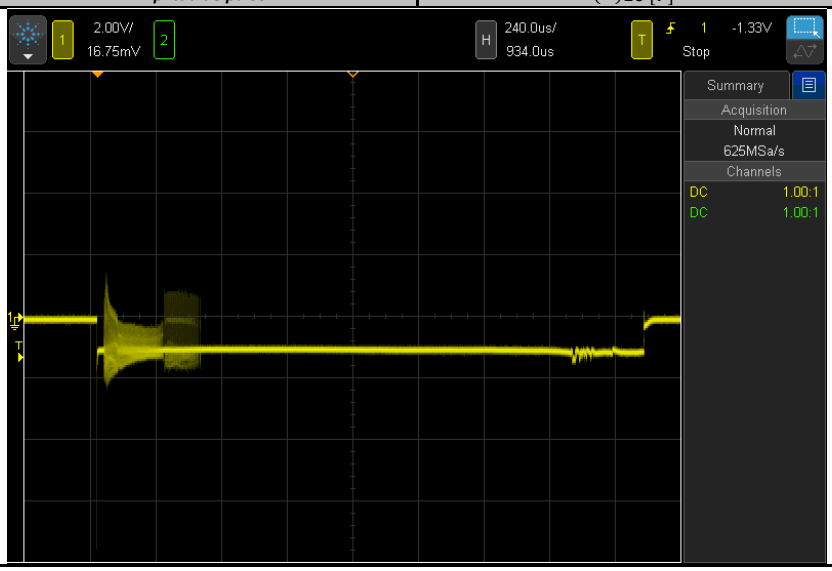
<table>
<tr><td>Configuración utilizada para medir la resistencia:</td><td colspan="3">Cu-GeTe</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Resistencia inicial de las muestras:

Resistencia final de las muestras:</td><td colspan="2">Valor máximo:</td><td>Razón de Cambio.</td></tr>
<tr><td colspan="2">$13\ [k\Omega]$</td><td rowspan="2">$\approx 10^3$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Valor mínimo:
$4.1\ [\Omega]$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Pulso Original.</td><td>Tipo de pulso:</td><td colspan="2">Rectangular</td></tr>
<tr><td>Ancho de pulso:</td><td colspan="2">$5\ [ms]$</td></tr>
<tr><td>Amplitud de pulso:</td><td colspan="2">$(+)\ 10\ [V]$</td></tr>
<tr><td>Pulso Aplicado.</td><td colspan="3"> 
</td></tr>
</table>

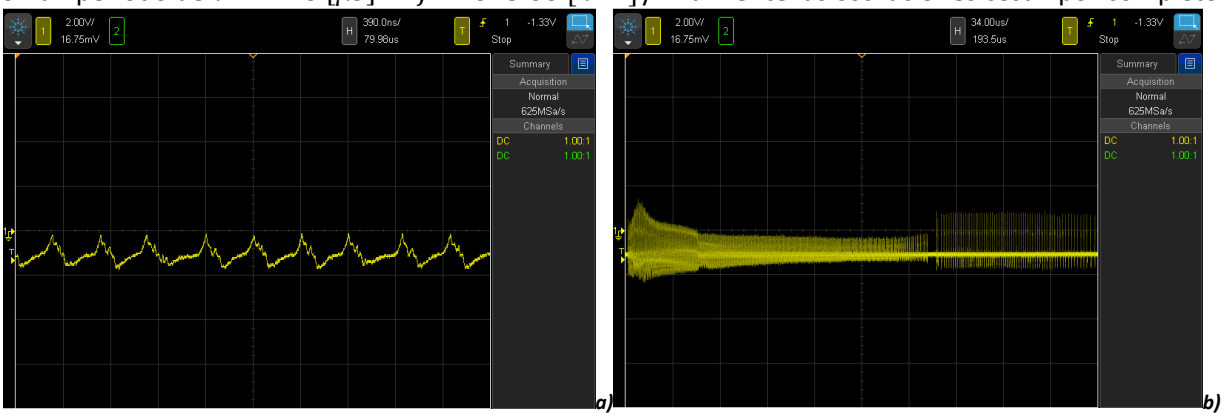
En la *Tabla 3.4* se puede observar que el cambio de estado amorfo al estado cristalino de GeTe aparece cuando la magnitud del pulso rectangular es de $10[V]$ y transcurio un tiempo de $450[\mu s]$ desde el inicio del pulso.

Enseguida se procedió a aplicar un pulso negativo. En la *Tabla 3.5* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en GeTe.

Tabla 3.5- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en GeTe.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	***Cu-GeTe***	
Pulso Original.	***Tipo de pulso:***	***Rectangular***
	Ancho de pulso:	$\mathbf{2}\ [ms]$
	Amplitud de pulso:	$(-)\mathbf{10}\ [V]$
Pulso Aplicado.		

En la *Tabla 3.5* se puede observar las oscilaciones de relajación presentes en GeTe para la unión Cu-GeTe. En la *Fig.3.16 (a)* se puede observar la amplificación correspondiente a las oscilaciones estables en amplitud pico a pico de $1.6\ [V]$ con el periodo de $\tau = 390\ [ns] \rightarrow f = 2.56\ [MHz]$. En la *Fig.3.16 (b)* se muestra un aumento en la resolución correspondiente a las oscilaciones de relajación, en ella se puede observar como la amplitud de las oscilaciones decrece de una amplitud pico a pico de $3.6\ [V]$ a una amplitud pico a pico de $1.6\ [V]$, en donde las oscilaciones empiezan a ser estables en amplitud con el periodo de $\tau = 390\ [ns] \rightarrow f = 2.56\ [MHz]$. Después, las oscilaciones cesan por un lapso de tiempo de $6.8\ [\mu s]$ y vuelven a aparecer nuevas oscilaciones estables de una amplitud pico a pico de $2.8\ [V]$ pero con un periodo de $\tau = 1.48\ [\mu s] \rightarrow f = 675.68\ [kHz]$y finalmente las oscilaciones cesan por completo.



a) ***b)***

Fig.3.16- ***a) Amplificación correspondiente a las oscilaciones estables en amplitud pico a pico de*** $\mathbf{1.6}\ [V]$. ***b) Amplificación correspondiente a las oscilaciones de relajación presentes en GeTe.***

3.1.3 UMBRAL DE CONMUTACIÓN EN CALCOGENUROS.

El PCM muestra una gran resistencia en el estado de apagado, esto es cuando el voltaje en el dispositivo es menor al voltaje de umbral [5]. Cuando el voltaje en el dispositivo alcanza al voltaje de umbral, el calcogenuro amorfo de repente conmuta a una característica de alta conductividad, llamada estado de encendido. Este tipo de fenómeno es común en los materiales de calcogenuro amorfo, y es reconocido como un proceso puramente electrónico.

Mirando la gráfica de Corriente contra Voltaje de la *Fig.3.17*, se puede observar que la corriente del calcogenuro en estado de amorfo es baja hasta que el voltaje de umbral es alcanzado. Cuando el semiconductor alcanza el voltaje de umbral ahora va desde un estado de alta resistencia a un estado conductivo, con un rápido aumento concurrente en la corriente después de la retroalimentación de voltaje. El material está ahora en el estado de encendido, donde el material es todavía amorfo, pero en un estado eléctrico altamente conductivo. Experimentalmente, se observa que el aumento del voltaje aplicado más allá del voltaje de umbral, la resistividad del material puede reducirse aún más y permitir una densidad de corriente incluso superior a través del material. Esto a la larga hará que el material se transforme al estado cristalino como un resultado del calentamiento debido al Efecto de Joule.

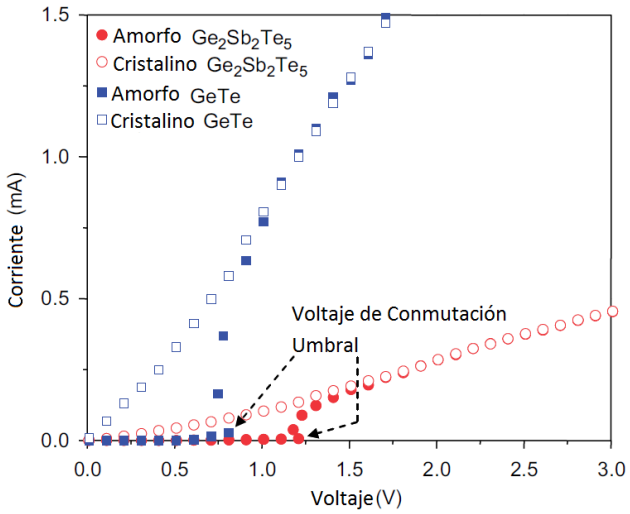


Fig.3.17- ***Características de conmutación de $GeTe$ y $Ge_2Sb_2Te_5$. Características de Corriente contra Voltaje en dos diferentes estados físicos; estado amorfo, y estado cristalino [6].***

Para explicar más a detalle el umbral de conmutación utilizaremos el modelo de nucleación inducida por campo eléctrico que es descrito en el artículo [5]. Este modelo propone que un filamento conductivo se forma en el material amorfo cuando se aplica un campo eléctrico umbral. El filamento conductivo solo nuclea en un campo eléctrico fuerte y este filamento desaparece cuando se elimina el campo eléctrico si es que no se le da el tiempo suficiente para crecer. Esto quiere decir, que si la corriente en el estado de encendido es interrumpida, el PCM recupera la resistencia alta del estado inicial. Sin embargo, si el campo eléctrico se mantiene, el filamento crecerá para alcanzar el tamaño en que es estable incluso después de que el campo se elimine. Esto quiere decir, que si la corriente en el estado de encendió es interrumpida, el PCM se queda en el estado altamente conductivo (estado cristalino).

El voltaje de umbral es esencial para con seguir el poder suficiente en el dispositivo de cambio de fase amorfa para activarlo a voltajes razonables al estado cristalino. Puesto que la resistencia del dispositivo de cambio de fase amorfa es típicamente del orden de megaohms, el voltaje tiene que ser grande para lograr la potencia suficiente para conmutar al dispositivo de cambio de fase. Así, el umbral de efecto de conmutación permite que el dispositivo de cambio de fase amorfa pueda cambiar a voltajes razonables.

3.1.4 EXPERIMENTACIÓN DE UMBRAL DE CONMUTACIÓN EN GeTe.

El umbral de conmutación del calcogenuro fue medido usando la configuración que se muestra en la *Fig.3.18.* Los pulsos de voltaje fueron aplicados al dispositivo que está en serie con una resistencia de carga R_L por un generador de pulsos. Los voltajes de entrada y del dispositivo se midieron con un osciloscopio.

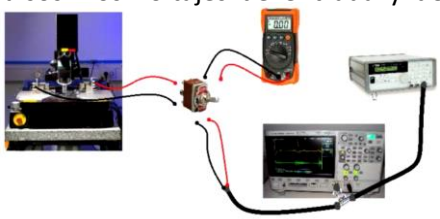


Fig.3.18- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

Usando la configuración de la *Fig.3.19,* se procedió a realizar la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe tal como se muestra en el esquema de a continuación.

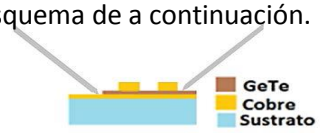
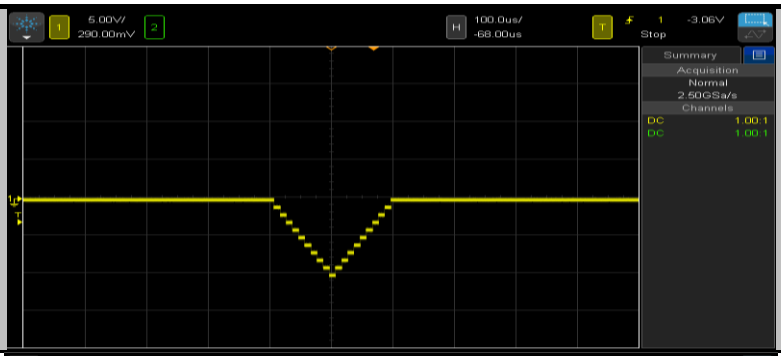
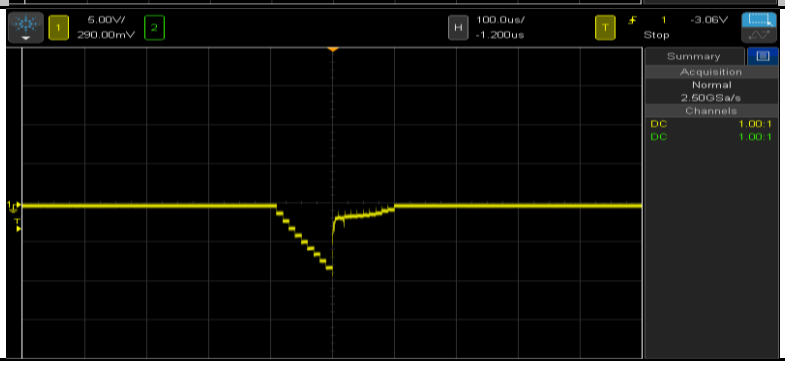


Fig.3.19- ***Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Cu-GeTe.***

Después se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia de GeTe, para ello se aplicó un pulso triangular de amplitud de $(-)10[V]$ con una duración de tiempo de $200[\mu s]$. En la *Tabla 3.6* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de cuando se produce el cambio del estado de alta resistencia al estado de baja resistencia de GeTe.

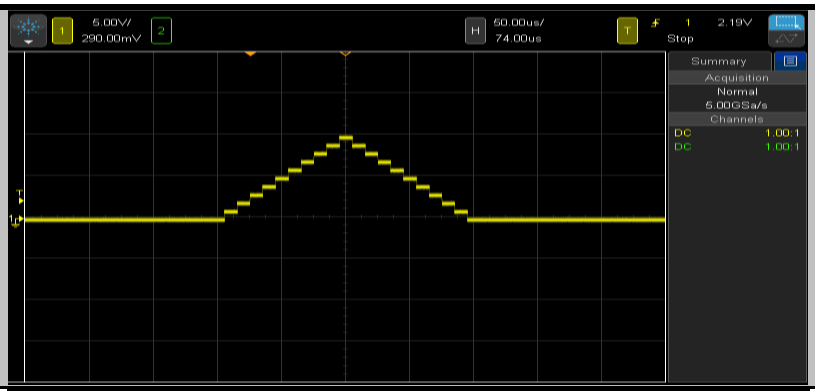
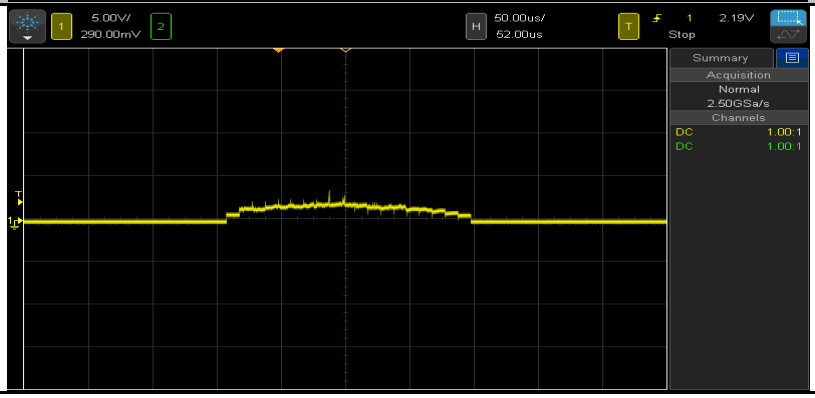
Tabla 3.6- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de cuando se produce el cambio del estado de alta resistencia al estado de baja resistencia de GeTe.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Cu-GeTe*
Pulso Original.	
Pulso Aplicado.	

En la *Tabla 3.6* se puede observar que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparece cuando la magnitud del pulso triangular es de $(-)10[V]$ y transcurio un tiempo cercano de $100[\mu s]$ desde el inicio del pulso.

Enseguida se procedió a aplicar un pulso triangular de amplitud de $10[V]$ con una duración de tiempo de $200[\mu s]$ para determinar en qué momento se produce el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe. En la *Tabla 3.7* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de umbral de conmutación en GeTe.

Tabla 3.7- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de umbral de conmutación en GeTe.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Cu-GeTe*
Pulso Original.	
Pulso Aplicado.	

