



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA ELÉCTRICA
FACULTAD DE INGENIERÍA
SISTEMAS ELECTRÓNICOS

ELABORACIÓN Y ANÁLISIS DE UN
MACRO MEMRISTOR Y SU APLICACIÓN A LOS CIRCUITOS ELECTRÓNICOS
ANALÓGICOS ACTIVOS.

MODALIDAD DE GRADUACIÓN POR TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:
GARCÍA PANIAGUA JULIO CESAR

TUTOR PRINCIPAL:
DR. PABLO ROBERTO PÉREZ ALCÁZAR - FACULTAD DE INGENIERÍA

MIEMBROS DEL COMITÉ TUTOR
DRA. MARÍA HERLINDA MONTIEL SÁNCHEZ - ICAT
DRA. MARGARITA NAVARRETE MONTESINOS - INSTITUTO DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD.MX, MAYO 2021



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Dedicatoria

Este trabajo fue edificado por Dios yo solo fui su obrero.

Dedico este trabajo a mi familia, mi esposa Paulina por su comprensión de largas jornadas de ausencia y su apoyo incondicional, a mi hijo Ingmar que me inspiró todo el proyecto, a mis hermanos y en particular a mi madre que me hizo el hombre que soy.

También quiero expresar mi agradecimiento al Dr. Pablo Alcázar que más que mi tutor académico, fue un amigo que me acompañó en esta aventura.

Invierno 2020

Agradecimiento

Este trabajo fue posible gracias al apoyo de la DGAPA UNAM a través de los proyectos: PAPIIT IT101717 (Elaboración y análisis de un macromemristor y su aplicación a los circuitos electrónicos activos) y PAPIIT IT103020 (Desarrollo de un memristor variable con películas delgadas).

ÍNDICE

I	INTRODUCCIÓN	1
	<i>ANTECEDENTES</i>	<i>2</i>
	<i>CONTRIBUCIONES AL ESTADO DE CONOCIMIENTO DEL PROYECTO</i>	<i>8</i>
	<i>HIPÓTESIS</i>	<i>9</i>
	<i>OBJETIVOS DEL PROYECTO</i>	<i>9</i>
II	EL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO DE LOS COHESORES	17
III	EL MEMRISTOR COMO 4º ELEMENTO CANÓNICO	27
	<i>EL MEMRISTOR COMO UN ELEMENTO BÁSICO Y CANÓNICO</i>	<i>27</i>
	<i>DIFERENCIAS ENTRE EL MEMRISTOR Y OTROS DISPOSITIVOS CON MEMORIA</i>	<i>29</i>
	<i>DEFINICIÓN DEL MEMRISTOR</i>	<i>34</i>
IV	PROPIEDADES MEMRISTIVAS EN CONTACTOS METÁLICOS PUNTUALES	43
V	ELABORACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE UN MACROMEMRISTOR PROTOTIPO	51
	<i>EXPLORACIÓN EXPERIMENTAL DEL COMPORTAMIENTO MEMRISTIVO EN COHESORES</i>	<i>53</i>
	<i>DESARROLLO EXPERIMENTAL CON LA ESTRUCTURA SELECCIONADA</i>	<i>60</i>
	<i>CARACTERIZACIÓN CD</i>	<i>61</i>
	<i>CARACTERIZACIÓN CA</i>	<i>62</i>
	<i>ANÁLISIS DE RESULTADOS</i>	<i>66</i>
VI	INTERPRETACIÓN DEL COMPORTAMIENTO MEMRISTIVO DEL MACROMEMRISTOR	75
	<i>LOS MECANISMOS FÍSICOS DETRÁS DEL COMPORTAMIENTO DEL TBM</i>	<i>75</i>
	<i>EL ENFOQUE ELECTROMAGNÉTICO</i>	<i>80</i>
	<i>EL MÉTODO DE LAS ECUACIONES CUASI-ESTÁTICAS DE MAXWELL</i>	<i>84</i>
	<i>UNA INTERPRETACIÓN DEL FENÓMENO DE MEMRISTENCIA DEL TBM</i>	<i>92</i>
VII	MODELADO DEL MACROMEMRISTOR TBM	95
	<i>EL MODELO DEL MEMRISTOR</i>	<i>95</i>

	<i>HACIA EL MODELADO DEL TBM</i>	95
	<i>COMPORTAMIENTO DE LAS REDES RLC CON EL TBM INCLUIDO</i>	96
	<i>EL MODELO DEL TBM</i>	102
VIII	EFFECTO DE LA VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA EN LA MEMRISTENCIA	107
	<i>CUANTIFICACIÓN DE LA MEMRISTENCIA</i>	107
	<i>VARIACIÓN DE LA MEMRISTENCIA CON LOS CAMBIOS DE LOS PARÁMETROS FÍSICOS DE LA ESTRUCTURA DEL TBM</i>	109
	<i>EFFECTO EN EL LAZO F8013 DE LA PRESIÓN APLICADA EN LAS BOLAS DEL TBM</i>	119
IX	APLICACIONES DEL MACROMEMRISTOR EN CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS	123
	<i>APLICACIONES DEL TBM EN CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS</i>	123
	<i>UNA APROXIMACIÓN PROPUESTA PARA DESCRIBIR EL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO DEL TBM</i>	124
	<i>APLICACIONES DEL TBM CON EL CIRCUITO INTEGRADO NE555</i>	128
	<i>APLICACIONES CON OPAMPS</i>	136
	<i>CIRCUITO INVERSOR CON OPAMP</i>	136
	<i>EL OPAMP COMO PARTE DE UN FILTRO ACTIVO DE PRIMER ORDEN</i>	141
X	CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO	153
XI	ANEXOS	157

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPITULO II

Figura 2.1 Contacto de hierro en placa de hierro oxidado, curva de corriente constante. [II_10]	p. 19
Figura 2.2a Cohesor de contacto puntual entre 2 metales	p. 21
Figura 2.2b Cohesor de materia granular	p. 21
Figura 2.2c Cohesor tipo detector de galena	p. 21
Figura 2.2d Cohesor tubo de Marconi	p. 21
Figura 2.2e Cohesor basado en una estructura de bolas metálicas en contacto	p. 21
Figura 2.3 Circuito montado para explorar comportamiento de un cohesor alimentado con una señal sinusoidal	p. 24
Figura 2.4 Formas de onda del voltaje y corriente en el cohesor	p. 25

CAPÍTULO III

Figura 3.1 Los seis posibles elementos pasivos fundamentales. [2]	p. 28
Figura 3.2 Acercamiento del valor del voltaje en el memristor para los valores de $i(t)$	p. 36
Figura 3.3 Lazo de histéresis tipo 8 sello distintivo del fenómeno del memristor	p. 37
Figura 3.4 Figura 3.5a Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=1$	p. 38
Figura 3.5a Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=7$	p. 38
Figura 3.5b Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=15$	p. 38

CAPÍTULO IV

Figura 4.1. Curvas características de un receptor de hierro de punto único. [IV_2]	p. 43
Figura 4.2 Curvas cíclicas que muestran la histéresis de la conductividad. [IV_2]	p. 44
Figura 4.3 Característica v-i para un contacto estacionario [IV_4]	p. 45
Figura 4.4 Característica Resistencia de contacto-voltaje de contacto para un contacto estacionario [IV_4]	p. 45
Figura 4.5 Experimento realizado por Falcon et. al. [IV_5]	p. 46

Figura 4.6 Detalle de la zona del contacto entre las esferas metálicas [IV_6]	p. 47
Figura 4.7 Característica V-I que muestra un comportamiento de histéresis [IV_5]	p. 48
Figura 4.8 Comportamiento como resistencias no lineales producidas en el "bigote de gato" [IV_8]	p. 49
Figura 4.9 Comportamiento memristivo biestable que produce un lazo de histéresis comprimido en el origen. [IV_8]	p. 49

CAPÍTULO V

Figura 5.1. Relaciones v-i fundamentales en la teoría de circuitos	p. 52
Figura 5.2. Cohesor de medios granulares tipo Marconi adquirido comercialmente	p. 53
Figura 5.3. Cohesor tipo "bigote de gato"	p. 54
Figura 5.4 Cohesor de esferas metálicas fabricado para el proyecto	p. 54
Figura 5.5 Circuito para la caracterización en CD de las estructuras cohesoras	p. 55
Figura 5.6 Característica del lazo V-I en CD del cohesor de medio granulares	p. 56
Figura 5.7 Característica del lazo V-I en CD del cohesor tipo "bigote de gato"	p. 56
Figura 5.8 Característica del lazo V-I en CD del cohesor de esferas metálicas	p. 57
Figura 5.9 Formas de onda de voltaje y corriente en la estructura de bolas de metal que generan el lazo	p. 58
Figura 5.10 Lazo F8013 obtenido para la estructura de bolas de metal para 10 VCA y 2 Hz	p. 58
Figura 5.11. Ejemplos de gráficas de lazo F8013 obtenidos de algunos memristores fabricados experimentalmente	p. 59
Figura 5.12 Estructura esquemática del prototipo TBM propuesto	p. 60
Figura 5.13 Circuito para la caracterización del TBM en CD	p. 62
Figura 5.14 Lazo de histéresis del TBM para valores de niveles de CD	p. 62
Figura 5.15 Circuito para la caracterización del TBM en CA	p. 63
Figura 5.16 Montaje experimental para caracterizar el TBM	p. 64
Figura 5.17 Registro experimental de lazo cruzado del TBM para 10 Hz	p. 65
Figura 5.18 Registro experimental de lazo cruzado del TBM para 0.4 Hz	p. 65
Figura 5.19 Registro experimental del cambio del lazo cruzado del TBM al aumentar la frecuencia a 30 Hz	p. 66

Figura 5.20 Registro experimental a la frecuencia de 33 Hz	p. 66
Figura 5.21 Registro experimental de la relación ϕ -q del TBM	p. 66
Figura 5.22 Formas de onda de voltaje y corriente TBM cuando produce un lazo pellizcado	p. 68
Figura 5.23 Lazo de histéresis pellizcado del TBM	p. 69
Figura 5.24 Lazo pellizcado del TBM, para diferentes amplitudes de la señal de entrada	p. 70
Figura 5.25 Registro del lazo del TBM para 25 Hz	p. 70
Figura 5.26 Registro del lazo del TBM para 33 Hz	p. 71
Figura 5.27 Carga de ajuste para obtener la relación ϕ -q del TBM	p. 72
Figura 5.28 Lazos para el TBM, obtenidos experimental y del modelo generado	p. 73

CAPÍTULO VI

Figura 6.1 Un acercamiento del sistema formado en el punto de contacto del TBM	p. 75
Figura 6.2 Modelo clásico del perfil de banda de conducción de un MIM	p. 77
Figura 6.3 Trayectoria cambios de resistividad en el macromemristor	p. 77
Figura 6.4 Gráfica de corriente-presión obtenida para el TBM	p. 78
Figura 6.5 Experimento con dos películas finas de tungsteno y oro	p. 79
Figura 6.6 Registros de corrientes de túnel [14]	p. 79
Figura 6.7 Coordenadas biesféricas.	p. 81
Figura 6.8 Variación de la constante η con respecto al centro de las esferas	p. 81
Figura 6.9 Tabla de definición de los elementos básicos de circuito en términos de campos cuasi-estáticos de Maxwell	p. 91

CAPÍTULO VII

Figura 7.1 Comportamiento del voltaje con la frecuencia para los elementos básicos	p. 97
Figura 7.2a Circuitos de la red en RC y RCM en serie	p. 98
Figura 7.2b Comportamiento del voltaje con la frecuencia para las redes RC y RCM	p. 98
Figura 7.3a Circuitos de la red R y RM en serie	p. 99
Figura 7.3b Comportamiento del voltaje con la frecuencia en R y con la red R-M	p. 100

Figura 7.4a Circuitos de la red RLC y RLCM en paralelo	p. 101
Figura 7.4b Comportamiento en frecuencia de las redes RCL–RCL(TBM) en paralelo	p. 101
Figura 7.5 Modelo del TBM para la región memristiva pura	p. 102
Figura 7.6 Modelo del TBM para la región pseudo-memristiva	p. 103
Figura 7.7 Justificación experimental para la inserción de una fuente de corriente en paralelo en el modelo del TBM para la región pseudo-memristiva	p. 103
Figura 7.8 Modelo del TBM para la región de resistencia constante	p. 104
Figura 7.9 Justificación experimental para la inserción de una fuente de voltaje en serie y una fuente de corriente en paralelo en el modelo del TBM para la región de resistencia constante	p. 104

CAPÍTULO VIII

Figura 8.1a Lazo F8013 de 5 prototipos de TBM	p. 109
Figura 8.1b Valores de memristencia para 5 prototipos TBM	p. 109
Figura 8.2a Lazos F8013 del TBM al variar la forma de contacto de las bolas con los electrodos	p. 110
Figura 8.2b Valores de memristencia para diferentes tipos de contacto de las bolas del TBM con los electrodos	p. 110
Figura 8.3a Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar los diámetros de las bolas	p. 111
Figura 8.3b Valores de memristencia de los lazos F8013 TBM al variar el diámetro de las bolas	p. 111
Figura 8.4a Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar el número de las bolas	p. 112
Figura 8.4b Valores de memristencia de los lazos F8013 TBM al variar el número de bolas	p. 112
Figura 8.5a Lazos F8013 producidos por estructuras TBM con bolas de diferentes materiales	p. 113
Figura 8.5b Valores de memristencia de los Lazos F8013 producidos por estructuras TBM con bolas de diferentes materiales	p. 113
Figura 8.6a Lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en serie	p. 115
Figura 8.6b Valores de memristencia de los lazos F8013 al conectar	

dos TBM en serie	p. 116
Figura 8.7a Lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en paralelo	p. 116
Figura 8.7b Valores de memristencia de los lazos F8013 al conectar dos TBM en paralelo	p. 117
Figura 8.8 Modificación del lazo F8013 al conectar en serie el TBM alguno de los tres elementos básicos	p. 118
Figura 8.9 Lazo F8013 degenerado al conectar un capacitor en serie con el TBM	p. 118
Figura 8.10 Lazos F8013 al conectar en paralelo el TBM alguno de los tres elementos básicos	p. 119
Figura 8.11 Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar la presión ejercida por una fuerza en las bolas de la estructura	p. 120
Figura 8.12 Gráfica del comportamiento de la conductividad en el TBM al variar la presión ejercida por una fuerza en las bolas de la estructura	p. 120
Figura 8.13 Grafica de la aproximación del comportamiento de la conductividad	p. 121

CAPÍTULO IX

Figura 9.1 Aproximación del lazo memristivo del TBM por segmentos de recta	p. 125
Figura 9.2 Modelo de circuito propuesto para la aproximación de Desoer [IX_1]	p. 125
Figura 9.3 Tren de pulsos de entrada suministrados al circuito de la figura 9.2	p. 125
Figura 9.4 Aproximación utilizada por Desoer para un diodo p-n [1]	p. 126
Figura 9.5 Aproximación de un lazo F8013 con el modelo Desoer [IX_1]	p. 126
Figura 9.6 Formas de onda del voltaje capacitivo y del voltaje en el TBM Utilizando la aproximación propuesta por Desoer [IX_1]	p. 127
Figura 9.7 Formas de onda del voltaje capacitivo y del voltaje en el TBM la aproximación propuesta por Desoer [IX_1]	p. 128
Figura 9.8 Diagrama esquemático del circuito NE555 astable clásico	p. 128
Figura 9.9. Forma general de un pulso de salida del 555 como astable con un TBM sustituyendo a R2	p. 129
Figura 9.10 Diagrama del NE555 astable con TBMs, R1 y R2 son reemplazados por TBMs	p. 130
Figura 9.11 Salida del NE555 astable de los circuitos de las figuras 9.9 y 9.10	p. 130

Figura 9.12 Diagrama del NE555 astable con TBM, R1 es reemplazado por un TBM	p. 132
Figura 9.13 Salida del astable NE555 cuando R1 es reemplazado por un TBM	p. 132
Figura 9.14 Diagrama del NE555 astable con TBMs, R2 es reemplazado por un TBM	p. 133
Figura 9.15 Salida del astable NE555 cuando R2 es reemplazado por un TBM	p. 134
Figura 9.16 Diagrama del NE555 astable con TBM, C es reemplazado por un TBM	p. 134
Figura 9.17 Salida del astable NE555 cuando C es reemplazado por un TBM	p. 135
Figura 9.18 Circuito amplificador inversor con OPAMP	P. 137
Figura 9.19 Circuito amplificador inversor con OPAMP y un TBM, el TBM sustituye a Rf	p. 137
Figura 9.20a Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.19. (a) 4 Hz, (b) 25 Hz	p. 138
Figura 9.20b Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.19. (c) 2 KHz, (b) 20 KHz	p. 138
Figura 9.21 Circuito amplificador inversor con OPAMP y un TBM, el TBM sustituye a R1	p. 139
Figura 9.22a Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.21. (a) 6 Hz, (b) 20 Hz	p. 140
Figura 9.22b Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.21. (c) 16 KHz	p. 141
Figura 9.23 Circuito del filtro activo de primer orden pasa-bajas con OPAMP	p. 143
Figura 9.24 Comparación de las características de amplitud-frecuencia para el filtro pasa-bajas clásico y el filtro pasa-bajas con TBM	p. 143
Figura 9.25 Filtro de primer orden pasa-bajas con OPAMP, R1 es reemplazado por un TBM	p. 143
Figura 9.26a Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.25. (a) 1 Hz, (b) 5 Hz	p. 144
Figura 9.26b Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.25. (c) 10 Hz	p. 145
Figura 9.27 Filtro de primer orden pasa-bajas con OPAMP, Rf es reemplazado por un TBM	p. 145
Figura 9.28a Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.27. (a) 1 Hz, (b) 2 Hz	p. 146
Figura 9.28b Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.27. (c) 30 Hz, (d) 4 KHz	p. 147
Figura 9.28c Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.27. (e) 100 KHz	p. 147
Figura 9.29 Circuito del filtro activo de primer orden pasa-altas con OPAMP	p. 148

Figura 9.30 Comparación de las características de amplitud-frecuencia para el filtro pasa-altas clásico y el filtro pasa-altas con TBM	p. 149
Figura 9.31 Filtro de primer orden pasa altas con OPAMP, R1 es reemplazado por un TBM	p. 149
Figura 9.32 Filtro de primer orden pasa altas con OPAMP, Rf es reemplazado por un TBM	p. 150
Figura 9.33a Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.32. (a) 66 Hz, (b) 100 Hz	p. 151
Figura 9.33b Formas de onda del voltaje del circuito de la figura 9.32. (c) 119 KHz, (d) 333 KHz	p. 151

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Tabla incompleta de las variables eléctricas fundamentales	p. 28
Tabla 2 Tabla completa de las variables eléctricas fundamentales	p. 29
Tabla 3 Conductividad eléctrica relativa al cobre y resistividad de metales comunes relativas al cobre, tomado [5]	p. 114
Tabla 4 Conductividad eléctrica relativa al cobre (σ_r) y permeabilidad magnética relativa al cobre (μ_r) de varios materiales [6]	p. 115

NOMENCLATURA Y DEFINICIONES

Memristor - Dispositivo propuesto por Chua, en 1971, como el cuarto elemento eléctrico básico y canónico.

Memristencia - Es la propiedad física inherente al memristor, como lo es la capacitancia al capacitor, la inductancia al inductor o la resistencia al resistor.

Memristividad - Es un fenómeno producido por cambios en la relación flujo-carga y se caracteriza por generar un efecto de memoria en los cuadrantes I y III del plano v-i, con la particularidad de cruzar el origen del plano en un solo punto.

Cohesor - Estructura, que presenta interesantes cambios en su resistencia, a ser estimulado por una señal electromagnética.

Cohesores de medios granulares - Estructuras que incluyen material granular conductor (un ejemplo es el tubo de Marconi).

Cohesores de contacto puntual - Estructuras en donde el contacto puntual se produce entre un mineral semiconductor y una punta metálica. (un ejemplo es el cohesor conocido como “bigote de gato”).

Pinched hysteresis loop – Lazo entrelazado en el origen.

F8013 – Abreviación del lazo entrelazado en el origen.

memcapacitor – Elemento capacitivo no lineal que presenta lazo univaluado en el origen del plano $v-q$.

meminductor - Elemento inductivo no lineal que presenta lazo univaluado en el origen en el plano $\phi-i$.

intermitencia - Rápidos cambios en la resistencia de contacto en fracciones de segundo

contacto puntual – Contacto entre dos materiales conductores de tipo “tangencial”, entendiendo esto como el área de contacto en la superficie como un solo punto.

TBM – “Two Balls Memristor” memristor basado en la estructura de dos bolas metálicas en contacto.

Región memristiva pura - Es la región de frecuencias en las que el TBM genera un lazo F8013 que cumple con las características memristivas ideales.

Región pseudo-memristiva - Es la región de frecuencias en las que el lazo generado por el TBM presenta estrechamiento en sus lóbulos reduciendo su área.

Región de resistencia constante - Es la región de frecuencias en las que el lazo producido por el TBM degenera en una función univaluada que representa una resistencia constante.

Memresistencia - Resistencia-memristiva; resistencia no usual de la estructura del TBM dependiente de la frecuencia.

RESUMEN

Durante mucho tiempo estuvo oculto el cuarto elemento eléctrico básico. Fue hasta 1971, que fue postulado, por Chua, quien le asignó el nombre de memristor. Por otro lado, su primera implementación física con materiales especializados de tamaño nano, desarrollado por HP en 2008, hizo pensar erróneamente que la memristencia y su característica v-i principal de un lazo de histéresis entrelazo en el origen del plano, era una propiedad inherente de estructuras a base de películas de dimensiones nano, cuya implementación requiere de procesos tecnológicamente avanzados y costosos. Por lo tanto, no fue implementado con la filosofía de un elemento eléctrico básico, donde la memristencia se pudiera considerar como una propiedad eléctrica tan elemental como el resistor, el capacitor y el inductor.

En este trabajo se muestra la naturaleza canónica del memristor y que es un elemento eléctrico básico, inherente a estructuras simples encontradas en la naturaleza, estableciendo que los efectos de la memristencia se producen en estructuras conductoras donde se establece un contacto "puntual" como se le denomina en la redacción de la tesis, refiriéndose a un tipo de contacto tangencial o puntiforme.

La aportación principal muestra que la estructura macro consistente en un contacto entre dos bolas metálicas, cumple con las tres características eléctricas que definen un memristor, además, como lo evidencian los resultados experimentales realizados, se muestra que la estructura prototipo elaborada aporta las bases para el advenimiento y desarrollo de los macromemristores haciendo posible su aplicación a los circuitos eléctricos y la electrónica en general y abriendo, al mismo tiempo, un prometedor campo de investigación basado en las propiedades eléctricas de este nuevo elemento.

ABSTRACT

For a long time, the fourth basic electrical element was hidden. It was until 1971, when it was postulated by Chua, who assigned it the name of memristor. On the other hand, its first physical implementation with specialized nano-sized materials, developed by HP in 2008, erroneously led to belief that memristance and its v-i main characteristic of the Pinched Hysteresis Loop, was an inherent property of structures based on films of nano dimensions, whose implementation requires technologically advanced and expensive processes. Therefore, it was not implemented with the philosophy of a basic electrical element, where memristance could be considered as an electrical property as elementary as the resistor, the capacitor and the inductor.

This work shows the canonical nature of the memristor, and that it is an basic electrical element, inherent in a simple structures found in nature, establishing that the effects of

memristance occur in conductive structures where a point contact or tangencial point is established, referred as along of the thesis drafted as "puntual contact".

The main contribution shows that the macro structure consisting of a contact between two metallic balls, complies with the three electrical characteristics that define a memristor, in addition, as evidenced by the experimental results carried out, it is shown that the prototype structure elaborated provides the bases for the advent and development of macromemristors, making their application to electrical circuits and electronics in general possible, and at the same time opening up a promising field of research based on the electrical properties of this new element.

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN

El trabajo de investigación desarrollado tiene como tema central al memristor, propuesto por Chua, en 1971 [I_1], como el cuarto elemento eléctrico básico y canónico. El desarrollo del memristor es considerado como un campo de investigación relevante y fértil justificado por la gran cantidad de artículos publicados y conferencias realizadas desde 2008, fecha de su primera implementación por parte de HP [I_2], hasta la actualidad, y, aún más, por el creciente número de aplicaciones potenciales que se han generado alrededor de este dispositivo.

Este trabajo doctoral y a través de una minuciosa etapa de experimentación, consistió de un proceso vasto y complejo de selección de materiales y estructuras, a fin de implementar una estructura memristiva prototipo. Como resultado se encontró que los cohesores presentan características eléctricas que se pueden considerar memristivas, esto se utilizó como base para implementar y caracterizar la estructura del macromemristor propuesto. También se dio una interpretación del fenómeno de memristencia presente en el macromemristor fundamentado en las rigurosas observaciones experimentales realizadas, así como la de aproximación de algunas teorías de fenómenos eléctricos que explicasen su peculiar comportamiento eléctrico.

El hecho de que el memristor se tratase de un elemento eléctrico básico y que no haya sido observado el comportamiento eléctrico memristivo con anterioridad al experimentar con los cohesores, se explica porque el desarrollo e investigación alrededor del cohesor se dedicó por completo a su característica de detector de ondas de radio, siendo la comercialización y la necesidad tecnológica de contar con una comunicación a larga distancia lo que orientaron los rumbos que tomó la investigación del cohesor; confirmando la nula actividad científica para la explicación de otros fenómenos que no fueran la detección de ondas de radio. J. C. Bose [I_3] fue el único científico en observar que el cohesor presentaba una característica de histéresis (la principal característica del memristor). Además, el comportamiento eléctrico inestable del cohesor desanimó aún más la exploración de sus propiedades eléctricas y su investigación. Ésta es la explicación de porqué el cohesor fue utilizado únicamente como conmutador bipolar resistivo y por qué no fueron observadas todas sus características eléctricas.

En el aspecto teórico, los circuitos en ingeniería siempre tratan con la idea de modelos lineales, y siendo el comportamiento del cohesor por definición no lineal, los teóricos trataron de evitar el estudio de estos dispositivos, si bien han existido desde siempre técnicas de simplificación o gráficas para analizar los sistemas no lineales; el hecho de no contar con el equipo de cómputo que aproximase el cálculo de estos sistemas desanimó el desarrollo de la teoría del memristor. No es sino hasta 1971 cuando Leon Chua, un pionero y promotor de los sistemas no lineales, sienta las bases de la teoría del memristor. Sin embargo, en el artículo donde se postula el memristor [I_1], él mismo argumenta la imposibilidad física de su realización al notar el estado de la tecnología en esa época. Chua propone en 1976 [I_4] una generalización de los sistemas memristivos, haciendo la observación de que, en algunos dispositivos, como el termistor, el conmutador amorfo y las lámparas de descarga, se observan comportamientos memristivos. El abandono en la investigación de los dispositivos cohesores era de tal magnitud en los años 70s, que Chua

no los relaciona con los sistemas memristivos. Siendo hasta 2013 cuando se observó en los cohesores características eléctricas en CD que dan pistas de un comportamiento memristivo en estos dispositivos.

El proyecto de investigación propuesto está basado en dos artículos de investigación publicados en 2013: el primero realizado por Chua, Ghandi y Aggarwal [I_5], y el segundo por Ghandi y Aggarwal [I_6]. En ambos se reporta la existencia del comportamiento memristivo presente en los cohesores cuando son excitados con corriente directa (CD). Mientras que en [I_5] se reporta el comportamiento memristivo del primitivo detector de radio, conocido como detector de galena o “bigote de gato” (cat’s whisker), en [I_6] se reporta del cohesor basado en el fenómeno Branly. La exhibición de la conmutación resistiva bipolar es mostrada en puntos de contacto simples [I_5] y en estructuras granulares metálicas [I_6], lo cual abre la posibilidad de la fabricación de un memristor de bajo costo y de tamaño macro.

La propuesta de la implementación de un memristor macro es importante, si se considera que toda la tecnología de fabricación de memristores actuales se enfoca en las estructuras de dimensiones nano, ya que muestra que el fenómeno de memristencia no se limita a escalas nano, ni a su implementación con materiales especializados como óxidos de metales de transición entre otros.

La aportación principal de este trabajo fue la implementación y caracterización de un macromemristor basado en una estructura macro, de forma que este macromemristor sea visto como un representante del cuarto elemento propuesto al presentar un comportamiento eléctrico que cumple con las tres características memristiva propuestas por Chua y por lo tanto, sea considerado tan básico y canónico como lo es el resistor, el capacitor o el inductor, al manifestar un comportamiento eléctrico diferente a estos tres elementos básicos conocidos.

ANTECEDENTES

A continuación, se presenta una revisión del estado del arte en relación con el memristor en los temas de interés del proyecto: su implementación física y sus aplicaciones a los circuitos analógicos

IMPLEMENTACIÓN FÍSICA

En el estado del arte en que se encuentra la implementación del memristor, se puede resaltar la preponderancia de memristores que han sido construidos con estructuras de películas delgadas nanométricas, de materiales especializados. En contraste con la implementación macro propuesta en el trabajo.

Implementaciones con TiO₂

En 2008, Strukov reporta la primera implementación práctica de un memristor, que es conocido en la literatura científica como memristor de TiO₂ o memristor HP [I_2]. El dispositivo fue fabricado usando una película fina (40 nm) de dióxido de titanio (TiO₂) colocada entre dos alambres de platino que sirven como electrodos. La película consiste en dos regiones, una con alta concentración de dopantes, con una resistencia baja, y la restante con una concentración baja de dopantes con una característica de resistencia alta. La aplicación de un voltaje a través del dispositivo, ocasiona una movilidad de dopantes entre las capas de la película, ocasionando TiO₂ se vuelva un conductor. Un voltaje contrario ocasionará que se incremente la resistencia y el TiO₂ se volverá menos conductor; por esto es usado principalmente como conmutador resistivo. Al aplicar una señal periódica al dispositivo, además, muestra un comportamiento de memoria en la conmutación de resistiva [I_7].

El dióxido de titanio (o titania) es el material común en la fabricación del memristor y su depósito se consigue por la deposición química de vapor (VCD), que es un proceso costoso. En 2010 Li propone una técnica para fabricar memristores de TiO₂, fijando el crecimiento del óxido de titanio por medio de oxidación térmica, como alternativa al depósito de capas o a la pulverización catódica (sputtering) [I_8]. Por otra parte, Miller realiza la fabricación de titania por la anodización electroquímica del titanio [I_9]. En 2011, Yakopcic reporta, basado en una técnica de fabricación de TiO₂, un método para fabricar un solo dispositivo memristivo, así como en arreglos de 36 dispositivos [I_10]. En el mismo año, Kavehei informa la fabricación y modelado de un memristor basado en una estructura de Ag/TiO₂/ITO [I_11]. Por su parte, en 2014, Xu documenta como es afectada la resistencia de los memristores basados en TiO₂, cuando son implementados con diferentes nanogrosos en las películas delgadas que integran la estructura del dispositivo [I_12]. En 2018, Dorosheva investiga los efectos de las dimensiones de una capa de óxido en el comportamiento de la conmutación resistiva de un memristor de TiO₂ [I_13].

Implementaciones CMOS

La tecnología de fabricación CMOS desarrollada permite conseguir densidades de integración altas a un precio mucho menor que otras tecnologías. Debido a su compatibilidad, esta tecnología se ha utilizado para la fabricación de memristores. En 2011 Wheeler reporta arreglos de memristores de alta densidad que son integrados en sustratos CMOS para aplicaciones neuromórficas [I_14]. En 2012, Yener comunica la implementación de un memristor basado en CMOS, mientras que Kyriakides [I_15], presenta un memristor basado en TaO₅, aplicable a circuitos neuromórficos y compatible con CMOS [I_16]. En 2015, Baghel documenta una memoria memristiva usando una técnica multi-umbral CMOS [I_17]. En 2018, Babacan reporta la implementación de un memristor con cuatro transistores MOS, que emula el comportamiento de un memristor basado en películas delgadas de ZnO [I_18]. En el mismo año Herrmann muestra el diseño e implementación de un memristor de tres terminales basado en películas finas de óxido de metal [I_19].

Implementaciones con materiales orgánicos

Los memristores de este tipo consisten de estructuras de polímeros conductores y materiales usados como electrodos. En 2009, Jamaa reporta la fabricación de un memristor

con nano-alambres de silicio poli-cristalino [I_20]. Por otra parte, Berzina, [I_21], documenta la fabricación y caracterización de un memristor, basado en una película fina de polímero conductor, compuesta principalmente de PANI, en contacto con un electrolito sólido. En 2010, Islam presenta un tipo de memristor basado en moléculas mono-capa orgánicas y una película delgada de electrolito sólido [I_22]. También, en el mismo año, Erokhin reporta un elemento electroquímico polimérico no lineal, conocido como memristor orgánico [I_23].

Implementaciones que incluyen procesos cuánticos

La conmutación memristiva involucra, entre otros fenómenos, procesos cuánticos. Se han reportado memristores en estructuras donde se aprecian fenómenos cuánticos como lo muestran las siguientes publicaciones: En 2004 Parkin publica que las conmutaciones resistivas en uniones túnel magnéticas, exhibe un comportamiento memristivo [I_24]. En 2012, Miranda reporta un memristor generado en un punto de contacto cuántico [I_25]. Por otro lado, Bilenko comunica el estudio de un memristor basado en dieléctricos orgánicos observa efectos de tunelaje y capas de silicón porosas [I_26]. En el mismo año, Kim reporta un tipo de memristor que se basa en una unión túnel ferro-eléctrica, donde la conductancia de túnel se puede sintonizar de manera analógica en varios órdenes de magnitud, tanto por la amplitud como por la duración de la tensión aplicada [I_27]. En 2016, Nandakumar realiza el modelo de la conmutación memristiva basado en un dispositivo cuántico fabricado en capas de Cu/SiO₂/W [I_28].

Implementaciones flexibles

La estructura de capas, clásica de nano-memristores, puede ser depositada en sustratos flexibles que manifiestan comportamiento memristivo. En 2009, Gergel-Hacket muestra un dispositivo memristivo flexible, cuyo componente activo consiste en una estructura de TiO₂ y como elemento flexible un polímero [I_29]; mientras que en 2012 explora la posibilidad de la integración de memristores de TiO₂ en sustratos flexibles, lo que habilita su integración con dispositivos flexibles, como son películas orgánicas delgadas, óxido de zinc o transistores de silicio amorfo [I_30]. En 2013, Zou reporta la fabricación de memristores flexibles a base de una estructura de Cu/CuO/(AgO)/Ag en un sustrato plástico [I_31].

Implementaciones para aplicaciones sinápticas

El memristor es un candidato prometedor para simular las sinapsis neuromórficas ya que pueden emular electrónicamente estos fenómenos biológicos. Existen reportes de implementaciones de memristores a base de diferentes nano-estructuras que no utilizan películas TiO₂ y fabricados, exclusivamente, para emular las características sinápticas; éstas fueron publicadas, en 2016, por Lou [I_32] y en 2017, por Y. Zhang [I_33], X. Zhang [I_34] y Khanal [I_35]. En 2018, Gupta utiliza un nano memristor fabricado a base de un óxido metálico volátil como un detector y codificador sináptico [I_36].

Implementaciones con dióxido de hafnio

El óxido de hafnio (HfO_2) es un compuesto inorgánico, el cual reacciona con otros oxidantes para mejorar su estructura eléctrica. Este material ha sido utilizado para fabricar memristores. Esto muestra que, incluso, la exploración de materiales para fabricar memristores, está enfocada, exclusivamente, en su implementación en estructuras de nano capas. En 2014, Wang reporta la fabricación, caracterización y modelación de un memristor basado en titanio y óxido de hafnio [I_37]. En 2016, Hu investiga las características de memoria de una estructura basada en HfO_2 la que se percibe conmutación resistiva [I_38]. En 2017, Rodríguez-Aldana investiga la influencia de la capa de óxido en un memristor basado en estructuras de $\text{Ni/HfO}_2/n^+\text{-Si}$ [I_39]; mientras que, Abunahla explora el comportamiento conmutativo y el efecto del tamaño de un memristor de HfO_2 [I_40]; también, en el mismo año, Garda reporta el fenómeno de conmutación resistiva observado en un memristor basado en películas de $\text{Pt/HfO}_2/\text{Ti/Pt}$ [I_41].

Implementaciones sol-gel

El método Sol-gel es uno de los enfoques sintéticos bien establecidos para preparar nano partículas de óxido metálico, especialmente óxidos de silicio y titanio. Se han reportado publicaciones de memristores producidos con esta técnica. En 2015, Hadis reporta un memristor basado en el método de deposición física de vapor (PVD) y otro en el método de sol-gel centrifugado (sol-gel spin coating) con el propósito de usarlos como sensores de glucosa [I_42]. En 2016, Abunahla documenta la conmutación resistiva de un memristor, tamaño micro-escala, derivado del uso de sol-gel [I_43].

Implementaciones diversas

Los siguientes reportes de fabricación de memristores utilizan materiales, técnicas o propósitos no descritos en las clasificaciones anteriores. En 2010, Kaneko confirma que el efecto de la conducción inter-facial en la superficie de una película ferroeléctrica fina, debido a la extrema densidad de carga superficial (superior a 10^{14} cm^{-2}) es de interés porque puede usarse para hacer un memristor [I_44]. En 2011, Kumar reporta la fabricación y caracterización de memristores basados en óxido de zinc (ZnO) [I_45]. En 2013, Chua reporta el comportamiento memristivo en CD encontrado en el cohesor tipo “bigote de gato” [I_5]; mientras que Ghandi el de un cohesor de una cadena de esferas conductoras [I_6]. En 2015, Chen presenta el reporte de la conmutación resistiva inducida por hidrógeno y óxido en memristores basados en carbón amorfo tipo diamante (DLC) [I_46]. En 2016, Theodorakakus comunica el comportamiento memristivo de una bombilla de filamento de tungsteno, que opera como un memristor “no-ideal” [I_47]. En 2017, Catenacci reporta la fabricación de memristores impresos usando composiciones de nano-alambres de Cu-SiO_2 , los cuales son necesarios para el diseño de sensores con capacidad de almacenamiento de datos integrada [I_48]. En este año, Rozanov documenta la implementación y estudio de un memristor a base de CuCl_2 [I_49].

Se puede concluir que se carece de la implementación de un memristor macro con estructura simple y de un material no especializado.

APLICACIONES DEL MEMRISTOR

Las aplicaciones del memristor han crecido durante el último lustro. Éstas incluyen principalmente al memristor en sistemas neuromórficos, redes neuronales, clasificación de imágenes, sensores biomédicos, sistemas biológicos, seguridad, sistemas de control, comunicaciones y sistemas de cómputo y memoria. Sin embargo, se limitará esta revisión a las aplicaciones del memristor que se han desarrollado en los circuitos analógicos. En éstos, la gran mayoría de las aplicaciones reportadas se basan en simulaciones y éstas utilizan modelos propuestos del memristor, principalmente el modelo de HP; además, contemplan sólo el uso del memristor a nivel nano. Algunas, mostradas en forma experimental, utilizan memristores de estructuras a base de nano capas, o emuladores, mediante hardware, de memristores activos y basan el desarrollo de sus aplicaciones en la capacidad de conmutación de resistencia presentada por el memristor de HP. En contraste con lo anterior el presente trabajo contempla la aplicación a nivel macro de las características eléctricas memristivas a los circuitos electrónicos analógicos, de la cual no se han encontrado reportes, al realizar esta revisión, por lo que ésta será una de las aportaciones del trabajo, al cuerpo del conocimiento memristivo.

Para conseguir un panorama ordenado de los reportes de las aplicaciones analógicas del memristor, éstas se pueden clasificar en los siguientes campos:

Aplicaciones a filtros analógicos

El uso de filtros basado en memristores es un campo atractivo debido a la capacidad de los memristores de programar su resistencia, con bajo consumo de potencia y su inusual comportamiento en frecuencia, como lo indican los siguientes reportes científicos.

En 2012, Lee publica que la modulación de la resistencia de los memristores (RM) basados en TiO_2 se puede mostrar con filtros memristivos sintonizables [I_50]. En 2013, Ascoli anuncia que la característica propia del memristor, de programar su resistencia, permite la realización de filtros memristivos con nano estructuras [I_51]. En 2014, Yener analiza los comportamientos en el dominio del tiempo y de la frecuencia de los filtros memristivos y concluye que los filtros con memristores presentan características que no pueden ser reflejadas si se utilizan resistores en lugar de memristores [I_52]. En 2015, Shen desarrolla un modelo para un filtro memristivo y su simulación muestra que la frecuencia de corte del filtro está influenciada por el cambio de la memristencia del elemento [I_53]; también, en ese año, Ntinas publica un trabajo de un filtro que incluye dispositivos memristivos como elementos amortiguadores en circuitos LC [I_54]. En 2016, Vishin estudia los filtros activos basados en memristores, usando el modelo del memristor de voltaje de umbral adaptable (VTEAM) [I_55]. En 2017, el diseño de filtros pasa-altos basado en un memristor es documentado por Sahin [I_56]; otro basado en un memristor y un memcapacitor es reportado por Yang [I_57]; mientras que, un filtro paso-bajas es explorado por Yener [I_58]. En el mismo año, Arora diseña filtros utilizando un memristor, un memcapacitor y un meminductor [I_59]; Ali reporta un filtro pasivo con un memristor y un memcapacitor para sintonizar la frecuencia de corte y el ancho de banda [I_60]; Marković utiliza las características memristivas en un filtro de microondas [I_61]; entretanto, Bao documenta un filtro memristivo pasa bandas de tercer orden [I_62]. En 2018, Galias realiza un estudio del control de amplitud y comportamiento dinámico de un filtro pasa-bandas memristivo [I_63].

Aplicaciones en la aritmética analógica

La aplicación de los memristores en aritmética analógica ha sido poco explorada, sin embargo, tiene un futuro prometedor en el desarrollo de las operaciones computacionales. En 2010, Laiho describe como los memristores pueden ser usados como memorias análogas y elementos de cómputo que pueden efectuar operaciones de adición y sustracción [I_64]. En 2014, Maurya trabaja con el modelo del memristor de HP en MatLab y presenta sus aplicaciones posteriores como una memoria digital no volátil y en circuitos aritméticos: sumador y multiplicador [I_65]. En 2016, Revana describe una técnica de bajo consumo de potencia con memristores para realizar las operaciones aritméticas como la adición y la multiplicación [I_66]. En 2017, Chang anuncia el término "Memcomputing" (Memristor+Computación) [I_67] y Revanna explora el futuro de los circuitos aritméticos implementados con memristores [I_68]. En el mismo año, Gucket comenta que los diseños de aritmética basados en memristores reduce en más de 1/6 el número de componentes utilizados en un diseño con CMOS [I_69].

Aplicaciones en circuitos oscilantes

En 2013, Elsamman introduce el estudio del oscilador con OPAMPs de entrada modificada basado en memristores; el oscilador se implementa utilizando los dos tipos de OPAMPs analógicos, el convencional V_{FB} OPAMPs) LM741 y el de retroalimentación de corriente (C_{FB} OPAMPs) AD844 [I_70]. En 2014, el mismo autor, mediante un análisis matemático, introduce el efecto que se presenta en el comportamiento de un oscilador de OPAMPs con entrada modificada cuando son reemplazados, en la implementación, todos los elementos resistivos por memristores [I_71]. En 2017, Corinto analiza la dinámica de los osciladores con memristores por medio del método de flujo-carga en [I_72]-[I_73]; mientras que, Sharma reporta un oscilador de cuadratura, de tercer orden, basado en un memristor [I_74] y Zayer un oscilador caótico basado en el modelo del memristor de TiO_2 [I_75].

Aplicaciones a RF

En 2015, Gregory investiga un método atractivo para habilitar la reconfiguración de dispositivos de RF usando memristores, mediante un método especializado de elemento finito en el dominio del tiempo [I_76]. En 2016, Pi reporta la fabricación de un nano-memristor con depósitos de oro y plata en óxido de silicio, con un gap de aire de 35 nm entre ellos, que exhibe una razón resistiva ON/OFF de 10^{12} teniendo un desempeño hasta 110 GHz, que puede ser usado como un switch de RF [I_77]. En 2017, Wainstein propone un modelo RF del memristor [I_78]; mientras que en 2018 reporta el modelo de parámetros concentrados, el cual predice con precisión el comportamiento en alta frecuencia, que presentan dispositivos de RF nano-memristivos [I_79].

Aplicaciones en circuitos con memristores

Existe poco trabajo en el estudio de redes con memristores, por lo tanto, los resultados experimentales obtenidos durante el proyecto de investigación, con circuitos que incluyan macromemristores y al macromemristor en serie o paralelo con los otros tres elementos básicos constituirá una aportación importante en este campo de aplicación que solo cuenta

con cuatro publicaciones. En 2011, Rajendran analiza el efecto de la variación de la capa de óxido de los memristores, debido a los procesos de fabricación, al ser usados en compuertas de una lógica digital basada en memristores (MTL Memristor-based Threshold Logic), y demuestra, a través de algoritmos, que el efecto de las variaciones puede ser reducido conectando memristores de alta memristencia en paralelo [I_80]. En 2014, Budhathoki reporta el análisis de un circuito con múltiples memristores que es conectado en varias configuraciones; cuando se suministra voltaje o corriente de entrada sinusoidal al circuito, el comportamiento del circuito memristivo pasa por un período de estado de transición antes de entrar en un período de estado estacionario. Durante el período de estado transitorio, el comportamiento es complejo y no es predecible debido a la acción diferente de cada memristor [I_81]. En 2017, Lou analiza conexiones serie-paralelo de memristores [I_82]; mientras que Galias muestra la coexistencia de atractores en circuito paralelo de un inductor, un capacitor y un memristor [I_83].

Aplicaciones a retardadores de tiempo

En 2010, Wang reporta que la conmutación en un memristor toma lugar con retraso en el tiempo y llama a ese efecto particular como “retraso de conmutación”. Esta observación es verificada experimentalmente mediante circuitos [I_84]. En 2014, Mokhtar reporta un modelo de un memristor en SPICE en combinación con un elemento CMOS, que utiliza el cambio en la resistencia del memristor para regular el retraso de tiempo en un inversor de corriente limitada (current starved inverter) [I_85]. En ese mismo año, Zhang propone un elemento de retraso CMOS basado en la resistencia con memoria del memristor y su voltaje de umbral [I_86]. En 2017, Mokhtar presenta un elemento de retardo programable que consiste en un circuito de escritura de la resistencia del memristor, un circuito de lectura y un elemento de retardo [I_87].

Aplicaciones en temporizadores

En 2015, Yu explora las características oscilantes de un multivibrador astable basado en el circuito integrado temporizador 555 y un memristor. Un circuito analógico es utilizado para emular el comportamiento eléctrico de un memristor controlado por flujo y es conectado al 555 para implementar el multivibrador astable [I_88]. En 2017, Yener propone el análisis de un circuito temporizador basado en un memristor y utiliza la simulación para validarlo [I_89].

Aplicaciones como atenuador

En 2014, Wey describe un circuito atenuador- π que utiliza transistores MOS como elementos en derivación y un memristor como elemento de paso [I_90].

CONTRIBUCIONES DEL PROYECTO AL ESTADO DEL CONOCIMIENTO

Por la revisión del estado de conocimiento realizada, existe un hueco importante en la implementación y caracterización del memristor a nivel de dispositivo eléctrico básico; por

lo tanto las contribuciones del proyecto fueron la implementación de un memristor, de tamaño macro (mayor de 1 mm) que pueda ser operado como el cuarto elemento eléctrico básico, e investigar el impacto generado al interactuar con dispositivos electrónicos activos y con circuitos analógicos lineales, especialmente las aplicaciones que resulten de la interacción de este novedoso dispositivo con los circuitos conocidos.

También se contempla como una aportación principal, el análisis de las características eléctricas del macromemristor que nos auxilien en la construcción de un modelo para este dispositivo, con el objetivo de considerarlo no solo como un conmutador resistivo sino como un elemento dinámico que al interactuar con otros circuitos modifique el comportamiento eléctrico de éstos. El modelo se basará en los registros experimentales y en la estructura física del dispositivo. Además, debe brindar una explicación al fenómeno de la memristencia de la estructura y derivar en una relación $v(i)$ o $i(v)$ para su interacción con los modelos presentes en la teoría de circuitos eléctricos. Esto lleva a proponer la siguiente afirmación a ser verificada.

HIPÓTESIS:

Existen cuatro variables eléctricas fundamentales: el voltaje, la corriente, el flujo magnético y la carga eléctrica. Al establecer relaciones entre un par de ellas, teniendo una variable en función de la otra, se obtienen seis posibilidades, dos de ellas dan como resultado la definición de la corriente eléctrica y la ley de Faraday, mientras que los cuatro restantes producen cuatro elementos canónicos básicos: el resistor, el inductor, el capacitor y el memristor. Enfocándonos en el memristor, éste por motivos de procedencia similares al resistor, el inductor y el capacitor, debe ser obtenido de estructuras macro simples, además la memristencia que será su propiedad eléctrica inherente debe ser afectada por los factores geométricos de la estructura, pero por otra parte, por ser un elemento canónico, debe presentar un comportamiento eléctrico diferente a los tres elementos básicos conocidos, dando como resultado el desarrollo de nuevas aplicaciones en las diferentes áreas de la electrónica.

OBJETIVOS DEL PROYECTO

El proyecto tiene los siguientes objetivos principales:

- 1) Investigar las características físicas y eléctricas de las estructuras cohesoras a fin de obtener un marco teórico para la fabricación de un macromemristor no limitado a los sistemas de escalas nanométricas.
- 2) Implementar circuitos conectando el macromemristor con dispositivos básicos (resistores, capacitores, inductores), y algunos circuitos no lineales a base de amplificadores operacionales. Además, validar estos circuitos mediante la simulación de su modelo.

Chua propone que una estructura, independiente de su forma y materiales de fabricación, si presenta cambios en su resistencia, entonces es un memristor [1_7], lo cual habilita la posibilidad de que el cohesor sirva de base para la fabricación de un memristor; ya que, el

cambio drástico de su resistencia, es el comportamiento eléctrico que caracteriza a los dispositivos cohesores. El fenómeno de cambiar drásticamente la resistencia de una estructura cohesora de algunos megaohms ($M\Omega$) a unos cuantos Ohms (Ω), se conoce como el efecto Branly (quien fue el primero en observarlo y publicarlo). Este efecto, hasta la fecha, aún no ha sido explicado satisfactoriamente, debido a que existen relaciones complejas entre los diversos fenómenos que tienen lugar en su comportamiento resistivo; entre los cuales, se han identificado como los principales, el transporte de cargas por efecto túnel y la conducción por efecto Joule.

De lo anterior concluye que existe la posibilidad de que los fenómenos del efecto Branly estén presentes en el comportamiento eléctrico del macromemristor.

ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Se ha mostrado una introducción del proyecto de investigación propuesto y se ha dado una extensa revisión del estado de conocimiento del desarrollo del memristor y sus aplicaciones, además, se contrastó esta revisión para proponer las aportaciones principales de este trabajo al cuerpo del conocimiento. El resto de la tesis está organizado de la siguiente forma: En el capítulo II se ofrece una revisión de las características eléctricas de las estructuras cohesoras en las cuales estará basada la implementación del macromemristor; en el capítulo III se dan las bases de la teoría del memristor propuestas por L. Chua; mientras que, en el capítulo IV se considera una integración de los dos capítulos anteriores y se establece la viabilidad de la hipótesis mostrando que las estructuras cohesoras exhiben propiedades memristivas. En el capítulo V se da evidencia experimental de que las tres características del memristor se presentan en una estructura prototipo, por lo que, a esta estructura, llamada TBM, se le propone como el macromemristor objetivo de este trabajo de investigación. En el capítulo VI se ofrece una interpretación para explicar los fenómenos inmersos en el comportamiento memristivo de la estructura prototipo. Por otra parte, en el capítulo VII se ofrece un acercamiento al modelado del macromemristor prototipo; mientras que, el capítulo IX examina las variaciones del comportamiento memristivo del macromemristor con los cambios de la geometría de su estructura. El capítulo IX se exploran algunas aplicaciones del macromemristor propuesto en circuitos electrónicos. Por último, en capítulo X se dan algunas conclusiones del trabajo desarrollado y el trabajo a futuro.

REFERENCIAS

[L_1] L. Chua; "Memristor-The missing circuit element"; *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol.18, Issu. 5, 1971, pp. 507-519.

[L_2] D. Strukov, G. Snider, D. R. Stewart, R. Williams; "The missing memristor found"; *Nature* 453, 2008, pp. 80-83

[L_3] G. Gandhi, V. Aggarwal; "Memristor as known a century back: The contribution of J. C. Bose and other scientists" (Available on request) *mLabs Technical Report MT-005*, March, 2013

[L_4] L. Chua and S. M. Kang; "Memristive devices and systems"; *Proceedings of the IEEE*, Vol.64, Issu. 2, pp. 209-223, 1976.

[L_5] G. Gandhi, V. Aggarwal, L. Chua; "; *The First Radios Were Made Using Memristors!*"; *IEEE*

Circuits and Systems Magazine; Vol. 13, Issu. 2, pp.8-16, 2013.

[L_6] G. Ghandi, V. Aggarwal; "Bipolar electrical switching in metal-metal contacts"; *mLabs report*, (cond-mat-mtrl-sci), june 7, 2013.

[L_7] Leon Chua, "Resistance switching memories are memristors, *Appl. Physics A* vol 102, Issu. 4, pp 765–783, 2011.

[L_8] Y. Li, S. Long, et. al.; "A low-cost memristor based on titanium oxide"; *10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology*, pp. 1148-1150, 2010.

[L_9] K. Miller, K. Nalwa, et. al.;"Memristive Behavior in Thin Anodic Titania"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 31, Issu. 7, pp. 737-739, 2010.

[L_10] C. Yakopcic, A. Sarangan, et. al.; "TiO₂ memristor devices "; *Proceedings of the 2011 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*, pp. 101-104, 2011.

[L_11] O. Kavehei, K. Cho, et. al.; "Fabrication and modeling of Ag/TiO₂/ITO memristor"; *IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, pps, 1-4, 2011.

[L_12] N. Xu, L. Fang, et. al.; "Resistance uniformity of TiO₂ memristor with different thin film thickness"; *14th IEEE International Conference on Nanotechnology*, pp. 727-731, 2014.

[L_13] I. Dorosheva, A. Vokhmintsev, et. al.; "Oxide layer thickness effects on the resistance switching characteristics of Ti/TiO₂-NT/Au structure "; *2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*, 6-7 may, 2018.

[L_14] D. Wheeler, K. Kim, et. al.; "CMOS-integrated memristors for neuromorphic architectures"; *2011 International Semiconductor Device Research Symposium (ISDRS)*, pp. 1-2, 2011.

[L_15] E. Kyriakides, S. Carrara, et. al.; "Low-cost, CMOS compatible, Ta₂O₅-based hemi-memristor for neuromorphic circuits"; *Electronics Letters*, Vol. 48, Issu. 23, pp. 1451-1452, 2012.

[L_16] Ş Yener, H. Kuntman; "A new CMOS based memristor implementation"; *2012 International Conference on Applied Electronics*, pp. 345–348, 2012.

[L_17] V. Baghel, S. Akashe; "Low Power Memristor Based 7T SRAM Using MTCMOS Technique"; *Fifth International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies*, pp. 222-226, 2015.

[L_18] Y. Babacan, A. Yesil, et. al.; "The Fabrication and MOSFET-Only Circuit Implementation of Semiconductor Memristor"; *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol.65, Issu.4, pp.1625-1632, 2018.

[L_19] E. Herrmann; A. Rush, et. al.; "Gate Controlled Three-Terminal Metal Oxide Memristor"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol.39, Issu.4, pp.500-503, 2018.

[L_20] M. S. Islam, C. Johns, et. al.; "Memristors based on an organic monolayer of molecules and a thin film of solid electrolytes"; *International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, pp. 761-764, 2010.

[L_21] Victor Erokhin; "Organic memristors: Basic principles"; *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 5-8, 2010.

[L_22] M. Jamaa, S. Carrara, et. al.; "Fabrication of memristors with poly-crystalline silicon nanowires";

9th IEEE Conference on Nanotechnology (IEEE-NANO), pp. 152-154, 2009.

[I_23] T. Berzina, A. Smerieri, et. al.; "Optimization of an organic memristor as an adaptive memory element"; *J. Appl. Phys.* 105, 124515, 2009.

[I_24] S. Parkin, C. Kaiser, et. al.; "Giant tunnelling magnetoresistance at room temperature with MgO (100) tunnel barriers"; *Nature Materials*, Vol.3, pps 862–867,2004.

[I_25] E. Miranda, D. Jimenez, J. Sune; "The Quantum Point-Contact Memristor"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 33, Issu. 10, pp. 1474-1476, 2012.

[I_26] D. Bilenko, V. Galushka, et. al.; "Memristor structures based on tunnel-thin organic dielectric and porous silicon layers"; *2012 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, pp. 436-437, 2012.

[I_27] D. Kim, H. Lu; "Ferroelectric Tunnel Memristor"; *Nano Lett.* 12 (11), pp. 5697–570, 2012.

[I_28] S. Nandakumar, B. Rajendran; "Physics-based switching model for Cu/SiO₂/W quantum memristor (wolframio)"; *74th Annual Device Research Conference (DRC)*, pp. 1-2, 2016.

[I_29] N. Gergel-Hackett, B. Hamadani, et. al.; "A Flexible Solution-Processed Memristor"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 30, Issu.7, pp. 706-708, 2009.

[I_30] N. Gergel-Hackett, Joseph L. Tedesco, Curt A. Richter; "Memristors with Flexible Electronic Applications"; *Proceedings of the IEEE*, Vol. 100, Issu. 6, pp. 1971-1978, 2012.

[I_31] S. Zou, P. Xu, et al. "Resistive switching characteristics in printed Cu/CuO/(AgO)/Ag memristors" *Electronics Letters* Vol: 49, Issu: 13, pp. 829-830, 2013.

[I_32] W. Luo, X. Wu, et. al.; "Synaptic learning behavior based on a Ag/PEDOT: PSS/Ta memristor"; *5th International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, pp. 1-2, 2016.

