



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Μοντελοποίηση και προσομοίωση μνημών μεταβλητής αντίστασης και
νευρομορφικών ιδιοτήτων σε LTSpice και Simulink

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Γεωργίου Σ. Χρυσού

Επιβλέπων: Δημήτριος Τσουακαλάς
Ομ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2024



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Μοντελοποίηση και προσομοίωση μνημών μεταβλητής αντίστασης και
νευρομορφικών ιδιοτήτων σε LTSpice και Simulink**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Γεωργίου Σ. Χρυσού

Επιβλέπων: Δημήτριος Τσουκαλάς
Ομ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 24η Οκτωβρίου 2024.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Δημήτριος Τσουκαλάς
Ομ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Πάυλος Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Εμμανουήλ Χουρδάκης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2024.

.....
Γεώργιος Σ. Χρυσός

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © (2024) Γεώργιος Σ. Χρυσός.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η αυξανόμενη ανάγκη για υπολογιστική ισχύ έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της κατανάλωσης ενέργειας να αποτελεί καίριο ζήτημα για τους σχεδιαστές κυκλωμάτων. Ενώ οι επεξεργαστές γενικού σκοπού βελτιώνονται ακούσια από την κλιμάκωση των transistor, εντούτοις οι μνήμες δεν ακολουθούν την ίδια πρόοδο σε ταχύτητα και κατανάλωση. Υπό αυτό το πρίσμα, εναλλακτικές διατάξεις μνήμης όπως οι μνήμες μεταβλητής αντίστασης (memristors) αποτελούν μια λύση για την δημιουργία μνημών τεράστιας πυκνότητας και μικρής κατανάλωσης ισχύος.

Τα memristor είναι μια σχετικά πρόσφατη ανακάλυψη στον τομέα της ηλεκτρονικής που διευρύνει το σύνολο των θεμελιωδών παθητικών στοιχείων. Οι μνήμες μεταβλητής αντίστασης παρουσιάζουν μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον ως προς τον χαρακτηρισμό τους. Καθώς γίνονται όλο και περισσότερες προσπάθειες για την κατασκευή τους, η ανάγκη για προσομοίωση των ιδιοτήτων τους με βάση τις φυσικές αρχές τους γίνεται πιο εμφανής.

Τα memristor χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες ως προς την διατήρηση της εσωτερικής τους κατάστασης - την πτητική και μη πτητική λειτουργία. Στην πτητική λειτουργία, η εσωτερική κατάσταση επανέρχεται αυτόματα σε μια αρχική σταθερή κατάσταση με την διακοπή της επιβαλλόμενης διέγερσης, ενώ στην μη πτητική λειτουργία το memristor διατηρεί την εσωτερική του κατάσταση και μετά το πέρας της διέγερσης. Οι δύο αυτές κατηγορίες είναι σημαντικές για ένα εύρος εφαρμογών που ποικίλει από μνήμες μεγάλης πυκνότητας ως και νευρομορφικές διατάξεις και εφαρμογές.

Σε αυτή την εργασία διερευνούμε τη μοντελοποίηση των conductive filament memristor με βάση τους φυσικούς μηχανισμούς που διέπουν την λειτουργία τους καλύπτοντας και τη μη πτητική και τη πτητική λειτουργία των memristor. Οι δύο αυτές περιπτώσεις περιγράφονται από το ίδιο μοντέλο αλλά με διαφορετικές τιμές των παραμέτρων τους. Επιπλέον, προσομοιώνουμε το μοντέλο κυκλωματικά τόσο σε LTSpice όσο και σε MATLAB/Simulink καθώς και σε DC και σε AC λειτουργία.

Λέξεις Κλειδιά: Memristor, Μνήμη Μεταβλητής Αντίστασης, ReRAM, Αγωγιμο Νήμα, CBRAM, Φυσική Μοντελοποίηση Memristor, SPICE, Simulink, MATLAB, MIM, Threshold Switching, Bipolar Device, PCM, Λεπτά Υμένια, Αναλογικοί Υπολογισμοί.

Abstract

With the increasing demand for computational power, reducing energy consumption is a critical issue for circuit designers. While general-purpose processors are unintentionally improving due to transistor scaling, memories do not follow the same progress in speed and consumption. In this context, alternative memory devices such as ReRAM provide a solution for creating high-density, low-power consumption memories.

Memristors are a relatively recent discovery in electronics, expanding the set of fundamental passive electronic components. ReRAM memories are a realization of the theoretical prediction of memristors, and as such, there is significant research interest in characterizing them. As more efforts are made to manufacture them, the need to simulate their properties based on their physical principles becomes more apparent.

Memristors are divided into two major categories based on the retention of their internal state—volatile and non-volatile operation. In volatile operation, the internal state automatically returns to an initial stable state when the applied excitation is removed, while in non-volatile operation, the memristor retains its internal state even after the excitation ends. These two major categories are important for a range of applications, from high-density memories to neuromorphic devices.

In this thesis, we investigate the modeling of conductive filament memristors based on the physical mechanisms that govern their operation, covering both the non-volatile and volatile operation of memristors. These two cases are described by the same model but with different parameter values. Furthermore, we simulate the model using circuit simulations in both LTSpice and MATLAB/Simulink, as well as in both DC and AC operation modes.

Keywords: Memristor, Resistive Memories, ReRAM, Conductive Fillament, CBRAM, Memristor Physical-Based Modeling, SPICE, Simulink, MATLAB, MIM, Threshold Switching, Bipolar Device, PCM, Thin Oxide Device, Analog Computing.

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ τους γονείς μου Σπύρο και Σταυρούλα, την αδερφή μου Ιωάννα, τον πνευματικό μου π. Ιωάννη για τη στήριξη, την επιμονή και την υπομονή του μαζί μου, τον π. Φανούριο και τον π. Παντελεήμων που με αγκάλιασαν από την πρώτη στιγμή, τη γυναίκα της ζωής μου Μερόπη και πάνω από όλα τον τριαδικό Θεό για την άπειρη ευσπλαχνία του.

«Η τύχη είναι το καλλιτεχνικό όνομα του Θεού.»

π. Ανανίας Κουστένης 1945 - 2021

Περιεχόμενα

Περίληψη	5
Abstract	7
Ευχαριστίες	9
Περιεχόμενα	10
Κατάλογος Σχημάτων	12
Κατάλογος Πινάκων	15
Κώδικες	16
1 Εισαγωγή	17
1.1 Ιστορική Αναδρομή	17
1.2 Από τη θεωρία στην υλοποίηση	18
1.3 Μνήμες μεταβλητής αντίστασης ReRAM	19
1.4 Αρχή λειτουργίας μνημών CBRAM	19
1.5 Κατασκευή CBRAM στο εργαστήριο	20
1.6 Πτητική και μη - Πτητική λειτουργία	21
1.6.1 unipolar	21
1.6.2 bipolar	21
1.6.3 threshold-switching	22
2 Μοντελοποίηση	23
2.1 Μοντελοποίηση Memristor	23
2.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση	23
2.2.1 Μοντέλο HP-Labs	24

2.2.2	Επεκτάσεις και διορθώσεις μοντέλων με window functions	25
2.2.3	Μοντέλα υποβολικού ημιτόνου	26
2.3	Compact Μοντέλο Yu και Wong	28
2.4	Επέκταση μοντέλου των Yu και Wong	31
3	Προγράμματα προσομοίωσης και εύρεση παραμέτρων	34
3.1	Προγράμματα προσομοίωσης	34
3.2	SPICE/LTSpice	34
3.3	MATLAB/Simulink	35
3.4	Μοντέλο SPICE	36
3.5	Εύρεση Παραμέτρων	39
4	Προσομοίωση και ανάλυση μοντέλων	47
4.1	Προσομοίωση μοντέλων	47
4.2	Ανάλυση DC	48
4.2.1	Διπολική περίπτωση	48
4.2.2	Πτητική περίπτωση	49
4.3	Ανάλυση AC	50
4.3.1	Διπολική περίπτωση	51
4.3.2	Πτητική περίπτωση	54
4.4	LIF (Leaky-Integrate-Fire) Νευρώνας	56
4.4.1	Αρχή λειτουργίας	56
4.4.2	Προσομοίωση LIF νευρώνα	57
5	Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα	58
5.1	Σύνοψη των αποτελεσμάτων	58
5.2	Προτάσεις για βελτίωση του SPICE μοντέλου	59
5.2.1	Σύμπτυξη Μεταβλητών Κατάστασης και Window Functions	59
5.2.2	Κανονικοποίηση Όρων	60
5.3	Μελλοντική έρευνα	60

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Οι 6 εξισώσεις και οι σχέσεις μεταξύ των 4 μεγεθών οπτικοποιημένες.	18
1.2	Αρχή λειτουργίας CBRAM [Bousoulas et al 2020]. Εικονίζεται η εξέλιξη του νήματος στις καταστάσεις SET και RESET	19
2.1	HP-Labs memristor: Strukon et al. [2008] Εικονίζονται η εμπλουτισμένη και απογυμνωμένη περιοχή από VO_x καθώς και η συμπεριφορά του memristor για διάφορες περιπτώσεις.	25
2.2	Οι συναρτήσεις των Joglekar και Biolek για τις περιπτώσεις $I(t) < 0$ και $I(t) > 0$	26
2.3	Η απόκριση του μοντέλου με βάση τη συνάρτηση $F_p(x)$ Joglekar. Οι παράμετροι για αυτή την προσομοίωση με βάση το [24]: $R_{ON} = 100\Omega$, $R_{OFF} = 10k\Omega$, $\mu_D = 5(10^{-14})m^2s^{-1}V^{-1}$, $D = 12nm$, $x_0 = 0.56$, $p = 7$. Είσοδος: ημίτονο πλάτους 1V και συχνότητας 10Hz.	26
2.4	Η απόκριση του μοντέλου με βάση τη συνάρτηση $F_p(x)$ Biolek. Παράμετροι για αυτή την προσομοίωση με βάση το [24]: $R_{ON} = 100\Omega$, $R_{OFF} = 1k\Omega$, $\mu_D = 4(10^{-14})m^2s^{-1}V^{-1}$, $D = 16nm$, $x_0 = 0.076$, $p = 7$. Είσοδος: ημίτονο πλάτους 1V και συχνότητας 10Hz.	27
2.5	Η απόκριση του μοντέλου υπερβολικού ημιτόνου των Lehtonen & Laiho. Παράμετροι για την προσομοίωση: $a_1 = 4(10^{-8})$, $b_1 = 1.2$, $a_2 = 1.25(10^{-7})$, $b_2 = 1.2$, $c_1 = 6(10^{-4})$, $d_1 = 2$, $c_2 = 6.6(10^{-4})$, $d_2 = 3.8$, $x_0 = 0.001$. Η είσοδος είναι τριγωνικοί παλμοί $+5/-2.5V$ με rise/fall time 0.5s και περίοδο 0.1s . . .	28
2.6	Το διάγραμμα ροής του διπολικού μοντέλου των Yu & Wong.	30

3.1	Η αρχιτεκτονική διάταξη του μοντέλου SPICE. Στο πάνω μέρος παρουσιάζεται ο υπολογισμός των μεταβλητών κατάστασης h και r ως ολοκλήρωση με πυκνωτή και πηγές ρεύματος. Στο κάτω μέρος παρουσιάζεται ο κλάδος που εμφανίζει την ισοδύναμη αντίσταση του κυλώματος μαζί με μια πηγή ρεύματος με το ελάχιστο ρεύμα αγωγής.	36
3.2	Η διαδικασία εύρεσης παραμέτρων με συνδυασμό MATLAB & Simulink. Το περιβάλλον βελτιστοποίησης του Matlab χρησιμοποιεί τη συνάρτηση κόστους για να βρει τις παραμέτρους. Η συνάρτηση κόστους καλεί την προσομοίωση για να μπορέσει να συγκρίνει τα πειραματικά δεδομένα με την έξοδο της προσομοίωσης. Η προσομοίωση έχει και αυτή πρόσβαση στις global μεταβλητές του Matlab.	42
3.3	Φόρτωση παραμέτρων εκτελώντας το setup script.	43
3.4	Εκτέλεση προσομοίωσης για μεταγλώττιση του μοντέλου και την επιβεβαίωση ότι οι παράμετροι είναι ορατές από το μοντέλο.	43
3.5	Επιλογή fast restart.	44
3.6	Ρύθμιση του solver για τις επακόλουθες προσομοιώσεις.	44
3.7	Εφαρμογή βελτιστοποίησης που παρέχεται από το Optimization Toolbox. . .	45
3.8	Επιλογή συνάρτησης βελτιστοποίησης και αρχικού διανύσματος παραμέτρων.	45
3.9	Επιλογή function value για τη γραφική παράσταση και iterative για τον τύπου εκτύπωσης της προόδου.	46
3.10	Η γραφική παράσταση που δημιουργείται κατά την εκτέλεση της βελτιστοποίησης βάσει των επιλογών που θέσαμε στο optimization app.	46
4.1	Διπολική DC λειτουργία	49
4.2	Πτητική DC λειτουργία με είσοδο τρίγωνο πλάτους $0.35V$ και περιόδους $2s$. .	50
4.3	Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία	51
4.4	Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία για ημιτονική είσοδο πλάτους $0.6V$ και συχνότητες $1Hz$, $10kHz$	52
4.5	Διπολική AC λειτουργία. Εικονίζονται οι αντίσταση, το ύψος και το πάχος του νήματος στο χρόνο για την είσοδο του σχήματος 4.3	53
4.6	Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία για τις συχνότητες $1Hz$, $10kHz$	54
4.7	Πτητική AC λειτουργία	55

4.8	Κύκλωμα του LIF νευρώνα. Οι παλμοί από την πηγή φορτίζουν τον πυκνωτή μέσω της αντίστασης R_s . Όταν το memristor μεταβεί στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης, η ισοδύναμη αντίσταση που βλέπει ο πυκνωτής είναι πολύ μικρότερη αυτής της πηγής και έτσι ο πυκνωτής αποφορτίζεται μέσω του memristor.	56
4.9	Η απόκριση του LIF νευρώνα και η τάση στον πυκνωτή εισόδου. Είναι φανερό η αντιστοιχία της εκφόρτισης του πυκνωτή με τους παλμούς ρεύματος της εξόδου.	57

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Οι παράμετροι του μοντέλου όπως αυτές παρουσιάστηκαν στο [25]	31
2.2	Οι παράμετροι του επεκταμένου μοντέλου	33

Κώδικες

3.1	Κώδικας διπολικού μοντέλου	38
3.2	Συνάρτηση κόστους	40

Κεφάλαιο 1

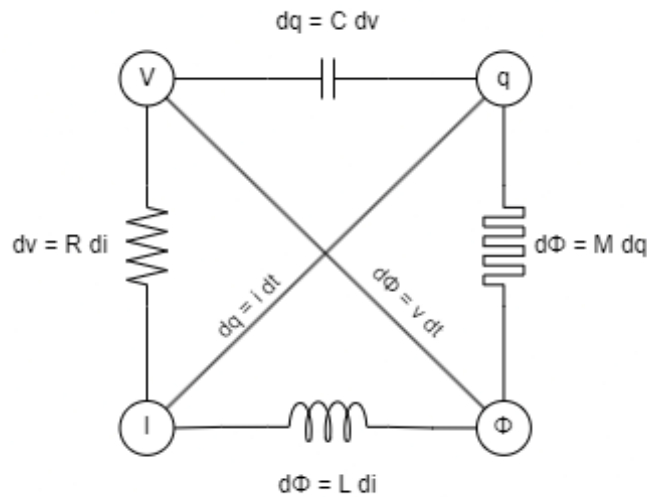
Εισαγωγή

1.1 Ιστορική Αναδρομή

Το 1970 ο Leon Chua όρισε μαθηματικά την έννοια της μνήμης μεταβλητής αντίστασης (memristor) ως ένα νέο θεμελιώδες στοιχείο της ηλεκτρονικής και επομένως δεν γίνεται να αναπαρασταθεί από κάποιο παθητικό R,L,C δικτύωμα [7]. Αυτό προέκυψε από την παρατήρηση ότι τα τρία γνωστά ως τότε θεμελιώδη στοιχεία, χαρακτηρίζονται από τέσσερα μεγέθη – V , I , q , Φ – τα οποία συνδυάζονται μεταξύ τους ανά δύο. Αυτό σημαίνει πως μπορούν να προκύψουν συνολικά έξι μοναδικά ζεύγη σχέσεων εκ των οποίων μόνο τα πέντε ήταν γνωστά με τρεις από αυτές τις σχέσεις να ορίζουν αξιωματικά τα θεμελιώδη παθητικά στοιχεία και δύο από αυτές να ορίζουν τις σχέσεις του ρεύματος ως ολοκλήρωμα του φορτίου στο χρόνο και τη μαγνητική επαγωγή ως το ολοκλήρωμα της τάσης στο χρόνο Σχήμα [1.1].