En la *Tabla 3.7* se puede observar que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparece cuando la magnitud del pulso triangular es de aproximadamente $2[V]$. En la *Fig.3.20 (a)* se muestra gráficamente la relación de Voltaje Aplicado contra Resistencia, en ella se puede apreciar como la Resistencia de GeTe va disminuyendo conforme se incrementa el Voltaje. En la *Fig.3.20 (b)* se muestra gráficamente la relación de Voltaje Aplicado contra Corriente, en ella se puede observar como la Corriente Eléctrica en GeTe empieza a aumentar conforme se incrementa el Voltaje.

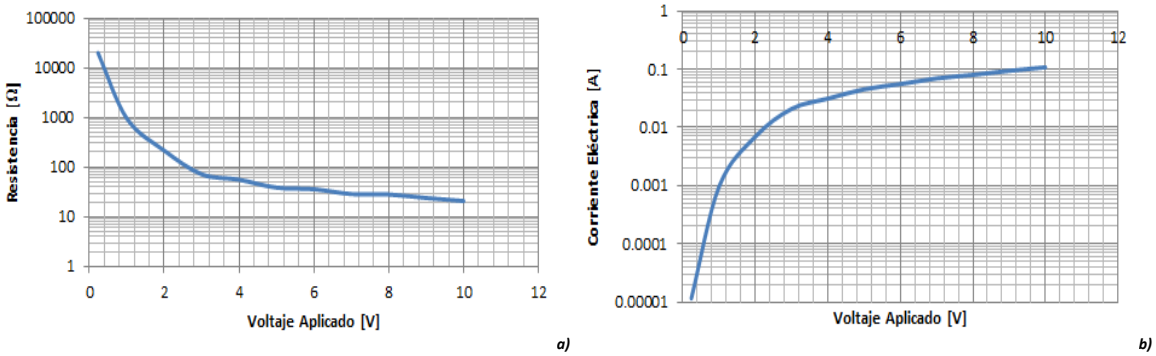
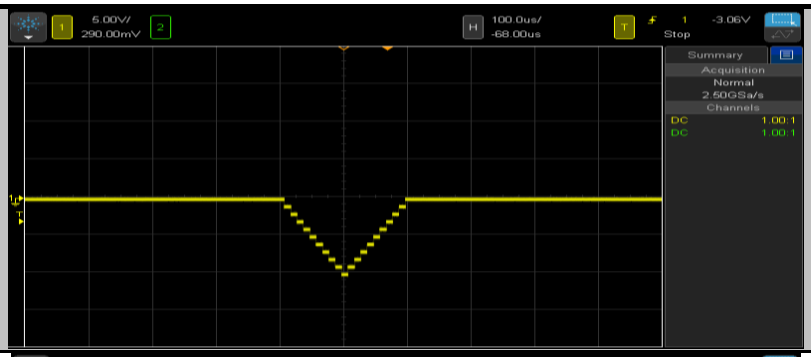
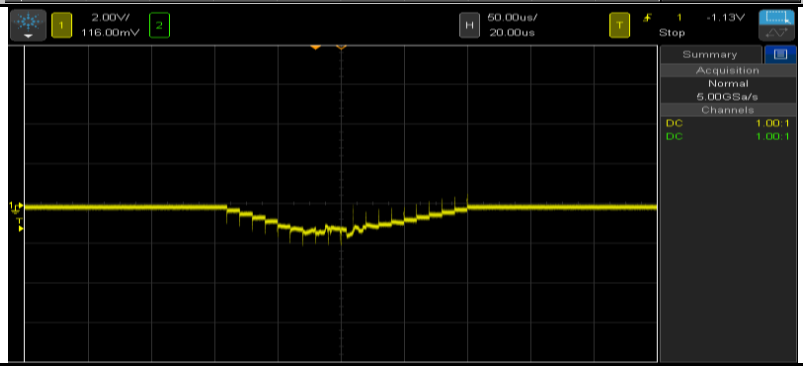


Fig.3.20- ***a) Grafica de Voltaje Aplicado vs Resistencia de GeTe. b) Grafica de Voltaje Aplicado vs Corriente Eléctrica en GeTe.***

Despues se procedió a aplicar un pulso triangular de amplitud de $(-)10[V]$ con una duración de tiempo de $200[\mu s]$ para determinar en qué momento se produce el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe. En la *Tabla 3.8* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de umbral de conmutación en GeTe.

Tabla 3.8- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Cu-GeTe para el caso de la experimentación de umbral de conmutación en GeTe.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	***Cu-GeTe***
Pulso Original.	
Pulso Aplicado.	

En la *Tabla 3.8* se puede observar que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparece cuando la magnitud del pulso triangular es de aproximadamente $(-)1[V]$. El hecho de que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparezca con un voltaje menor que el anterior implica que el material se va transformando al estado cristalino como resultado del calentamiento debido al Efecto de Joule.

3.2 SEGUNDA APROXIMACIÓN: Níquel-GeTe-Ag.

La siguiente unión que se decidió probar es la de Níquel-GeTe-Ag. Para ello se realizó un depósito de Níquel bajo las siguientes características:

Tabla 3.9- Características de un depósito de Níquel.

Material	*Técnica de depósito.*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Voltaje de deposito*	*Corriente de deposito*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*
Níquel	*Evaporación Térmica*	$2.2\ [\mu Torr]$	$20\ [\mu Torr]$	$1.48\ [V]$	$195\ [A]$	$0.4762\ [nm/min]$	$420\ [min]$	$200\ [nm]$

En la *Fig.3.21* se muestra la vista lateral de Níquel depositado en el sustrato.

Fig.3.21- ***Vista lateral del depósito de Níquel sobre el Sustrato.***

Enseguida se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.22*. Hay cuadros de $0.15\ [mm]$ por $0.15\ [mm]$ hasta cuadros de $0.05\ [mm]$ por $0.05\ [mm]$.

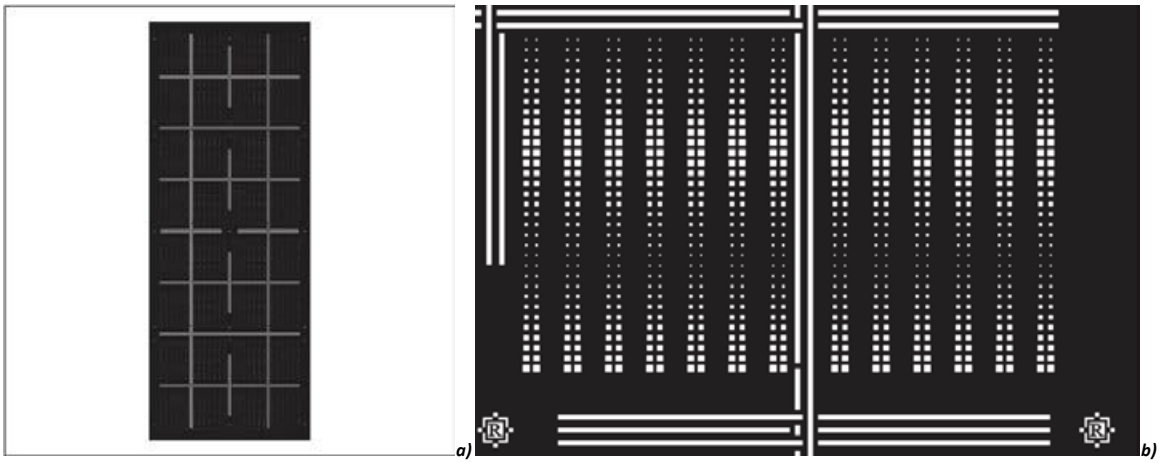


Fig.3.22- ***a) Patrón transferido a la fotoresina, b) Ampliación del patrón transferido a la fotoresina.***

En la *Fig.3.23* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.23- ***Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de GeTe bajo las siguientes características:

Tabla 3.10- Características de un depósito de GeTe.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
GeTe	*RF sputtering*	$1.2\ [\mu Torr]$	$4.8\ [mTorr]$	$40\ [W]$	$2\ [W]$	$0.238[nm/s]$	$420\ [s]$	$100\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.24* se muestra la vista lateral de GeTe depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado en el sustrato.

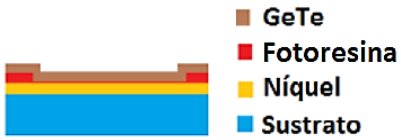


Fig.3.24- ***Vista lateral de GeTe depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato.***

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.25* se muestra la vista lateral de GeTe depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.25- ***Vista lateral de GeTe depositado sobre Níquel que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Enseguida se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.26*. Hay cuadros de $0.1\ [mm]$ por $0.1\ [mm]$ hasta cuadros de $0.035\ [mm]$ por $0.035\ [mm]$.

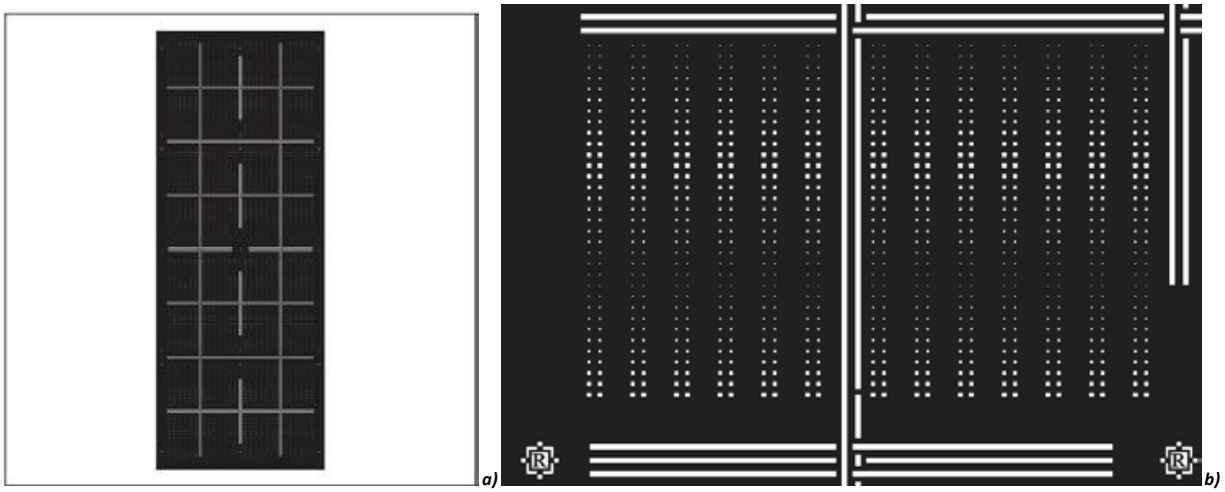


Fig.3.26- ***a) Patrón transferido a la fotoresina, b) Ampliación del patrón transferido a la fotoresina.***

En la *Fig.3.27* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el sustrato.

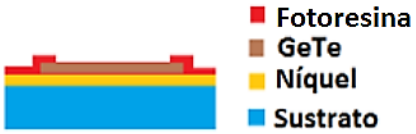


Fig.3.27- ***Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de Plata bajo las siguientes características:

Tabla 3.11- Características de un depósito de Plata.

Material	*Técnica de depósito.*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado*	*Diámetro del Target*
Plata	*RF sputtering*	$1.4\ [\mu Torr]$	$6\ [mTorr]$	$35\ [W]$	$2\ [W]$	$0.4833\ [nm/s]$	$900\ [s]$	$435\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.28* se muestra la vista lateral de Plata depositada sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el sustrato.

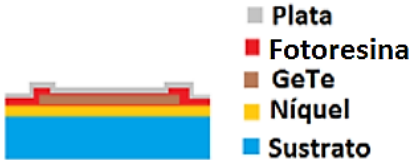


Fig.3.28- ***Vista lateral de Plata depositada sobre la fotoresina que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el Sustrato.***

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.29* se muestra la vista lateral y la vista superior de Plata depositada sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el sustrato.

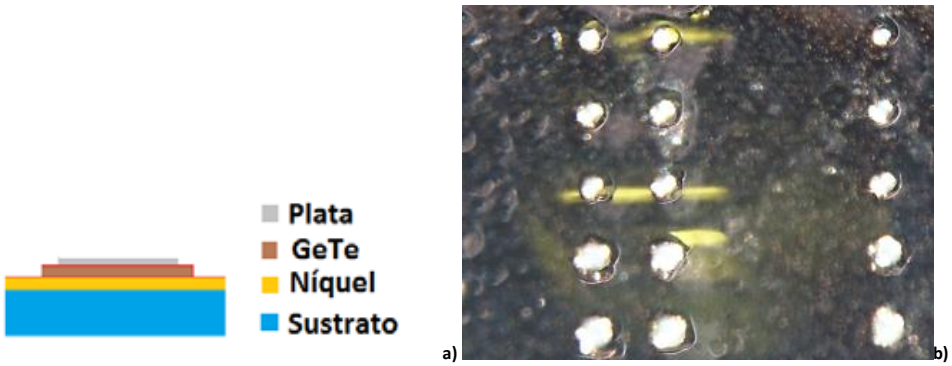


Fig.3.29- ***a) Vista lateral y b) Vista superior de Plata depositada sobre GeTe que al mismo tiempo está depositado sobre Níquel que también está depositado en el Sustrato.***

3.2.1 EXPERIMENTACIÓN DE CONMUTACIÓN DEBIDA A IONES DE Ag PRESENTES EN GeTe.

La conmutación debida a iones de *Ag* presentes en *GeTe* fue hecha usando la configuración que se muestra en la *Fig.3.30.* Los pulsos de voltaje fueron aplicados al dispositivo que está en serie con una resistencia de carga R_L por un generador de pulsos. Los voltajes de entrada y del dispositivo se midieron con un osciloscopio. La resistencia del dispositivo fue medida con el multímetro.

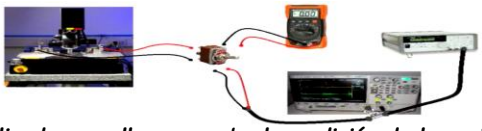


Fig.3.30- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

Usando la configuración de la *Fig.3.31,* se procedió a realizar la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag tal como se muestra en el esquema de a continuación.

Fig.3.31- ***Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag.***

Después se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, para ello se aplicó un pulso rectangular en el electrodo de Plata, cuya amplitud se varió desde $0.1[V]$ a $2[V]$ con una duración de tiempo de $500[ns]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag en función del voltaje de pulso aplicado. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $300[\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un pulso rectangular de amplitud de $0.8[V]$ con una duración de tiempo de $500[ns]$. También se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $4[M\Omega]$. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia del estado alto al estado bajo es de 10^4.

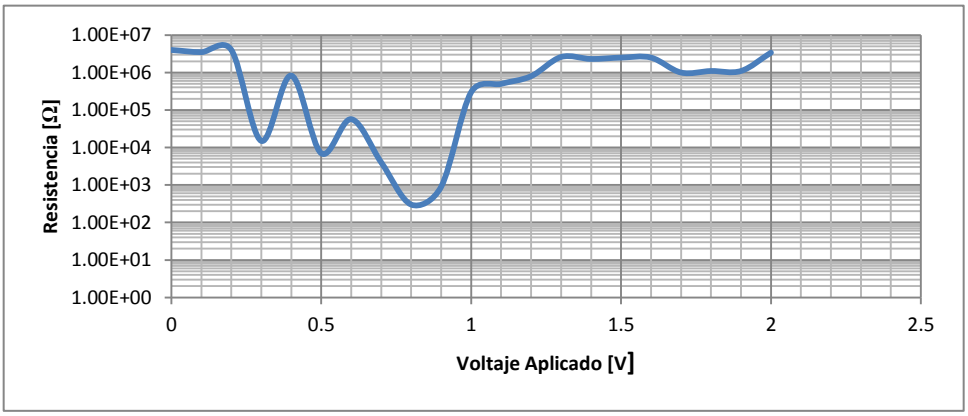


Fig.3.32-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde* $0.1[V]$ *a* $2[V]$ *con una duración de tiempo de* $500[ns]$.

Una vez hecho lo anterior, se trató de repetir el experimento, sin embargo la unión Níquel-GeTe-Ag ya no presento la conmutación de resistencia. Posteriormente se procedió a repetir el experimento de determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, usando las configuraciones de la *Fig.3.31* y la *Fig.3.33.* Los pulsos de voltaje fueron aplicados al dispositivo que está en serie con una resistencia de carga R_L por un generador de pulsos. Los voltajes de entrada y del dispositivo se midieron con un osciloscopio. La corriente eléctrica en el dispositivo fue medida con el analizador de corriente continua, utilizando un voltaje de lectura de $0.08\ [V]$.