[I_33] Y. Zhang, Yi L. Wang, E. Friedman; "Synaptic Characteristics of Ag/AgInSbTe/Ta-Based Memristor for Pattern Recognition Applications"; *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 64, Issu. 4 pp. 1806-1811, 2017.

[I_34] X. Zhang, S. Liu, et. al.; "Emulating Short-Term and Long-Term Plasticity of Bio-Synapse Based on Cu/a-Si/Pt Memristor"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol.38, Issu.9, pp.1208-1211, 2017.

[I_35] G. Khanal, S. Acciarito, et. al.; "Synaptic behaviour in ZnO–rGO composites thin film memristor"; *Electronics Letters*, Vol.53, Issu.5, pp.296-298, 2017.

[I_36] I. Gupta; I. Serb, et. al.; "Sub 100 nW Volatile Nano-Metal-Oxide Memristor as Synaptic-Like Encoder of Neuronal Spikes"; *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, Vol. 12, Issu. 2, pp.351-359, 2018.

[I_37] W. Wang, C. Yakopcic, et. al.; "Fabrication, characterization, and modeling of memristor devices"; *NAECON 2014 - IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, pp.: 259-262, 2014.

[I_38] S. Hu, Y. Liu, et. al.; "An HfO₂-based resistive switching memory device with good anti-radiation capability"; *2016 IEEE International Nanoelectronics Conference (INEC)*, pp. 1-2, 2016.

[I_39] B. Garda; K. Kasiński, et. al.; "Investigations of switching phenomena in Pt/HfO₂/Ti/Pt memristive devices"; *2017 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, pp.1-4,

2017.

[L_40] H. Abunahla; B. Mohammad, et. al.; "Novel hafnium oxide memristor device: Switching behaviour and size effect"; 2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp.1-4, 2017.

[L_41] A. Rodríguez-Fernandez; S. Aldana, et. al.; "Resistive Switching with Self-Rectifying Tunability and Influence of the Oxide Layer Thickness in Ni/HfO₂/n⁺-Si RRAM Devices"; IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.64, Issu.8, pp.3159-3166, 2017.

[L_42] N. Hadis, A. Manaf, S. Herman; "Comparison on TiO₂ thin film deposition method for fluidic based glucose memristor sensor"; 2015 IEEE International Circuits and Systems Symposium (ICSyS), pp. 36-39, 2015.

[L_43] H. Abunahla, M. Jaoude, et. al.; "Resistive switching in sol-gel derived microscale memristors"; IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), pp. 1-4, 2016.

[L_44] Y. Kaneko, H. Tanaka; et. al.; "A novel ferroelectric memristor enabling NAND-type analog memory characteristics"; 68th Device Research Conference, pp. 257-258, 2010.

[L_45] A. Kumar, Yaksh Rawal, M. Baghini; "Fabrication and characterization of the ZnO-based Memristor"; 2012 International Conference on Emerging Electronics, pp.1-3, 2012.

[L_46] Y. Chen, K. Chang, et. al.; "Resistance Switching Induced by Hydrogen and Oxygen in Diamond-Like Carbon Memristor "; IEEE Electron Device Letters, Vol. 35, Issu. 10, pp. 1016-1018, 2014.

[L_47] A. Theodorakakos, S.G. Stavrinides, et. al.; "A non-deal memristor device"; 2015 International Conference on Memristive Systems (MEMRISYS), pp. 1-2, 2015.

[L_48] M. Catenacc, P. Flowers, et. al.; "Fully printed memristors from Cu-SiO₂ core-shell nanowire composites"; 2017 75th Annual Device Research Conference (DRC), pp. 1-2, 2017.

[L_49] Y. VRozanov; K. Tsarik, et. al.; "Creation and study of memristors based on CuCl₂"; 2017 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices, Kansai (IMFEDK), pp.64-65, 2017.

[L_50] T. Lee, J. Nickel; "Memristor Resistance Modulation for Analog Applications "; IEEE Electron Device Letters, Vol. 33, Isuu. 10, pp. 1456-1458, 2012.

[L_51] A. Ascoli, R. Tetzlaff; et. al.;" Memristor-based filtering applications "; 14th Latin American Test Workshop – LATW, pps 1-6, 2013.

[L_52] Ş. Yener, R. Mutlu, H. Kuntman; "Frequency and time domain characteristics of memristor-based filters"; 22nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU); pp. 2027–2030, 2014.

[L_53] Y. Shen, Y. Liu, X. Wang; "Realization of a memristor-based second-order active low-pass filter"; 5th International Conference on Information Science and Technology (ICIST), pps 351-355,2015.

[L_54] V. Ntinias; I. Vourkas, et.al.; "LC filters with enhanced memristive damping", 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp.2664-2667,2015

[L_55] S. Vishnu, S. Saji, et. al.; " Application of memristors in active filters" 3rd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), pp. 84-88, 2016.

- [L_56] M. Sahin, H. Guler, et. al.; "The design of memristor based high pass filter circuits"; IEEE 2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp.494-497, 2017.
- [L_57] C. Yang, N. Yang, et. al.; "A new memristor and memcapacitor-based high pass filter"; 2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT), pp.1171-1174, 2017.
- [L_58] Ş. Yener, R. Mutlu, et. al.; "Examination of a memristor-based low-pass filter topology"; 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), pp.1221-1225, 2017.
- [L_59] A. Arora, V. Niranjani; "Low power filter design using memristor, meminductor and memcapacitor"; 2017 4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics (UPCON), pp.113-117, 2017.
- [L_60] S. Ali, A. Hassan, et. al.; "Memristor-capacitor passive filters to tune both cut-off frequency and bandwidth"; 2017 25th Optical Fiber Sensors Conference (OFS), pp.1-4, 2017.
- [L_61] I. Marković, M. Potrebić, et. al.; "Memristor state transition in reconfigurable microwave filter"; 2017 IEEE 30th International Conference on Microelectronics (MIEL), pp.71-74, 2017.
- [L_62] B. Bao, N. Wang, et. al.; "A Simple Third-Order Memristive Band Pass Filter Chaotic Circuit"; IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol.64, Issu.8, pp.977-981, 2017.
- [L_63] Z. Galias; "Study of Amplitude Control and Dynamical Behaviors of a Memristive Band Pass Filter Circuit"; IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol.65, Issu.5, pp.637-641, 2018.
- [L_64] M. Laiho, E. Lehtonen; "Arithmetic operations within memristor-based analog memory "; 12th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications (CNNA 2010), pp. 1-4, 2010.
- [L_65] A. Maurya; S. Saxena, et. al.; "Digital arithmetic circuit and elimination of improper shutdown of PC using memristor"; 2014 International Conference on Issues and Challenges in Intelligent Computing Techniques (ICICT), pp. 340-343, 2014.
- [L_66] N. Revanna, E. Swartzlander; "Arithmetic circuit design with memristor based high fan-out logic gates"; 2016 IEEE 7th Annual Ubiquitous Computing, Electronics & Mobile Communication Conference (UEMCON), pp.1-6, 2016.
- [L_67] Y. Chang, F. Zhou, et. al.; "Memcomputing (Memristor + Computing) in Intrinsic SiO_x-Based Resistive Switching Memory: Arithmetic Operations for Logic Applications"; Transactions on Electron Devices, Vol.64, Issu.7, pp.2977-2983, 2017.
- [L_68] N. Revanna, L. Guckert, et. al.; "The future of computing — Arithmetic circuits implemented with memristors"; 2017 51st Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, pp. 745-749, 2017.
- [L_69] L. Guckert, E. Swartzlander; "Optimized Memristo Based Multipliers" IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol.64, Issu. 2, pp. 373-385, 2017.
- [L_70] A. Elsamman, A. Radwan; A. Madian; "The modified single input Op-Amps memristor based oscillator"; 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), pps 1-4, 2013.
- [L_71] A. Elsamman, A. Radwan, A. Madian; "Resistorless memristor based oscillator"; 26th

International Conference on Microelectronics (ICM), pp. 168-171, 2014.

[L_72] F. Corinto, M. Forti; "Complex Dynamics in Arrays of Memristor Oscillators via the Flux–Charge Method; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol.65, Issu.3, pp.1040-1050, 2017

[L_73] F. Corinto, M. Forti; "Nonlinear dynamics of memristor oscillators via the flux-charge analysis method"; *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-4, 2017.

[L_74] V. Sharma, M. Ansari, et. al.; "Memristor-based high performance third order quadrature oscillator"; *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, pp. 2949-2954, 2017.

[L_75] F. Zayer, W. Dghais, et. al.; "TiO₂ memristor model-based chaotic oscillator"; *2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 54-57, 2017.

[L_76] M. Gregory, D. Werner; "Application of the Memristor in Reconfigurable Electromagnetic Devices"; *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 57, Issu. 1, pp.239-248,2015.

[L_77] S. Pi; M. Ghadiri-Sadrabadi, et al.; "Memristors as radiofrequency switches " *2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 377-380, 2016.

[L_78] N. Wainstein, S. Kvatinsky; "An RF memristor model and memristive single-pole double-throw switches"; *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1-4, 2017.

[L_79] N. Wainstein, S. Kvatinsky, et. al.; "A Lumped RF Model for Nanoscale Memristive Devices and Non-Volatile Single-Pole Double-Throw Switches"; *IEEE Transactions on Nanotechnology*, Vol.17, Issu.5, pp.873-883, 2018.

[L_80] J. Rajendran, R. Karri, G. Rose; "Parallel memristors: Improving variation tolerance in memristive digital circuits "; *IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 2241-2244, 2011.

[L_81] Ram Kaji Budhathoki; Maheshwar Pd. Sah; et. al.; "Operational characteristics of multi-memristor circuits"; *2014 14th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications (CNNA)*, pp. 1-2, 2014.

[L_82] L. Luo, X. Hu, et. al.; "Multiple memristor series–parallel connections with use in synaptic circuit design; *IET Circuits, Devices & Systems*, Vol.11, Issu.2, pp.123-134, 2017.

[L_83] Z. Galias; "Coexistence of attractors in the parallel inductor-capacitor-memristor circuit"; *2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 66-69, 2017.

[L_84] F. Wang, N. Helian, et. al.; "Delayed Switching in Memristors and Memristive Systems"; *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 31, Issu 7, pp. 755-757, 2010.

[L_85] S. Mokhtar; W. Abdullah; "Memristor to control delay of delay element"; *2014 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE2014)*, pp. 483 – 486, 2014.

[L_86] X. Zhang; Z. Ma h, et. al.; "Memristor-based programmable delay element"; *12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, pp. 1-3, 2014.

[L_87] S. Mokhtar, W. Abdullah, et. al.; "Programmable delay element using memristor and case study in delay lock loop"; *2017 IEEE 8th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, pp. 17-21, 2017.

[L_88] D. Yu, C. Zheng, et. al.; "A memristive astable multivibrator based on 555 timer"; 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 858-861, 2015

[L_89] Ş. Yener, R. Mutlu, et. Al; "Memristor-based timing circuit"; 2017 Electric Electronics, Computer Science, Biomedical Engineerings' Meeting (EBBT), pp.: 1-3, 2017.

[L_90] T. Wey; W. Jemison; "On the performance of a hybrid memristor/MOS π -attenuator circuit"; IEEE 12th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), pp. 369-372, 2014.

CAPITULO II

EL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO DE LOS COHESORES

Es paradójico descubrir como en una época marcada por los sofisticados sistemas computacionales y de comunicaciones, un dispositivo tan simple, pero que exhibe interesantes cambios en su resistencia, como es el caso del cohesor, no ha sido bien entendido hasta el día de hoy. Aún más, las propiedades eléctricas del cohesor no han sido totalmente exploradas. Existe evidencia experimental de que la característica $v-i$ de los cohesores, presentan comportamientos no lineales e histéresis, ocasionados por el cambio abrupto de resistencia, que se convierte así, en el punto de partida para la implementación del macromemristor propuesto. Por tal motivo, el presente capítulo esta dedicado a este singular e enigmático dispositivo, en donde se exploran las principales características de estas estructuras y su comportamiento eléctrico.

El cohesor detector de ondas electromagnéticas

En 1890, Édouard Branly (1844-1940), encuentra que un tubo de cristal simple lleno de limaduras de hierro, con electrodos metálicos, es eléctricamente aislante; pero se vuelve conductor cuando se somete a la acción de una chispa eléctrica producida a cierta distancia. Esta conducción, que permanece después de la acción de la chispa, desaparece y vuelve a su estado aislante inicial, al dar un golpe mecánico al tubo, se conoce como efecto Branly.

El efecto Branly (o cohesor, como también se conoce) se puede generalizar como una conducción eléctrica inestable que aparece en la zona de los contactos puntuales que se pueden establecer entre dos materiales conductores o entre un material conductor y un semiconductor; de hecho, el fenómeno observado en los tubos de limaduras de hierro es solo un ejemplo del fenómeno cohesor, donde los contactos quedan establecidos entre las limaduras. La resistencia elevada del contacto que se puede medir inicialmente, cae irreversiblemente en varios órdenes de magnitud, tan pronto como una onda electromagnética se produce en sus proximidades. Este efecto también se observa cuando una fuente externa supera un umbral de tensión aplicado al conglomerado granular (el efecto Branly DC). Aunque estos fenómenos de transporte eléctrico en medios granulares participaron, alrededor de 1900, en el nacimiento de la primera transmisión de radio inalámbrica, hasta la fecha no son bien comprendidos.

Desde el punto de vista teórico, Branly planteaba dos hipótesis:

- 1) El fenómeno es debido a una propiedad del aislante colocado entre las partículas conductoras, que se convierte en conductor por la acción transitoria de una corriente de alto potencial y el efecto de los fenómenos observados que caracterizan el aislamiento;
- 2) No es necesario que las partículas conductoras estén en contacto para que la corriente fluya entre los mismos.

Jagadish Bose (1858-1937), [II_1]-[II_2], realizó contribuciones al campo de las radio-comunicaciones, mediante el desarrollo de detectores de ondas electromagnéticas en los que utilizaba una variedad de uniones; sus receptores sobre la base de los cristales de galena (mineral de plomo) se patentaron en 1904. W. H. Brattain, co-inventor del transistor y Premio Nobel, acredita a Bose como el primero en usar un cristal semiconductor para

detectar las ondas de radio. Por otra parte, Neville Mott, Premio Nobel en 1977 por su trabajo en la electrónica de estado sólido, hace la siguiente cita respecto a Bose "... al menos 60 años delante de su tiempo, había anticipado la existencia de semiconductores de tipo p y tipo n" [II_3].

Teorías para explicar el efecto Cohesor a principios del siglo XX

Al igual que muchas variaciones del cohesor, los diferentes tipos del detector de cristal no son el resultado de la investigación científica, sino más bien del ensayo y error. Jean Cazenobe escribió sobre el desarrollo de estos detectores a principios de siglo [II_4] y comentó que los avances conseguidos para mejorar la detección de ondas electromagnéticas con estas estructuras se presentaron completamente inconscientes de la naturaleza del fenómeno físico en cuestión, por lo que fueron poco comprendidos los resultados de los experimentos realizados.

Oliver Lodge (1851-1940) fue el primer investigador en proponer una explicación sobre el efecto Branly al indicar que los granos metálicos eran soldados entre sí por la acción de las tensiones inducidas por las ondas electromagnéticas [II_5]. Según algunos investigadores, incluyendo al mismo Lodge, los granos se comportarían como dipolos que se atraen entre sí por fuerzas electrostáticas. La inducción provoca que los granos permanezcan juntos, formando así cadenas conductoras. Un choque debería ser suficiente para romper estas cadenas frágiles y restaurar la resistencia a su valor original. Sin embargo, Branly no creía en esta hipótesis y para demostrar que el movimiento de los granos no era necesario, los sumergió en cera o resina [II_6]. También utilizó una columna de seis bolas de acero o discos de unos pocos centímetros de diámetro. Debido a que el efecto cohesor persistió, pensó que las propiedades del dieléctrico entre los granos jugaban un papel importante. En 1900, Guthe y Trowbridge realizaron experimentos similares con dos bolas de metal.

Otro pionero del desarrollo de los cohesores fue Thomas Tommasina (1855-1945) [II_7], cuyos experimentos explican el aumento de la conductividad por la formación de canales conductores debidos a la adherencia entre los granos. Estas adherencias son el resultado de contactos "muy pequeños" producidos por calentamientos, debido a una serie de chispas en un entorno cercano.

En lo que respecta al detector de cristal, Ferdinand Braun (1850-1918) pensaba que el efecto cohesor en el detector de cristal no se producía en la galena en sí, sino que tenía su origen en el contacto entre el cristal y la punta del metal y que dependía considerablemente de la orientación y presión con la que el cristal estaba en contacto con el conductor para componer un circuito eléctrico, pero, sin embargo, no pudo dar una explicación de su postura [II_8].

Camille Tissot (1869-1917), mediante la experimentación para perfeccionar el cohesor detector de ondas electromagnéticas, encontró que el contacto entre una punta de cobre y un trozo de pirita podría servir como sensor de ondas. A diferencia de Braun y otros científicos, Tissot insistió en explicar el fenómeno por el efecto termoeléctrico [II_9], y, como él siempre hablaba del "detector termoeléctrico", parece que, durante algún tiempo, se consideró su detector como algo fundamentalmente diferente al de Braun, aunque obviamente no era el caso.

Una hipótesis de la acción cohesora

Por otro parte, William Eccles (1875-1960), en 1909 y basado en experimentaciones, propone una hipótesis de la acción cohesora [II_10]. Implementa un sistema que consiste de dos conductores en contacto con un dieléctrico formado principalmente por una capa de óxido. Eccles considera que el óxido entre los conductores es una película tan delgada y extendida que puede pasar una corriente considerable, relativamente hablando, a través de él. Cuando una corriente pasa a través de la película, el calor se genera en la película y aumenta su temperatura. El aumento de la temperatura puede ser considerable si la masa calentada es pequeña, pero está limitada por el escape de calor al metal circundante. Si el aumento de temperatura no afecta apreciablemente la resistencia del material térmico calentado, la relación entre la fuerza electromotriz aplicada y la corriente generada será lineal; pero si la resistencia del material varía con su temperatura, la relación entre la fuerza electromotriz y la corriente no será lineal y establece una ecuación en la cual el voltaje aplicado v_c puede ser representado como:

$$v_c = \left(\frac{m\rho_0}{m + k\alpha\rho_0 i^2} + r_c \right) i_c$$

donde: r_c es la resistencia del cohesor, i_c la corriente que atraviesa el dieléctrico de óxido, m la masa del óxido, θ es la temperatura, α es el coeficiente de temperatura de la resistencia, ρ es la resistividad del material, ρ_0 es el valor de ρ a la temperatura ambiente, k es la constante del cambio en el tiempo del calentamiento de Joule ($[d\theta/dt] = k\rho i^2 - m\theta$). Esta ecuación concuerda perfectamente con los resultados de numerosos experimentos del sistema de hierro-óxido-hierro. Por ejemplo, la curva experimental de la fig. 2.1 tiene los parámetros: $r=390 \Omega$, $\rho_0=970 \Omega$, $K\alpha/m=3.7 \times 10^6$

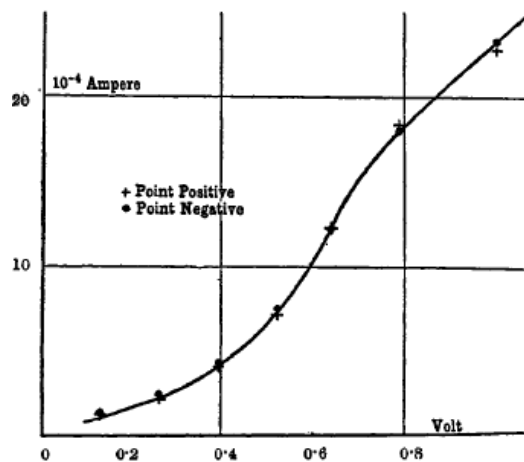


Figura 2.1 Contacto de hierro en placa de hierro oxidado, curva de corriente constante. Tomado de [II_10].

Al final de la primera década del siglo XX, el cohesor fue remplazado por el tubo de vacío de Fleming (el diodo) y el efecto Branly junto con el cohesor se hundieron en el olvido sin ser plenamente comprendidos.

Implementación y exploración de las características eléctricas de los cohesores

Para explorar experimentalmente las características eléctricas de los cohesores se implementaron varios de ellos basados en la documentación existente y consultada, la cual es limitada porque incluye trabajos realizados a finales del siglo XIX y principios del XX. Debido a esto, la fabricación de los cohesores fue resultado principalmente de pruebas de laboratorio, en donde se experimentó con materiales comunes y estructuras diversas. Para validar el comportamiento resistivo de las estructuras fabricadas, éstas se contrastaron con los cohesores comerciales (disponibles como objetos de antigüedad en Ebay), "Una réplica del cohesor de Marconi" (cohesor granular) y una réplica del detector "bigote de gato", y se comprobó que existen similitudes en el comportamiento eléctrico de conmutación resistiva entre las estructuras fabricadas en laboratorio y las réplicas conseguidas, lo que demuestran lo simple y económico que puede ser la fabricación de un dispositivo cohesor funcional.

Se construyeron alrededor de 20 cohesores con estructuras y materiales diferentes, presentando en todas ellas el efecto de conmutación resistiva con diferentes valores resistivos para cada uno de ellas; sin embargo, se puede clasificar, de acuerdo a su estructura, en dos grupos principales: cohesores de medios granulares, es decir estructuras que incluyen material granular conductor (un ejemplo es el tubo de Marconi); y cohesores en los que se establezca un contacto puntual entre dos materiales, que abarcan las estructuras en donde el contacto puntual se produce entre un mineral semiconductor y una punta metálica. (un ejemplo es el detector de galena de la estructura "bigote de gato").

La clasificación anterior no es estricta y obedece a referencias históricas principalmente, pero algunas estructuras fabricadas pueden presentar características de las dos, otorgando flexibilidad si se considera la adaptabilidad de éstas en aplicaciones. Por ejemplo, una estructura puede consistir de una cadena de esferas conductoras como material granular y entre estas se establecerá un punto de contacto único entre cada par de éstas (considerándolas libres de rugosidad). La estructura anterior tiene la ventaja de limitar los parámetros de fabricación ofreciendo estabilidad y simplificando la reproducibilidad, en contraste con el cohesor de medios granulares y del de contacto puntual, en donde la gran cantidad de variables que se maneja para la fabricación del primero y la inestabilidad mecánica del contacto del segundo provocan que se comprometan tanto la estabilidad como la reproducibilidad. En las ilustraciones de las figuras 2.2 se muestran algunas de las estructuras fabricadas basadas en las estructuras originales de los cohesores de principios del siglo XX.



Figura 2.2a Cohesor de contacto puntual entre 2 metales.



Figura 2.2b Cohesor de materia granular.

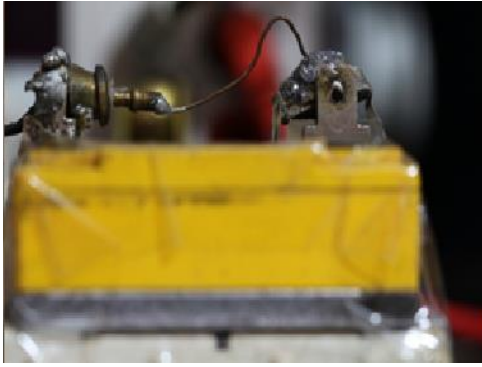


Figura 2.2c Cohesor tipo detector de galena.

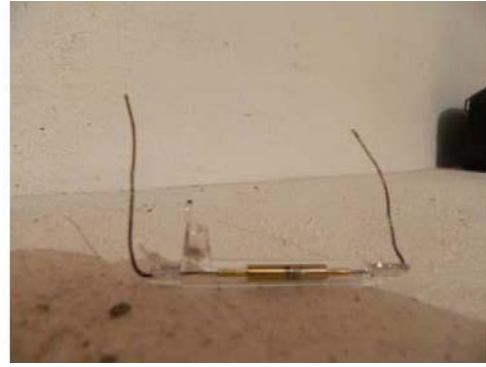


Figura 2.2d Cohesor tubo de Marconi.

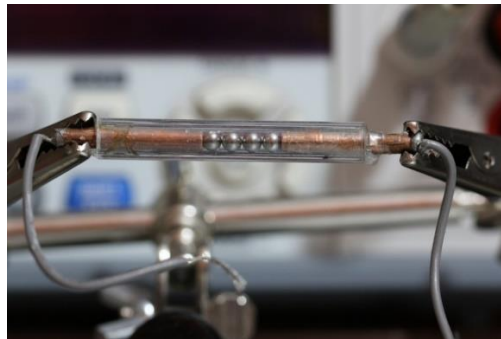


Figura 2.2e Cohesor basado en una estructura de bolas metálicas en contacto.

Figuras 2.2(a)-(e) Se muestran algunos ejemplos de cohesores fabricados.

Figura 2.2a Cohesor de contacto puntual entre 2 metales

La estructura está basada en el detector de cristal de Braun, la cual se diseñó pensando en el principio de que un punto de contacto metálico especial se comporta como un cohesor. En el diseño, la punta metálica es un trozo de alambre de cobre calibre 16 y 25 cm de longitud, que no se sometió a ningún tratamiento para cambiar su conductividad, pero se trabajó hasta conseguir una terminación puntiforme en el extremo que hará el contacto. El otro extremo del alambre de cobre se asienta en una plancha de latón, para darle soporte. En cuanto al cristal de galena, éste fue sustituido con un tornillo de 1.5 pulgadas de largo y 1/8 de diámetro, con una capa de óxido adherida (por el tiempo expuesto a la humedad) y se encuentra "atornillado" a una manija de latón, para darle soporte; de modo que la rosca del tornillo haga contacto con la punta de cobre. Se consiguió con este cohesor un estado de alta resistencia de entre 1.9 a 2 K Ω y un estado de baja resistencia de 3.2 Ω . Cabe señalar que se puede "programar" para varios estados de resistencia alta, correspondientes a diferentes contactos con la rosca del tornillo, pero el procedimiento para conseguir estos contactos es laborioso y complicado.

Figura 2.2b Cohesor de material granular

Se basa en el cohesor propuesto por Branly, el cual consiste en un tubo transparente de PVC, de 1/8 in de diámetro interior, relleno de un medio granular que consiste en polvo de metal, obtenido con una lima musa, cuya cantidad es la suficiente para abarcar aproximadamente 4 mm de longitud del interior del tubo de PVC. El polvo está formado por

una mezcla de granos finos de níquel, de 97 % de pureza y de plata también al 97 % de pureza en proporción de 4 a 1, y presionados en ambos lados por unos postes de cobre que sirven como electrodos; el conjunto es de aproximadamente 2.5 cm de largo. Este dispositivo presenta valores de resistencia alta que oscilan entre 8 M Ω y una resistencia alta (casi circuito abierto), teniendo como valores para la resistencia baja entre 137 Ω y 300 Ω .

Figura 2.2c Cohesor tipo detector de galena

Cohesor basado en los experimentos de Braun, perfeccionados por Bose el cual consiste de una estructura compuesta por un alambre delgado de cobre que toca con la punta la superficie de un trozo de pirita. Este cohesor tiene el inconveniente de la inestabilidad en su comportamiento resistivo, producida por el cambio de orientación del tenue contacto que se establece entre la punta del alambre y la superficie de la pirita al aplicar un mínimo impulso mecánico. Además, reproducir sus estados de resistencia alta y baja resulta complicado debido a que la zona de contacto depende de la geometría y la presión con que la punta del alambre toca a la superficie de la pirita. Este cohesor presenta una razón resistencia alta/baja pequeña, en comparación con la estructura de medios granulares, “programando” resistencias altas del orden de 80 K Ω , y las bajas de alrededor de 15 K Ω ; aunque también se pueden conseguir razones de resistencia alta/baja más altas al intentar otros puntos de contacto de la punta del alambre con la superficie de la pirita.

Figura 2.2d Cohesor tubo de Marconi

Está constituido por dos electrodos conductores, de latón de 4mm de diámetro, en un tubo de cristal al vacío. La cara de cada electrodo se diseña para presentar un ángulo de inclinación de 15 grados, en la parte que toca al medio granular, y estos electrodos se encuentran separados por una distancia de 0.5 mm. El espacio entre los electrodos contiene una mezcla de limaduras finas que consiste de 95% de níquel puro y 5% de plata pura. Los alambres que conectan los electrodos de latón con el tubo de cristal tienen el mismo coeficiente de expansión que el cristal manteniendo el vacío. Con este cohesor, (adquirido en Ebay) se obtuvieron resistencias altas, de entre 13 M Ω y una elevada (casi circuito abierto). En cuanto a los valores de resistencia baja, esta se encuentra entre 29 Ω y 160 Ω (un comportamiento parecido al del cohesor de medios granulares fabricado).

Figura 2.2e Cohesor basado en una estructura de bolas metálicas en contacto

Esta estructura está basada en los experimentos de Falcon, dirigidos al estudio de la conducción eléctrica en medios granulares [II_11], en la cual se muestra que la característica $v-i$ de la estructura exhibe un comportamiento inusual de histéresis. Esta estructura no está clasificada históricamente como cohesor, pero presenta características tanto de la estructura del cohesor de contacto puntual como de la de medios granulares y su relación de resistencia alta/baja semejante a la última estructura. Branly ya había sugerido una estructura de una columna de esferas metálicas gruesas para demostrar que el fenómeno cohesor no se debía a la movilidad de dipolos eléctricos, que se creía se formaban entre los granos de metal. El cohesor de la figura 2.2 (e) consiste en 3 bolas metálicas de hierro-carbón, de 3/8 pulgadas de diámetro, encerradas en un tubo flexible de PVC transparente y presionadas por dos barras de cobre como electrodos, de las que se conectan las terminales para los instrumentos de medición. Es necesario asegurar que, en

la zona de contacto con las bolas, los electrodos sean lisos para así asegurar un solo punto de contacto con la bola metálica. La presión que se ejerce con esta estructura de bolas es la que “programa” la razón resistencia alta/baja que para esta estructura es del orden $16.5 \text{ K}\Omega/7.2 \Omega$.

A pesar de disponer de las estructuras anteriores, para lograr que funcionen como cohesor se deben cumplir ciertas condiciones. Lo esencial para lograr una estructura “cohesora” es conseguir un contacto que presente un comportamiento resistivo inusual, modificando la presión o posición del material conductor, hasta que en la zona de contacto se registre un estado resistivo de inestabilidad, entre dos valores extremos de resistencia, es decir, que en los electrodos del cohesor se registren mediciones de resistencia que cambien entre un valor alto a un valor bajo. Por las observaciones experimentales se concluye que, para un cohesor practico, la resistencia baja nunca será igual a cero (ideal) porque esto producirá la característica $v-i$ de un corto circuito, mientras que, en el otro extremo, la resistencia alta no puede ser infinita (ideal), porque físicamente representaría que no se establezca contacto entre las superficies conductoras, por la que su comportamiento eléctrico será el de un circuito abierto. Los rangos de estados de resistencia alta y baja experimentados pueden variar considerablemente de acuerdo a la configuración, los materiales y al tipo de cohesor; por ejemplo, para un cohesor específico el estado de baja resistencia puede ser de 32Ω mientras que el estado alto de unos $4.7 \text{ M}\Omega$. Entonces, lo que determinará el comportamiento de una estructura como detector de ondas electromagnéticas es esa inestabilidad u oscilación donde se aprecie los dos valores de la relación resistencia alta/resistencia baja.

Lo anterior asegura la configuración necesaria del dispositivo cohesor para conmutar del valor de resistencia alta al de resistencia baja cuando se le estimula con una señal electromagnética como una chispa eléctrica. En cuanto a los materiales, existen discrepancias en las observaciones y en el papel que puede desempeñar el óxido en estos dispositivos. El óxido que existe en los contactos inestables puede ser tratado para tener un nivel adecuado, tal como exponer a un baño en ácido clorhídrico a las esferas metálicas de algunos cohesores fabricados, siendo el grado de oxidación el responsable de provocar una barrera aislante. El óxido también puede ser sustituido por un lubricante [II_12] o puede estar en un nivel muy bajo, si se emplean materiales de coeficiente de oxidación pequeño, como se observa para los cohesores de granos finos de plata y níquel, los cuales poseen un nivel de oxidación bajo o, inclusive, se podría prescindir por completo de óxido, como lo reportan Gandhi y Aggarwal en [II_13], donde se fabrica un cohesor que consiste en el contacto entre una cadena de bolas de oro pulidas.

Una observación interesante se hace para los detectores tipo “bigote de gato”, en los cuales se establece el contacto entre un punto metálico y una superficie de un mineral semiconductor, como la galena. La pregunta que se hace necesario considerar en esta configuración es si en la galena, que es un semiconductor, se manifiesta el comportamiento resistivo inusual “alto-bajo” que se requiere para programar al dispositivo como cohesor. Esto surge porque, según las observaciones experimentales, dependiendo de la configuración mecánica (presión-posición) del contacto, entre la galena y la punta metálica, se dan estos dos estados resistivos diferentes: uno donde presenta un comportamiento de semiconductor conocido como contacto de punto de activación (hotspot) y otro en que se exhibe el comportamiento de cohesor; entonces resulta de suma importancia estudiar estos puntos de contacto.

Para todas las estructuras mostradas, los dos parámetros principales considerados para determinar su funcionamiento como cohesor son la presión aplicada en el punto de contacto

y las características físico-químicas de las superficies donde se realiza el contacto entre los materiales conductores y que tiene que ver, entre otros, con la geometría del material y la contaminación de las superficies donde se realiza el contacto. Si bien el óxido no es determinante en estas estructuras para funcionar como cohesor, como se mencionó anteriormente, sí debe existir una capa, película aislante o interfaz entre las superficies a nivel microscópico. Siendo las interacciones físico-químicas que se presentan en las interfaces (a escalas micro y nano) las que interactúan con la presión y determinan que el dispositivo se comporté como un cohesor o no.

Observaciones del comportamiento eléctrico de los cohesores

Sin embargo, para los objetivos de la tesis, es necesario explorar, además de la conmutación resistiva, el comportamiento que exhiben los diferentes cohesores a las señales eléctricas sinusoidales. Para esto se elaboró el sencillo circuito eléctrico mostrado en la figura 2.3 que consiste en conectar el cohesor fabricado en serie con un resistor (utilizado como sensor de la corriente que circula por el cohesor) y alimentado con un generador de señales para explorar las características de las ondas de voltaje y corriente de los cohesores desarrollados.

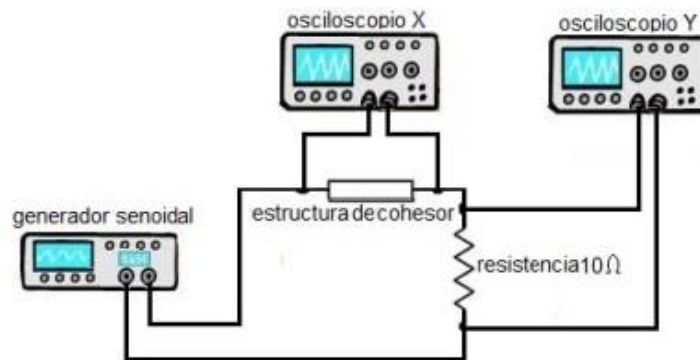


Figura 2.3 Circuito montado para explorar comportamiento de un cohesor alimentado con una señal sinusoidal.

Para el montaje del circuito de la figura 2.3 se utilizaron un generador de señales BK 4085 y un osciloscopio LeCroy WaveAce.

El comportamiento de las formas de onda observadas en la figura 2.4 refleja un desfase interesante entre la corriente que circula por el cohesor (en línea azul) y el voltaje a través de sus terminales (amarillo); en contraste como ocurre con la corriente y el voltaje en el inductor o el capacitor, en los cuales el desfase es constante para un rango de operación aceptable, en los cohesores el desfase entre el voltaje y la corriente es variable en el tiempo. Como se observa en la figura 2.4, las dos formas de onda pueden encontrarse en fase para un cierto instante de tiempo y periodos después estar desfasados por medio ciclo (180 grados). Además de este comportamiento en fase, se puede apreciar en la figura 2.4 que el voltaje y la corriente varían en amplitud con el tiempo para una determinada frecuencia y voltaje, indicando que el cohesor está experimentando cambios en su conducción de acuerdo a la señal de alimentación (sinusoidal). Sin embargo, los comportamientos eléctricos comentados se muestran con más preponderancia en los cohesores del tipo detector de cristal y el de esferas metálicas. Se debe mencionar que todos los circuitos

montados fueron alimentados con señales cuyas frecuencias se encontraban en el rango de 0.1 Hz a 1Khz y voltajes de 2 mVpp a 10 Vpp.

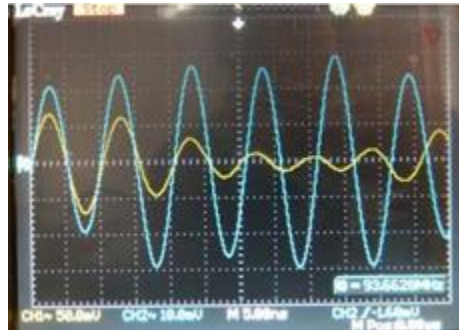


Figura 2.4 Formas de onda del voltaje y corriente en el cohesor.

La exploración de los dispositivos cohesores ha resultado importante para el proyecto y los resultados experimentales ofrecen evidencia de que en este tipo de dispositivo se realizan cambios de resistencia inusuales, que abren la posibilidad de presentar comportamientos eléctricos únicos, diferentes a los encontrados en los otros elementos pasivos y por lo tanto orientados más a comportamientos memristivos.

En los experimentos también se muestra que, en los diferentes tipos de cohesores, aunque en general muestran comportamientos eléctricos similares, en lo particular existen diferencias entre ellos. Estas diferencias serán las que determinen la estructura en la que se manifiesten con mayor preponderancia los comportamientos eléctricos deseables para un memristor. Lo anterior es importante porque el siguiente paso es seleccionar la estructura cohesora y trabajar en la implementación que conlleve a simplificar la construcción de un prototipo.

Se puede establecer que una estructura que tiene una elevada relación ON/OFF resistiva podría funcionar bien para detectar ondas electromagnéticas, pero podría no necesariamente exhibir un comportamiento memristivo.

Por los resultados obtenidos, estas estructuras simples son candidatas para presentar comportamientos memristivos, con lo que se ve fortalecida la hipótesis de que puede ser implementado un macromemristor basado en el comportamiento eléctrico de un cohesor.

Hasta ahora, solo se ha explorado el comportamiento de los cohesores, sin embargo, el objetivo principal de la investigación es la implementación del memristor-macro, por lo que la estructura cohesora seleccionada, deberá cumplir las características eléctricas de un memristor.

REFERENCIAS

- [II_1] G. Gandhi & V. Aggarwal; "Bipolar electrical switching in metal-metal contacts", *mLabs report, (cond-mat-mtrl-sci)*, june 7, 2013.
- [II_2] C. Verghese, G. Verghese; "Jagadis Chandra Bose and His Pioneering Research on Microwaves", *Resonance, December 2005, Appeared in Vol.3, No.2, 1998, pp. 2-4*
- [II_3] G. Pearson, W. Brattain; "History of Semiconductor Research"; *Proceedings of the IRE, Vol. 43, Issu.12, pp. 1794-1806, 1955.*
- [II_4] D. J. Cazenobe; "Les Origines de la TSF (Paris: Belin, 1981); *Trop connu, méconnu: le tube à limaille*", *Revue d'Histoire des Sciences, XXIX/2, 1976.*
- [II_5] J. P. Rybak; "Oliver Lodge: Almost the Father of Radio" by W0KSD. Mesa State College. Grand Junction, CO 81501, at: http://www.antiquewireless.org/uploads/1/6/1/2/16129770/48oliver_lodge.pdf.
- [II_6] G. Girau & R. Faure; "Du cohéreur à la science des milieux granulaires" In: *Revue d'histoire des sciences, Tome 46 n°1, pp. 97-103, 1993.*
- [II_7] E. Guarini, "The real inventor of the mercury coherer," *Electrician, Vol. 51, pp. 360–361, June 19, 1903.*
- [II_8] K. Andreas, "Ferdinand Braun et les débuts de la TSF en Allemagne" In: *Revue d'histoire des sciences, Tome 46 n°1, pp. 59-7, 1993.*
- [II_9] Camille Tissot "On the use of sensitive detectors of electric oscillations based on the phenomena thermo-électrique", presented in front of the Academy of Science (France) the 6 juillet ,1908
- [II_10] W. H. Eccles; "On coheres", *Proc. Phys. Soc. London 22, pp. 289-312, 1909.*
- [II_11] E. Falcon & B. Castaing; "Electrical conductivity in granular media and Branly's coherer: A simple experiment", *Am. J. Phys. 73, pp. 302-307, 2005.*
- [II_12] O. Harbek, J. Anderson; "Electrical Conduction in Thin Lubrication Oil Films — An Explanation of the Coherer?", *Radio and Electronic Engineer, Issu. 10, pp. 568, 1974.*
- [II_13] G. Gandhi, V. Aggarwal; "Memristor as known a century back: The contribution of J. C. Bose and other scientists" (Available on request) *mLabs Technical Report MT-005, March, 2013.*

CAPITULO III

EL MEMRISTOR COMO 4º ELEMENTO CANÓNICO

Presentación

La teoría detrás del memristor se debe al trabajo pionero realizado por Chua en 1971 [III_1], que a principios de la década de los 70's, fue relegada por no encontrarle aplicaciones prácticas, pero que ha experimentado en tiempos recientes un creciente interés por la comunidad científica (basta consultar el motor de búsqueda de IEEEExplorer, en el cual se hace referencia al número de publicaciones sobre el memristor; se tienen registradas 7 publicaciones desde 1971 hasta 2001, 8 del 2002 al 2008 y, sorprendentemente, 2664 de 2009 al 2019. Este gran crecimiento registrado de 2009 a 2018 se explica porque en 2008 fue proclamada por HP la primera implementación física de un memristor [III_2].

EL MEMRISTOR COMO UN ELEMENTO BÁSICO Y CANÓNICO

Hasta la fecha, aún se encuentra sin abordar satisfactoriamente la problemática referente a la suposición del memristor como el cuarto elemento canónico. Existen detractores [III_2] que argumentan que como la combinación de las cuatro variables fundamentales: corriente (i), voltaje (v), carga eléctrica (q) y flujo magnético (ϕ), produce seis posibles dispositivos (figura 3.1), tres sin memoria*, resistor, capacitor e inductor y tres con memoria, complementarios de los tres primeros, y cuya sintaxis de los nombres que reciben hacen referencia a cada uno de esos tres primeros elementos sin memoria: memristor (resistor con memoria), memcapacitor (capacitor con memoria) y meminductor (inductor con memoria). Considerando, entonces, que los tres mem-elementos serían los complementos no lineales de los tres elementos básicos, quitando al memristor su cualidad de básico y canónico.

* Sin embargo, se puede cuestionar si el almacenamiento de carga del capacitor y de flujo magnético del inductor no son considerados fenómenos de memoria como se propone en [III_2].

Se resumen los seis posibles elementos pasivos fundamentales en la figura. 3.1.

Variables	Linear Relationship	Nonlinear Relationship
ϕ, q	Resistor $v = R \cdot i$	Memristor $v = \frac{\partial \phi}{\partial q} \cdot i$
$q, \frac{d\phi}{dt} = v$	Capacitor $i = C \cdot \frac{dv}{dt}$	Memcapacitor $i = \frac{\partial q}{\partial v} \cdot \frac{dv}{dt}$
$\phi, \frac{dq}{dt} = i$	Inductor $v = L \cdot \frac{di}{dt}$	Meminductor $v = \frac{\partial \phi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt}$

Figure. Fundamental passive two-terminal circuit elements with and without memory.

Figura 3.1 Los seis posibles elementos pasivos fundamentales. Tomado de [Ill_2].

Pero, por otro lado, desde el punto de vista de la simetría, debería existir una relación entre el flujo y la carga, tal como se aprecia en la Tabla 1, construida con las cuatro variables eléctricas y notar que es necesario llenar un par de celdas para completar toda la información en ella.

f(·)=	v	i	ϕ	q
v		$R = \frac{v}{i}$	$v = \frac{d\phi}{dt}$	$\frac{1}{C} = \frac{dv}{dq}$
i	$\frac{1}{R} = \frac{i}{v}$		$\frac{1}{L} = \frac{di}{d\phi}$	$q = \frac{di}{dt}$
ϕ	$\phi = \int_{-\infty}^{t_0} v dt$	$L = \frac{d\phi}{di}$?
q	$C = \frac{dq}{dv}$	$q = \int_{-\infty}^{t_0} i dt$?	

Tabla 1 Tabla incompleta de las variables eléctricas fundamentales.

Se observa de la Tabla 1 que no existen elementos eléctricos pasivos conocidos que relacionen, por medio de una función, a ϕ y a q , pero por simetría de las cuatro variables eléctricas fundamentales se observa que debería existir un elemento pasivo y su recíproco.

El memristor es el elemento eléctrico pasivo faltante en la Tabla 1 y es tan fundamental (canónico) como el capacitor, el inductor y el resistor. A continuación, en la Tabla 2, se muestra la tabla completa de las variables eléctricas.

f(t)=	v	i	ϕ	q
v		$R = \frac{v}{i}$	$v = \frac{d\phi}{dt}$	$\frac{1}{C} = \frac{dv}{dq}$
i	$\frac{1}{R} = \frac{i}{v}$		$\frac{1}{L} = \frac{di}{d\phi}$	$q = \frac{di}{dt}$
ϕ	$\phi = \int_{-\infty}^{t_0} v dt$	$L = \frac{d\phi}{di}$		$\frac{1}{M}$
q	$C = \frac{dq}{dv}$	$q = \int_{-\infty}^{t_0} i dt$	M	

Tabla 2 Tabla completa de las variables eléctricas fundamentales.

La propiedad eléctrica del memristor, llamada memristencia (en Weber/Coulomb) se define como:

$$M = \frac{d\phi}{dq} \quad (3.1a)$$

Su recíproco se conoce como memconductancia (en Columb/Weber) y queda definida como:

$$\frac{1}{M(q)} = \left(\frac{dq}{d\phi}\right)^{-1} \quad (3.1b)$$

DIFERENCIAS ENTRE EL MEMRISTOR Y OTROS DISPOSITIVOS CON MEMORIA

Las siguientes variables eléctricas se definen de forma sencilla en la teoría de circuitos:

$$q = \int_{t_0}^t i(\gamma) d\gamma, \quad \phi = \int_{t_0}^t v(\gamma) d\gamma, \quad \varphi = \int_{t_0}^t \phi(\gamma) d\gamma, \quad \varepsilon = \int_{t_0}^t q(\gamma) d\gamma$$

donde q es la carga en Coulombs (C), ϕ es el flujo magnético en Webers (Wb), i es la corriente en Amperes (A), v es el voltaje en Volts (V), φ es la integral de flujo, ε es la integral de carga siendo en todas las ecuaciones γ la variable muda de integración. De las relaciones anteriores se definen:

EL MEMRISTOR, M_R

$$M_R(\phi) = \frac{d\phi}{dq} \quad (3.2)$$

El memristor es un dispositivo eléctrico definido como una relación entre el cambio instantáneo en el tiempo del flujo magnético ϕ , generado en el dispositivo, y el cambio instantáneo de la carga q transportada en el dispositivo.

EL MEMRISTOR Y EL MEMISTOR

En 1960 Widrow [III_3] desarrollo un dispositivo que se le conoció como un resistor con memoria y fue utilizado en algoritmos genéticos con el nombre de memistor; por otra parte, también el memristor se puede definir como un resistor con memoria. Sin embargo, las diferencias entre el memristor y el memistor es que este último es un dispositivo de tres terminales, una de las cuales tiene la función de inyectar corriente al dispositivo (a la manera de la base en los transistores); además, la resistencia del memistor es una función lineal de la carga inyectada en la tercera terminal y presenta una histéresis no estrangulada en el plano G - q (conductancia-carga). Por otro lado, mientras que el memristor es un dispositivo de uso potencial en todos los circuitos eléctricos, el memistor fue desarrollado en 1960 para servir como un elemento *ad hoc* para una de las primeras redes neuronales artificiales, conocida como ADALINE.

MEMCAPACITOR, M_C

$$M_C(\phi) = \frac{dv(\phi)}{d\phi} \Rightarrow M_C(\phi) = \frac{\frac{dv(\phi)}{dt}}{\frac{d\phi}{dt}} = \frac{d[\int \phi dt]}{v} \quad (3.3a)$$

El memcapacitor (capacitor con memoria) controlado por voltaje se obtiene directamente de la postulación teórica de Chua [III_1] y se define, de acuerdo a la ecuación (3.3a), como la razón entre el cambio en el tiempo de la integral de flujo magnético y el voltaje, la cual determina las propiedades eléctricas de este dispositivo. En este caso, el parámetro v tendría que encontrarse experimentalmente. Pero, si se pretende caracterizar experimentalmente el memcapacitor, se tendría que obtener el registro del flujo magnético presente en el dispositivo, lo cual es una tarea no trivial, especialmente para valores muy pequeños de esta variable fundamental, por lo que sumaría complejidad al desarrollo experimental del dispositivo, en contraste con el memristor en donde el flujo y la carga se obtienen indirectamente de las integrales de voltaje y la corriente del dispositivo, las cuales son variables registrables para la mayoría de los instrumentos de medición. También, a diferencia del memristor, su comportamiento eléctrico genera un lazo uní-valuado en el origen, pero en el plano v - q .

MEMINDUCTOR, M_L

$$M_L(q) = \frac{d\Phi(q)}{dq} \Rightarrow M_L(q) = \frac{\frac{d\Phi(q)}{dt}}{\frac{dq}{dt}} = \frac{d[\int q dt]}{i} \quad (3.3b)$$

El meminductor (inductor con memoria) controlado por corriente se define, de acuerdo a la ecuación (3.3b), como la razón entre el cambio en el tiempo de la integral de carga eléctrica y la corriente, la cual determina las propiedades eléctricas de este dispositivo. Lo mismo que para el caso anterior, este elemento genera un lazo de histéresis uní-valuado en el origen, pero en el plano ϕ - i . Aquí también la complicación se encuentra en la parte experimental, ya que en este caso el parámetro a registrar es la carga eléctrica q , cuyo registro experimental es complicado, especialmente para valores muy pequeños para esta

variable eléctrica; además, deben sumarse las complicaciones propias de la obtención de la función $\phi(q)$ en la caracterización experimental de este dispositivo.

En ambos, memcapacitor y meminductor es necesario definir los experimentos para registrar la variación de las cantidades eléctricas que gobiernan el comportamiento eléctrico de estos mem-dispositivos. En contraste con el memristor, en donde se han identificado los cambios del flujo con respecto a la carga, como los que definen el comportamiento eléctrico del memristor los cuales pueden ser obtenidos experimentalmente implementado los circuitos convenientes para registrarlos.

Relaciones entre las cuatro variables eléctricas fundamentales

Desde el punto de vista de la teoría de circuitos, cada uno de los elementos pasivos básicos se encuentra definido en términos de dos de las cuatro variables eléctricas fundamentales. Sin embargo, por tratarse de pares de las cuatro variables, deberían existir seis combinaciones posibles, cuatro para los elementos básicos y a dos restantes para definir la corriente y la ley de Faraday como:

$$dq = idt \quad \text{carga - corriente} \quad \text{definición de la corriente} \quad (3.4a)$$

$$d\phi = vdt \quad \text{flujo magnético - voltaje} \quad \text{ley de Faraday} \quad (3.4b)$$

Una observación sencilla muestra que, de las cuatro variables eléctricas i y v son funciones de q y ϕ , respectivamente; entonces las relaciones anteriores se pueden resumir utilizando una función del tipo:

$$\phi = f(q) \quad (3.5)$$

Esta expresión relaciona las dos variables (q y ϕ) mediante la función f . De las ecuaciones (3.4a) y (3.4b) se puede obtener:

$\phi(t) = \int_{-\infty}^t v(\gamma)d\gamma$ y $q(t) = \int_{-\infty}^t i(\gamma)d\gamma$, donde γ es una variable muda de integración, entonces se puede reescribir la ecuación (3.5) como:

$$\int_{-\infty}^t v(\alpha)d\alpha = f\left(\int_{-\infty}^t i(\alpha)d\alpha\right) \quad (3.6)$$

Derivando ambos lados de la ecuación (3.5) y tomando en cuenta las expresiones (3.4a) y (3.4b) tenemos:

$$v = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d[f(q)]}{dt} = \frac{df}{dq} \frac{dq}{dt} \quad (3.7)$$

Se puede considerar como una ecuación general la relación:

$$\frac{dx(\zeta)}{dt} = \frac{dx}{d\zeta} \frac{d\zeta}{dt} = \left[\frac{dx}{d\zeta}\right] \frac{d\zeta}{dt} \quad (3.8)$$

La versión lineal de la ecuación del termino $[dx/dz]$ en la ecuación (3.8) lleva a considerar la existencia de 3 dispositivos lineales (el resistor, el capacitor y el inductor), mientras que su versión no lineal a 3 dispositivos con memoria (memristor, memcapacitor y meminductor) [III_4].

A las dos variables cualesquiera genéricas x y z se les puede asignar las variables eléctricas; si se asignan estas variables como $(x, z(x)) = (q, v(q))$ en la ecuación (3.8) se obtiene la ecuación (3.9a) que describe al capacitor para el caso lineal y el memcapacitor para el caso no lineal,

$$i = \frac{dq}{dv} = \frac{dq}{dv} \frac{dv}{dt} \quad (3.9a)$$

pero se tiene que

$$i = \left[\frac{dq}{dv} \right] \frac{dv}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (3.9b)$$

que describe al capacitor (C) para el caso lineal de $[dq/dv]$ y el memcapacitor (M_C) para el caso no lineal,

Algo similar ocurre si se toma $(x, z(x)) = (\phi, i(\phi))$, ya que entonces:

$$v = \frac{d\phi}{di} = \frac{d\phi}{di} \frac{di}{dt} \quad (3.10a)$$

pero por definición

$$v_L = \left[\frac{d\phi}{di} \right] \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (3.10b)$$

y la ecuación (3.10b) describe a un inductor (L) para la relación lineal de $[d\phi/di]$ o el meminductor (M_L) para una relación no-lineal.

Por otro lado si se asigna $(x, z(x)) = (\phi, q(\phi))$, se tiene la ecuación (3.11a)

$$v_L = \frac{d\phi}{dq} = \frac{d\phi}{dq} \frac{dq}{dt} \quad (3.11a)$$

y de la definición de la ley de Ohm

$$v = \left[\frac{d\phi}{dq} \right] \frac{dq}{dt} = \left[\frac{d\phi}{dq} \right] i \quad (3.11b)$$

Analizando (3.11b) se pueden presentar dos casos:

- a) si la relación entre q y ϕ es lineal, entonces $[d\phi/dq]=R$ donde R es constante y se puede obtener de la expresión lineal de la ley de Ohm: $v=R i$
- b) si la relación entre q y ϕ es no-lineal, entonces $[d\phi/dq]=M$ y, por lo tanto, se obtiene una expresión de la ley de Ohm para el memristor: $v=M i$

Basándose en el razonamiento anterior, se puede tener una pista de que la memristencia está presente en toda relación $v-i$. De acuerdo a la teoría, una función $f(x)$ diferenciable (no necesariamente continua) con respecto a una variable puede ser aproximada por un desarrollo de polinomios de la forma:

$$\sum_{k=0}^n \frac{f^k(x_0)}{k!} (x - x_0)^k + e_n \quad (3.12)$$

donde e_n es el error al evaluar con n términos; $f^k(x_0)$ denota la k -ésima derivada de $f(x)$, evaluada en el punto $x = x_0$, donde x_0 es el punto alrededor del cual la función $f(x)$ se puede aproximar por una forma polinómica.

Si se toma una aproximación de esa teoría. En la ecuación (3.12) puede omitirse el error de la serie e_n por considerar que estaría fuera de la práctica, ya que todos los dispositivos eléctricos trabajan con un porcentaje de tolerancia en sus valores asignados. Además, se considera la función a diferenciar $f(x)$ la ley de Ohm $v(i) = Ri$ y se establece que $x_0 = i_0$, como la corriente i en el instante $t_0 > 0$. También se supone que no deben existir contribuciones de almacenamiento eléctrico y se tiene un sistema puramente resistivo, entonces, se debe cumplir que $v = 0$ si y solo si $i = 0$ en $t = 0$; instante en el cual se activa la señal de entrada, de esta manera, podemos aproximar la función $v(i)$ por una serie polinomial de la forma:

$$v(i) = v(i_0) + v^1(i_0)i + \frac{1}{2}v^2(i_0)i^2 + \frac{1}{6}v^3(i_0)i^3 + \dots + \frac{1}{n!}v^n(i_0)i^n \quad (3.13)$$

En la ecuación (3.13), el término $\frac{1}{n!}v^n(i_0)$ denota las resistencias resultantes de evaluar la n -ésima derivada de $v(i)$ para la corriente i_0 . Se observa que el primer término del lado derecho es un valor resistivo relativamente pequeño por las magnitudes de la corriente (posiblemente debido de los cables de conexión) y que para el caso de la ley de Ohm lineal basta con considerar el segundo término de la serie, es decir, $v(i) = v^1(i_0)i$, pero si se hace un análisis más a detalle también existirán las contribuciones de los términos $\frac{1}{n!}v^n$, que contiene factores no lineales de v e i (cuadrático, cúbico, etc.), que tienen una contribución pequeña a la aproximación de $v(i)$.

De la teoría de Chua [III_1] se puede establecer que dada una función de $\phi(q)$, es posible obtener una expresión para la memristencia, la cual establece una relación no lineal entre el voltaje y la corriente, esto último se puede interpretar como las contribuciones no lineales de la serie de la ecuación (3.13), y que, como se mencionó, representan una cantidad pequeña. Por lo anterior, para detectar la memristencia se requiere de instrumentos de suficiente sensibilidad o técnicas especiales, una posible razón por la cual el memristor pasó desapercibido durante bastante tiempo.