Αυτή ήταν και η αφετηρία του συλλογισμού του Chua, ότι δηλαδή αυτή η έκτη σχέση που απομένει μεταξύ φορτίου και μαγνητικής επαγωγής αντιστοιχεί σε κάποιο άλλο άγνωστο ως τότε στοιχείο, το οποίο ονόμασε memristor από τη σύμπτυξη των λέξεων μνήμη-memory και αντίσταση-resistor. Το στοιχείο αυτό – όπως μαρτυρά και το όνομά του – εμφανίζει μια αντίσταση η οποία εξαρτάται από το ιστορικό της αγωγής του ίδιου του στοιχείου και επομένως είναι ένα χρονομεταβλητό μέγεθος με μονάδα μέτρησης το Ω που ονομάζεται memristance (μνημαντίσταση).

Η χαρακτηριστική $I - V$ των στοιχείων αυτών είναι ένας κλειστός βρόχος που περνάει από την αρχή των αξόνων και αυτό γιατί ως πλήρως παθητικό στοιχείο, δεν δύναται να άγει ρεύμα για μηδενική διέγερση ,εφόσον δεν αποθηκεύει ενέργεια όπως ο πυκνωτής και το πηνίο. Ιστορικά αυτή η χαρακτηριστική της υστέρησης έχει παρατηρηθεί σε πλήθος διατάξεων όπως στις αρχαίες πλέον λυχνίες ηλεκτρικής εκκένωσης του 19ου αιώνα [17] αλλά ποτέ δεν είχε



Σχήμα 1.1: Οι 6 εξισώσεις και οι σχέσεις μεταξύ των 4 μεγεθών οπτικοποιημένες.

θεμελιωθεί στα πλαίσια της θεωρίας κυκλωμάτων. Η θεμελίωση του άνοιξε νέους δρόμους για την ηλεκτρονική και την υλοποίηση πολλών καινοτόμων κυκλωμάτων [7].

1.2 Από τη θεωρία στην υλοποίηση

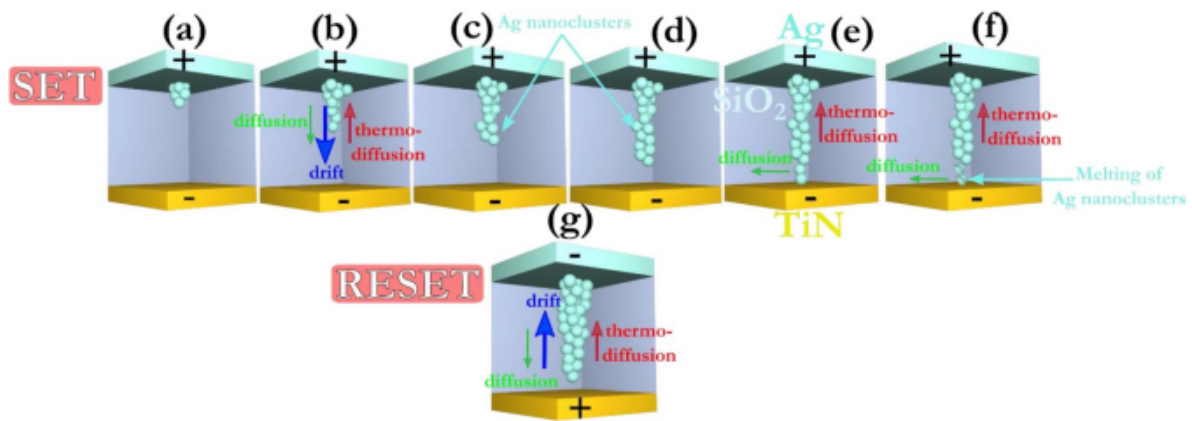
Από την μαθηματική θεμελίωση των στοιχείων έμεινε ανοιχτό το πρόβλημα της κατασκευής ενός memristor με τις επιθυμητές ιδανικές ιδιότητες όπως αυτές ορίζονται από τον Chua [7]. Το 2008 τα HP-Labs ανακοίνωσαν ότι είχαν κατασκευάσει το στοιχείο που περιέγραφε ο Chua αποκαλώντας το χαμένο memristor [20]. Η ανακοίνωση τους αυτή περιέγραφε μια διάταξη οξειδίου του τιτανίου TiO_2 με στρώσεις διαφορετικής συγκέντρωσης VO_x (κενές θέσεις Οξυγόνου) όπου η μεταβλητή αντίσταση εμφανιζόταν ως φαινόμενο λόγω της μετανάστευσης ιόντων οξυγόνου από τη μια στρώση στην άλλη.

Η δημοσίευση αυτή δημιούργησε αντιδράσεις καθώς εξισώνει μια υποκατηγορία μνημών μεταβλητής αντίστασης με το θεωρητικό υπόβαθρο του memristor. Εντούτοις ο Chua θεώρησε πως ο ορισμός του memristor μπορεί να επεκταθεί ώστε να περιλαμβάνει όλα τα στοιχεία 2 ακροδεκτών που εμφανίζουν παρόμοιες χαρακτηριστικές υστέρησης I-V [8]. Με αυτή τη θεώρηση οι μνήμες μεταβλητής αντίστασης αγωγίμου νήματος (Conductive Bridge Random Access memories – CBRAM) που θα αναλύσουμε στη συνέχεια συμπεριλαμβάνονται στο διευρυμένο ορισμό και θα αναφερόμαστε σε αυτές ως memristor για το υπόλοιπο της εργασίας.

1.3 Μνήμες μεταβλητής αντίστασης ReRAM

Οι μνήμες μεταβλητής αντίστασης ReRAM παρουσιάζουν μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον ως παθητικές μνήμες που μπορούν να αποθηκεύσουν δεδομένα για μεγάλο χρονικό διάστημα με ελάχιστη κατανάλωση ισχύος. Αποτελούν την ευρύτερη κατηγορία όλων των μνημών που βασίζονται σε φαινόμενα μεταβολής αντίστασης για τη διατήρηση του περιεχομένου τους και επομένως οποιαδήποτε διάταξη μπορεί να διατηρήσει την εσωτερική της κατάσταση – αντίσταση ανήκει στις μνήμες ReRAM. Αυτή η μεγάλη κατηγορία μνημών έχει πολλές υπο-κατηγορίες που χωρίζονται ανάλογα με το φυσικό μηχανισμό που τις διέπει.

Η τεχνολογία CBRAM (Conductive Bridge RAM) κλιμακώνει σε νανοδιατάξεις πράγμα που την καθιστά ιδανική τεχνολογία για την ανάπτυξη μνημών υπερυψηλής πυκνότητας και χαμηλής κατανάλωσης [11, 6, 1]. Η ικανότητα κατασκευής τέτοιων μνημών είναι υψίστης σημασίας για την τεχνολογική πρόοδο των υπολογιστικών συστημάτων. Με την κλιμάκωση των στοιχείων μνήμης σε νανοδιατάξεις γίνεται πλέον εφικτό το in memory computing όπου λογική και μνήμη συνυπάρχουν σε ένα νέο υπολογιστικό σύστημα.



Σχήμα 1.2: Αρχή λειτουργίας CBRAM [Bousoulas et al 2020]. Εικονίζεται η εξέλιξη του νήματος στις καταστάσεις SET και RESET

1.4 Αρχή λειτουργίας μνημών CBRAM

Πριν προχωρήσουμε σε περαιτέρω ανάλυση θα πρέπει να περιγράψουμε τη φυσική δομή των μνημών CBRAM που μελετήσαμε στην παρούσα εργασία και στη συνέχεια να περιγράψουμε τη διαδικασία κατασκευής τους για πληρότητα. Οι μνήμες CBRAM είναι γνωστές και ως PMC (programmable metallization cell) και ανήκουν στη γενικότερη κατηγορία των MIM (Metal - Insulator - Metal) στοιχείων. Η δομή τους δηλαδή βασίζεται σε διαδοχικές στρώσεις

μετάλλου - μονωτή - μετάλλου και θυμίζει έναν πυκνωτή παράλληλων πλακών με πολύ μεγάλη αλλά πεπερασμένη αντίσταση μεταξύ των πλακών ($> 10^6 \Omega$) [4].

Η αρχή λειτουργίας των CBRAM (Σχήμα [1.2]) στηρίζεται στην οξειδοαναγωγή για τη μεταβολή της αντίστασης με το στοιχείο ξεκινάει στην κατάσταση υψηλής αντίστασης (HRS). Με την επιβολή θετικής τάσης, οξειδώνεται το ενεργό ηλεκτρόδιο απελευθερώνοντας κατίοντα στο διηλεκτρικό πλέγμα (Anodic Dissolution). Στη συνέχεια τα ιόντα που δημιουργήθηκαν ολισθύνουν εντός του διηλεκτρικού με κατεύθυνση προς το ουδέτερο ηλεκτρόδιο.

Όταν τα ιόντα φτάσουν στο ουδέτερο ηλεκτρόδιο, δέχονται ηλεκτρόνια από αυτό και έτσι μετατρέπονται σε ουδέτερα άτομα (Cathodic Reduction) [21]. Τα ουδέτερα άτομα δημιουργούν συσσωματώματα τα οποία σιγά σιγά συσσωρεύονται στο ουδέτερο ηλεκτρόδιο. Καθώς αυξάνεται η συγκέντρωση τους και λόγω του επιβαλλόμενου ηλεκτρικού πεδίου, τα συσσωματώματα δημιουργούν ένα αγωγίμο νήμα και το στοιχείο μεταβαίνει στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης (LRS).

Η παραπάνω διαδικασία αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως SET και είναι η αρχή της λειτουργίας του αγωγίμου νήματος στις μνήμες CBRAM όπου μεταβαίνουν από την κατάσταση HRS στην κατάσταση LRS. Η αντίστροφη διαδικασία συμβαίνει όταν αντιστραφεί η πόλωση του στοιχείου, δηλαδή το νήμα διαλύεται και τα ιόντα επιστρέφουν στο ενεργό ηλεκτρόδιο. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται RESET και το στοιχείο επιστρέφει στην κατάσταση υψηλής αντίστασης, ολοκληρώνοντας τον κύκλο.

1.5 Κατασκευή CBRAM στο εργαστήριο

Στην παρούσα εργασία μελετήθηκαν δύο τύπου CBRAM που διαφέρουν ως προς το υλικό του ουδέτερου ηλεκτροδίου τους. Έχει παρατηρηθεί στη βιβλιογραφία ότι το υλικό του ουδέτερου ηλεκτροδίου παίζει σημαντικό ρόλο στην τελική συμπεριφορά του στοιχείου. Εν προκειμένω οι περιπτώσεις που εξετάστηκαν αφορούν ουδέτερα ηλεκτρόδια από νανοσωματίδια Pt και TiN.

Τα στοιχεία CBRAM κατασκευάστηκαν με τη διαδικασία RF magnetron sputtering χρησιμοποιώντας στόχους υψηλής καθαρότητας σε θερμοκρασία δωματίου. Το υπόστρωμα των στοιχείων αποτελείται από SiO_2 πάχους 300nm. Στη συνέχεια εναποτίθεται το ουδέτερο ηλεκτρόδιο στο υπόστρωμα με πάχος 5nm για τα Pt NPs και 40nm για το TiN.

Ακολουθεί το διηλεκτρικό SiO_2 πάχους 20nm² που εναποτίθεται με reactive deposition

και η εναπόθεση του Ag για τη δημιουργία του ενεργού ηλεκτροδίου. Αυτό το βήμα γίνεται με οπτική λιθογραφία για τη δημιουργία ηλεκτροδίων διαστάσεων $100 \times 100 \mu\text{m}^2$. Όλες οι εναποθέσεις γίνονται με τη διοχέτευση Ar ροής 20 sccm ενώ για το O_2 προς εναπόθεση του SiO_2 έγινε με ροή 2.5 sccm.

Η πίεση του θαλάμου πριν την έναρξη της εναπόθεσης ήταν 2×10^{-5} mbar και κατά τη διάρκεια της εναπόθεσης ήταν στα 5.2×10^{-5} mbar. Επίσης, έγινε πλύση του θαλάμου κενού διάρκειας 3 λεπτών πριν την έναρξη των εναποθέσεων. Ο ρυθμός εναπόθεσης ήταν στα 0.02 Å/s και διήρκεσε συνολικά 60 λεπτά.

1.6 Πτητική και μη - Πτητική λειτουργία

Σε αυτή την ενότητα θα αναλύσουμε τις διάφορες κατηγορίες memristor που υπάρχουν στη βιβλιογραφία και συγκεκριμένα αυτές με τις οποίες θα ασχοληθούμε στο υπόλοιπο της εργασίας. Οι κύριες κατηγορίες memristor είναι οι unipolar, bipolar και threshold-switching. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τα χαρακτηριστικά που τις διακρίνουν μεταξύ τους.

1.6.1 unipolar

Τα μονοπολικά (unipoar) memristor είναι ένα μη πτητικό είδος στοιχείου μνήμης της κατηγορίας των memristor. Τα χαρακτηριστικά μεταγωγής τους εξαρτώνται κυρίως από την απόλυτη τιμή της εφαρμοζόμενης τάσης και όχι από το πρόσημο αυτής. Αυτή η ιδιότητα τα καθιστά ιδανικά στοιχεία για κλασικές διατάξεις μνήμης λόγω του απλούστερου υλικού χειρισμού τους.

1.6.2 bipolar

Όπως και στην περίπτωση των μονοπολικών memristor η μεταγωγή της εσωτερικής τους κατάστασης προκαλείται από μια εξωτερική διέγερση με τη μορφή τάσης. Αυτή τη φορά όμως το πρόσημο της τάσης εισόδου έχει σημασία για την μεταβολή της κατάστασης του στοιχείου αφού η αντίσταση του μπορεί κάθε χρονική στιγμή να αυξηθεί ή να μειωθεί. Στην περίπτωση των CBRAM η αντίσταση είναι φυσικά προϊόν του αγωγίμου νήματος που δημιουργείται και εξαρτάται από το ήψος και το πάχος του.

Η πολυσταθής αντίσταση που μπορούν να διατηρήσουν τα διπολικά memristor τα καθιστά κατάλληλα για εφαρμογές μνήμης. Η πολυσταθής λειτουργία επιτρέπει την αποθήκευση πολλαπλών binary bit πληροφορίας ανά στοιχείο [10] ή ακόμα και αναλλακτικών μορφών

πληροφορίας όπως τα ternary bit. Επιπλέον μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε νευρομορφικές εφαρμογές ως συνάψεις νευρώνων λόγω της μνήμης τους.

1.6.3 threshold-switching

Η τρίτη και τελευταία κατηγορία είναι τα threshold-switching ή απλά threshold memristor. Η απόκριση αυτών των memristor εξαρτάται από το πρόσημο και το μέγεθος της διέγερσης όπως και στην περίπτωση των διπολικών, αλλά μεταβαίνουν στην κατάσταση HRS με την απομάκρυνση της διέγερσης. Αυτό το χαρακτηριστικό της πτητικής τους λειτουργίας τα καθιστά ιδανικά για νευρομορφικές εφαρμογές όπως η εξομοίωση LIF (Leaky-Integrate-Fire) νευρώνων που θα δούμε στο κεφάλαιο 4 [26, 27].

Κεφάλαιο 2

Μοντελοποίηση

2.1 Μοντελοποίηση Memristor

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναφερθήκαμε στην αρχή λειτουργίας και τα διαφορετικά είδη μνημών μεταβλητής αντίστασης. Για το σχεδιασμό πολύπλοκων διατάξεων είναι απαραίτητη η μοντελοποίηση τους με βάση τους φυσικούς μηχανισμούς ώστε να δημιουργηθούν μοντέλα για κυκλωματικούς προσομοιωτές που να αντιστοιχούν στην πραγματικότητα. Υπάρχουν πολλές διαφορετικές προσπάθειες μαθηματικής μοντελοποίησης που στηρίζονται κυρίως σε μια πιο εποπτική θεώρηση του φαινομένου της μεταβολής της αντίστασης των διατάξεων [24].

Στη συνέχεια κάνουμε μια αναφορά στις διάφορες προσπάθειες μοντελοποίησης των memristor ως στοιχεία με μια μεταβλητή εσωτερικής κατάστασης. Επιπλέον θα αναλύσουμε κάποιες από τις μαθηματικές μοντελοποιήσεις ως προς τις τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν για να κατασκευαστούν τα μοντέλα SPICE των στοιχείων και θα αναφέρουμε τα θετικά και τα αρνητικά της κάθε προσέγγισης. Για τη μοντελοποίηση είναι ανάγκη να υπάρξει μια ισορροπία πιστότητας και πολυπλοκότητας του μοντέλου ώστε να κατασκευαστεί ένα χρήσιμο μοντέλο για προσομοίωση.

2.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση

Για την κατασκευή μοντέλων προσομοίωσης οι ερευνητές εμπνευσμένοι από τις φυσικές ιδιότητες των στοιχείων πρότειναν κάποια μαθηματικά μοντέλα τα οποία είχαν μια μεταβλητή κατάσταση η οποία όριζε και την αντίσταση του στοιχείου [24]. Κατά κύριο λόγο αυτές οι προσπάθειες μπορούν να χωριστούν σε αμιγώς θεωρητικές, βασισμένες στις εξισώσεις που περιέγραψε ο Chua [7], σε μοντέλα που βασίζονται στις εξισώσεις των HP-Labs [20],

σε ad-hoc μοντέλα κατά περίπτωση και τέλος σε πιο γενικά μοντέλα στη σφαίρα των MIM συσκευών[24]. Στη συνέχεια θα δούμε κάποια από τα σημαντικότερα μοντέλα ως προς τις τεχνικές μοντελοποίησης τους.