Fig.3.33- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

Posteriormente se procedió a repetir el experimento de determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, para ello se aplicó un pulso rectangular en el electrodo de Plata, cuya amplitud se varió desde $0.1\ [V]$ a $1.5\ [V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag en función del voltaje de pulso aplicado. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $52.5\ [\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un pulso rectangular de amplitud de $1.5\ [V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. También se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $787[\Omega]$.

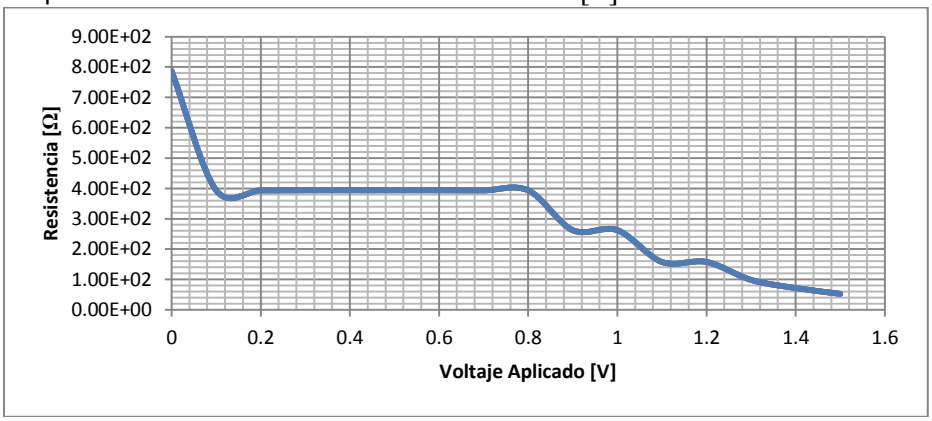


Fig.3.34-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $0.1[V]$ a $1.5[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$.*

Subsiguientemente se procedió a repetir el experimento de determinar en qué momento se produce el cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, para ello se aplicó un pulso rectangular en el electrodo de Plata, cuya amplitud se varió desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1.3[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag en función del voltaje de pulso aplicado. Se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $1.31[k\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un pulso rectangular de amplitud de $(-)1.3[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. También se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $52.5[\Omega]$.

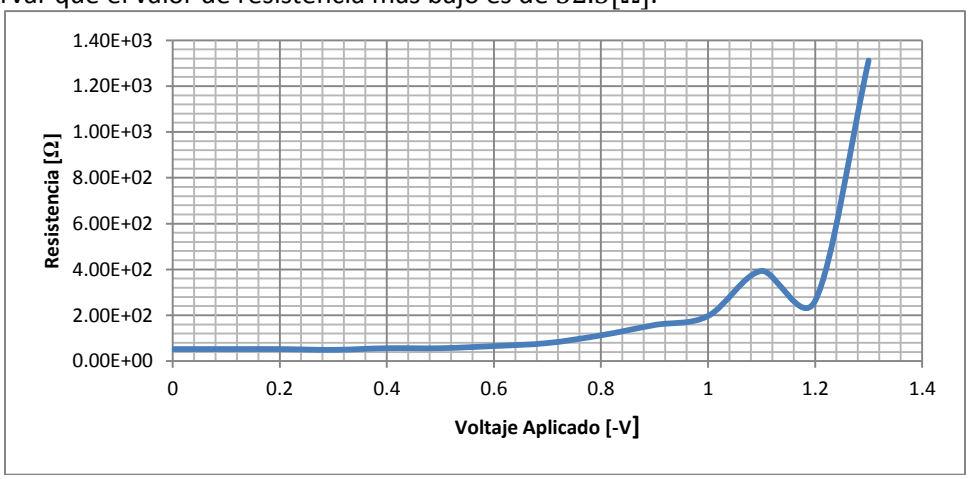


Fig.3.35-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1.3[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$.*

En seguida se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, para ello se aplicó un pulso rectangular en el electrodo de Plata, cuya amplitud se varió desde $0.1[V]$ a $1.8[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag en función del voltaje de pulso aplicado. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $60.5[\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un pulso rectangular de amplitud de $1.8\ [V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. También se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $1.31[k\Omega]$.

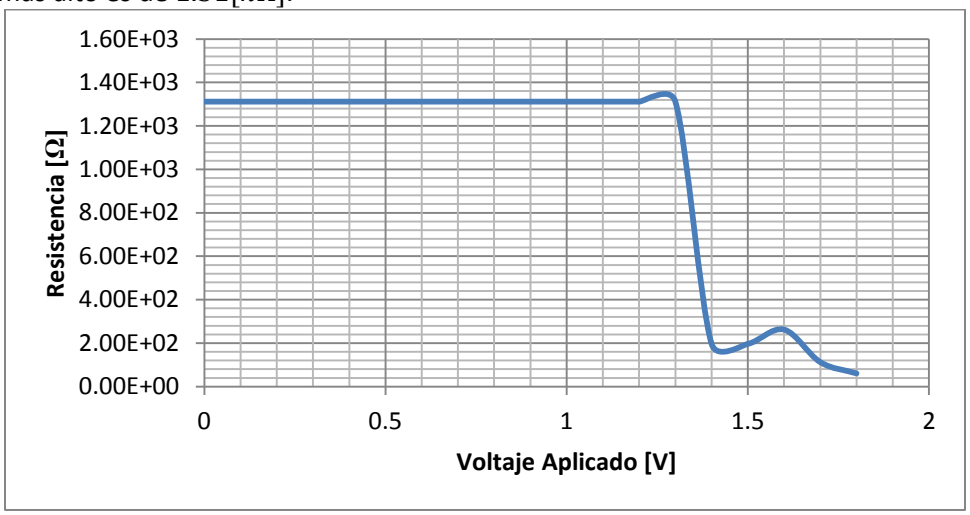


Fig.3.36-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $0.1[V]$ a $1.8[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$.*

Subsiguientemente se procedió a repetir el experimento de determinar en qué momento se produce el cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia para la unión de Níquel–GeTe-Ag, para ello se aplicó un pulso rectangular en el electrodo de Plata, cuya amplitud se varió desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1.6[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTe-Ag en función del voltaje de pulso aplicado. Se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $1.31[k\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un pulso rectangular de amplitud de $(-)1.6[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$. También se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $60.5[\Omega]$.

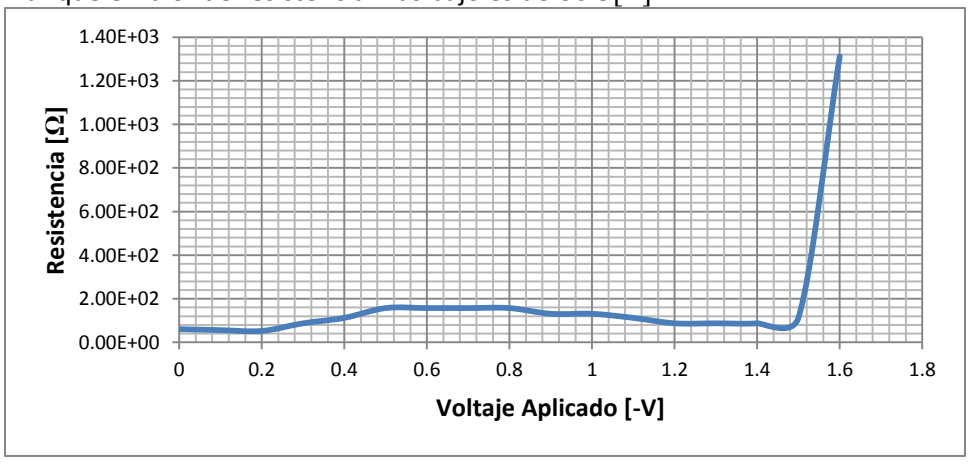


Fig.3.37-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un pulso rectangular cuya amplitud varía desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1.6[V]$ con una duración de tiempo de $1[\mu s]$.*

Para poder explicar el comportamiento de la conmutación de la resistencia de la unión de Níquel-GeTe-Ag, tenemos que partir del hecho de que *GeTe* está dopado de *Ag*, este proceso se generó durante el depósito de Plata vía RF Sputtering. Y al introducirse Plata en los cristales de GeTe existen cambios sustanciales en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistencia.

Antes de aplicar un pulso rectangular de voltaje positivo en el electrodo de Plata de muy corta duración el dispositivo exhibe una resistencia muy alta (estado de apagado). Después de aplicar el pulso rectangular de voltaje positivo en el electrodo de Plata el dispositivo exhibe una resistencia baja (estado de encendido). La explicación a esta situación que se puede dar es que *GeTe* es fuertemente dopado de *Ag* que proviene del electrodo de Plata, formándose un puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material se vuelve conductivo, decreciendo la resistencia, obteniendo una resistencia baja que varía de $52.5\ [\Omega]$ o $60.5\ [\Omega]$. Si a continuación se aplica un pulso rectangular de voltaje negativo en el electrodo de Plata el dispositivo exhibe una resistencia alta (estado de apagado). La explicación a esta situación que se puede dar es que los iones *Ag* son obligados a retroceder al electrodo de Plata, borrándose el puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material pierde conductividad eléctrica, aumentando la resistencia, obteniendo una resistencia alta que es de $1.31[k\Omega]$. La resistencia de este dispositivo puede ser aproximada por:

$$R_{OFF} = R_{no\ dopado} \tag{3.7}$$

$$R_{ON} = R_{dopado} \tag{3.8}$$

Recordando que la resistencia eléctrica del material está definida como $R = (\rho l)/(A)$. Donde, ρ es la resistividad del GeTe dopado de Plata (ρ depende de la fracion atómica de Plata en el GeTe), l es la distancia entre electrodos, y A es el área de la sección transversa la región dopada o no dopada entre los electrodos.

Por otro lado, es importante estimar el valor de la capacitancia existente entre electrodos, ya que esta limita el rendimiento del conmutador en altas frecuencias en la forma de las pérdidas de inserción y degradación de aislamiento. Una baja capacitancia del conmutador ayuda a mejorar el rendimiento en altas frecuencias. Para calcular el valor de la capacitancia de la unión Níquel-GeTe-Ag, se puede usar la aproximación de un capacitor de placas planas y paralelas separadas por un dieléctrico:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot A}{d} \tag{3.9}$$

En donde C es la capacitancia existente entre electrodos, ε es la permitividad de GeTe, d es la separación existente entre electrodos, A es el área de la sección transversal común entre los electrodos. Si la permitividad de GeTe es de $5 \cdot \varepsilon_0$, la separación existente entre electrodos es de $100[nm]$ y el área de la sección transversal común entre los electrodos es de $0.035\ [mm]$ por $0.035\ [mm]$, entonces tenemos que el valor de la capacitancia existente entre electrodos es:

$$C = \frac{\left(5 \cdot \varepsilon_0 \left[\frac{F}{m}\right]\right) \cdot (0.035\ [mm])^2}{(100[nm])} = 0.54\ [pF] \tag{3.10}$$

De la ecuación *(3.10)* se puede observar que el valor de la capacitancia es mucho mayor que el presentado en la *Tabla 1.2* del estado del arte de los diferentes tipos de conmutadores existentes. Esto implica una limitación en el rendimiento del conmutador en altas frecuencias.

3.3 TERCERA APROXIMACIÓN: Níquel-GeTeAg-Ag.

La siguiente unión que se decidió probar es la de Níquel-GeTeAg-Ag. Para ello se realizó un depósito de GeTe bajo las siguientes características:

Tabla 3.12- Características de un depósito de GeTe.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito en el Centro*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado en el Centro*	*Diámetro del Target*
GeTe	*RF sputtering*	$1.8\ [\mu Torr]$	$5\ [mTorr]$	$40\ [W]$	$4\ [W]$	$1.667[nm/s]$	$45\ [s]$	$75\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.38* se muestra la vista lateral de GeTe depositado en el sustrato.

Fig.3.38- ***Vista lateral del depósito de GeTe sobre el Sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de Plata bajo las siguientes características:

Tabla 3.13- Características de un depósito de Plata.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito en el Centro*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado en el Centro*	*Diámetro del Target*
Plata	*RF sputtering*	$1.6\ [\mu Torr]$	$5\ [mTorr]$	$35\ [W]$	$2\ [W]$	$1.538[nm/s]$	$13\ [s]$	$20\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.39* se muestra la vista lateral de Plata depositada sobre GeTe que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.39- ***Vista lateral del depósito de Plata depositada sobre GeTe que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Enseguida se procedió a utilizar la técnica de foto difusión de Plata en la película delgada de GeTe bajo las siguientes características:

Tabla 3.14- Características de la técnica de foto difusión de Plata en la película delgada de GeTe.

Material de Difusión	*Material de Película Delgada*	*Tipo de Luz*	*Longitud de Onda de la Luz*	*Intensidad de Luz*	*Tiempo de Exposición*	*Densidad de Energía*	*Tamaño Máximo de Exposición de Muestras*
Plata	*GeTe*	*UV*	$405\ [nm]$	$23\ [mW/cm^2]$	$180\ [s]$	$4.14\ [J/cm^2]$	$3\ [in]$

En la *Fig.3.40* se muestra la vista lateral de GeTeAg depositado en el sustrato.

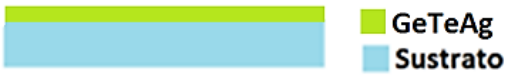


Fig.3.40- ***Vista lateral del depósito de GeTeAg sobre el Sustrato.***

Después se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.41*. Hay rectángulos de2 $[mm]$ por 0.5 $[mm]$.

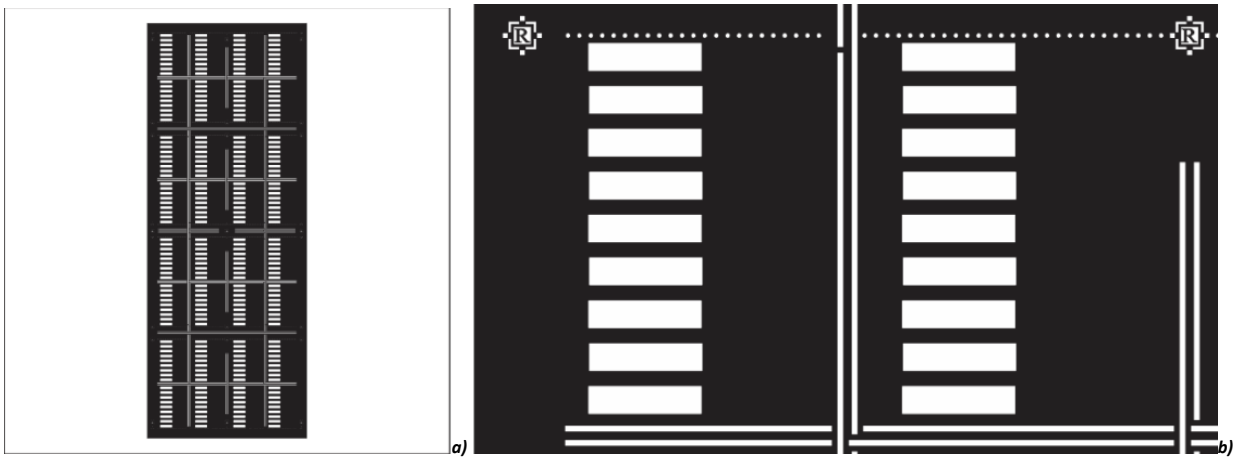


Fig.3.41- *a) Patrón transferido a la fotoresina, b) Ampliación del patrón transferido a la fotoresina.*

En la *Fig.3.42* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.42- *Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que está depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el Sustrato.*

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de Níquel bajo las siguientes características:

Tabla 3.15- Características de un depósito de Níquel.

Material	*Técnica de depósito.*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Voltaje de deposito*	*Corriente de deposito*	*Tasa de Deposito en el Centro*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado en el Centro*
Níquel	*Evaporación Térmica*	$1.8\ [\mu Torr]$	$40\ [\mu Torr]$	$1.52\ [V]$	$195\ [A]$	$1.11[nm/min]$	$45\ [min]$	$50\ [nm]$

En la *Fig.3.43* se muestra la vista lateral de Níquel depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg que al mismo tiempo está depositado en el sustrato.

Fig.3.43- *Vista lateral de Níquel depositado sobre la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg que al mismo tiempo está depositado en el Sustrato.*

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.44* se muestra la vista lateral de Níquel depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el sustrato.

Fig.3.44- ***Vista lateral de Níquel depositado sobre GeTeAg que a su vez está depositado en el Sustrato.***

Enseguida se depositó AZ fotoresina y se transfirió el patrón que se muestra en la *Fig.3.45*. Hay rectángulos de 2 $[mm]$ por 0.5 $[mm]$.