DEFINICIÓN DEL MEMRISTOR

El memristor [III_5] es un elemento de circuito, de dos terminales, caracterizado por una relación constitutiva entre dos variables ϕ y q , que se relacionan, por medio de sus integrales en el tiempo, con el voltaje y la corriente eléctrica, respectivamente, utilizando:

$$q = \int_{-\infty}^t i(\gamma) d\gamma \quad (3.14)$$

$$\phi = \int_{-\infty}^t v(\gamma) d\gamma \quad (3.15)$$

Se puede establecer que un memristor puede ser controlado por carga (q) o por flujo(ϕ), si su relación constitutiva puede ser expresada como:

$$\phi = \phi(q) \quad (3.16)$$

$$q = q(\phi) \quad (3.17)$$

Respectivamente; donde $\phi(q)$ y $q(\phi)$ son funciones continuas y diferenciables, con pendientes crecientes y acotadas. Por ser, en la práctica, la carga q una variable más fácil de manipular experimentalmente, se restringirá el trabajo de investigación a la descripción del macro-memristor desarrollado como controlado por carga. Tomando en cuenta lo anterior y diferenciando la ecuación (3.13) con respecto al tiempo t , se obtiene

$$v = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\phi(q)}{dq} \frac{dq}{dt} = M(q)i \quad (3.18)$$

en (3.18) se define la memristencia $M(q)$ como una relación $v-i$. Esta expresión puede interpretarse como la ley de Ohm, excepto que la resistencia $M(q)$, en cualquier momento $t = t_0$, depende de toda la historia pasada de $i(t)$, a partir de $t = -\infty$ a $t = t_0$.

Se deduce de la ecuación (3.18) que el memristor controlado por carga, definido en la ecuación (3.16) es equivalente a la ley de Ohm dependiente de la carga

$$v = M(q)i \quad (3.19)$$

De la ecuación (3.19) se observa que $M(q)$ es la pendiente de la curva $\phi = \phi(q)$ para el punto q .

Una forma más conveniente de expresar la memristencia es la expresada a continuación:

$$M = \frac{d\left[\int_{-\infty}^t v(\alpha) d\alpha\right]}{d\left[\int_{-\infty}^t i(\alpha) d\alpha\right]} \quad (3.20)$$

La ecuación (3.20) ofrece una descripción alterna para el memristor, que es considerado como un elemento eléctrico pasivo en el cual existe una relación entre la razón del cambio

en el tiempo de la integral de voltaje con respecto a la integral de la corriente, en la cual está implícito el fenómeno de memoria y dependencia del parámetro tiempo. Si se establecen $i(t)$ y $v(t)$ como funciones periódicas, también se establece una dependencia del comportamiento del dispositivo con la frecuencia.

Una observación importante es que la expresión (3.20) no involucra directamente la variable flujo magnético ϕ , siendo complicado detectarla y cuantificarla, sobre todo para volres bajos de manifestación. Esto permite establecer un campo de experimentación con las variables eléctricas: voltaje (v) y corriente (i). Sin embargo, el hecho de estar implícitas las variables ϕ y q en la memristencia M , habilitando de utilizar al memristor como un como transductor en los sistemas micro-electrónicos, dado los bajos niveles de voltaje y corriente que maneja.

Para mostrar que las ecuaciones (3.16) y (3.18) son equivalentes, podemos recuperar la ecuación (3.16) mediante la integración con respecto a t de ambos lados de la ecuación (3.18).

$$\phi = \int_{-\infty}^t v(\gamma) d\gamma = \int_{-\infty}^t M[q(\gamma)] i(\gamma) d\gamma \quad (3.21)$$

$$\phi = \int_{-\infty}^t v(\gamma) d\gamma = \int_{-\infty}^t M[q(\gamma)] \frac{dq(\gamma)}{d\gamma} d\gamma \quad (3.22)$$

$$\phi = \int_{-\infty}^t v(\gamma) d\gamma = \int_{q(-\infty)}^{q(t)} M(q(\gamma)) dq(\gamma) \quad (3.23)$$

$$\phi = \int_{-\infty}^t v(\gamma) d\gamma = \int_{q \rightarrow -\infty}^q M(q) dq = \phi(q) \quad (3.24)$$

de lo anterior se deduce que $\int M(q) dq = \phi(q)$

Una forma de explorar la dependencia del voltaje del memristor en función de la corriente, se desprende de la ecuación (3.18):

$$v(t) = M(q)[i(t)] = M\left(\int_{-\infty}^t i(\alpha) d\alpha\right)[i(t)] \quad (3.25)$$

La ecuación (3.25) tiene una interpretación física importante, concediéndole al memristor una propiedad no encontrada en los otros tres dispositivos fundamentales, y es que, en (3.25) el voltaje $v(t)$, para un tiempo t depende de la historia del dispositivo, es decir, forma un lazo de histéresis en su característica $v(t) - i(t)$; esto hace al memristor candidato para las aplicaciones de memoria no volátil, pero también abre la posibilidad de aprovechar este comportamiento en el diseño y análisis de circuito analógicos.

La ecuación (3.25) implica que solo $v(t)=0$ para $i(t)=0$; entonces, sea $i(t) \neq 0$ para $t \in T$, donde T es el periodo de la señal de entrada, además, existirá un instante de tiempo t' en el cual el voltaje es:

$$v(t') = M(q)[i(t')] = \int_0^{t'} i(\alpha) d\alpha [i(t')] \quad (3.26)$$

y otro instante $t'' \neq t'$ en el cual el voltaje es:

$$v(t'') = M(q)[i(t'')] = \int_0^{t''} i(\alpha) d\alpha [i(t'')] \quad (3.27)$$

por lo general $v(t') \neq v(t'')$ y solo se cumple que $v(t') = v(t'')$, si $[i(t')] = [i(t'')]$, es decir, se produce un solo valor de voltaje para un solo valor de corriente.

Esto se cumple para el voltaje si $M(q)$ se considera lineal (un resistor) y no es trascendental para este trabajo; pero si se trata de un memristor, entonces $v(t') \neq v(t'')$, aunque $[i(t')] = [i(t'')]$ en todo el periodo T .

Si se supone que una señal sinusoidal de corriente $i(t)$ produce una onda sinusoidal de voltaje en el memristor M como la mostrada en la figura 3.2, entonces para cada valor de corriente $i(t)$ existen dos valores distintos de voltaje ($v_1(t')$ y $v_2(t'')$); excepto para $t = (T/4)$ que corresponde a 45° donde existirán exclusivamente un solo valor de corriente y un solo valor de voltaje. Para $0 < t < T/4$ el voltaje crecerá a partir de 0 v y sus valores de voltaje se reflejarán en la parte inferior (trazo 1) del lazo de histéresis que se muestra muestra en la figura 3.3. Pero para $T/4 < t < T/2$ el voltaje comenzará a decrecer con diferentes valores que, para el caso anterior, y contribuirá a completar el lóbulo (trazo 2) al retornar al origen del plano v - i . De igual forma, para valores negativos de $i(t)$ se producirán en el memristor dos valores de voltaje diferentes negativos por cada valor de $i(t)$ y solo para un instante $t = (3T/4)$ que corresponde a un ángulo de 135° se producirá un solo valor de voltaje como se muestra en la figura 3.2. De esta forma, el recorrido del voltaje de los dos semiciclos de la figura 3.2 forman un lazo de histéresis ideal entrelazado en el origen del plano v - i (pinched hysteresis loop) como el de la figura 3.3, el cual es una característica distintiva del fenómeno de memristencia.

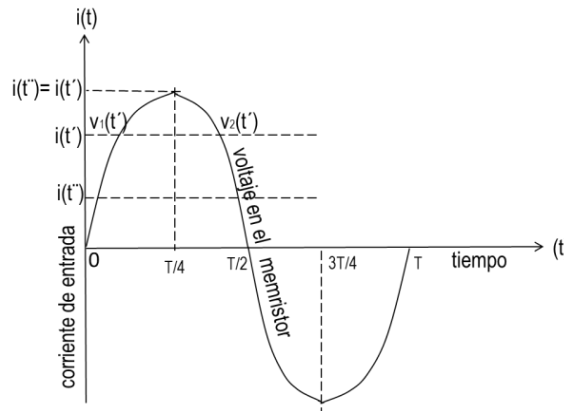


Figura 3.2 Acercamiento del valor del voltaje en el memristor para los valores de $i(t)$.

Una característica distintiva de los dispositivos con memoria es que presentan un lazo de histéresis [III_6]. En [III_7], Chua establece la posibilidad de comprobar que todos los dispositivos que despliegan un lazo de histéresis entrelazado en el origen, en su curva característica v - i , son considerados memristores.

Por razones del extenso uso en el desarrollo del tema del término **lazo de histéresis entrelazado en el origen (pinched hysteresis loop)**, y para simplificarlo en el presente

trabajo, de aquí en adelante, se denotará como lazo de histéresis **F8013** (o simplemente lazo **F8013**) al hacer referencia a un lazo de histéresis como el de la figura 3.3. El término lazo **F8013** viene de la abreviación de las características del lazo, es decir, es un lazo en Forma de número 8, que cruza por el origen del plano $v=i=0$ y cuya trayectoria pasa por los cuadrantes I (1) y III (3) del mismo, indicando que se trata de un dispositivo pasivo.

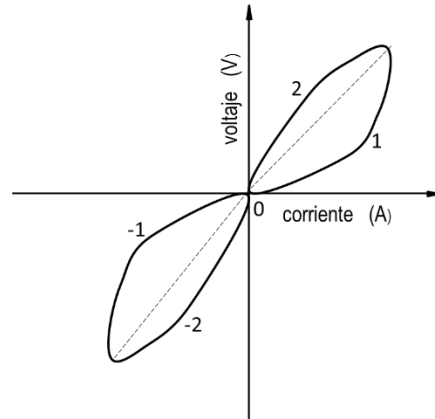


Figura 3.3. Lazo de histéresis tipo 8 sello distintivo del fenómeno del memristor.

Un lazo de histéresis F8013 como el de la figura 3.3, se puede aproximar y simplificar si solo se toman en cuenta las dos trayectorias principales del lazo como dos segmentos lineales: las trayectorias de -1 a 1 y de -2 a 2 con pendientes positivas, que corresponden a dos estados de resistencia en el plano $v-i$. Cuando se le suministra una señal periódica, el memristor conmuta reversiblemente entre estos dos valores

De la ecuación (3.19) se puede comprobar que a partir de una relación no lineal $\phi(q)$, se puede obtener un lazo F8013. Por ejemplo, si $\phi(q) = q + \frac{1}{3}q^3$ y si se aplica una corriente sinusoidal $i(t) = A\text{sen}\omega t$, para $t > 0$ y se establece que $i(t) = 0$ para $t \leq 0$, se obtiene, utilizando (3.1) y substituyendo el valor resultante de q en $\phi = q + \frac{1}{3}q^3$ un voltaje de expresión:

$$v(t) = A \left[1 + \frac{A^2}{\omega^2} (1 - \cos\omega t)^2 \right] \text{sen}\omega t \quad (3.28)$$

Graficando los puntos $[i(t), v(t)]$ en el plano $v-i$ se obtiene la histéresis F8013 que se muestra en la figura 3.4 para $A = 1$ y $\omega = 1$. El fenómeno de histéresis se debe a que el memristor modifica la forma sinusoidal de la corriente por el factor $A \left[1 + \frac{A^2}{\omega^2} (1 - \cos\omega t)^2 \right]$, como muestra la ecuación (3.28). Pero en el origen del plano $v-i$ se debe cumplir $[i(t), v(t)] = [0,0]$, la importancia de esta propiedad eléctrica es tal que Chua establece en [III_8] que: si se tiene un dispositivo cuya característica en el plano $v-i$ tiene una forma de 8, descansando en los cuadrantes del plano I y III pero no pasa por el origen del mismo, entonces se descarta al dispositivo como un memristor.

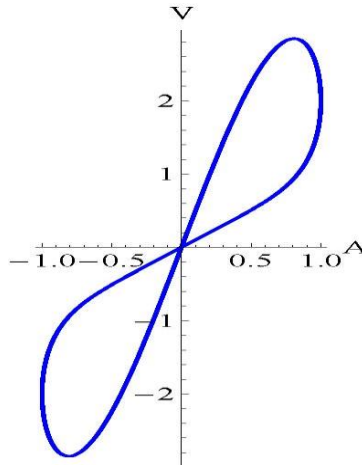


Figura 3.4 Figura 3.5a Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=1$.

De la gráfica de la ecuación (3.28) se obtiene de las figuras 3.5a y 3.5b al variar el parámetro ω , que muestran como el lazo F8013 memristivo se modifica con la frecuencia.

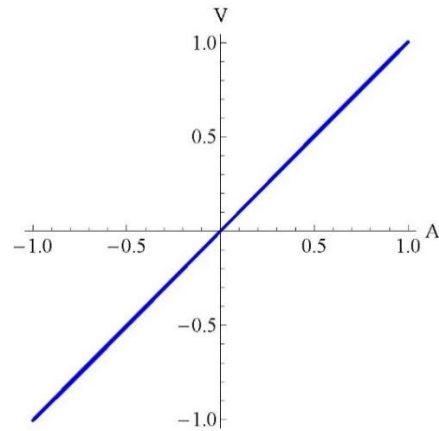
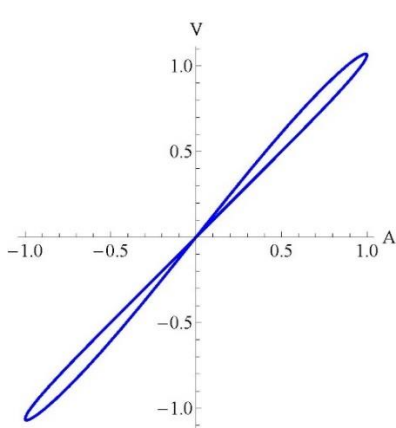


Figura 3.5a Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=7$. Figura 3.5b. Gráfica de la ecuación (3.28) cuando $A=1$ y $\omega=15$.

La gráfica de la figura 3.5a corresponde a la relación $v - i$ cuando $A=1$ y $\omega=7$ y la de la figura 3.5b cuando $A=1$ y $\omega=15$, cumpliéndose con una característica teórica de un memristor: La dependencia del área de los lóbulos del lazo de histéresis del memristor con la frecuencia.

Utilizando la relación no lineal entre flujo magnético y carga $\phi(q)$ (3.16), la memristencia de un memristor se determina tomando el conjunto de todas las rectas tangentes a la curva $\phi(q)$ para cada valor de q_0 en el dominio de $\phi(q)$. Estas rectas deberán ser positivas ya que el memristor es un elemento pasivo.

Se debe aclarar que a pesar de la obtención de lazos de histéresis tipo 8 obtenidos experimentalmente desde un dispositivo de 2 terminales y que son una prueba de que tal dispositivo es un memristor, estos lazos no pueden ser utilizados como modelos para la memristencia ya que solamente la relación no lineal establecida entre el flujo magnético y la carga eléctrica determinará el modelo matemático del comportamiento memristivo de la estructura seleccionada.

En 1976 Chua y Kang generalizan el concepto de memristor a una clase más amplia de sistemas dinámicos no lineales que llamaban memristivos [III_9], definidos por las ecuaciones:

$$v = M(x, i)i \quad (3.29)$$

$$\frac{dx}{dt} = f(x, i) \quad (3.30)$$

Las ecuaciones (3.29) y (3.30) se conocen como la relación constitutiva de una red no lineal [III_10], la cual se aplica a los sistemas memristivos, donde $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ denota n variables de estado, las cuales no dependen de algún voltaje o corriente externos.

Ejemplos de variables de estado de sistemas memristivos se exhiben en algunos fenómenos físicos y biológicos de los cuales algunos son muy antiguos (inicios del siglo XIX) [III_9]. Se han reportado relaciones del tipo

$$\frac{dT}{dt} = f(T, i) \quad (3.31)$$

en las lámparas de descarga de presión [III_11], donde la variable de estado es $T = T_g$ para las lámparas de alta presión y $T = T_e$ para lámparas de descarga de baja presión. La temperatura T también es la variable de estado del sistema memristivo encontrado en una lámpara de arco de descarga de carbón [III_12] y en los termistores.

También, han sido reportados comportamientos memristivos al simular el circuito que describe el modelo de Hodgkin-Huxley [III_13] para el axón de calamar gigante dado por la relación

$$\frac{dx_1}{dt} = f_n(x_1, v_k) \quad (3.32)$$

donde v_k es el voltaje del canal k (potasio) y x_1 es la variable de estado asociada a este modelo, que representa la compuerta variable de activación de potasio.

Según Chua et. al. [III_14], un dispositivo eléctrico se considera como un memristor, si presenta las siguientes características distintivas:

1. La gráfica de su relación v - i es un lazo del tipo F8013 (pinched hysteresis loop), lo cual muestra que el memristor es un dispositivo eléctrico básico pasivo, distinto de los otros tres elementos básicos.
2. El área de los lóbulos del lazo tipo F8013 decrece cuando la frecuencia se incrementa, estableciendo que existe un rango operativo de frecuencias en las cuales el memristor produce un lazo F8013 para una señal de excitación periódica.
3. El lazo F8013 degenera en una función univaluada para una frecuencia infinita. Aunque esta característica memristiva es experimentalmente no realizable, indica que el memristor tenderá a una función de uno a uno para incrementos de frecuencia muy grandes.

Sin embargo, en el estado del arte se considera que la característica más destacada para un memristor es producir un "ciclo de histéresis uní-valuado" (F8013) en el plano $v-i$ para cualquier tensión periódica bipolar o cualquier señal de entrada que tiene un valor promedio cero. En consecuencia, los lazos de histéresis F8013 se utilizan como la huella distintiva para identificar los dispositivos memristivos.

Se han reportado los lazos F8013 de memristores obtenidos directamente de laboratorio con instrumentos de medición o indirectamente en sistemas de adquisición de datos. Los reportes incluyen: sistemas biológicos y electroquímicos que emulan memristores [III_15]-[III_18]; memristores fabricados con estructuras nano de materiales de transición, especializados, como son óxidos metálicos, óxidos con defectos de valencia [III_8]; y estructuras metal-aislador-metal basados en películas delgadas de TiO_2 [III_19].

El lazo de histéresis F8013 en el plano $v-i$, se convierte en una herramienta para la obtención de la relación no lineal $\phi-q$, que se puede obtener de las integrales en un intervalo de tiempo del voltaje y de la corriente respectivamente. La integración matemática es una operación básica implementable con dispositivos electrónicos analógicos, por lo que, registradas las formas de onda de voltaje y corriente del memristor, es posible obtener la relación $\phi-q$, experimentalmente.

Aunque la condición de cruzar por el origen del plano $v-i$ fue crucial al inicio de la definición del memristor propuesta por Chua, en [III_20] se presentan las gráficas de la característica $v-i$ para varios tipos de memristor, fabricados con diferentes tecnologías y reporta que los lazos generados no presentan cruce en el origen y son asimétricos respecto a este punto; pero establece, que estas variaciones en los lazos de histéresis son atribuidas a elementos parásitos que se presentan a nivel experimental.

Como la histéresis F8013 es la característica distintiva más importante del memristor. Uno de los objetivos principales será mostrar este lazo producido por el macro-memristor propuesto, el cual lo acreditará como un memristor. Por lo tanto, se debe diseñar un hardware capaz de obtener experimentalmente el ciclo F8013 de la estructura seleccionada.

En este capítulo se han ofrecido las bases de la teoría de memristor. Por otro lado, del comportamiento eléctrico de los cohesores, explorado en el capítulo II se observó en estas estructuras fenómenos de cambios en su resistencia, comportamiento eléctrico también presente en la teoría del memristor. Sin embargo, aún falta explorar la evidencia de si las estructuras cohesoras, producen lazos de histéresis en el plano $v-i$. Lo cual se muestra en el capítulo siguiente.

REFERENCIAS

[III_1] L. Chua; *Memristor-The missing circuit element*, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. 18, Issu. 5, pp.507-519, 1971.

[III_2] G. Pazienza, J. Albo-Canals; "Teaching Memristors to EE Undergraduate Students [III_Class Notes]"; *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Vol. 11, Issu. 4, 2014, pp. 36-44, 2011.

[III_3] B. Widrow, "An adaptive ADALINE neuron using chemical memristors," *Stanford Electronics Laboratories, Tech. Rep. 1553-2*, 1960.

- [III_4] M. Di Ventra, Y. V. Pershin, L. Chua; *Circuit elements with memory: memristors, memcapacitors and meminductors*; *Proceedings of the IEEE* vol. 97, Issu. 10, 2009, pp. 1715-1716.
- [III_5] L. Chua; *Resistance switching memories are memristors*; *Applied Physics A*; vol: 102; Issue 4; 2011; pp.765-783.
- [III_6] Y. V. Pershin, M. Di Ventra; *Memory effects in complex materials and nanoscale systems*; *Advances in Physics* 60, 2011, pp. 145-227.
- [III_7] L. Chua and S. M. Kang; *Memristive devices and systems*; *Proceedings of the IEEE* 64, 1976, pp. 209-223.
- [III_8] G. Gandhi, V. Aggarwal, L. Chua; "The First Radios Were Made Using Memristors!"; *IEEE Circuits and Systems Magazine*; Vol: 13, Issu. 2, pp. 8-16, 2013.
- [III_9] L. Chua & S. M. Kang; "Memristive devices and systems", *Proceedings of the IEEE* 64, pp. 209-223, 1976.
- [III_10] L. Chua; "The Fourth Element"; *Proceedings of the IEEE*; Vol. 100, Issu. 6, pp.1920–1927. 2012.
- [III_11] D. Lin, L Chua, et-al.; "The First Man-Made Memristor: Circa 1801 [III_Scanning Our Past]"; *Proceedings of the IEEE*; Vol. 103, Issu. 1, pp.131 – 136, 2015.
- [III_12] L. Deyan, S. Hui, et-al.; "Gas Discharge Lamps Are Volatile Memristors "; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*; Vol: 61, Issu.: 7, pp. 2066–2073, 2014.
- [III_13] L. Chua, V. Sbitnev, et-al.; "Hodgkin-Huxley Axon is made of memristors"; *Int. J. Bifurcation Chaos* 22, 1230011 [III_48 pages] DOI: 10.1142/S021812741230011X, 2013.
- [III_14] S. Adhikari, L. Chua, et-al.; "Three Fingerprints of Memristor"; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 60, Issu. 11, pp. 3008–3021, 2013.
- [III_15] A. Volkov, C. Tuckett, et-al.; "Memristors in plants, *Plant Signal. Behav.* "; Vol. 9, Issu. 2, pp: e28152(1)–e28152(8), 2014.
- [III_16] E. Gale, A. Adamatzky, et-al.; "Slime mould memristors"; *arXiv:1306.3414*, 2014.
- [III_17] K. MacVittie, E. Katz; "Electrochemical systems with memimpedance properties"; *J. Phys. Chem. C*, Vol. 117, Issu. 47, 2013, pp. 24943–24947, 2013.
- [III_18] A. G. Volkov, V. Tuckett, et-al.; "Memristors in the venus flytrap"; *PlanSignal. Behav.*, Vol. 9, Issu. 5, pp: e29204(1)–e29204(12), 2014.
- [III_19] L. Qingjiang, A. Khiat, et-al.; "Memory impedance in TiO₂ based metal-insulator-metal devices"; *Sci. Rep., Nat.*, Vol. 4, Issu. 4522, pp.1–6, 2014.
- [III_20] M. Sah, L. Chua, et-al.; "A Generic Model of Memristors with Parasitic Components"; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol.: 62, Issu.3, pp. 891–898, 2015.

CAPITULO IV

PROPIEDADES MEMRISTIVAS EN CONTACTOS METÁLICOS

Las características eléctricas de los contactos han sido ampliamente estudiadas, sin embargo, solo algunos de éstos estudios han señalado que en los puntos de contacto están presentes fenómenos de histéresis en sus características $v-i$, que muestran un comportamiento inusual de la conductividad y que claramente manifiestan efectos memristivos al aplicarles señales de CD.

Si bien la aplicación del comportamiento de conmutación resistiva de los cohesores hizo posible el desarrollo de la comunicación inalámbrica a principios del siglo XX, muy poco se estudió acerca del comportamiento eléctrico de este dispositivo fuera del campo de la detección de ondas electromagnéticas. Los primeros testimonios del efecto memristivo en los cohesores fueron reportados en 1901 [IV_1], mucho antes de que Chua postulara la existencia del memristor.

La contribución de Bose

Bose fue el primero en obtener las curvas V-I [IV_2] para una estructura cohesora, consistente en un contacto en un solo punto (figura 4.1), en la que utilizó un arreglo tipo “bigote de gato”, y para un conglomerado de muchos puntos de contacto mediante un cohesor de limaduras de hierro (figura 4.2). La presión de contacto se ajustó hasta que la corriente inicial a los 0.05 voltios era 2×10^{-5} amperios y después se incrementó el voltaje.

Bose observó que las gráficas resistivas no son rectilíneas, como se esperaba, sino curvas cóncavas respecto al eje de la corriente. A medida que se incrementa el voltaje, la corriente aumenta en forma no lineal. Bose intuyó, que esto parecía ser una característica de la clase de las sustancias positivas, es decir, de aquellas que, como el hierro, exhiben una disminución de la resistencia bajo la radiación eléctrica; y estableció, por lo tanto, que la conducción en tales casos no obedece a la ley de Ohm. La resistencia no es independiente del voltaje, sino que varía con éste.

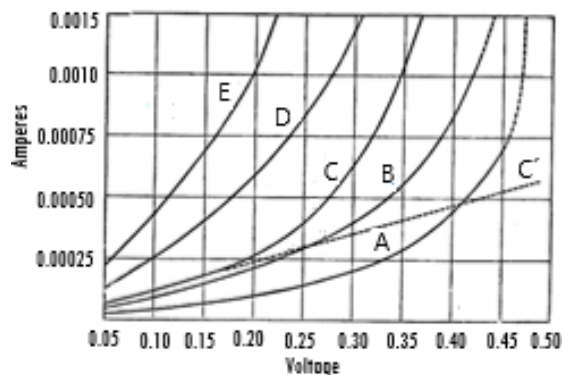


Figura 4.1 Curvas características de un receptor de hierro de punto único. A, B, C, D, E son curvas diferentes para diferentes corrientes iniciales. C' es la curva para una resistencia constante. Tomado de [IV_2].

Bose también comentó que, debido a la multiplicidad de contactos en las estructuras de aglomerados granulares de hierro, las condiciones en este caso no son tan simples como en el caso descrito con el “bigote de gato”. Sin embargo, a partir de las curvas dadas en la figura 4.2, los resultados son de la misma naturaleza general que para el caso de un solo punto de contacto. La resistencia se incrementa con el aumento de voltaje. Se debe señalar que las curvas $v-i$ presentan lóbulos para valores de voltaje menores que 0.5 V en contraste con las curvas $v-i$ de la figura 4.1. La mayor intensidad de la corriente inicial, supuso, tenía el efecto de reducir el punto crítico del retorno de la curva. Los mismos resultados se obtuvieron para aglomerados granulares de Mg y Ni.

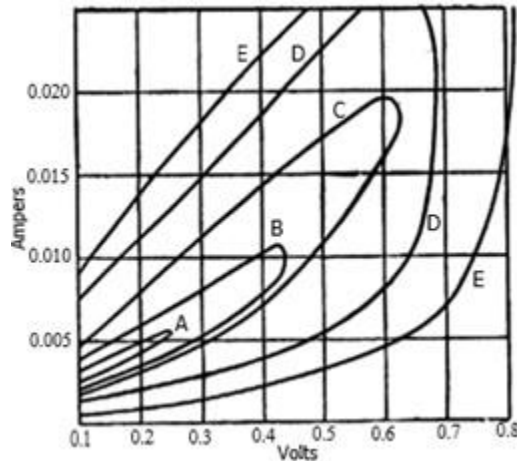


Figura 4.2 Curvas cíclicas que muestran la histéresis de la conductividad. En cada curva de histéresis la sección superior es debida al incremento de voltaje, mientras que la sección inferior a la disminución del voltaje. Tomado de [IV_2].

Las observaciones de Eccles

En 1909, Eccles establece una de las primeras observaciones del comportamiento eléctrico que presenta un cohesor, la cual es diferente a su conmutación resistiva, y comenta en [IV_3] que el cohesor, además de ser un detector de ondas de voltaje, se comporta como un integrador de voltaje. Recordando que la memristencia es vista como una razón de las integrales de su voltaje y corriente, la observación de Eccles puede considerarse como uno de los primeros acercamientos a las propiedades memristivas de los cohesores.

Comportamiento memristivo observado en la intermitencia

C., Maul et.al, en 2000 [IV_4] realizaron experimentos donde observaron el fenómeno de intermitencia en contactos metálicos estañados. En los experimentos de Maul, el punto de contacto es sometido a un desgaste mecánico por medio de una vibración de 100 $\mu\text{m/s}$, ocasionando que de esta manera el área del punto de contacto sea alterada en algunos μm . A lo largo de miles de ciclos, la resistencia de contacto aumenta varios Ω . Además, superpuesto a este lento incremento en la resistencia de contacto, se observan rápidos cambios en la resistencia de contacto en fracciones de segundo, llamado intermitencia o discontinuidades de corta duración.

Después de cierto número de ciclos, la vibración se detiene y se alimenta con una onda triangular de frecuencia de 10 Hz y 12 V de amplitud. La corriente en el contacto y la caída de voltaje en el mismo se registran con instrumentos de medición. La figura 4.3 muestra la característica $v-i$ de los datos medidos, debida al fenómeno de intermitencia. La forma de onda muestra una histéresis según lo indicado por las flechas.

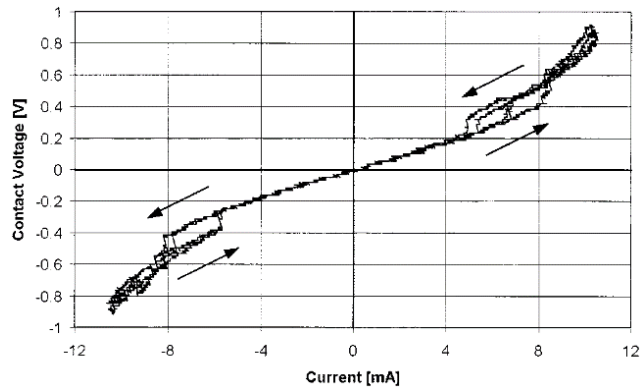


Figura 4.3 Característica $v-i$ para un contacto estacionario. Tomado de [IV_4].

La relación entre la resistencia y la tensión que se aplica para los datos que se observan en la figura 4.3 se muestran en la figura 4.4.

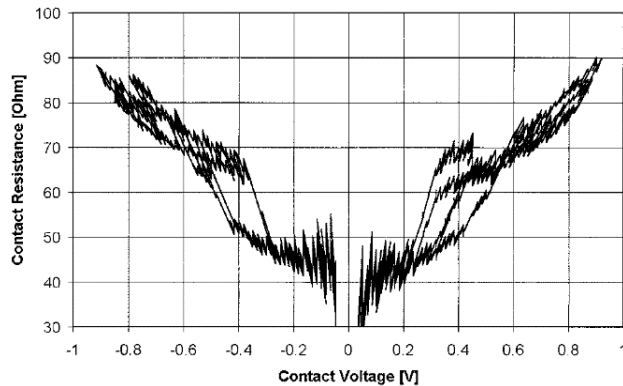


Figura 4.4 Característica Resistencia de contacto-voltaje de contacto para un contacto estacionario. Tomado de [IV_4].

La resistencia de contacto es casi constante y tiene un valor de alrededor de 45Ω , para una caída de tensión en el contacto entre -200 y 200 mV o corriente entre -4.4 y 4.4 mA. Por otro lado, para tensiones entre 600 y 950 mV, tanto positivas como negativas, la resistencia de contacto experimenta un inusual comportamiento de histéresis con lóbulos más abiertos, pero más cerrados entre 850 y 950 mV, como lo evidencian las gráficas de las figuras 4.3 y 4.4. Sin embargo, la duración de la intermitencia oscila entre varios nanosegundos a varios cientos de milisegundos, así que solo este comportamiento memristivo se registra en esos instantes de tiempo. Esto es un indicio de que Maul obtuvo experimentalmente un lazo memristivo, producido por un contacto entre dos metales, debido a la intermitencia.

El experimento anterior muestra que la vibración a la que es sometido el contacto metálico ocasiona en éste inestabilidad debido a las irregularidades presentes en la superficie del contacto. Esto muestra que la posibilidad de registrar la existencia de un comportamiento eléctrico memristivo en estructuras donde se presentan contactos puntuales entre metales.

Los experimentos de Falcón

El trabajo de investigación del grupo científico formado por Falcón, Casting, Benquin y Tournat, se enfocó en tratar de dar una explicación del efecto cohesor presente en las estructuras de medios granulares. Para esto, retomaron, en 2005, el trabajo realizado por Bose al actualizar los experimentos realizados por el último. Uno de las investigaciones que abordan tiene que ver con el problema de la conducción eléctrica en una estructura granular (unidimensional) [IV_5], similar a la mostrada en la figura 4.5.

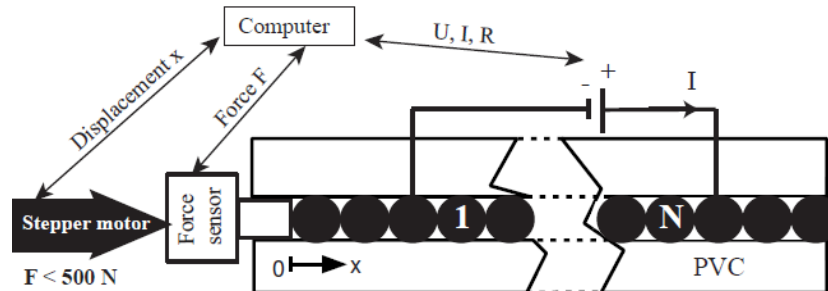


Figura 4.5 Experimento realizado por Falcon et. al. para estudiar la conductividad de las estructuras de medios granulares. Tomado de [IV_5].

La estructura mostrada en la figura 4.5 es utilizada en los experimentos para simplificar la correspondiente a una estructura cohesora de medios granulares y sus resultados sirven para comprender como se establece la conmutación de conductividad entre una cadena de esferas metálicas, en la que está presente el contacto puntual metálico entre sus superficies.

Tal como se observa en la figura 4.6, se supone que, en el área de contacto entre dos esferas metálicas, cada una de las esferas, está cubierta por una película delgada de contaminantes (de pocos nm). La interface consiste generalmente en un conjunto de micro-contactos debidos a la rugosidad de la superficie de la esfera [IV_6]. La magnitud del radio medio, a , de estos micro-contactos, que representan la rugosidad de la esfera, es del orden de $\approx 0.1 \mu\text{m}$.

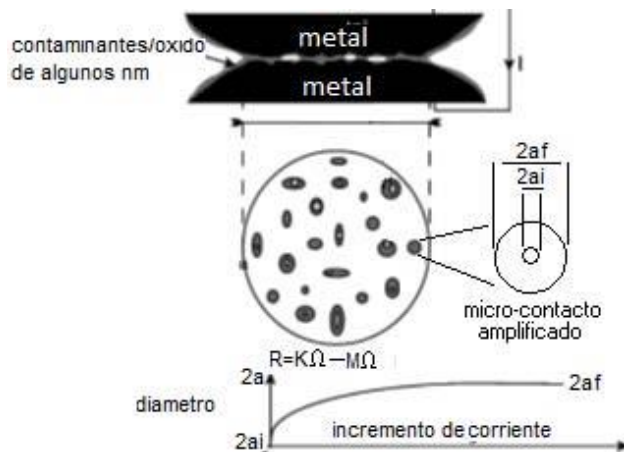


Figura 4.6 Detalle de la zona del contacto entre las esferas metálicas. Tomado de [IV_6].

Para corrientes aplicadas de bajo valor, el valor alto, observado, de la resistencia de contacto ($k\Omega$, $M\Omega$) probablemente proviene de una trayectoria de conducción compleja, encontrada por los electrones a través de la película, dentro del tamaño muy pequeño ($\ll 0.1\mu\text{m}$) de cada micro-contacto (zona de diámetro $2a_i$ en figura 4.6). Los electrones alteran la película y crean un “canal conductor”: la aglomeración de las líneas de corriente dentro de estos micro-contacts genera un gradiente térmico que produce calor de Joule significativo. El radio medio de los micro-contacts aumenta entonces en varios órdenes de magnitud (por ejemplo, de $a \ll 0.1\mu\text{m}$ hasta $a \sim 10\mu\text{m}$), y por lo tanto mejora la conducción (zona de diámetro $2a_f$ en la figura 4.6). Este aumento del radio es responsable del comportamiento no lineal de la característica V-I. Para corrientes altas, este proceso electro-térmico ocasiona la soldadura local de los micro-contacts; la película será perforada en unos pocos lugares donde se crean los contactos puramente metálicos (pocos Ω). Los canales que llevan corriente (puentes) son una mezcla del metal y el material de la película contaminante en lugar de un metal puro. Es probable que se presenten los resultados de la acción cohesora en sólo un puente. La resistencia de contacto se reduce tanto que la perforación se evita en otros puntos. La característica V-I de crecimiento, al aumentar la corriente, es irreversible, mostrando un efecto de memoria con una trayectoria diferente cuando decrece, debido a la disminución de la corriente de suministro. Como los micro-contacts se han soldado, para la trayectoria de crecimiento, por lo tanto, su tamaño final permanece constante. La trayectoria de la curva V-I para decrecimiento de corriente, ahora sólo depende de la temperatura alcanzada en los puentes metálicos y es independiente del tamaño de área de los puentes conductores creados en la trayectoria de crecimiento de corriente.

Los resultados obtenidos dieron lugar a la gráfica V-I con las características mostradas en la figura 4.7.

Características V-I

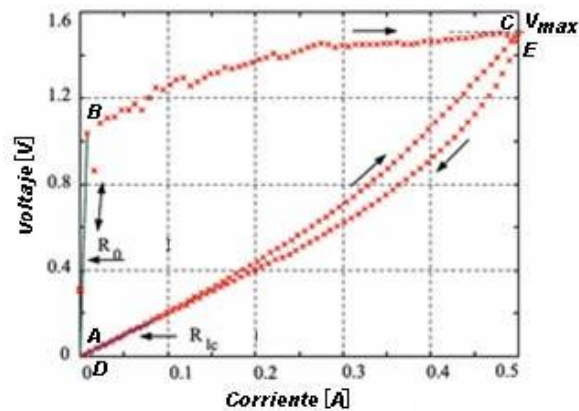


Figura 4.7 Característica V-I que muestra un comportamiento de histéresis. Tomado de [IV_5].

Los reportes de Chua, Ghandi y Aggarwal

En 2013, L. Chua, G. Ghandi y V. Aggarwal, utilizando los reportes de Falcon, publican, en dos artículos [IV_7], [IV_8], las propiedades memristivas presentadas en cohesores basados en contactos puntuales. La parte esencial de estos artículos es la exploración de las características eléctricas de un cohesor y reportan dos comportamientos eléctricos considerados como memristivos.

- 1) Efecto de bipolaridad resistiva cuando se excita al cohesor con una señal de voltaje o corriente oscilante.
- 2) Efecto de memoria resistiva al variar la amplitud de la señal de entrada.

1) Multi-estado resistivo

Como se muestra en la figura 4.8, una vez que se ha cohesionado el dispositivo, éste muestra una resistencia dependiente de la corriente máxima (I_{th}). A medida que el dispositivo se expone a pulsos de corriente subsecuentemente más grandes, se establecen nuevos valores de resistencia; no obstante, la resistencia continúa teniendo un comportamiento no lineal como el mostrado en la figura. La tensión máxima a través del dispositivo se mantiene prácticamente constante en V_{th} . Este comportamiento es similar al de un diodo; pero a diferencia de un diodo, el dispositivo cohesor “recuerda” su valor de resistencia inmediato anterior cuando toma niveles de tensión más bajos.

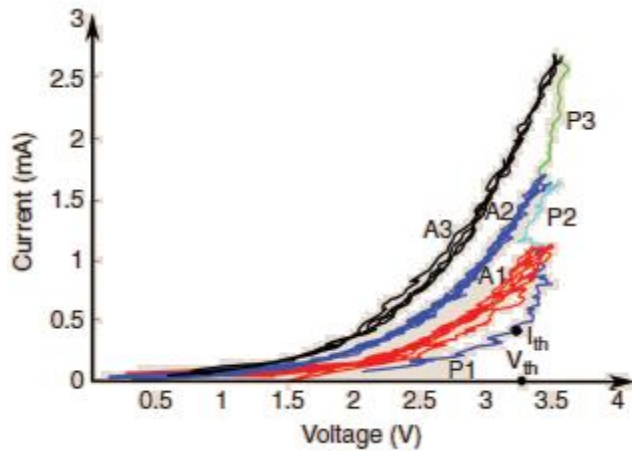


Figura 4.8 Comportamiento como resistencias no lineales producidas en el "bigote de gato" al aplicar An's señales triangulares de diferente amplitud. Tomado de [IV_8].

2) Efecto de memoria resistiva

Se ha establecido que la resistencia del dispositivo es una función de la magnitud de I_{th} para ambas direcciones de la corriente, formando un mapa de estados resistivos cuantitativamente diferentes, que hacen que se comporte como una RAM resistiva.

Cuando es activado por cualquier corriente de entrada fluctuante bipolar, el dispositivo se programa en un estado en el ciclo positivo de la corriente, y un estado diferente en el ciclo negativo. Se mantiene oscilando entre estos dos estados estables, formando en sus características V-I el lazo memristivo de histéresis mostrado en la figura 4.9. Como el lazo está en posición normal (toca el origen de la gráfica V-I) se considerará memristivo.

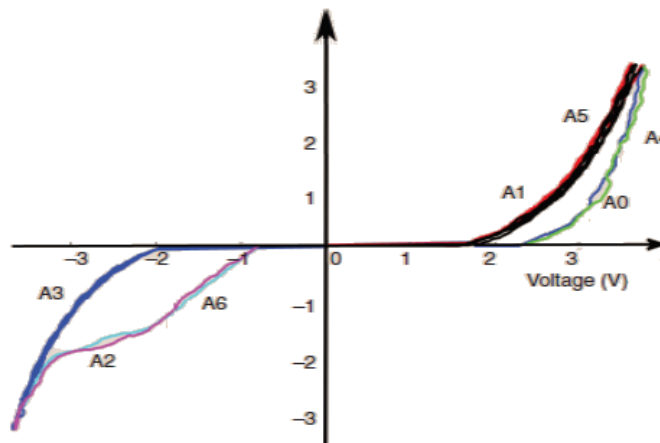


Figura 4.9 Comportamiento memristivo biestable que produce un lazo de histéresis comprimido en el origen. Donde los An's indican diferentes amplitudes de las señales. Tomado de [IV_8].

Quedan establecidos comportamientos eléctricos en éstas estructuras que dan evidencia de cambios en la conductividad y efectos de memoria. Considerando éstas observaciones,

se establece la presencia de lazos de histéresis que cruzan por el origen del plano $v-i$ son, de alguna manera, aproximaciones al lazo F8013 de un memristor. Esto último, valida proponer el empleo de una estructura que implique el contacto puntual entre materiales conductores y que sea mecánicamente robusta, como un prototipo de macro-memristor que presente un comportamiento eléctrico memristivo y abrir la posibilidad de que su comportamiento eléctrico sea reproducible.

Se hace necesario, sin embargo, además de las evidencias experimentales de histéresis en el *plano v-i* para entradas de CD mostradas en éste capítulo, que éstas estructuras exhiban un comportamiento memristivo para señales periódicas bipolares; así como verificar que presentan las tres propiedades memristivas propuestas por Chua. Esto proporcionará las bases para validar el que, con la estructura macro propuesta, sea implementado un macromemristor, lo cual será la principal aportación de este trabajo y se expone en el siguiente capítulo.

REFERENCIAS

[IV_1] C George Verghese & George C Verghese; "Jagadis Chandra Bose and His Pioneering Research on Microwaves", *Resonance*, December 2005, Appeared in *Vot.3*, No.2, 1998, pp. 2-4.

[IV_2] J. Bose, "On the change of conductivity of metallic particles under cyclic electromotive variation," originally presented to the British Association at Glasgow, September, 1901.

[IV_3] W. H. Eccles; "Bipolar electrical switching in metal-metal contacts", *Proc. Phys. Soc. London* 22, pp. 289-312, 1909, "originally presented to the British Association at Glasgow, September, 1901.

[IV_4] C. Maul, J.W. McBride, et.al.; "Influences on the length and severity of intermittences in electrical contacts", *Electrical Contacts 2000. Proceedings of the Forty-Sixth IEEE Holm Conference on*, pp. 240-246, 2000.

[IV_5] P. Béquin & V Tournat, "Electrical conduction and Joule effect in one-dimensional chains of metallic beads: hysteresis under cycling DC currents and influence of electromagnetic pulses", *Granular Matter*, Vol 12, Issue 4, 2010, pp. 375-385

[IV_6] E. Falcon & B. Castaing; "Electrical conductivity in granular media and Branly's coherer: A simple experiment", *Am. J. Phys.* 73, pp. 302-307, 2005.

[IV_7] G. Gandhi, V. Aggarwal; "Bipolar electrical switching in metal-metal contacts", *mLabs report, (cond-mat-mtrl-sci)*, june 7, 2013

[IV_8] G. Gandhi, V. Aggarwal, & L. Chua; "The First Radios Were Made Using Memristors!", *IEEE Circuits and Systems Magazine*; vol: 13, Issue: 2, 2013, pp. 8-16

CAPITULO V

ELABORACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE UN PROTOTIPO MACROMEMRISTOR

Se pueden estudiar los cuatro elementos eléctricos básicos en términos de los tres puntos de vista siguientes [V_1]:

1. Arreglo físico que involucran.
2. Interpretación de campos electromagnéticos.
3. Interpretación en circuitos.

Arreglo físico que involucran

Los elementos eléctricos básicos quedan determinados por la siguiente formula estructural:

$$\text{ELEMENTO BÁSICO DE CIRCUITO} = (\text{PROPIEDAD FÍSICA DEL MATERIAL}) (\text{GEOMETRÍA DEL ELEMENTO})$$

De acuerdo a la formula anterior, para los tres elementos básicos conocidos se tiene:

Resistor R

$$R = \frac{\rho L}{A} = (\rho) \left(\frac{L}{A} \right) \quad (5.1)$$

Inductor L

$$L = N^2 \frac{\mu_r A}{L} = (\mu_r) \left(\frac{N^2 A}{L} \right) \quad (5.2)$$

Capacitor C

$$C = \frac{\epsilon_r A}{L} = (\epsilon_r) \left(\frac{A}{L} \right) \quad (5.3)$$

Donde ρ es la resistividad del material, μ_r es la permeabilidad relativa del material, ϵ_r es la permitividad relativa del material, A es el área y L el largo. Mientras que N es el número de vueltas de la espira.

Memristor M

$$M = \mathcal{f} n_c A_c = (\mathcal{f})(n_c A_c) \quad (5.4)$$

Para el macro-memristor, por considerarse básico, debe existir una propiedad física en los materiales conductores de corriente eléctrica y que es relativa para cada tipo de material, la cual se denotara con el símbolo \mathcal{f} (por el parecido de este símbolo con el lazo comprimido del memristor) y se denominara *memristividad*. La *memristividad* produce un efecto de memoria en los cuadrantes I y III del plano $v-i$, con la particularidad de cruzar el origen del plano en un solo punto, y tiene manifestación en la interface creada en el área puntual (de tamaño microscópico) que se establece al poner en contacto dos materiales, por lo tanto,

los factores físicos que afectan la *memristividad* involucran principalmente las características geométricas presentes en el punto de contacto, las principales de las cuales son el número de contactos n_c y la dimensión del área del contacto de la interface “memristiva” A_c . Estas características geométricas se relacionan en la fórmula (5.4) para el elemento básico macro-memristor.

Se aprecia de las ecuaciones (5.1), (5.2), (5.3) y (5.4) que las características eléctricas del memristor, así como la de los otros tres dispositivos eléctricos básicos son alterados cambiando la geometría y los materiales de la estructura.

Interpretación de campos electromagnéticos

Dado que los fenómenos descritos por la teoría de circuitos son claramente de naturaleza electromagnética, los conceptos y las leyes de la teoría de circuitos pueden derivarse de las ecuaciones de Maxwell.

El método desarrollado por Fano garantiza una forma simple de determinar tanto el campo magnético, como el eléctrico. Este método se basa en la aproximación cuasi estática (para variaciones lentas en el tiempo) de las ecuaciones de Maxwell y será tratado más adelante en el capítulo VI.

Interpretación de circuitos

Para los elementos R, L y C, sus las relaciones para $f(i) = v$ y $f(v) = i$, se tratan en cualquier libro de teoría de circuitos; un excelente tratamiento de los mismos se da en [V_1]. Para el memristor, estas relaciones se deducen de las definiciones de la teoría de circuitos y de la definición de memristencia $M(q)$.

A continuación, en la figura 5.1, se presenta la tabla de las fórmulas para las relaciones v - i aplicables a la teoría de circuitos

PARÁMETRO	RELACIÓN BÁSICA	RELACIÓN v-i	ENERGÍA
R	$v = Ri$	$v_R = Ri_R ; i_R = \frac{1}{R}v_R$	$U_R = \int_{-\infty}^{t_0} v_R i_R dt$
L	$\phi = Li$	$v_L = \frac{1}{L} \frac{di_L}{dt} ; i_L = \int_{-\infty}^{t_0} v_L dt$	$U_L = \frac{1}{2} Li^2$
C	$q = Cv$	$v_C = \int_{-\infty}^{t_0} i_C dt ; i_C = C \frac{dv_C}{dt}$	$U_C = \frac{1}{2} Cv^2$
M	$\phi = M \int_{-\infty}^{t_0} i dt$	$v_M = \frac{d \left[M \int_{-\infty}^{t_0} i_M dt \right]}{dt} ; i_M = \frac{d \left[\frac{1}{M} \int_{-\infty}^{t_0} v_M dt \right]}{dt}$	$U_M = \int_{-\infty}^{t_0} v_M i_M dt$

Figura 5.1 Relaciones v - i fundamentales en la teoría de circuitos.

El memristor es un elemento caracterizado por un parámetro llamado memristencia el cual produce una gráfica $v-i$ que consiste en un lazo **F8013**, cuya trayectoria pasa por los cuadrantes I y III del plano $v-i$, por lo que se trata de un dispositivo pasivo.

De la teoría del memristor [V_2] se tiene que:

$$v(t) = \frac{d[\phi(q)]}{dq} i(t) = M(q)i(t) \quad (5.5)$$

donde $\frac{d[\phi(q)]}{dq} = M(q)$ se define como la memristencia controlada por carga q (que depende del tiempo t).

Una forma más conveniente para $M(q)$, desde el punto de vista experimental, es relacionarla con las variables $v - i$. En términos de éstas, la memristencia se define como:

$$M[q(t)] = \frac{d \int_{-\infty}^{t_0} v(t) dt}{d \int_{-\infty}^{t_0} i(t) dt} \quad (5.6)$$

EXPLORACIÓN EXPERIMENTAL DEL COMPORTAMIENTO MEMRISTIVO EN COHESORES

El comportamiento eléctrico de los cohesores fue documentado en el capítulo II y representa un marco teórico inicial para la implementación del macromemristor, debido a que la exploración de las características eléctricas de este dispositivo brinda pistas del porqué presentan un comportamiento memristivo, en el presente capítulo se explora en forma experimental el comportamiento memristivo que exhiben estas estructuras. Para realizar los circuitos de prueba fueron utilizadas las siguientes estructuras:

Estructuras de medios granulares. - El tubo de Marconi es una versión del cohesor de Branly que emplea, principalmente, como medio granular, polvo de plata y níquel encerrado en un tubo al vacío y retenido por varillas conductoras que se utilizan como electrodos (figura 5.2).



Figura 5.2 Cohesor de medios granulares tipo Marconi adquirido comercialmente.

Estructuras con contacto cristal-metal. - Originalmente se basan en el diseño del cohesor “bigote de gato”, el cual consiste en un pedazo de mineral de galena (sulfuro de plomo), el cual es “tocado” por la punta de un metal muy fino. Los componentes se fijan en una estructura para su soporte y se desprenden de esta los electrodos de conexión (figura 5.3).

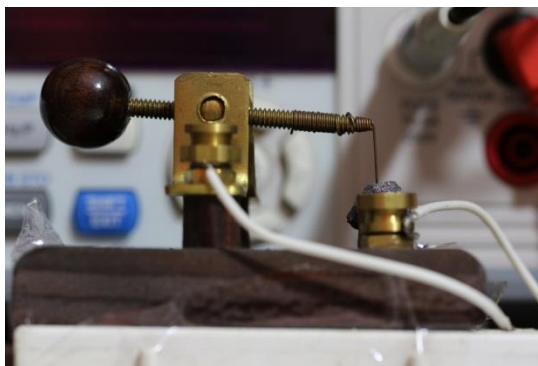


Figura 5.3. Cohesor tipo "bigote de gato".

Estructuras de bolas. Metálicas. - Esta estructura no está clasificada históricamente como cohesor, pero presenta características de cambio de resistencia semejantes a las dos estructuras mencionadas anteriormente. La estructura se compone de bolas metálicas encerradas en un tubo aislante haciendo contacto y ligeramente presionadas por varillas conductoras que se utilizan como electrodos para su conexión externa. La Figura 5.4 muestra la estructura fabricada para el proyecto.



Figura 5.4 Cohesor de esferas metálicas fabricado para el proyecto.

Por la experiencia obtenida experimentalmente se utilizaron tubos de cristal para no comprometer la estabilidad de las propiedades físicas de la estructura de los cohesores de medios granulares y de bolas metálicas.

Exploración del comportamiento en CD de las estructuras cohesoras

En vista de las observaciones documentadas en [V_3], [V_4] y [V_5], en donde se reporta conmutación no-lineal resistiva cuando se suministran niveles de CD a las estructuras cohesoras, se considera necesario, para el proyecto, realizar la exploración del comportamiento en CD de las estructuras fabricadas, con el objeto de contrastar sus comportamientos eléctricos, y utilizarla como una herramienta para determinar la mejor estructura para desarrollar el macromemristor.

Para realizar la caracterización en CD se utilizó una fuente de voltaje Owon ODP3032 y un multímetro GDM-8342. Estos dispositivos, junto con el cohesor, se interconectaron de la forma indicada en la figura 5.5

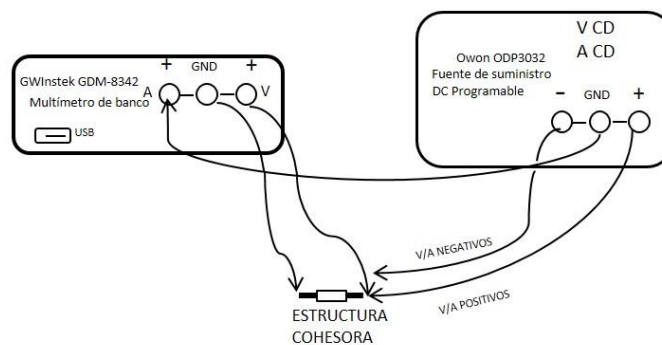


Figura 5.5. Circuito para la caracterización en CD de las estructuras cohesoras.

Mediante la fuente se programó la generación de valores crecientes y decrecientes de CD, en el rango de 0 a 2V; del mismo modo, también, se programaron valores negativos de -2 a 0 V y ambos conjuntos de valores fueron aplicados al TBM. De esta forma se suministraron niveles de CD bipolares al cohesor.

Con esta configuración se obtuvo un conjunto de puntos (V, I), cuyos valores se registraron directamente en el módulo de almacenamiento del multímetro GW-Instek GDM-8342.

Observaciones generales del experimento.

Las gráficas obtenidas a partir de los datos registrados en el experimento, figuras 5.6 y 5.7, muestran cambios abruptos para los diferentes valores del rango de voltajes y corrientes suministrados. Se considera que estas fluctuaciones corresponden al cambio abrupto de nivel CD de la señal de suministro al cohesor para cada paso, creciente o decreciente. Esto podría ocasionar cambios indeseables de resistencia en las estructuras cohesoras debido a la sensibilidad innata que tienen éstas de cambiar su resistencia cuando se estimulan con impulsos electromagnéticos; por este motivo algunas gráficas F8013 presentan lóbulos muy cerrados, próximos a una resistencia constante.

Por lo anterior, para comprobar, con certeza, el efecto memristivo se hace necesaria la alimentación de estas estructuras con señales periódicas continuas. Sin embargo, la caracterización en CD en todos los casos, muestra lazos, que son una evidencia de la

presencia del efecto memristivo en cada una de las estructuras, como se muestra en las Figuras 5.6, 5.7 y 5.8.

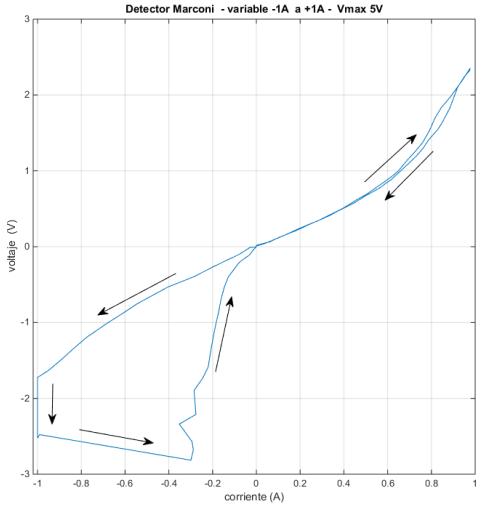


Figura 5.6. Característica del lazo V-I en CD del cohesor de medio granulares.