2.2.1 Μοντέλο HP-Labs

Το μοντέλο των HP-Labs βασίζεται στη θεώρηση ότι το στοιχείο χωρίζεται σε 2 περιοχές χαμηλής και υψηλής αντίστασης. Το συγκεκριμένο μοντέλο παρότι αναφέρεται σε μνήμες VCM (κενών θέσεων οξυγόνου) αξίζει να αναφερθεί καθώς αποτελεί από τα πρώτα μοντέλα που δημιουργήθηκαν με σκοπό την περιγραφή του μηχανισμού μεταβολής της αντίστασης μιας μνήμης [20, 16].

$$V(t) = \left[R_{ON} \frac{w(t)}{D} + R_{OFF} \left(\frac{1 - w(t)}{D} \right) \right] I(t) \quad (2.1)$$

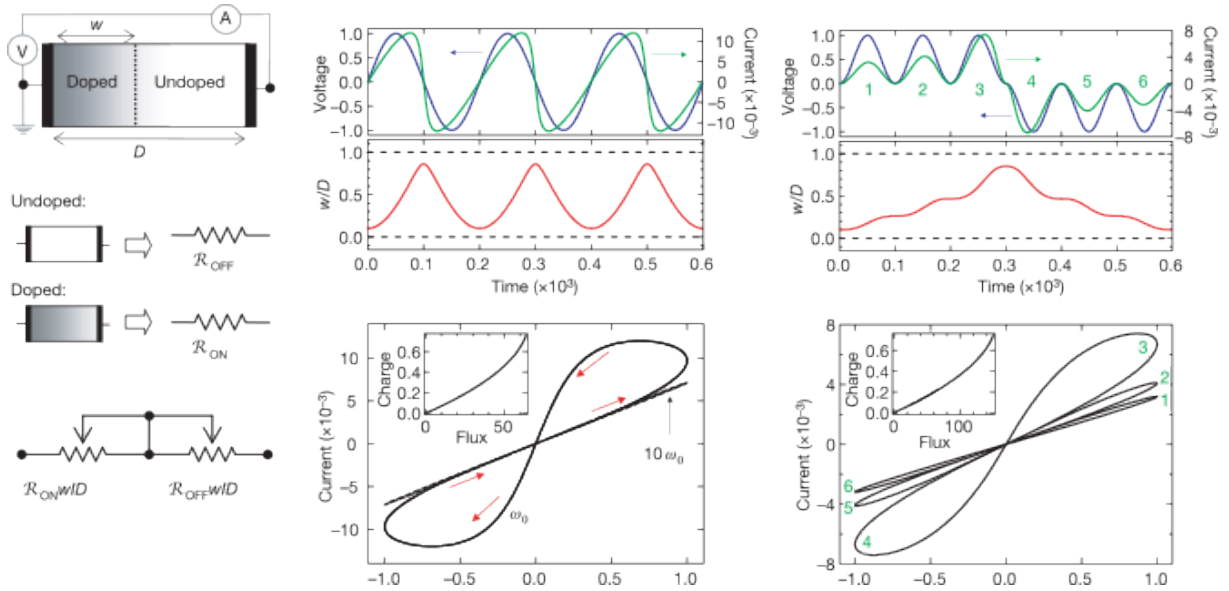
$$\frac{dw(t)}{dt} = \mu_D \frac{R_{ON}}{D} I(t) \quad (2.2)$$

$$w(t) = \int_{-\infty}^t \frac{\mu_D R_{ON}}{D} I(\tau) d\tau = \frac{\mu_D R_{ON}}{D} q(t) \quad (2.3)$$

Οπου R_{ON} , R_{OFF} οι αντίστοιχες αντιστάσεις όταν το στοιχείο είναι πλήρως εμπλουτισμένο ή πλήρως απογυμνωμένο από ιόντα O_x , μ_D η κινητικότητα των VO_x και D το συνολικό πάχος του στοιχείου. Σε αυτές τις εξισώσεις βλέπουμε ότι η μεταβλητή $w(t)$ που αντιστοιχεί στο πάχος της εμπλουτισμένης περιοχής μεταβάλλεται με το συνολικό φορτίο που έχει διαρρεύσει το στοιχείο και καθορίζει την τελική του αντίσταση, που κυμαίνεται μεταξύ των δύο ακραίων τιμών. Επίσης αν αντικαταστήσουμε το $w(t)$ στην (2.1) και θεωρήσουμε ότι $R_{ON} \ll R_{OFF}$ παίρνουμε την ακόλουθη σχέση για τη μνημαντίσταση του στοιχείου:

$$M(q) = R_{OFF} \left(1 - \frac{\mu_D R_{ON}}{D^2} q(t) \right) \quad (2.4)$$

Η τελευταία σχέση έχει μεγάλη σημασία καθώς φαίνεται ότι η μνημαντίσταση του στοιχείου έχει πολύ μεγάλη εξάρτηση από τις φυσικές διαστάσεις και εν γένει το φαινόμενο αυτό, υπερσχύει των υπολοίπων σε νανοδιατάξεις [20]. Στο σχήμα 2.1 Βλέπουμε τη θεώρηση του στοιχείου που αποτελείται από τις 2 περιοχές με διαφορετική περιεκτικότητα σε VO_x καθώς και τη συχνотική συμπεριφορά του στοιχείου.



Σχήμα 2.1: HP-Labs memristor: Strukov et al. [2008] Εικονίζονται η εμπλουτισμένη και απογυμνωμένη περιοχή από VO_x καθώς και η συμπεριφορά του memristor για διάφορες περιπτώσεις.

2.2.2 Επεκτάσεις και διορθώσεις μοντέλων με window functions

Για την καλύτερη μοντελοποίηση και προσομοίωση σε υπολογιστή, προτάθηκαν διάφορες συναρτήσεις window functions με σκοπό την κανονικοποίηση μεγεθών και διόρθωση της συμπεριφοράς των μοντέλων κοντά στα όρια λειτουργίας – κατάσταση χαμηλής και υψηλής αντίστασης αντίστοιχα. Με την κανονικοποίηση των μεγεθών που συμβάλλουν στη μεταβολή της αντίστασης, καλυτερεύει η ευστάθεια και η σύγκλιση της προσομοίωσης και με τη χρήση window functions αποφεύγονται καταστάσεις όπου το κειμενόμενο μέγεθος ξεφεύγει από κάποια μέγιστη τιμή. Οι κυριότερες τροποποιήσεις αυτού του τύπου έγιναν από τους Joglekar και Biolek[9, 2].

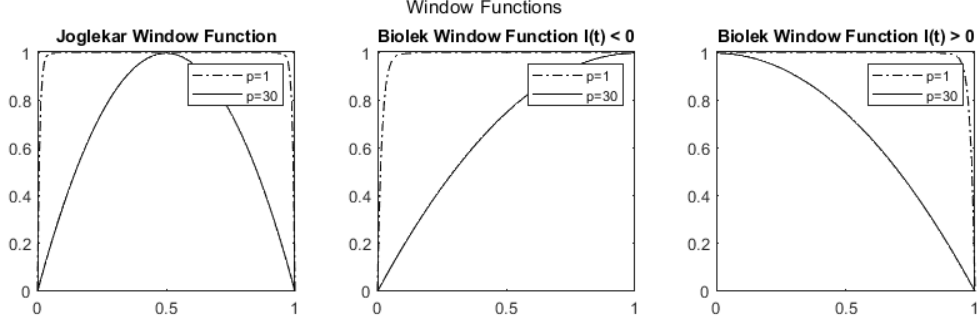
Στο σχήμα 2.2 βλέπουμε αυτές τις συναρτήσεις που προτάθηκαν για 2 τιμές της παραμέτρου p . Βλέπουμε ότι καθώς το p αυξάνει, η συνάρτηση μένει σταθερή για όλο και μεγαλύτερο εύρος και η $F_p(x)$ γίνεται μια εξαιρετική προσέγγιση του μοντέλου της γραμμικής ολίσθησης όπως προτάθηκε από τα HP-Labs χωρίς να πάσχει από τους περιορισμούς της. Σε κάθε περίπτωση, τα μοντέλα δεν μπορούν να συμπεριλάβουν όλες τις ιδιότητες των στοιχείων που μετρήθηκαν σε εργαστήρια όπως την ύπαρξη κάποιας τάσης κατωφλίου που αν δεν ξεπεραστεί δεν εμφανίζεται η υστέρηση [24].

Joglekar window function

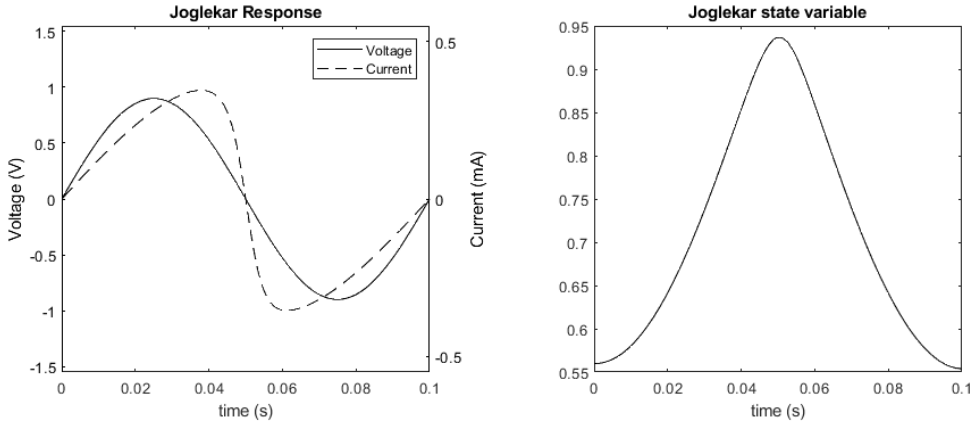
$$F_p(x) = 1 - (2x(t) - 1)^{2p} \quad (2.5)$$

$$F_p(x) = 1 - (x(t) - \text{stp}(-I(t)))^{2p} \quad (2.6)$$

$$\text{stp}(x) = \begin{cases} 1 & , x > 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$



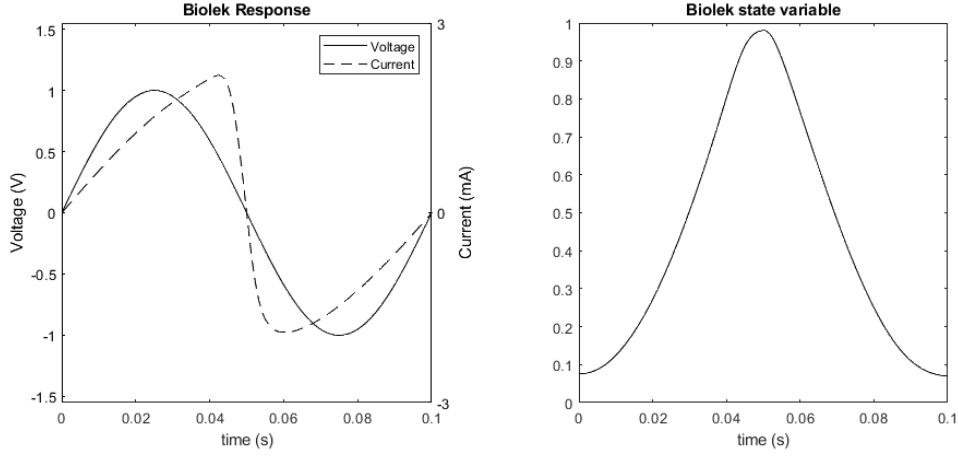
Σχήμα 2.2: Οι συναρτήσεις των Joglekar και Biolek για τις περιπτώσεις $I(t) < 0$ και $I(t) > 0$



Σχήμα 2.3: Η απόκριση του μοντέλου με βάση τη συνάρτηση $F_p(x)$ Joglekar. Οι παράμετροι για αυτή την προσομοίωση με βάση το [24]: $R_{ON} = 100\Omega$, $R_{OFF} = 10k\Omega$, $\mu_D = 5(10^{-14})m^2s^{-1}V^{-1}$, $D = 12nm$, $x_0 = 0.56$, $p = 7$. Είσοδος: ημίτονο πλάτους 1V και συχνότητας 10Hz.

2.2.3 Μοντέλα υπερβολικού ημιτόνου

Μια δεύτερη κατηγορία που αξίζει να μελετήσουμε είναι τα μοντέλα υπερβολικού ημιτόνου. Τα μοντέλα υπερβολικού ημιτόνου περιγράφουν πολύ καλά στοιχεία MIM και έχουμε ήδη αναφέρει ότι τα στοιχεία λεπτών υμενίων μπορούν να θεωρηθούν ως πυκνωτές MIM. Με βάση αυτή τη θεώρηση τα μοντέλα υπερβολικού ημιτόνου προσφέρουν πολύ καλές προσεγγίσεις για τα στοιχεία λεπτών υμενίων όπως έχουν προταθεί από τους [12, 23, 5]. Οι εξισώσεις πλέον γίνονται:

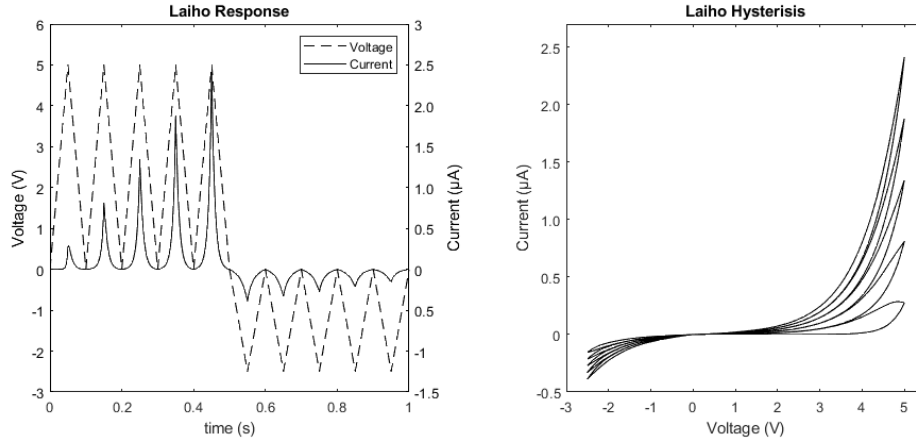


Σχήμα 2.4: Η απόκριση του μοντέλου με βάση τη συνάρτηση $F_p(x)$ Biolek. Παράμετροι για αυτή την προσομοίωση με βάση το [24]: $R_{ON} = 100\Omega$, $R_{OFF} = 1k\Omega$, $\mu_D = 4(10^{-14})m^2s^{-1}V^{-1}$, $D = 16nm$, $x_0 = 0.076$, $p = 7$. Είσοδος: ημίτονο πλάτους 1V και συχνότητας 10Hz.

$$I(t) = \begin{cases} a_1 x(t) \sinh(b_1 V(t)), & V(t) \geq 0 \\ a_2 x(t) \sinh(b_2 V(t)), & V(t) < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\frac{dx}{dt} = \begin{cases} c_1 \sinh(d_1 V(t)), & V(t) \geq 0 \\ c_2 \sinh(d_2 V(t)), & V(t) < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Όπου και οι σχέσεις για το ρεύμα αλλά και η μεταβολή της μεταβλητής κατάστασης μοντελοποιούνται ως υπερβολικά ημίτονα με τις παραμέτρους a_1, a_2, b_1, b_2 να καθορίζουν την απόκριση του μοντέλου και οι μεταβλητές c_1, c_2, d_1, d_2 να χρησιμοποιούνται για την προσομοίωση του κατωφλίου ενεργοποίησης που έχει παρατηρηθεί στα στοιχεία MIM [23]. Στο σχήμα 2.5 βλέπουμε την απόκριση του μοντέλου για τριγωνικούς παλμούς $+5/-2.5V$ με rise/fall time 0.5s και περίοδο 0.1s καθώς και τις καμπύλες υστέρησης που δημιουργούνται από την μνήμη του στοιχείου.



Σχήμα 2.5: Η απόκριση του μοντέλου υπερβολικού ημιτόνου των Lehtonen & Laiho. Παράμετροι για την προσομοίωση: $a_1 = 4(10^{-8})$, $b_1 = 1.2$, $a_2 = 1.25(10^{-7})$, $b_2 = 1.2$, $c_1 = 6(10^{-4})$, $d_1 = 2$, $c_2 = 6.6(10^{-4})$, $d_2 = 3.8$, $x_0 = 0.001$. Η είσοδος είναι τριγωνικοί παλμοί $+5/-2.5V$ με rise/fall time 0.5s και περίοδο 0.1s

2.3 Compact Μοντέλο Yu και Wong

Τα μοντέλα που είδαμε ως τώρα αν και ευνοϊκά για χρήση σε προσομοιωτή SPICE, δεν είναι ικανά να περιγράψουν όλο το φάσμα της συμπεριφοράς των memristor καθώς επικεντρώνονται μόνο στην διπολική περίπτωση και υποθέτουν ότι μια και μόνο μεταβλητή κατάστασης μπορεί να καθορίσει τη χαρακτηριστική I-V του στοιχείου. Το μοντέλο των Yu & Wong [25] λύνει το πρώτο πρόβλημα θεωρώντας την αγωγιμότητα του στοιχείου ως προϊόν του μήκους του αγωγίμου νήματος – πριν ενωθούν το ενεργό και το ουδέτερο ηλεκτρόδιο – και του πάχους του – αφού ενωθούν το ηλεκτρόδια. Αυτό συμβαδίζει με πειραματικές διατάξεις που πιστοποιούν ότι το αγωγίμο νήμα αναπτύσσεται με αυτόν τον τρόπο σε MIM διατάξεις, όπου τα ιόντα του ενός ηλεκτροδίου μεταναστεύουν μέσα στο πλέγμα του διηλεκτρικού [15].