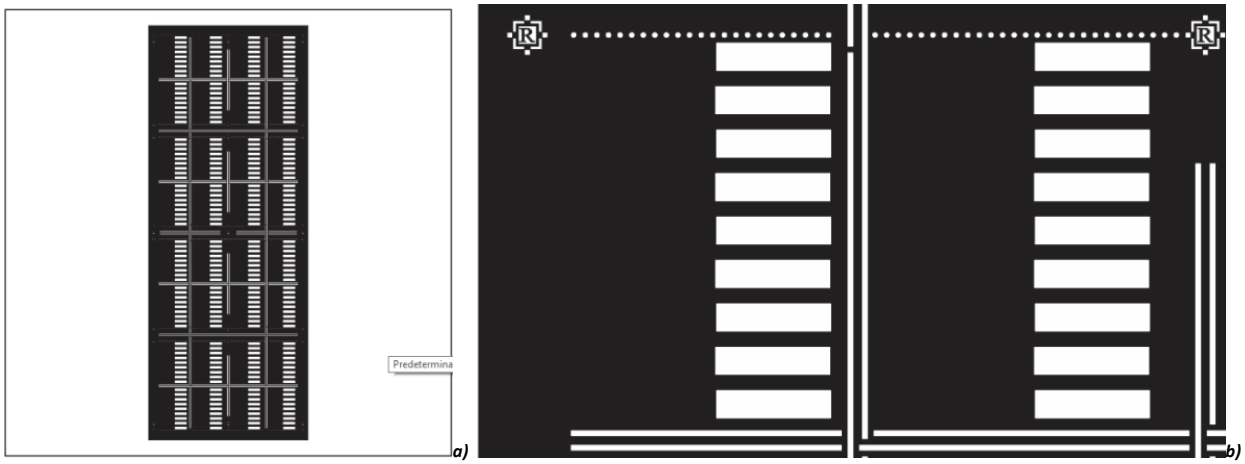


Fig.3.45- ***a) Patrón transferido a la fotoresina, b) Ampliación del patrón transferido a la fotoresina.***

En la *Fig.3.46* se muestra la vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el sustrato.

Fig.3.46- ***Vista lateral de la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el sustrato.***

Una vez hecho lo anterior, se procedió con el depositó de Plata bajo las siguientes características:

Tabla 3.16- Características de un depósito de Plata.

Material	*Técnica de deposito*	*Presión de Vacío*	*Presión de Deposito*	*Potencia de deposito*	*Potencia reflejada*	*Tasa de Deposito en el Centro*	*Tiempo de deposito*	*Espesor esperado en el Centro*	*Diámetro del Target*
Plata	*RF sputtering*	$1.8\ [\mu Torr]$	$6.2\ [mTorr]$	$35\ [W]$	$2\ [W]$	$1.25[nm/s]$	$40\ [s]$	$50\ [nm]$	$1\ [in]$

En la *Fig.3.47* se muestra la vista lateral de Plata depositada sobre GeTeAg y también la fotoresina con el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg y también Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el sustrato.

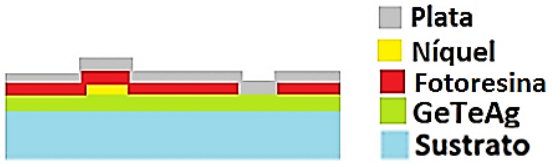
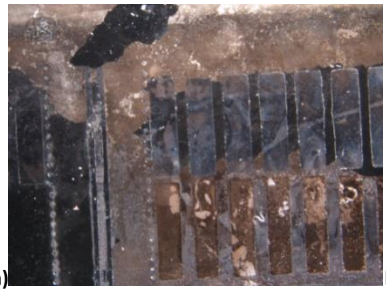


Fig.3.47- ***Vista lateral de Plata depositado sobre GeTeAg y también la fotoresina que tiene el patrón transferido que a su vez está depositado sobre GeTeAg y también Níquel que al mismo tiempo está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el Sustrato.***

Después se aplicó la técnica de Lift-off. En la *Fig.3.48* se muestra la vista lateral y la vista superior de Plata depositado sobre GeTeAg; y Níquel que está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el sustrato. La separación existente entre electrodos es de $70\ [\mu m]$ para un caso y la otra es de $100\ [\mu m]$.

a)



b)

Fig.3.48- a) ***Vista lateral y b) Vista superior de Plata depositado sobre GeTeAg; y Níquel que está depositado sobre GeTeAg que también está depositado en el Sustrato.***

En la*Fig.3.48 b)* se muestra la vista superior de la unión Níquel –GeTeAg –Ag correspondiente a la parte lateral del dispositivo fabricado. Sin embargo, en la parte central del dispositivo fabricado hubo una destrucción de la unión Níquel –GeTeAg –Ag, dicha destrucción se observó en el paso de fabricación relacionado con el depósito de Plata sobre GeTe. La causa se conoce como estrés en películas delgadas que consiste básicamente en la tensión térmica que surge durante las variaciones de temperatura debido a la diferencia en los coeficientes de expansión térmica entre GeTe y Plata que se hizo más evidente cuando la concentración del material era mayor en el centro del dispositivo fabricado, ver la *Fig.3.49*.

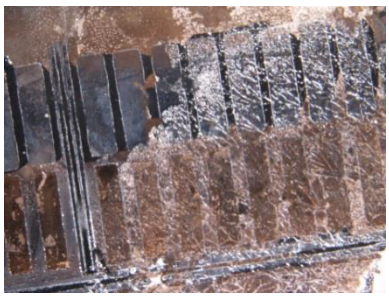


Fig.3.49- ***Vista superior de la parte central del dispositivo fabricado en donde existe la destrucción de la unión Níquel-GeTeAg-Ag***

3.3.1 FOTO DIFUSIÓN DE Ag EN PELÍCULA DELGADA DE CALCOGENURO.

Cuando la Plata es el ion de difusión, la tasa de difusión esperada es grande debido al radio iónico pequeño de la partícula móvil. La difusión de Plata en el vidrio de Calcogenuro puede ser lograda usando la longitud de onda de luz apropiada, este proceso es conocido como foto difusión [7].

El principio del mecanismo para la foto difusión se basa en la interacción entre los pares electrón-hueco generados en la película de Calcogenuro y la capa activa de Plata. Se considera que los huecos son generados por la radiación ionizante transportada a la capa de Plata donde reacciona con la Plata neutra para producir iones Ag^+. Mientras que el potencial de la unión hace que los electrones se muevan libres en la película de Calcogenuro. Los iones de Plata subsecuentemente se difunden y derivan en la película de Calcogenuro, en donde encuentran con los electrones libres con los que se recombinan para formar la Plata neutra y entonces el Calcogenuro se dopa de Plata.

Con más detalle se considera que al incidir los fotones en la interface del Calcogenuro dopado/no dopado se generan huecos libres, dichos huecos se derivan a través del Calcogenuro dopado en dirección a la capa de Plata y hay la producción iones de Plata Ag^+ se generan. Esto se puede ver como:

$$Ag + h^+ = Ag^+ \tag{3.11}$$

Después, estos iones de Plata Ag^+se derivan hacia la película de Calcogenuro, en donde encuentran electrones libres con los que se recombinan para formar la Plata neutra y entonces el Calcogenuro se dopa de Plata. Esto se puede ver como:

$$Ag^+ + e^- = Ag \tag{3.12}$$

El proceso de foto difusión de metales en Calcogenuros se puede observar como una reacción de intercalación. La razón principal de esta apreciación es porque los vidrios de Calcogenuro poseen enlaces covalentes relativamente rígidos mezclados con suaves fuerzas de Van der Waals. Es por ello que este tipo de estructura asegura la formación de huecos y canales donde la difusión de iones se puede lograr. Entonces, los átomos de Plata se disuelven en el cristal de Calcogenuro y se mueven en su interior como iones de Ag^+ durante la exposición de luz.

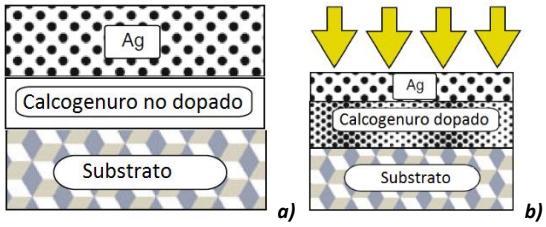


Fig.3.50- ***Proceso de foto difusión: a) Se muestra al Calcogenuro no dopado antes de la exposición, b) Se muestra al Calcogenuro dopado durante la exposición.***

Una observación importante es que el proceso de foto difusión es más rápido que el proceso de difusión térmico. Esto se debe a que la energía de activación de la foto difusión es menor que la energía de activación de la difusión térmica en la obscuridad.

3.3.2 ESTIMACIÓN DEL ESPESOR DE LA PELÍCULA DELGADA DE GeTe A PARTIR DE SU ÍNDICE DE REFRACCIÓN.

Iniciaremos primero por introducir *los conceptos básicos de índice de refracción e interferencia óptica* con el fin de poder explicar cómo se estimó el espesor de la película delgada de GeTe.

Cuando la luz se propaga en un medio dieléctrico que es diferente al vacío, su velocidad de propagación v_p (velocidad de fase) es menor que la velocidad de propagación en el vacío c. El índice de refracción de un medio es definido como la relación de la velocidad de propagación de luz en el vacío c y la velocidad de propagación de la luz en el medio dieléctrico v_p. Este índice de refracción n es una característica específica del medio dieléctrico. Se tiene entonces:

$$n = \frac{c}{v_p} = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot \mu_0}{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} = \sqrt{\varepsilon_r}, con\ n > 1 \qquad (3.13)$$

Donde la velocidad de la luz en el medio dieléctrico es $v_p = 1/\sqrt{\varepsilon \cdot \mu_0}$ y la velocidad de la luz en el vacío es $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}$. Si nosotros sabemos que la constante de fase en el vacío es $k_0 = 2\pi f\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0} = 2\pi/\lambda_0$ y la constante de fase en el medio dieléctrico es $k = 2\pi f\sqrt{\varepsilon \cdot \mu_0} = 2\pi/\lambda$, entonces el índice de refracción se puede escribir como:

$$n = \frac{k}{k_0} = \frac{\lambda_0}{\lambda} \qquad (3.14)$$

Donde k_0 es la constante de fase en el vacío, k es la constante de fase en el medio dieléctrico, λ_0 es la longitud de onda en el vacío y λ es la longitud de onda en el medio dieléctrico.

En la *Fig.3.51* se muestra las curvas del índice de refracción de una película delgada de GeTe en función de la longitud de onda ($250\ a\ 830\ [nm]$) y de la temperatura [8].

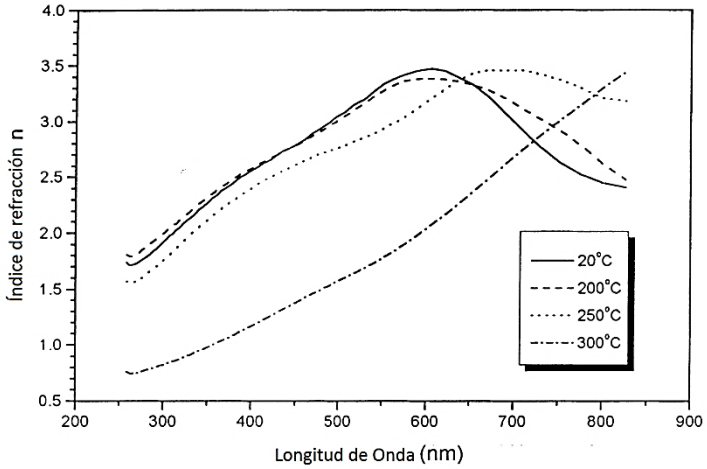


Fig.3.51- ***Curvas del índice de refracción de las películas de GeTe en función de diferentes temperaturas en el rango espectral de 250 a 830 [nm] [8].***

Además, el índice de refracción del sustrato (el porta objetos) es de 1.53 y del aire es de 1.

Por otro lado, la interferencia óptica involucra la superposición de dos o más ondas electromagnéticas en que los campos se añaden vectorialmente. Por otro lado, se considera que las ondas deben de tener la misma frecuencia. Se dice que dos ondas pueden solo interferir si ellas exhiben coherencia temporal mutua en un punto en el espacio donde ellas interactúan. Supongamos que dos ondas salen de una fuente luminosa y recorren caminos diferentes para después reunirse nuevamente en un punto en el espacio donde ellas interactúan.

En la *Fig.3.52* se muestra una película simple depositada sobre un sustrato que se puede usar para reducir o aumentar la reflectancia de sustratos de vidrio o metal. Debido a la interferencia producida por múltiples reflexiones en las interfaces entre las películas, estos filtros son altamente selectivos al color tanto en transmisión como en reflexión.

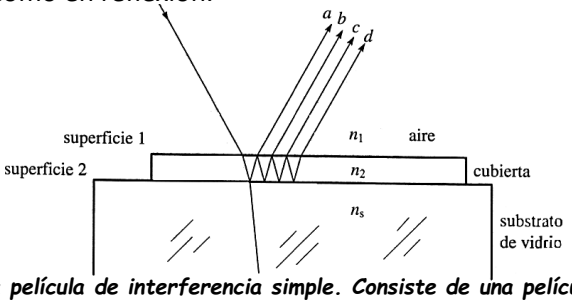


Fig.3.52- ***Vista lateral de la película de interferencia simple. Consiste de una película simple depositada sobre un sustrato.***

En la *Fig.3.53* se muestra el circuito equivalente en líneas de transmisión para el análisis del espesor de la película delgada depositada sobre un substrato. En donde Z_{in} es la impedancia de entrada, Γ es le coeficiente de reflexión en la entrada, Z_0 es la impedancia característica del aire, Z_1 es la impedancia característica de la película delgada, k_1 es la constante de fase en la película delgada, ℓ_1 es el espesor de la película delgada, Z_2 es la impedancia característica del sustrato.

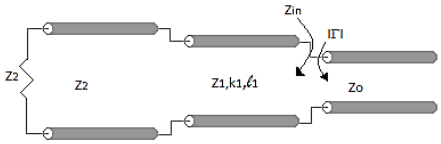


Fig.3.53- ***Circuito equivalente en líneas de transmisión para el análisis del espesor de la película delgada depositada sobre un sustrato.***

Si se analiza el circuito equivalente de líneas de transmisión de la *Fig.3.53*, lo primero que se debe obtener es la impedancia de entrada Z_{in} que es:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_2 + j\, Z_1 \tan(k_1 l_1)}{Z_1 + j\, Z_2 \tan(k_1 l_1)} \qquad (3.15)$$

Una vez que se calculo Z_{in}, podemos calcular el coeficiente de reflexión en la entrada $|\Gamma|$ que es:

$$|\Gamma| = \left|\frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}\right| \qquad (3.16)$$

La reflectancia R es el cociente entre la potencia reflejada y la potencia incidente, y esta se define como la medición de la intensidad de la luz reflejada. La reflectancia es igual al cuadrado del coeficiente de reflexión en amplitud:

$$R = |\Gamma|^2 \qquad (3.17)$$

La impedancia de onda es la relación entre el campo eléctrico y el campo magnético. La impedancia de onda del medio es:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{120\pi}{n} \qquad (3.18)$$

En la *Fig. 3.54* se muestra una película delgada de GeTe que está depositada sobre un substrato.

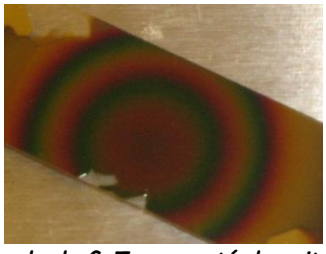


Fig.3.54- ***Película delgada de GeTe que está depositada sobre un sustrato.***

De la *Fig. 3.54* se puede distinguir los colores verde ($\lambda = 560\ [nm]$) y rojo ($\lambda = 665\ [nm]$) cuyo índice de refracción a temperatura ambiente de acuerdo a la *Fig. 3.51* es de $n = 3.3$.