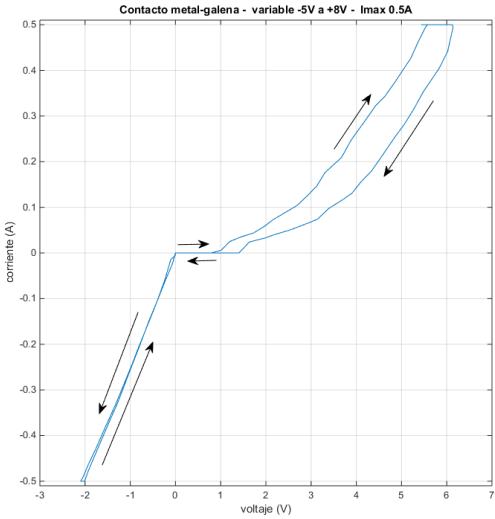


Figura 5.7. Característica del lazo V-I en CD del cohesor tipo "bigote de gato".

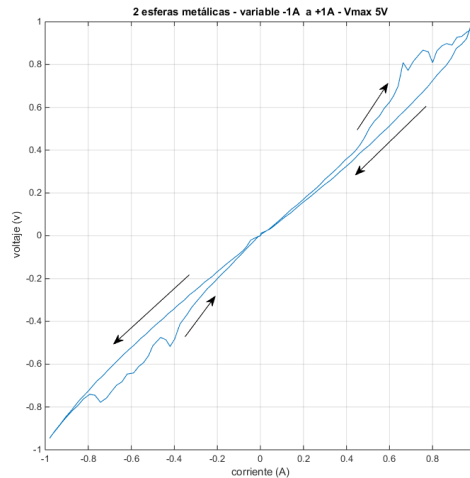


Figura 5.8. Característica del lazo V-I en CD del cohesor de esferas metálicas.

Mientras que la característica $V-I$ en CD del cohesor granular de Branly y el “bigote de gato”, manifiesta un comportamiento eléctrico diferente para los niveles de CD positivos y negativos; en contraste, el cohesor de bolas metálicas muestra un comportamiento de histéresis muy parecido para las dos polaridades. Esta marcada diferencia se debe atribuir, para el cohesor de medios granulares, a la existencia de contactos muy inestables entre el material granular, que ocasionará colisiones y contactos aleatorios, que además se encuentran influenciados por la carga relativa que puedan alcanzar para los diferentes niveles de CD positivos. En tanto, se observa que este comportamiento asimétrico en polaridad está más marcado para el “bigote de gato”, ya que, debido a la peculiar naturaleza de esta estructura, existen micro desplazamientos en el punto de contacto entre la punta metálica y la superficie de la pirita, al suministrar los niveles de CD, de tal forma que se presentan contactos memristivos (lóbulos abiertos) o contactos puramente resistivos (segmentos lineales). El cohesor de bolas metálicas, por otro lado, exhibe un comportamiento memristivo más estable manifestando un comportamiento de histéresis simétrico para ambas polaridades en CD.

A pesar de que los tres cohesores presentan comportamientos de histéresis $V-I$ en CD, tomando en cuenta la cantidad de variables que involucra para su construcción el cohesor de medios granulares (grado de pureza de los materiales, nivel de vacío, bajo nivel de oxidación, tamaño de los granos, presión, tipo de electrodos, etc.) y por otro lado la poca estabilidad del cohesor “bigote de gato”; desde el punto de vista práctico, es más conveniente abordar la implementación del cohesor que involucra en su estructura el contacto entre bolas. Además, se observa de las gráficas de las figuras 5.6, 5.7 y 5.8 que la estructura que más aproxima las características memristivas es la que consiste de bolas metálicas en contacto, como el de la figura 5.4.

A partir de los experimentos realizados con las estructuras cohesoras utilizando suministros de niveles de CD, se pudieron determinar las ventajas y desventajas de utilizar cada una de estas estructuras. El análisis de estos resultados, junto con las consideraciones de implementación práctica, permitió seleccionar a la estructura de bolas metálicas, como la estructura más adecuada para ser utilizada en el resto del desarrollo del prototipo de macromemristor.

Como las características eléctricas memristivas en CD del cohesor de bolas metálicas son más relevantes se restringió el estudio a este tipo de estructuras. Por estas razones se consideró que, de aquí en adelante, se exploraran las características memristivas en CA únicamente para la estructura de bolas metálicas.

Exploración del comportamiento en CA de la estructura de la Figura 5.4

Utilizando el circuito graficador propuesto por Chua [V_2], en la figura 5.9 se muestran los registros de voltaje y corriente con sus fluctuaciones en el tiempo, cuando se suministra una señal periódica $v(t)=4\text{sen}68t$ volts, al cohesor de bolas metálicas de la figura 5.4. Estas fluctuaciones son responsables de generar, en su característica v-i, el lazo F8013 mostrado en la figura 5.10. Este lazo se contrasta con los registros de otros lazos memristivos publicados (figura 5.11).

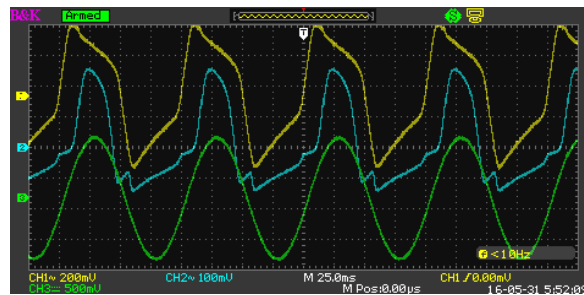


Figura 5.9. Formas de onda de voltaje (azul) y corriente (amarillo) en la estructura de bolas de metal que generan el lazo de la figura 5.10. También se muestra la señal de entrada (verde).

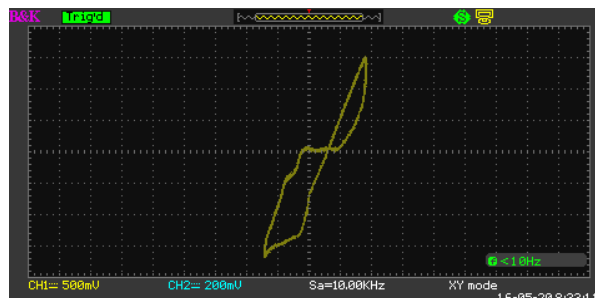


Figura 5.10. Lazo F8013 obtenido para la estructura de bolas de metal para 10 VCA y 2 Hz.

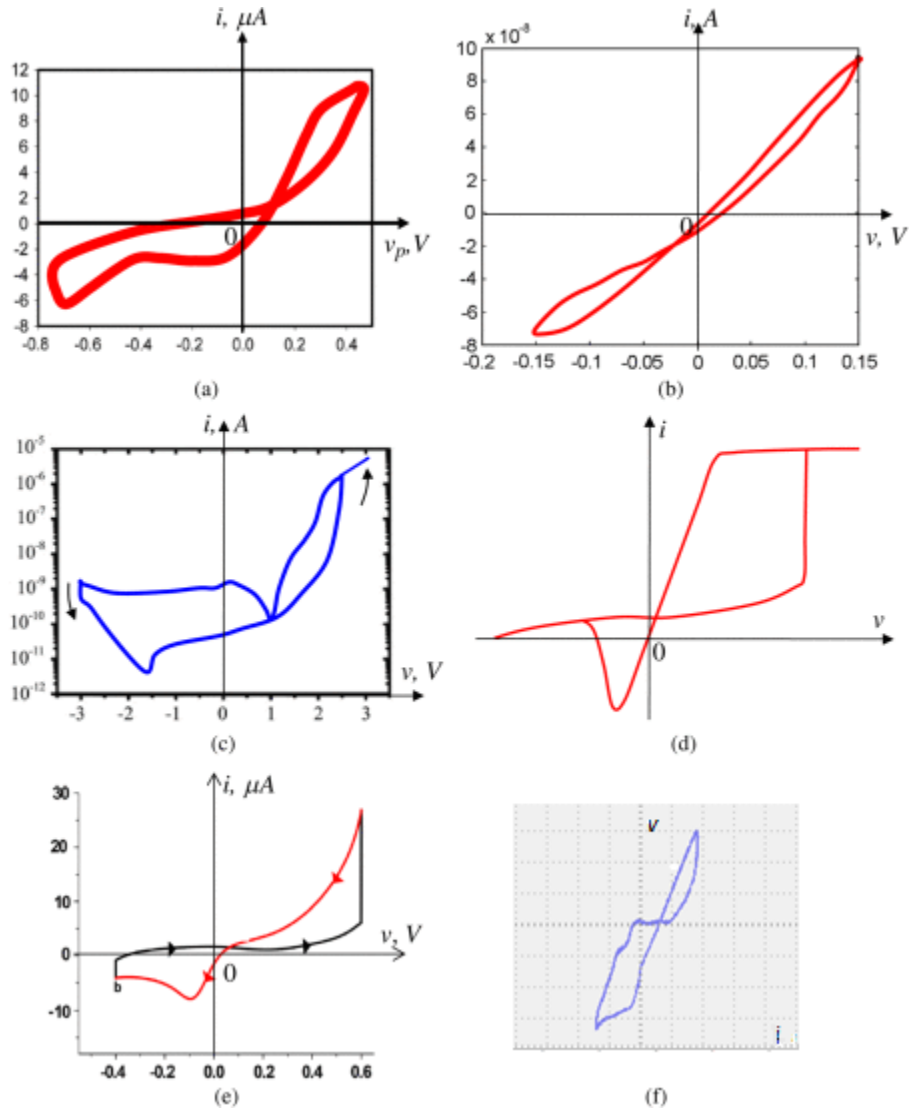


Figura 5.11. Ejemplos de gráficas de lazo F8013 obtenidos de algunos memristores fabricados experimentalmente, tanto inorgánicos como orgánicos, reportados por grupos trabajando en ésta área: (a) Memristor en las plantas, (b) memristores en el moho (slime mold), (c) dispositivos de metal-aislante-metal con base en TiO_2 , (d) nano batería en conmutadores basados en redox, (e) sistemas electroquímicos. Tomados de la referencia [V_6]. En contraste a estos lazos, se presenta en (f) el lazo generado por la estructura de bolas de metal de la figura 5.4.

Se comprueba experimentalmente que el prototipo de macromemristor de la figura 5.4 posee características eléctricas diferentes a las de los otros tres elementos básicos, como lo son las alteraciones de las formas de onda de voltaje y corriente del dispositivo, cuando se le suministra una señal periódica; así como generar un lazo F8013 en el plano v - i .

DESARROLLO EXPERIMENTAL CON LA ESTRUCTURA SELECCIONADA

El Prototipo de Macromemristor Propuesto (TBM)

El TBM (figura 5.12) está constituido por dos esferas metálicas de acero al carbón (AISI 1015), de 1mm de diámetro, en contacto, encerradas en un tubo de cristal que da soporte a la estructura y presionadas por dos electrodos de cobre que mantienen la estabilidad de dicho contacto. Además, estos electrodos sirven de terminales de conexión para las mediciones.

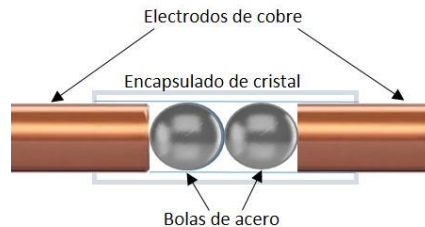


Figura 5.12. Estructura esquemática del prototipo TBM propuesto.

Esta estructura se sometió a varias pruebas de tal manera que se comprobó que su comportamiento de conmutación resistiva es reproducible. Sin embargo, para validarlo como un memristor, es fundamental mostrar que el TBM presenta las tres características memristivas en su comportamiento eléctrico cuando se le suministra una señal periódica.

Las tres características fundamentales del memristor

En su artículo fundamental de 1971 [V_2], Chua establece algunas propiedades eléctricas teóricas que debe cumplir un memristor, indicando que la más importante es la de pasividad del elemento, de la cual se desprende que la forma del lazo debe pasar por los cuadrantes I y III del plano $v-i$ y tocar el origen (0,0) del mismo; por lo que el lazo de histéresis será doblemente valuado en el plano $v-i$ para cualquier valor de i diferente del origen. De esta forma, el lazo de histéresis del memristor en $v-i$ tendrá la forma de un número 8 descansando en los cuadrantes I y III del plano, con su centro en el origen. Chua [V_7] ha considerado a este lazo como la marca distintiva para considerar si un dispositivo es o no un memristor.

En [V_7], basado en el comportamiento de la forma de su lazo de histéresis, se han propuesto las tres características distintivas únicas de un memristor.

La primera característica es la forma del lazo de histéresis cuando se le suministra señal periódica al memristor: Debe estar comprimido en el origen del plano $v-i$. Esta característica debe persistir para cualquier amplitud posible de cualquier señal periódica de entrada y a cierto rango de frecuencias de ésta. Además, para que un dispositivo sea considerado memristor, el lazo debe tocar el origen no tangencialmente, esto significa que debe cruzarlo. En [V_8] se muestra que el lazo puede ser no simétrico impar, pero para un memristor ideal debe ser simétrico impar.

La segunda característica es la dependencia del área de los lóbulos del lazo del memristor con la frecuencia. Esta propiedad afirma que debe existir un rango de frecuencias $0 < \omega_{in} < \omega_{mc}$ de la señal de entrada ω_{in} en la que debe cumplirse que el área del lóbulo de lazo crece; siendo $\omega_{in} = \omega_{mc}$ la frecuencia para la cual el área de los lóbulos es máxima, pero para frecuencias ω_h , tales que $\omega_h > \omega_{mc}$, el área disminuirá monótonamente con el aumento de la frecuencia.

La tercera característica establece que el área del lazo de histéresis pellizcado se reduce y degenera en una función uní-valorada a una frecuencia infinita. Esta característica del memristor indica que para valores muy altos de la frecuencia de la señal de entrada el lazo tiende a una función tal que representa en el plano $v-i$ una pendiente constante, en donde a cada valor de voltaje v , le corresponde un solo valor de corriente i . Sin embargo, esta característica memristiva no es tan determinante como las otras dos, debido a la subjetividad del concepto de frecuencia infinita, porque experimentalmente estará determinada por los rangos finitos de frecuencia de los instrumentos utilizados, los cuales no permitirán la exploración de este fenómeno más allá de su frecuencia máxima. Por lo tanto, esta característica, aunque importante, solo podrá ser explorada parcialmente en la experimentación. Siendo más determinante para calificar una estructura como memristor las dos primeras.

En todo caso, las tres características propuestas por Chua y Adhikari deben estar presentes en una estructura para poder identificarla completamente como un memristor [V_7].

En este trabajo se propone mostrar que la estructura nombrada como prototipo de macromemristor propuesto (TBM), presenta las tres características memristivas, y, por lo tanto, considerada como un memristor y como el cuarto elemento básico de los circuitos eléctricos.

Si bien el prototipo de memristor se basa en la característica eléctrica de conmutación resistiva de los cohesores, en este trabajo se propone complementar lo realizado en [V_3]-[V_4], aportando la caracterización en CD y CA de una estructura de dos bolas de acero. Además, mostrar las tres características memristivas presentes en el comportamiento eléctrico del TBM.

CARACTERIZACIÓN EN CD

Método de medición

Para realizar esta caracterización se utilizó el mismo circuito y el mismo procedimiento experimental empleado en la sección: *Exploración del comportamiento en CD de las estructuras cohesoras*, pero con la inserción del TBM en lugar de la estructura cohesor, como se muestra en la figura 5.13. Con esta configuración se registran un conjunto de valores (V, I) para el TBM.

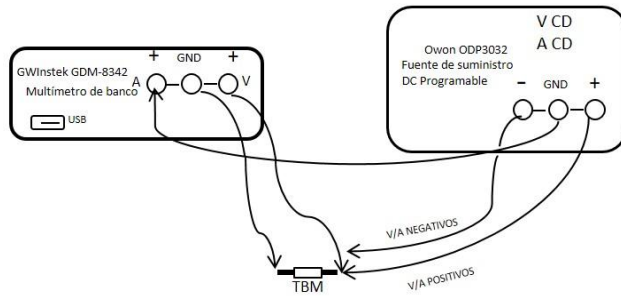


Figura 5.13. Circuito para la caracterización del TBM en CD.

Las mediciones experimentales se repitieron 20 veces y el promedio de los 20 registros de valores positivos se utilizaron para representar la característica, en CD, para el cuadrante I. Mientras que el promedio de los 20 registros de valores negativos se utilizó para la característica en el cuadrante III. Estos promedios se concatenan para obtener la gráfica del lazo impar, en el plano $V-I$, tal como muestra en la figura 5.14. Se considera que la colección de puntos (V, I) registrados y que forman el lazo, representan, bajo las condiciones indicadas anteriormente, las características eléctricas en CD del TBM.

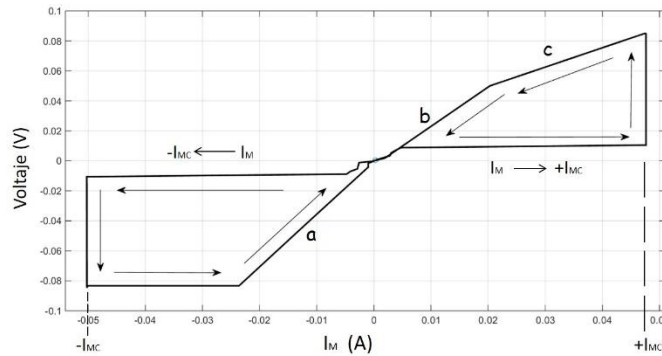


Figura 5.14. Lazo de histéresis del TBM para valores de niveles de CD.

CARACTERIZACIÓN CA

Método de medición

Para obtener la histéresis pellizcada, que es la característica distintiva más importante del memristor, se utilizó el hardware mostrado en la figura 5.15.

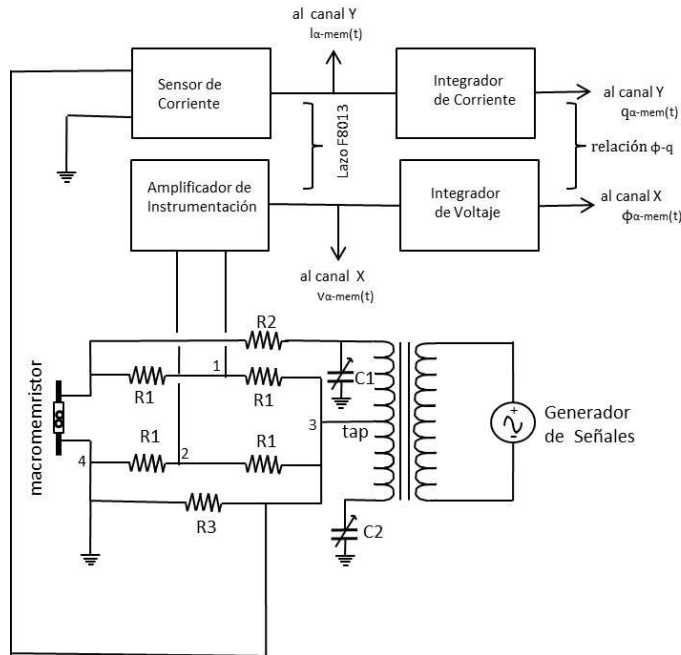


Figura 5.15. Circuito para la caracterización del TBM en CA.

Este circuito es una modificación del circuito graficador propuesto por Chua en [V_2]. El objetivo, como se indicó, es obtener experimentalmente el lazo $v-i$ y la relación no lineal entre ϕ y q , para mostrar las propiedades memristivas del TBM propuesto.

Como se muestra en la figura 5.15, el circuito es excitado mediante un generador que suministra una señal sinusoidal. El secundario del transformador se conecta a un puente resistivo modificado (formado por los cuatro resistores idénticos $R1$) y un par de resistores conectados al exterior del puente ($R2$ y $R3$). De esta manera se establece un circuito serie constituido por la fuente de voltaje en la terminal del tap, V_{tap} , el TBM a medir y las resistencias $R2$ y $R3$. Por esta trayectoria circulará una corriente I_M que será la corriente del TBM.

La corriente I_M es detectada por un sensor de corriente, formado por la resistencia $R3$ y el circuito AD22057R, y, posteriormente, integrada mediante un circuito de precisión (ICV 102U) para obtener la carga eléctrica en el TBM. Para calibrar el circuito serie, los capacitores variables (trimmers) $C1$ y $C2$ se deben ajustar de tal forma que se cumpla la condición de que no exista corriente I_M cuando el TBM se desconecta del circuito y es reemplazado por un corto. La reinserción del TBM provocará una caída en $R3$ que será una medida indirecta de la corriente que circula por el dispositivo memristivo.

Para asegurar que la corriente I_M circula a través del TBM, las resistencias $R1$, que forman el puente, deben ser de un valor muy alto, lo cual a su vez hace que circule una corriente casi depreciable a través de ellas cuando se polariza el arreglo con V_{tap} . Los nodos 1 y 2 del puente modificado, de la figura 5.15, son las entradas a un amplificador de instrumentación (AD524). Si se utilizan resistencias de precisión, no debería existir

diferencia de voltajes entre los nodos 1 y 2 del puente cuando el TBM sea reemplazado por un corto y, por lo tanto, debería registrarse un voltaje nulo en la salida del amplificador de instrumentación. Si no se consigue esta condición se usan los controles de compensación externos del AD524 para lograr el balance del puente.

Con el puente calibrado, cualquier desajuste en el voltaje de equilibrio entre los nodos 1 y 2 será producido por la respuesta del TBM y será reflejado en la salida del amplificador de instrumentación. Esta salida será integrada por el IVC02, para registrar en forma indirecta el flujo que se produce en el TBM.

A continuación, se procede a documentar el comportamiento eléctrico del TBM cuando se le suministra una entrada sinusoidal. Para realizar esta prueba se utilizaron los instrumentos siguientes: un generador de funciones BK Precision BK2555, una fuente de poder Owon 3032 y un osciloscopio Owon VDS2062. El montaje experimental se observa en la figura 5.16

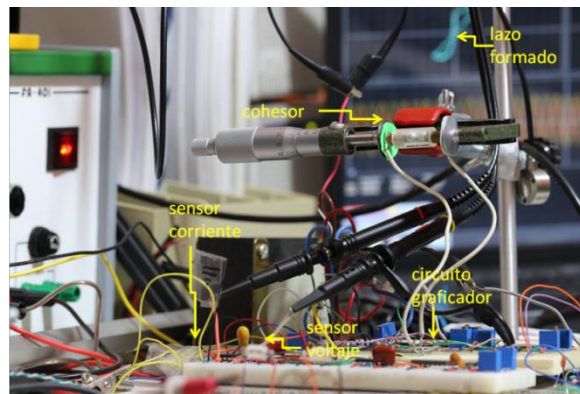


Figura 5.16 Montaje experimental para caracterizar el TBM.

El procedimiento para el registro de las tres características distintivas del memristor en el TBM es el siguiente:

- 1) Se aplica una señal sinusoidal mediante el generador y se determina el valor de la frecuencia para la cual se observa el lazo pellizcado, en el plano $v-i$, con las características que más se aproximan al lazo ideal $[V_2]$.
- 2) Se observa la influencia que la magnitud de la señal de entrada tiene en el lazo pellizcado del TBM. Para esto, con la frecuencia fija, determinada en 1), la amplitud de la señal se varía de 0 a 10 V (rango de voltaje para el cual, se observó que el TBM produce un lazo F8013 en forma simétrica y con cruce en el origen).
- 3) Se explora el comportamiento del TBM al variar la frecuencia de la señal de entrada. Para esto, la amplitud de la señal se fija a 10 V y la frecuencia del generador se varía gradualmente desde 0.1 Hz hasta 30 KHz. Este límite en la frecuencia máxima es impuesto

por las características eléctricas del circuito integrado AD22057R utilizado. Con esto se completa el procedimiento para mostrar las características memristivas distintivas que presenta el TBM.

4) Para finalizar, se registran los datos que permitirán obtener la gráfica de la curva $\phi-q$ del TBM. Esto se logra aplicando como entrada una onda sinusoidal con la amplitud y frecuencia registrados en los incisos 2) y 3), para los cuales el TBM genera su lazo memristivo más cercanos al ideal (es decir, lóbulos simétricos que pasan por el origen).

A continuación, se muestran los registros y los resultados obtenidos de los experimentos realizados.

Las figuras 5.17-5.20 son registros de pantallas de osciloscopio, que muestran las tres características memristivas presentes en el TBM. La figura 5.17 muestra el lazo que se comprime cruzando el origen del plano, cuando la frecuencia es 10 Hz, y los lóbulos tienen amplitud máxima. La figura 5.18 muestra el lazo cruzando el origen para la frecuencia <1 Hz. La figura 5.19 muestra el cambio en la forma y el área de los lóbulos con la frecuencia. La figura 5.20 muestra la función univaluada, en la que el lazo degenera para altas frecuencias. Finalmente, la figura 5.21 muestra el registro experimental de la relación $\phi-q$ del TBM.

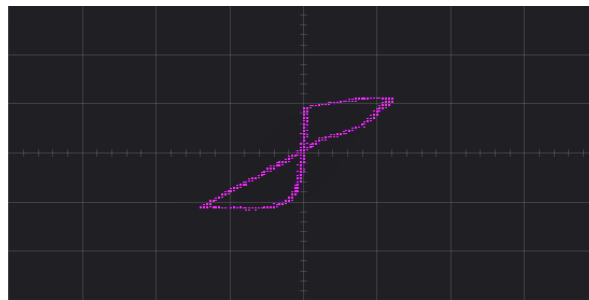


Figura 5.17 Registro experimental de lazo cruzado del TBM para 10 Hz, lo que muestra que el TBM cumple con la primera característica memristiva [V_7].



Figura 5.18. Registro experimental de lazo cruzado del TBM para 0.4 Hz.

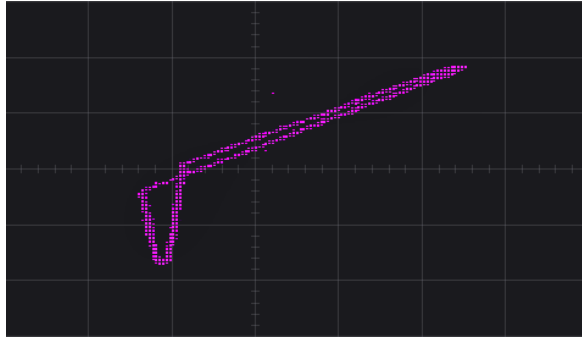


Figura 5.19. Registro experimental del cambio del lazo cruzado del TBM al aumentar la frecuencia a 30 Hz, lo que muestra que el TBM cumple con la segunda característica memristiva [V_7].

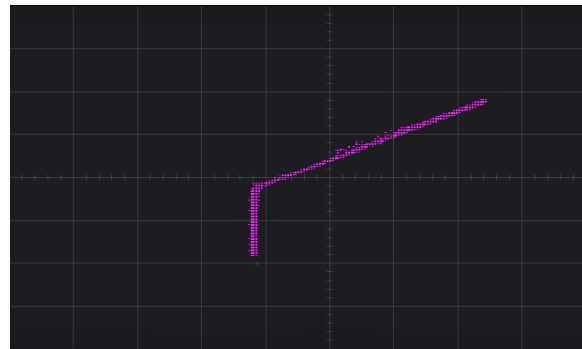


Figura 5.20. Registro experimental a la frecuencia de 33 Hz mostrando la función univaluada en la que degenera el lazo cruzado del TBM cumpliendo con la tercera característica memristiva [V_7].

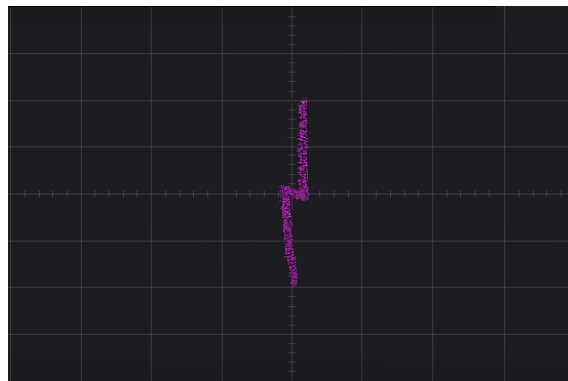


Figura 5.21. Registro experimental de la relación ϕ - q del TBM.

ANÁLISIS DE RESULTADOS

CARACTERIZACIÓN EN CD

Como se observa en la figura 5.14, se tienen varios segmentos de recta, con pendientes diferentes, que indican un valor de resistencia diferente para cada segmento. Resaltan entre éstos, segmentos con pendientes que corresponden con un valor de resistencia 0 (horizontales) y segmentos con pendientes que corresponden con un valor de resistencia

muy grande (verticales). Además, siguiendo las flechas mostradas en la figura 5.14, se ve que la resistencia del TBM en CD es cero para valores de corriente crecientes menores que I_{MC} ; pero, cuando es igual a I_{MC} , la corriente permanece constante y la resistencia conmuta a un valor muy grande. Por otra parte, para valores de corriente decrecientes, menores que I_{MC} , la resistencia toma valores entre estos extremos, mostrando una trayectoria diferente en su retorno al origen del plano $v-i$; esto ocurre para ambos semiciclos. Como se observa, se requiere de cierto valor de corriente I_{MC} para que ocurra la conmutación entre los valores de resistencia máximos y mínimos. Éste será un parámetro importante para el funcionamiento del TBM en CD, ya que si no se alcanza este valor el TBM se comporta como un corto (0Ω).

El comportamiento de la resistencia del TBM se puede aproximar analíticamente, para cada lóbulo del lazo, con la siguiente ecuación por partes:

Para el lóbulo negativo:

$$R_{-lobulo} = \begin{cases} 0 & \text{si } I_M \rightarrow -I_{MC} \\ R_{max} & \text{si } I_M = -I_{MC} \\ 0 & \text{si } I_M \rightarrow -0.027 \text{ y } I_M > -I_{MC} \\ 3.142 & \text{si } -0.027 < I_M \text{ y } I_M \rightarrow 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

Para el lóbulo positivo:

$$R_{+lobulo} = \begin{cases} 0 & \text{si } I_M \rightarrow +I_{MC} \\ R_{max} & \text{si } I_M = +I_{MC} \\ 1.444 & \text{si } I_M \rightarrow 0.02 \text{ y } I_M < +I_{MC} \\ 2.240 & \text{si } I_M \rightarrow 0 \text{ y } I_M < +I_{MC} \end{cases} \quad (5.8)$$

Donde R_{max} es el valor de resistencia alta del TBM, I_M es la corriente del TBM y I_{MC} es el valor de la corriente de conmutación. Por su parte la simbología $I_M \rightarrow +I_{MC}$ indica que la corriente I_M "se dirige" a $+I_{MC}$, mientras que a, b y c de la figura 5,14 son los segmentos de recta con valores de resistencia 3.1422, 2.2404 y 1.4444 Ω , respectivamente.

De las relaciones (5.7) y (5.8) se desprende que el comportamiento de la resistencia del TBM y su comportamiento eléctrico particular en CD, depende del valor de la corriente I_{MC} , el cual se debe determinar con precisión para poder establecer posibles aplicaciones de este dispositivo, dada su característica de conmutador entre dos estados de resistencia, la cual es controlada por medio del valor I_{MC} de la corriente.

CARACTERIZACIÓN EN CA

De las observaciones experimentales realizadas, se comprueba que la gráfica de las formas de onda de voltaje y corriente del TBM son las responsables de que en el plano $v-i$ sea desplegada una gráfica de histéresis pellizcada. Sin embargo, las formas de onda deben

cumplir ciertos requisitos para formar un lazo de este tipo, los cuales se enumeran a continuación:

Las formas de onda de corrientes y voltajes deben tener la misma frecuencia que la señal de entrada, periódica, que alimenta al memristor.

Las formas de onda de corrientes y voltajes deben tener la misma fase que la señal de entrada.

Es necesario que las formas de onda del voltaje y de la corriente del memristor presenten deformaciones con respecto a la señal de entrada. El tipo de deformación que se presente en la onda de voltaje debe ser distinto al de la corriente, como se observa en la figura 5.22.

Las deformaciones de las formas de onda presentadas en las gráficas de voltaje y corriente son una característica eléctrica del memristor, que no se exhibe en los otros tres elementos básicos.

La figura 5.22 muestra las formas de onda de voltaje (línea continua) y corriente (línea a trazos) obtenidas para el TBM, cuando éste produce un lazo de histéresis pellizcado.

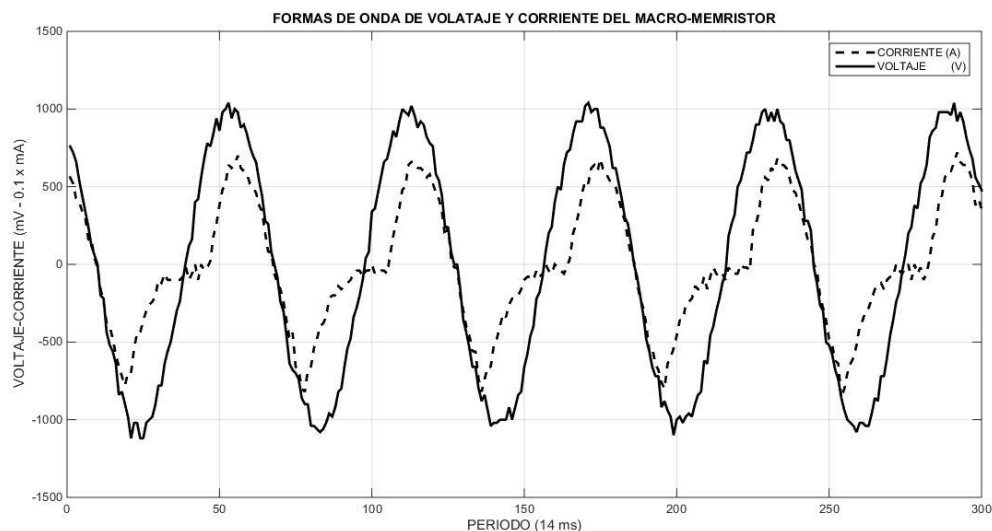


Figura 5.22 Formas de onda de voltaje (línea continua) y corriente (descontinua) del TBM cuando produce un lazo pellizcado.

Las alteraciones de las formas de onda de voltaje y corriente no deben contener componentes armónicos pares de la señal de alimentación. Las señales armónicas pares son responsables de la presencia de otros puntos de cruce en el lazo pellizcado [V_9], que se encuentran fuera del origen del plano $v-i$.

El lazo de histéresis cruzada el origen del TBM

La figura 5.23 muestra la gráfica obtenida de promediar 17 adquisiciones de datos correspondientes a la captura del lazo de histéresis pellizado del TBM; en todas ellas sobresale que se pellizcan en el origen, característica distintiva del memristor [V_2].

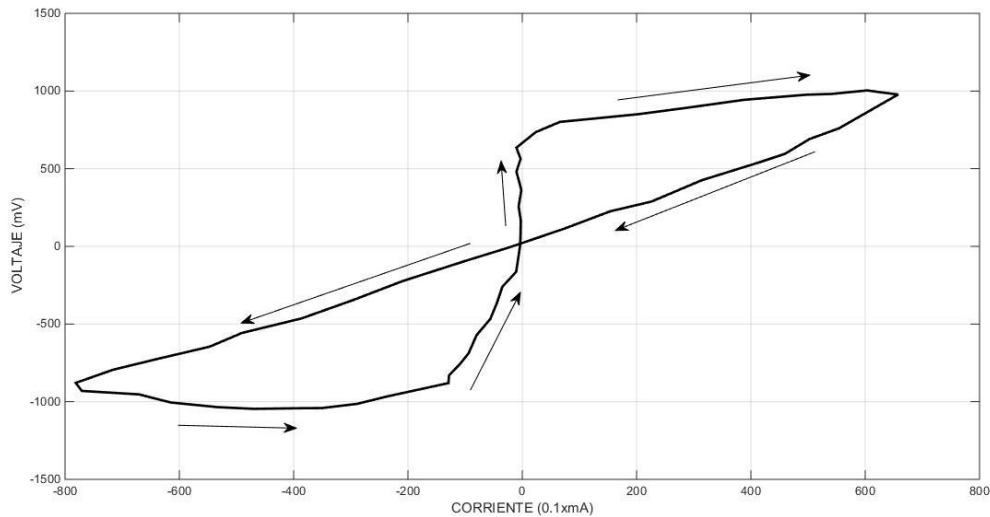


Figura 5.23. Lazo de histéresis pellizado, del TBM (primera característica memristiva [V_7]).

En la figura 5.23 también se observa que la dirección en la que se recorre la trayectoria para formar el lazo memristivo y el cruce por el origen, es del tipo no tangencial, cumpliendo con la condición señalada por Chua en [V_7]. Además, a diferencia del lazo de CD, éste es de forma suave, sin regiones de disparo y el cruce por el origen se realiza sólo en dos direcciones, confirmando que el comportamiento eléctrico del TBM transita cíclicamente en varios estados resistivos, no discretos, que lo califican, como un elemento para control de resistencia analógico. La gráfica muestra resistencia no lineal y, para cualquier valor de corriente, existen dos valores de voltaje, excepto para el origen y posiblemente para los puntos de retorno de los lóbulos. Este comportamiento permanece inalterado mientras no se modifique la amplitud de la señal de entrada. En general, se dice que la magnitud del área del lazo, es decir, el área que ocupan los lóbulos, es proporcional con la magnitud de la señal de voltaje de entrada. Se comprobó experimentalmente que el lazo se forma desde voltajes muy pequeños (menores de 100 mV) y su área aumenta al aumentar la amplitud de la señal de entrada, tal como se muestra en la figura 5.24 donde se presenta el lazo pellizado del TBM, para amplitudes de la señal de entrada de 1, 3, 6, 9, 12 y 15 volts.

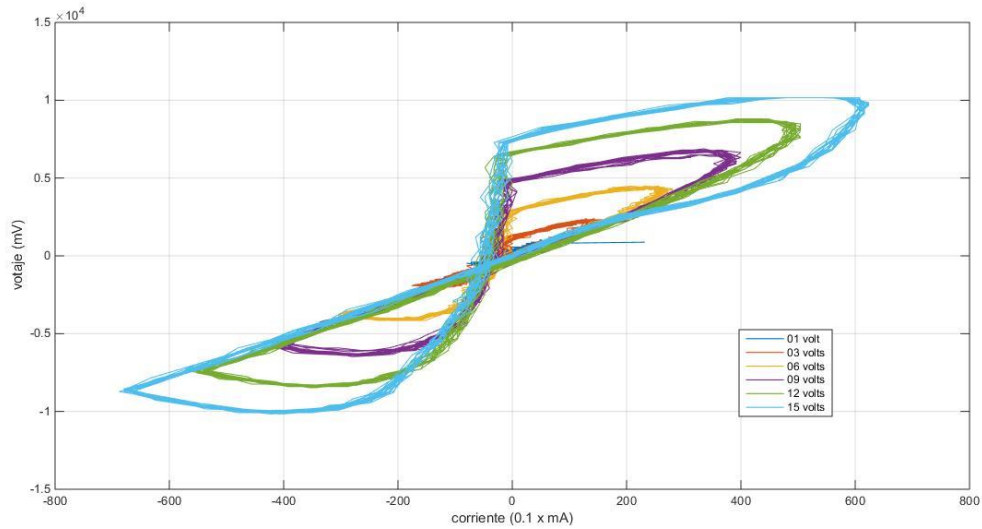


Figura 5.24 Lazo pellizado del TBM, para amplitudes de la señal de entrada de 1, 3, ,6, 9, 12 y 15 volts.

El lazo de histéresis pellizado también depende de la frecuencia, formándose a partir de algunos mHz (para el TBM a 20 mHz) y crece en magnitud con el aumento de la frecuencia hasta una frecuencia f_0 , que se referirá como la máxima frecuencia de crecimiento. Para valores mayores a f_0 , los lóbulos del lazo se vuelven más angostos, conforme aumenta la frecuencia, hasta que degeneran en segmentos lineales en el plano $v-i$. Las figuras 5.25 y 5.26 muestran que el TBM cumple con la segunda y tercera características memristiva distintivas [V_7], de las cuales se desprende que para frecuencias altas el TBM se comporta como un resistor. Lo anterior indica la posibilidad de que a frecuencias mayores que f_0 se tengan contribuciones parasitas de los otros tres componentes básicos.

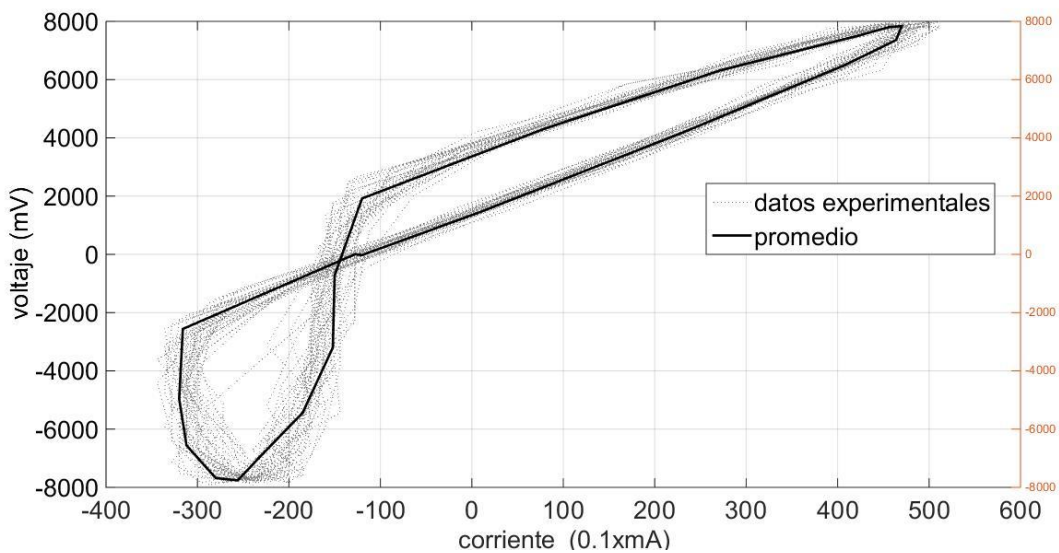


Figura 5.25 Registro del lazo del TBM para 25 Hz (segunda característica memristiva [V_7]).

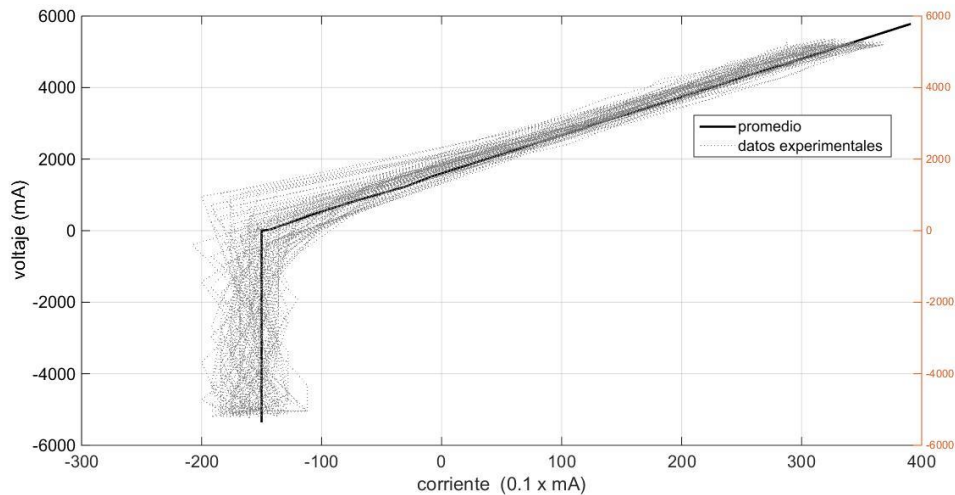


Figura 5.26 Registro del lazo del TBM para 33 Hz (tercera característica memristiva [V_7]).

El registro, para una frecuencia de 33 Hz de la señal de entrada (figura 5.26), muestra que la característica $v - i$ del TBM degenera en dos segmentos de línea, uno de los cuales representa un valor de resistencia finito (línea con pendiente) y uno que indica un valor de corriente constante (línea vertical) que denotaremos como i_c .

Por lo tanto, los resultados experimentales muestran que el comportamiento eléctrico del TBM se aproxima y cumple las tres características distintivas de un memristor, por lo que se considera como un representante del cuarto elemento básico pasivo de los circuitos eléctricos.

El registro de la curva ϕ - q

Esta curva podría ser considerada la cuarta huella distintiva del memristor, pues se desprende directamente de la definición teórica de la memristencia.

La captura de la curva ϕ - q del TBM se realizó aplicando como entrada una onda sinusoidal de 10 Vpp a una frecuencia de 12 Hz, frecuencia en la que esta estructura exhibe su lazo de mayor magnitud, con lóbulos simétricos y que pasa por el origen.

Para obtener la relación ϕ - q se realizó un ajuste de los datos experimentales (puntos) y como resultado se obtuvo la gráfica de la figura 5.27 (continua), utilizando la aplicación MatLab Curve Fitting.

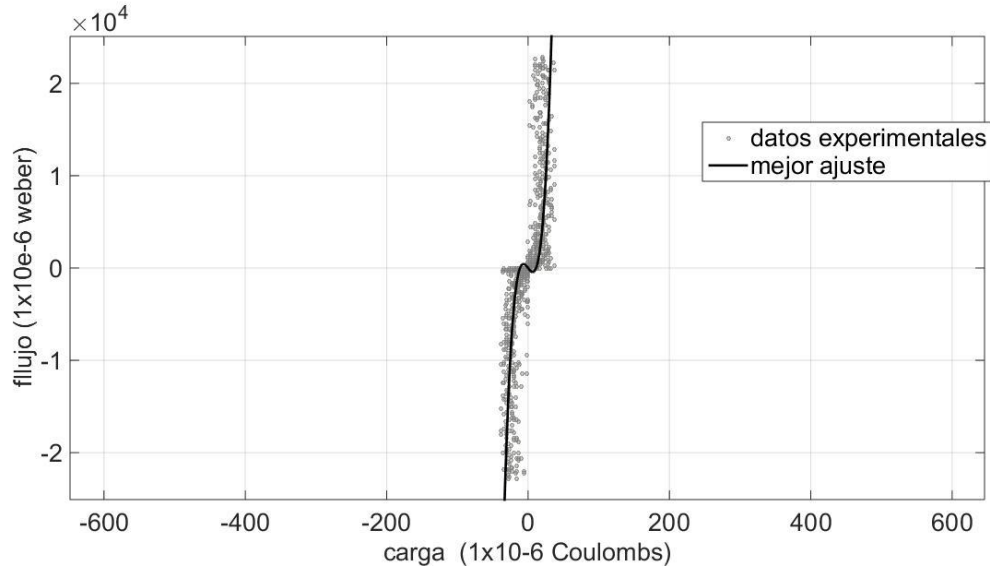


Figura 5.27. Carga de ajuste para obtener la relación ϕ - q del TBM.

El ajuste de datos nos da la siguiente función:

$$\phi(q) = 1.176q^3 + 1.249q^2 \quad (5.9)$$

Si se suministra una entrada periódica del tipo

$$i(t) = A \text{sen}(\omega t) \quad (5.10)$$

Entonces la ecuación (5.5) toma la forma:

$$v(t) = A \left[\frac{3.53A^2}{\omega^2} (1 - \cos \omega t)^2 + \frac{2.498A}{\omega} (1 - \cos(\omega t) + 1) \right] \text{sen} \omega t \quad (5.11)$$

En la expresión del voltaje (5.11), el término $\frac{A}{\omega} \left[\frac{3.53A}{\omega} (1 - \cos \omega t)^2 + 2.498A(1 - \cos(\omega t) + 1) \right]$ corresponde a la impedancia memristiva, que tiene que ver con el comportamiento eléctrico del TBM y, como se aprecia en la expresión, ésta depende directamente del nivel de la señal aplicada, A , e inversamente de su frecuencia, ω . Para $A=0$, esta expresión es 0, no se encuentra definida para $\omega = 0$, y para la condición inicial $t=0$, produce un valor de 0 V. Graficando el modelo de la ecuación (5.11) se produce un lazo F8013 que es una aproximación al obtenido experimentalmente aplicando condiciones similares (figura 5.28); sin embargo, el lazo del modelo es muy distinto al lazo del TBM cuando la frecuencia se reduce a 2 Hz, lo que demuestra que el modelo es válido únicamente para las condiciones de amplitud y frecuencia especificadas. Esto último se muestra de forma simple variando el parámetro ω del modelo y comparándolo con lazo v - i del TBM obtenido experimentalmente.

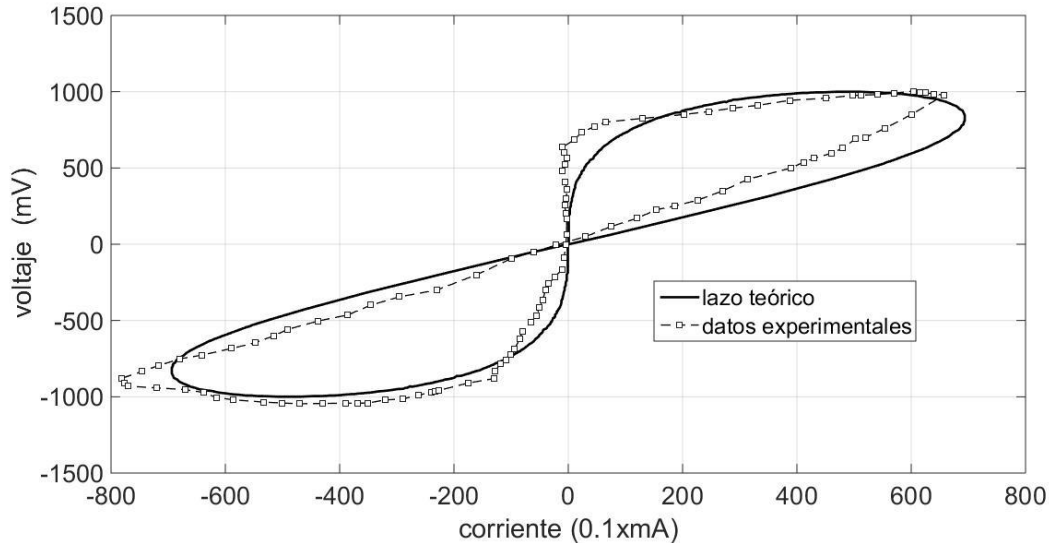


Figura 5.28. Lazos pellizcados para el TBM, obtenidos experimental y del modelo generado.

La forma de la curva $\phi-q$ depende del nivel de amplitud de la señal de entrada y, por lo tanto, tendrá una repercusión en su modelado, el cual representará la relación constitutiva de la memristencia de la estructura, por lo tanto, el modelo $\phi-q$ debe especificarse para el voltaje al que fue obtenido.

En general, se observa que la curva $\phi-q$ sufre modificaciones para un rango de frecuencias que concuerda con el rango en que se mantiene el lazo comprimido, que para el TBM es alrededor de 30 Hz. Sin embargo, para frecuencias superiores a éste rango, la gráfica $\phi-q$ se disuelve, mostrando que se ha perdido el lazo comprimido. Esto concuerda con la evidencia de que el TBM presenta su efecto memristivo de forma pura (un lazo simétrico) para el rango de frecuencias de 0.02 a 11 Hz o en forma menos predominante (lazo asimétrico) para frecuencias de 12 a 31 Hz.

Por lo tanto, debe existir un modelo de memristencia para cada condición diferente de los parámetros amplitud y frecuencia. Esto sugiere que se establecen, para una frecuencia de trabajo fija, modelos que dependan de la amplitud de la señal de entrada, y, por otro lado, otros diferentes para un valor de amplitud constante, dependientes del valor de frecuencia dentro del rango de operación del TBM.

REFERENCIAS

[V_1] M. E. Van Valkenburg, "Network Analysis", Prentice Hall; 3rd. Ed. 1974, Chapter 1.

[V_2] L. Chua; "Memristor-The missing circuit element"; IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol.18, Issu. 5, 1971, pp. 507-519.

[V_3] G. Gandhi, V. Aggarwal; "Memristor as known a century back: The contribution of J. C. Bose and other scientists" (Available on request) mLabs Technical Report MT-005, March, 2013

[V_4] G. Gandhi, V. Aggarwal, L. Chua; "; The First Radios Were Made Using Memristors!"; *IEEE Circuits and Systems Magazine*; Vol. 13, Issu. 2, pp. 8-16, 2013.

[V_5] E. Falcon & B. Castaing; "Electrical conductivity in granular media and Branly'scoherer: A simple experiment", *Am. J. Phys.* 73, pp. 302-307, 2005.

[V_6] M. Sah, C. Yang; Hyongsuk Kim, et.al; "Generic Model of Memristors with Parasitic Components"; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol.62, Issu. 3, pp. 891–898, 2015.

[V_7] S. Adhikari, P. Maheshwar, H. Kim, L. Chua, "Three Fingerprints of Memristor" *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, pp. 3008- 3021, 2013.

[V_8] D. Biolek, Z. Biolek, et.al; "Pinched hysteretic loops of ideal memristors, memcapacitors and meminductors must be self-crossing," *Electron. Lett.*, Vol. 47, Issu. 25, pp. 1385–1387, 2011.

[V_9] D. Biolek; V. Biolkova; Z. Kolka; "Memristor pinched hysteresis loops: Touching points, Part I" *International Conference on Applied Electronics (AE)*, pp. 37-40, 2014.

CAPITULO VI

INTERPRETACIÓN DEL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO DEL TBM

LOS MECANISMOS FÍSICOS DETRÁS DEL COMPORTAMIENTO DEL TBM

Aún no son bien comprendidos los mecanismos físicos subyacentes del fenómeno memristivo que expliquen tanto cualitativa como cuantitativamente las características inusuales de la memristencia [VI_1]-[VI_4].

En forma particular, para el TBM se vuelve una necesidad dar una interpretación de los mecanismos que generan el lazo F8013, ya que dicha interpretación nos brindará información necesaria para el desarrollo de un modelo para este dispositivo.

Supuestos en que se basa la interpretación del comportamiento memristivo del TBM

La estructura del TBM se compone de un sistema metal-aislante-metal. El metal es el acero de las bolas y el aislante la interface creada entre las bolas

La interface de este sistema se localiza en el punto de contacto de las esferas, por lo que es de dimensiones muy reducidas.

La interface se puede considerar como una delgada barrera de potencial, que por las condiciones de presión se puede considerar una barrera cuántica.

Esta barrera ocasiona que el sistema no sea conductor.

Al aplicar un voltaje suficiente para superar la barrera, a través de esta se transmitirá un movimiento de electrones por efectos cuánticos.

Las dimensiones de la interface son de tal magnitud, que el movimiento de electrones produce un efecto diamagnético, bajo la influencia de del campo magnético constante de la tierra. Una ilustración de tal panorama se da en la figura 6.1

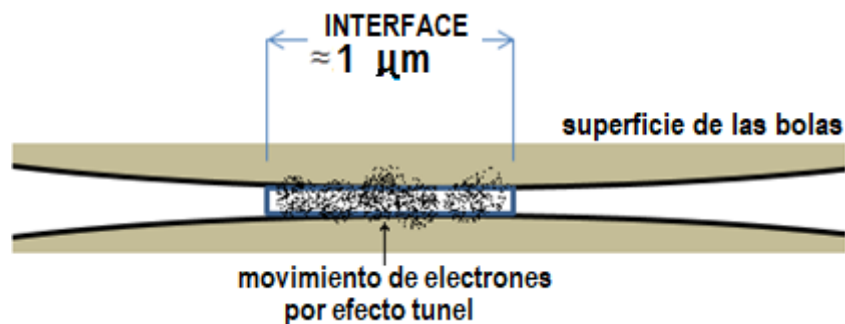


Figura 6.1. Un acercamiento del sistema formado en el punto de contacto del TBM. La corriente producida por el movimiento de electrones creará un efecto diamagnético.

La interacción del efecto diamagnético anterior, junto con el campo eléctrico creado por la polarización del sistema producirán la relación $d\phi/dq$ necesaria para generar el lazo F8013 memristivo en el TBM

Una vez que se formado el lazo F8013 por los mecanismos cuánticos anteriores, su comportamiento eléctrico, también se rige por una relación netamente electromagnética que queda descrito por las ecuaciones de Maxwell

Pr último, la presión a la que están sometidas las bolas de acero del TBM reducirá el grosor de la interface y aumentará el área de contacto, dando lugar a cambios en el fenómeno de histéresis F8013 en el plano $v-i$.

A continuación, se presentan las herramientas teóricas que sustentan las bases para poder establecer una interpretación del comportamiento memristivo del TBM. Estas herramientas se seleccionaron tomando como referencia las observaciones experimentales de los semestres anteriores y la estructura particular del TBM.

El efecto túnel en la memristencia

El comportamiento eléctrico del contacto entre las superficies de las bolas del TBM no se explica de forma simple con las herramientas de la física clásica. Debido a las dimensiones de dicho contacto, deben involucrarse fenómenos cuánticos, en los que predomina el efecto túnel en la conmutación de los estados de conductividad [VI_5]-[VI_8], los cuáles han sido reportados para explicar el funcionamiento del nano-memristor de TiO_2 [VI_2] y [VI_9]-[VI_11].

Para el TBM, se puede aproximar la zona de contacto entre las dos bolas con una interface rectangular (como se muestra en la figura 6.1) producida principalmente por la rugosidad superficial del material, y nivel de oxidación, entre otros, que afectan la conmutación resistiva, haciendo el análisis del mecanismo involucrado muy complicado. Por lo tanto, reducir el grosor de la capa de interface (con presión) ayudará a disminuir los efectos de interface y ayudar a simplificar un modelo físico de los mecanismos de conmutación resistiva.

El potencial de la barra de voltaje queda superado para un voltaje de mayor de 0.5 v. Una vez superada la barrera se crea un movimiento de electrones que se interpreta como de naturaleza cuántica, y es explicado por el efecto túnel. El modelo de conducción de un sistema cuántico en un diodo MIM, que se muestra en la figura 6.2, se puede aplicar al TBM, en este caso se debe considerar, lo cual es muy probable, que los niveles de energía de Fermi en las zonas de las superficies de las bolas metálicas, en donde se realiza el contacto, tengan valores diferentes.