Αυτή η προσέγγιση για τη μοντελοποίηση του στοιχείου έχει ως εξής: θεωρούμε ότι έχουμε 2 μεταβλητές, το h και το r για το ύψος και την ακτίνα του αγωγίμου νήματος αντίστοιχα. Αυτές οι δυο μεταβλητές ανανεώνονται διαδοχικά ανάλογα αν το στοιχείο είναι στην κατάσταση υψηλής αντίστασης ή στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης (αν έχει πραγματοποιηθεί SET ή RESET). Ο ρυθμός της παραμέτρου h δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{dh}{dt} = v_h \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \cdot \sinh\left(\frac{ZqEa}{2kT}\right) \quad (2.10)$$

όπου v_h είναι μια παράμετρος προς εύρεση που αντιστοιχεί στην ταχύτητα ανάπτυξης του ύψους του αγωγίμου νήματος, το E_a είναι η ενέργεια ενεργοποίησης και kT είναι η θερμική ενέργεια. Το a είναι το effective hopping distance που στην ουσία είναι μια προς εύρεση

παράμετρος που ενσωματώνει την εξάρτηση της μετανάστευσης ιόντων από το ηλεκτρικό πεδίο. Το E στην παραπάνω σχέση είναι το ηλεκτρικό πεδίο το οποίο δίνεται από την σχέση:

$$E = \frac{V}{\left(L + \left(\frac{\rho_{on}}{\rho_{off}} - 1\right) \cdot h\right)} \quad (2.11)$$

Στην παραπάνω σχέση τα ρ_{off} και ρ_{on} αντίστοιχα, είναι η ειδική αντίσταση του διηλεκτρικού και του αγωγίμου νήματος. Από αυτές τις σχέσεις μπορούμε να πάρουμε μια σχέση που μας δίνει την αντίσταση του στοιχείου στην κατάσταση off – δηλαδή πριν ενωθούν τα ηλεκτρόδια. Αυτή η αντίσταση είναι η R_{off} που δίνεται από τη σχέση:

$$R_{off} = \frac{(\rho_{on}h + \rho_{off}(L - h))}{A} \quad (2.12)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις περιγράφουν πλήρως τη δυναμική συμπεριφορά της ανάπτυξης του νήματος στην κατάσταση off (κατάσταση υψηλής αντίστασης) καθώς και την αντίσταση του στοιχείου σε αυτή την κατάσταση. Αντιστοίχως υπάρχει ένα δεύτερο σύνολο εξισώσεων που περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του στοιχείου στην κατάσταση on (κατάσταση χαμηλής αντίστασης) – δηλαδή όταν έχουν ενωθεί τα ηλεκτρόδια μέσω του νήματος που δημιουργείται. Έτσι, έχουμε την ακόλουθη σχέση για την χρονική εξέλιξη του r :

$$\frac{dr}{dt} = v_r \cdot \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \cdot \sinh\left(\frac{\beta q V}{2kT}\right) \quad (2.13)$$

Και η σχέση για την R_{on} είναι:

$$R_{on} = \frac{\rho_{on}L}{\pi r R} \quad (2.14)$$

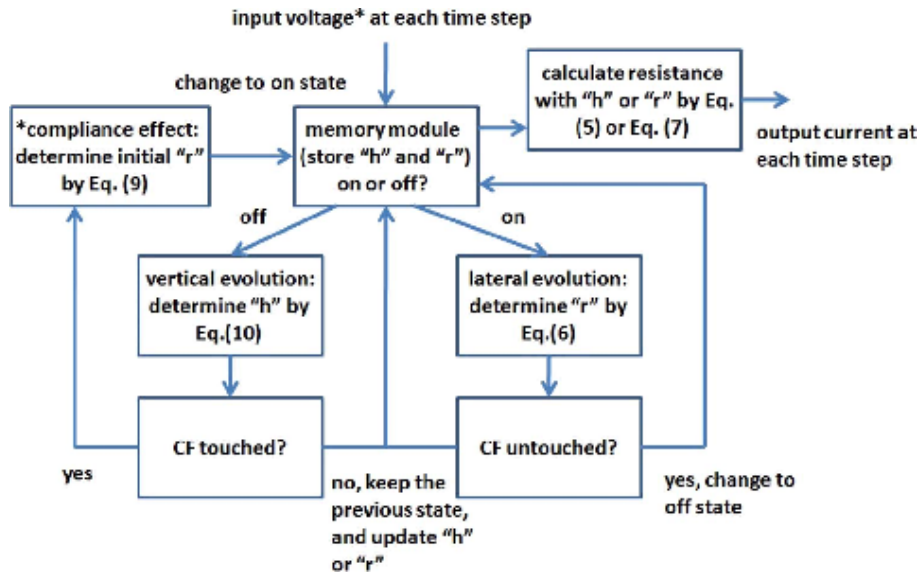
Βλέπουμε ότι η σχέση για την R_{off} είναι γραμμική ενώ η σχέση για την R_{on} είναι αντιστρόφως ανάλογη της ακτίνας του νεοσχηματισμένου ηλεκτροδίου. Αυτό σημαίνει ότι από τη στιγμή που το αγωγίμο νήμα ενώσει τα ηλεκτρόδια, υπάρχει ραγδαία πτώση στην αντίσταση του στοιχείου. Επιπλέον κατά τη διάρκεια της μεταβολής του νήματος μεταβάλλεται και η θερμοκρασία τοπικά λόγω του φαινομένου Joule και αυτό περιγράφεται από την ακόλουθη

σχέση για τη θερμοκρασία.

$$T = T_0 + V^2 \frac{R_{th}}{R_{on}} \quad (2.15)$$

Όπου R_{th} είναι μια εξαγόμενη σταθερά ισοδύναμης θερμικής αντίστασης που ορίστηκε στα [18, 19] και χρησιμοποιείται για να περιγράψει το φαινόμενο θέρμανσης Joule. Ο ακόλουθος πίνακας 2.1 περιέχει όλες τις παραμέτρους που εμφανίζονται στις παραπάνω εξισώσεις του μοντέλου καθώς και την περιγραφή της χρήσης τους. Τέλος στο σχήμα 2.6 βλέπουμε το διάγραμμα ροής για το διπολικό μοντέλο όπως αυτό παρουσιάστηκε στο [25].

Στη συνέχεια θα δούμε πώς μπορούμε να επεκτείνουμε το μοντέλο με περισσότερους φυσικούς μηχανισμούς για να περιγράψει μεγαλύτερο φάσμα στοιχείων. Το μοντέλο των Yu & Wong που παρουσιάστηκε ως τώρα περιγράφει μόνο τη διπολική λειτουργία των memristor και επομένως δεν είναι αρκετά γενικό. Στην επόμενη ενότητα θα δούμε με ποιους τρόπους θα επεκτείνουμε το μοντέλο για να διορθωθεί αυτός ο περιορισμός.



Σχήμα 2.6: Το διάγραμμα ροής του διπολικού μοντέλου των Yu & Wong.

Παράμετρος	Περιγραφή
E_a	ενέργεια ενεργοποίησης
v_h	ταχύτητα κατακόρυφης ανάπτυξης νήματος
v_r	ταχύτητα οριζόντιας ανάπτυξης νήματος
α	effective hopping distance
β	παράμετρος εξάρτησης από το ηλεκτρικό πεδίο
ρ_{on}	ειδική αντίσταση αγωγίμου νήματος
ρ_{off}	ειδική αντίσταση διηλεκτρικού
A	διάμετρος της βάσης του νήματος
L	το πάχος του διηλεκτρικού
R_{th}	εξαγώμενη σταθερά ισοδύναμης θερμικής αντίστασης

Πίνακας 2.1: Οι παράμετροι του μοντέλου όπως αυτές παρουσιάστηκαν στο [25]

2.4 Επέκταση μοντέλου των Yu και Wong

Το μοντέλο των Yu και Wong όπως αυτό παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα, δίνει μια πληρέστερη περιγραφή της διαδικασίας δημιουργίας, εξέλιξης και διάλυσης του αγωγίμου νήματος σε διατάξεις MIM. Παρά την γενικότητά του παραμένει ελλειπές ως προς την ικανότητα του να περιγράψει το πλήρες φάσμα των memristor, αφού περιγράφει μόνο την διπολική τους λειτουργία. Για την διόρθωση αυτή, θα πρέπει να προστεθούν οι όροι της διάχυσης και της θερμικής διάχυσης (thermophoresis effect) που αποτελεί τον ανταγωνιστικό μηχανισμό της μεταβολής του CF και είναι υπεύθυνος για την καταστροφή του αγωγίμου νήματος και κατά προέκταση είναι ο μηχανισμός που θα συμβάλει στην διάκριση της μη-πτητικής με την πτητική λειτουργία [4].

Η ιοντική διάχυση είναι το φαινόμενο που δημιουργείται όταν στο σύστημα υπάρχει διαφορετική συγκέντρωση ιόντων. Τα ιόντα διαχέονται από την περιοχή υψηλής συγκέντρωσης στην περιοχή χαμηλής συγκέντρωσης ώστε να επιτευχθεί ισορροπία. Επομένως αυτός ο μηχανισμός λειτουργεί υπέρ της δημιουργίας του αγωγίμου νήματος στην κατάσταση υψηλής αντίστασης (off) αφού τα ιόντα του νήματος είναι συσσωρευμένα κοντά στο ηλεκτρόδιο από το οποίο αποχωρούν.

Ο τελευταίος σημαντικός μηχανισμός για την πλήρη περιγραφή των MIM/PMC memristor της παρούσας εργασίας είναι η θερμική διάχυση όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Η θερμική διάχυση έχει εν γένει ανταγωνιστικό ρόλο στη μεταβολή της κατάστασης του νήματος. Η τοπική αύξηση της θερμοκρασίας λόγω του φαινομένου Joule heating – όπως αναφέραμε – δημιουργεί το φαινόμενο της θερμικής διάχυσης, δηλαδή μια θερμική ανισορροπία που οδηγεί πάλι σε κίνηση ιόντων προς την επίτευξη ισορροπίας.

Επιπλέον, στο αρχικό μοντέλο δίνεται μόνο ένα σύνολο παραμέτρων και για τις δύο καταστάσεις του διπολικού μοντέλου on-off. Αυτό σημαίνει ότι γίνεται η υπόθεση πως το στοιχείο αντιδρά το ίδιο ανεξάρτητα από το πρόσημο της εισόδου κάτι που δεν συμβαίνει εφόσον εμφανίζονται και φαινόμενα κατωφλίου που παραπέμπουν σε διοδική συμπεριφορά [23]. Στην παρούσα εργασία έχουμε δύο σύνολα παραμέτρων που αντικατοπτρίζουν την διαφορά στη συμπεριφορά των στοιχείων με βάση το πρόσημο της διέγερσης για την κάθε περίπτωση on-off [4, 22].

Με βάση τα παραπάνω το τελικό σύνολο εξισώσεων που αποτελούν το μοντέλο είναι το ακόλουθο:

$$\frac{dh}{dt} = \begin{cases} v_h^+ \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \sinh\left(a\frac{ZqE}{2kT}\right) + d_h^+ \exp\left(-\frac{E_b}{kT}\right) - t_h S \left|\frac{\partial T}{\partial h}\right| & , V \geq 0 \\ v_h^- \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \sinh\left(a\frac{ZqE}{2kT}\right) + d_h^- \exp\left(-\frac{E_b}{kT}\right) - t_h S \left|\frac{\partial T}{\partial h}\right| & , V < 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\frac{dr}{dt} = \begin{cases} v_r^+ \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \sinh\left(b\frac{ZqE}{2kT}\right) + d_r^+ \exp\left(-\frac{E_b}{kT}\right) - t_r S \left|\frac{\partial T}{\partial h}\right| & , V \geq 0 \\ v_r^- \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \sinh\left(b\frac{ZqE}{2kT}\right) + d_r^- \exp\left(-\frac{E_b}{kT}\right) - t_r S \left|\frac{\partial T}{\partial h}\right| & , V < 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

$$R_{off} = \frac{(\rho_{on}h + \rho_{off}(L - h))}{A} \quad (2.18)$$

$$R_{on} = \frac{\rho_{on}L}{\pi r R} \quad (2.19)$$

$$T = T_0 + V^2 \frac{R_{th}}{R_{on}} \quad (2.20)$$

$$S = \frac{E_s}{kT^2} \quad (2.21)$$

Με τις επιπλέον σταθερές E_b και E_s να αντιστοιχούν στις ενέργειες ενεργοποίησης για την ιοντική και τη θερμική διάχυση και τα d_h, t_h και d_r, t_r να είναι fitting παράμετροι των

φαινομένων για κατακόρυφη και οριζόντια ανάπτυξη αντίστοιχα. Επιπλέον λόγω του ότι το ηλεκτρικό πεδίο E παίρνει πολύ μεγάλες τιμές – ειδικά λίγο πριν την ένωση των ηλεκτροδίων – για την καλύτερη προσομοίωση του μοντέλου γίνεται η προσέγγιση του πεδίου όπως αυτή περιγράφεται στο [25]. Αυτή ομαδοποιεί τις μεταβλητές $aZqE$ σε μία νέα μεταβλητή α .

Παράμετρος	Περιγραφή
E_a	ενέργεια ενεργοποίησης ιοντικής ολίσθησης
E_b	ενέργεια ενεργοποίησης ιοντικής διάχυσης
E_s	ενέργεια ενεργοποίησης θερμικής διάχυσης
v_h	παράμετρος κατακόρυφης ανάπτυξης νήματος λόγω ιοντικής ολίσθησης
v_r	παράμετρος οριζόντιας ανάπτυξης νήματος λόγω ιοντικής ολίσθησης
d_h	παράμετρος κατακόρυφης ανάπτυξης νήματος λόγω ιοντικής διάχυσης
d_r	παράμετρος οριζόντιας ανάπτυξης νήματος λόγω ιοντικής διάχυσης
t_h	παράμετρος κατακόρυφης ανάπτυξης νήματος λόγω θερμικής διάχυσης
t_r	παράμετρος οριζόντιας ανάπτυξης νήματος λόγω θερμικής διάχυσης
a	effective hopping distance
α	παράμετρος προσέγγισης ηλεκτρικού πεδίου
β	παράμετρος εξάρτησης από το ηλεκτρικό πεδίο
ρ_{on}	ειδική αντίσταση αγωγίμου νήματος
ρ_{off}	ειδική αντίσταση διηλεκτρικού
A	διάμετρος της βάσης του νήματος
L	το πάχος του διηλεκτρικού
R_{th}	εξαγώμενη σταθερά ισοδύναμης θερμικής αντίστασης

Πίνακας 2.2: Οι παράμετροι του επεκταμένου μοντέλου

Ο πίνακας 2.2 περιέχει την πλήρη λίστα με τις παραμέτρους που εμφανίζονται στις εξισώσεις του μοντέλου. Οι τιμές αυτών των παραμέτρων προσαρμόζονται ανάλογα με την επιθυμητή συμπεριφορά του στοιχείου που προσομοιώνεται. Στο επόμενο κεφάλαιο θα αναλύσουμε την διαδικασία της εύρεσης των παραμέτρων μέσω βελτιστοποίησης στο MATLAB και θα προσομοιώσουμε τα προκύπτοντα μοντέλα σε διάφορες συνθήκες λειτουργίας για την αξιολόγηση τους.

Κεφάλαιο 3

Προγράμματα προσομοίωσης και εύρεση παραμέτρων

3.1 Προγράμματα προσομοίωσης

Στο προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε κάποια από τα μοντέλα προσομοίωσης για memristor που είναι διαθέσιμα στη βιβλιογραφία καθώς και το μοντέλο το οποίο μελετάμε στην παρούσα εργασία. Τα μοντέλα αυτά είναι φυσικό να είναι προσαρμοσμένα για χρήση σε κάποιο πρόγραμμα προσομοίωσης. Το κυριότερο και ευρέως διαδεδομένο είναι ο προσομοιωτής SPICE και ειδικότερα ένα από τα παράγωγα του, το LTSpice, το οποίο θα χρησιμοποιήσουμε για τις προσομοιώσεις τις παρούσης εργασίας.