De la ecuación *(3.15)* se puede observar que si $k_1 l_1 = (2\pi/\lambda_1)(n\lambda_1/4) = n\pi/2,\ \{n \in \mathbb{Z} : n \geq 0\}$ esto implica que $Z_{in} = Z_1^2/Z_2$.

$$R = |\Gamma|^2 = \left|\frac{\frac{Z_1^2}{Z_2} - Z_0}{\frac{Z_1^2}{Z_2} + Z_0}\right|^2 = \left|\frac{120\pi\left(\frac{1.53}{3.3^2} - 1\right)}{120\pi\left(\frac{1.53}{3.3^2} + 1\right)}\right|^2 = (0.7536)^2 = 0.5679 \qquad (3.19)$$

Por otro lado, de la ecuación *(3.15)* se puede observar que si $k_1 l_1 = (2\pi/\lambda_1)(n\lambda_1/2) = n\pi,\ \{n \epsilon \mathbb{Z} : n \geq 0\}$ esto implica que $Z_{in} = Z_2$.

$$R = |\Gamma|^2 = \left|\frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}\right|^2 = \left|\frac{120\pi\left(\frac{1}{1.53} - 1\right)}{120\pi\left(\frac{1}{1.53} + 1\right)}\right|^2 = (0.2095)^2 = 0.0439 \qquad (3.20)$$

Analizando las ecuaciones *(3.19) y (3.20)* se puede determinar que cuando $l_1 = n\lambda_1/4,\ \{n \in \mathbb{Z} : n \geq 0\}$ existe un aumento de la reflectancia de un color debida a la película simple depositada sobre un sustrato de vidrio.

Con la teoría anterior, se puedo determinar el espesor de la película en el extremo usando un perfilómetro, obteniendo como resultado de $50\ [nm]$ de espesor de película.

Tabla 3.17- Calculo del espesor de la película de GeTe.

Color	λo [nm]	n	λ [nm]	l=λ/4 [nm]	l=3λ/4 [nm]	l=5λ/4 [nm]	l=7λ/4 [nm]
Verde	560	3.3	169.69697	42.4242424	127.272727	212.121212	296.969697
Rojo	665	3.3	201.515152	50.3787879	151.136364	251.893939	

De la *Tabla 3.17* se observar que en la orilla tenemos un espesor de aproximadamente $42\ a\ 50\ [nm]$ que corresponde a lo medido con el perfilómetro en la orilla, es importante mencionar que en esta orilla no hay presencia de los anillos debido a la poca variación del espesor de la película, después tenemos la aparición de los anillos debido a la gran variación del espesor del material hasta llegar al centro donde el espesor de película se estima que es cercano a los $300\ [nm]$.

3.3.3 CÉLULA DE METALIZACIÓN PROGRAMABLE PRESENTE EN CALCOGENUROS.

Iniciaremos primero por introducir *los conceptos básicos de la tecnología de Célula de Metalización Programable* (PMC, *Programmable Metallization Cell*) con el fin de poder explicar la propuesta de diseño. La PMC usa la introducción de Plata o Cobre en los cristales de calcogenuro provocando cambios sustanciales en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistencia por varios ordenes de magnitud [9-11]. Este tipo de tecnología presenta la propiedad de memoria no volátil, así como un bajo consumo de energía.

La tecnología PMC es basada en el efecto electroquímico de redistribución de masa, en la que los iones móviles dentro de un electrolito líquido o solido se someten a un proceso electroquímico para formar y borrar filamentos metálicos conductores con una pequeña polarización aplicada en dos electrodos desiguales. La capacidad para redistribuir las masas metálicas dentro de los dispositivos o estructuras hace que la tecnología esté disponible para una amplia gama de aplicaciones potenciales incluyendo la electrónica de estado sólido, los MEMS, los microfluidos, la electrónica para microondas, la óptica, etc.

La estructura básica de un PMC es una célula compuesta por una pila *MIM*, donde una *M* se usa para referir a un electrodo activo electroquímicamente como Plata (Ag) o Cobre (Cu) y la otra *M* es para referir a un contraelectrodo inerte electroquímicamente como Platino (Pt), Iridio (Ir), Tungsteno (W), Nitruro de Titanio (TiN). La *I* se utiliza para referirse al material de electrolito sólido tal como un calcogenuro (Seleniuro de Germanio ($GeSe$), Sulfuro de Germanio (GeS), Teluro de Germanio ($GeTe$)) que este dopado por Ag o Cu. Facilitando que por una fuente de voltaje de corriente continua con polaridad positiva aplicada al electrodo activo se forme un filamento metálico de Ag o Cu a través de la brecha cerrando el conmutador. Y con polaridad negativa aplicada al electrodo inerte se disuelva el filamento metálico.

La adición de Ag o Cu transforma al vidrio calcogenuro en un electrolito, ya que estos metales forman iones móviles dentro del material. Los iones son asociados con los átomos del calcogenuro. La elevada constante dieléctrica de los materiales de vidrio, reduce las fuerzas de atracción de Coulomb entre las especies cargadas y esto permite una gran movilidad iónica. La conductividad de los cristales ternarios es una fuerte función de la concentración de ion móvil.

A continuación se representa esquemáticamente el principio de funcionamiento de la PMC. Las PMC fabricadas por lo general se encuentran en el estado apagado, como se muestra en la parte *Fig.3.55* (a). Cuando se aplica un voltaje positivo lo suficientemente alto en el electrodo activo, los iones de Ag o Cu se generan, tal como se aprecia en la siguiente reacción:

$$M \rightarrow M^{n+} + ne^{-} \tag{3.21}$$

Donde M es el material del electrodo en uso y n es el número de carga dependiendo de las especies de iones. Comúnmente se cree que el monovalente Ag^{+} es el único tipo de ion cuando Ag es usado como el electrodo activo, mientras que para las PMC basadas en Cu tanto Cu^{+} y Cu^{2+} pueden ser supuestos en la conmutación resistiva.

Después, los iones migran hacia el electrodo inerte impulsados por el campo eléctrico externo y se empieza a formar el filamento metálico en el contraelectrodo, como se muestra en *Fig.3.55*(b), tal como se aprecia en la siguiente reacción:

$$M^{n+} + ne^{-} \rightarrow M \tag{3.22}$$

Aquí una suposición es hecha, que la movilidad del ion dentro del electrolito solido es lo suficientemente grande para alcanzar el contraelectrodo. Esta suposición es válida si el material del conmutador es un electrolito solido tal como un calcogenuro que este dopado por Ag o Cu. La acumulación de precipitaciones de metales en la superficie del contraelectrodo eventualmente conduce a la formación de un filamento conductivo en la matriz del electrolito sólido, como se ve en *Fig.3.55*(c), que tiende un puente entre los dos electrodos y conmuta al dispositivo al estado de encendido. Esto corresponde al proceso de grabado de la PMC (conmutar desde el estado de apagado al estado de encendido). En el proceso de borrado de la PMC (conmutar desde el estado de encendido al estado de apagado) se requiere la aplicación de un voltaje con la polaridad inversa, que disuelva el filamento de metal y regrese al dispositivo al estado de apagado, como se ve en *Fig.3.55* (d).

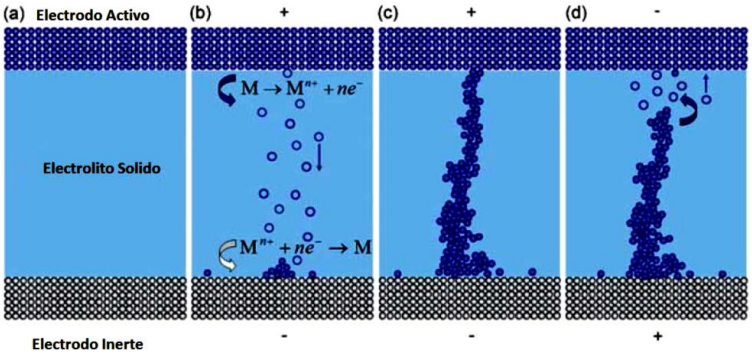


Fig.3.55- ***La ilustración esquemática del proceso de formación y ruptura de un filamento conductivo en una PMC. a) Estado Inicial del dispositivo. b) Inyección de iones desde el electrodo activo y subsecuente formación del filamento metálico. c) Formación de un filamento metálico conductivo que tiende un puente entre los dos electrodos, conmutando al dispositivo al estado de encendido. d) Disolución del filamento cuando un voltaje de restauración es aplicado [9].***

La aplicación de un voltaje positivo con respecto al electrodo de *Ni* (inerte) induce el crecimiento de Plata y permite que el dispositivo se encienda. Invertir la polaridad del voltaje aplicado elimina la Plata crecida electroquímicamente y obliga al dispositivo pasar al estado de apagado.

A continuación se muestra una microfotografía de las canalizaciones metálicas conductoras que se forman cuando el dispositivo está encendido. La otra imagen fue tomada por el microscopio de fuerza atómica, y muestra que en gran parte del crecimiento de la Ag ocurre en la superficie de la película delgada [10, 11].

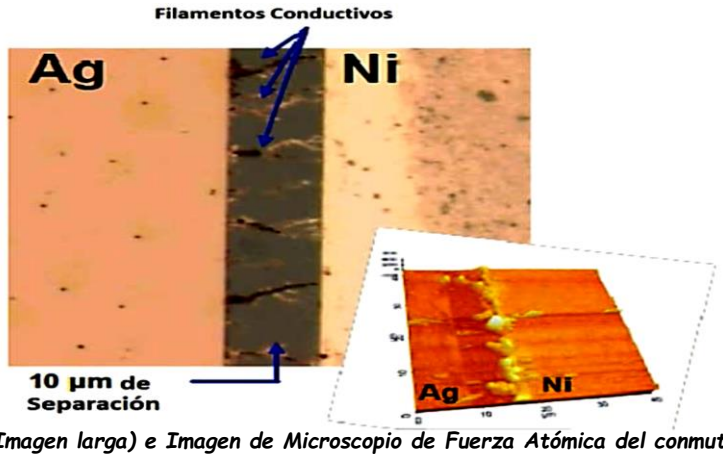


Fig.3.56- ***Microfotografía (Imagen larga) e Imagen de Microscopio de Fuerza Atómica del conmutador en el estado de encendido [10, 11].***

La velocidad del funcionamiento del conmutador está en función de la distancia que el electrodepósito de plata dentro de un vidrio de calcogenuro que tiene que atravesar y es de aprox. $1\ [nm/ns]$.

3.3.4 EXPERIMENTACIÓN DE CÉLULA DE METALIZACIÓN PROGRAMABLE PRESENTE EN GeTeAg.

La experimentación de célula de metalización programable presente en GeTeAg fue hecha usando la configuración que se muestra en la *Fig.3.57.* La corriente eléctrica en el dispositivo fue medida con el analizador de corriente continua, utilizando un voltaje de lectura. Para poder mejorar la resolución de la corriente eléctrica medida en el dispositivo se utilizó un Amperímetro en serie con una resistencia de $12\ [k\Omega]$.

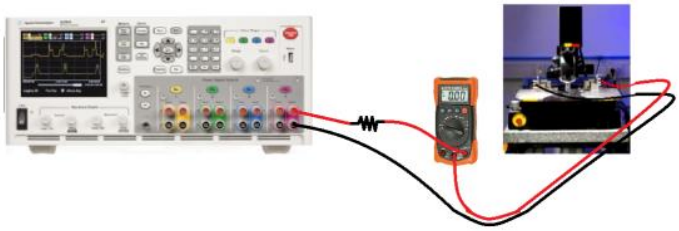


Fig.3.57- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

Usando la configuración de la *Fig.3.58,* se procedió a realizar la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag tal como se muestra en el esquema de a continuación.

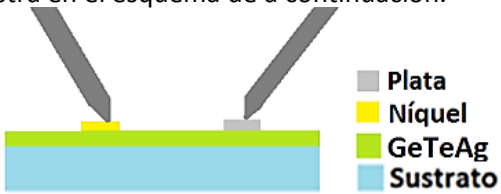


Fig.3.58- ***Esquema de la configuración usada para medir la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.***

Después se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $0.5\ [V]$ a $3\ [V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $4.99[k\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $1.75[V]$.

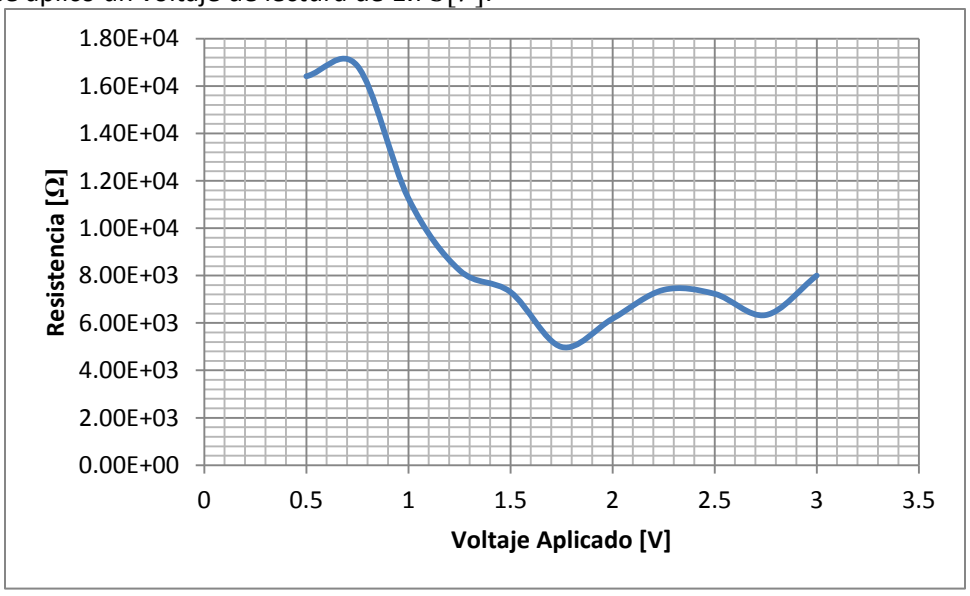


Fig.3.59-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $0.5[V]$ *a* $3[V]$.

Posteriormente se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $(-)0.5[V]$ a $(-)3[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $2.49[M\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $(-)0.5[V]$. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 500.

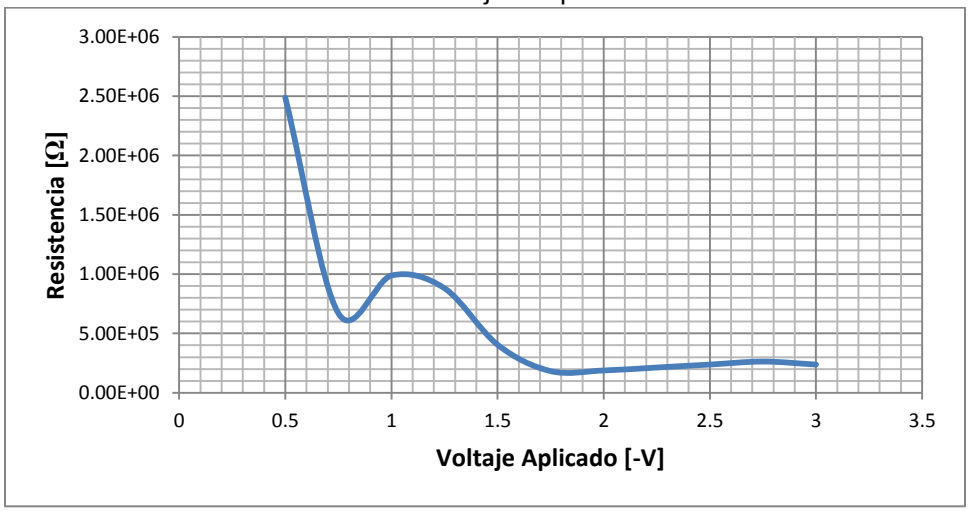


Fig.3.60-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $(-)0.5[V]$ ***a*** $(-)3[V]$.

Si se analiza la *Fig.3.59* y *Fig.3.60* se puede observar que si aumenta el voltaje de lectura por encima de $\pm 1[V]$, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo se ve deteriorado.

Enseguida se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $0.1[V]$ a $1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $3.24[k\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $0.8[V]$.