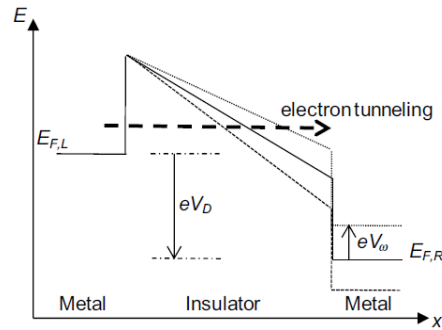


Figura 6.2. Modelo clásico del perfil de banda de conducción de un MIM diodo modulado por una tensión alterna. Tomado de [VI_12]. Los niveles de metal de Fermi se muestran en las regiones izquierda y derecha de la curva, y el borde de la banda de conducción del aislador se muestra en la región central. La señal de CA provoca la diferencia de nivel de Fermi entre la izquierda y la derecha lados de la unión del túnel para oscilar causando un cambio en la distancia de túnel y por lo tanto en la corriente del túnel.

Para dar validación a lo anterior, en la referencia [VI_2] los autores señalan que un potencial de 0.50 V será suficiente para atravesar la barrera túnel creada en el dispositivo reportado. Para una estructura de dos bolas metálicas en contacto en la que se basa el TBM, se observa que para valores de potencial alrededor de 0.5V también se manifiesta la conmutación resistiva, como lo muestra la figura 6.3 obtenida de un registro experimental.

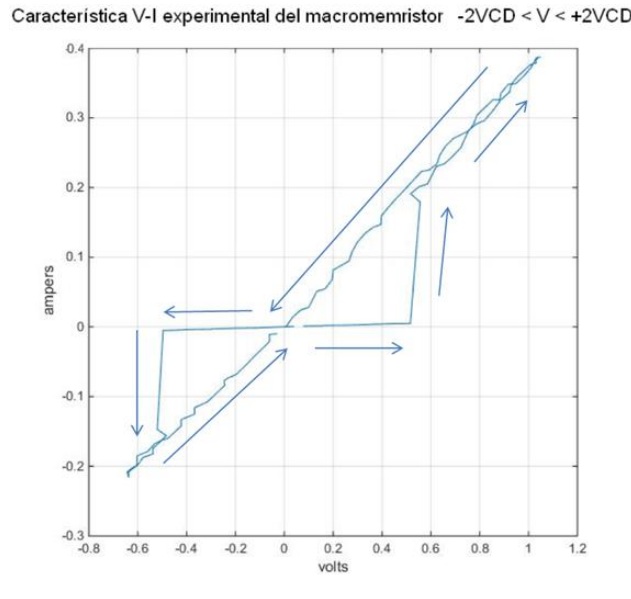


Figura 6.3. Trayectoria cambios de resistividad en el macromemristor.

En la gráfica de la figura 6.3 se aprecia como aumenta la conductividad drásticamente para un valor de voltaje, de aproximadamente -0.5 V y 0.5V. Este resultado se aproxima a los umbrales de conducción por tunelaje reportados en [VI_2] para un memristor y en [VI_1] en donde se propone un efecto túnel para explicar el comportamiento eléctrico de los cohesores.

Otra evidencia del efecto de conducción túnel en el TBM se presenta al determinar el comportamiento de la conductividad de la estructura en función de la presión que se aplica al contacto entre las bolas. Se ha comprobado, de forma experimental, que el área del lazo tiene un comportamiento oscilante decreciente conforme se aumenta la presión.

Se puede hacer una aproximación de cómo cambian las propiedades físicas de los materiales al reducir el tamaño de una partícula metálica. La distancia entre los estados de energía contiguos guarda una relación inversa con el volumen de partículas. Siendo tan reducido, se considerará casi continuos los estados de energía, en un material macro. Este espectro continuo, por consecuencia cambia hacia un conjunto de estados discretos al disminuir en forma considerable el tamaño. El espaciado entre estados adyacentes en unidades de energía, se comporta como la inversa de la raíz cúbica de las dimensiones de la partícula. El hecho de que el espectro se vuelva discreto lleva a profundas modificaciones en aquellas propiedades físicas que dependen de los electrones como la conductividad. En particular, la densidad de estados en el nivel de Fermi, el parámetro que gobierna este tipo de propiedades, está fuertemente influenciado por las dimensiones nano.

En el TBM al someter a presión las bolas, el punto de contacto modifica la geometría de la interface, si se considera rectangular al incrementar la presión aumentará su altura y disminuirá el grosor formando diferentes estados de niveles de energía; estos establecerán una conductividad de magnitud variable, como se muestra en la figura 6.4; sin embargo, para cierta presión el grosor de la interface disminuirá tanto que se crearan niveles desplazando los niveles de Fermi de manera que sólo un porcentaje de la corriente se transmitirá por efecto túnel, disminuyendo drásticamente la conductividad en el TBM.

A continuación, se presenta la gráfica de presión-conductividad obtenida para el TBM (figura 6.4) y la reportada en [VI_13] (figura 6.5), en donde se realiza un experimento con dos películas finas de tungsteno y oro.

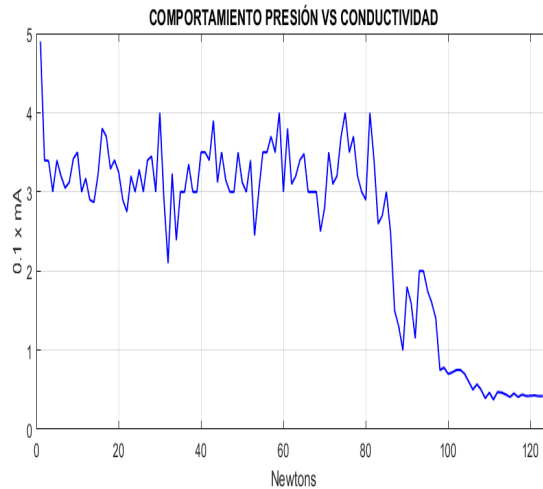


Figura 6.4. Gráfica de corriente-presión obtenida para el TBM.

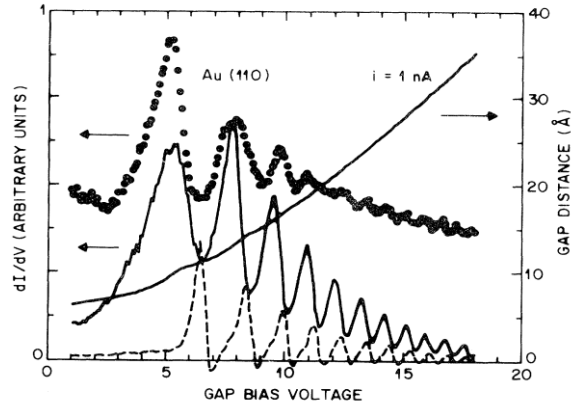


Figura 6.5. Experimento con dos películas finas de tungsteno y oro. Tomadao de [VI_13].

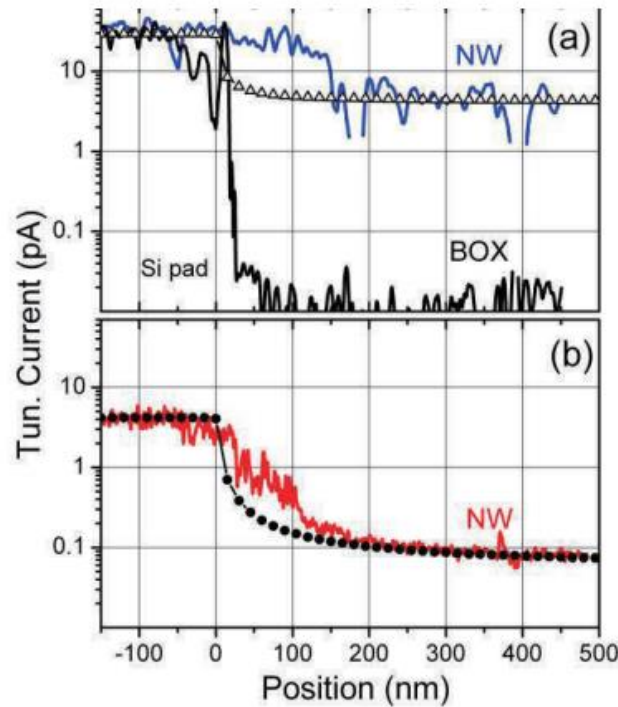


Figura 6.6. Registros de corrientes de túnel, experimentales (líneas continuas) y calculadas (puntos) obtenidas en estructuras de nano-alambres de Si para (a) superficies H-terminadas y (b) superficies pasivas mediante óxido. Tomado de [VI_14].

El comportamiento de la gráfica mostrada en la figura 6.5 es atribuido a un efecto de resonancia túnel. Por lo que se establece, también, la evidencia del fenómeno de tunelaje resonante en el comportamiento eléctrico del TBM, mostrando oscilaciones en donde se observan valores de conductancia de cresta y valores valle (figura 6.3) en los que los niveles de Fermi del TBM se deben alinear, entrando en resonancia, (crestas), o desalinean, saliendo de resonancia (valles). Los niveles de energía del pozo túnel creado en la interface son modificados cuando se modifica el ancho del pozo mediante la presión. Esto ocasiona conductancia de diferente magnitud mientras se incrementa la presión. La dependencia del efecto de tunelaje resonante con la variación de las dimensiones de la interface del contacto establecido, se muestra en la configuración utilizada en [VI_14] donde, se monta una sonda metálica movable sobre una nano-estructura consistente de un soporte de silicio de la que se desprende un nano-alambre de grosor variable mientras se aleja del soporte. En este

caso se considera la distancia de la superficie consistente entre la punta de la sonda y el soporte de Si. Se registró una corriente túnel promedio en cada posición de la punta de la sonda, y el comportamiento de la corriente en la estructura se muestra en la figura 6.6.

EL ENFOQUE ELECTROMAGNÉTICO

En [VI_15], [VI_16] y [VI_17] se muestra que los campos eléctricos y magnéticos se presenta en arreglos de dos esferas conductoras en contacto (la cual es la estructura física estudiada). Aunque en estos trabajos los campos se estudian independientes, no existe razón para no pensar que una relación entre estos dos campos pueda coexistir en estos arreglos. Dado que la memristencia involucra la existencia de ambos campos se desarrolla a continuación una teoría de cómo se relacionan para explicar el comportamiento memristivo del TBM.

El magnetismo no cooperativo o débil, conocido como diamagnetismo, solo es factible si tenemos en cuenta los efectos de la mecánica cuántica. Por tanto, no puede ser explicado usando la mecánica y la electrodinámica clásica [VI_18,19].

El diamagnetismo se adapta exactamente al problema de la mecánica cuántica de un electrón libre moviéndose en una región en la que hay un campo magnético constante. Esta situación produce un conjunto particularmente simple de niveles de energía. Sin embargo, el análisis estadístico-mecánico requerido para esto es bastante complicado [VI_20].

Se considera el campo magnético terrestre como el responsable de aportar el campo magnético constante requerido para generar el efecto de diamagnético producido por la conducción de electrones en el TBM. Lo anterior se justifica por las dimensiones del área de contacto en la que debe manifestarse este campo magnético constante; si es un hecho comprobado que un material magnetizado muy ligero y libre de fricción detecta el campo magnético terrestre, no es de extrañar que el sistema formado en la zona de contacto de las bolas metálicas genere un efecto diamagnético. Dado que esta soportado por la teoría de que el cambio del flujo magnético con respecto a la carga define la memristencia, debe existir este flujo en la estructura del TBM, citando a Richard Feynman "There is Plenty of Room at the bottom", no estaría fuera de lugar suponer esto [VI_21].

Las transformaciones conformes son herramientas que permiten simplificar problemas mediante de preservación del ángulo y la orientación de las funciones antes y después de ser transformadas. Uno de sus principales usos es la solución de la ecuación de Laplace, que constituye un método estándar para resolver problemas de potencial eléctrico en una frontera bidimensional.

Coordenadas bie esféricas

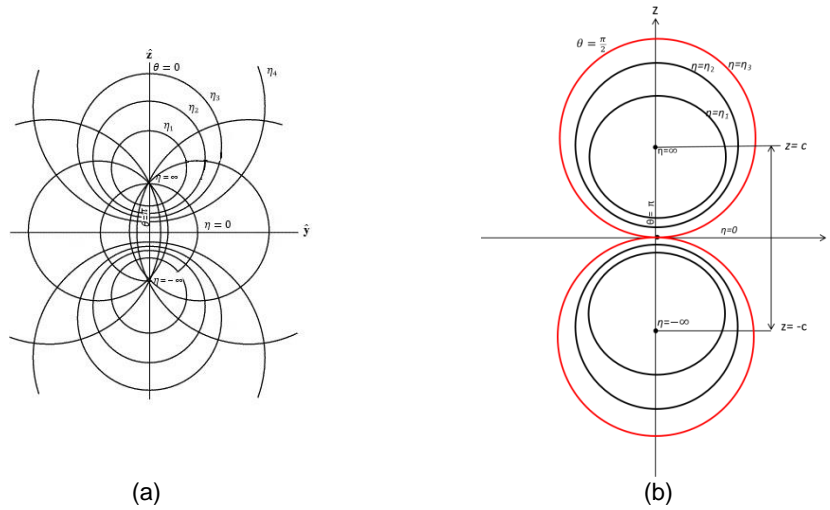


Figura 6.7. Coordenadas bie esféricas. La perspectiva de las figuras de la figura 6.7a y 6.7b es desde el punto de vista de un observador ubicado en el eje x , es decir, la representación tridimensional de coordenadas bie esféricas (η, ψ, θ) se mapea en el plano $X-Y$ [VI_22]. Las η constantes que representan niveles de magnitud, se relacionan con superficies θ constantes y forman figuras parecidas a las de un huso textil si $0 < \theta < \pi/2$, esferas si $\theta = \pi/2$ y en forma de manzana si $\pi/2 < \theta < \pi$. En las coordenadas bie esféricas la ecuación de Laplace es separable [VI_23].

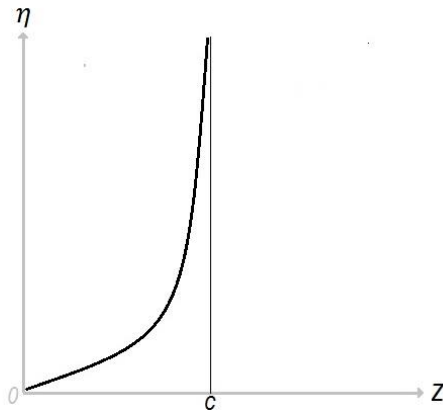


Figura 6.8. Variación de la constante η con respecto al centro c de las esferas (ubicado en el eje Z [VI_24]), por otra parte la línea tangencial del contacto de las bolas descansa en el eje y como se muestra en la figura 6.7b, por lo que se considera como una aproximación del radio de las esferas a la distancia del $z=0$ a c . De la gráfica se observa una relación inversamente proporcional entre el valor del parámetro η y el radio de las esferas.

Para dos esferas de radios iguales siempre es posible definir que el centro de ambas esferas pase por el eje z y puedan ser analizadas por medio de coordenadas bie esféricas [VI_24]. Como los diámetros de las superficies esféricas del TBM forma una línea, el plano $z=0$ estará localizado entre ellas. Además, por estar en contacto, en este caso los constantes η_1 y η_2 , corresponden a las esferas 1 y 2 serán iguales, como se muestra en la figura 6.7b.

El potencial eléctrico en coordenadas biesféricas

El potencial eléctrico se considera como un campo escalar. Todos los campos escalares tienen la propiedad de invariancia bajo la transformación de coordenadas especiales. El valor numérico de un campo escalar es el mismo sin importar como las coordenadas son expresadas. La forma de expresión matemática para el campo variará con las coordenadas. Por ejemplo, si el campo expresado en coordenadas rectangulares es de la forma $\delta=y$, en coordenadas esféricas será de la forma $\delta=r\text{sen}\phi\text{cos}\theta$, para los dos sistemas de coordenadas, el punto rectangular $x=10, y=10, z=0$ (en coordenadas esféricas $r = \sqrt{200}$, $\phi=\pi/2, \theta=0^\circ$) tiene el valor de $\delta=10$.

Ecuación de Laplace en coordenada biesféricas

Mediante coordenadas biesféricas es una forma muy conveniente de resolver la ecuación de Laplace $\nabla^2 \delta = 0$

Tomando los resultados de Jeffery [VI_17], el potencial δ es:

$$\delta = \sqrt{\cosh(\eta) - \zeta} \sum_{n=0}^{\infty} [A_n \cosh(n - \frac{1}{2})\eta + B_n \sinh(n + \frac{1}{2})\eta] P_n(\zeta) \quad (6.1)$$

donde $P_n(\zeta)$ es el polinomio de Legendre de grado n y las constantes arbitrarias A_n y B_n necesitan ser determinadas por medio de las condiciones de frontera.

La gráfica del polinomio esférico de Legendre que modela un sistema de dos esferas en contacto con sus centros a lo largo del eje z y que tienen al plano $z=0$ ubicado entre ellas es de la forma $P_n(\cos\theta)$ con $n=2$.

Sustituyendo $\zeta=\cos(\theta)$ en la ecuación (6.1) y cuando $n=2$ se tiene el factor $P_2(\cos\theta)$, expandiéndolo en potencias de $\cos\theta$ se tiene que:

$$P_2(\cos\theta) = \frac{1}{2}(3\cos^2\theta - 1)$$

En coordenadas biesféricas, para generar un par de η superficies esféricas en contacto, $\theta = \pi/2$, con lo cual la expresión se reduce a $P_2(\cos\frac{\pi}{2})=-1/2$

Y la solución de la ecuación de Laplace se reduce a:

$$\delta = -\frac{1}{2}\sqrt{\cosh(\eta)} \sum_{n=0}^{\infty} [A_n \cosh(n - \frac{1}{2})\eta + B_n \sinh(n + \frac{1}{2})\eta] \quad (6.2)$$

La cual ahora solo queda en términos de la coordenada η que es la variable responsable de generar una familia de círculos coaxiales no concéntricos.

La constante η se relaciona con el tamaño de las superficies esféricas, ya que al variar su valor genera superficies de este tipo, y como se muestra en la figura 6.7, se obtiene una aproximación del radio de las esferas. La relación proporcional inversa entre η y el radio mostrada en la figura 6.8 nos sugiere que el valor de la solución de la ecuación (6.2) será mayor mientras más pequeño sea el diámetro. El valor constante de η , junto con otras consideraciones de simetría de la estructura podría para, simplificar aún más. la ecuación (6.2).

Considerando la definición del memristor es posible obtener una interpretación mediante las ecuaciones electromagnéticas, para este caso se debe expresar las variables ϕ y q . en términos de sus campos magnético y eléctrico B y E respectivamente. Se tiene por las leyes de Gauss

$$\phi = \oint_S A \cdot nda \quad (6.3)$$

$$\oint_S E \cdot nda = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (6.4)$$

donde ρ es la densidad de carga volumétrica, es decir $\rho=q/V$, se tiene entonces que:

$$q = \epsilon_0 V \oint_S A \cdot nda \quad (6.5)$$

Mediante la aplicación del teorema de divergencia

$$\oint_S A \cdot nda = \oint_V (\nabla \circ A) dV \quad (6.6)$$

por la ley de Gauss se tiene

$$\phi = \oint_V (\nabla \circ B) dV \quad (6.7)$$

$$q = \epsilon_0 V \oint_V (\nabla \circ E) dV \quad (6.8)$$

y de la definición de memristencia resulta:

$$M = \frac{\frac{d}{dt} \oint_V (\nabla \circ B) dV}{\frac{d}{dt} [\epsilon_0 V \oint_V (\nabla \circ E) dV]} \quad (6.9)$$

Interpretación electromagnética para el TBM

Por las condiciones de simetría del sistema la superficie S que encierra el volumen V de una de las bolas de acero del TBM es igual al área superficial de la bola. Se supone que esta superficie es independiente del tiempo y, además, los campos son paralelos a la superficial normal de las bolas, es decir, son constantes y se manifiestan más significativamente en el punto de contacto, entonces se considera que:

$$M = \frac{3 \frac{d}{dt} (\nabla \circ B)}{\epsilon_0 4\pi r^3 \frac{d}{dt} (\nabla \circ E)} \quad (6.10)$$

Un inconveniente de esta interpretación es que se tienen que obtener los campos B y E , y las suposiciones no serán del todo precisas por las lagunas de conocimiento del mecanismo físico detrás del comportamiento memristivo, aun cuando el campo eléctrico se obtiene de la ecuación (6.2) y utilizando la ecuación de Laplace para la condición: $\nabla^2 \delta = 0$

Por su geometría y la falta de un campo de referencia teórico la determinación del campo magnético B del TBM resulta mucho más complicado y no es un problema trivial, aunque se han manejado aproximaciones [VI_25].

EL MÉTODO DE ECUACIONES DE MAXWELL CUASI-ESTÁTICAS

La forma diferencial de las ecuaciones de Maxwell (6.11), (6.12), (6.13) y (6.14) y de la ecuación de distribución de carga (6.15) están dadas de la siguiente manera

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (6.11)$$

$$\nabla \times H = J_f + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (6.12)$$

$$\nabla \circ D = p_f \quad (6.13)$$

$$\nabla \circ B = 0 \quad (6.14)$$

$$\nabla \circ J_f = -\frac{\partial p_f}{\partial t} \quad (6.15)$$

donde:

$$D = \epsilon_0 E + P \quad (6.16)$$

$$B = \mu_0(H + M) \quad (6.17)$$

La principal característica de las ecuaciones de Maxwell es que el campo eléctrico es proporcional a la razón de cambio respecto al tiempo del campo magnético B , y que el campo magnético es proporcional a la razón de cambio respecto al tiempo del campo eléctrico D , como lo indican las ecuaciones (6.11) y (6.12). Esta forma particular de acoplamiento desaparece cuando los campos son invariantes en el tiempo. Debido a que los campos no dependen del tiempo, tanto (6.11) como (6.12) se determinan en forma independiente, considerando la distribución de carga y la distribución de corriente que está presente en un material lineal de conductividad finita σ . Por esta razón los problemas de campos estáticos son menos complejos de analizar que los campos dinámicos

Entonces en el enfoque estático para un material conductor se tiene:

$$\nabla \times E = 0 \quad (6.18)$$

$$J = \sigma E \quad (6.19)$$

y la ecuación (6.12) se convierte en

$$\nabla \times H = \sigma E \quad (6.20)$$

Aunque en el enfoque estático el campo eléctrico es independiente del campo magnético, existirá una dependencia del campo magnético con el campo eléctrico, como lo establece la ecuación (6.20).

El desarrollo siguiente está basado en trabajo realizado por Fano [VI_25].

Con la introducción de un familia de tiempos τ , en general, si un circuito contiene varias ramas, fuentes de tensión y fuentes de corriente independientes, todas las fuentes de tensión y todas las fuentes de corriente del circuito serán funciones de τ solamente. Por otra parte, cada tensión nodal y cada corriente de rama se expresarán, en general, como funciones de τ y de ϵ , parámetros que están relacionados con el tiempo (t) por la relación (6.21).

$$\tau = \epsilon t \quad (6.21)$$

De esta forma la derivada con respecto al tiempo de B se escribe en la forma

$$\frac{dB}{dt} = \frac{dB}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = \epsilon \frac{dB}{d\tau} \quad (6.22)$$

y las otras derivadas se expresan de una manera similar. A partir de las ecuaciones (6.11), (6.12) y (6.15), se obtienen:

$$\nabla \times E = -\epsilon \frac{\partial B}{\partial \tau} \quad (6.23)$$

$$\nabla \times H = J_f + \epsilon \frac{\partial D}{\partial \tau} \quad (6.24)$$

$$\nabla \circ D = p_f \quad (6.25)$$

$$\nabla \circ B = 0 \quad (6.26)$$

$$\nabla \circ J_f = -\epsilon \frac{\partial p_f}{\partial \tau} \quad (6.27)$$

Las ecuaciones (6.25) y (6.26), permanecen sin cambio ya que no involucran derivadas con respecto al tiempo.

Se consideran estas ecuaciones desde el punto de vista del acoplamiento entre campo eléctrico y campo magnético. Las dos derivadas de B y D con respecto a τ se multiplican por ϵ de manera que el acoplamiento resultante de ellas es pequeño para valores pequeños de ϵ . En el límite, cuando ϵ se aproxima a cero, el acoplamiento desaparece por completo, y las ecuaciones se reducen a las de campos estáticos. Esto tiene sentido físico porque, en el caso de este límite, todas las magnitudes electromagnéticas varían a una velocidad muy lentamente y, por lo tanto, deben obedecer las leyes estáticas.

Se deduce que, para una condición donde $\epsilon=0$, el campo eléctrico puede ser evaluado independientemente del campo magnético.

Para un ϵ pequeño, diferente de cero, el acoplamiento introducido por las derivadas con respecto a τ es proporcionalmente pequeño. Entonces, se espera que E y H sean funciones continuas de ϵ y no difieran mucho de sus valores para $\epsilon=0$. De hecho, para valores muy pequeños de ϵ se aproxima como:

$$E = (E)_0 + \epsilon \left(\frac{\partial E}{\partial \epsilon} \right)_0 \quad (6.28)$$

$$H = (H)_0 + \epsilon \left(\frac{\partial H}{\partial \epsilon} \right)_0 \quad (6.29)$$

donde el subíndice 0 indica que la cantidad entre paréntesis se evalúa para $\epsilon=0$. Estas dos ecuaciones son válidas en cada punto en el espacio y para cada valor de τ ; sin embargo para simplificar, si se asume que los material de estudio son todos lineales e isotrópico, los resultados, por lo tanto, de E y H evaluados para $\epsilon=0$ y sus derivadas con respecto a ϵ , también evaluados para $\epsilon=0$, son todas solo funciones de τ .

Las derivadas con respecto a valores muy pequeños de ϵ en las ecuaciones (6.28 y (6.29) se evalúan directamente a partir de las ecuaciones (6.23), (6.24) y (6.27) como sigue:

Se derivan (6.23), (6.24) y (6.27) con respecto a ϵ , y se fija el valor de ϵ igual a cero, para producir

$$\nabla \times \left(\frac{\partial E}{\partial \epsilon} \right)_0 = - \frac{\partial}{\partial \tau} (B)_0 \quad (6.30)$$

$$\nabla \times \left(\frac{\partial H}{\partial \epsilon} \right)_0 = \left(\frac{\partial J_f}{\partial \epsilon} \right)_0 + \frac{\partial}{\partial \tau} (D)_0 \quad (6.31)$$

$$\nabla \circ \left(\frac{\partial J_f}{\partial \epsilon} \right)_0 = - \frac{\partial}{\partial \tau} (\rho_f)_0 \quad (6.32)$$

Las cantidades que se diferencian con respecto a τ en el lado derecho de estas ecuaciones se obtiene de las soluciones estáticas y, por lo tanto, se consideran como conocidas. Se deduce que $(\partial E / \partial \epsilon)_0$ y $(\partial H / \partial \epsilon)_0$ se determinan de forma independiente al igual que los campos estáticos. Así, ambos términos en el lado derecho de (6.28) y (6.29) se pueden evaluar sin tener que resolver las ecuaciones de campo simultáneamente.

Si se requiere más precisión que la ofrecida por las aproximaciones lineales dadas por las ecuaciones (6.28) y (6.29), se añade términos cuadráticos en ϵ , proporcionales a las segundas derivadas de E y H respecto de ϵ , evaluadas en $\epsilon=0$. Se añaden términos cúbicos, proporcionales a las terceras derivadas, y así. Se supone a este respecto que todas las series pueden ser diferenciadas con respecto a las variable independiente τ , por ejemplo: $rot E = rot E_0 + \epsilon rot E_1 + \epsilon^2 rot E_2 + \dots$, entonces se escribe como:

$$E(\epsilon) = E_0(\tau) + \epsilon E_1(\tau) + \epsilon^2 E_2(\tau) + \dots \quad (6.33)$$

$$H(\epsilon) = H_0(\tau) + \epsilon H_1(\tau) + \epsilon^2 H_2(\tau) + \dots \quad (6.34)$$

donde

$$E_0(\tau) = [E(\epsilon, \tau)]_{\epsilon=0} \quad (6.35)$$

$$E_1(\tau) = \left[\frac{\partial E(\epsilon, \tau)}{\partial \epsilon} \right]_{\epsilon=0} \quad (6.36)$$

$$E_k(\tau) = \frac{1}{k!} \left[\frac{\partial^k E(\epsilon, \tau)}{\partial \epsilon^k} \right]_{\epsilon=0} \quad (6.37)$$

H_0 , H_1 y H_k son definidos de manera similar. Todas las otras cantidades electromagnéticas son expresadas de manera similar, como potencias de ϵ ; Por ejemplo,

$$\nabla \times E = \nabla \times E_0 + \epsilon \nabla \times E_1 + \epsilon^2 \nabla \times E_2 + \dots \quad (6.38)$$

Para las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell, si todos los términos de su expresión de potencias de ϵ se agrupan en un solo lado, y se igualan a cero se obtiene la forma homogénea para la ecuación (6.23), entonces se tiene:

$$\nabla \times E_0 + \epsilon \left(\nabla \times E_1 + \frac{\partial B_0}{\partial \tau} \right) + \epsilon^2 \left(\nabla \times E_2 + \frac{\partial B_1}{\partial \tau} \right) + \dots = 0 \quad (6.39)$$

La ecuación (6.39) debe satisfacerse para todos los valores de ϵ ; cercano a cero, es decir, la suma infinita de los términos en el lado izquierdo ser aproximadamente igual a cero. Esta condición sólo se cumple si los coeficientes de todas las potencias de ϵ son iguales a cero por separado. Lo mismo es cierto para las otras ecuaciones cuasi-estáticas. Se sigue que de cada una de estas ecuaciones homogéneas. Se obtiene el conjunto de orden cero.

Por las consideraciones de isotropía D y B se simplifican de la forma:

$$D = \epsilon_0 E \quad (6.40)$$

$$B = \mu_0 H \quad (6.41)$$

De los resultados de (6.39) y de (6.40) y (6.41) y tomando en consideración las ecuaciones (6.23), (6.24) y (6.27), se obtiene el conjunto ecuaciones de orden cero de la siguiente forma:

$$\nabla \times E_0 = 0 \quad (6.42)$$

$$\nabla \times H_0 = J_{f_0} \quad (6.43)$$

$$\nabla \circ \epsilon E_0 = \rho_{f_0} \quad (6.44)$$

$$\nabla \circ \mu H_0 = 0 \quad (6.45)$$

$$\nabla \circ J_{f_0} = 0 \quad (6.46)$$

Y para el conjunto de primer orden:

$$\nabla \times E_1 = -\mu \frac{\partial}{\partial \tau} H_0 \quad (6.47)$$

$$\nabla \times H_1 = J_{f_1} + \epsilon \frac{\partial}{\partial \tau} E_0 \quad (6.48)$$

$$\nabla \circ \epsilon E_1 = \rho_{f_1} \quad (6.49)$$

$$\nabla \circ \mu H_1 = 0 \quad (6.50)$$

$$\nabla \circ J_{f_1} = -\frac{\partial}{\partial \tau} \rho_{f_0} \quad (6.51)$$

Las ecuaciones de orden cero (6.47) a (6.51)) son claramente del tipo estático. Por tanto, E_0 y H_0 se determinan independientemente como campos estáticos, aunque son ambas funciones de la familia en el tiempo τ . Y se consideran, desde un punto de vista físico, como campos de variación lenta. Las ecuaciones de primer orden también se resuelven mediante métodos de campo estático, porque las derivadas con respecto a τ de B_0 , D_0 y ρ_{f0} se obtienen de los campos de orden cero. Las ecuaciones del orden k -ésimo se solucionan de manera similar, por métodos de campo estático, porque las cantidades que se diferencian con respecto a τ se generan de los campos de orden $k-1$. Así, todos los términos en las expansiones en serie de E y H son evaluados sucesivamente resolviendo solamente ecuaciones del tipo estático.

El método de la serie de potencias se vuelve útil cuando la solución simultánea de las ecuaciones de Maxwell se complica, y, se estima que, los dos o tres primeros términos de la serie proporcionan una respuesta suficientemente precisa para muchos problemas electromagnéticos. Su aplicación radica en el hecho de que los campos de orden cero y de primer orden son suficientes para describir el comportamiento de los sistemas a bajas frecuencias [VI_25].

Así, con la ayuda del método de análisis de la serie de potencias de las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell, se aprecia la relación entre la teoría de circuitos y la teoría de campos electromagnéticos.

LA TEORÍA DE CIRCUITOS COMO UNA APROXIMACIÓN CUASI-ESTÁTICA

Los elementos canónicos básicos

De los cuatro elementos eléctricos básicos de un circuito, tres de ellos: el capacitor, el inductor y el resistor están bien explorados y definidos. Por otra parte, el memristor, el cuarto elemento, se encuentra en exploración y aún no es bien comprendida la memristencia, el fenómeno eléctrico que genera; de esta forma, solo a través de la experimentación, se ha demostrado su existencia. Sin embargo, en un futuro, se espera que adquiera la importancia de los otros tres dispositivos conocidos.

Utilizando las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell, a cada uno de estos cuatro elementos eléctricos, se le asocia un tipo de aproximación único.

Si cada rama de una red eléctrica se caracteriza por dos variables, el voltaje de rama $v(t)$ y la corriente de rama $i(t)$. Existen tres tipos posibles de relaciones lineales entre estas variables de rama que implican, como máximo, sus primeras derivadas, y que define a los tres elementos conocidos, sin embargo, en contraste, el memristor se define como la razón de cambio de las integrales de las variables de rama.

Definición de los elementos canónicos en función de su voltaje de rama y corriente de rama

1. Para el capacitor; La corriente de rama es proporcional a la derivada temporal de la tensión

$$i = C \frac{dv(t)}{dt}$$

donde la constante de proporcionalidad C es, por definición, la capacitancia de rama.

2. Para el inductor. La tensión de rama es proporcional a la derivada temporal de la corriente

$$v = L \frac{di(t)}{dt}$$

3. Para el resistor. El voltaje de derivación es proporcional a la corriente

$$v = Ri(t)$$

4. Para el memristor: El voltaje de rama es proporcional a la corriente y el factor de proporcionalidad M a la razón de las integrales de voltaje y la corriente

$$v = Mi(t) \text{ donde } M = \frac{\int_{t_0}^t v(\sigma) d\sigma}{\int_{t_0}^t i(\sigma) d\sigma}$$

Se considera un capacitor, como un elemento que acopla una corriente a la derivada en el tiempo de una tensión; el inductor, como elemento que acopla una tensión a la derivada en el tiempo de una corriente; el resistor como un elemento que proporciona acoplamiento mutuo entre tensión y corriente; y al memristor, como elemento no lineal que acopla la sumatoria definida en el tiempo de la tensión y corriente.

A continuación, se establece una aproximación basada en los campos cuasi-estáticos asociados a los cuatro elementos.

Aproximación cuasi-estática de un capacitor.

Un campo eléctrico de orden cero E_0 genera, como lo expresa la ecuación (6.48), un campo magnético de primer orden H_1 , que es proporcional a la derivada de E_0 . Correspondientemente, la derivada en el tiempo de la (densidad) carga ρ_{f0} de orden cero, asociada al campo eléctrico de orden cero por la ecuación (6.44), da lugar, por medio de la ecuación (6.51), a una (densidad) corriente de primer orden J_{f1} asociada con el campo magnético de primer orden, por medio de la ecuación (6.48). Por otra parte, el campo eléctrico de orden cero es conservativo y ser representado por un potencial escalar. Por lo

tanto, se puede concluir que la corriente de primer orden se considera como originada por la derivada en el tiempo del potencial de orden cero. Esta es la relación funcional, única, característica de los capacitores.

Aproximación cuasi-estática de un inductor.

Un campo magnético de orden cero H_0 genera, como lo expresa la ecuación (6.47), un campo eléctrico de primer orden E_1 , que es proporcional a la derivada de H_0 . Este campo eléctrico, sin embargo, no es conservativo (el rotacional de E_1 es diferente a cero) y, por lo tanto, en general, no es sustituible por un potencial escalar. Este hecho genera una dificultad para utilizar determinados voltajes de terminal en la representación de circuitos de elementos inductivos. Sin embargo, esta dificultad se supera considerando que no está presente un campo eléctrico de orden cero E_0 suponiendo que las espiras conductoras del inductor poseen conductividad infinita, entonces, el campo eléctrico de orden uno E_1 satisfacen las ecuaciones (6.47) y (6.49) [VI_25]. Por lo tanto, se concluye que el campo eléctrico de primer orden E_1 y cualquier voltaje asociado con él se consideran como generados por la derivada con respecto al tiempo de la corriente asociada al campo magnético de orden cero H_0 . Esta es la relación funcional, única, característica de los inductores.

Aproximación cuasi-estática de un resistor

Como se había mencionado anteriormente el acoplamiento entre los campos eléctricos y los campos magnéticos dados por las ecuaciones (6.11) y (6.12) desaparece cuando se consideran independientes de tiempo. Por otro lado, existe otro tipo de acoplamiento entre el campo eléctrico y el campo magnético que esta presente incluso cuando los campos son independientes del tiempo. Este tipo de acoplamiento surge de las corrientes de conducción, y, por lo tanto, está asociado con la disipación. Si se supone, por ejemplo, que la corriente está presente en un material conductor lineal de conductividad finita σ . Entonces dentro de tal material, se debe cumplir $J_0 = \sigma E_0$ por otro lado de la ecuación (6.43) se tiene: $\nabla \times H_0 = J_{f_0}$, esto implica que el campo magnético de orden cero H_0 genera el campo eléctrico de primer orden E_0 . En este caso el acoplamiento entre el campo eléctrico y la densidad de corriente no implica ninguna derivada. Además, el campo eléctrico es conservativo y representable por un potencial escalar, se deduce, que la densidad de corriente queda expresada por el potencial independientemente de cualquier derivada en el tiempo. Esta la relación funcional, única, característica de los resistores.

Aproximación cuasi-estática de un memristor

Fano [VI_25], en 1960, comentó que para el acoplamiento entre los dos campos de primer orden H_1 y E_1 , no existía, en ese entonces, una situación correspondiente en la teoría de circuitos. Sin embargo, Chua, diez años después, en 1970, establece, la que, sin duda, es su aportación principal, retomando esta controversia en la teoría de circuitos, y actualizándola, proponiendo al memristor, como el elemento definido por la relación funcional entre el acoplamiento del campo magnético de primer orden y el campo eléctrico de primer orden. La contribución de Chua fue relacionar la memristencia con la razón del cambio en el tiempo del flujo magnético con la razón de cambio en el tiempo de la carga.

Según Chua la memristencia se define por una relación no lineal entre el flujo magnético ϕ y la carga q mediante la siguiente expresión:

$$M = \frac{\frac{d\phi}{dt}}{\frac{dq}{dt}} = \frac{d\phi}{dt} \frac{dt}{dq} = \frac{d\phi}{dq} \quad (6.52)$$

Para dar una interpretación del memristor mediante las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell se debe utilizar el campo magnético de primer orden H_1 (cuya integral de superficie es proporcional a q) y el eléctrico E_1 , (cuya integral de superficie es proporcional a ϕ). De las ecuaciones cuasi-estáticas se tiene entonces que las expresiones que relacionan los campos magnético y eléctrico de primer orden (ecuaciones 6.49 y 6.50) son producidos por los cambios instantáneos en el tiempo (derivadas) de los campos eléctrico y magnético de orden cero respectivamente, las expresiones de estos, también se expresaran como:

$$\nabla \times E_1 = -\mu \frac{\partial H_0}{\partial t} \quad (6.53)$$

$$\nabla \times H_1 = J_{f_1} + \epsilon \frac{\partial E_0}{\partial t} \quad (6.54)$$

Es decir, la memristencia estaría definida dada por (6.55)

$$M = \frac{\mu \frac{\partial H_0}{\partial t}}{\epsilon \frac{\partial E_0}{\partial t}} = -\frac{\nabla \times E_1}{\nabla \times H_1 - J_{f_1}} \quad (6.55)$$

A partir de la expresión (6.55) se tiene una pista de la interpretación del comportamiento eléctrico del TBM y del lazo F8013 que produce. Con el uso de las ecuaciones cuasi-estáticas se da una interpretación de los cuatro elementos básicos de circuito, la cual se resume en la tabla de la figura 6.9.

ELEMEN TO	E_0	E_1	H_0	H_1
R	▶	■	▶	■
C	$\partial/\partial t$	■	■	▶
L	■	▶	$\partial/\partial t$	■
M	■	▶	■	▶

Figura 6.9. Tabla de definición de los elementos básicos de circuito en términos de campos cuasi-estáticos de Maxwell.

De la tabla de la figura 6.9 se verifica que:

1. Un resistor solo se produce por el acoplamiento entre el campo eléctrico de orden cero y el campo magnético de orden cero.
2. Un capacitor solo se produce por el acoplamiento entre el campo magnético de primer orden la razón de cambio instantáneo del campo eléctrico de orden cero.

3. Un inductor solo se produce por el acoplamiento entre campo eléctrico de primer orden y la razón de cambio instantáneo del campo magnético de orden cero.
4. Un memristor solo se producirá por el acoplamiento entre el campo eléctrico de primer orden y el campo magnético de primer orden.

UNA INTERPRETACIÓN DEL FENÓMENO DE MEMRISTENCIA DEL TBM

Finalmente, con las bases teóricas expuestas en este capítulo es posible dar una Interpretación del fenómeno de memristencia del TBM.

El fenómeno de la memristencia es eléctricamente iniciado por un proceso de efecto conducción túnel que se presenta en la zona de contacto de las bolas, donde se forma una barrera de potencial debida, entre otras, a la propia función de trabajo de las superficies de las bolas, las rugosidades y los contaminantes. El movimiento de electrones, al atravesar la barrera de potencial cuando viajan de una bola a la otra, genera una pequeña corriente, que se propone sea la corriente J_{T1} , de la ecuación (6.55), la cual es responsable de generar el efecto diamagnético producido por el campo magnético terrestre, este efecto diamagnético es necesario y suficiente para aportar el flujo magnético de la memristencia. Por su parte, por la polarización del punto de contacto involucra el movimiento de cargas en la estructura del TBM. Sin embargo, experimentalmente, se ha observado que una vez se ha formado el lazo F8013 en el TBM por este fenómeno, el comportamiento del lazo obedece a una interacción de efectos cuánticos y efectos electromagnéticos de los campos eléctricos y magnéticos descritos por las ecuaciones de Maxwell. Se puede hacer uso de las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell para dar una interpretación que gobierna el comportamiento del lazo F8013 para un rango de frecuencias muy bajas, en las cuales el lazo tiene manifestación. La interpretación obtenida de las ecuaciones cuasi-estáticas de Maxwell indica que están presentes en el TBM los dos campos de primer orden, y estos serán responsables del comportamiento del lazo de histéresis F8013, (pero que es formado inicialmente iniciado por el proceso de tunelaje). El campo de eléctrico de primer orden E_1 asegura el cruce del lazo por el origen mientras el campo magnético H_1 será el responsable de los lóbulos del lazo. A pesar de que se ajusta bien esta descripción cuasi-estática, al comportamiento del TBM para bajas frecuencias, sin embargo, aún están presentes los efectos cuánticos como lo muestra experimentalmente el hecho de que la presión a la que están sometidas las bolas de acero reducirá el grosor de la interface y aumentará el área de contacto, dando lugar a cambios en el fenómeno de histéresis F8013 en el plano $v-i$.

RERERENCIAS

[VI_1] E. Falcon "Electrical conductivity in granular media and Branly's coherer: A simple experiment"; *American Journal of Physics* 73, 302, 2005

[VI_2] M. Hansen, M. Ziegler, et. al.;"A double barrier memristive device"; *Scientific Reports* 5, Article number: 13753, 2015.

[VI_3] A. Mazady, M. Anwar "Memristor: Part I—The Underlying Physics and Conduction Mechanism"; *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 61, Issu. 4, pp. 1054-1061, 2014.

[VI_4] H. Abunahla, et.al. "MemSens: Memristor-Based Radiation Sensor"; *IEEE Sensors Journal*, Vol. 18, Issu. 8, pp. 3198-3205, 2018.

[VI_5] Kim, H. Lu, et.al;"Ferroelectric Tunnel Memristor"; *Nano Letters*, 2012, vol. 12 Issu. 11, pp.5697–5702, 2012.

[VI_6] S. Nandakumar, B. Rajendran; "Physics-based switching model for Cu/SiO₂/W quantum memristor (wolframio)"; *74th Annual Device Research Conference (DRC)*, pp. 1-2, 2016.

[VI_7] D. Bilenko, V. Galushka, et. al.; "Memristor structures based on tunnel-thin organic dielectric and porous silicon layers"; *2012 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, pp. 436-437, 2012.

[VI_8] D. Beischer and A. Winkel, "Experimentelle Bestimmung der Größe der magnetischen Elementargebiete von Nickel und Eisen", *Die Naturwissenschaften* Vol. 25, Issu. 26-27, pp. 420-423 1937.

[VI_9] T. Xiao-Bo, X. Hui; "Characteristics of titanium oxide memristor with coexistence of dopant drift and a tunnel barrier"; *Chinese Physics B*, Volume 23, Number 6, 068401, 2014.

[VI_10] A. Daoud, A. Dessouki; "Accuracy Enhancement of Pickett Tunnelling Barrier Memristor Model"; *ICITACEE conference*, 201

[VI_11] T. Xiao-Bo, X. Hui, L. Qing-Jiang; "The conductive mechanisms of a titanium oxide memristor with dopant drift and a tunnel barrier"; *Chinese Physics B*, Volume 22, Number 8, 088502, 2013.

[VI_12] S. Grover, S. Joshi and G. Moddel; "Quantum theory of operation for rectenna solar cells"; *2013 J. Phys. D: Appl. Phys.* 46 135106, 7 pp.

[VI_13] R.S. Becker, et al "Electron Interferometry at Crystal Surfaces", *Phys. Rev. Lett.* 55, 987-990 (1985).

[VI_14] good L. Bolotov, T. Tada, etc.; "Nanoscale Characterization of Silicon-On-Insulator Nanowires by Multimode Scanning Probe Microscopy"; *Trans. Mat. Res. Soc. Japan* 38[VI_2], pp. 265-268, 2013.

[VI_15] I. S. Jacobs and C. P. Bean; "An Approach to Elongated Fine-Particle Magnets" *Phys. Rev.* 100, pp. 1060-1067, 1955

[VI_16] D. Beischer and A. Winkel, "Experimentelle Bestimmung der Größe der magnetischen Elementargebiete von Nickel und Eisen", *Die Naturwissenschaften* Vol. 25, Issu. 26-27, pp. 420-423 1937.

[VI_17] G. B. Jeffery; "On a Form of the Solution of Laplace's Equation Suitable for Problems Relating to Two Spheres"; *The Royal Society*, pp. 1364-5021, 1912

[VI_18] K. H. J. Buschow y F. R. De Boer. "Physics of Magnetism and Magnetic Materials". Kluwer Academia Publishers, New York (2003).

[VI_19] Bernard C. Bailey "Solid-State Physics Introduction to the Theory"; Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2007, pps. 164-166.

[VI_20]. M. Getzlaff. "Fundamentals of Magnetism". Springer-Verlag, Berlin (2008).

[VI_21]. R. P. Feynman. "There's Plenty of Room at the Bottom. An invitation to open up a new field of physics". *Engineering and Science* 23:5, 22 (1960).

[VI_22] Bispherical Coordinates." From MathWorld--A Wolfram Web Resource.
<https://mathworld.wolfram.com/BisphericalCoordinates.html>

[VI_23] Moon, P. and Spencer, D. E. " Field Theory Handbook, Including Coordinate Systems, Differential Equations, and Their Solutions", 2nd ed. New York: Springer-Verlag, pp. 110-112, 1988.

[VI_24] R. Shankar Subramanian, R. Balasubramaniam; "The Motion of Bubbles and Drops in Reduced Gravity" Cambridge University Press, ed. 1 2001

[VI_25] R. Fano; "Electromagnetic Fields, Energy, and Forces"; Wiley, pp.520, 1960.

CAPITULO VII

MODELADO DEL MACROMEMRISTOR TBM

EL MODELO DEL MEMRISTOR

Se ha dedicado una cantidad considerable de trabajo al desarrollo de modelos matemáticos capaces de reproducir la compleja dinámica exhibida por los dispositivos memristivos a nivel nano. Más que nunca, la disponibilidad de modelos precisos, generales y sencillos es crucial para la investigación de la dinámica no lineal de circuitos basados en el memristor [VII_1], [VII_2].

La comunidad científica considera el modelo de Pickett [VII_3] como punto de referencia. El valor real de este modelo reside en el hecho de que se derivó sobre la base de experimentos, proporcionando, de esta forma, alguna pista sobre los mecanismos físicos en el origen del comportamiento único del memristor de TiO_2 , por lo que se ha elaborado el modelo de Pickett en PSpice [VII_4].

Sin embargo, se carece de un modelo que sea aplicable al memristor para representar al dispositivo como un elemento de circuito analógico. Dicho modelo deberá basarse, como en [VII_3], en los registros experimentales y en la estructura física del dispositivo; además, deberá ser capaz de dar una explicación al fenómeno de la memristencia de la estructura y derivar en una relación $v(i)$ o $i(v)$ para su interacción con los modelos presentes en la teoría de circuitos eléctricos.

HACIA EL MODELADO DEL TBM

Toda descripción del comportamiento eléctrico de un dispositivo, visto desde sus terminales, constituye un modelo de circuito para dicho elemento.

De lo anterior y de las perspectivas de los registros experimentales y de la profundidad que se intente, pueden existir varios modelos para un dispositivo. El modelo deberá estar guiado por una cierta comprensión del comportamiento físico interno de dicho dispositivo. Para el TBM, hasta este momento, y por el trabajo experimental realizado, se ha conseguido ya ese nivel de comprensión, el cual es suficiente para sugerir una interpretación del comportamiento eléctrico inusual que generado por el dispositivo.

Todo modelo podrá representar el comportamiento de un componente tan solo en las condiciones de funcionamiento, las cuales están limitadas por las características de los experimentos realizados para confeccionar un marco teórico. Por lo tanto, se debe elegir un modelo que sea adecuado para las condiciones de los registros experimentales y para las aplicaciones en las que es utilizado. En general, un modelo con mayor exactitud requiere de un conocimiento más profundo que complica su análisis. Sin embargo, es factible dar una aproximación del comportamiento eléctrico de un dispositivo con modelos más simples basados en los elementos básicos de circuito, R, L y C.

Una característica común de los tres elementos básicos, que es bien conocida, es el comportamiento eléctrico en frecuencias. Para cada elemento su conductividad con

respecto a la frecuencia es muy simple. Para la resistencia su conductividad se mantiene constante para toda frecuencia; la capacitancia por su parte, aumenta su conductividad al aumentar la frecuencia; y en la inductancia existe una disminución al incrementarse la frecuencia. Por lo regular, el cambio que experimenta la conductancia con la frecuencia es suficiente para identificar al dispositivo, y sirve como un modelo muy simple. Este comportamiento se mantiene por lo regular para el rango de frecuencias, limitado generalmente por los circuitos activos y las fuentes de señal cuando es conectado a un circuito. Sin embargo, para altas frecuencias, al modelo de un elemento se le deben agregar los efectos parásitos de los otros dos [VII_5].

Por su parte, el TBM exhibe un comportamiento complejo dependiente de la frecuencia de la señal de entrada, aún incluso para señales de baja frecuencia, por lo que la construcción de un modelo para el TBM basado en los elementos R, L, y C, ofrece una herramienta que simplifica la complejidad en frecuencia y ser útil para representar el comportamiento eléctrico que éste nuevo dispositivo en los diferentes rangos de su frecuencia de operación.

Se sugiere que para la construcción de un modelo aplicable al TBM, se deben tomar en cuenta varios rangos de frecuencia específicos y es necesario investigar el comportamiento de las redes formadas con los tres circuitos básicos conocidos (R, L, C) y el TBM (M). Como se mencionó, el comportamiento de las redes básicas formadas con R, L y C, es bien conocido en la teoría de los circuitos. El contraste del comportamiento esperado de estas redes cuando se les conecte el dispositivo memristivo, ayudara a identificar los elementos básicos necesarios para integrar un modelo cuyo comportamiento eléctrico aproxime al de alguna de las regiones de comportamiento del TBM.

COMPORTAMIENTO DEL LAS REDES RLC CON EL TBM INCLUIDO

Del análisis básico de las redes eléctricas se deducen las impedancias para los tres elementos conocidos son

$$Z_R(j\omega) = R$$

$$Z_L(j\omega) = j\omega L$$

$$Z_C(j\omega) = \frac{1}{j\omega C}$$

Por otra parte, la forma general de la impedancia compleja es:

$$Z(j\omega) = R + jX(j\omega) \quad (7.1)$$

Donde $Z(j\omega)$ es la impedancia de la red como respuesta a la frecuencia ω , R es la parte real disipativa de la red, y no depende de ω , y $jX(j\omega)$ es la impedancia reactiva de los elementos que almacenan energía y cuyo comportamiento es variable con la frecuencia. Los elementos de circuito que tienen este comportamiento son la inductancia y la capacitancia. Si consideramos:

$$Z(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} \quad (7.2)$$

De la ecuación (7.2) se consideran la impedancia desde la siguiente perspectiva:

- 1) La impedancia $Z(\omega)$ es directamente proporcional al voltaje $V(\omega)$
- 2) La impedancia es inversamente proporcional a la corriente $I(\omega)$

Si se considera la relación de proporcionalidad que existe entre $Z(\omega)$ y $V(\omega)$ es posible establecer que el estudio del comportamiento de $V(\omega)$ sea considerando, en proporción directa, como un comportamiento aproximado de $Z(\omega)$.

A continuación, se exploran algunas construcciones experimentales las cuales generan información valiosa para comprender el comportamiento eléctrico del TBM.

Los registros experimentales del comportamiento de la amplitud del voltaje con la frecuencia para los cuatro elementos básicos, se muestran en el Figura 7.1: Se emplean valores de R , L y C que permitan establecer una frecuencia de resonancia de las redes que pueda ser registrada por los instrumentos. De esta forma, $R = 10\text{ K}\Omega$, $L = 100\ \mu\text{H}$ y $C = 0.047\ \mu\text{F}$ fueron los valores utilizados para construir los circuito de experimentación.

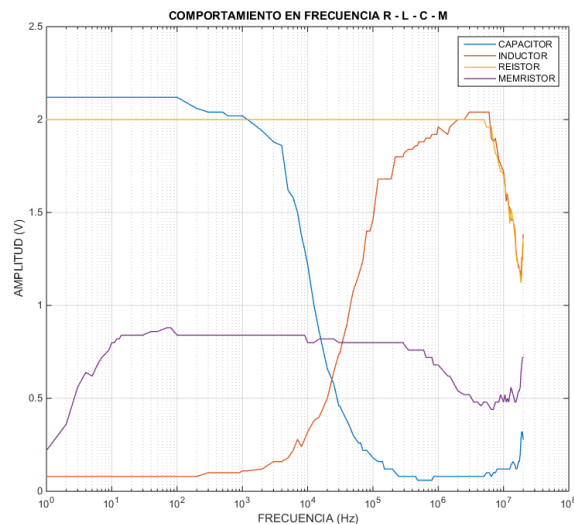


Figura 7.1 Comportamiento del voltaje con la frecuencia para los elementos básicos.

EL TBM EN REDES EN SERIE

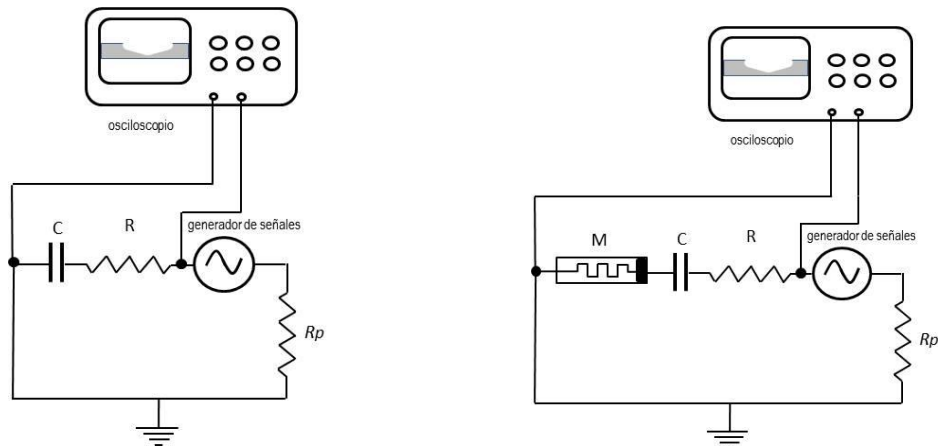


Figura 7.2a. Circuitos de la red en RC y RCM en serie.

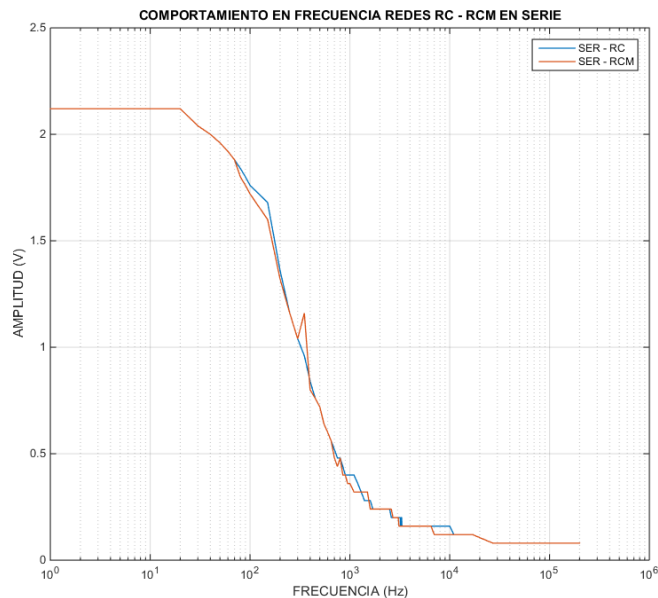


Figura 7.2b. Comportamiento del voltaje con la frecuencia para las redes RC (azul) y RCM (naranja) en serie.