3.2 SPICE/LTSpice

Το SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) είναι δημιούργημα του UC Berkeley ως διδακτορική εργασία του Laurence Nagel υπό την επίβλεψη του καθηγητή του Donald Pederson [14, 13]. Ο προσομοιωτής SPICE έχει τις ρίζες του στο πρόγραμμα CANCER (Computer Analysis of Nonlinear Circuits, Excluding Radiation) το οποίο όμως όντας ιδιόκτητο ως προς την άδεια χρήσης του δεν θα μπορούσε να δοθεί στο ευρύ κοινό. Έτσι με προτροπή του Donald Pederson το SPICE ξεκίνησε σαν προσπάθεια να ξαναγραφούν αρκετά τμήματα του CANCER ώστε να μπορέσει να δημοσιευθεί πλέον ως πρόγραμμα ανοικτού κώδικα.

Μετά την έκδοση SPICE3 που ο αρχικός κώδικας Fortran ξαναγράφηκε σε C, ο προσομοιωτής επεκτάθηκε ακόμα περισσότερο λύνοντας θέματα σύγκλισης που υπήρχαν ως τότε.

Με αφετηρία το SPICE έχουν αναπτυχθεί και οι περισσότεροι σύγχρονοι προσομοιωτές κλειστού και ανοικτού κώδικα αντίστοιχα όπως το HSPICE (Synopsis), PSPICE (Cadence), [ngspice, QUCS] (open source). Στην παρούσα εργασία θα χρησιμοποιήσουμε το LTSpice XVII (Linear Technologies – Analog Devices) που είναι το πιο διαδεδομένο.

3.3 MATLAB/Simulink

Το Simulink είναι το περιβάλλον μοντελοποίησης που προσφέρει το MATLAB, το οποίο επιτρέπει τη δημιουργία και προσομοίωση ηλεκτρικών κυκλωμάτων με υψηλή ακρίβεια. Μέσα από αυτό το περιβάλλον, οι χρήστες μπορούν να σχεδιάσουν σύνθετα συστήματα και να δουν την απόδοσή τους μέσα από δυναμικές προσομοιώσεις. Το Simulink παρέχει επίσης ένα πλήθος εργαλείων και συναρτήσεων που διευκολύνουν την αλληλεπίδραση με τον προσομοιωτή, καθιστώντας τη διαδικασία πιο αποτελεσματική και αυτοματοποιημένη.

Πέρα από τις δυνατότητες μοντελοποίησης, το Simulink προσφέρει έναν μηχανισμό προγραμματιστικής διαχείρισης μέσω του MATLAB, επιτρέποντας στους χρήστες να ενσωματώσουν τον προσομοιωτή σε πιο σύνθετα προγράμματα. Αυτό επιτρέπει τη χρήση του προσομοιωτή ως μέρος μιας συνάρτησης κόστους, διευκολύνοντας την άμεση σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με τα πειραματικά δεδομένα που έχουν συλλεχθεί. Αυτή η δυνατότητα είναι εξαιρετικά χρήσιμη όταν θέλουμε να εκτελούμε επαναλαμβανόμενες διαδικασίες βελτιστοποίησης μοντέλων με βάση τα πειραματικά αποτελέσματα.

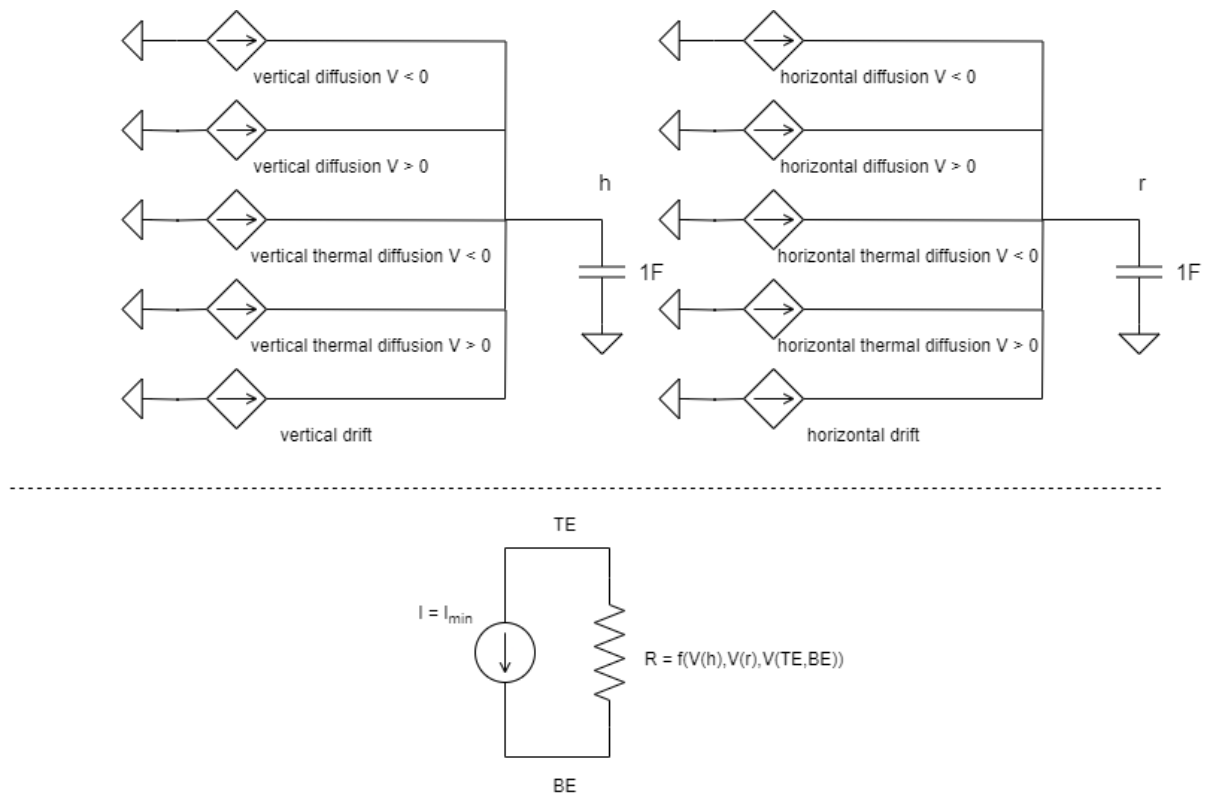
Η παραπάνω προσέγγιση πρέπει να επαναλαμβάνεται για κάθε διαφορετικό μοντέλο που επιθυμούμε να αναπτύξουμε, καθώς και για κάθε διαφορετική χαρακτηριστική I-V καμπύλη που πρέπει να προσαρμοστεί. Στην παρούσα εργασία, θα χρειαστούμε τη δημιουργία τεσσάρων μοντέλων για να καλύψουμε τις περιπτώσεις πτητικής και μη πτητικής συμπεριφοράς, καθώς και λειτουργίας υπό συνθήκες DC και AC. Οι περιπτώσεις DC και AC θα εξεταστούν αναλυτικά και ξεχωριστά, ώστε να ληφθούν υπόψη όλες οι παραμέτροι λειτουργίας των memristor.

3.4 Μοντέλο SPICE

Για τη δημιουργία του μοντέλου SPICE χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της ολοκλήρωσης μέσω πυκνωτή από τη γνωστή σχέση

$$V(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t I(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

όπου για μοναδιαίο πυκνωτή παίρνουμε ότι η τάση στα άκρα του, είναι μαθηματικά ίση με το ολοκλήρωμα του ρεύματος που τον διέρρευσε. Αυτό συνεπάγεται πως μπορούμε να κάνουμε μαθηματικές ολοκληρώσεις γενικής φύσεως αν έχουμε πηγές ρεύματος της μορφής $I = F(t)$. Έτσι οι σχέσεις (2.16),(2.17) μετατρέπονται σε μια σειρά από πηγές ρεύματος που καταλήγουν σε έναν πυκνωτή για την κάθε μεταβλητή. Το σχήμα 3.1 παρουσιάζει την διάταξη.



Σχήμα 3.1: Η αρχιτεκτονική διάταξη του μοντέλου SPICE. Στο πάνω μέρος παρουσιάζεται ο υπολογισμός των μεταβλητών κατάστασης h και r ως ολοκλήρωση με πυκνωτή και πηγές ρεύματος. Στο κάτω μέρος παρουσιάζεται ο κλάδος που εμφανίζει την ισοδύναμη αντίσταση του κυλώματος μαζί με μια πηγή ρεύματος με το ελάχιστο ρεύμα αγωγής.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα 3.1 χρησιμοποιούμε μια πηγή για κάθε όρο των σχέσεων (2.16),(2.17). Οι πηγές αυτές είναι B-Sources (behavioral), όπου η πηγή μπορεί να είναι είτε πηγή ρεύματος, είτε πηγή τάσης. Οι σχέσεις για το ρεύμα και την τάση μπορεί να είναι οποιεσδήποτε αυθαίρετες συναρτήσεις που εμπλέκουν τάσεις σε κόμβους του κυκλώματος, ρεύματα σε κλάδους, και οποιαδήποτε συνάρτηση μεταξύ αυτών.

Αυτές οι πηγές ρεύματος καταλήγουν στους μοναδιαίους πυκνωτές h και r οι οποίοι ολοκληρώνουν το ρεύμα στο χρόνο και έτσι η τάση τους κάθε χρονική στιγμή ισοδυναμεί 1 προς 1 με την κατάσταση του νήματος. Έτσι αν για παράδειγμα τη χρονική στιγμή t_1 η τιμή του πυκνωτή h είναι 1nV αυτό ισοδυναμεί ότι το ύψος του νήματος είναι 1nm σε μονάδες μήκους κ.ο.κ. Στην ουσία δηλαδή το κύκλωμα του μοντέλου είναι ένας αναλογικός υπολογιστής που επιλύει τις διαφορικές εξισώσεις (2.16),(2.17) και που διατηρεί τις μεταβλητές του ως ηλεκτρικά μεγέθη στους κόμβους και τους κλάδους του.

Στο κάτω μέρος του σχήματος 3.1 είναι το δικτύωμα εξόδου που είναι η εικόνα του μοντέλου προς τον έξω κόσμο. Ανάμεσα στους κόμβους TE (Top Electrode) και BE (Bottom Electrode) βρίσκεται ο Behavioral αντιστάτης που εμφανίζει τα αποτελέσματα της εσωτερικής κατάστασης ως αντίσταση στα άκρα του στοιχείου. Παράλληλα με αυτή την αντίσταση βρίσκεται μια πηγή ρεύματος που σκοπό έχει την καθιέρωση ενός απειροελάχιστου ρεύματος στα όρια του θορύβου μετρήσεων προς αποφυγή απειρισμών στις λογαριθμικές κλίμακες όταν δεν υπάρχει διέγερση ($\log(0) \rightarrow \infty$).

ο κώδικας 3.1 που ακολουθεί είναι η προκύπτουσα υλοποίηση του μοντέλου ως SPICE netlist. Από πάνω προς τα κάτω είναι με τη σειρά οι παράμετροι του μοντέλου, οι πηγές ρεύματος που αντιστοιχούν στο ύψος του νήματος, οι πηγές ρεύματος που αντιστοιχούν στο πάχος του νήματος και τέλος οι σχέσεις για τη θερμοκρασία και την αντίσταση εξόδου. Οι πυκνωτές που ολοκληρώνουν τις πηγές ρεύματος έχουν παράλληλα μια παρασιτική αντίσταση – τόσο μεγάλη που η σταθερά RC δεν συμμετέχει πουθενά – για λόγους ευστάθειας καθώς ο προσομοιωτής δεν λειτουργεί με αιωρούμενους κόμβους.

Τέλος για τη δημιουργία του memristor ως κυκλωματικού δομικού στοιχείου, ο κώδικας 3.1 αποθηκεύεται σε αρχείο τύπου .cir (SPICE netlist). Μαζί με αυτό η δημιουργούμε ένα κυκλωματικό σύμβολο τύπου .asy και το αντιστοιχίζουμε με το αρχείο .cir. Έτσι τώρα το μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί από το γραφικό περιβάλλον του LTSpice όπως οποιοδήποτε άλλο στοιχείο.

```

.SUBCKT MEMRISTOR_BI TE BE
; Model Parameters
.param vh1=2.186700e+00 Ea=0.4944 Eb=0.1955 k=8.617e-5 a1=8.801000e-01 q=1.602176634e-19
+L=3.080600e-10 +vr1=1.820000e-01 b1=9.569833e+02 roffp=1.329716e+02 roffn=31.6284
+A=50e-18 ronp=5e-03 ronnn=19.8602 rth=1e5 +vh2=1 a2=9 vr2=4 b2=90
+Es=0.0291 thdiff_r=1.0000e-20 thdiff_h=1.0000e-20
+diffrp=2.886300e-19 diffrn=3.1330e-14 diffhp=8.377000e-13 diffhn=1e-20

;----- Height Components -----
; Capacitor holding the h value
CH H 0 1 Rpar=1e18
; Voltage controlled current sources
BHP 0 H I=(v(h)<L)*v(SP)*vh1*exp(Ea/(k*v(T)))*sinh(a1*q*v(TE,BE)/(k*v(T)))
BHN 0 H I=(v(r)<=0)*(v(h)>0)*(v(SN))*vh2*exp(Ea/(k*v(T)))*sinh(a2*q*v(TE,BE)/(k*v(T)))
BDHP 0 H I=(v(h)<L)*(v(SP))*diffhp*exp(Eb/(k*v(T)))
BDHN 0 H I=-(v(h)<L)*(v(h)>0)*(v(SN))*diffhn*exp(Eb/(k*v(T)))
BTHERMH 0 H I=-(v(h)<L)*((thdiff_h)*(Es/(k*pow(v(T),2)))*abs(ddt(v(T))/(ddt(v(h)))))

;----- Width Components -----
; Capacitor holding the h value
CR R 0 1 Rpar=1e18
; Voltage controlled current sources
BRP 0 R I=v(SP)*(v(r)>0)*vr1*exp(Ea/(k*v(T)))*sinh(b1*q*v(TE,BE)/(k*v(T)))
BRN 0 R I=(v(r)>0)*v(SN)*vr2*exp(Ea/(k*v(T)))*sinh(b2*q*v(TE,BE)/(k*v(T)))
BDRP 0 R I=(v(h)>=L)*(v(SP))*diffrp*exp(Eb/(k*v(T)))
BDRN 0 R I=-(v(h)>=L)*(v(r)>0)*(v(SN))*diffrn*exp(Eb/(k*v(T)))
BTHERMR 0 R I=-(thdiff_r)*(v(h)>=L)*(v(r)>0)*(Es/(k*pow(v(T),2)))*
+abs(ddt(v(T))/(ddt(v(r))))

;----- Temperature -----
BT T 0 V=(300+pow(v(TE,BE),2)*(rth/(v(ron)*L/(pi*v(r_final)*sqrt(A/pi)))))

;----- Helper Functions -----
BSP SP 0 V=if(v(TE,BE)>0,1,0)
BSN SN 0 V=if(v(TE,BE)<0,1,0)
BHFH H_FINAL 0 V=limit(v(h),0,L)
BRFH R_FINAL 0 V=max(v(r),0)
BRON RON 0 V=if(V(TE,BE)<0,ronnn,ronp)
BROFF ROFF 0 V=if(v(TE,BE)<0,roffn,roffp)

;----- Output -----
IMINCURR TE BE 4.5305e-12
R_OUT TE BE R=(v(h_final)>=L)*(v(ron)*L/(pi*v(r_final)*sqrt(A/pi)))+
+(v(h_final)<L)*((v(ron)*v(h_final)+v(roff)*(L-v(h_final)))/A)

.IC V(H)=0
.IC V(R)=0
.ENDS MEMRISTOR_BI

```

Κώδικας 3.1: Κώδικας διπολικού μοντέλου

3.5 Εύρεση Παραμέτρων

Για την εύρεση των παραμέτρων του μοντέλου που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 2 δεν είναι αρκετό ένα απλό πρόγραμμα προσομοίωσης καθώς δεν έχουμε κάποιο τρόπο να βελτιώνουμε τις παραμέτρους του στοιχείου μέχρι να ταιριάζουν ικανοποιητικά με τα εργαστηριακά δεδομένα. Αυτό το θα το πετύχουμε χρησιμοποιώντας τις δυνατότητες βελτιστοποίησης του MATLAB δημιουργώντας έναν κλώνο του SPICE netlist ως μοντέλο στο Simulink. Το μοντέλο στο Simulink θα χρησιμοποιηθεί από το MATLAB ως μέρος μιας συνάρτησης κόστους από την οποία θα ανανεώνονται οι παράμετροι του στοιχείου.

Εποπτικά η διαδικασία που ακολουθήθηκε στην παρούσα εργασία είναι η εξής.

- δημιουργία μοντέλου SPICE με βάση το μοντέλο που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2
- δημιουργία ενός αντιγράφου του μοντέλου στο Simulink
- χρήση του MATLAB - Simulink για τον προσδιορισμό των παραμέτρων
- εφαρμογή των παραμέτρων στο αρχικό μοντέλο SPICE
- σύγκριση αποτελεσμάτων

Έχοντας φτιάξει το μοντέλο του σχήματος 3.1 δημιουργούμε το αντίγραφο του μοντέλου στο Simulink χρησιμοποιώντας πάλι πυκνωτές για την ολοκλήρωση πηγών ρεύματος. Στη συνέχεια από το περιβάλλον Matlab φορτώνουμε ένα διάνυσμα αρχικών παραμέτρων και αρχικοποιούμε την προσομοίωση. Έπειτα εκτελούμε την προσομοίωση και συγκρίνουμε την έξοδο της προσομοίωσης με τα εργαστηριακά αποτελέσματα.