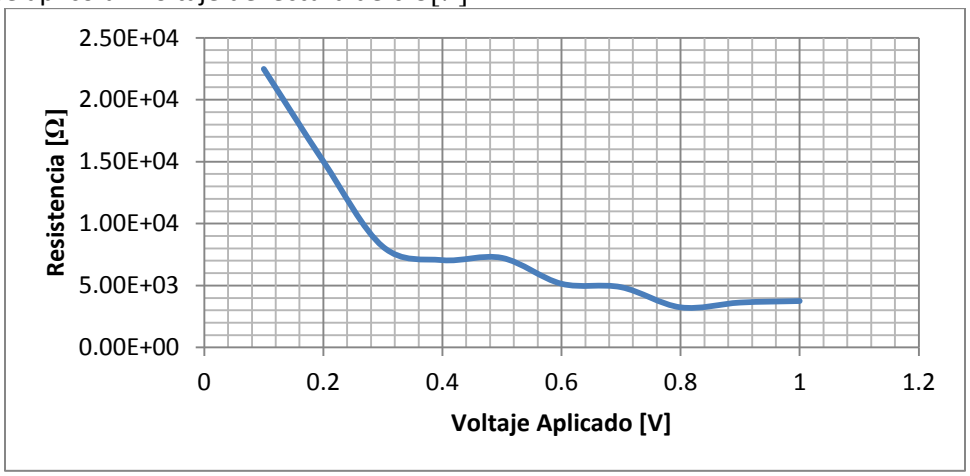


Fig.3.61-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $0.1[V]$ ***a*** $1[V]$.

Subsiguientemente se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $4.99[M\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $(-)0.5[V]$. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de10^3.

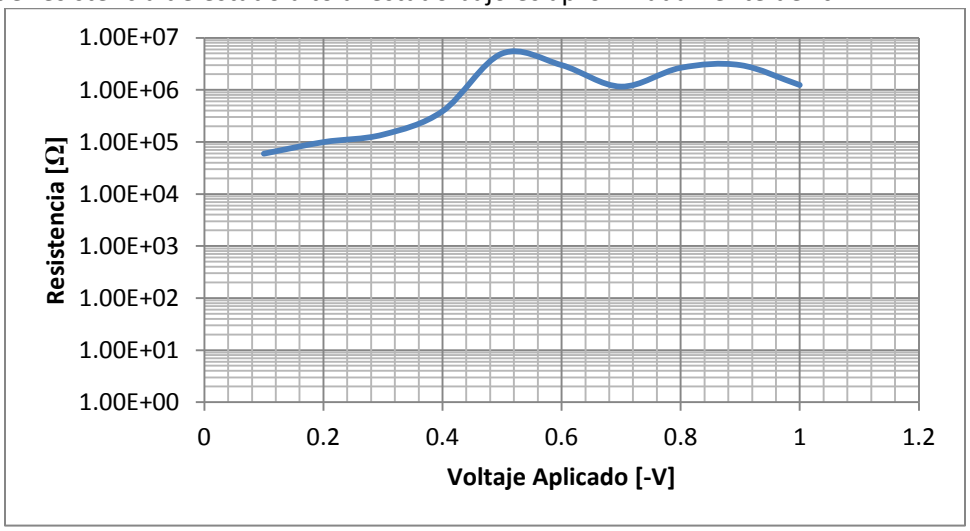


Fig.3.62-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $(-)0.1[V]$ ***a*** $(-)1[V]$.

Inmediatamente se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se conmuto de $1[V]$ y $-1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del número de conmutación. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $2.95[k\Omega]$ y el valor de resistencia más alto es de $2.49[M\Omega]$. Por lo tanto la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.

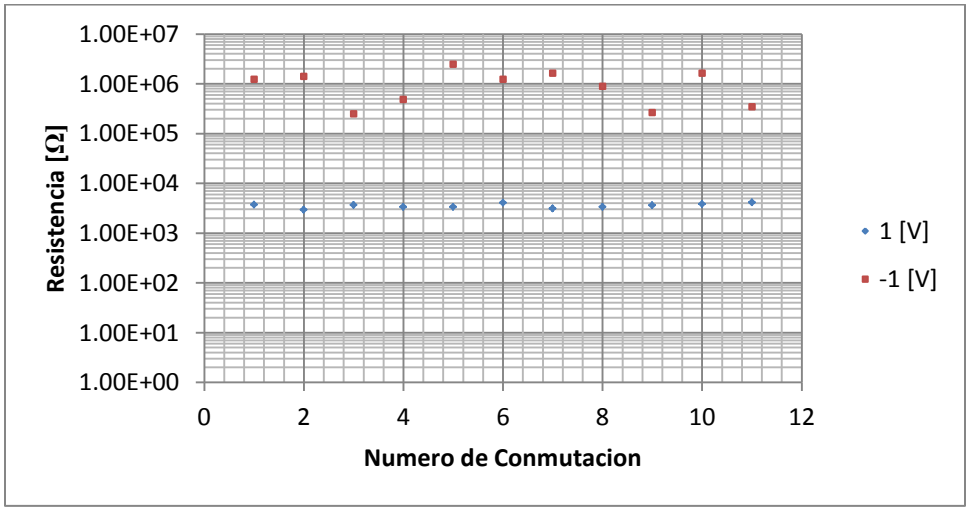


Fig.3.63-*Grafica de Numero de Conmutación vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se conmuto de* $1[V]$ ***a*** $-1[V]$.

Una vez hecho el experimento anterior, se decidió repetir el experimento que se muestra en la *Fig.3.57* y la *Fig.3.58,* pero ahora se cambió la resistencia de $12\ [k\Omega]$ por la resistencia de $680[\Omega]$.
En seguida se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $0.1[V]$ a $1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $13.6[k\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $1[V]$.

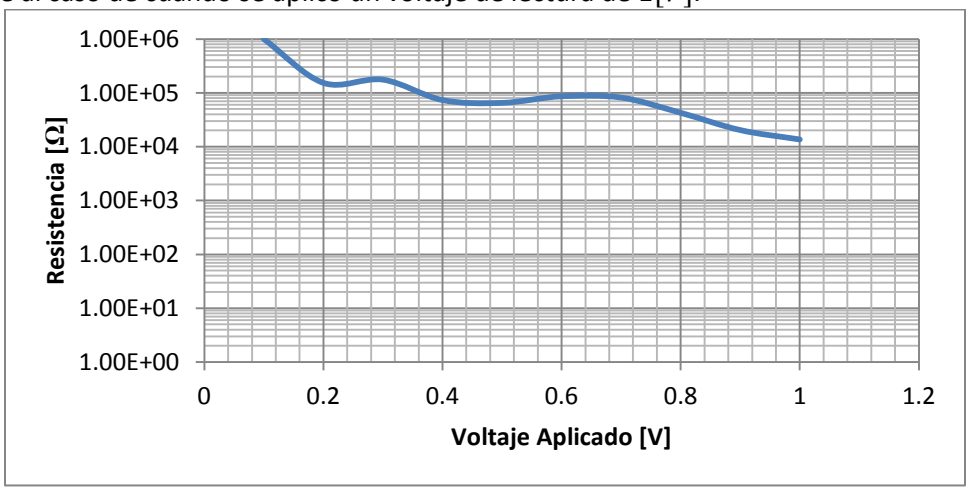


Fig.3.64-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $\mathbf{0.1[V]}$ ***a*** $\mathbf{1[V]}$.

Posteriormente se procedió a determinar en qué momento se produce el cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se varió desde $(-)0.1[V]$ a $(-)1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del voltaje de lectura. Se puede observar que el valor de resistencia más alto es de $10[M\Omega]$ que corresponde al caso de cuando se aplicó un voltaje de lectura de $(-)1[V]$. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 735.

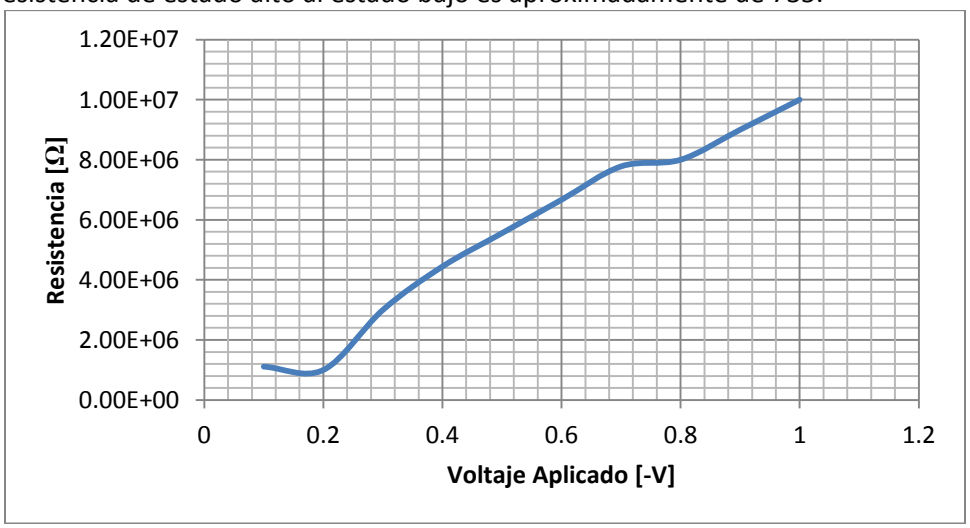


Fig.3.65-*Grafica de Voltaje vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se varió desde* $\mathbf{(-)0.1[V]}$ ***a*** $\mathbf{(-)1[V]}$.

Inmediatamente se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, para ello se utilizó el analizador de corriente continua, cuyo voltaje de lectura se conmuto de $1[V]$ y $-1[V]$. A continuación se muestra gráficamente la medición hecha de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag en función del número de conmutación. Se puede observar que el valor de resistencia más bajo es de $9.85[k\Omega]$ y el valor de resistencia más alto es de $10[M\Omega]$. Por lo tanto la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.

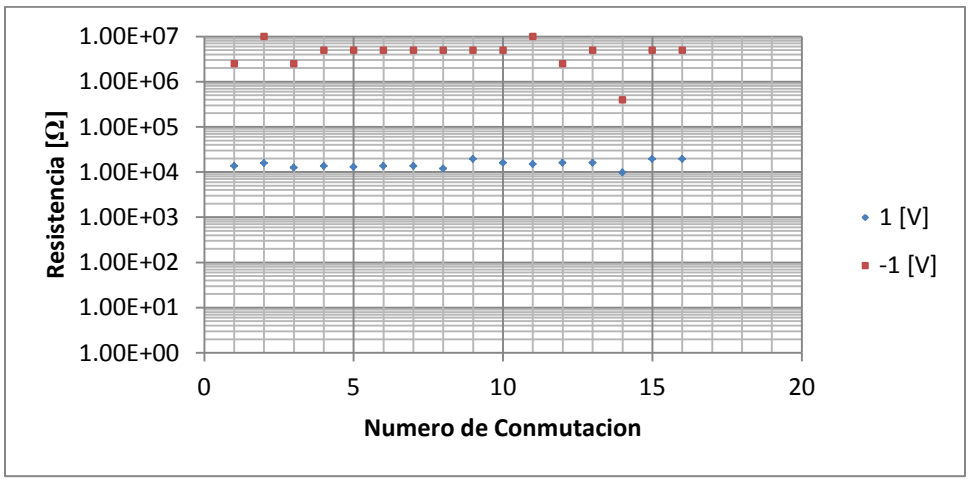


Fig.3.66-*Grafica de Numero de Conmutación vs Resistencia para cuando se aplica un voltaje de lectura que se conmuto de $1[V]$ a $-1[V]$.*

Después se decidió realizar el experimento de la célula de metalización programable presente en GeTeAg usando la configuración que se muestra en la *Fig.3.*58 y la *Fig.3.67.* Los pulsos de voltaje fueron aplicados al dispositivo que está en serie con una resistencia de $3.3[k\Omega]$ por un generador de pulsos. Los voltajes de entrada y del dispositivo se midieron con un osciloscopio.

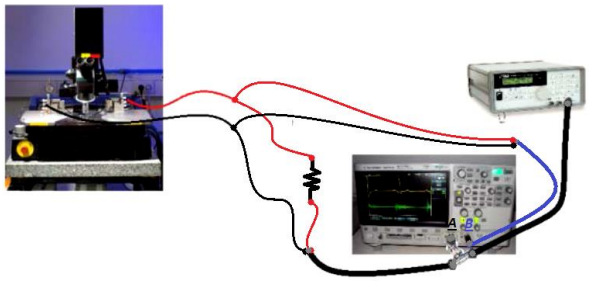
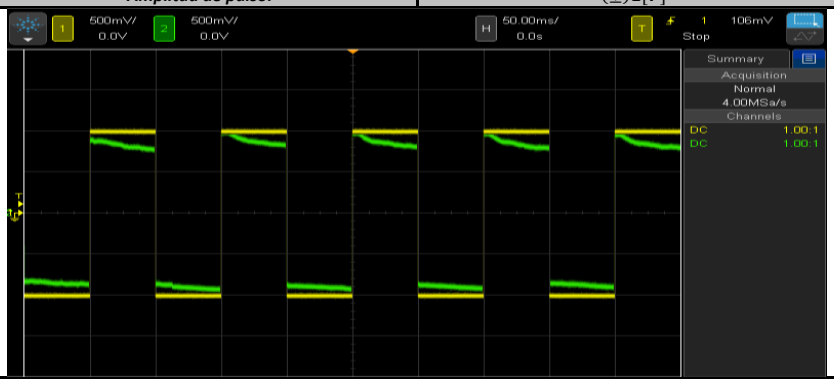


Fig.3.67- ***Configuración utilizada para llevar a cabo la medición de la resistencia de la muestra fabricada.***

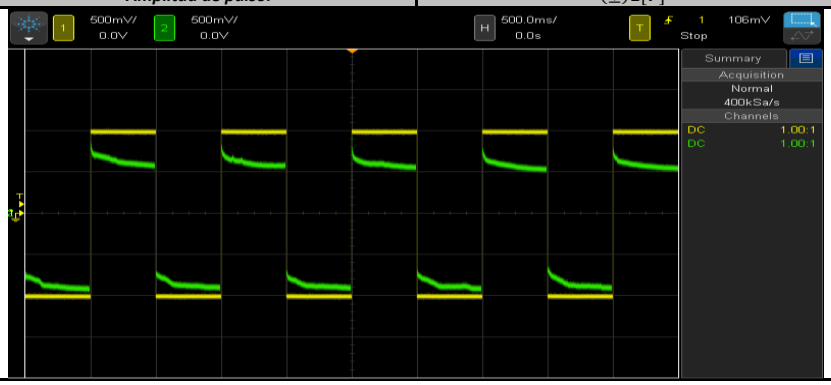
En seguida se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag, para ello se realizó un escaneo del pulso variando tanto su amplitud, así como su duración. En la *Tabla 3.18* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Tabla 3.18- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Níquel-GeTeAg-Ag*	
Estado de Resistencia Alta:	*Valor máximo:*	*Razón de Cambio.*
	$100[k\Omega]$	≈ 10
Estado de Resistencia Baja:	*Valor máximo:*	
	$10[k\Omega]$	
Pulso Original.	*Tipo de pulso:*	*Rectangular*
	Ancho de pulso:	$50\ [ms]$
	Amplitud de pulso:	$(\pm)1[V]$
Pulso Aplicado.		

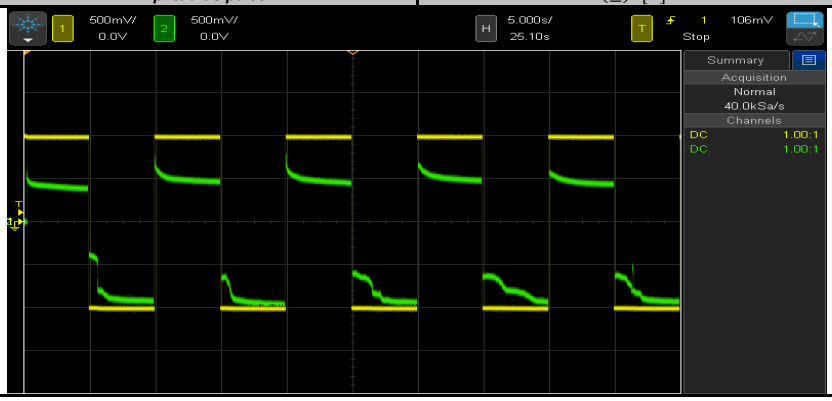
En la *Tabla 3.18* se puede observar que cuando de aplica un pulso rectangular de amplitud $\pm 1[V]$ y con una duracion de $50[ms]$, la maxima razon de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10. A continuacion se procedió a aumentar el tiempo de duración del tren de pulsos. En la *Tabla 3.19* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Tabla 3.19- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Níquel-GeTeAg-Ag*	
Estado de Resistencia Alta:	*Valor máximo:*	*Razón de Cambio.*
	$130[k\Omega]$	≈ 40
Estado de Resistencia Baja:	*Valor máximo:*	
	$3.3[k\Omega]$	
Pulso Original.	*Tipo de pulso:*	*Rectangular*
	Ancho de pulso:	$500\ [ms]$
	Amplitud de pulso:	$(\pm)1[V]$
Pulso Aplicado.		