Como se observa en la gráfica de la figura 7.2b. Los registros experimentales voltaje-frecuencia de las de los dos circuitos de la figura 7.2a son casi idénticos. Para las demás redes en serie el comportamiento voltaje-frecuencia, también es prácticamente el mismo cuando incluyen la conexión en serie de un TBM; la igualdad de este comportamiento es un indicador de que en redes en serie el efecto memristivo es dominado por el efecto de los otros tres elementos: Por lo tanto, estos circuitos no brindan información valiosa acerca del comportamiento en frecuencia del TBM y no serán documentados.

Sin embargo, el comportamiento voltaje-frecuencia de R en forma independiente y el de la red formada por el R y TBM en serie proporcionará el valor de la resistencia particular del TBM para altas frecuencias, la cual corresponderá a uno de los segmentos lineales del lazo F8013 degenerado.

Red R en comparación con RM serie

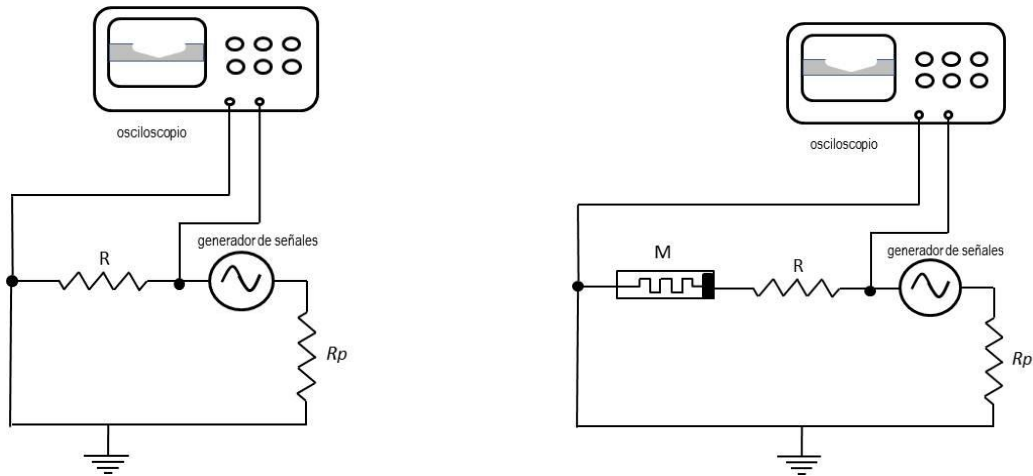


Figura 7.3a. Circuitos de la red R y RM en serie.

De la figura 7.3a se deduce que de esta configuración determina el valor de la componente de resistencia parásita del TBM para un rango de frecuencia de 1 KHz a 1 MHz. Como el valor de la resistencia es independiente de la frecuencia, para determinar el valor de la resistencia del TBM (R_M), basta determinar la diferencia entre los valores experimentales de la caída de voltaje en R y en la red R-TBM de la figura 7.3b, además el valor de la corriente que circula en el circuito serie. Esta corriente real, que es de 0.4 mA, fue medida con un multímetro.

De esta forma, la resistencia R_M será:

Valor del voltaje de R constante para la frecuencia indicada = 2.00 V

Valor del voltaje de la red R-TBM constante para la frecuencia indicada = 2.06 V

Valor de la corriente serie 0.4 mA

Entonces:

$$R_M = \frac{2.06 - 2.00}{0.0004} = \frac{0.06}{0.0004} = 150 \Omega \quad (7.3)$$

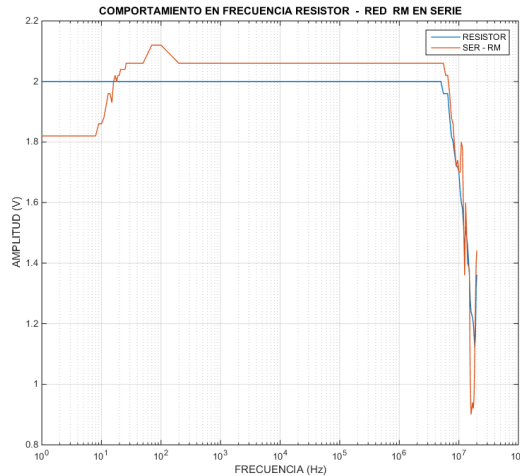


Figura 7.3b. Comportamiento del voltaje con la frecuencia en R y con la red R-M.

Tal parece que el efecto principal observado en las gráficas es que el TBM manifiesta una resistencia baja (del orden de 150 Ω). Esto nos lleva a concluir que las redes donde se conecte el TBM en serie no verán afectado su comportamiento eléctrico; por otro lado, el efecto de la presencia del TBM se manifestará solo cuando las redes se conecten en paralelo. Sin embargo, lo anterior no es concluyente, por ejemplo, si el TBM es conectado en paralelo con un elemento que presenta una alta impedancia en bajas frecuencias, como es el caso de un capacitor, la baja resistencia del TBM dominará y se manifestará al modificar el comportamiento eléctrico, pero no será determinante cuando sea conectado para aquellos elementos de muy baja impedancia que presenten algunas redes.

Tomando en cuenta lo anterior, se procede a explorar el circuito RLC en paralelo.

EL TBM EN REDES EN PARALELO

La frecuencia de resonancia de la red RLC en paralelo brinda información para modelar el comportamiento eléctrico del TBM para frecuencias, por lo que se procederá a su análisis. Sea la expresión de impedancia para un circuito RLC en paralelo tal como el mostrado en la figura 7.5a:

$$Z(j\omega) = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (7.4)$$

el circuito presenta una frecuencia de resonancia ω_0 , determinada por

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{CL}} \quad (7.5)$$

y factor de calidad Q :

$$Q = \frac{\omega_0}{\beta} \quad (7.6)$$

donde β es el ancho de banda de la amplitud de resonancia.

La figura 7.4b muestra la gráfica de la amplitud de voltaje contra la frecuencia, para la red RLC en paralelo de la figura 7.4a.

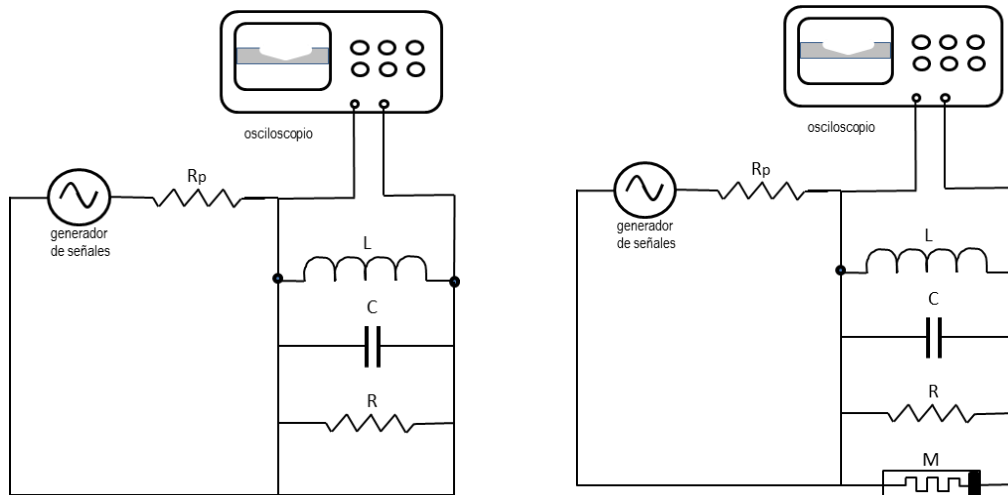


Figura 7.4a. Circuitos de la red RLC y RLCM en paralelo.

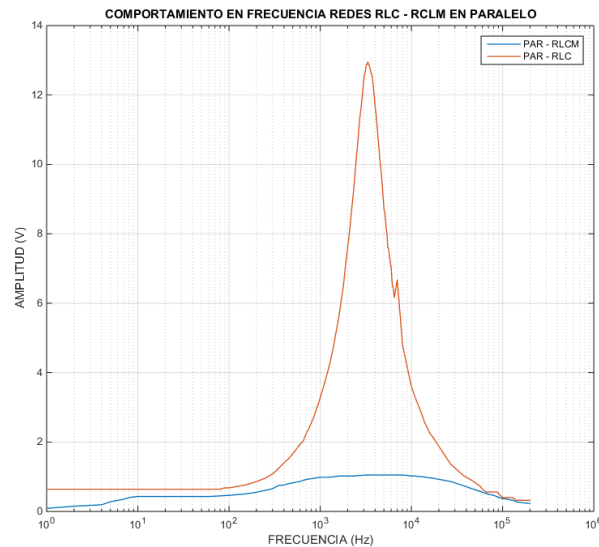


Figura 7.4b. Comportamiento en frecuencia de las redes RCL–RCL(TBM) en paralelo.

En la Figura 7.4b se observa que si no se encuentra conectado el TBM la amplitud del voltaje de la conductancia ($1/Z(\omega)$) es máxima a la frecuencia de resonancia ω_0 . Pero cuando se conecta el TBM en paralelo, este comportamiento de la impedancia se pierde y se obtiene un valor de menor amplitud de voltaje a la frecuencia ω_0 . De esta forma, se interpreta, que el cambio en los valores de los componentes reactivos es ocasionado por el TBM, lo cual lleva a señalar que el modelo del TBM debe incluir elementos parásitos del modelo de Chua [VII_6]. Dicho modelo tiene mayor preponderancia alrededor de la frecuencia ω_0 , donde se atenúa la amplitud de voltaje.

Las observaciones experimentales anteriores nos brindan información importante de la presencia de elementos parásitos en el comportamiento en frecuencia del TBM, los cuales deben tomarse en cuenta para proponer modelos aplicables a sus diferentes frecuencias de operación.

EL MODELO DEL TBM

EL ENFOQUE DEL MODELO DE CAJA NEGRA

Se justifica un enfoque de modelado de caja negra solamente cuando la física del dispositivo y los mecanismos de operación no están bien entendidos [VII_7]. Este es un caso aplicable al memristor en general y al TBM en particular.

El enfoque de la caja negra involucra cuatro pasos [VII_7].

1. Observaciones experimentales
2. Modelado matemático
3. Validación del modelo
4. Síntesis con elementos de circuito

A continuación, se comentan éstos cuatro pasos hasta cierto grado conseguidos para el TBM

1.- Para el TBM se cuenta con una base experimental bastante completa, la cual incluye la caracterización en CD, la caracterización en CA e implementación de la estructura.

2.- Retomando la ecuación (5.11) del capítulo V se concluye que la expresión

$$\frac{A}{\omega} \left[\frac{3.53A}{\omega} (1 - \cos\omega t)^2 + 2.498A(1 - \cos(\omega t)) \right]$$

puede ser usada para modelar matemáticamente, al menos, para las condiciones de voltaje y frecuencia establecidas, la relación $v-i$ del TBM.

3.- La validación del modelo se da al aproximar la gráfica generada por el modelo matemático y la gráfica de los registros experimentales mostrados en la figura 5.22 del capítulo V.

4.- El comportamiento del lazo F8013 generado por el TBM dependen en forma compleja de la frecuencia. Sin embargo, se identifican tres regiones diferentes de operación en cada una de las cuales las características del lazo exhiben un comportamiento eléctrico diferente. Por lo tanto, a cada una de éstas regiones se les asignará un modelo diferente de circuitos.

Región memristiva pura. - Es una región que abarca desde algunas milésimas de Hz hasta aproximadamente 10 Hz. En ella el TBM genera un lazo F8013 que cumple con las características memristivas ideales: los lóbulos del lazo guardan simetría entre ellos y su punto de cruce toca el origen del plano $v-i$. Éstas características se mantienen en el rango de frecuencias indicado. El lazo F8013 crece cuando se incrementa la frecuencia y como consecuencia el área de sus lóbulos aumenta. Este comportamiento es único del memristor que lo diferencia de los otros elementos básicos, por lo que el modelo de circuito será representado por el símbolo propuesto por Chua en [VII_8] para el memristor. Figura 7.5.

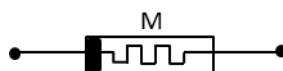


Figura 7.5. Modelo del TBM para la región memristiva pura.

Región pseudo-memristiva. - Esta región se inicia para un valor de frecuencia ω_i donde el memristor presenta su lazo F8013 ideal y más optimizado en área y amplitud. Para frecuencias mayores a ω_i , (para el TBM $\omega_i=10$ Hz) el lazo pierde simetría y el cruce de los lóbulos se aleja del origen del plano V-I. Sin embargo, como en la región memristiva pura, el lazo crece en longitud con el aumento de la frecuencia, pero sus lóbulos se hacen angostos reduciendo su área, hasta que degeneran en un par de segmentos lineales. Para esta región se asignará el modelo de la figura 7.6 propuesto por Chua en [VII_6], que incluye componentes de circuitos parásitos que ocasionan que los lóbulos del lazo sufran deformaciones y se aleje del origen del plano $v-i$. Se agrega la fuente de corriente I_p para tomar en cuenta el nivel de corriente agregado que se traduce como un desplazamiento horizontal del lazo F8013 como se muestra en la figura 7.7

El principio y los conceptos de la teoría de circuitos detrás de este modelo de circuito genérico se documenta en varias publicaciones sobre modelado de dispositivos [VII_9], [VII_10], [VII_11].

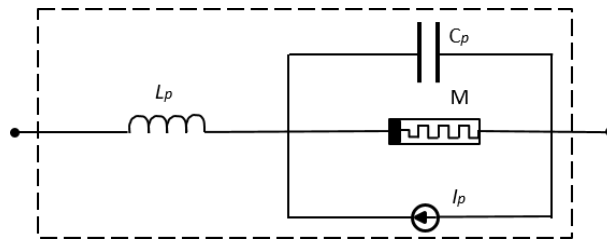


Figura 7.6. Modelo del TBM para la región pseudo-memristiva.

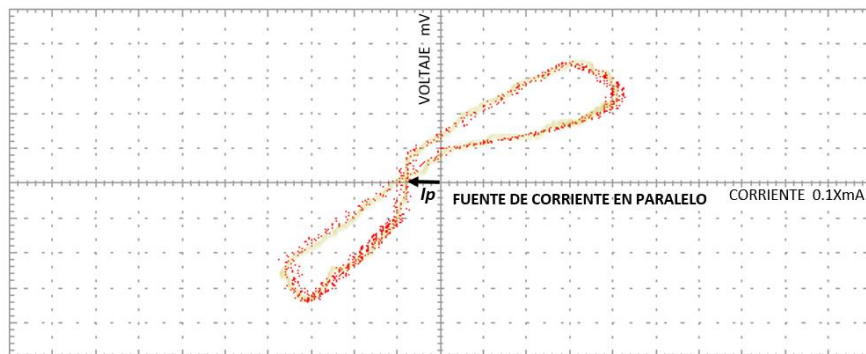


Figura 7.7. Justificación experimental para la inserción de una fuente de corriente en paralelo en el modelo del TBM para la región pseudo-memristiva.

Región de resistencia constante. - La región pseudo-memristiva termina con el lazo convertido en un par de segmentos de líneas características, una con resistencia constante (que en el caso del TBM es de 150Ω) y uno con un valor de resistencia infinita que ser considerado como un circuito abierto en donde se mantiene constante corriente. Se considera que aún siguen estando presentes los elementos parásitos que ocasionan que la gráfica degenerada no cruce por el origen, por lo tanto, el modelo de circuitos propuesto

para esta región se muestra en la figura 7.8. La resistencia R_{hf} representa el segmento con resistencia constante. Las fuentes de voltaje E_p y corriente I_p muestran sus efectos en esta región pues el punto de cruce del alzo se aleja del origen tanto vertical como horizontal lo que implica las contribuciones de voltaje y corriente, respectivamente, de estas fuentes parasitas, como se muestran en la figura 7.9.

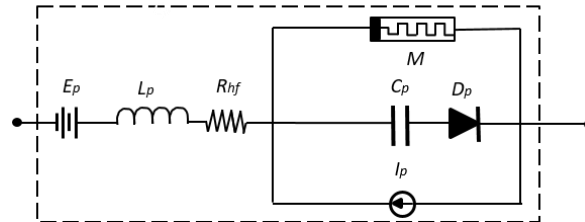


Figura 7.8. Modelo del TBM para la región de resistencia constante.

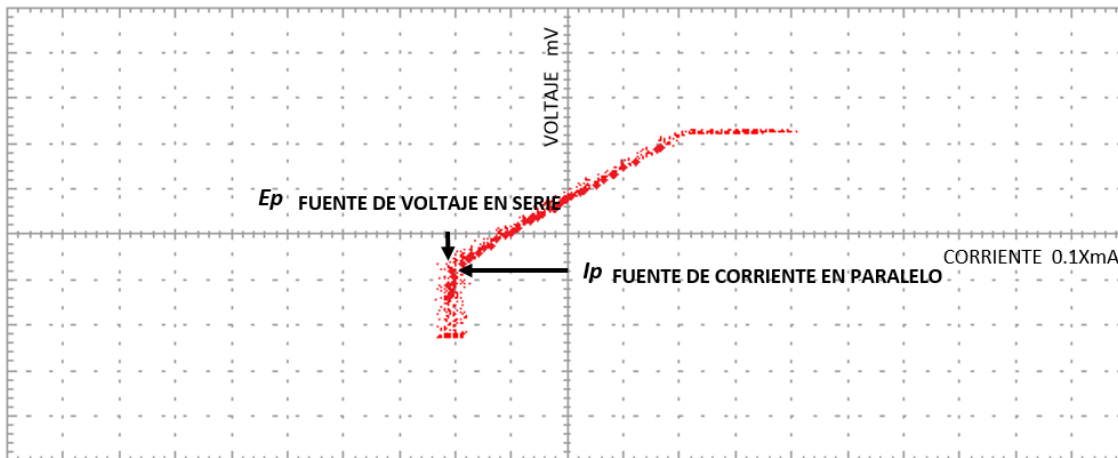


Figura 7.9. Justificación experimental para la inserción de una fuente de voltaje en serie y una fuente de corriente en paralelo en el modelo del TBM para la región de resistencia constante.

REFERENCIAS

[VII_1] F. Corinto, et. al.; "Nonlinear dynamics of memristor oscillators"; *IEEE Trans. Circuits Syst. I; Reg. Papers*; Vol. 58 Issu., 6, pp. 1323–1336, 2011.

[VII_2] A. Talukdar, A. G. Radwan, et. al.; "Nonlinear dynamics of memristor based 3rd order oscillatory system" *Microelectron. J.*; vol.43, no. 3, pp. 169–175, 2012.

[VII_3] D. Pickett, D. Strukov, et.al; "Switching dynamics in titanium dioxide memristive devices"; *Journal of Applied Physics*; 106, 074508, 2009.

[VII_4] H. Abdalla, M. D. Pickett, "SPICE modeling of memristors," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, pp. 1832–1835, 2011

- [VII_5] Ott Henry, " *Electromagnetic Compatibility Engineering*" Wiley & Sons; 2009, USA.
- [VII_6] M. Sah, L. Chua, et.al; "A Generic Model of Memristors with Parasitic Components"; *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*; Vol., 62, Issu. 3, pp. 891–898, 2015.
- [VII_7] L. Chua;"Device modeling via nonlinear circuit elements"; *IEEE Transactions on Circuits and Systems*; Vol:27, Issu. 11, pp. 1014-1044, 1980.
- [VII_8] L. Chua; "Memristor-The missing circuit element"; *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol.18, Issu. 5, 1971, pp. 507-519.
- [VII_9] L. O. Chua, "Device modeling via basic nonlinear circuit elements," *IEEE Trans. Circuit Syst.*, vol. CAS-27, no. 11, pp. 1014–1044, 1980.
- [VII_10] L. O. Chua, *Introduction to Nonlinear Network Theory*. New York: McGraw-Hill, 1969.
- [VII_11] L. O. Chua and P. M. Lin, *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms and Computational Techniques*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1975.

CAPITULO VIII

EFFECTO DE LA VARIACIÓN DE PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA EN LA MEMRISTENCIA DEL TBM

La presencia del lazo memristivo F8013 generado por el TBM es una prueba de que esta estructura califica como memristor. El lazo F8013 es una manifestación de la presencia de la memristencia contenida en la estructura del TBM y, como cantidad eléctrica básica, está afectada por la geometría de la estructura, como se comprueba en los registros experimentales obtenidos.

La memristencia es una cantidad que se debe cuantificar para ser aplicable al modelado y simulación del memristor y el desarrollo de las aplicaciones con este dispositivo.

Por lo tanto, es trascendente encontrar como se afecta la memristencia del TBM en términos de los parámetros físicos que determinan la geometría de su estructura. Debido a esto la cuantificación de la memristencia del TBM se convierte en una herramienta importante para contrastar los cambios en la memristencia debidos a la variación de los parámetros de la estructura.

CUANTIFICACIÓN DE LA MEMRISTENCIA

La memristencia debe ser considerada como una nueva cantidad de los circuitos eléctricos. Sin embargo, hasta la fecha, no están bien comprendidas sus características cuantitativas ni cualitativas. El nombre de memristor, (resistencia con memoria) no ayuda mucho a atribuirle su origen canónico. Su definición lleva a concluir que el memristor es un tipo especial de elemento resistivo, por otra parte, la estructura básica multicapas de los memristores fabricados, entre ellos el TBM, involucran la presencia de un capacitor. Esto crea un paradigma que sugiere, erróneamente, que la memristencia es en realidad un fenómeno de alguna combinación de elementos básicos clásicos.

El único testimonio que evidencia el origen canónico del memristor es el lazo F8013 que genera en el plano $v-i$, por lo tanto, el estudio del lazo proporciona una herramienta para estudiar la memristencia de una estructura.

Cuantificar la memristencia es un problema abierto que se complica por la falta de la comprensión para entender el comportamiento eléctrico del memristor. Por lo que, se vuelve fundamental el estudio de lazo F8013. El cómputo del área del lazo F8013 en el plano voltaje-corriente se ha estudiado en detalle en [VIII_1], [VIII_2], [VIII_3] y [VIII_4]; sin embargo, el cálculo del área propuesto es aplicado a un memristor ideal y a suposiciones teóricas que simplifican el problema. No existe estudio del cálculo del área de lazo en registros de $v-i$ en memristores experimentales. Sin embargo, se propone una aproximación siguiendo la definición de la memristencia.

Se sabe que la carga q y el flujo magnético ϕ son funciones del tiempo t , es decir, que pueden ser expresadas como $q(t)$ y $\phi(t)$ respectivamente; entonces, para un memristor controlado por carga, la memristencia se define como

$$M = \frac{d\phi(q)}{dq} \quad (8.1)$$

Si definimos una función $\vartheta(t) = \phi[VIII_q(t)]$, aplicando la regla de la cadena se tiene:

$$\frac{d\vartheta(t)}{dt} = \frac{d\phi}{dq} [q(t)] \frac{dq}{dt} = M \frac{dq}{dt} \quad (8.2)$$

Entonces

$$M = \frac{\frac{d\vartheta(t)}{dt}}{\frac{dq}{dt}} \quad (8.3)$$

Pero

$$\vartheta(t) = \phi = \int_0^t v(\tau) d\tau \quad y \quad q(t) = \int_0^t i(\tau) d\tau$$

Por lo tanto

$$M(t) = \frac{d\vartheta(t)}{dq} = \frac{d \int_0^t v(\tau) d\tau}{d \int_0^t i(\tau) d\tau} \quad (8.4)$$

Siendo la ecuación (7.10) una definición alternativa de la memristencia, que es la cantidad eléctrica muy peculiar del TBM, y de todos los memristores. Otra característica que distingue al memristor de los tres elementos básicos clásicos es que las formas de onda del voltaje y la corriente en este dispositivo se distorsionan y esto da origen a la formación en el plano $v-i$ de un lazo cruzado en el origen. Entonces, podemos afirmar, que esta característica en el plano $v-i$ está directamente relacionada con los comportamientos del voltaje y la corriente en el dispositivo. Como es posible registrar los comportamientos del voltaje y la corriente en el TBM, entonces, es posible realizar el cálculo de las integrales definidas de éstos para un ciclo completo del lazo. Si bien es cierto que estas integrales están definidas desde 0 a un tiempo t_0 , podemos dividir este intervalo en pequeños sub-intervalos y entonces podemos calcular las integrales definidas para cada uno de estos intervalos de tiempo y almacenar los resultados en un vector que contenga todos los valores de acumulados de 0 a t_0 . De esta forma podremos graficar la relación entre los vectores de acumulación del voltaje y el de acumulación de corriente, al obtener la pendiente de esta gráfica. Por lo tanto, este cálculo es una aproximación de la memristencia contenida en el lazo F8013 del TBM de cuyas características $v-i$ fueron procesados los vectores de acumulación.

La aproximación propuesta de la memristencia nos brinda una herramienta para cuantificar y comparar la memristencia de diferentes lazos F8013 y poder explorar la influencia en el comportamiento memristivo de los principales parámetros de diseño de la estructura del TBM. Esto también es de utilidad para redirigir, en estudios futuros, el diseño e implementación del prototipo TBM al proponer una relación en términos de su geometría.

Para explorar la influencia de los principales parámetros de diseño de la estructura se propone la metodología siguiente.

Se construye un TBM cada vez que se modifique un parámetro específico de su estructura. Se calcula numéricamente la aproximación propuesta de la memristencia para cada lazo generado y se obtiene un valor, este sirve para cuantificar la memristencia para un lazo

especifico. Se registran, en una solo plano $v-i$, para su contraste, las diferentes gráficas de los lazos F8013 generados al variar un parámetro físico específico de la estructura del TBM. Con los valores de memristencia de cada lazo, se genera una gráfica de barras donde se aprecia, con facilidad, el efecto en la memristencia al variar un parámetro, labor que se complicaría al comparar directamente la gráfica de lazos, que llegan inclusive, a superponerse en la gráfica.

VARIACIÓN DE LA MEMRISTENCIA CON LOS CAMBIOS DE LOS PARÁMETROS FÍSICOS DE LA ESTRUCTURA DEL TBM

COMPARACIÓN DE LAZOS F8013 DE 5 TBMS CON ESTRUCTURAS SIMILARES

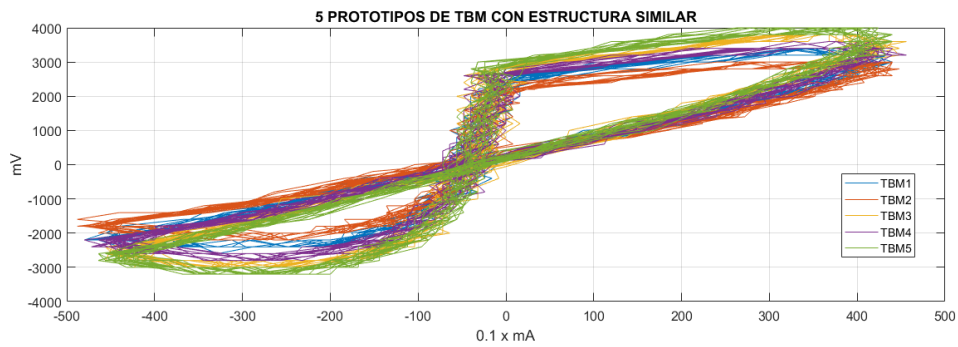


Figura 8.1a. Lazo F8013 de 5 prototipos de TBM.

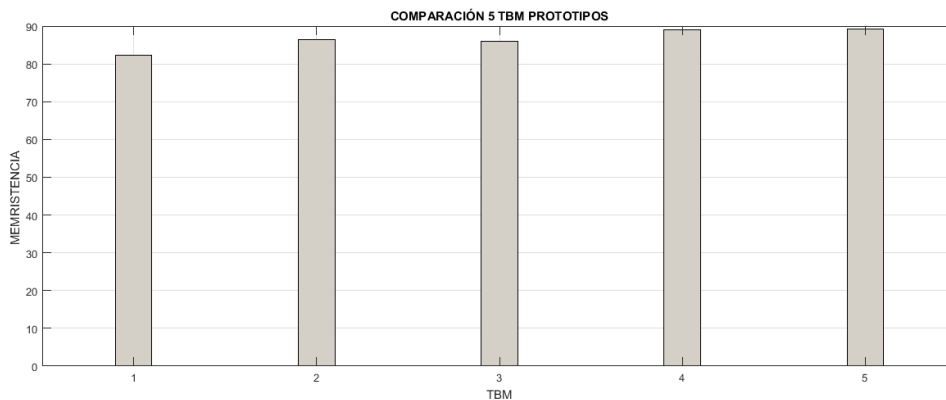


Figura 8.1b. Valores de memristencia para 5 prototipos TBM.

La figura 8-1a muestra el lazo generado por 5 TBMs, los cuales fueron fabricados con estructuras similares, (se procuró el empleo de los mismos electrodos y a las 5 estructuras se les aplicó la misma presión) aunque se consideran implementados con estructuras similares, las pequeñas diferencias en el valor de la memristencia de los lazos se atribuyen al error causado por la disparidad entre las dimensiones de los electrodos utilizados y la calidad del pulido de sus superficies de contacto. Aunado a esto se tiene que la diferencia en la presión aplicada, siendo un parámetro de suma importancia, ocasiona variaciones en los lazos al diferir en un centésimo de Newton en la presión aplicada, causa probable en este caso, pues el instrumento utilizado para calibrar la presión solo tiene sensibilidad de 1 décimo de Newton. Sin embargo, se considera el que los 5 TBM generan lazos memristivos

muy parecidos cualitativa y cuantitativamente como se muestra en la figura 8.1b y esto es una prueba de que el comportamiento eléctrico y la fabricación del prototipo son reproducibles.

COMPARACION DE LAZOS F8013 DE TBMS CON ELECTRODOS DE DIFERENTES TIPOS DE CONTACTO CON LAS BOLAS

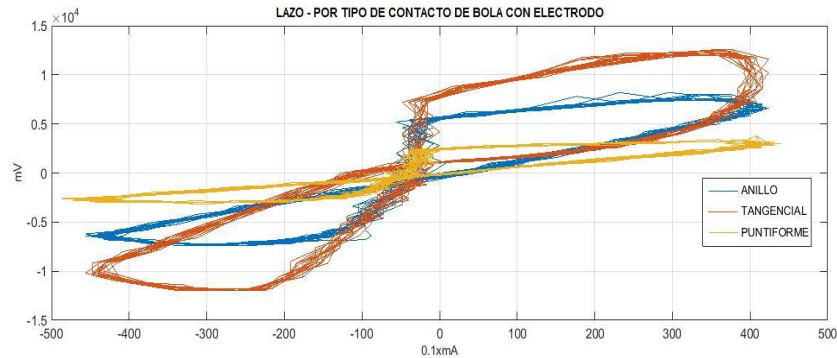


Figura 8.2a. Lazos F8013 del TBM al variar la forma de contacto de las bolas con los electrodos.

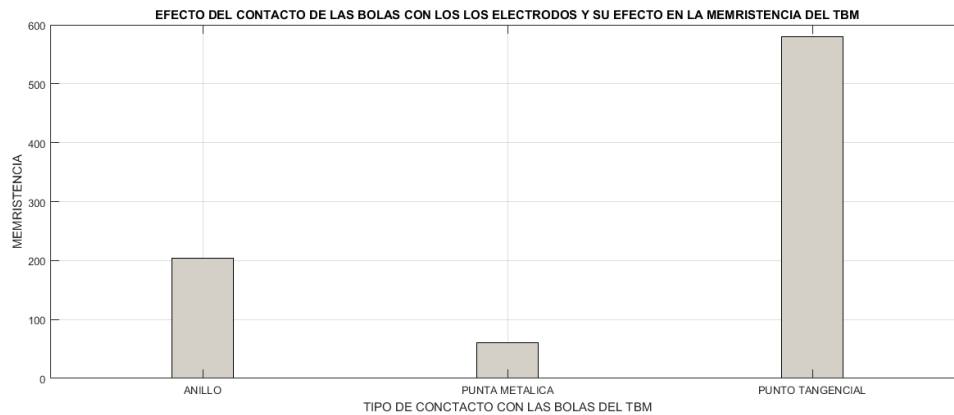


Figura 8.2b. Valores de memristencia para diferentes tipos de contacto de las bolas del TBM con los electrodos.

En la figura 8.2a, “anillo” se refiere al contacto que tiene la bola con un electrodo consistente de un tubo hueco, por lo tanto, el contacto del electrodo con la bola será el perímetro de una circunferencia del tubo; mientras que, “tangencial” se refiere al contacto en un punto tangencial de la bola con el plano del electrodo que consiste una varilla sólida; y “puntiiforme” al contacto entre el electrodo y la bola por medio de un electrodo con terminación puntiaguda como la forma de una pija. Se observa claramente que, de los tres, el que presenta un lazo memristivo más preponderante es cuando la bola metálica del TBM hace contacto tangencial entre con un electrodo, el cual genera una barra con valor muy superior a los otros dos, como se muestra en los valores de memristencia de la figura 8.2b. Esto significa que el contacto tangencial incrementa la memristencia del memristor TBM, por lo que, para su implementación, se utilizaran como electrodos dos varillas metálicas. Sin embargo, cabe resaltar que el tipo de contacto que menos favorece al lazo es el contacto “puntiiforme” con las bolas (figura 8.2 b). En este caso la calidad del grosor de la punta del

electrodo, es decir su área debe ser mucho mayor que el área generada entre las bolas y un plano tangencial. Por otro lado, el contacto de “anillo” implica que debe de existir un efecto para la formación del lazo F8013 no solo del punto de contacto tangencial, sino de la curvatura de la bola, como lo muestra el valor de la memristencia mostrado en la figura 8.2b. Concluyendo, los electrodos más adecuados para el diseño del TBM son aquellos que presenta una superficie plana y lisa al contacto con las bolas metálicas.

EFFECTO EN LA MEMRISTENCIA DE LAS DIMENSIONES DEL DIÁMETRO DE LAS BOLAS UTILIZADAS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL TBM

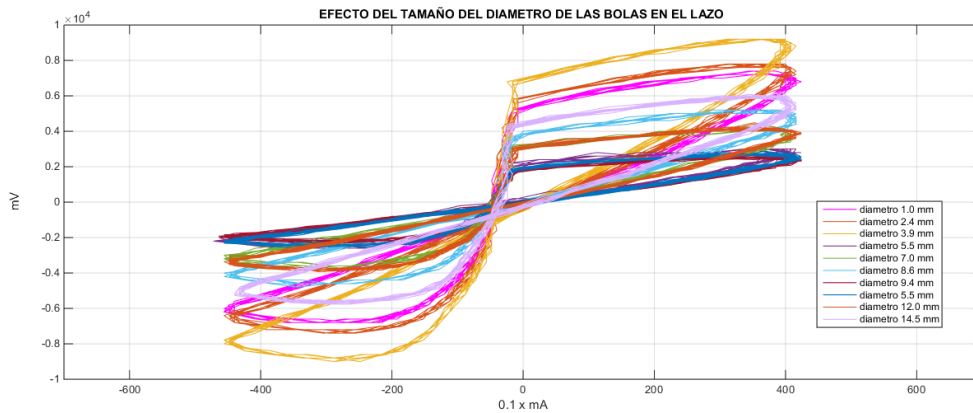


Figura 8.3a. Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar los diámetros de las bolas.

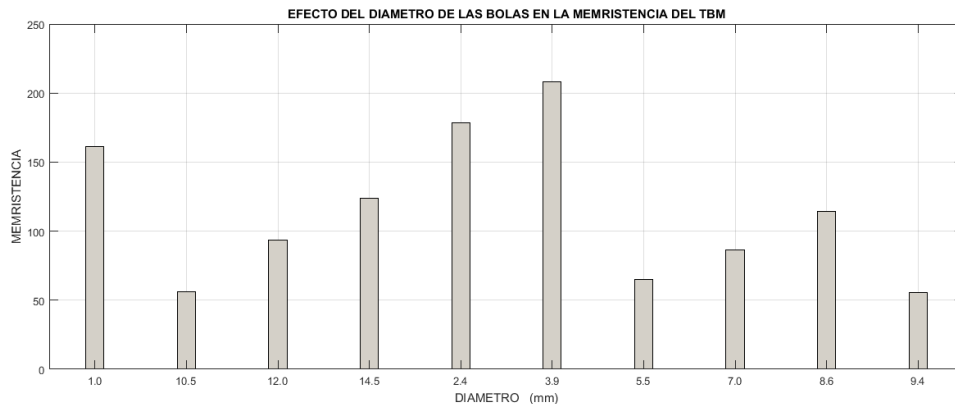


Figura 8.3b. Valores de memristencia de los lazos F8013 TBM al variar el diámetro de las bolas.

El comportamiento del lazo F8013, respecto a las dimensiones de la bola, presenta un patrón muy peculiar, y se relaciona con el área del contacto que se genera en la interface de las bolas, la cual debe cambiar en forma compleja para diferentes tamaños, al no poderse establecer una relación en proporción directa del valor de la memristencia con el tamaño de las bolas. El efecto de este parámetro provoca que la memristencia crezca y decrezca mientras aumenta el diámetro de la bola, como se observa en los lazos F8013 de la figura 8.3a y los valores de memristencia para los lazos en la figura 8.3b; este es un comportamiento semejante al fenómeno del efecto de la presión en las bolas en el lazo. De forma que el efecto del diámetro de las bolas, también se ve como un efecto donde el área de contacto entre las bolas se modifica debido a las irregularidades de la superficie de las

bolas. Por lo tanto, un parámetro de la geometría de la estructura será el área de contacto que se relacionará en el diseño del TBM de una forma muy compleja.

EFFECTO EN EL LAZO F8013 DEL NUMERO DE BOLAS UTILIZADAS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL TBM

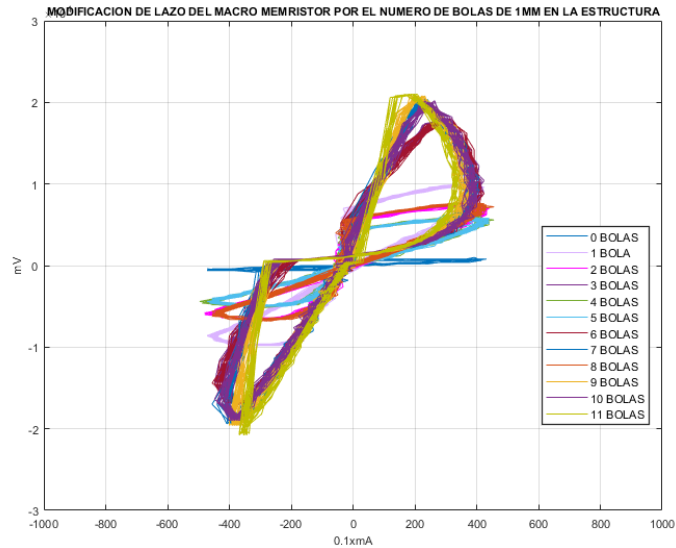


Figura 8.4a. Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar el número de las bolas.

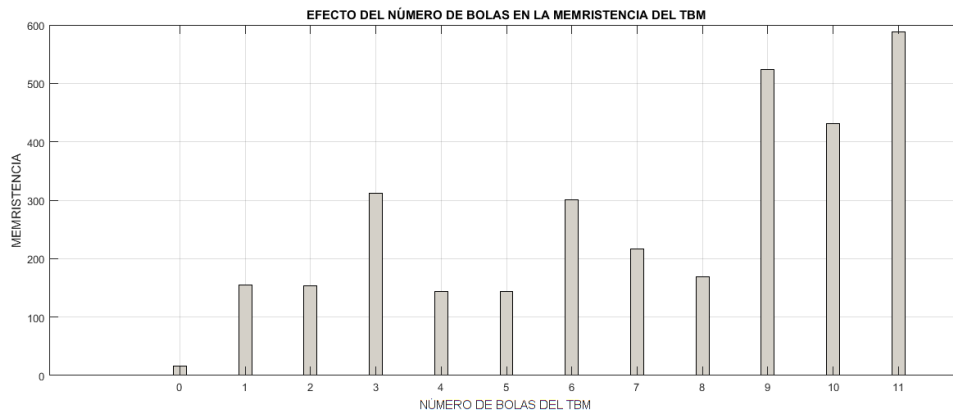


Figura 8.4b. Valores de memristencia de los lazos F8013 TBM al variar el número de bolas.

El número de bolas de la estructura TBM, tampoco parece tener un patrón claro que lo relacione con el crecimiento del lazo F8013, como se muestra en la figura 8.4a. Pero, se considera que el número de bolas se interpreta en la memristencia del TBM como el número de contactos en la estructura; sin embargo, la relación en como hace variar la memristencia, también es compleja. Se observa de la figura 8.4b que se tiene una memristencia con

valores entre 150 y 300 para una estructura de 8 bolas o menos, teniendo las estructuras de 3 y 6 bolas un valor máximo. Pero el valor de la memristencia aumenta considerablemente para la estructura de 9 bolas y más. Por otro lado, según la gráfica de los lazos F8013 de la figura 8.4a y los valores de memristencia de la figura 8.4b, se tiene un valor de memristencia semejante en una estructura de una, dos, cuatro o seis bolas. Por consideraciones de miniaturización y costo, esto sugiere utilizar un TBM de una sola bola en lugar de dos.

En general el lazo tiene un comportamiento complejo para los parámetros del número de bolas y el diámetro de las bolas, por lo que necesita ser más estudiado en un trabajo futuro.

EFFECTO EN LA MEMRISTENCIA DEL MATERIAL DE LAS BOLAS UTILIZADAS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL TBM

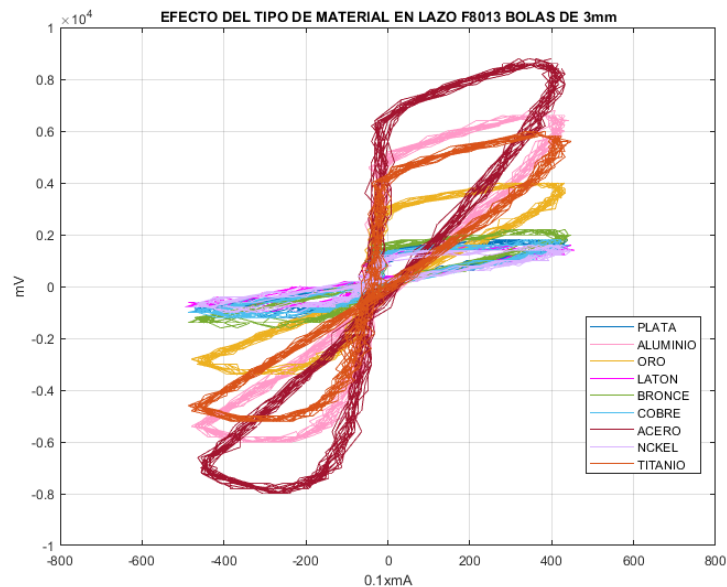


Figura 8.5a. Lazos F8013 producidos por estructuras TBM con bolas de diferentes materiales.

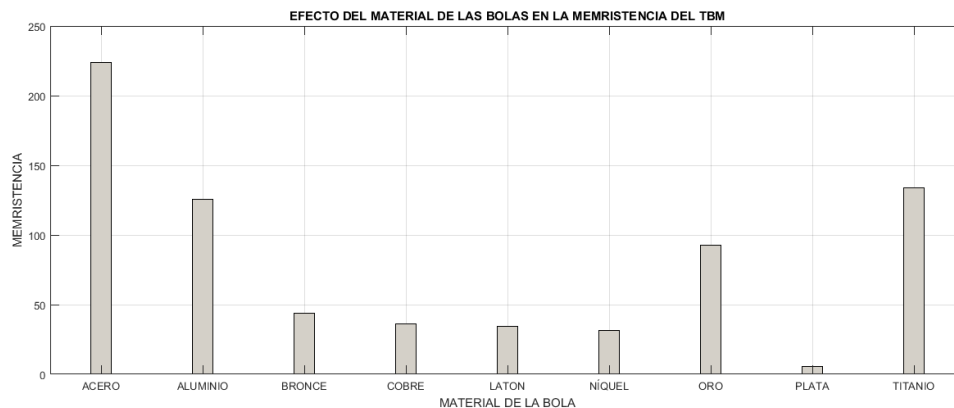


Figura 8.5b. Valores de memristencia de los Lazos F8013 producidos por estructuras TBM con bolas de diferentes materiales.

El efecto del material en la memristencia muestra que éste es un parámetro importante. Se observa en la gráfica de lazos de la figura 8.5a que el lazo F8013 correspondiente a la estructura con bolas de acero es más preponderante, seguido por el titanio y el aluminio, siendo los menos sobresaliente el níquel y la plata; indicando que el coeficiente de conductividad no es un parámetro determinante en la memristencia de un material, de acuerdo a la tabla 8.1. Esto se ratifica en los valores de memristencia para los lazos generados con diferentes materiales mostrados en la figura 8.5b. En este aspecto, es importante investigar, de acuerdo a su contribución en la gráfica de lazo, las propiedades eléctricas de estos elementos

En las tablas 8.1 y 8.2 se dan los propiedades eléctricas y magnéticas (relativos al cobre) de la mayoría de metales comunes con los que se implementó los TBMs, que indican que el acero es un material que tiene un coeficiente de conductividad pequeño comparado con otros metales utilizados, pero su resistividad mayor (propiedades parecidas del titanio). Esto es deseable para la formación del lazo que requiere de cierta resistividad para ser amplio. Además, si agregamos que el acero es un material ferromagnético, entonces será el mejor material para sostener los dos fenómenos inmersos en la memristencia: la relación de la razón de cambio del flujo magnético con respecto de cambio de la carga eléctrica.

	Electrical Resistivity	Thermal Conductivity	Relative Electrical Conductivity	Relative Thermal Conductivity
(Metal 100)	at 293 K, $\mu\Omega\text{cm}$	$\text{Wm}^{-1}\text{k}^{-1}$	(Copper = 100)	(Copper = 100)
Silver	1.63	419	104	106
Copper	1.694	397	100	100
Gold	2.2	316	77	80
Aluminum	2.67	238	63	60
Beryllium	3.3	194	51	49
Magnesium	4.2	155	40	39
Tungsten	5.4	174	31	44
Zinc	5.96	120	28	30
Nickel	6.9	89	24	22
Iron	10.1	78	17	20
Platinum	10.58	73	16	18
Tin	12.6	73	13	18
Lead	20.6	35	8.2	8.8
Titanium	54	22	3.1	5.5
Bismuth	117	9	1.4	2.2

Tabla 8.1. Conductividad eléctrica relativa al cobre y resistividad de metales comunes relativas al cobre, tomado de [VIII_5].

Material	σ_r	μ_r	$\sigma_r \mu_r$	σ_r / μ_r
Silver	1.05	1	1.05	1.05
Copper	1	1	1	1
Gold	0.7	1	0.7	0.7
Aluminum	0.61	1	0.61	0.61
Brass	0.26	1	0.26	0.26
Bronze	0.18	1	0.18	0.18
Tin	0.15	1	0.15	0.15
Lead	0.08	1	0.08	0.08
Nickel	0.2	100	20	2×10^{-3}
Stainless steel (430)	0.02	500	10	4×10^{-5}
Mumetal (at 1 kHz)	0.03	20,000	600	1.5×10^{-6}
Superpermalloy (at 1 kHz)	0.03	100,000	3,000	3×10^{-7}

Tabla 8.2. Conductividad eléctrica relativa al cobre (σ_r) y permeabilidad magnética relativas al cobre (μ_r) de varios materiales, tomado de [VIII_6].

EFEECTO EN EL LAZO F8013 DE LA INTERCONEXIÓN DE REDES CON TBMS

Las redes con memristores nos proporcionan información del comportamiento de la memristencia del TBM al interconectarse en serie o paralelo y su relación con el número de contactos de la estructura. Los resultados mostrados en la figura 8.6a indican que el área del lazo F8013 se incrementa con el número de TBM conectados en serie.

Sin embargo; el área resultante de la conexión de dos TBM en serie no es igual a la suma teórica de los lazos, sino que aumenta solo un porcentaje de ésta, como se aprecia, en los valores de memristencia para este caso, mostrados en la figura 8.6b, este porcentaje es de un 84 % del valor de la suma en serie teórica.

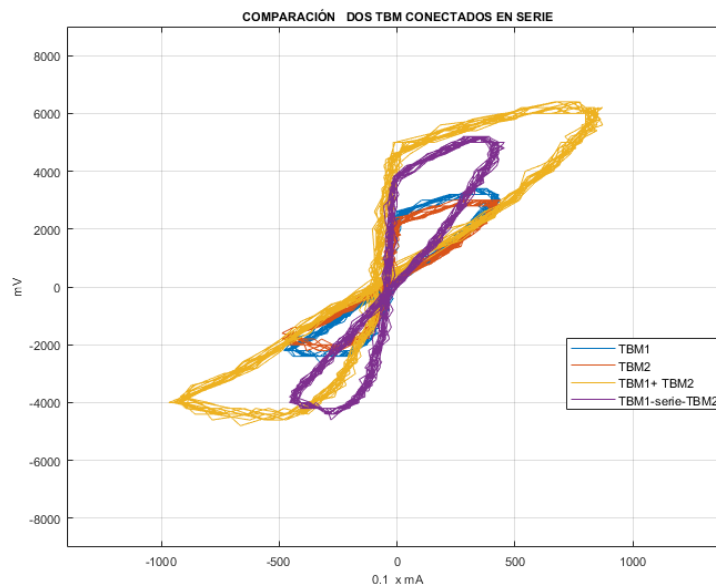


Figura 8.6a. Lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en serie.

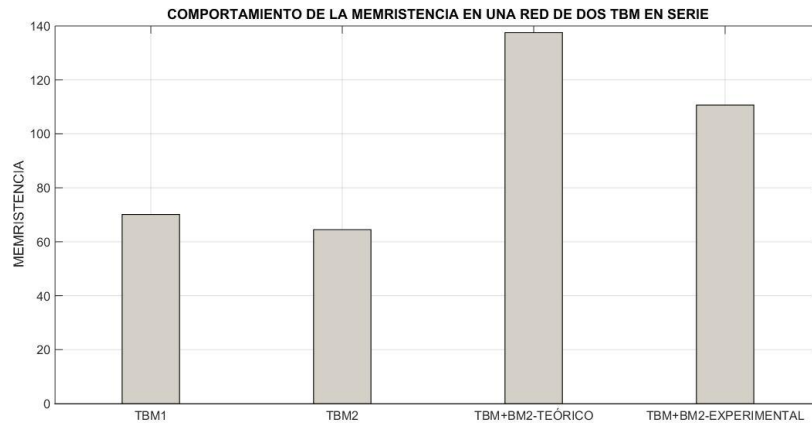


Figura 8.6b. Valores de memristencia de los lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en serie.

Por otro lado, a diferencia de los demás elementos básicos, su interconexión en paralelo es muy peculiar. No afecta significativamente la forma y el tamaño del lazo F8013, como se aprecia en la figura 8.7a, ni el valor de la memristencia del lazo, como se muestra en la figura 8.7b. Era de esperarse, un comportamiento en paralelo semejante a la combinación en paralelo de dos resistencias, debido a que el TBM presenta un componente resistivo en su estructura; sin embargo, en contraste con la conexión en serie, la combinación de dos TBM en paralelo, no obedece la forma de la combinación en paralelo de dos resistencias, sino que incrementa el valor del paralelo teórico en 86 %. Este fenómeno ofrece evidencia de la naturaleza del memristor diferente, al resistor, al inductor y al capacitor.

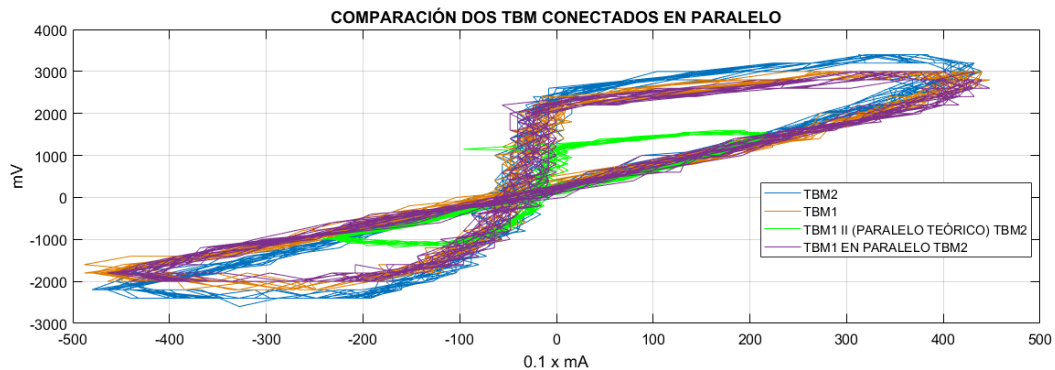


Figura 8.7a. Lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en paralelo.

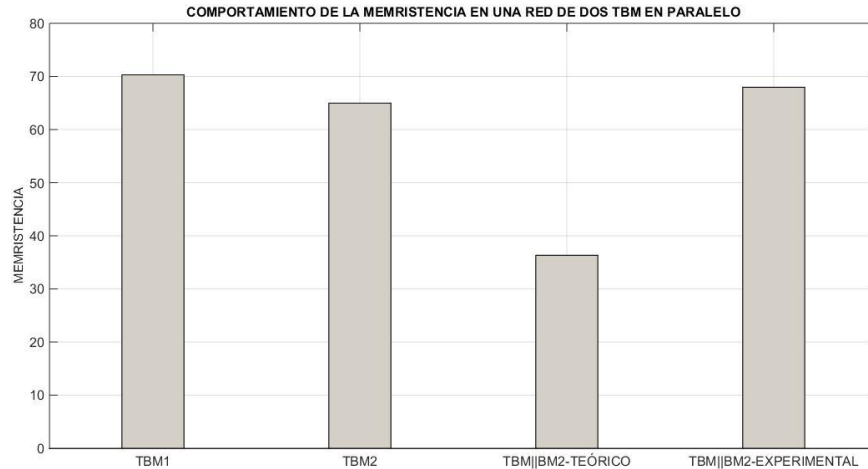


Figura 8.7b. Valores de memristencia de los lazos F8013 producidos al conectar dos TBM en paralelo.

EFFECTO EN EL LAZO F8013 DE LA INTERCONEXIÓN DE LOS ELEMENTOS BÁSICOS CON TBMS

Conexión en serie

De las observaciones realizadas en los experimentos de los TBM con redes R-C-L del capítulo VII; la conexión en serie de un TBM con elementos básicos solo tiene efecto cuando la resistencia de la red con que se conecta es muy pequeña comparada con la del TBM. Esto se cumple cuando un TBM se conecta en serie con cada uno los otros tres elementos básicos, como se aprecia de la figura 8.8; en esta condición, la influencia de un capacitor, por su alta resistencia presentada al 10 HZ, domina su influencia sobre el lazo F8013 desapareciéndolo, y produciendo una gráfica $v-i$ de forma inusual, como se muestra en la figura 8.9 (se requiere un estudio más detallado de este comportamiento). Esto no ocurre cuando se conecta un inductor al TBM, en este caso la baja resistencia ofrecida por el inductor a los 10 Hz, no tiene efecto en el lazo memristivo del TBM, indicando que el inductor, actúa como una extensión de las terminales de conexión del TBM. Por otra parte, un resistor en serie con el TBM ocasiona que se tenga un registro marcadamente cubico de la resistencia, esto implica una combinación de la influencia del resistor al desaparecer los lóbulos del lazo y del TBM al evitar que la gráfica $v-i$ sea una recta. Es importante resaltar que esta forma cubica establece que la memristencia de TBM es de una naturaleza distinta a la resistencia conocida.

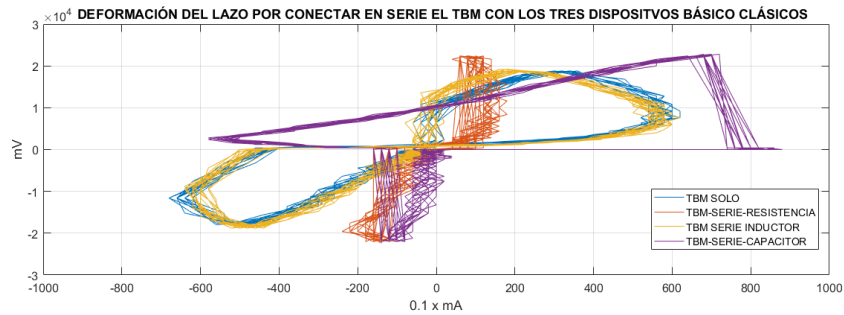


Figura 8.8. Modificación del lazo F8013 al conectar en serie el TBM alguno de los tres elementos básicos, trabajando a una frecuencia de 10 Hz.

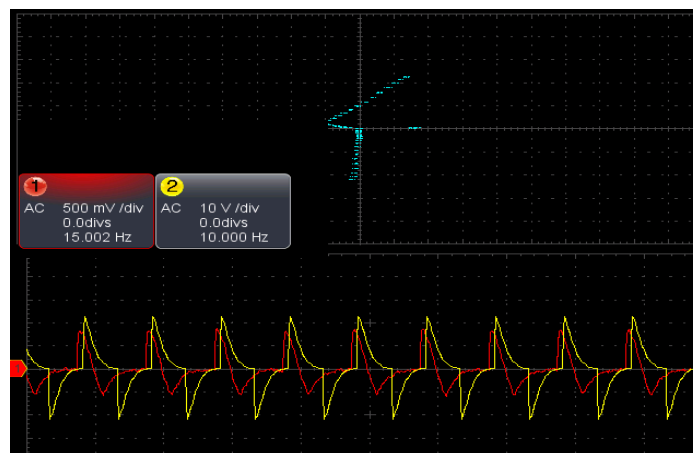


Figura 8.9. Lazo F8013 degenerado al conectar un capacitor en serie con el TBM.

Conexión en paralelo

Por otra parte, como se observa en la figura 8.10, con este experimento se comprueba, que el TBM presenta una manifestación memristiva cuyo valor es muy pequeño y que se interpreta como una resistencia baja no común (aunque depende de la frecuencia) que al actuar en paralelo con los otros elementos básicos dominará en su comportamiento eléctrico, preservando el lazo F8013 en todos los casos, y los cuales son muy similares.