Η διαδικασία έχει ως εξής:

Για κάθε επανάληψη, η ρουτίνα βελτιστοποίησης του MATLAB καλεί τον προσομοιωτή με ορισμένες τιμές για τις παραμέτρους του μοντέλου. Έπειτα εκτελείται η προσομοίωση και η έξοδος συγκρίνεται με τα πειραματικά δεδομένα. Τέλος υπολογίζεται το κόστος της διαφοράς της προσομοίωσης και των εργαστηριακών δεδομένων και ανανεώνονται οι τιμές των παραμέτρων ώστε να εκτελεστεί εκ νέου η προσομοίωση.

Η διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου το σφάλμα γίνει αρκετά μικρό ή δεν υπάρχει ουσιαστική βελτίωση για κάποιο αριθμό επαναλήψεων. Τα τελικά αποτελέσματα είναι και οι τιμές των παραμέτρων που εισάγονται ξανά στο μοντέλο για την εκτέλεση των προσομοιώσεων του επόμενου κεφαλαίου.

```

function obj = objective_function(p)
    global I_data params vars prev_param amplitude frequency;

    vars = struct("Ea",p(1),"Eb",p(2),"Es",p(3), ...
        "L",p(4),"a1",p(5),"a2",p(6), ...
        "b1",p(7),"b2", p(8),"diffhn",p(9), ...
        "diffhp",p(10),"diffrn",p(11),"diffrp",p(12), ...
        "roff", p(13),"roff_n", p(14), ...
        "ron", p(15),"ron_n", p(16),"thdiffh", p(17), ...
        "thdiffr", p(18),"vh1", p(19),"vh2", p(20), ...
        "vr1", p(21),"vr2", p(22),...
        "input_amplitude",amplitude, "input_frequency",frequency);

    out = sim('model');

    if (~isempty(out.ErrorMessage))
        params = prev_param;
        return;
    end

    I_sim = out.I.Data';
    I_sim_downsampled = interp1(1:length(I_sim), I_sim, ...
        linspace(1,length(I_sim),length(I_data)));

    x1 = abs(I_sim_downsampled);
    x2 = abs(I_data);
    x = x1-x2;
    x = x.^2;

    prev_param = p;
    obj = sum(x);
end

```

Κώδικας 3.2: Συνάρτηση κόστους

Για τον υπολογισμό του σφάλματος χρησιμοποιήθηκε η τετραγωνική διαφορά των λογαρίθμων του ρεύματος όπως ορίστηκε στο [22].

$$Error = \sum (\log_{10} (|I_{simulation}(t)|) - \log_{10} (|I_{data}(t)|))^2 \quad (3.2)$$

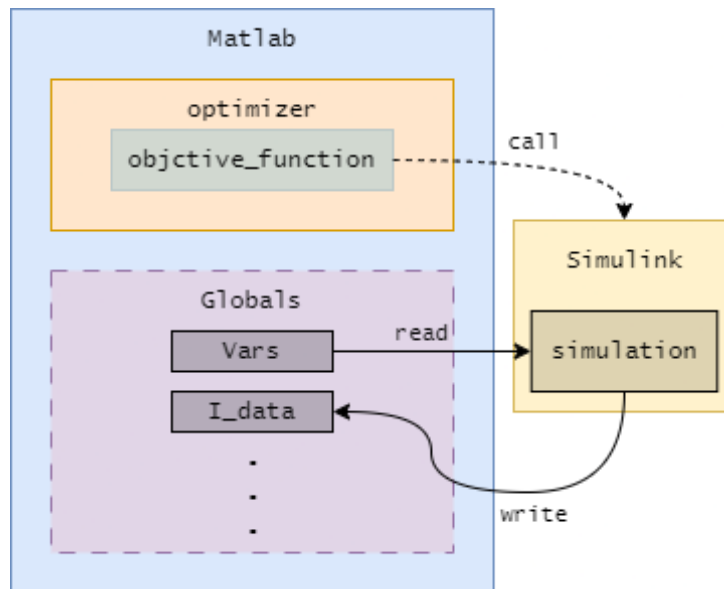
Η συνάρτηση κόστους, **objective_function** [3.2], λαμβάνει ως είσοδο ένα αρχικό διάνυσμα **p**, το οποίο περιλαμβάνει τις αρχικές παραμέτρους του συστήματος. Αφού λάβει αυτό το διάνυσμα, δημιουργεί ένα **struct** το οποίο αντιστοιχίζει τις παραμέτρους αυτές με τα ονόματά τους, δίνοντας έτσι μια πιο οργανωμένη μορφή στα δεδομένα. Το **struct** αυτό καθίσταται **global**, πράγμα που σημαίνει ότι είναι διαθέσιμο και προσβάσιμο από το ευρύτερο περιβάλλον του **MATLAB**, καθώς και από την προσομοίωση που πρόκειται να αρχικοποιηθεί.

Αφού δημιουργηθεί το **struct**, η συνάρτηση προχωρά στην εκκίνηση της προσομοίωσης. Εάν η εκτέλεση είναι επιτυχής, συνεχίζεται η διαδικασία υπολογισμού του κόστους. Σε αντίθετη περίπτωση, εάν η προσομοίωση δεν εκτελεστεί σωστά, η συνάρτηση αρχικοποιεί τις παραμέτρους με ένα προηγούμενο σετ παραμέτρων, οι οποίες γνωρίζουμε ήδη ότι οδηγούν σε σύγκλιση, και εκτελεί ξανά την προσομοίωση. Όταν η προσομοίωση ολοκληρωθεί και συγκλίνει επιτυχώς, το κόστος ανανεώνεται και η συνάρτηση επιστρέφει την τιμή του κόστους.

Η ανάγκη για χρήση **interpolation** στα δεδομένα που παράγει η προσομοίωση προκύπτει από το γεγονός ότι η προσομοίωση χρησιμοποιεί δυναμικό βήμα – άρα και πλήθος βημάτων – για την εκτέλεση των υπολογισμών, ενώ τα δεδομένα είναι σε σταθερά διαστήματα. Για να είναι δυνατή η σύγκριση των διανυσμάτων σημείο προς σημείο, είναι απαραίτητο τα διανύσματα αυτά να έχουν τις ίδιες διαστάσεις. Επομένως, αφαιρώντας κατάλληλα δείγματα από τα δεδομένα, προσαρμόζονται οι διαστάσεις των διανυσμάτων έτσι ώστε να ταιριάζουν και να μπορούν να συγκριθούν άμεσα.

Το σχήμα 3.2 παρέχει μια εποπτική αναπαράσταση του τρόπου με τον οποίο το περιβάλλον του **Matlab**, το οποίο περιέχει τις **global** μεταβλητές, εκτελεί τη διαδικασία βελτιστοποίησης. Η διαδικασία αυτή χρησιμοποιεί τη συνάρτηση **objective_function** ως συνάρτηση κόστους για την εκτέλεση των υπολογισμών. Στο πλαίσιο της λειτουργίας της, η **objective_function** καλεί την προσομοίωση του μοντέλου που έχει δημιουργηθεί στο **Simulink**, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο **sim(model)** για την εκκίνηση της προσομοίωσης.

Κατά την εκτέλεση της προσομοίωσης, το σύστημα του **Simulink** διαβάζει τις μεταβλητές **vars**, οι οποίες περιέχουν τις συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων που έχουν οριστεί



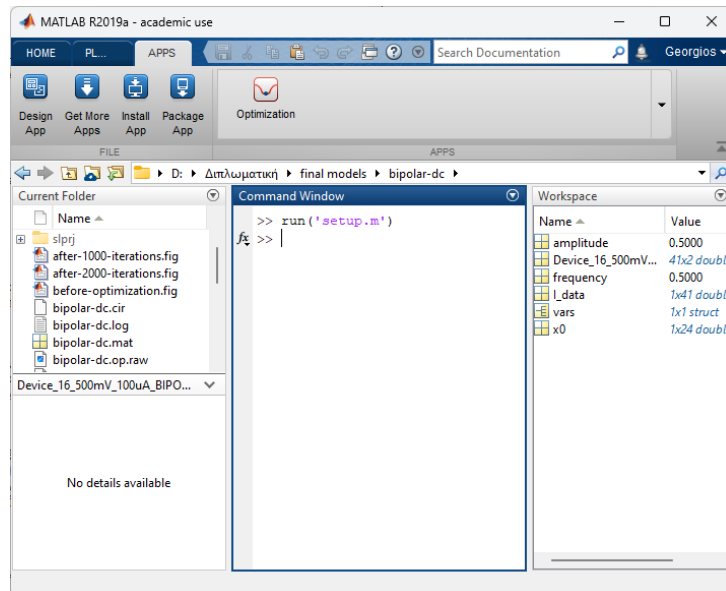
Σχήμα 3.2: Η διαδικασία εύρεσης παραμέτρων με συνδυασμό MATLAB & Simulink. Το περιβάλλον βελτιστοποίησης του Matlab χρησιμοποιεί τη συνάρτηση κόστους για να βρει τις παραμέτρους. Η συνάρτηση κόστους καλεί την προσομοίωση για να μπορέσει να συγκρίνει τα πειραματικά δεδομένα με την έξοδο της προσομοίωσης. Η προσομοίωση έχει και αυτή πρόσβαση στις global μεταβλητές του Matlab.

προηγουμένως για τη βελτιστοποίηση. Μετά την επιτυχή ολοκλήρωση της προσομοίωσης, το αποτέλεσμα που αφορά το ρεύμα εξόδου του μοντέλου καταγράφεται στην **global** μεταβλητή **I_data**, η οποία είναι μέρος του περιβάλλοντος του **Matlab**. Με τον τρόπο αυτό, η τιμή του ρεύματος εξόδου γίνεται διαθέσιμη για περαιτέρω επεξεργασία και ανάλυση εντός του **Matlab**, καθώς έχει αποθηκευτεί στη συγκεκριμένη **global** μεταβλητή.

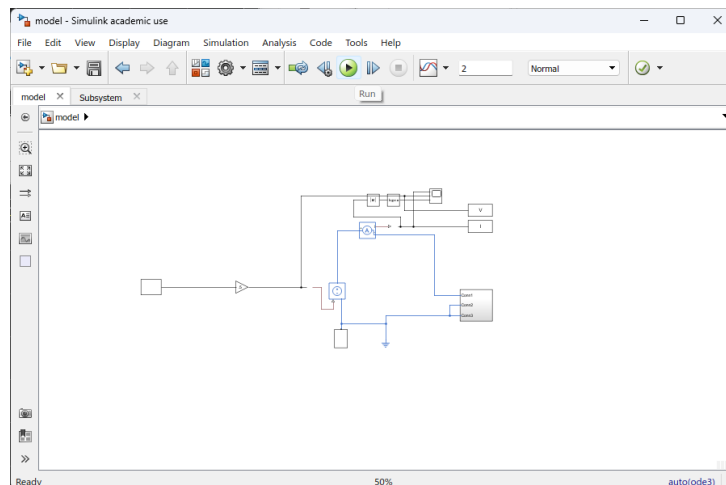
Για την εκτέλεση της βελτιστοποίησης ακολουθείται η εξής διαδικασία: αρχικά φορτώνουμε τις παραμέτρους του μοντέλου στο χώρο εργασίας του MATLAB όπως βλέπουμε στο σχήμα 3.3. Στη συνέχεια ανοίγουμε το μοντέλο στο Simulink. Επιβεβαιώνουμε ότι οι παράμετροι από το χώρο εργασίας του MATLAB είναι ορατές από το μοντέλο με το να πατήσουμε την εκκίνηση της προσομοίωσης όπως βλέπουμε στο Σχήμα [3.4].

Μετά την επιτυχή εκτέλεση της προσομοίωσης, είμαστε βέβαιοι ότι οι παράμετροι είναι ορατές. Το επόμενο βήμα είναι να ορίσουμε τον solver σταθερού βήματος με βήμα 10^{-3} Σχήμα [3.6]. Αυτό το κάνουμε για να αξαναγκάσουμε τον solver να μην επιμένει πολύ σε μεγάλες μεταβολές όπου δοκιμάζει όλο και μικρότερο βήμα. Από τις δοκιμές που προηγήθηκαν αυτή η τακτική οδηγεί στις λιγότερες άτοπες προσομοιώσεις.

Σε αυτό το στάδιο, αφού έχουμε ήδη τρέξει τη προσομοίωση, έχει γίνει και η μεταγλώττιση του μοντέλου προς εκτέλεση. Είναι σημαντικό να επιλεγεί το fast restart, Σχήμα [3.5] γιατί χωρίς αυτό, κάθε επανάληψη στη βελτιστοποίηση, θα ξανακάνει μεταγλώττιση το μοντέλο από την αρχή, σπαταλώντας πολύτιμο χρόνο. Εν γένει, η βελτιστοποίηση όντας στοχαστική



Σχήμα 3.3: Φόρτωση παραμέτρων εκτελώντας το setup script.

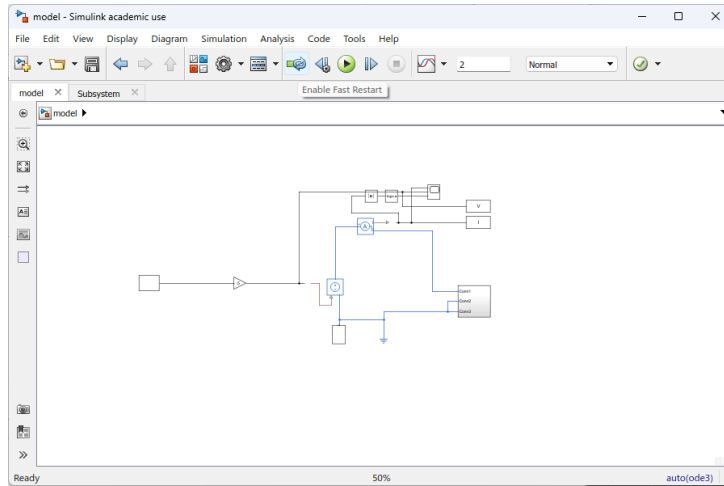


Σχήμα 3.4: Εκτέλεση προσομοίωσης για μεταγλώττιση του μοντέλου και την επιβεβαίωση ότι οι παράμετροι είναι ορατές από το μοντέλο.

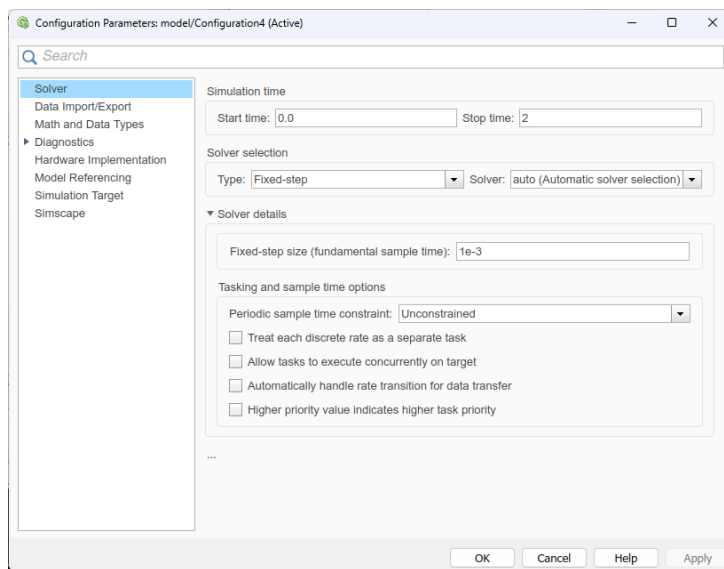
διαδικασία πρέπει να τρέξει χιλιάδες φορές για να βρεθεί κάποιο τοπικό ελάχιστο.

Αφού έχουμε εκτελέσει τα παραπάνω βήματα, μπορούμε πλέον να ξεκινήσουμε τη βελτιστοποίηση δηλαδή την εύρεση των παραμέτρων που ελαχιστοποιούν τη διαφορά της προσομοίωσης από τα πειραματικά δεδομένα. Επιλέγουμε optimization από την καρτέλα APPS, Σχήμα [3.7], και εμφανίζεται το περιβάλλον βελτιστοποίησης Σχήμα [3.8]. Προϋπόθεση για την χρήση της εφαρμογής της βελτιστοποίησης είναι να έχει προηγηθεί η εγκατάσταση του optimization toolbox.

Αφού ανοίξει το παράθυρο βελτιστοποίησης, επιλέγουμε fminsearch για τον solver της βελτιστοποίησης και βάζουμε το όνομα της συνάρτησης κόστους στο objective function. Για να εκκινήσουμε την προσομοίωση χρειάζεται ένα αρχικό διάνυσμα για να τεθεί ως start point. Αυτό το διάνυσμα το δημιουργούμε μετατρέποντας το struct των παραμέτρων σε



Σχήμα 3.5: Επιλογή fast restart.