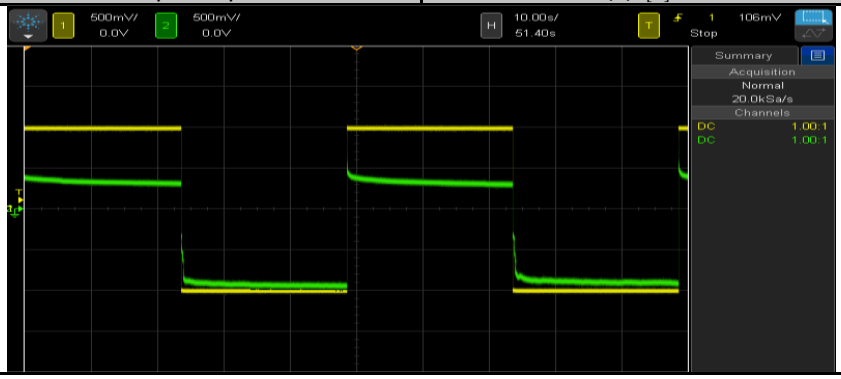
En la *Tabla 3.19* se puede observar que cuando de aplica un pulso rectangular de amplitud $\pm 1[V]$ y con una duracion de $500[ms]$, la maxima razon de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 40. Despues se procedió a aumentar el tiempo de duración del tren de pulsos. En la *Tabla 3.20* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Tabla 3.20- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Níquel-GeTeAg-Ag*		
Estado de Resistencia Alta:	*Valor máximo:*		*Razón de Cambio.*
	$1[M\Omega]$		$\approx 10^3$
Estado de Resistencia Baja:	*Valor máximo:*		
	$1.8[k\Omega]$		
Pulso Original.	*Tipo de pulso:*	*Rectangular*	
	Ancho de pulso:	$5[s]$	
	Amplitud de pulso:	$(\pm)1[V]$	
Pulso Aplicado.			

En la *Tabla 3.20* se puede observar que cuando de aplica un pulso rectangular de amplitud $\pm 1[V]$ y con una duracion de $5[s]$, la maxima razon de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3. Posteriormente se procedió a aumentar el tiempo de duración del tren de pulsos. En la *Tabla 3.21* se muestra las condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Tabla 3.21- Condiciones para la medición de la resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag para el caso de cuando se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag.

Configuración utilizada para medir la resistencia:	*Níquel-GeTeAg-Ag*		
Estado de Resistencia Alta:	*Valor máximo:*		*Razón de Cambio.*
	$1[M\Omega]$		$\approx 10^3$
Estado de Resistencia Baja:	*Valor máximo:*		
	$1.1[k\Omega]$		
Pulso Original.	*Tipo de pulso:*	*Rectangular*	
	Ancho de pulso:	$25[s]$	
	Amplitud de pulso:	$(\pm)1[V]$	
Pulso Aplicado.			

En la *Tabla 3.21* se puede observar que cuando se aplica un pulso rectangular de amplitud $\pm 1[V]$ y con una duracion de $25[s]$, la maxima razon de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.

3.4 CONCLUSIONES.

1. Las oscilaciones de relajación se asemejan a la carga y descarga relativamente rápida de un capacitor. El fenómeno sucede cuando los dispositivos exhiben una resistencia diferencial negativa. La porción del ciclo de carga siguió a la típica carga de un capacitor, este comportamiento se debe a que la conductividad de la célula de PCM se encuentra en un estado de apagado. Cuando el voltaje a través de la célula de PCM es incrementado hasta un voltaje umbral V_T, un filamento conductor se forma en la fase amorfa, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de encendido, como resultando aparece una rápida descarga. Por otro lado, cuando el voltaje se reduce por debajo de un voltaje de retención V_H en el estado de encendido, el filamento conductor se desvanecerse en la fase amorfa, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de apagado y el ciclo comienza de nuevo. Después de n_d ciclos de un régimen estable, un núcleo de cristal esférico empieza a crecer como resultado de la inducción térmica, dando como resultado un decaimiento en la amplitud de oscilación continua. Hasta que cesan las oscilaciones cuando el núcleo es cercano al tamaño del espesor de la película de GeTe.

2. Cuando en la unión de Cu-GeTe se aplicó un pulso rectangular de $10[V]$ con una duración de tiempo de $5[ms]$, se observó un cambio de estado amorfo (13 $[k\Omega]$) al estado cristalino ($4.1[\Omega]$) de GeTe cuando había transcurrido un tiempo de $450[\mu s]$ desde el inicio del pulso. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.

3. Cuando en la unión de Cu-GeTe se aplicó un pulso rectangular de $(-)10[V]$ con una duración de tiempo de $2[ms]$, se observó la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en GeTe. En la *Fig.3.16 (b)* se muestra un aumento en la resolución correspondiente a las oscilaciones de relajación, en ella se puede observar como la amplitud de las oscilaciones decrece de una amplitud pico a pico de $3.6\ [V]$ a una amplitud pico a pico de $1.6\ [V]$, en donde las oscilaciones empiezan a ser estables en amplitud con el periodo de $\tau = 390\ [ns] \rightarrow f = 2.56\ [MHz]$. Después, las oscilaciones cesan por un lapso de tiempo de $6.8\ [\mu s]$ y vuelven a aparecer nuevas oscilaciones estables de una amplitud pico a pico de $2.8\ [V]$ pero con un periodo de $\tau = 1.48\ [\mu s] \rightarrow f = 675.68\ [kHz]$ y finalmente las oscilaciones cesan por completo.

4. El PCM muestra una gran resistencia en el estado de apagado, esto sucede cuando el voltaje en el dispositivo es menor al voltaje de umbral. Pero cuando el voltaje en el dispositivo alcanza al voltaje de umbral, se forma un filamento conductivo en la fase amorfa del calcogenuro, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de encendido. Cuando se elimine el campo eléctrico este filamento desaparece si es que no se le dio el suficiente tiempo para crecer bajo el campo eléctrico, pero el filamento continuara si es que se le dio el suficiente tiempo para crecer a un tamaño estable durante el campo eléctrico.

5. A continuación se muestra una tabla comparativa de los casos en que se experimentó un umbral de conmutación en GeTe para el caso de la unión de Cu-GeTe:

Experimentación de un umbral de conmutación en GeTe para el caso de la unión de Cu-GeTe			
Para el caso de cuando el pulso era triangular con una duración de tiempo de $\mathbf{200}[\mu s]$			
Amplitud del Pulso Triangular	$(-)\mathbf{10}[V]$	$\mathbf{10}[V]$	$(-)\mathbf{10}[V]$
Cuando se dio la observación del umbral de conmutación en GeTe	***Se dio cuando la magnitud era de*** $(-)\mathbf{10}[V]$ ***y había transcurrido un tiempo cercano de*** $\mathbf{100}[\mu s]$.	***Se dio cuando la magnitud era de*** $\mathbf{2}[V]$.	***Se dio cuando la magnitud era de*** $(-)\mathbf{1}[V]$.

De la tabla anterior se puede deducir que el hecho de que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparezca con un voltaje menor que el anterior implica que el material se va transformando al estado cristalino como resultado del calentamiento debido al Efecto de Joule.

Para el caso específico de cuando se aplicó el pulso triangular de $10[V]$ con una duracion de tiempo de $200[\mu s]$ y que se experimentó el umbral de conmutación en GeTe que se dio cuando la magnitud del pulso triangular era de $2[V]$. Se pudo observar que la resistencia cambio de un estado alto de $20[k\Omega]$ (cuando el voltaje era de $0.23[V]$) a un estado bajo de $20[\Omega]$ (cuando el voltaje era de $10[V]$). Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.

6. Cuando en la unión de Níquel–GeTe-Ag se aplicó un pulso rectangular de voltaje positivo en el electrodo de Plata de muy corta duración ($1[\mu s]$) el dispositivo exhibe una resistencia baja (estado de encendido). La explicación a esta situación que se puede dar es que GeTe es fuertemente dopado de Ag que proviene del electrodo de Plata, formándose un puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material se vuelve conductivo, decreciendo la resistencia, obteniendo una resistencia baja que varía de $52.5\ [\Omega]$ a $60.5\ [\Omega]$. Si a continuación se aplica un pulso rectangular de voltaje negativo en el electrodo de Plata el dispositivo exhibe una resistencia alta (estado de apagado). La explicación a esta situación que se puede dar es que los iones Ag son obligados a retroceder al electrodo de Plata, borrándose el puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material pierde conductividad eléctrica, aumentando la resistencia, obteniendo una resistencia alta que es de $1.31[k\Omega]$.

7. La capacitancia de la unión de Níquel-GeTe-Ag es de aproximadamente $0.54\ [pF]$, lo cual implica una limitación en el rendimiento del conmutador en altas frecuencias en la forma de las pérdidas de inserción y degradación de aislamiento.

8. Para disminuir el valor de la capacitancia se dispuso de la unión Níquel-GeTeAg-Ag. Ya que al disminuir el valor de la capacitancia se logra tener un mejor rendimiento del conmutador en altas frecuencias. Sin embargo, en la parte central del dispositivo fabricado hubo una destrucción de la unión Níquel –GeTeAg –Ag, dicha destrucción se observó en el paso de fabricación relacionado con el depósito de Plata sobre GeTe. La causa se conoce como estrés en películas delgadas que consiste básicamente en la tensión térmica que surge durante las variaciones de temperatura debido a la diferencia en los coeficientes de expansión térmica entre GeTe y Plata que se hizo más evidente cuando la concentración del material era mayor en el centro del dispositivo fabricado. Por lo cual se tuvo que trabajar con las partes laterales del dispositivo fabricado que involucraba una menor cantidad de concentración de material.

9. Cuando se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, se observó que si se aumenta el voltaje por encima de $\pm 1[V]$, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo se ve deteriorado.

   A continuación se muestra una tabla comparativa de los casos en que se llevó a cabo la conmutación de resistencia para la unión de Níquel-GeTeAg-Ag:

Conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag		
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia		
Voltaje Aplicado	$\mathbf{0.8}[V]$	$\mathbf{1}[V]$
Valor de Resistencia	$\mathbf{3.24}[k\Omega]$.	$\mathbf{13.6}[k\Omega]$.
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia		
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{0.5}[V]$	$(-)\mathbf{1}[V]$
Valor de Resistencia	$\mathbf{4.99}[M\Omega]$	$\mathbf{10}[M\Omega]$.
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo		
	$\mathbf{10^3}$	***735***

   Posteriormente se muestra una tabla comparativa de los casos en que se llevó a cabo la conmutación de resistencia para el caso la unión de Níquel-GeTeAg-Ag con voltaje de $1[V]$ y $-1[V]$:

Conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag con voltaje de $\mathbf{1}[V]$ *y* $(-)\mathbf{1}[V]$		
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia		
Voltaje Aplicado	$\mathbf{1}[V]$	
Valor de Resistencia	$\mathbf{2.95}[k\Omega]$	$\mathbf{9.85}[k\Omega]$
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia		
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{1}[V]$	
Valor de Resistencia	$\mathbf{2.49}[M\Omega]$.	$\mathbf{10}[M\Omega]$.
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo		
$\mathbf{10^3}$		

   Después se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag:

Determinación del momento en que se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag				
Tiempo de duración de Pulso	$\mathbf{50}[ms]$	$\mathbf{500}[ms]$	$\mathbf{5}[s]$	$\mathbf{25}[s]$
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia				
Voltaje Aplicado	$\mathbf{1}[V]$			
Valor de Resistencia	$\mathbf{10}[k\Omega]$	$\mathbf{3.3}[k\Omega]$	$\mathbf{1.8}[k\Omega]$	$\mathbf{1.1}[k\Omega]$
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia				
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{1}[V]$			
Valor de Resistencia	$\mathbf{100}[k\Omega]$.	$\mathbf{130}[k\Omega]$	$\mathbf{1}[M\Omega]$.	$\mathbf{1}[M\Omega]$
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo				
	10	**40**	$\mathbf{10^3}$	

10. Se utilizó la técnica de fabricación de Lift-off que tiene el inconveniente de que el tiempo de liberación va de 2 semanas a 1 mes, ya que el ataque húmedo con Ácido Nítrico implicaba la posibilidad de que se destruyera las uniones existentes del dispositivo.

11. Se logró estimar el espesor de la película delgada de GeTe a partir de su índice de refracción. Para ello se estableció un modelo equivalente en líneas de transmisión, ver las ecuaciones *(3.19) y (3.20)*. De dichas ecuaciones se pudo determinar que cuando $l_1 = n\lambda_1/4$, $\{n \in \mathbb{Z} : n \geq 0\}$ existe un aumento de la reflectancia de un color debida a la película simple depositada sobre un sustrato de vidrio. Después se calculó el espesor de la orilla el cual era de aproximadamente $42\ a\ 50\ [nm]$ que corresponde a lo medido con el perfilómetro en la orilla, es importante mencionar que en esta orilla no hay presencia de los anillos debido a la poca variación del espesor de la película, después tenemos la aparición de los anillos debido a la gran variación del espesor del material hasta llegar al centro en donde el espesor de la película se estimó que tenía un valor cercano a los $300\ [nm]$.

REFERENCIAS.

[1] M. Nardone, V. G. Karpov, I. V. Karpov, *"Relaxation oscillations in chalcogenide phase change memory"*, en *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS* 107, pp 1-9, 2010.

[2] Daniele Ielmini, Davide Mantegazza, Andrea L. Lacaita, "*Voltage-Controlled Relaxation Oscillations in Phase-Change Memory Devices"*, en *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, pp. 1-3, 2008.

[3] Simone Lavizzari, Daniele Ielmini, Andrea L. Lacaita, *"A New Transient Model for Recovery and Relaxation Oscillations in Phase-Change Memories"*, en *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, Vol. 57, No. 8, pp. 1838-1845, AUGUST 2010.

[4] Pierre E. Schmidt, Roberto C. Callarotti, *"The operation of thin film chalcogenide glass threshold switches in the relaxation oscillation mode",* en *ELSEVIER-Thin Solid Films*, Vol. 42, Issue 3, pp. 277-282, May 1977.

[5] V. G. Karpov, Y. A. Kryukov, S. D. Savransky, I. V. Karpov, *"Nucleation switching in phase change memory"*, en *Applied Physics Letters 90*, pp. 1-3, 2007.

[6] Se-Ho Lee, Yeonwoong Jung, Hee-Suk Chung, Andrew T. Jennings, Ritesh Agarwal, *"Comparative study of memory-switching phenomena in phase change GeTe and Ge2Sb2Te5 nanowire devices",* en *ELSEVIER en PHYSICA E*, pp. 2474-2480, 2008.

[7] Y. Gonzalez-Velo, H. J. Barnaby, A. Chandran, D. R. Oleksy, P. Dandamudi, M. N.Kozicki, K. E. Holbert, M. Mitkova, M. Ailavajhala, P. Chen, *"Effects of Cobalt-60 Gamma-Rays on Ge-Se Chalcogenide Glasses and Ag/Ge-Se Test Structures"*, en *IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE*, Vol. 59, No. 6, pp. 3093-3100, DECEMBER 2012

[8] Jing Li, Fuxi Gan, Zhengtian Gu, Quan Xie, Hao Ruan, Peihui Liang, *"Determination of optical parameters of GeTe semiconductor lms after thermal treatment"*, en *ELSEVIER-Optical Materials*, pp. 337-343, 2000.

[9] Yuchao Yang y Wei Lu, *"Nanoscale resistive switching devices: mechanisms and modeling",* en *RSC Publishing Nanoscale*, pp. 10076-10092, 2013.

[10] James A. Nessel, Richard Q. Lee, Carl H. Mueller, Michael N. Kozicki, Minghan Ren, y Jacki Morse, *"*A Novel Nanoionics-based Switch for Microwave Applications*",* en *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1051 - 1054, 2008.

[11] Minghan Ren, *"Lateral Programmable Metallization Cell Devices And Applications",* en *A Dissertation of Arizona State University*, 2011.

Conclusiones Generales.

1. Las antenas reconfigurables se caracterizan por tener la capacidad de cambiar las características fundamentales de operación mediante conmutadores electrónicos, mecánicos, o de otro tipo. Es importante decir que dentro de los conmutadores antes mencionados, los conmutadores electrónicos sobresalen por ofrecen una alta velocidad de conmutación, además de que su tamaño es de una fracción del tamaño de los conmutadores mecánicos equivalentes que operan en la misma frecuencia de medición.
2. Un conmutador permite reconfigurar una misma estructura eliminando la necesidad de usar múltiples estructuras. Esto trae como consecuencia que el proceso de prueba pueda ser automatizado, lo que aumenta el rendimiento.