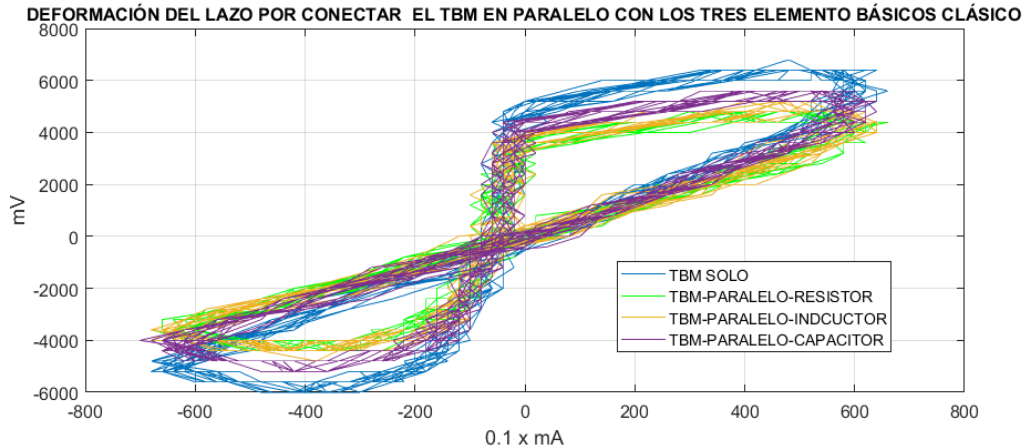


Figura 8.10. Lazos F8013 al conectar en paralelo el TBM alguno de los tres elementos básicos, trabajando a una frecuencia de 10 Hz.

EFEECTO EN EL LAZO F8013 DE LA PRESIÓN APLICADA AL TBM

La presión ejercida al contacto puntual por medio de las bolas

En la figura 8.11 se aprecian los lazos F8013 generados para diferentes presiones aplicadas al TBM. Por otro lado, en la figura 8.12 se observa cómo influye la presión ejercida sobre las bolas del TBM en la conductividad del dispositivo. En la estructura del TBM existirá una presión inicial P_i que se considera la presión mínima que hace posible el comportamiento del efecto memristivo, ya que una presión menor a ésta, provoca que los contactos se separen y se produzca un circuito abierto entre las bolas (conductividad cero). Partiendo de P_i , se aprecia que para cada presión existe un lazo F8013 con el área de lóbulos diferente y cuya conductividad presenta un comportamiento inusual; en el cual mientras la separación (gap) entre las superficies de las bolas decrece y el área de contacto crece, la conductividad lo hace alternado valores máximos y mínimos. Los posibles valores de conductividad siguen un patrón de comportamiento que aproxima a una relación de superposición de funciones sinusoidales. Este comportamiento oscilatorio, sin embargo, solo se registra al aplicar una presión en un rango que abarca de una P_i de 14 N y termina a los 86 N, presión después de la cual, la conductividad se reduce notablemente.

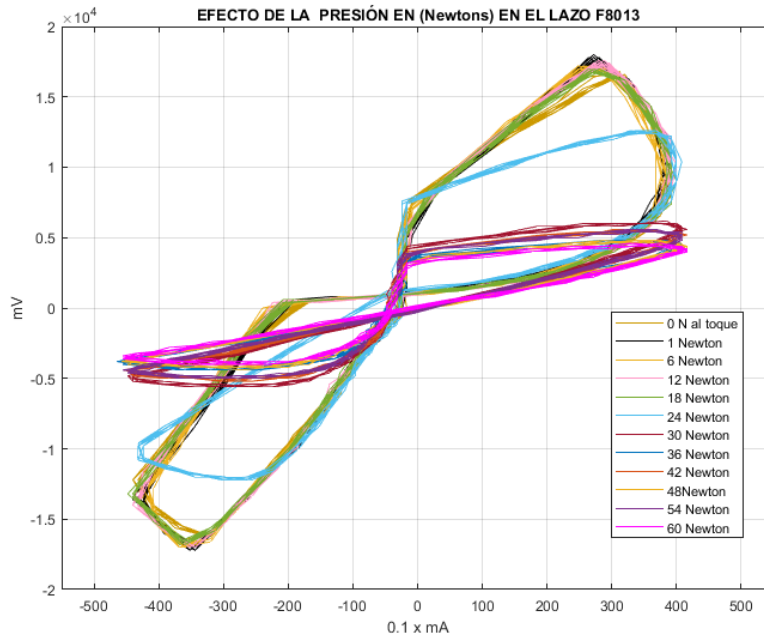


Figura 8.11. Lazos F8013 producidos por estructuras TBM al variar la presión de las bolas de la estructura.

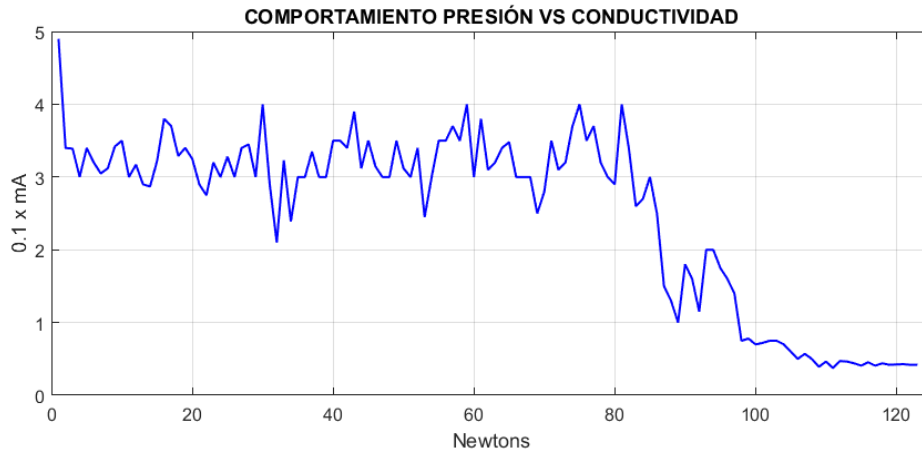


Figura 8.12. Gráfica del comportamiento de la conductividad en el TBM al variar la presión de las bolas de la estructura.

La aproximación que explica el comportamiento presión-conductividad en el TBM se presenta en la figura 8.13, la gráfica de los puntos experimentales junto con el modelo, se obtuvieron utilizando la aplicación de MatLab Curve Fitting, (con un intervalo de confianza del 95%), del cual fue generada la siguiente salida:

$$I(p) = 4.684\text{sen}(0.9903p+1.541)+2.372\text{sen}(2.372p-1.595)+23.09\text{sen}(4.522p+1.479)+22.53\text{sen}(4.565p-1.664)+0.8107\text{sen}(9.562p-2.364) 0.6917\text{sen}(9.995p+0.6919) \quad (8.5)$$

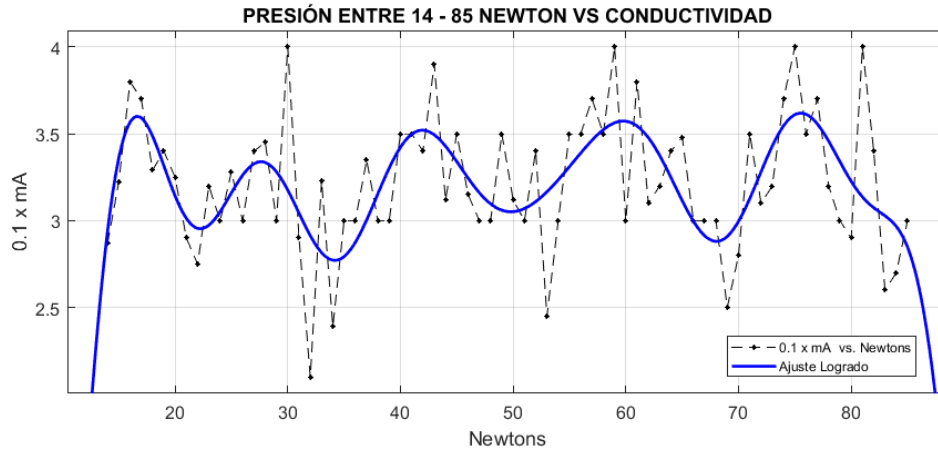


Figura 8.13. Grafica (en azul) de la aproximación del comportamiento de la conductividad en el rango de presiones que muestra un patrón.

El ajuste del comportamiento de la conductividad con la presión en el TBM por medio de una función con valores máximos y mínimos nos da una pista para programar la conductividad en el TBM. Además, la presión P_f produce una caída drástica de la conductividad que habilita a este dispositivo en aplicaciones como sensor de presión.

La presión es el factor físico más importante en el diseño del TBM debido a que influye en la programación del lazo F8013 y en la conductividad.

De lo anterior, se propone una fórmula para la memristencia del TBM en términos de los parámetros físicos de su estructura. Por tratarse de un elemento básico y "canónico" debe existir una propiedad de algunos materiales conductores, en los que debe establecerse una interface en un punto de contacto y que tiene que ver con la transferencia de electrones a través de la interface del contacto. Entonces, se sugiere que esta interface sea representada por la letra ζ (letra antigua griega sigma). Por lo que se propone una fórmula que relaciona la memristencia con los parámetros geométricos de la estructura y la propiedad ζ . Se han identificado como parámetros físicos fundamentales en el diseño del TBM el número de contactos de la estructura, el área de contacto de las bolas y la presión a la que están sometidas. Concluyendo, la fórmula que describe al TBM en términos de su geometría será:

$$M = N_c \zeta a \quad (8.6)$$

Donde M es la memristencia del macromemristor prototipo, TBM, N_c el número de contactos en la estructura que se relación en forma compleja con el número de bolas, ζ es la propiedad que tiene que ver con la conducción de electrones en la interface para generar campos magnéticos y eléctricos en ella, la cual se relaciona de forma muy compleja con el área del contacto modificada por la presión. El área del contacto se relaciona también de forma muy compleja con el tamaño de las bolas.

REFERENCIAS

[VIII_1] D. Biolek, Z. Biolek, and V. Biolkova, "Pinched hysteresis loops of ideal memristors, memcapacitors and meminductors must be 'selfcrossing'," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 25, pp. 1385–1387, Dec. 2011.

[VIII_2] Z. Biolek, D. Biolek, and V. Biolkova, "Computation of the area of memristor pinched hysteresis loop," *IEEE Trans. Circuit Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 59, no. 9, pp. 607–611, Sep. 2012.

[VIII_3] M. P. Sah, H. Kim, and L. O. Chua, "Brains are made of memristors," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 12-36, Feb. 2014.

[VIII_4] Z. Biolek, D. Biolek, and V. Biolkova, "Analytical computation of the area of pinched hysteresis loops of ideal mem-elements," *Radioengineering*, vol. 22, no. 1, pp. 132–135, Apr. 2013.

[VIII_5] R. Abbaschian, L.a Abbaschian; "Physical Metallurgy Principles," Fourth Edition; Cengage Learning, 1994, U.S.A.

[VIII_6] D., Rifai, A., Abdalla, et.al; "Giant Magnetoresistance Sensors: A Review on Structures and Non-Destructive Eddy Current Testing Applications. *Sensors*, 16(3), 298, 2016.

CAPITULO IX

APLICACIONES DEL TBM EN CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

APLICACIONES DEL TBM EN CIRCUITOS ELECTRÓNICOS ANALÓGICOS

Este capítulo final se propone estudiar el comportamiento del TBM cuando forma parte de algunos circuitos electrónicos analógicos. Como es esperado, por ser considerado un nuevo elemento eléctrico básico, no solo alterará el comportamiento de los circuitos ya conocidos, sino que, a partir de su inusual comportamiento eléctrico, se podrán generar nuevas clases de circuitos, las cuales dependerán de los tres rangos de frecuencia de operación del TBM, los cuales son diferentes cualitativa y cuantitativamente.

También se debe considerar, como se ha establecido anteriormente, que las características memristivas del TBM, manifiestan una baja resistencia lo cual no permite que su influencia sea significativa cuando se conecta en serie con elementos que presentan una alta resistencia. Entonces, se espera que ejerza una influencia mayor cuando se conecta en serie con circuitos en donde la baja resistencia juegue un papel importante en el comportamiento eléctrico, como es el caso de la ganancia del OPAMP, en donde la relación de sus resistencias conectadas en la red exterior determina la ganancia del mismo. Por lo anterior, se espera una mayor influencia cuando se conecta en paralelo.

Por otro lado, las características de la estructura del TBM, que incluye un efecto capacitivo, tendrán la influencia de este elemento con los cambios de frecuencia. Por lo tanto, se tendrán comportamientos inusuales provocados, por un lado, por la memristencia pura del TBM y por otro, los generados por su capacitancia parasita. La influencia del TBM conectado con los circuitos electrónicos analógicos, también, permitirá explorar aún más a este nuevo elemento, ya que brindará nuevas herramientas, que podrían llevar a comprender un poco más su funcionamiento.

Se contempla en este trabajo el desempeño que tiene el TBM solo en circuitos analógico sencillos, considerados básicos, quedando de manifiesto que existe un amplio campo de exploración por descubrir y del cual este capítulo se espera sea una pequeña contribución para alentar el desarrollo de este interesante reto.

De esta forma, el efecto del TBM en el comportamiento eléctrico de los siguientes circuitos analógicos será discutido y se comentarán, también, posibles nuevas aplicaciones a partir de las observaciones del nuevo comportamiento eléctrico obtenido.

- 1) El circuito temporizador NE555
- 2) El amplificador inversor con OPAMP
- 3) Filtro activo de primer orden

a) Pasa bajas

b) Pasa altas

Metodología experimental para desarrollar las aplicaciones:

Los circuitos seleccionados son circuitos analógicos básicos, cuyo comportamiento eléctrico está bien documentado y es conocido, por lo que representarán un marco de referencia para poder establecer el papel que desarrollará la inserción del TBM en ellos. Se referirá en el resto del capítulo a estos circuitos como *Circuitos Clásicos*. Por otra parte, los circuitos en los que se ha reemplazado uno o más componentes básicos de la red externa por TBMs, se les nombrará como *Circuitos con TBMs*.

A continuación, se sugiere el siguiente procedimiento para analizar el comportamiento producido por los circuitos con TBMs.

1) Para cada circuito se construyen dos versiones el *circuito clásico* y el *circuito con TBMs*, procurando que se utilice elementos pasivos con valores casi idénticos en cada circuito y sean las condiciones de operación las mismas.

2) Los elementos de circuito se designan con la misma clave, para ambos circuitos.

3) El TBM reemplazará, por lo menos, a un elemento del *circuito clásico* básico, formando el *circuito con TBM*, de modo que se tiene un circuito con elementos originales y un circuito modificado por el remplazo de uno de los elementos de su red externa por un TBM.

4) Se registran en una sola pantalla los comportamientos eléctricos de los dos circuitos y se hace la comparación de sus características eléctricas, haciendo énfasis en el contraste observado al comportamiento conocido de los circuitos clásicos.

UNA APROXIMACIÓN PROPUESTA PARA DESCRIBIR EL COMPORTAMIENTO ELÉCTRICO DEL TBM

Los problemas relacionados con el cálculo de los transitorios ocurren frecuentemente en circuitos conmutadores; por su comportamiento eléctrico podemos considerar el lazo F8013 del memristor como un conmutador de dos estados resistivos, entonces es factible aplicar las consideraciones de transitorios expuestas a continuación. De hecho, una aproximación del lazo del memristor nos muestra que los estados resistivos observados en el lazo se simplifican si solo se consideran las trayectorias de las pendientes de alta resistencia y de resistencia baja, la cuales se marcan, en la gráfica de lazo F8013 de la figura 9.1, como región de alta resistencia (en rojo) y región de transición (en morado), las regiones de baja resistencia (en azul) se pueden relegar por considerar que no son importantes para fines prácticos en electrónica, ya que podrían representar la resistencia de un alambre.

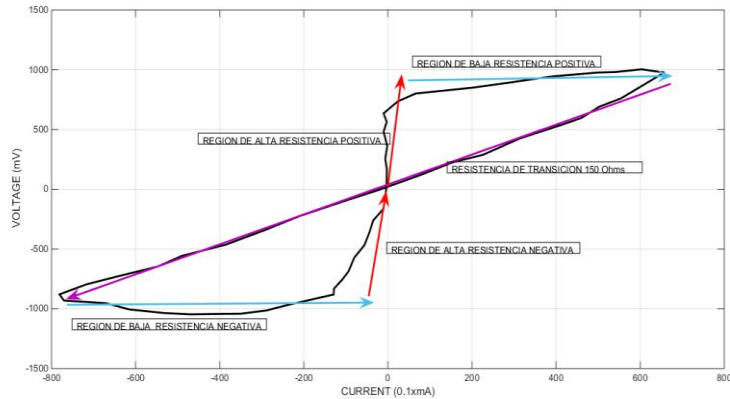


Figura 9.1 Aproximación del lazo memristivo del TBM por segmentos de recta.

De lo anterior se concluye que son aplicables al TBM las consideraciones acerca de los transitorios expuesta a continuación.

Desoer [IX_1] propone el análisis de un circuito simple que consiste de una fuente v_s , la cual suministra voltaje a un circuito serie formado por un capacitor C y un diodo de unión p-n. Este circuito se modela, como se muestra en la figura 9.2, donde el diodo de unión se reemplaza por un par de diodos ideales y dos resistencias: R1 para la condición de carga de C y R2 para el caso de la descarga. La fuente de voltaje genera una onda rectangular de periodo $T = T_1 + |T_2 - T_1|$ como se muestra en la figura 9.3.

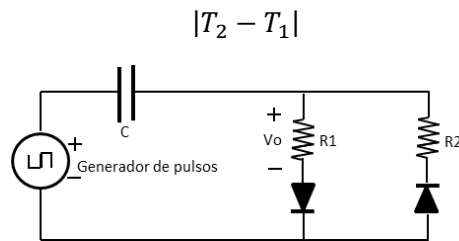


Figura 9.2 Modelo de circuito propuesto para la aproximación de Desoer en [IX_1].

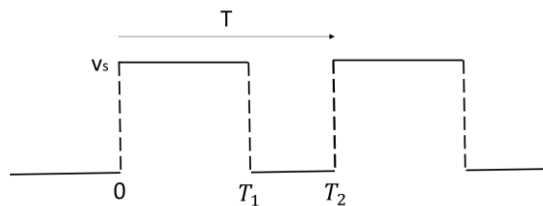


Figura 9.3 Tren de pulsos de entrada suministrados al circuito de la figura 9.2.

Se supone que la característica $v-i$, no lineal, del diodo se modela y simplifica con un par de líneas rectas como se muestra en la figura 9.4. Como se aprecia, existe una recta que representa una conductancia alta $G1=1/R1$ y una de conductancia baja $G2=1/R2$. La figura 9.5 muestra cómo es posible utilizar este modelo lineal, para establecer una aproximación

a un lazo F8013. De esta forma, el comportamiento eléctrico en el diodo se utiliza para describir el comportamiento eléctrico en el TBM.

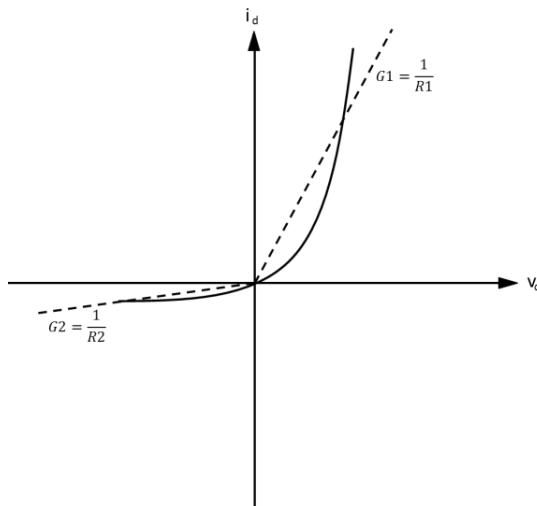


Figura 9.4 Aproximación utilizada por Desoer en [IX_1] el modelo para un diodo p-n.

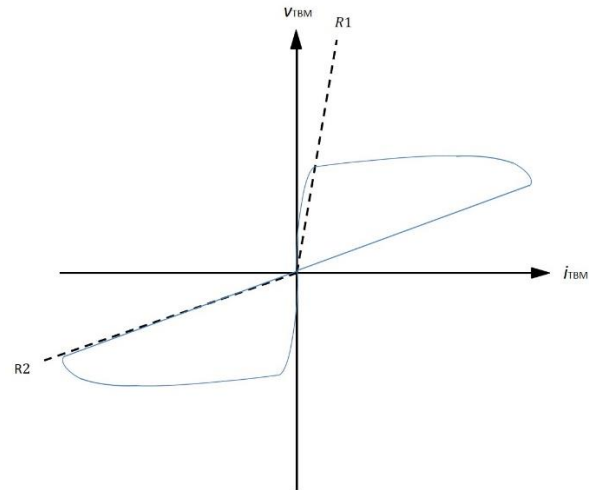


Figura 9.5 Aproximación del un lazo F8013 con Desoer en [IX_1].

Bajo esta condición el circuito presenta dos constantes de tiempo diferentes $\tau_1=R1C$ y $\tau_2=R2C$. Si $\tau_1 \ll T_1$ y $\tau_2 \ll |T_2 - T_1|$, entonces, como se muestra en la figura 9.3, se establece que durante un instante $t=0$ en que el pulso conmuta a su valor alto empieza la carga del capacitor a través de R1 con una constante de tiempo τ_1 y en el instante $t=T_1$ en que conmuta a su nivel bajo da inicio la descarga a través de R2 con una constante de tiempo τ_2 . En ambos casos por ser τ_1 y τ_2 muy pequeñas comparadas los intervalos T_1 y $|T_2 - T_1|$ respectivamente, entonces, debe existir un intervalo de tiempo suficiente para que se cumplan $5\tau_1$ tiempo en el cual el capacitor quedara completamente cargado y $5\tau_2$ tiempo en que se completara su descarga: Por lo tanto, la salida de voltaje del diodo (TBM) tendrá una expresión como la siguiente:

$$v_{TBM} = V_0 e^{-\frac{t}{R1C}} \quad \text{para el intervalo } 0 < t < T_1 \quad (9.1)$$

$$v_{TBM} = -V_0 e^{-\frac{t}{R2C}} \quad \text{para el intervalo } T_1 < t < T_2 \quad (9.2)$$

Las gráficas de las ecuaciones (9.1) y (9.2) son mostradas en la figura 9.6. Mientras τ_1 sea más pequeña comparada con T_1 y τ_2 con T_2 los tiempos para completar la carga y descarga se reducen más, y la forma de onda generada será la de una secuencia de espigas o picos de voltaje.

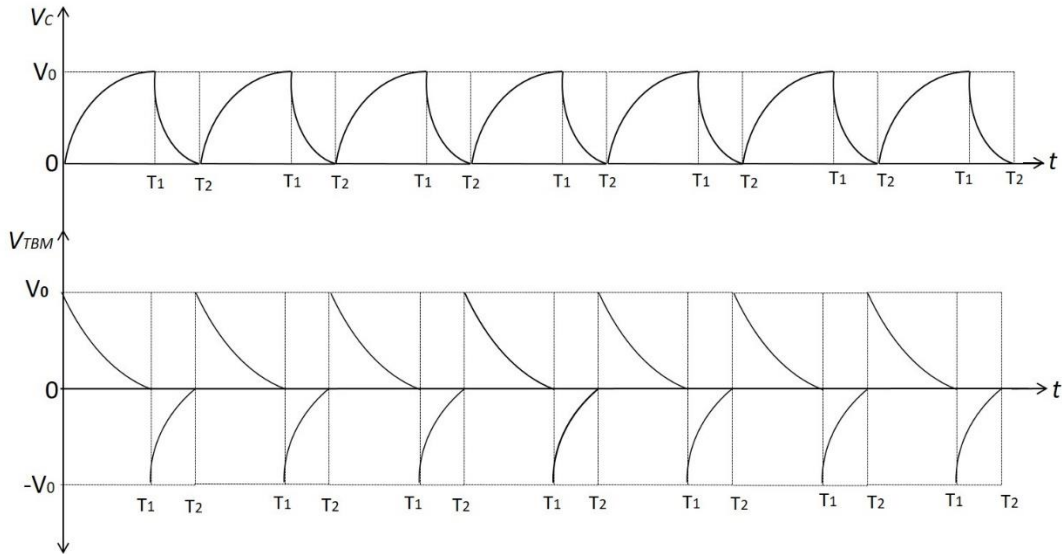


Figura 9.6 Formas de onda del voltaje capacitivo y del voltaje del TBM utilizando la aproximación propuesta por Desoer en [IX_1].

Por otro lado, si se cumple que $\tau_1 \approx T_1$ y $\tau_2 \approx |T_2 - T_1|$, entonces:

$$v_{TBM} = V_1 + (V_0 - V_1)e^{-\frac{t}{R_1C}} \quad \text{para el intervalo } 0 < t < T_1 \quad (9.3)$$

$$v_{TBM} = -V_2 e^{-\frac{t-T_1}{R_2C}} \quad \text{para el intervalo } T_1 < t < T_2 \quad (9.4)$$

además, en el instante $t=T_1$ y $t=T_2$ el voltaje en el diodo (TBM) será:

$$v_{TBM} = V_2 = V_1 + (V_0 - V_1)e^{-\frac{T_1}{R_1C}} \quad \text{para } t=T_1$$

$$v_{TBM} = -V_1 = -V_2 e^{-\frac{T_2-T_1}{R_2C}} \quad \text{para } t=T_2$$

En donde se aprecia solo una parte de la curva de carga y descarga de V_{TBM} , como se muestra en la figura 9.7. Mientras τ_1 sea más grande comparada con T_1 y τ_2 con $|T_2 - T_1|$ los tiempos para completar la carga y descarga aumentan más, y la forma de onda generada a la salida será la de un tren de pulsos rectangulares bipolares.

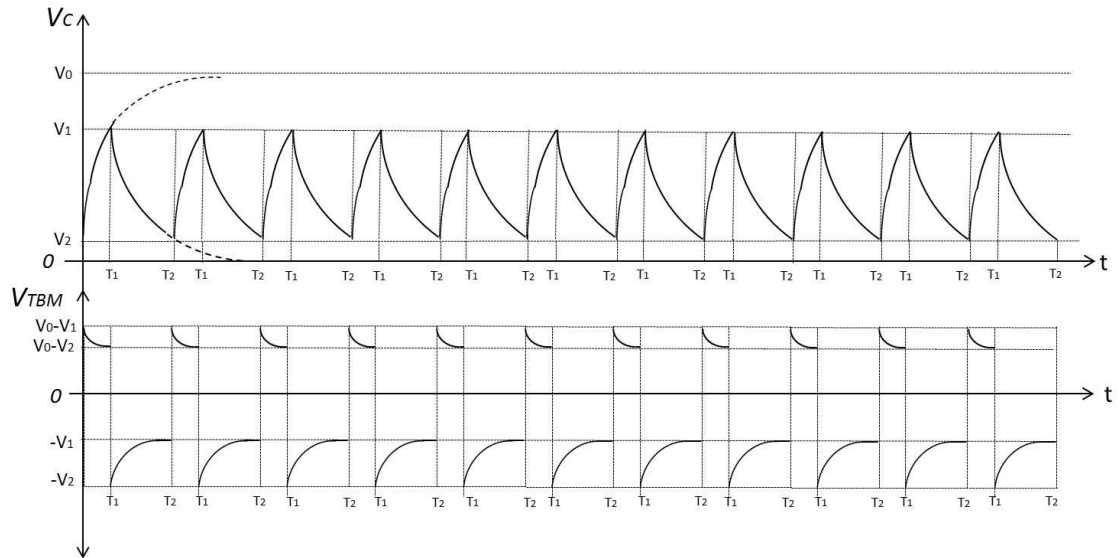


Figura 9.7 Formas de onda del voltaje capacitivo y del voltaje en el TBM utilizando la aproximación propuesta por Desoer en [IX_1].

APLICACIONES DEL TBM CON EL CIRCUITO INTEGRADO NE555

El circuito integrado NE555, conocido como "Timer", es un circuito generador y controlador de señales pulsantes el cual ha sido ampliamente usado desde su creación, en 1971, hasta la actualidad. Se considera un circuito importante dentro de las aplicaciones de la electrónica analógica por su versatilidad y sencillez, ya que solo requiere de tres elementos pasivos externos para su funcionamiento. Esencialmente consiste de un par de OPAMPs como comparadores, un flip-flop RS y un transistor de descarga el cual habilita la conmutación. El esquema se muestra en la figura 9.8

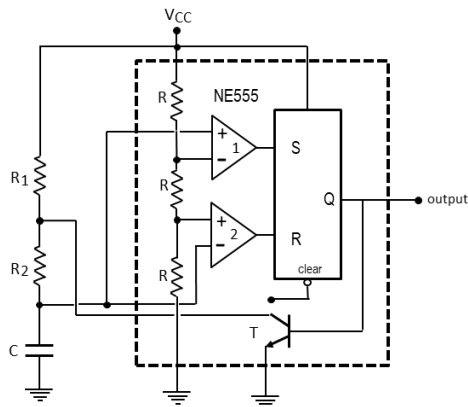


Figura 9.8 Diagrama esquemático del circuito NE555 clásico y la conexión de sus componentes pasivos externos para su función como generador de pulsos astable. En esta configuración, R1, R2 y C serán reemplazados en cada caso por TBMs.

Las resistencias internas R del NE555 son idénticas, de forma que en la entrada inversora del OPAMP1 se fija un potencial de $2/3 V_{cc}$ y en la entrada inversora del OPAMP2 $1/3 V_{cc}$. Las salidas de éstos OPAMPs 1 y 2 del diagrama están conectadas a las entradas S y R

del flip-flop respectivamente y la salida Q se conecta a la base del transistor T. Una red externa formada por R1, R2 y C condicionará la duración del nivel alto T_H y el nivel bajo T_L del pulso, así como la frecuencia f_{NE555} del tren de pulsos generados, de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$T_H = 0.693(R1 + R2)C \quad (9.5)$$

$$T_L = 0.693(R2)C \quad (9.6)$$

$$f_{NE555} = \frac{1.44}{(R1+2R2)C} \quad (9.7)$$

Otra expresión importante para el NE555 es el ciclo de trabajo que se define como la razón del tiempo de nivel alto del pulso al tiempo de duración de pulso total y viene dado por

$$\text{ciclo de trabajo} = \frac{R1+R2}{R1+2R2} \quad (9.8)$$

Tomando como referencia la figura 9.8, para un tiempo inicial $t=0$, se supondrá que la salida Q está en nivel bajo (0 V), entonces T se encuentra en corte, C se empieza a cargar a través del arreglo de R1 y R2 y el circuito inicia el ciclo el trabajo del pulso. Cuando C se cargue un poco más arriba de $2/3 V_{cc}$, la salida del comparador OPAMP1 produce un volate que activará la terminal S del flip-flop y la salida Q conmutará al nivel alto (V_{cc}) llevando a saturación a T que iniciará la descarga de C a través de R2 con lo cual terminará el T_H , condición que da inicio al T_L del pulso que se mantendrá hasta que el nivel de la descarga sea menor a $1/3$ de V_{cc} ; instante en que se activará la terminal R del flip-flop y en la salida Q se tendrá un nivel bajo iniciando un nuevo ciclo de trabajo. Entonces el capacitor estará continuamente alternando su carga y descarga entre un potencial de $2/3 V_{cc}$ y $1/3$ de V_{cc} , respectivamente.

Para este circuito los valores de los componentes empleados en el experimento son: $V_{cc}=12$ VCD, $R1= 99K2\Omega$, $R2=99K3\Omega$ y $C=0.011 \mu F$. Con estos componentes, los cálculos para el circuito clásico una frecuencia $f_{NE555} = 454.5$ Hz y un ciclo de trabajo de 66.

Se procede a continuación a considerar como se altera el comportamiento de este circuito cuando la red externa contiene TBMs.

Para analizar la aplicación del TBM en el astable con 555 y después de las observaciones generales de los experimentos, se propone considerar el siguiente planteamiento:

Se aproxima la forma de onda de salida del TBM cuando este sustituye a R2 en el circuito astable como la muestra la figura 9.0

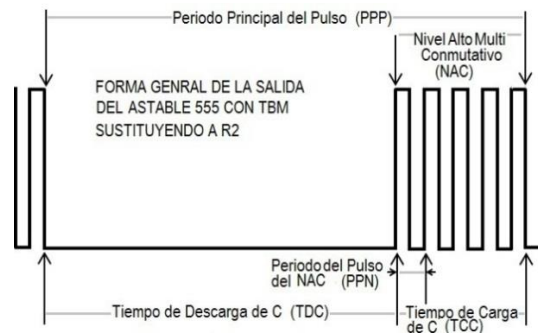


Figura 9.9. Forma general de un pulso de salida del 555 como astable con un TBM sustituyendo a R2 en la configuración clásica.

De la figura 9.9 se proponen definir los siguientes términos que ayudaran a simplificar el análisis de los circuitos:

PPP: Es el periodo principal del pulso de la salida del TBM

NAC: Nivel alto del PPP que presenta un comportamiento Multi-Conmutativo

PPN: Se defina como el periodo de las conmutaciones o pulsos del NAC

TCD: Es el tiempo en el cual se descarga el capacitor y la salida se mantiene en nivel bajo

TCC: Tiempo que le toma C cargarse a $2/3$ de V_{cc} y la salida permanece en nivel alto

Mientras que se definen, además, (no mostrados en la figura 9.9):

+PPN: Es el nivel alto del PPN

-PPN: Es el nivel bajo del PPN

CASO CUANDO SE REEMPLAZAN TANTO R1 COM R2 POR UN TBM

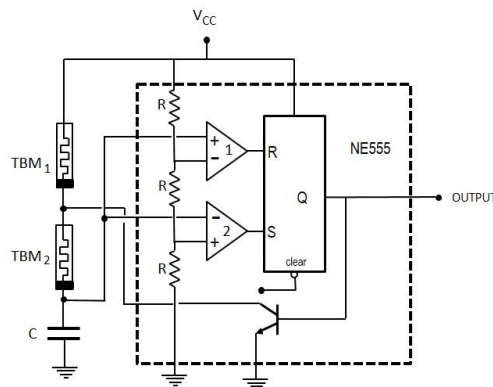
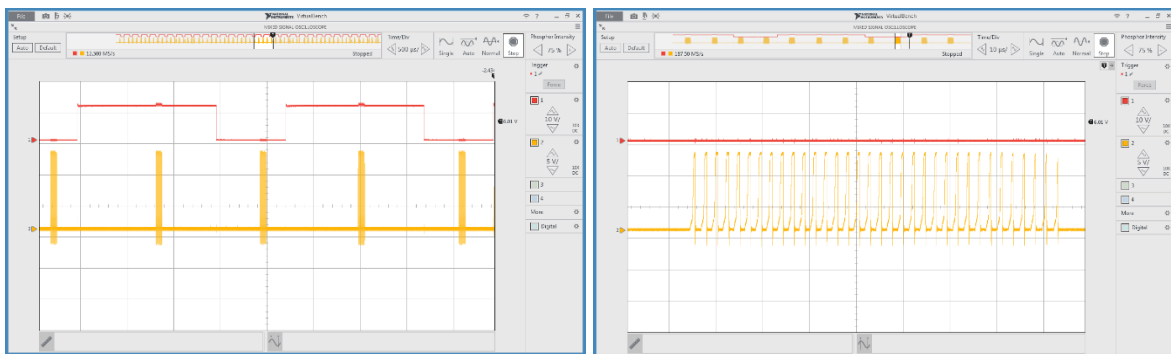


Figura 9.10. Diagrama esquemático del circuito NE555 astable con TBMs. En esta configuración, R1 y R2 son reemplazados por TBMs.



(a)

(b)

Figura 9.11. (a) Registro de la salida del NE555 astable de los circuitos de las figuras 9.8 (rojo) y 9.10 (amarillo). (b) Registro de un acercamiento de la salida del astable 555 con TBM.

El efecto del TBM al sustituir a R1 y R2 en el circuito astable clásico mostrado en la figura 9.8 es transformar la salida tanto en el valor de la frecuencia como la forma de los pulsos; mientras que en el circuito original se tiene un tren de pulsos bien definido con un ciclo de trabajo de 66.6 % y una frecuencia de 447.64 Hz; el astable con TBM presenta el tren de pulsos mostrado en la figura 9.9, la cual muestra que aunque se identifica un pulso periódico, sin embargo en el nivel alto del pulso se observa una secuencia de pulsos finita. Esto se refleja en forma experimental en las áreas de nivel alto registradas de la figura 9.11(a) y confirmadas como se observa, en amarillo, en el acercamiento del nivel alto de la figura 9.11(b), que muestran la existencia en cada pulso de un NAC de 34 conmutaciones, con un nivel alto de 12.54 V y un nivel bajo de -2.54. Cada pulso del NAC tiene un PPN con un +PPN de 0.6 μ s y un -PPN de 1.6 μ s, con los cuales se obtiene un del ciclo de trabajo de 37.5 % (un poco menos de la mitad del ciclo de trabajo para el astable clásico que es de 66.6 %). En el osciloscopio se registra una frecuencia del tren de pulso con PPP de 889.64 Hz. Aunque las observaciones experimentales muestren para el PPN una frecuencia de 454.545 Khz. Pero, por otra parte, de los registros de la figura 9.11(a) se determina un PPP de 1100 1.6 μ s de duración que corresponde a una frecuencia de 909 Hz, la cual está más acorde con el registro del instrumento.

Como la salida del circuito astable conmuta para el TCC donde se carga C a través de R1+R2 o el TDC que descarga C a través de R2, esto quiere decir que el efecto de la incursión de dos TBM sustituyendo a R1 y R2, es alterar los tiempos de carga y descarga descritos, al presentarse valores resistivos diferentes para un mismo PPP, lo cual se resume a continuación:

Sean R_{TBM1} y R_{TBM2} los valores resistivos presentes en el TBM_1 y TBM_2 respectivamente, además, tomando los periodos de los registros experimentales y haciendo uso de las ecuaciones 9.5, 9.6.y 9.7 y tomando el valor del capacitor C se tiene:

Para el PPP el TDC es de 1025 μ s, a través de R_{TBM2} de 146.428 K Ω , mientras que, para el TCC de 75 μ s la carga se produce para un $R_{TBM1}=R_{TBM2}$ de 5 357.14 Ω .

Por otro lado, para el PNN el TDC es de 0.78 μ s, a través de R_{TBM2} de 270 Ω , mientras que, para el TCC de 1.89 μ s la carga se produce para un $R_{TBM1}=R_{TBM2}$ 55.715 Ω .

Los valores de resistencia diferentes adoptados R_{TBM1} y R_{TBM2} en el PPP, ocasiona el cambio de las constantes de tiempo de las ecuaciones (9.5) y (9.6) y son una muestra del comportamiento memristivo puro presente en el TBM cuya característico principal de su comportamiento eléctrico, es la variación de la resistencia que presenta cuando se le excita con señales eléctricas.

Esto abre un paradigma para determinar de qué naturaleza es la resistencia exhibida por el TBM (y el memristor) ya que, como se evidencia experimentalmente, no se comporta como una resistencia común, por lo que no queda fuera de lugar proponerla como un nuevo tipo de resistencia que se podría denotar como “memresistencia”.

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R1 POR UN TBM

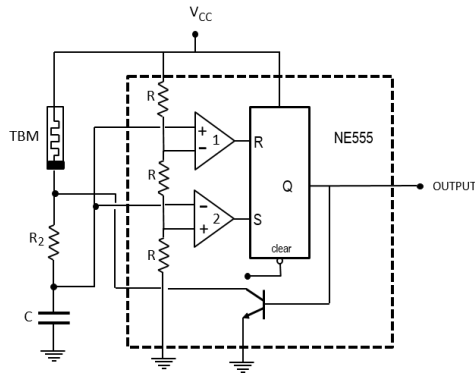
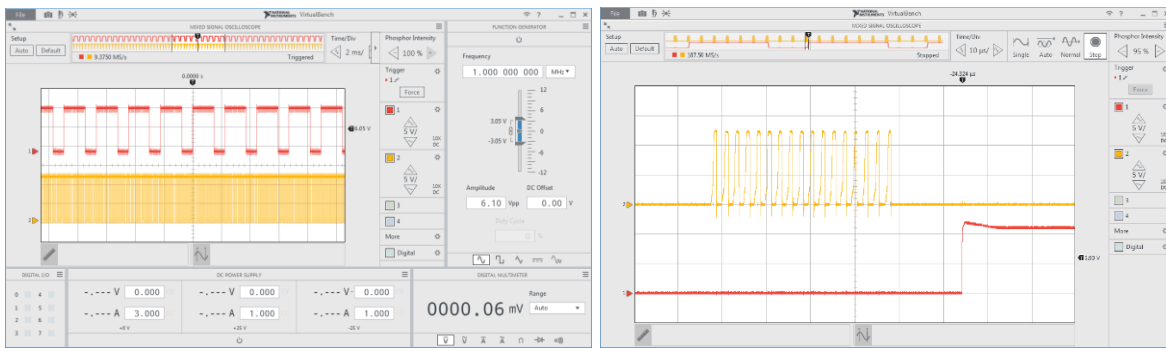


Figura 9.12 Diagrama esquemático del circuito NE555 astable con TBM. En esta configuración R1 es reemplazado por un TBM.



(a)

(b)

Figura 9.13. (a) Registro del efecto en salida del astable NE555 cuando R1 es reemplazado por un TBM (amarillo) en contraste con la salida del circuito clásico (rojo). (b) Registro de un acercamiento de la salida del astable 555 con TBM.

El efecto del TBM al sustituir a R1 en el circuito astable clásico se muestra en las figuras 9.13(a) y (b) en amarillo, mientras que se contrasta con los del circuito astable clásico, en rojo, como se observa en los registros, también es aplicable la forma de onda de la figura 9.9, pero a diferencia del caso anterior, la disminución del PPP y de los periodos de los pulsos de NAC indican un aumento importante la frecuencia de la salida. Sin embargo, se tiene un comportamiento conmutativo muy similar al del caso anterior, con la diferencia que el NAC, para este caso, la secuencia de pulsos finita es de 17, como se muestra en la figura 9.11(b) donde se precian cada pulso del NAC. con un nivel alto de 12.54 V y un nivel bajo de -2.54 y un PPN con un +PPN de 0.47 μ s y un -PPN de 1.45 μ s., con los cuales se obtiene un del ciclo de trabajo de 24.48 % (menor que del ciclo de trabajo para el caso anterior cuando R1 y R2 son sustituidos por TBMs, que era de 37.5 %). Las observaciones muestran para el PPN una frecuencia de 520.833 KHz, mientras que, para el PPP de 246.66 μ s de duración, corresponde una frecuencia de 4.054 KHz.

Como la salida del circuito astable conmuta para TCC donde C se carga a través de R1+R2 o el TDC que descarga C a través de R2, esto quiere decir que la incursión del TBM sustituyendo a R1 provoca un TCC a través del valor resistivo del TBM+R2.

Sean R_{TBM} el valor resistivo presente en el TBM, haciendo los cálculos como el caso anterior se tiene los siguientes resultados:

Para el PPP, el TDC que es de $214.03 \mu s$, se obtiene un valor de R_2 de $30\,575.71 \Omega$, mientras que, para el TCC que es $32.63 \mu s$ la carga se produce para un $R_{TBM}+R_2$ de 4661.42Ω .

Por otro lado, para el PNN, el TDC que es de $0.47 \mu s$, se obtiene un valor de R_2 de 207.14Ω , mientras que, para el TCC, que es de $1.45 \mu s$ la carga se produce para un $R_{TBM}+R_2$ de 67.142Ω .

El hecho de que el valor real de la resistencia R_2 presente el “efecto de una resistencia menor y diferente” en el mejor de los casos, para el PPP, en el TDC (menor de $1/3$ de su valor nominal) y en el TCC (menor de $1/20$ de su valor nominal; suponiendo a R_{TBM} de valor despreciable), sugiere que el TBM provoca alterar la impedancia del comportamiento conmutativo de la salida del transistor T, cuya rol es iniciar la carga/descarga del 555, con lo cual se afectaría la impedancia del arreglo en serie R_2-C , que se encuentra en derivación con respecto al colector de T, mostrando la evidencia de que el comportamiento de R_{TBM} no es el una resistencia pura, ya que, inclusive, el sustituir a R_1 por un TBM provoca que las ecuaciones (8.5) y (8.6) no se cumplan, debido a con este inusual comportamiento se consiguen valores de ciclo de trabajo no permitidos por la ecuación (8.7) en el funcionamiento del modo astable del 555. Por otro lado, el NAC, en este caso, presenta 17 pulsos; comparado con el doble de 34 pulsos del caso anterior, donde se sustituían R_1 y R_2 por TBMs, nos indica que el NAC es un efecto memristivo puro, al sumar los pulsos por cada TBM utilizado con en el circuito astable.

CASO CUANDO SE REEMPLAZAN R_2 POR UN TBM

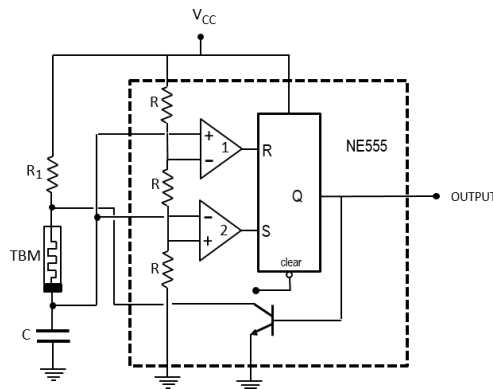
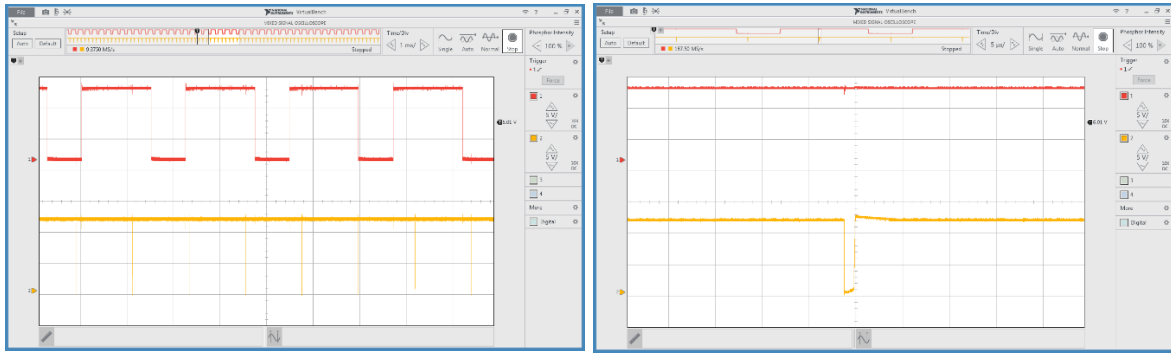


Figura 9.14 Diagrama esquemático del circuito NE555 astable con TBM. En esta configuración R_2 es reemplazado por un TBM.



(a)

(b)

Figura 9.15 (a) Registro del efecto en salida del astable NE555 cuando R2 es remplazado por un TBM (amarillo) en contraste con la salida del circuito clásico (rojo). (b) Registro de un acercamiento de la salida del astable 555 con TBM.

El efecto en la salida del astable al sustituir a R2 con un TBM, mostrado en la figura 9.15, es transformar la salida tanto en el valor de la frecuencia como en el ciclo de trabajo de los pulsos; mientras que en el circuito clásico se tiene un tren de pulsos bien definidos donde se identifican sin complicación la proporción entre el nivel bajo y el nivel alto que producen un ciclo de trabajo de 66.6 % y una frecuencia de 447.64 Hz; el astable con TBM presenta el tren de pulsos con frecuencia de 821 Hz mostrado en la figuras 9.14(a) y 9.14(b), en las que se observa que, aunque se identifica un tren de pulsos periódicos, el nivel alto del pulso es enorme en comparación con el nivel bajo, casi desapercibido en la figura 9.14(b) (en amarillo) y solo perceptible en el captura del acercamiento de la figura 9.14(b). Sin embargo, en este caso, a diferencia de los dos anteriores, no es aplicable la forma de onda propuesta de la figura 9.9, al mostrar una salida de un tren de pulsos clásico, de un circuito de conmutación. Por otro lado, la drástica alteración del ciclo de trabajo es un indicador de que la resistencia del TBM, insignificante en esta configuración del 555, en donde se concluye el dominio de R1 en las ecuaciones 9.5, 9.6 y 9.7 sobre el efecto resistivo del TBM que es bloqueado por R1; como resultado el muy pequeño valor de R_{TBM} provoca un sorprendente ciclo de trabajo de 99.90 %.

CASO CUANDO SE REEMPLAZA C POR UN TBM

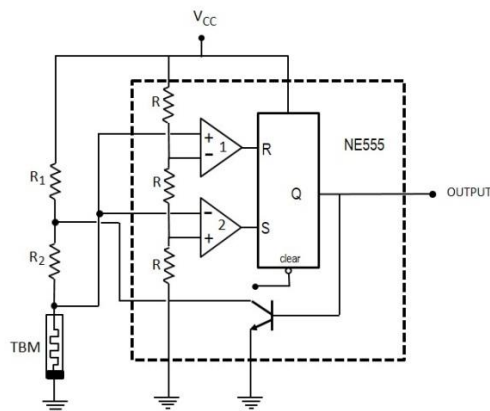


Figura 9.16 Diagrama esquemático del circuito NE555 astable con TBM. En esta configuración C es reemplazado por un TBM.

Del diagrama de la figura 9.16 se espera que al sustituir el capacitor C de la red exterior del astable clásico por un TBM, la capacitancia implícita de su estructura C_{TBM} , modifique la frecuencia; esto brindara una herramienta para determinar el valor de. En este circuito la pequeña resistencia del TBM, en serie con R1 y R2 que son del orden de 100 K Ω , se espera que no afecte de forma significativa el ciclo de trabajo del pulso, por lo que se podría despreciar el efecto de R_{TBM} . Por otra parte, la frecuencia será modificada por C_{TBM} Tomando en cuenta lo anterior, se obtuvieron experimentalmente los ciclos de trabajo de los dos circuitos; mientras el ciclo de trabajo y la frecuencia del circuito clásico son 66.66 % y 454.5 Hz respectivamente, para el circuito modificado con el TBM son 78.9% y 147 058.15 Hz. El incremento del ciclo de trabajo, al disminuir la relación $(R1+2R2)$ nos indica, en este caso, que R_{TBM} no sigue el comportamiento de las resistencias en serie. Una prueba de los múltiples valores resistivos que presenta el TBM y que complican su modelado.

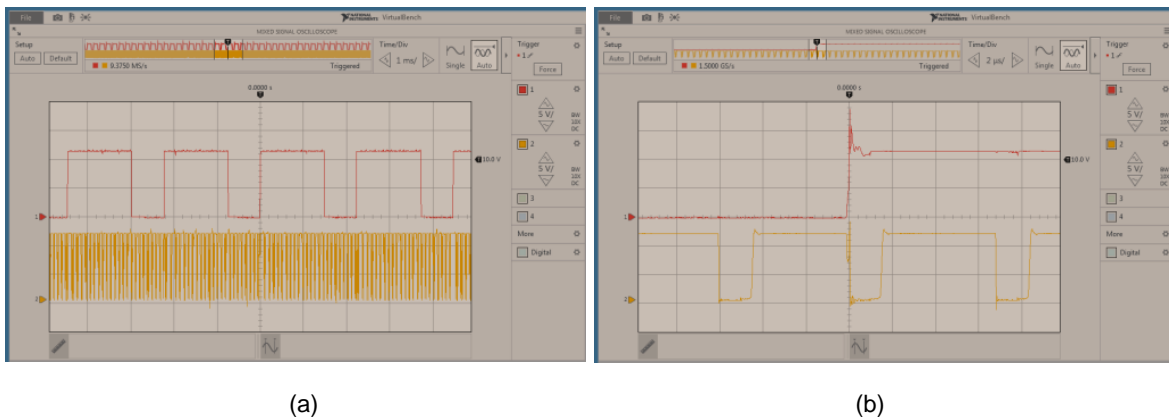


Figura 9.17. (a) Tren de pulsos generados en la salida del NE555 cuando C es reemplazado por un TBM. (b) Acercamiento de los pulsos generados.

La figura 9.17(a) y (b) muestran las salidas del astable con el circuito clásico (en rojo) y cuando se reemplaza C por un TBM (en amarillo), en 8.17(a), se muestra la comparación de frecuencias del astable clásico y del astable con TBM y en la figura 8.11(b), se hace un acercamiento del tren de pulsos a la salida del astable con TBM, de esta pantalla se determina su frecuencia para aproximar, junto con los valores de R1 y R2, el valor de la capacitancia de C_{TBM} . Los resultados determinan que $C_{TBM} = 65.45$ pF.

Nuevas aplicaciones:

Los experimentos muestran que la conexión del TBM en la configuración del modo astable del 555, tiene un importante efecto cuando sustituye a R1, generando trenes de pulsos especiales en los que se tiene un efecto conmutativo adicional. Es importante recalcar que la condición para que se presente este comportamiento es solo cuando el TBM se encuentra sustituyendo a R1, porque si, además, otro TBM está presente sustituyendo a R2 en el astable, el efecto conmutativo del nivel alto se duplica. Esto tiene aplicaciones potenciales a los circuitos temporizadores y contadores. Sin embargo, si R1 está presente en la configuración el efecto anterior desaparece y se genera un tren de pulsos normal, con un

ciclo de trabajo de casi el 100 % aplicable a los controles donde el incremento de ciclo de trabajo es importante, como es el caso de las fuentes digitales.

APLICACIONES CON OPAMPs

El OPAMP es un circuito ampliamente usado en electrónica analógica. La razón principal es que su comportamiento eléctrico aproxima características ideales, como son impedancia de entrada y ganancia altas y un ancho de banda respetable. Además, por su simplicidad es fácil integrarlo en una amplia gama de circuitos. Resulta interesante reportar como se afecta el comportamiento eléctrico del OPAMP, usado como amplificador inversor y como parte de filtros activos de primer orden, cuando los componentes pasivos de su red externa son reemplazados por TBMs. En este caso, debido a que los circuitos con OPAMP propuestos requieren de una señal de entrada, cuya frecuencia puede ser variada desde DC hasta los valores máximos de operación del dispositivo OPAMP utilizado, entonces es posible observar en estos circuitos el efecto que producirá el TBM en sus tres rangos de frecuencia de funcionamiento, los cuales, como se ha establecido en el capítulo V, involucran el comportamiento memristivo puro de 0 a 10 Hz, el llamado pseudo-memristivo de 11 a 33 Hz y el resistivo-constante (que se ha renombrado, por los comportamientos resistivos inusuales encontrados, como *resistencia-memristiva*) que se aprecia para frecuencia mayores a 33 Hz. La incursión del TBM en el circuito inversor también posibilita explorar las características eléctricas de TBM que no pudieron ser cubiertas con la experimentación realizada anteriormente.

CIRCUITO INVERSOR CON OPAMP

La señal de entrada es aplicada a la terminal inversora a través de un resistor en serie R1. Además, la salida es retroalimentada a la entrada inversora por medio de la resistencia Rf, mientras que la entrada no inversora se conecta a tierra.

Considerando para el análisis del circuito las características de un OPAMP ideal, debido a que no existe corriente en la entrada inversora (por la impedancia infinita de entrada), entonces $I_{ent}=I_f$

A su vez, el voltaje a través de R1 debe ser igual V_{ent} debido a la tierra virtual que se establece en un extremo de R1, por lo tanto, $I_{ent}=V_{in}/R1$. De la misma forma, el voltaje a través de Rf iguala a $-V_o$ y por lo tanto $I_f=-V_o/Rf$, pero debido a que $I_f=I_{ent}$, entonces se cumple:

$$\frac{V_o}{V_{ent}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

Definiendo $A=V_o/V_{ent}$, donde A es la ganancia, entonces de la expresión anterior se obtiene la fórmula para la ganancia en voltaje del inversor:

$$A = -\frac{R_f}{R_1} \quad (9.9)$$

Mientras que la impedancia de entrada Z_{ent} es aproximadamente igual a R1 y la impedancia de salida Z_o viene por la expresión $1/(1+AB)$ donde $B=Rf/(Rf+R1)$. En la figura 9.18 se presenta el circuito clásico del amplificador inversor con OPAMP. Para este circuito fueron

utilizados un OPAMP 741 y los valores de los elementos pasivos $R_f=5K62\Omega$ y $R_1= 1 K\Omega$ que programan una ganancia A de 5.62.

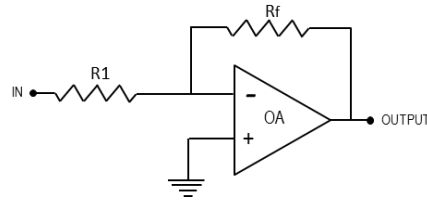


Figura 9.18 Circuito amplificador inversor con OPAMP, para el estudio de las aplicaciones del TBM en este circuito. Se implementarán dos circuitos con TBM diferentes, uno cuando sustituye a R_1 y uno más cuando sustituye a R_f .