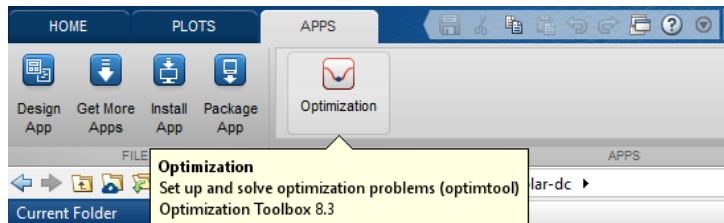


Σχήμα 3.6: Ρύθμιση του solver για τις επακόλουθες προσομοιώσεις.

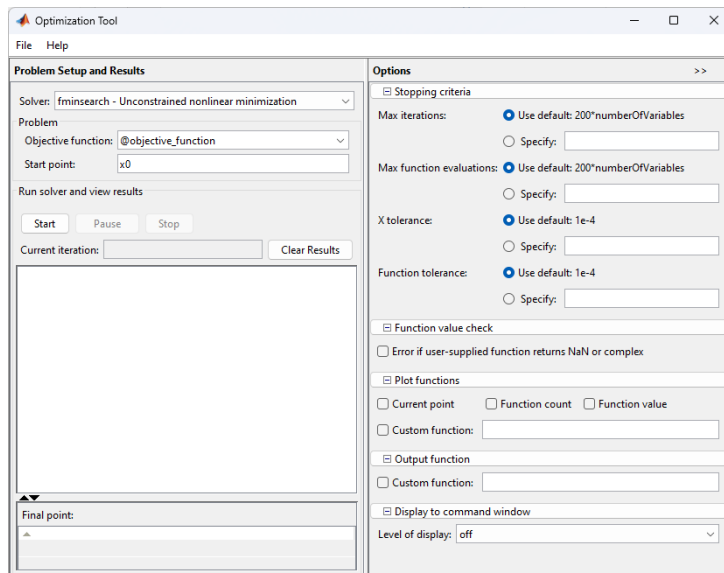
πίνακα matlab στο setup script.

Πριν εκκινήσουμε τη διαδικασία θα ορίσουμε δύο ακόμα επιλογές για να μπορούμε να παρακολουθούμε την πρόοδο της διαδικασίας. Στο δεξί μέρος της διεπαφής επιλέγουμε Plot Functions → Function Value και στο Display to command window → Level of display → iterative. Αυτό θα μας δώσει ένα παράθυρο που θα εμφανίζει την πρόοδο της τιμής κόστους στο χρόνο ενώ θα τυπώνεται το κόστος, ο αριθμός επαναλήψεων και η τεχνική που χρησιμοποιήθηκε από την `fminsearch` σε κάθε βήμα, στο παράθυρο εντολών.

Με το πέρας των προσομοιώσεων, το `struct vars` έχει τις τελικές παραμέτρους που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση. Σε αυτό το σημείο μπορούμε είτε να χρησιμοποιήσουμε αυτές τις τιμές ως έχουν, είτε να τις μετατρέψουμε σε αρχικό διάνυσμα για επόμενο κύκλο επαναλήψεων. Όταν αποφασίσουμε ότι η βελτιστοποίηση έφτασε σε ικανοποιητικό επίπεδο, τερματίζουμε τη διαδικασία και ανανεώνουμε τις τελικές παραμέτρους στα μοντέλα spice για



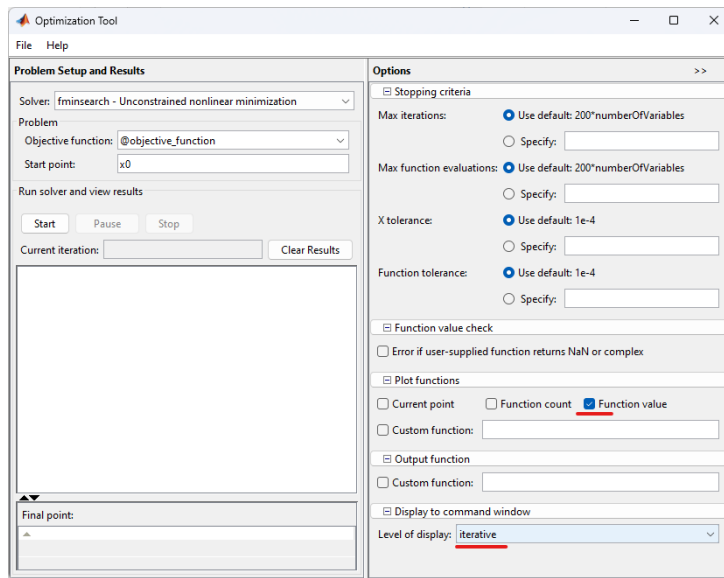
Σχήμα 3.7: Εφαρμογή βελτιστοποίησης που παρέχεται από το Optimization Toolbox.



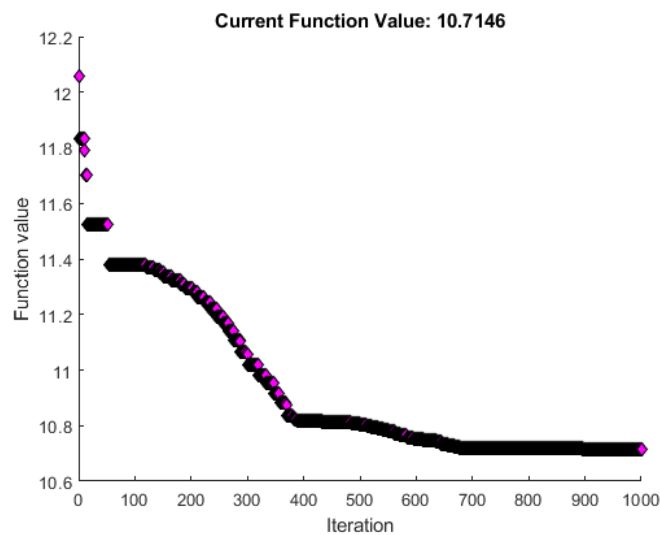
Σχήμα 3.8: Επιλογή συνάρτησης βελτιστοποίησης και αρχικού διανύσματος παραμέτρων.

να ελέγξουμε τη συμπεριφορά τους.

Στην επόμενη ενότητα θα προχωρήσουμε σε μια λεπτομερή ανάλυση των προσομοιώσεων που προκύπτουν από τις παραμέτρους που καταλήξαμε με την παραπάνω διαδικασία. Συνεχίζοντας, θα συγκρίνουμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του **LTSpice** και του **Simulink** για τη διπολική και για την πτητική λειτουργία των μοντέλων. Οι προσομοιώσεις αυτές θα περιλαμβάνουν όλο το φάσμα λειτουργίας των μοντέλων με σκοπό τον πλήρη χαρακτηρισμό τους.



Σχήμα 3.9: Επιλογή function value για τη γραφική παράσταση και iterative για τον τύπου εκτύπωσης της προόδου.



Σχήμα 3.10: Η γραφική παράσταση που δημιουργείται κατά την εκτέλεση της βελτιστοποίησης βάσει των επιλογών που θέσαμε στο optimization app.

Κεφάλαιο 4

Προσομοίωση και ανάλυση μοντέλων

4.1 Προσομοίωση μοντέλων

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα προχωρήσουμε στην εκτέλεση των προσομοιώσεων των μοντέλων χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους που καθορίστηκαν και παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αρχικά, θα εξετάσουμε ξεχωριστά τις περιπτώσεις DC και AC, όπως αυτές εφαρμόζονται στα δύο είδη memristor που αναφέραμε νωρίτερα. Η μελέτη μας θα επικεντρωθεί στη διερεύνηση της συμπεριφοράς των μοντέλων υπό διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας και θα αναλύσουμε την απόκριση του κάθε μοντέλου τόσο για το DC όσο και για AC λειτουργία.

Στη συνέχεια, θα συγκρίνουμε τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τη χρήση δύο διαφορετικών προσομοιωτών, του LTSpice και του Simulink. Η σύγκριση αυτή θα επικεντρωθεί στη συμπεριφορά των μοντέλων, λαμβάνοντας υπόψη τις ιδιαίτερες ιδιότητές τους, όπως η διπολική και η πτητική λειτουργία. Θα αναλύσουμε σε βάθος πώς οι διαφορές στις προσεγγίσεις των δύο προσομοιωτών επηρεάζουν τα αποτελέσματα και θα ελέγξουμε αν οι προσομοιώσεις αποδίδουν συγκρίσιμα και αξιόπιστα αποτελέσματα, επιβεβαιώνοντας τη συνέπεια στη συμπεριφορά των μοντέλων.

4.2 Ανάλυση DC

Σε αυτή την ενότητα θα ασχοληθούμε αποκλειστικά με τα DC χαρακτηριστικά των μοντέλων. Η DC ανάλυση είναι στην ουσία ανάλυση πολύ χαμηλής συχνότητας καθώς είναι αδύνατο να εφαρμοστεί οποιαδήποτε είσοδος ανεξάρτητα από το χρόνο λόγω της απόκρισης του στοιχείου στο συνολικό φορτίο. Εντούτοις εξετάζουμε τα μοντέλα για τριγωνικές εισόδους περιόδου 2s θεωρώντας το χρόνο αυτό επαρκώς μεγάλο.

4.2.1 Διπολική περίπτωση

Ξεκινάμε την ανάλυση DC χρησιμοποιώντας το διπολικό μοντέλο του memristor. Η είσοδος που χρησιμοποιούμε είναι μια τριγωνική κυματομορφή με πλάτος 0.5V και περίοδο 2s, ακριβώς όπως και στα δεδομένα που συλλέχθηκαν κατά τη διάρκεια των εργαστηριακών πειραμάτων. Στόχος μας είναι να παρατηρήσουμε την χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος - τάσης (I-V) του memristor και να εξετάσουμε πώς ανταποκρίνεται σε αυτές τις συνθήκες λειτουργίας.

Επιπλέον, επιδιώκουμε να επιβεβαιώσουμε ότι το memristor παρουσιάζει δύο σαφώς διακριτές καταστάσεις, μια χαμηλής αντίστασης και μια υψηλής αντίστασης. Αυτές οι δύο καταστάσεις είναι ουσιαστικής σημασίας για την διπολική συμπεριφορά του memristor, καθώς αποτελούν την βάση για τη λειτουργία του ως στοιχείο μνήμης και για τη χρήση του σε εφαρμογές αποθήκευσης δεδομένων.

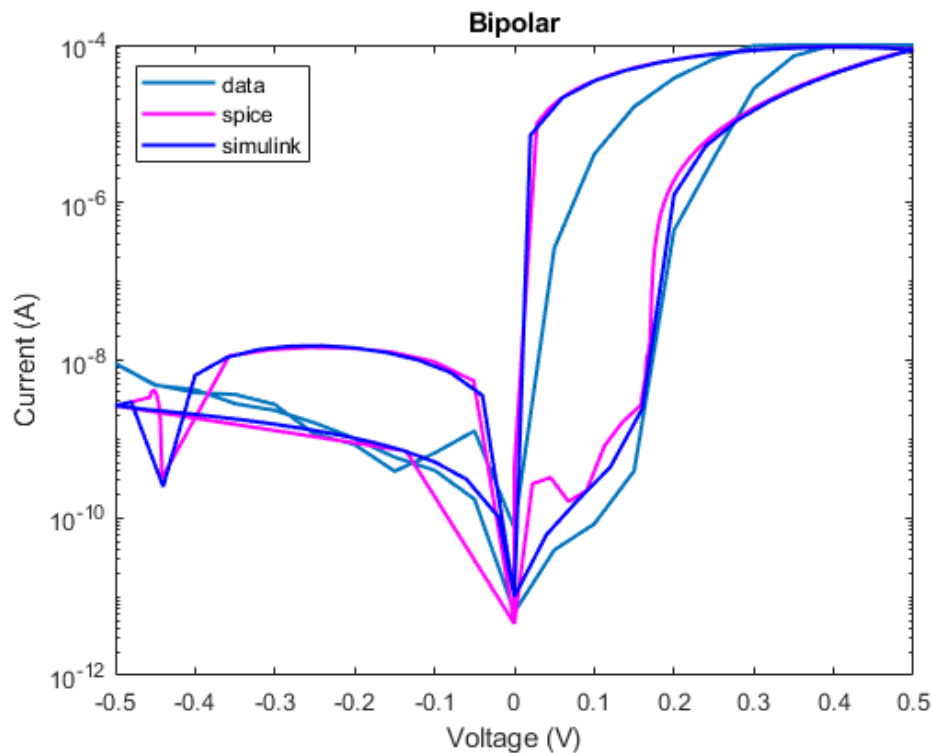
Το σχήμα 4.1 παρουσιάζει τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων LTSpice και Simulink καθώς και τα πειραματικά δεδομένα σε κοινό γράφημα. Παρατηρούμε ότι το γενικό σχήμα είναι πολύ κοντά στα πειραματικά δεδομένα και έχει αποτυπωθεί επαρκώς η διακύμανση της αντίστασης καθώς και η ασυμμετρία της αγωγής του στοιχείου ως προς το πρόσημο της διέγερσης. Παρατηρούμε δηλαδή ότι για θετικό πρόσημο της εισόδου το ρεύμα που άγει το στοιχείο είναι πολύ μεγαλύτερο από το ρεύμα που άγει για αρνητική τάση.

Επίσης είναι φανερό ότι το memristor διατηρεί την κατάσταση του και αντιστέκεται ως ένα βαθμό στην επίδραση της εισόδου, όπως φαίνεται από το βρόχο υστέρησης. Αυτό συνεπάγεται ότι το στοιχείο πράγματι συμπεριφέρεται ως διπολικό memristor αφού πρέπει να δαπανηθεί ενέργεια για τη μεταβολή της κατάστασης του την οποία διατηρεί αν παύσει η διέγερση. Επιπλέον η καλή ταύτιση των γραφημάτων μαρτυρά την επάρκεια των παραμέτρων που βρέθηκαν με την διαδικασία που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3.

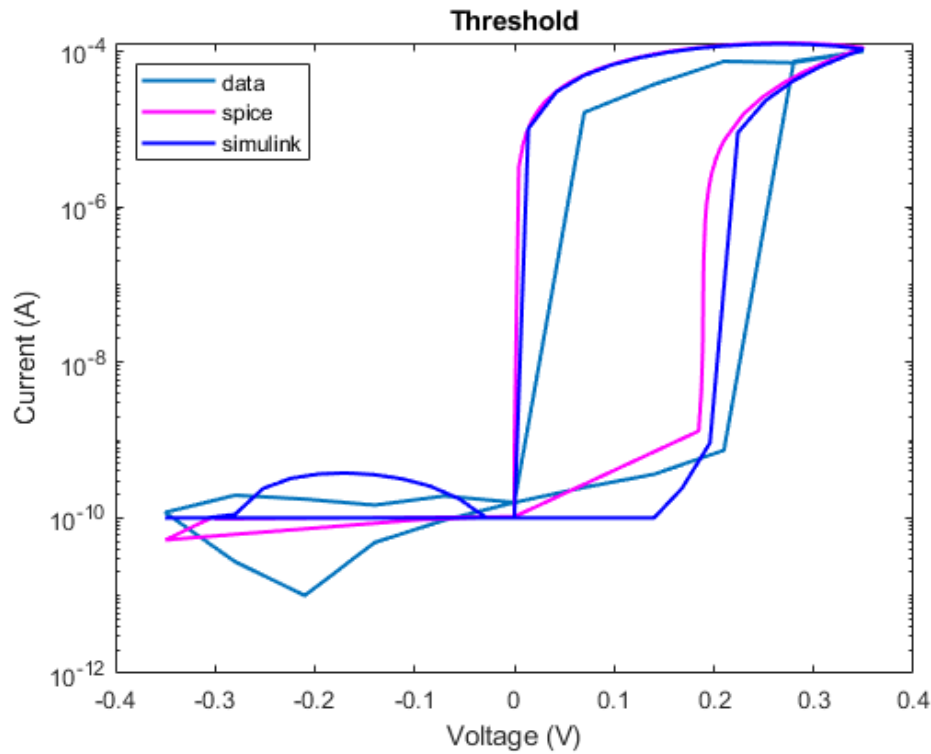
4.2.2 Πτητική περίπτωση

Παρόμοια με την διπολική περίπτωση, εξετάζουμε τη συμπεριφορά της πτητικής περίπτωσης των memristor. Αυτή τη φορά η είσοδος είναι τριγωνική πλάτους $0.35V$ και περιόδου $2s$. Στο γράφημα 4.2 βλέπουμε την απόκριση του στοιχείου από τα αποτελέσματα των προσομοιωτών καθώς και τα πειραματικά δεδομένα.

Και εδώ είναι φανερός ο βρόχος υστέρησης με τη διαφορά ότι στην πράξη το στοιχείο δεν άγει ρεύμα για αρνητικές τιμές τις εισόδου. Αυτό συμβαίνει επειδή το στοιχείο τείνει να μεταβεί από μόνο του στην κατάσταση off και έτσι το αγώγιμο νήμα διαλύεται πολύ γρήγορα. Αυτό το φαινόμενο θα εξεταστεί αναλυτικότερα στην επόμενη ενότητα που θα επικεντρωθούμε στην δυναμική συμπεριφορά του μοντέλου.