   Los conmutadores de RF y microondas se pueden clasificar en dos grupos: Conmutadores electromecánicos y Conmutadores de estado sólido

   Los conmutadores de estado sólido presentan una alta velocidad de conmutación, menor costo de fabricación, capacidad de manejar mayor potencia y su alta fiabilidad.
3. Aunque los conmutadores MEMS presentan una resistencia pequeña en el estado de encendido comparada con los conmutadores de estado sólido, en la práctica no han sido ampliamente usados debido a la necesidad de un alto voltaje de actuación, la falta de flexibilidad para la integración, los problemas de fiabilidad y alto costo
4. Recientemente se reportó el novedoso diseño de un conmutador de estado sólido basado en los vidrios de calcogenuro. El efecto de conmutación en este conmutador ocurre debido al cambio del estado de fase en el vidrio durante el proceso de calentamiento. Como resultado es posible incrementar más de diez mil veces la conductividad del vidrio. Además, este tipo de conmutadores presenta la propiedad de memoria no volátil, como resultado el consumo de energía es cero.

   Para lograr la transición entre los estados de la fase amorfa y la fase cristalina del PCM se puede seleccionar cualquiera de los dos métodos de calentamiento por efecto de Joule: Calentamiento Directo o Calentamiento Indirecto, ambos métodos requieren de la aplicación de Pulsos de Corriente (o Voltaje). En el caso del Calentamiento Directo, la Corriente fluye directamente por el PCM y con ello se puede lograr la transición entre el estado cristalino y el estado amorfo. Mientras que en el caso del Calentamiento Indirecto, la línea de calentador se coloca de manera adyacente al conmutador y está aislada eléctricamente del camino de la señal de RF pero térmicamente acoplada a la vía del PCM.

   Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es pequeña y su duración es larga: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ***·tiende a ser de un valor pequeño ya que hay un cambio gradual entre la temperatura del objeto*** $T(t)$ ***y la temperatura de sus alrededores*** T_a***. Lo anterior implica que habrá un menor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto pequeño. Este caso corresponde al pulso de cristalización.***

   Cuando se tiene un pulso cuya amplitud es grande y su duración es corta: el factor $(T(t) - T_a)[K]$ ***·tiende a ser de un valor considerable ya que hay un cambio brusco entre la temperatura del objeto*** $T(t)$ ***y la temperatura de sus alrededores*** T_a***. Lo anterior implica que habrá un mayor consumo de energía, ya que el enfriamiento descrito por la Ley de Newton tiene un efecto considerable. Por otro lado, ya que existe un cambio brusco entre la temperatura del objeto*** $T(t)$ ***y la temperatura de sus alrededores*** T_a ***implica que después de que termine el pulso en un tiempo t seguirá un enfriamiento rápido. Este caso corresponde al pulso de amorfizacion.***

5. ***En el circuito equivalente del conmutador de RF basado en GeTe que se estudió, los puertos de entrada P_1 y P_2 son de $50\ [\Omega]$ (que son tan característicos de la guía de onda coplanar). Posteriormente se puso una resistencia R_1 que varía de $0.52\ [M\Omega]$ (que representa la alta resistencia del GeTe cuando se encuentra en estado amorfo) a $4.48\ [\Omega]$ (que representa la baja resistencia del GeTe cuando se encuentra en estado cristalino). Dicha resistencia R_1 está en paralelo con una capacitancia $C_2 = 35.14\ [fF]$ (que representa la discontinuidad del conductor central en la cual se colocó el GeTe). Subsiguientemente se colocó una capacitancia $C_1 = 30\ [fF]$ (que representa la capacitancia formada por el Área común entre GeTe y el Resistor de película delgada, los cuales están separados por un dieléctrico). Dicha capacitancia C_1 está en serie con una carga a tierra $Z_1 = 22\ [\Omega]$ (que representa la resistencia en paralelo de los extremos del Resistor de película delgada que están conectados a su correspondiente puerto de la señal de calentamiento).***
6. ***Después del proceso de medición de la resistencia de un depósito en estado amorfo de una película delgada de GeTe en función de la temperatura se observó que la propiedad de memoria no volátil está presente cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$, pero cuando la distancia es de $2\ [cm]$ dicha propiedad no está presente. La explicación a esta situación que se puede dar es que el GeTe es dopado de Ag que proviene del Epoxy de Plata, formándose un puente entre los electrodos de Epoxy de Plata, cuando la distancia de separación entre electrodos es de $5\ [mm]$. El fenómeno de transporte que origino que el GeTe se dopara de Ag se conoce como Difusión Común o Ley de Fick.***

   La introducción de Ag dentro del calcogenuro causa substanciales cambios en las propiedades eléctricas del material, decreciendo la resistividad por varios órdenes de magnitud, obteniendo una resistencia baja que varía de $90\ [\Omega]$ o $96\ [\Omega]$.

   Para restaurar la resistencia a un estado alto se decido aplicar un voltaje de $30\ [V]$ obteniendo una resistencia alta que varía de $0.666\ [M\Omega]$ o $1.36\ [M\Omega]$.
7. Las oscilaciones de relajación se asemejan a la carga y descarga relativamente rápida de un capacitor. El fenómeno sucede cuando los dispositivos exhiben una resistencia diferencial negativa. La porción del ciclo de carga siguió a la típica carga de un capacitor, este comportamiento se debe a que la conductividad de la célula de PCM se encuentra en un estado de apagado. Cuando el voltaje a través de la célula de PCM es incrementado hasta un voltaje umbral V_T, un filamento conductor se forma en la fase amorfa, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de encendido, como resultando aparece una rápida descarga. Por otro lado, cuando el voltaje se reduce por debajo de un voltaje de retención V_H en el estado de encendido, el filamento conductor se desvanecerse en la fase amorfa, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de apagado y el ciclo comienza de nuevo. Después de n_d ciclos de un régimen estable, un núcleo de cristal esférico empieza a crecer como resultado de la inducción térmica, dando como resultado un decaimiento en la amplitud de oscilación continua. Hasta que cesan las oscilaciones cuando el núcleo es cercano al tamaño del espesor de la película de GeTe.
8. ***Cuando en la unión de Cu-GeTe se aplicó un pulso rectangular de $10[V]$ con una duración de tiempo de $5[ms]$, se observó un cambio de estado amorfo (13 $[k\Omega]$) al estado cristalino ($4.1[\Omega]$) de GeTe cuando había transcurrido un tiempo de $450[\mu s]$ desde el inicio del pulso. Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de 10^3.***

9. ***Cuando en la unión de Cu-GeTe se aplicó un pulso rectangular de $(-)\mathbf{10}[V]$ con una duración de tiempo de $\mathbf{2}[ms]$, se observó la experimentación de las oscilaciones de relajación presentes en GeTe. En la Fig.3.16 (b) se muestra un aumento en la resolución correspondiente a las oscilaciones de relajación, en ella se puede observar como la amplitud de las oscilaciones decrece de una amplitud pico a pico de $\mathbf{3.6}\ [V]$ a una amplitud pico a pico de $\mathbf{1.6}\ [V]$, en donde las oscilaciones empiezan a ser estables en amplitud con el periodo de $\boldsymbol{\tau = 390}\ [ns] \rightarrow \boldsymbol{f = 2.56}\ [MHz]$. Después, las oscilaciones cesan por un lapso de tiempo de $\mathbf{6.8}\ [\mu s]$ y vuelven a aparecer nuevas oscilaciones estables de una amplitud pico a pico de $\mathbf{2.8}\ [V]$ pero con un periodo de $\boldsymbol{\tau = 1.48}\ [\mu s] \rightarrow \boldsymbol{f = 675.68}\ [kHz]$ y finalmente las oscilaciones cesan por completo.***

10. El PCM muestra una gran resistencia en el estado de apagado, esto sucede cuando el voltaje en el dispositivo es menor al voltaje de umbral. Pero cuando el voltaje en el dispositivo alcanza al voltaje de umbral, se forma un filamento conductivo en la fase amorfa del calcogenuro, lo cual implica que la célula de PCM cambio a un estado de encendido. Cuando se elimine el campo eléctrico este filamento desaparece si es que no se le dio el suficiente tiempo para crecer bajo el campo eléctrico, pero el filamento continuara si es que se le dio el suficiente tiempo para crecer a un tamaño estable durante el campo eléctrico.

A continuación se muestra una tabla comparativa de los casos en que se experimentó un umbral de conmutación en GeTe para el caso de la unión de Cu-GeTe:

Experimentación de un umbral de conmutación en GeTe para el caso de la unión de Cu-GeTe			
Para el caso de cuando el pulso era triangular con una duración de tiempo de $\mathbf{200}[\mu s]$			
Amplitud del Pulso Triangular	$(-)\mathbf{10}[V]$	$\mathbf{10}[V]$	$(-)\mathbf{10}[V]$
Cuando se dio la observación del umbral de conmutación en GeTe	***Se dio cuando la magnitud era de $(-)\mathbf{10}[V]$ y había transcurrido un tiempo cercano de $\mathbf{100}[\mu s]$.***	***Se dio cuando la magnitud era de $\mathbf{2}[V]$.***	***Se dio cuando la magnitud era de $(-)\mathbf{1}[V]$.***

De la tabla anterior se puede deducir que el hecho de que el cambio de estado de resistencia alta al estado de resistencia baja de GeTe aparezca con un voltaje menor que el anterior implica que el material se va transformando al estado cristalino como resultado del calentamiento debido al Efecto de Joule.

Para el caso específico de cuando se aplicó el pulso triangular de $\mathbf{10}[V]$ con una duracion de tiempo de $\mathbf{200}[\mu s]$ y que se experimentó el umbral de conmutación en GeTe que se dio cuando la magnitud del pulso triangular era de $\mathbf{2}[V]$. Se pudo observar que la resistencia cambio de un estado alto de $\mathbf{20}[k\Omega]$ (cuando el voltaje era de $\mathbf{0.23}[V]$) a un estado bajo de $\mathbf{20}[\Omega]$ (cuando el voltaje era de $\mathbf{10}[V]$). Por lo tanto, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo es aproximadamente de $\mathbf{10^3}$.

11. ***Cuando en la unión de Níquel–GeTe-Ag se aplicó un pulso rectangular de voltaje positivo en el electrodo de Plata de muy corta duración ($\mathbf{1}[\mu s]$) el dispositivo exhibe una resistencia baja (estado de encendido). La explicación a esta situación que se puede dar es que GeTe es fuertemente dopado de Ag que proviene del electrodo de Plata, formándose un puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material se vuelve conductivo, decreciendo la resistencia, obteniendo una resistencia baja que varía de $\mathbf{52.5}\ [\Omega]$ a $\mathbf{60.5}\ [\Omega]$. Si a continuación se aplica un pulso rectangular de voltaje negativo en el electrodo de Plata el dispositivo exhibe una resistencia alta (estado de apagado). La explicación a esta situación que se puede dar es que los iones Ag son obligados a retroceder al electrodo de Plata, borrándose el puente entre el electrodo de Plata y el electrodo de Níquel, con lo cual el material pierde conductividad eléctrica, aumentando la resistencia, obteniendo una resistencia alta que es de $\mathbf{1.31}[k\Omega]$.***

La capacitancia de la unión de Níquel-GeTe-Ag es de aproximadamente $0.54\ [pF]$, lo cual implica una limitación en el rendimiento del conmutador en altas frecuencias en la forma de las pérdidas de inserción y degradación de aislamiento.

12. Para disminuir el valor de la capacitancia se dispuso de la unión Níquel-GeTeAg-Ag. Ya que al disminuir el valor de la capacitancia se logra tener un mejor rendimiento del conmutador en altas frecuencias. Sin embargo, en la parte central del dispositivo fabricado hubo una destrucción de la unión Níquel –GeTeAg –Ag, dicha destrucción se observó en el paso de fabricación relacionado con el depósito de Plata sobre GeTe. La causa se conoce como estrés en películas delgadas que consiste básicamente en la tensión térmica que surge durante las variaciones de temperatura debido a la diferencia en los coeficientes de expansión térmica entre GeTe y Plata que se hizo más evidente cuando la concentración del material era mayor en el centro del dispositivo fabricado. Por lo cual se tuvo que trabajar con las partes laterales del dispositivo fabricado que involucraba una menor cantidad de concentración de material.

Cuando se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de la unión de Níquel–GeTeAg-Ag, se observó que si se aumenta el voltaje por encima de $\pm\mathbf{1}[V]$, la razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo se ve deteriorado.

A continuación se muestra una tabla comparativa de los casos en que se llevó a cabo la conmutación de resistencia para la unión de Níquel-GeTeAg-Ag:

Conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag		
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia		
Voltaje Aplicado	$\mathbf{0.8}[V]$	$\mathbf{1}[V]$
Valor de Resistencia	$\mathbf{3.24}[k\Omega]$.	$\mathbf{13.6}[k\Omega]$.
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia		
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{0.5}[V]$	$(-)\mathbf{1}[V]$
Valor de Resistencia	$\mathbf{4.99}[M\Omega]$	$\mathbf{10}[M\Omega]$.
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo		
	$\mathbf{10^3}$	*735*

Posteriormente se muestra una tabla comparativa de los casos en que se llevó a cabo la conmutación de resistencia para el caso la unión de Níquel-GeTeAg-Ag con voltaje de $\mathbf{1}[V]$ y $-\mathbf{1}[V]$:

Conmutación de resistencia para la unión de Níquel–GeTeAg-Ag con voltaje de $\mathbf{1}[V]$ *y* $(-)\mathbf{1}[V]$		
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia		
Voltaje Aplicado	$\mathbf{1}[V]$	
Valor de Resistencia	$\mathbf{2.95}[k\Omega]$	$\mathbf{9.85}[k\Omega]$
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia		
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{1}[V]$	
Valor de Resistencia	$\mathbf{2.49}[M\Omega]$.	$\mathbf{10}[M\Omega]$.
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo		
$\mathbf{10^3}$		

Después se procedió a determinar en qué momento se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag:

Determinación del momento en que se produce la conmutación de resistencia de la unión Níquel-GeTeAg-Ag				
Tiempo de duración de Pulso	$\mathbf{50}[ms]$	$\mathbf{500}[ms]$	$\mathbf{5}[s]$	$\mathbf{25}[s]$
Cambio de estado de alta resistencia al estado de baja resistencia				
Voltaje Aplicado	$\mathbf{1}[V]$			
Valor de Resistencia	$\mathbf{10}[k\Omega]$	$\mathbf{3.3}[k\Omega]$	$\mathbf{1.8}[k\Omega]$	$\mathbf{1.1}[k\Omega]$
Cambio de estado de baja resistencia al estado de alta resistencia				
Voltaje Aplicado	$(-)\mathbf{1}[V]$			
Valor de Resistencia	$\mathbf{100}[k\Omega]$.	$\mathbf{130}[k\Omega]$	$\mathbf{1}[M\Omega]$.	$\mathbf{1}[M\Omega]$
La razón de cambio de resistencia de estado alto al estado bajo				
	10	**40**	$\mathbf{10^3}$	

13. ***Se utilizó la técnica de fabricación de Lift-off que tiene el inconveniente de que el tiempo de liberación va de 2 semanas a 1 mes, ya que el ataque húmedo con Ácido Nítrico implicaba la posibilidad de que se destruyera las uniones existentes del dispositivo.***
14. Se logró estimar el espesor de la película delgada de GeTe a partir de su índice de refracción. Para ello se estableció un modelo equivalente en líneas de transmisión, ver las ecuaciones *(3.19) y (3.20)*. De dichas ecuaciones se pudo determinar que cuando $l_1 = n\lambda_1/4$, $\{n \in \mathbb{Z} : n \geq 0\}$ existe un aumento de la reflectancia de un color debida a la película simple depositada sobre un sustrato de vidrio. Después se calculó el espesor de la orilla el cual era de aproximadamente $42\ a\ 50\ [nm]$ que corresponde a lo medido con el perfilómetro en la orilla, es importante mencionar que en esta orilla no hay presencia de los anillos debido a la poca variación del espesor de la película, después tenemos la aparición de los anillos debido a la gran variación del espesor del material hasta llegar al centro en donde el espesor de la película se estimó que tenía un valor cercano a los $300\ [nm]$.