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R_f POR UN TBM

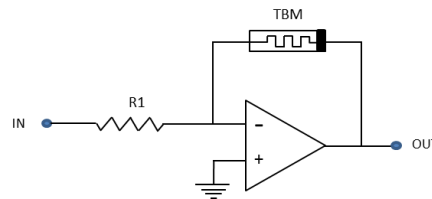
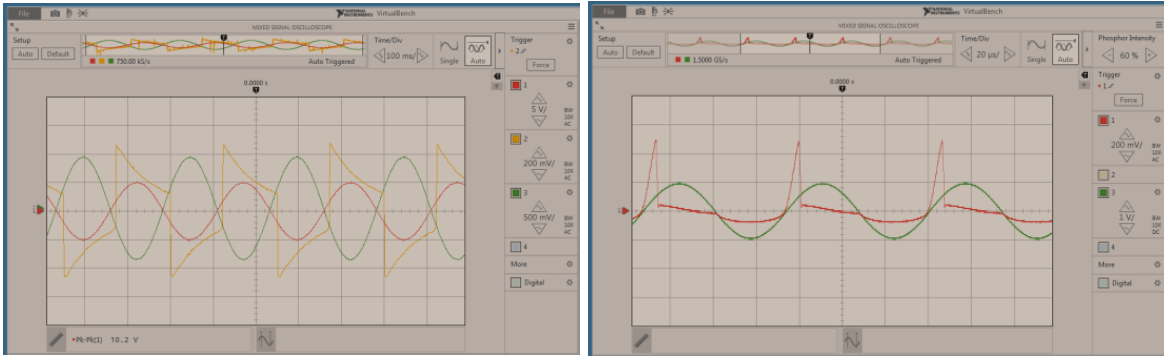


Figura 9.19 Circuito amplificador inversor con OPAMP y un TBM en la red externa. En este circuito un TBM sustituye a R_f .

Al sustituir la resistencia de retroalimentación R_f con un TBM, se tendrá un circuito inversor, pero en este caso, las características memristivas serán retroalimentadas al OPAMP. De forma que, en la salida, por la influencia del TBM, se producirá una retroalimentación que no será estable, por lo menos para bajas frecuencias, donde el TBM presenta su lazo F8013, y esto resultará en un comportamiento novedoso en la salida del circuito

Para el caso de la región de memristencia pura, se muestra en la figura 9.20(a) la salida del OPAMP inversor clásico (línea roja) junto con la modificada con la incursión del TBM en retroalimentación (línea amarilla) para una señal de entrada sinusoidal (en verde); mientras que la figura (b), muestra las modificaciones en la región pseudo-memristiva y en las (c) y (d), el comportamiento en la región resistiva constante. En la región memristiva pura, de acuerdo al comportamiento eléctrico que se explicó al principio de este capítulo se aprecia el efecto conmutativo entre los dos estados resistivos que presenta el lazo F8013 del TBM, apreciándose las dos constantes de tiempo diferentes (que difieren en 10 ms). Existe un atraso de tiempo, de aproximadamente 100 ms entre la señal de entrada y la salida del inversor con TBM, tiempo en que la señal de entrada alcanza un nivel suficiente para activar la formación del lazo y la conmutación entre sus dos valores resistivos. La salida de voltaje del circuito se encuentra atenuada con respecto a la entrada lo que sugiere que los dos estados resistivos del TBM son menores a $1K\Omega$. Sin embargo, es importante señalar que la resistencia del TBM, medida antes de conectarse al circuito, era de alrededor de $2K6\Omega$. Lo que llevaría a una ganancia teórica de 2.6, pero en realidad, como se aprecia de la pantalla de la figura 8.20(a), es de aproximadamente 0.53. Esto sugiere que, además, en la resistencia de la estructura, la cual es del tipo común, cohabita otro tipo de resistencia debido exclusivamente al comportamiento memristivo: la memresistencia.



(a)

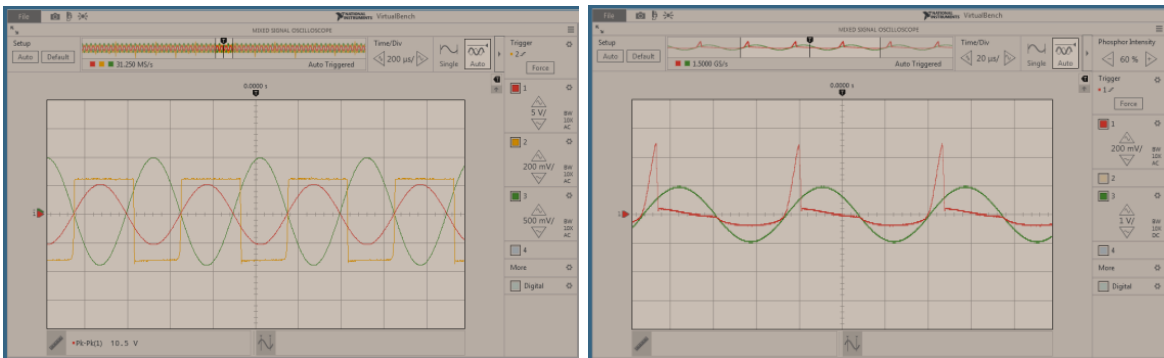
(b)

Figura 9.20 Formas de onda del voltaje de entrada (en verde), la salida del inversor clásico (en rojo) y de la salida del inversor con TBM (en amarillo) para (a) 4 Hz y (b) 25 Hz.

Las regiones de cargas y descargas para la región memristiva pura (figura 9.20(a) en amarillo) se modifica como se muestra en la figura 9.20(b), para la región pseudo-memristiva los tiempos de carga y descarga han aumentado (la ganancia del inversor se reduce a aproximadamente 0.4), los dos hechos anteriores muestran que el lazo F8013 del TBM se ha modificado y ha cambiado sus estados resistivos. Además, el atraso de la salida con respecto a la entrada se ha reducido y prácticamente ha desaparecido.

Para la región resistiva constante, la salida del inversor con TBM presenta para una señal de entrada sinusoidal de 5 V, un comportamiento de onda cuadrada (figura 9.20(c)), la ganancia del circuito se reduce a solo 0.3 y nuevamente en esta región de operación se exhibe el atraso de tiempo con respecto a la señal de entrada. Es interesante observar que el TBM no actúa como una resistencia normal en retroalimentación, su efecto no es una reproducción invertida y modificada en amplitud de la señal de entrada, sino la conmutación a dos niveles de voltaje.

De estos circuitos se desprende que el TBM conectado en la red de retroalimentación de un amplificador inversor con OPAMP, convertirá la forma de onda sinusoidal de entrada en una onda cuadrada atenuada, este comportamiento se sostiene para un rango de frecuencias de 33 Hz hasta aproximadamente 15 KHz.



(c)

(d)

Figura 9.20. Formas de onda del voltaje de entrada (en verde), la salida del inversor clásico (en rojo) y de la salida del inversor con TBM (en amarillo) para (c) 2 KHz y (d) 20 KHz.

El comportamiento de la región resistiva solo se mantiene para 15 KHz, ya que a partir de esta frecuencia empieza una modificación de la forma de onda tal como se muestra en la figura 9.20(d). En dicha figura se aprecia que los pulsos han desaparecido. De hecho, la señal se empieza a perder a medida que la frecuencia aumenta. Es importante observar que la parte superior de la onda de se ha atenuado por completo, sin embargo, a estas frecuencias se mantiene el nivel bajo el cual ha reducido su amplitud a 300 mV y una duración del 16 % del semiciclo negativo de la señal presentando, además, una forma parabólica invertida. Para valores de frecuencia superiores a los 20.3 KHz, el voltaje de salida del inversor con el TBM en retroalimentación se atenúa completamente. Esto indica que la resistencia del TBM ha decrecido considerablemente. Esto contrasta con el hecho esperado de que el valor de resistencia al que degenera el lazo F8013 sea único para altas frecuencias, ya que, por lo menos para el TBM, no es constante para el rango de altas frecuencias.

De las observaciones de los experimentos, se establece que la incursión del TBM en la retroalimentación de un inversor con OPAMP, produce una salida de voltaje atenuada y modificada cualitativamente por los efectos del TBM presentes en cada rango frecuencia de operación.

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R1 POR UN TBM

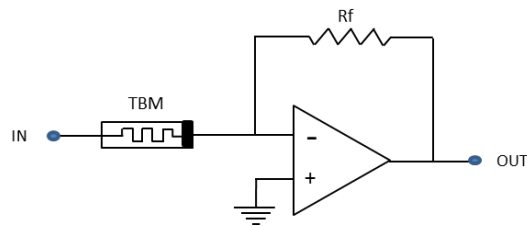
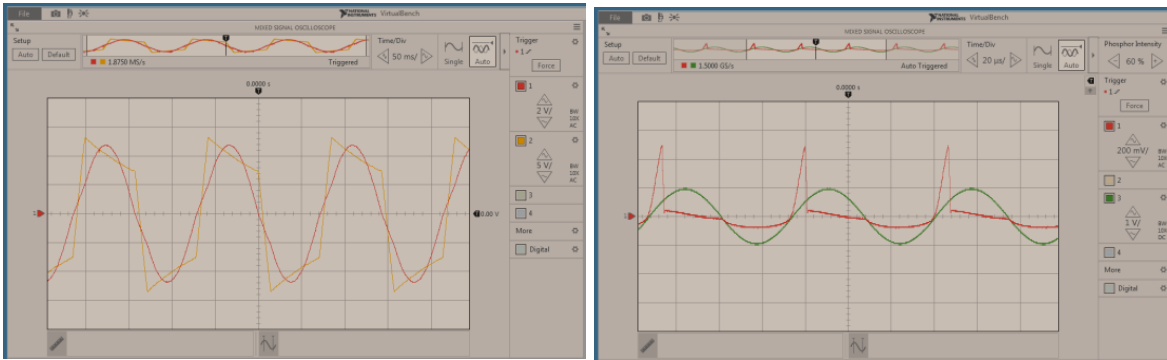


Figura 9.21 Circuito amplificador inversor con OPAMP y un TBM en la red externa. En este circuito un TBM sustituye a R1.

Para la configuración del circuito de la figura 9.21, al sustituir la resistencia R1 de entrada del inversor con un TBM, el comportamiento memristivo del TBM también afectará la retroalimentación pero de forma diferente que en el caso anterior, por lo que se espera un comportamiento novedoso en la salida del circuito, de esta forma características memristivas serán reflejadas en la retroalimentadas al OPAMP, indirectamente a través de Rf, de lo que se espera tener un comportamiento eléctrico diferente que para el caso cuando se sustituyó Rf por el TBM.

En la región memristiva pura, con el TBM sustituyendo a la resistencia de entrada R1, también se tendrá el comportamiento de voltajes donde se observan zonas de crecimiento y decrecimiento exponencial como se observa en la gráfica en amarillo de las figuras 9.22 (a) y (b), sin embargo, en comparación con el caso del TBM en la retroalimentación, aquí la razón de crecimiento y decrecimiento se reduce considerablemente, además se observa ganancia del inversor con TBM de 2, lo que pone de manifiesto un valor resistivo de aproximadamente $2K8\Omega$ que presenta el TBM para esta región (diferente para el caso del circuito anterior, que era de aproximadamente 530Ω), evidenciando una disminución del efecto memristivo para las condiciones de retroalimentación en este circuito.



(a)

(b)

Figura 9.22 Formas de onda del voltaje del inversor clásico (rojo) y del voltaje en el del inversor con TBM (amarillo) para (c) 6 Hz y (d) 20 Hz.

En las figuras 9.22 (a) y (b) se muestra la comparación de la salida circuito inversor clásico (en rojo), con la salida del inversor con TBM (en amarillo) en donde se muestran señales periódicas que consisten de pulsos bipolares modificados; los flancos de los niveles alto y bajo presentan pendientes similares una negativa para el nivel alto y una positiva para el bajo. Se calcula en las pendientes de los flancos de subida y bajada de los pulsos un *slew-rate* de 1025 V/ms para 6 Hz (figura 9.22(a)). A medida que se incrementa la frecuencia las pendientes se reducen y tienden a segmentos de línea recta horizontales (pendiente 0) (figura 9.22(b)) como se muestra para 6 Hz, también las pendientes de los flancos se incrementan y se aproximan a líneas rectas verticales provocando que aumente el *slew-rate* indicando que el comportamiento a la salida del circuito con TBM inversor con OPAMP de la figura 9.21 se aproximará a un pulso cuadrado, para una frecuencia de 100 Hz. La salida de pulsos cuadrados se mantiene hasta los 10 KHz, pero el nivel de amplitud se va reduciendo con la frecuencia, sin embargo a partir de la frecuencia de 10 KHz, el inversor modificado vuelve a exhibir en la señal de salida pendientes periódicas, pero esta vez, éstas forman un tren de ondas triangulares bien definida, como es mostrado en la figura 8.22(c), una vez más se pone de manifiesto la resistencia del tipo no óhmica del TBM, que en este caso produce una pendiente de voltaje para intervalos de $\pi/2$ valores sinusoidales de entrada, además, la onda triangular tiene una dependencia de amplitud inversa con la frecuencia, lo que no ocurre con las formas de onda generadas a frecuencias menores. Por ejemplo, el registro de la amplitud de la forma triangular es de 17 Vpp para 10 KHz, disminuye a 10 Vpp a los 23 KHz, 7 Vpp a los 40 KHz y 3 Vpp a los 80 KHz y 0.65 Vpp a los 400 KHz, con lo que se espera una mayor atenuación de amplitud para altas frecuencias. En la figura 9.22(c) se muestra la forma de onda triangular generada por el inversor con OPAMP modificado, cuando la frecuencia de la señal de entrada es de 16 KHz y la amplitud de 1.8 Vpp (línea amarilla). Es importante resaltar, que cuando la frecuencia llega a los 10 KHz empieza a existir un desfase entre la onda de la señal de salida del inversor clásico (en rojo) y la onda de salida del inversor con TBM (en amarillo) y llega a ser de 90 grados a los 30 KHz, pero interesantemente vuelve a ajustarse en fase con la señal de entrada al aumentar más la frecuencia, quedando en fase completamente a partir de los 90 KHz.

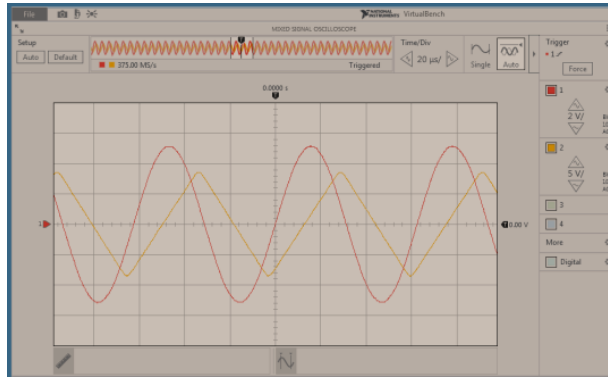


Figura 9.22(c) Formas de onda del voltaje del inversor clásico (rojo) y del voltaje en el del inversor con TBM (amarillo) para 16 KHz.

Resumiendo, la incursión del TBM sustituyendo a R1 en un amplificador inversor con OPAMP, con una entrada sinusoidal; produce una salida que consiste en pulsos bipolares de voltaje donde se aprecian en los niveles altos y bajos pendiente que asemejan zonas de carga y descarga para frecuencias menores a 100 Hz, o de onda cuadrada amplificada para el rango de frecuencia mayores a 100 Hz hasta 10 KHz, y una onda triangular, cuya magnitud es inversa a la frecuencia, presentando un desfase variable con respecto a la onda de entrada en el rango de los 10 KHz a los 90 KHz y en fase de los 90 KHz a los 500 KHz, frecuencia en la cual es totalmente atenuada. Una observación importante es el hecho que si un TBM sustituye a R1 y se utiliza el modelo de circuitos para frecuencias más allá de los 12 Hz (figuras 7.6 y 7.8) en la que se incluyen un capacitor y una resistencia en serie, se consideraría que el inversor con TBM debería tener los efectos de un filtro pasa altas, sin embargo precisamente a altas frecuencias la salida sufre una atenuación, mostrándose una vez más el complejo comportamiento eléctrico del TBM que no se explican con la teoría clásica de circuitos.

Nuevas aplicaciones:

Las observaciones del circuito de la figura 9.19 muestran que cuando el TBM reemplaza a Rf, existe una disminución del valor de la resistencia ofrecida por el TBM cuando se conecta en retroalimentación, lo que habilita a que este dispositivo sea utilizado para la generación de ondas cuadradas en el rango de los 2 a los 15 KHz, además, su comportamiento para frecuencias mayores de 18 KHz, se podría emplear como rectificador modificado.

Por otro lado, para la configuración cuando se utiliza el circuito inversor donde el TBM sustituye a R1, como en la figura 9.21, tiene aplicaciones potenciales como generador de onda triangular con desfase variable para frecuencias de 10 a 90 KHz.

EL OPAMP COMO PARTE DE UN FILTRO ACTIVO DE PRIMER ORDEN

Los filtros son redes eléctricas que actúan como discriminadores o seleccionadores de rangos de frecuencias de la señal de entrada y prácticamente tienen aplicación en todos los campos de la electrónica.

Los filtros activos son atractivos debido a la facilidad para establecer una frecuencia de corte y ganancia con solo elementos pasivos R, C y OPAMPs. Los filtros más básicos de

este tipo son los de primer orden. Circuitos simples para filtros activos pasa-altas y pasa-bajas comunmente utilizan una red de filtrado con elementos pasivos en el lazo de retroalimentación de un OPAMP como se muestra en la figuras 9.23 y 9.29.

La incursión del TBM como parte de la red pasiva de un filtro activo de primer orden presenta un panorama interesante para la exploración del comportamiento memristivo del TBM.

Sin embargo, las aplicaciones del TBM a los filtros activos serán más limitadas que aquellas para la configuración del amplificador inversor, debido a que, al formar parte de un filtro activo de primer orden solo podrán ser estudiada la influencia que ejerce el TBM en la salida del filtro para el rango de frecuencias de la banda de paso del filtro. Por ejemplo, en los filtros pasa-bajas solo se es posible explorar la influencia del TBM para frecuencias menores a la frecuencia de corte del filtro, en donde se incluyen las regiones memristiva pura y la región pseudo-memristiva, sin embargo, por la atenuación producida por el circuito no se podrá explorar señales para un rango de altas frecuencias en el cual se encuentra incluida la región resistiva del TBM. Por otra parte, para el caso del filtro pasa-altas las regiones memristiva pura y pseudo-memristiva serán bloqueadas por la atenuación de la red paso-altas, esto nos brinda la oportunidad de explorar con más detalle la llamada región resistiva, que como se ha mostrado en los circuitos de las figuras 9.19 y 9.21 su comportamiento eléctrico no es como el de una resistencia simple y podría proporcionar indicios importantes de su características eléctricas, que se espera, no sean las de una resistencia óhmica, sino, como se ha establecido por las observaciones realizadas, se trata de una nueva forma resistiva la “*memresistencia*”.

FILTRO ACTIVO DE PRIMER ORDEN PASA BAJAS

Este filtro tiene la propiedad de transmitir aquellas componentes de señales eléctricas de excitación de baja frecuencia, incluyendo señales de corriente directa, mientras que las componentes de altas frecuencias son bloqueadas. Cualquier señal que sea mayor a la frecuencia de corte ω_c del filtro es rechazada, mientras que las señales menores a ω_c son transmitidas. Por tanto, la banda de paso se extiende desde CD hasta la frecuencia de corte ω_c .

Normalmente una función de red pasa-bajas idealizada no presenta ceros en su función de transferencia, por este motivo los polinomios de variable compleja del numerador son de grado cero. De esta forma, la ganancia en términos de los componentes pasivos de la red es la siguiente:

$$A(s) = - \frac{Rf/R1}{1+\omega_c RfCs} \quad (9.10)$$

Donde $\omega_c=1/RfC$ y $f_c=1/2\pi RfC$

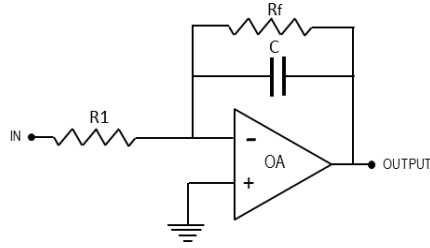


Figura 9.23. Circuito del filtro activo de primer orden pasa-bajas con OPAMP. En la experimentación, R1 y Rf serán reemplazados a su vez por un TBM.

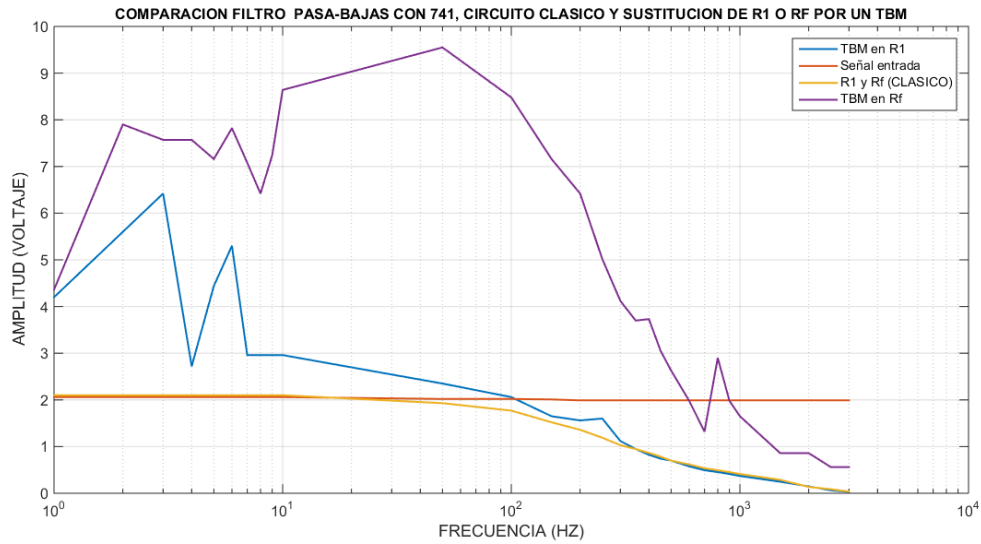


Figura 9.24 Comparación de las características de amplitud-frecuencia para el filtro pasa-bajas clásico y el filtro pasa-bajas con TBM.

En el circuito de la figura 9.23 se utiliza un OPAMP 741, los valores de los elementos pasivos son $R_f = 9K92 \Omega$, $R_1 = 9K94 \Omega$ y $C = 0.114 \mu F$, con estos valores se obtiene una $f_c = 140.73 \text{ Hz}$.

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R1 POR UN TBM

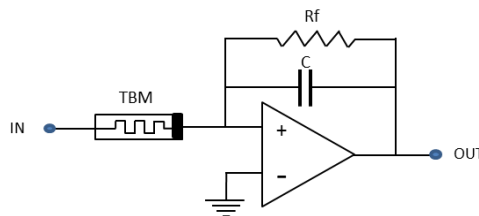
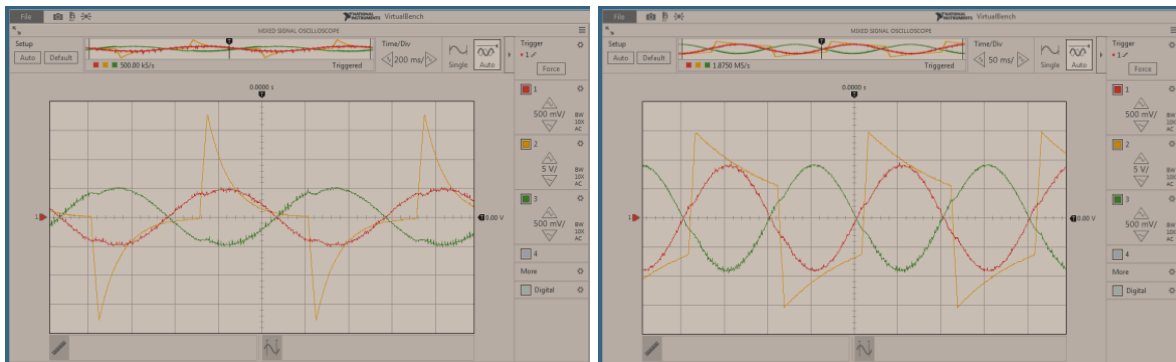


Figura 9.25. Circuito del filtro activo de primer orden pasa-bajas con OPAMP. En este circuito, R1 es reemplazado por un TBM. De forma que la señal de entradas se aplica directamente al TBM.

Se observa que la incursión del macro-memristor TBM en el circuito de la figura 9.25 ocasiona deformaciones a la salida del filtro que corresponden a picos periódicos cuyo máximo instantáneo supera el voltaje suministro del filtro (el valor máximo es de 30 Vpp, mientras que el suministro es de 24 Vpp). Este comportamiento se encuentra de acuerdo con el comportamiento esperado del lazo F8013 del TBM pues el tránsito entre los estados de resistencia alto y bajo ocasiona la saturación de la ganancia del filtro, sin embargo, a diferencia del tren de pulsos de saturación esperados en el circuito clásico, se tiene una rápida descarga, como se muestra en la figura 9.26(a) que está influenciada por el trayecto de transición entre los dos estados resistivos. El tiempo de descarga disminuye conforme aumenta la frecuencia, esto se muestra en la figura 9.26(b) y (c) en donde la frecuencia ha aumentado a 5 Hz y 10 Hz respectivamente.

Es interesante observar que este comportamiento de picos saturados se prolonga durante los primeros 60 Hz y después se comporta como el tren de pulsos de saturación esperado, pero a los 600 Hz se pierde por completo y a la salida se tiene una ganancia nula para frecuencias posteriores. Esto indica que el TBM, se comporta como una “resistencia memristiva” variable muy baja, cuyos valores provocan la saturación del OPAMP para frecuencias entre 60 y 600 Hz y como una “resistencia memristiva” fija alta para frecuencias mayores de 600 Hz. Sin embargo, al aumentar la frecuencia se observa un fenómeno muy interesante en el cual la dinámica descrita de la influencia del TBM en el filtro se pierde y solamente se tiene el comportamiento de una resistencia óhmica simple, como se muestra el registro de la salida de filtro de la figura 9.24 donde se observa, inclusive, que la característica amplitud-frecuencia del filtro con TBM se superpone con la del filtro clásico para altas frecuencias. Se concluye que la dinámica de picos de saturación es una prueba del efecto de la influencia del lazo F8013 en el filtro pasa-bajas para bajas frecuencias.



(a)

(b)

Figura 9.26 Formas de onda del voltaje de entrada (verde), de salida del filtro clásico (rojo) y del voltaje de salida en el filtro pasa-bajas con un TBM (amarillo) en reemplazo de R1 para (a) 1 Hz y (b) 5 Hz.

Con respecto a la figura 9.26(a), en esta pantalla no solo se muestran las características de conmutación resistiva que se observan en el TBM, sino también que las regiones de decaimiento exponencial se estabilizan, esto es, prácticamente se consideran descargadas después de 5τ , por lo que se tiene una herramienta para determinar el valor de la resistencia

de los dos valores resistivos que aproximan al lazo F8013 en la región memristiva pura del TBM (véase la figura 9.5). Determinando las constantes de tiempo y utilizando el valor de C_{TBM} obtenido de la figura 9.17(b), es posible obtener el valor de estos estados resistivos. Debido a que los tiempos de estabilización son diferentes para el semiciclo positivo que para el negativo se tienen entonces dos valores de constantes de tiempo diferentes: para el semiciclo positivo los 5τ se obtienen en 0.538 segundos y para semiciclo negativo el 0.460 segundos.

Tomando los valores indicados teóricamente se tendría una resistencia alta de $1640\text{ M}\Omega$ y una baja de $1400\text{ M}\Omega$. Estos valores no son posibles en la realidad; no permitirían circulación alguna de corriente hacia la entrada del filtro, de tal forma que se espera que sean de un valor mucho menor, lo anterior indicador de que el valor del C_{TBM} debe variar con las condiciones de operación del circuito, lo que hace muy complicado la determinación de los valores de resistencia alta y bajo del lazo F8013 del TBM, tomando solo el concepto de la constante de tiempo τ .

A medida que aumenta la frecuencia, el circuito con TBM de la figura 9.25 se aproxima en comportamiento cuantitativo al obtenido para el amplificador inversor clásico de la figura 9.23. Sin embargo, a diferencia de éste, la salida de la figura 9.25 es una señal de pulsos.

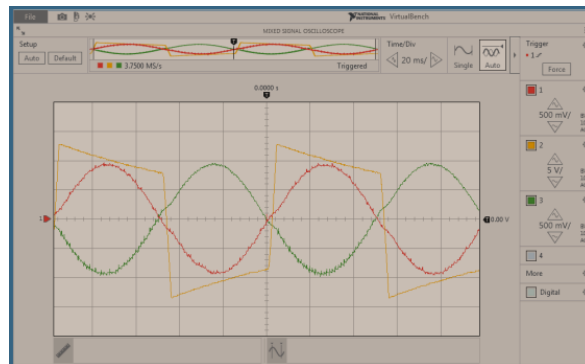


Figura 9.26(c) Formas de onda del voltaje de entrada (verde), de salida del filtro clásico (rojo) y del voltaje de salida en el filtro pasa-bajas con un TBM (amarillo) en reemplazo de R_1 para 10 Hz .

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R_f POR UN TBM

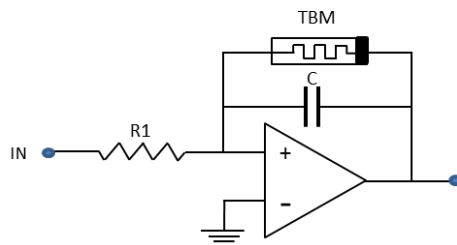
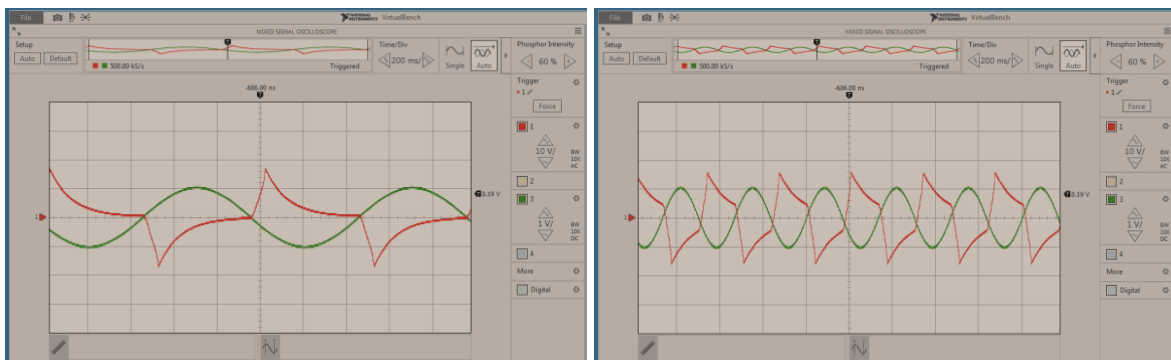


Figura 9.27. Circuito del filtro activo de primer orden pasa-bajas con OPAMP. En este circuito, R_f es reemplazado por un TBM. De forma que la influencia del TBM, queda determinada en la lazo de retroalimentación.

El filtro activo paso-bajas, de la figura 9.23 fue diseñado para lograr una ganancia unitaria, es decir $R1=R2$ (usando resistencias de precisión al 1%). Sin embargo, cuando se reemplaza en la red de retroalimentación R_f por un TBM la ganancia del filtro aumenta considerablemente como lo muestra la gráfica del comportamiento amplitud-frecuencia del filtro de la figura 9.24. Es interesante notar que esta ganancia se incrementa solo cuando el TBM se conecta en la red de retroalimentación, ya que cuando se conecta en la entrada del filtro la ganancia es similar a la del circuito clásico. La onda de voltaje de salida del filtro en este caso también sufre modificaciones en su forma, para frecuencias bajas sigue el mismo comportamiento que para el caso del circuito inversor de la figura 9.19 donde el TBM sustituyo a R_f , pero a diferencia de aquel, en este caso, se experimenta un aumento de la ganancia. Además, como se observa la gráfica de la figura 9.24 la caída de nivel de amplitud con la frecuencia del filtro activo clásico pasa-bajas es con una pendiente de 20 dB/década, mientras que la del filtro pasa-bajas con TBM experimenta una caída de aproximadamente 42.3 dB/década, caída aproximada a la teórica de un filtro de segundo orden.

La figura 9.28(a) muestra, también, en esta configuración curvas de descarga exponencial donde se determina aproximadamente el valor de 5τ , (diferente que para el caso del circuito de la figura 8.24) esta constante de tiempo junto con el valor de capacitancia C del filtro, que es de $0.114 \mu\text{F}$ (considerando despreciable la capacitancia intrínseca de la estructura del TBM al conectarse en paralelo con C) constituye una herramienta para calcular la resistencia parasita del modelo de circuito del TBM propuesto en el capítulo VII. Sin embargo, la resistencia parasita obtenida solo será válida para 1 Hz ya que a 2 Hz el decaimiento exponencial visiblemente no completa las 5τ como se muestra en la figura 8.27(b). Debido a que este valor de resistencia no es válida para ningún rango de frecuencias de operación del TBM, no representara la resistencia en ninguno de los modelos propuestos en el capítulo VII.



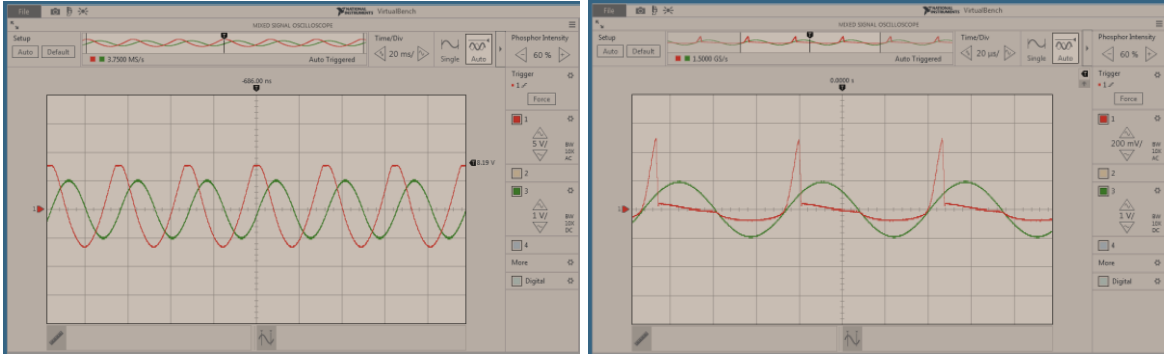
(a)

(b)

Figura 9.28. Formas de onda del voltaje de la salida del filtro clásico (verde) y del voltaje de salida en el filtro pasa-bajas con un TBM (rojo) en reemplazo de R_f para (a) 1 Hz y (b) 2 Hz.

Los tiempos de descarga se reducen con la frecuencia anulándose prácticamente a los 10 Hz, que es la región de frecuencia en donde el TBM muestra su comportamiento memristivo puro. Pasando los 30 Hz la forma de onda se modifica, como se muestra en la figura 9.28(c), en donde se aprecia que sigue la forma sinusoidal, pero reduce el desfase con respecto a la onda de la señal de salida del filtro clásico en 90 grados.

Se muestra en las figuras 9.28 (a), (b) y (c) que, para un rango de frecuencias de 1 a 5 Hz, (rango que comprende la región de memristencia-pura del TBM) la señal del filtro con TBM al encontrarse desfasada a la izquierda de la onda de salida del filtro pasa bajas clásico, se encuentra en adelante con respecto a la señal de entrada. Es decir, no sigue el comportamiento de un filtro pasa-bajas clásico en bajas frecuencias.



(c)

(d)

Figura 9.28. Formas de onda del voltaje de la salida del filtro clásico (verde) y del voltaje de salida en el filtro pasa-bajas con un TBM (rojo) en reemplazo de R_f para (c) 30 Hz y (d) 4 K Hz.

A partir de los 100 Hz, la forma sinusoidal se modifica con el aumento de la frecuencia llevándola a deformarla considerablemente a los 4Khz de la forma mostrada en la figura 8.27(d) la cual presenta picos positivos predominantes y la gráfica pierde contribución negativa de voltaje.

Pero partir de los 20 KHz los picos se ensanchan y aumenta la región negativa de la curva de voltaje se salida, además, la onda tiende a estar en fase con la señal de entrada. A los 100 KHz, la onda de salida vuelve a un tipo sinusoidal deformado como se observa en la figura 9.27(e) la cual se encuentra casi en fase con la onda la señal de salida del filtro clásico, para a partir de allí volver a desfasarse con la entrada (un ángulo menor a 90 grados) y disminuir el nivel de su voltaje.

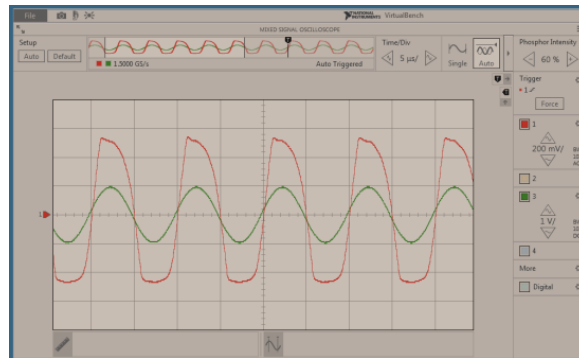


Figura 9.28(e). Formas de onda del voltaje de la salida del filtro clásico (verde) y del voltaje de salida en el filtro pasa-bajas con un TBM (rojo) en reemplazo de R_f para 100 KHz.

Nuevas aplicaciones:

La influencia del TBM en el filtro activo pasa-bajos de primer orden indica que, cuando se reemplaza a R_f por un TBM este filtro presenta una caída de amplitud de orden mayor, de forma que este novedoso comportamiento puede emplearse para el diseño de filtros activos pasa bajas de orden superior. Además, se observa la influencia que tiene el TBM en el cambio de la forma de onda y la fase en la señal de entrada, comparada con el filtro pasa-bajo clásico en el cual no se aprecia esta modificación de la forma de onda y la fase tiende a ser de $\pi/2$ al aumentar la frecuencia. El empleo de este filtro con TBM abre la posibilidad de aplicarlo en técnicas de formación de ondas especiales, además de aprovechar su cambio de fase inusual.

FILTRO ACTIVO DE PRIMER ORDEN PASA ALTAS

Este filtro tiene la propiedad de bloquear las frecuencias que se encuentran por debajo de la frecuencia de corte ω_c y transmitir aquellas componentes de frecuencia mayores que ω_c . Por lo tanto, la banda de rechazo se extiende desde CD hasta una frecuencia ω_c y, la banda de paso desde ω_c hasta (idealmente) una frecuencia infinita.

La función pasa-altas tienen sus ceros localizados en el origen del plano de la frecuencia compleja. Su función de transferencia de ganancia en términos de los componentes pasivos de la red es la siguiente:

$$A(s) = -\frac{R_f/R_1}{1 + \frac{1}{\omega_c R_1 C s}} \quad (9.11)$$

Donde $\omega_c = 1/R_1 C$

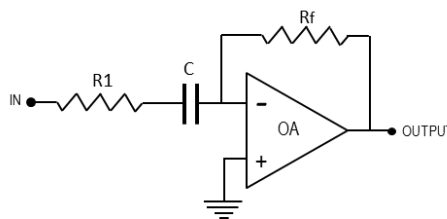


Figura 9.29. Circuito del filtro activo de primer orden pasa-altas con OPAMP en la experimentación, R_1 y R_f serán reemplazados a su vez por un TBM.

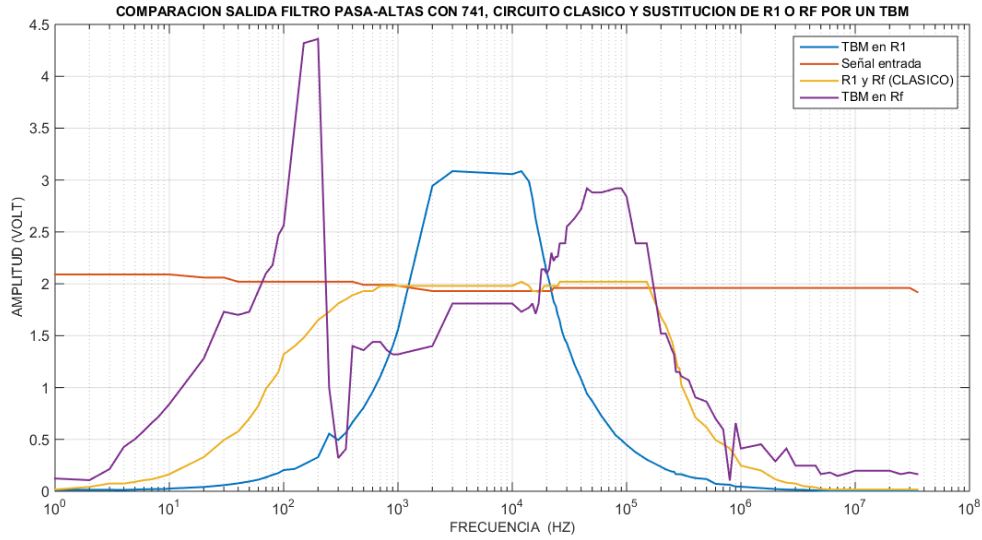


Figura 9.30. Comparación de las características de amplitud-frecuencia para el filtro pasa-altas clásico y el filtro pasa-altas con TBM.

Los valores de los elementos pasivo del circuito de la figura 9.29 son los mismos que para el caso del filtro paso-bajas, es decir, OPAMP 741, $R_f = 9K92 \Omega$, $R_1 = 9K94 \Omega$ y $C = 0.114 \mu F$, con estos valores se obtiene una $f_c = 140.73 \text{ Hz}$

CASO CUANDO SE REEMPLAZAN R1 POR UN TBM

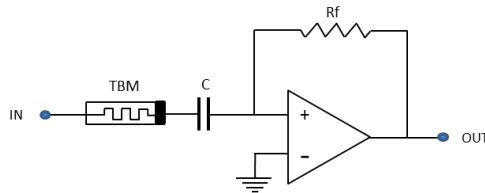


Figura 9.31 Filtro activo de primer orden pasa altas R1 reemplazado por un TBM .

Para el caso en el que un TBM sustituye a R_1 en el filtro activo pasa-altas de la figura 9.29, las características de rechazo de bajas frecuencias de la configuración dominan al efecto memristivo del TBM y como resultado se tiene solo un comportamiento resistivo que atenúa frecuencias menores de 1 KHz como se muestra en la característica amplitud-frecuencia

del circuito de la figura 9.30. Se aprecia en este caso que la frecuencia de corte del filtro es menor que la frecuencia de corte del circuito original. Además, la forma de la amplitud es muy selectiva, comportándose como un paso-bandas de 1 KHz a 200 KHz en lugar de filtro pasa-altas. Esto se manifiesta también por la caída de la amplitud alrededor de la banda de paso, que es más pronunciada que la del filtro clásico. Es interesante notar el comportamiento inusual de la llamada, memresistencia del TBM que en el filtro influye en el bloqueo de frecuencias de CD hasta aproximadamente 1 KHz, comparado con el filtro clásico que bloquea frecuencias de CD hasta aproximadamente 90 Hz.

CASO CUANDO SE REEMPLAZA R_f POR UN TBM

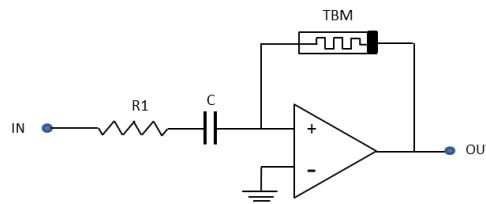
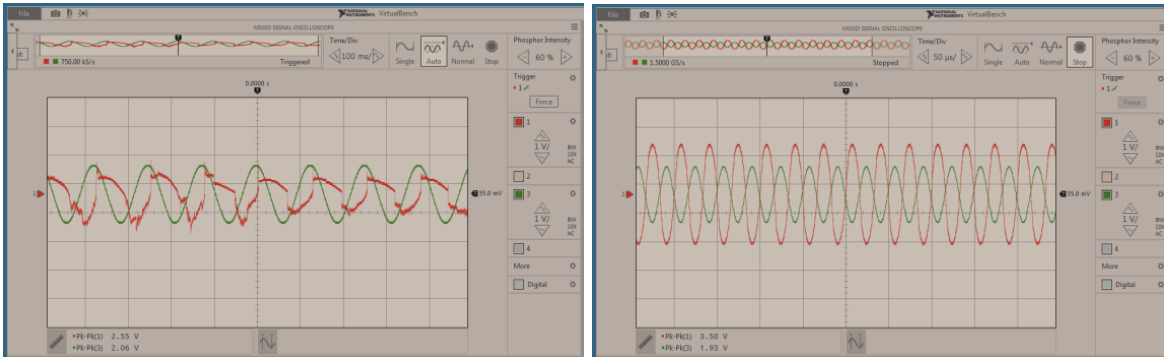


Figura 9.32 Filtro activo de primer orden pasa altas R_f es reemplazado por un TBM.

La característica de amplitud contra frecuencia de la figura 9.30 muestra que para el caso en el que el TBM sustituye R_f , se observa un comportamiento inusual de la salida de amplitud del filtro alternando entre dos zonas de ganancia máxima que se interpretan como bandas de paso del filtro, comportamiento registrado en los cambios de las formas de onda de la salida del voltaje de las figuras 9.33 (a), (b), (c) y (d). La primera banda de paso ocurre entre 100 y 200 Hz y la segunda a partir de los 35 KHz, se debe observar que esta última queda truncada por el ancho de banda de trabajo del OPAMP 741, que atenúa visiblemente la señal para valores más allá de los 250 KHz. El cambio en frecuencia de la “memresistencia” del TBM, entonces, se ve reflejado en la salida de amplitud del filtro. Con el TBM en retroalimentación, la corriente que es inyectada al TBM produce una relación de ganancia inestable con respecto a su relación con R_1 . Como consecuencia el filtro experimenta un fortalecimiento del efecto memristivo en el circuito, para frecuencias menores de 200 Hz, pero para frecuencias mayores a 35 KHz la memristencia disminuye y aumento el comportamiento “cuantitativo” resistivo y como resultado se para estas frecuencias el circuito con TBM presenta un comportamiento muy parecido al funcionamiento normal del circuito clásico que permite el paso de altas frecuencias.

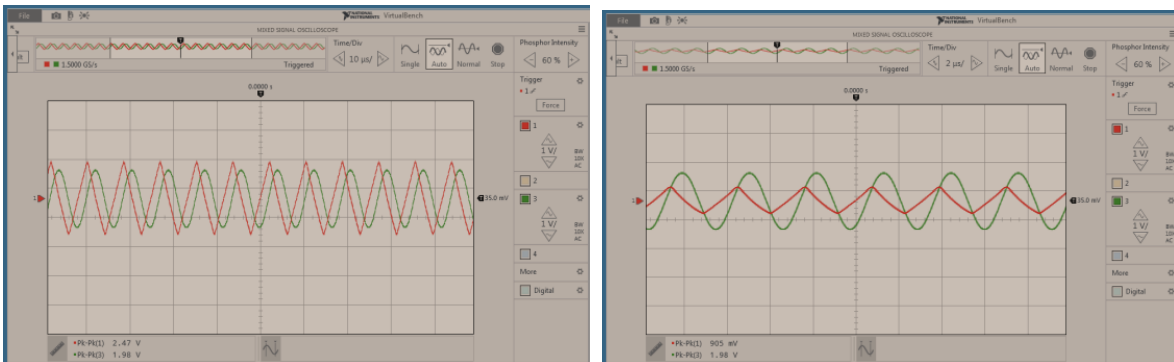
Como consecuencia de lo anterior se tendrán para este circuito dos bandas de paso una muy estrecha para bajas frecuencias y otra que permite el paso de frecuencias más allá de los 18 KHz, en contraste con el circuito clásico pasa-altas. Se debe resaltar como afecta la capacitancia de la estructura del TBM para altas frecuencias al capacitor C cambiando el valor del polo y de la frecuencia de corte del filtro. Por otra parte, el rango de ganancia de la banda de paso para bajas frecuencias del circuito con TBM es muy selectivo implicando un aumento del factor de calidad Q del filtro.



(a)

(b)

Figura 9.33. Formas de onda del voltaje de la salida del filtro clásico (verde) y del voltaje de salida en el filtro pasa-altas con un TBM en reemplazo de R_f para (a) 66 Hz y (b) 100 Hz.



(c)

(d)

Figura 9.33. Formas de onda del voltaje de la salida del filtro clásico (verde) y del voltaje de salida en el filtro pasa-altas con un TBM en reemplazo de R_f para (c) 119 KHz y (d) 333 KHz.

Nuevas aplicaciones:

Del comportamiento de las características eléctricas presentada por el circuito clásico de la figura 9.29 en comparación con los circuitos de las figuras 9.31 y 9.32, donde un TBM reemplaza a R_1 y a R_f respectivamente, queda clara la poca influencia del lazo memristivo en el filtro, debido a su rechazo a las bajas frecuencias. Sin embargo, por otro lado, cuando con el TBM reemplaza a R_f en el lazo de retroalimentación, para frecuencias mayores que de la región pseudo-memristiva (33 Hz), genera un interesante comportamiento en el cual se identifican un par de frecuencia de corte, las cuales sugieren su aplicación como un novedoso “filtro de dos bandas de paso”, por otro lado, cuando R_1 se sustituye por un TBM tiene aplicaciones importantes como un filtro pasa-bandas implementable con un OPAMP, una resistencia y un capacitor.

REFERENCIAS

[IX_1] C. A. Desoer and E. S. Kuh, *Basic Circuit Theory*, New York, NY: McGraw-Hill, 1969.

[IX_2] LM555 data sheet; available at <https://www.ti.com/product/LM555>

CAPITULO X

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

El estudio de los diferentes tipos de cohesores y los resultados de las pruebas realizadas, dan evidencia en el comportamiento eléctrico los cohesores de esferas metálicas algunos aspectos característicos que son deseables para un memristor. Esto permitió restringir el diseño e implementación del macro-memristor propuesto, con estructuras en donde se establece un contacto puntual entre dos metales. Sin embargo, no todas las estructuras que constan de contactos entre dos metales presentan propiedades memristivas.

Una aportación al estado del conocimiento del memristor desarrollado en el presente trabajo es que la implementación del macromemristor siempre estuvo, direccionada por la teoría de Chua expuesta en [X_1], enfocada en el desarrollo del cuarto elemento básico de los circuitos, la cual contrasta con todo el desarrollo en implementación de memristores que utilizan la estructura establecida por HP, que está basada en el estudio de películas delgadas de materiales especializados (principalmente el TiO_2). Por otro lado, teniendo como objetivo principal, desde el comienzo, prolongar los límites en la miniaturización de memorias, por lo que el desarrollo del memristor de HP fue accidental.

Se establece en la investigación efectuada que el fenómeno de la memristencia solo se produce para valores de frecuencia de algunos Hz y de con valores de menores a 1 V. Los hechos anteriores, posiblemente, han sido la causa de que no se haya considerado históricamente el fenómeno de memristencia antes de 1971 y que, además, se establezca, de manera errónea, que el comportamiento memristivo es sólo inherente en las escalas nano y no en estructuras macro. Por lo tanto, mostrar los efectos memristivos en estructuras macro, es la aportación principal de este proyecto doctoral.

Por otro lado, como se trata de un dispositivo nuevo, y ante la ausencia de un marco de conocimiento bien establecido, el desarrollo del macromemristor prototipo requirió de una exhausta experimentación que resultó fundamental para entender y establecer una base teórica que resultó en una estructura memristiva aplicable a los circuitos electrónicos analógicos.

El prototipo macro-memristor, designado con las siglas TBM, se basa en una estructura de dos bolas de acero de 1 mm de diámetro en contacto, el cual es un dispositivo, compatible en promedio con las dimensiones de los dispositivos eléctricos pasivos conocidos comercialmente. Además, su comportamiento eléctrico es completamente reproducible. Con este dispositivo se facilitará la construcción de circuitos con memristores. Esto abre la posibilidad de la introducción del TBM en los circuitos, cuyo comportamiento al interconectarse con este nuevo elemento se modificará, ya que serán afectados por las propiedades memristivas no lineales.

En gran parte de este trabajo se mostró evidencia de que el macromemristor TBM presenta propiedades eléctricas únicas, que lo diferencian notablemente de los otros tres dispositivos eléctricos básicos, siendo su sello distintivo presentar una figura F8013 en su característica $v-i$. Para entender un poco más acerca de la memristencia, se debe pensar que su comportamiento resistivo no es el de una resistencia común, sino que, por su propia naturaleza, debe considerarse como una nueva resistencia memristiva.

Debido a que la estructura utilizada para implementar el TBM exhibe en la zona de contacto una interface con un comportamiento complejo, se asume, entonces, que la memristencia presente en la estructura se produce en esta interface y se interpreta como una función de la señal de entrada y de la dimensión y composición de ésta. Lo anterior implica la existencia de un posible gran número de memristencias, correspondiente a las variaciones de las características de la interface al implementar el TBM. Se identifica, entonces, una nueva propiedad física; que debe ahora considerarse como otra cantidad de la teoría de circuitos: la “memresistencia”.

Un avance importante se realizó al descubrir y comprobar que el parámetro que afecta el comportamiento memristivo de la estructura del TBM es la presión a que están sometidas las bolas metálicas, la cual tiene la función de modificar la interface del punto de contacto entre ellas. También se comprobó una relación compleja en la dependencia de la memristencia con la presión a que están sometidas las bolas de la estructura.

Se ha mostrado, experimentalmente, en el comportamiento eléctrico TBM la manifestación de las 3 características distintivas que debe poseer un memristor [X_2]. Además, el registro de la característica carga-flujo magnético del TBM fortalece esta calificación.

La caracterización del comportamiento memristivo del prototipo TBM en CD muestra una conmutación de estados resistivos que es controlada por la corriente, lo cual implica que se podría ser utilizado como un elemento lógico de memoria de dos estados.

Por otra parte, la caracterización de CA, muestra que el comportamiento eléctrico es más complejo cuando el TBM es alimentado por una señal preiodica debido a su dependencia directa de la frecuencia de la señal de entrada y explorarse más a fondo para encontrar posibles aplicaciones para el comportamiento particular de este dispositivo.

La memristencia del TBM es producida por su relación $\phi-q$ que al generar una curva no lineal univaluada, que se modificada con la presión y la frecuencia, dificulta la generalización de un modelo de memristencia para el TBM; por lo que, debe investigarse más, para comprender el efecto de la relación $\phi-q$ en el bucle $v-i$ entrelazado en el origen que genera el TBM.

Debido a que su comportamiento es lo suficientemente cercano a un memristor ideal, el TBM debe considerarse el cuarto elemento canónico que Fano supuso [X_3] y Chua propuso. Los resultados de esta aportación fueron publicados en revista arbitrada de prestigio como lo es:

Una revisión acerca de los mecanismos físicos que son responsables de la memristencia en la estructura de bolas metálicas incluyen fenómenos cuánticos como la conducción por tunelaje y la teoría electromagnética de los cuales se da evidencia experimental para el primer caso y con una aproximación quasi-estática de las ecuaciones de Maxwell para el segundo. Mediante estas herramientas fue posible dar una interpretación de los fenómenos eléctricos observados en el TBM.

Se propusieron algunos modelos para aproximar el comportamiento eléctrico del TBM que incluyen una contribución parasita de los tres elementos conocidos [X_4], particularmente en los rangos de frecuencias en los que ya no se manifiesta el lazo F8013. Los modelos generados a partir de las observaciones experimentales, podrían ser no adecuados para algunas aplicaciones del TBM. Por lo anterior se deben buscar modelos del TBM diseñados a partir de la aplicación en la que estén siendo utilizados. Sin embargo, también hay que recalcar que el memristor es una resistencia con memoria y no lineal, lo que significa que su comportamiento puede resultar en un modelo demasiado complicado, si no se toman en cuenta las consideraciones simplificadoras en los modelos del circuito.

Por otro lado, como resultados debe considerarse la conclusión de que la memristencia producida por el TBM es muy pequeña. Debido a esto se establece que el efecto memristivo del TBM solo tendrá lugar al conectarlo con un circuito en serie, cuando la impedancia del mismo sea casi nula o en circuitos conectados en paralelo, en donde el valor recíproco de la resistencia, provoca el del TBM influya en el comportamiento eléctrico del circuito.

Por último, se exploraron aplicaciones del TBM en circuitos analógicos sencillos, que se consideran básicos, como es esperado, por su naturaleza de elemento eléctrico básico, se mostró que, la inserción del TBM no solo alterará el comportamiento de los circuitos ya conocidos, sino que, a partir de su inusual comportamiento eléctrico, se podrán generar nuevas clases de circuitos, quedando de manifiesto que existe un amplio campo de exploración por descubrir y del cual este trabajo espera ser considerado una pequeña pero valiosa contribución para alentar el desarrollo de este inexplorado e interesante campo de investigación.

A pesar de los avances conseguidos, para el desarrollo de las aplicaciones potenciales del TBM se requieren investigaciones que marquen las bases para la explicación de la variación de la conductividad memristiva en la estructura propuesta. Este estudio permitirá el desarrollo de un marco de referencia experimental, sobre el cual se pueda basar un modelo válido que permita comprender la influencia que tendrá este novedoso cuarto elemento en los circuitos electrónicos analógicos.

Este trabajo también puede ser visto como una aportación para sentar las bases que servirán de trampolín para el desarrollo de los macromemristores.

TRABAJO A FUTURO

Validar al TBM como un elemento eléctrico canónico.

Obtención del modelo matemático del TBM implementado.

Diseño y análisis de circuitos con TBMs.

Exploración y estudio del fenómeno de memristencia.

REFERENCIAS

[X_1] L. Chua; "Memristor-The missing circuit element"; *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol.18, Issu. 5, 1971, pp. 507-519.

[X_2] S. Adhikari, P. Maheshwar, H. Kim, L. Chua, "Three Fingerprints of Memristor" *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, pp. 3008- 3021, 2013.

[X_3] R. Fano; "Electromagnetic Fields, Energy, and Forces"; Wiley, pp.520, 1960.

[X_4] M.P. Sah, et.al, A Generic Model of Memristors with Parasitic Components, *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, Vol. 62, NO. 3, pp. 891-898, 2015.

ANEXO

El siguiente artículo ha sido validado por el SACC Ingeniería Eléctrica, como producto del trabajo de investigación realizado por el candidato a Doctor García Paniagua Julio Cesar.

Por medio de la presente se constata que el artículo de investigación:

Julio C. García-Paniagua; Pablo Pérez-Alcázar Memristor Based on the Contac of Two Metal Balls

Published in:IEEE Sensors Journal

DOI: 10.1109/JSEN.2018.2864585

Date of Publication: 10 August 2018