Σχήμα 4.1: Διπολική DC λειτουργία

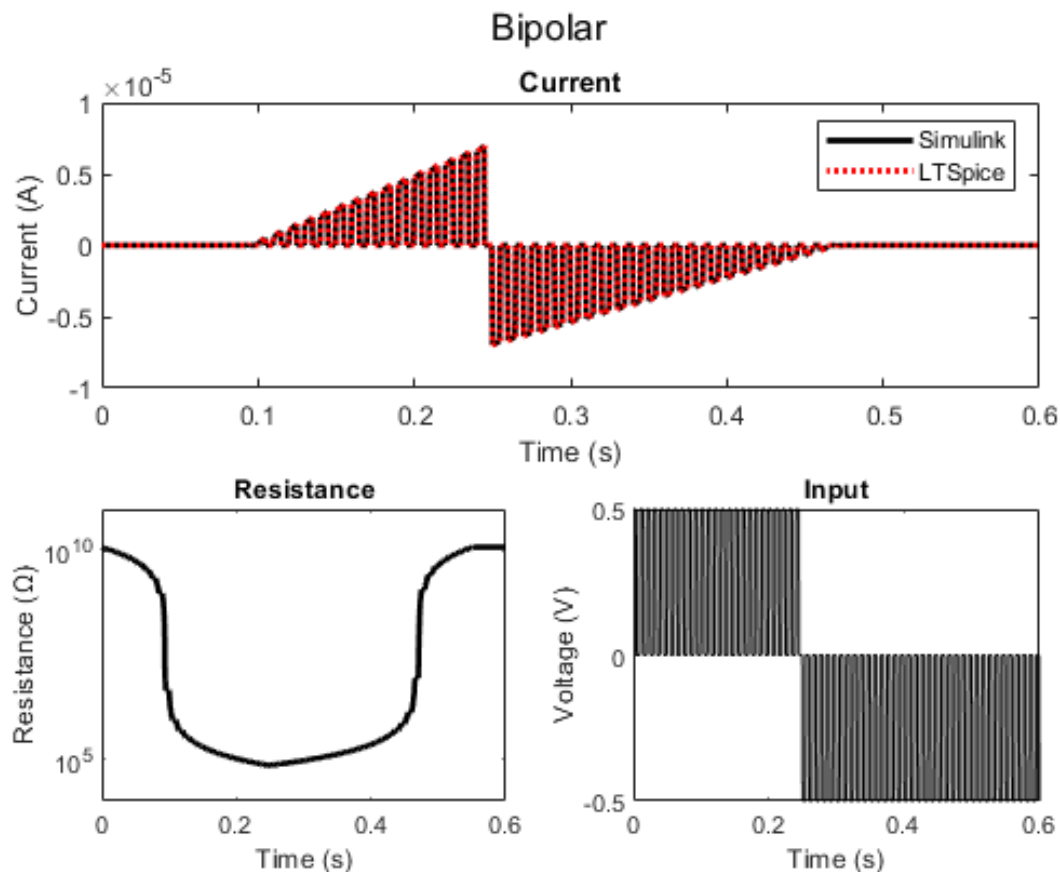


Σχήμα 4.2: Πτητική DC λειτουργία με είσοδο τρίγωνο πλάτους $0.35V$ και περιόδους $2s$.

4.3 Ανάλυση AC

Σε αυτή την ενότητα, θα επικεντρωθούμε στη μελέτη της δυναμικής λειτουργίας των memristor, προσομοιώνοντάς τα με διάφορες εισόδους για να παρατηρήσουμε τη συμπεριφορά τους υπό διαφορετικές συνθήκες. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στην ανάλυση του φαινομένου της θερμικής διάχυσης στην πτητική περίπτωση, το οποίο παίζει κρίσιμο ρόλο στη σταθερότητα και την αγωγιμότητα του στοιχείου. Παράλληλα, θα συγκρίνουμε τη δυναμική συμπεριφορά της διπολικής και της πτητικής λειτουργίας, εντοπίζοντας τις βασικές διαφορές που χαρακτηρίζουν την απόκρισή τους σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας.

Η μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς αυτών των στοιχείων είναι σημαντική, καθώς έχει άμεσες εφαρμογές σε σύγχρονες τεχνολογίες. Η διπολική περίπτωση είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα για την ανάπτυξη πολυσταθούς αποθήκευσης δεδομένων, όπου απαιτούνται πολλαπλές σταθερές καταστάσεις αγωγιμότητας. Από την άλλη πλευρά, η πτητική περίπτωση αποτελεί κρίσιμο στοιχείο για την προσομοίωση νευρομορφικών κυκλωμάτων, όπου η αγωγιμότητα μπορεί να μεταβάλλεται δυναμικά, προσομοιώνοντας την εγκεφαλική λειτουργία. Αυτές οι ιδιότητες καθιστούν τα memristor ιδανικά για την ανάπτυξη καινοτόμων συστημάτων αποθήκευσης και υπολογισμού.



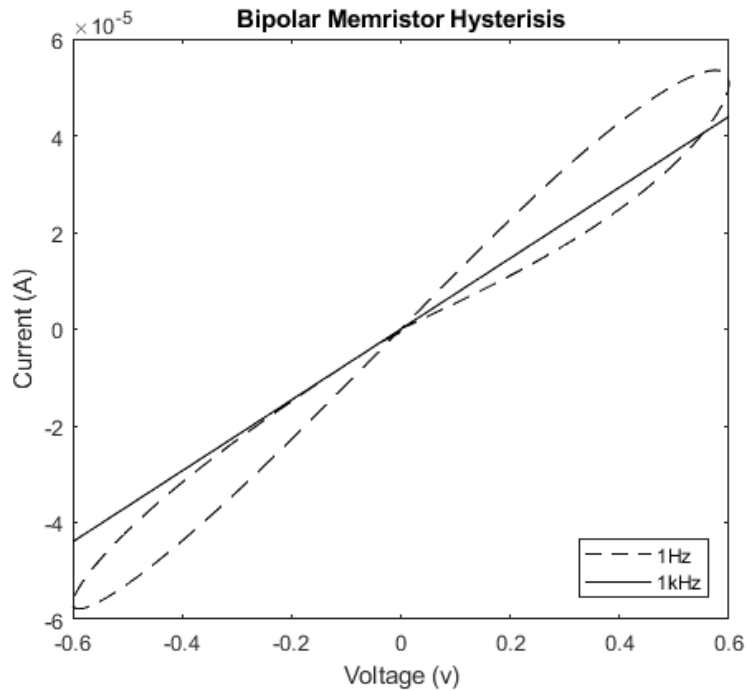
Σχήμα 4.3: Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία

4.3.1 Διπολική περίπτωση

Η διπολική περίπτωση μελετήθηκε με τετραγωνικό παλμό πλάτους 0.5 V, περιόδου $T = 10\text{ms}$ και duty cycle 50%. Παρατηρούμε ότι ανάμεσα στους παλμούς της διέγερσης, το αγωγίμο νήμα διατηρεί τα χαρακτηριστικά του και μεταβάλλεται μόνο όταν επιβάλλεται διέγερση. Αυτό φυσικά είναι αναμενόμενο από τα χαρακτηριστικά του διπολικού μοντέλου και τη χαμηλή επίδραση της θερμικής διάχυσης στα χαρακτηριστικά του αγωγίμου νήματος.

Το σχήμα 4.3 παρουσιάζει την απόκριση του μοντέλου σε LTSpice και Simulink καθώς και την μεταβολή της αντίστασης. Παρατηρούμε τη στιγμή που το στοιχείο μεταβαίνει από την κατάσταση υψηλής αντίστασης στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης από τις απότομες μεταβολές της αντίστασης στη λογαριθμική κλίμακα. Επίσης παρατηρούμε το γεγονός ότι ο ρυθμός με τον οποίο το μοντέλο μεταβαίνει από την κατάσταση υψηλής αντίστασης στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης διαφέρει και αυτό φυσικά οφείλεται στην ασυμμετρία του μοντέλου και τις διαφορετικές παραμέτρους για θετική και αρνητική διέγερση.

Επίσης το σχήμα 4.4 δείχνει την απόκριση του στοιχείου για ημιτονική είσοδο σε 2 διαφορετικές εισόδους, 1Hz και 1kHz και πλάτους 0.6 V. Γίνεται φανερό ότι όσο μεγαλώνει η

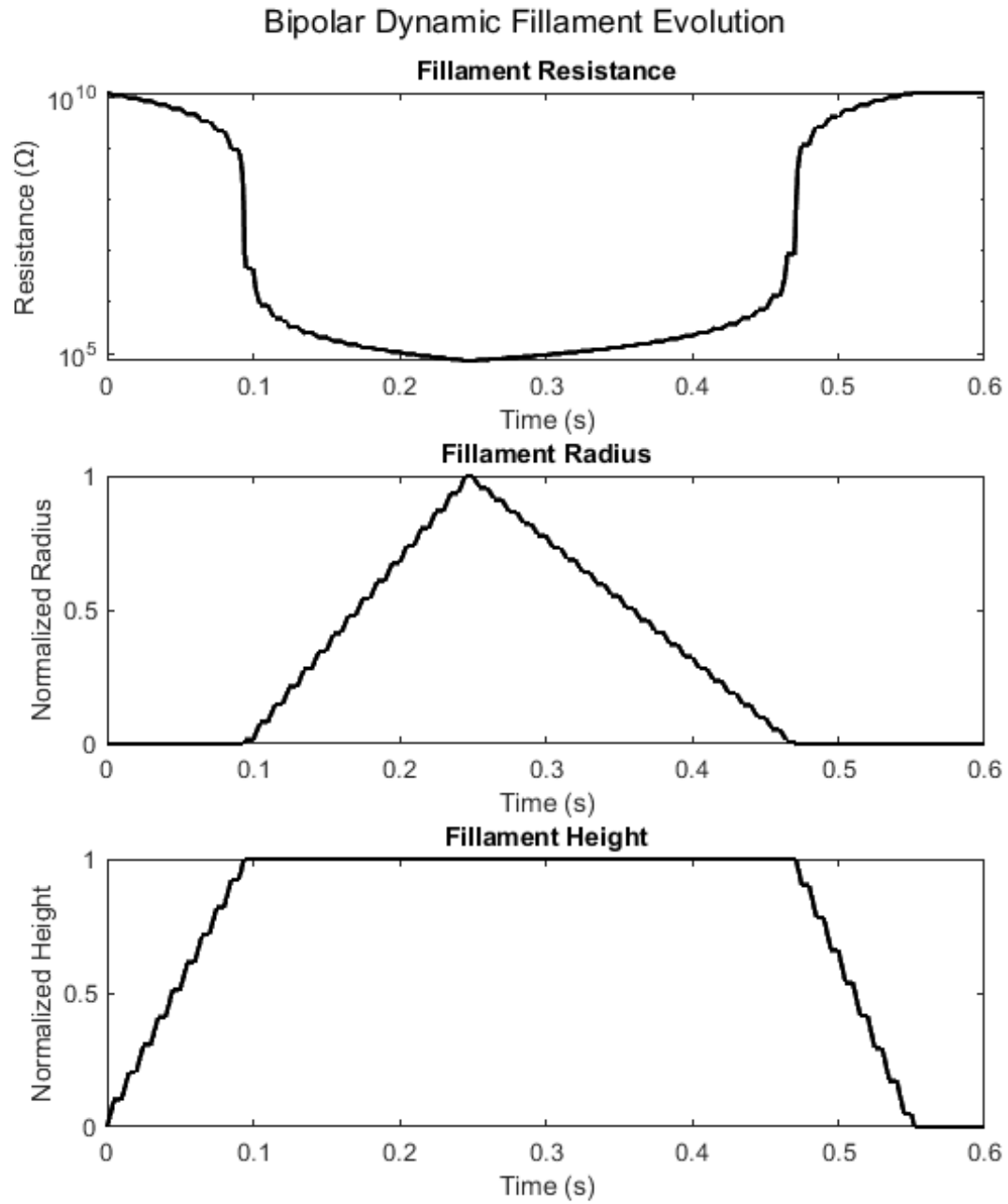


Σχήμα 4.4: Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία για ημιτονική είσοδο πλάτους 0.6V και συχνότητες 1Hz, 10kHz

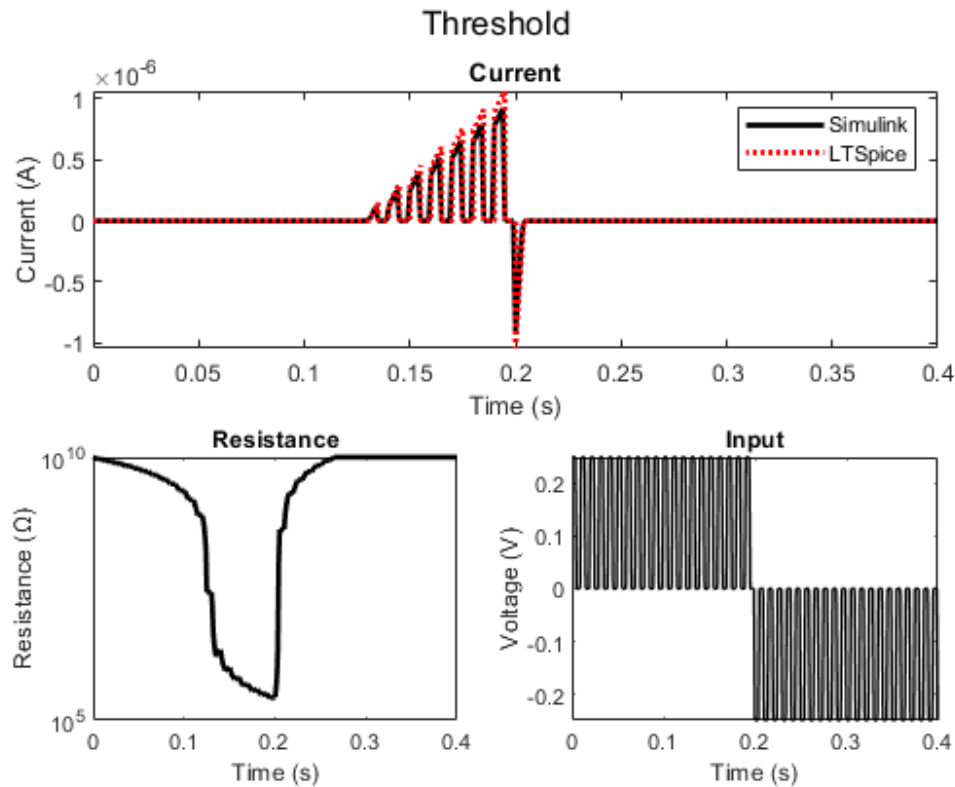
συχνότητα της διέγερσης, τόσο λιγότερο αποκρίνεται το στοιχείο σε αυτή ως προς τη μεταβολή της κατάστασης του και έτσι δρα περισσότερο ως ιδανική αντίσταση. Σε πολύ μεγάλη συχνότητα το νήμα θα ήταν πρακτικά αμετάβλητο και άρα το στοιχείο θα έμοιαζε με απλή αντίσταση.

Επιπλέον, λόγω της διατήρησης της κατάστασης του στοιχείου χωρίς διέγερση και με την ικανότητα να μεταβάλλεται η αντίστασή του κλιμακωτά με παλμούς, το στοιχείο είναι ικανό για πολυσταθής ή πολυεπίπεδη αποθήκευση δεδομένων. Όπως έχει ήδη αναφερθεί αυτό είναι το μεγάλο προτέρημα των στοιχείων για τη χρήση τους σε μνήμες υψηλής πυκνότητας αποθηκεύοντας πολλαπλά bit ανά στοιχείο. Επίσης η σταθερότητα της διατήρησης της μνήμης μπορεί να είναι τέτοια που να επιτρέπει μόνιμη ή ημιμόνιμη διατήρηση δεδομένων σε μνήμες μεγάλης πυκνότητας [4].

Τέλος το σχήμα 4.5 παρουσιάζει την εσωτερική κατάσταση του στοιχείου στο χρόνο για την εφαρμοζόμενη διέγερση. Παρατηρούμε την απότομη μεταβολή της αντίστασης όταν το ύψος του νήματος γίνει ίσο με το πάχος του διηλεκτρικού καθώς και τον κορεσμό στη μείωση της αντίστασης όσο αυξάνεται το πάχος του νήματος. Επιπλέον βλέπουμε ότι το πάχος του νήματος αρχίζει να αυξάνει μόνο όταν ενωθούν τα δυο ηλεκτρόδια και αντίστοιχα ότι το νήμα διαλύεται πρώτα χάνοντας πάχος, και μετά το μηδενισμό του πάχους χάνεται και το ύψος.



Σχήμα 4.5: Διπολική AC λειτουργία. Εικονίζονται οι αντίσταση, το ύψος και το πάχος του νήματος στο χρόνο για την είσοδο του σχήματος 4.3



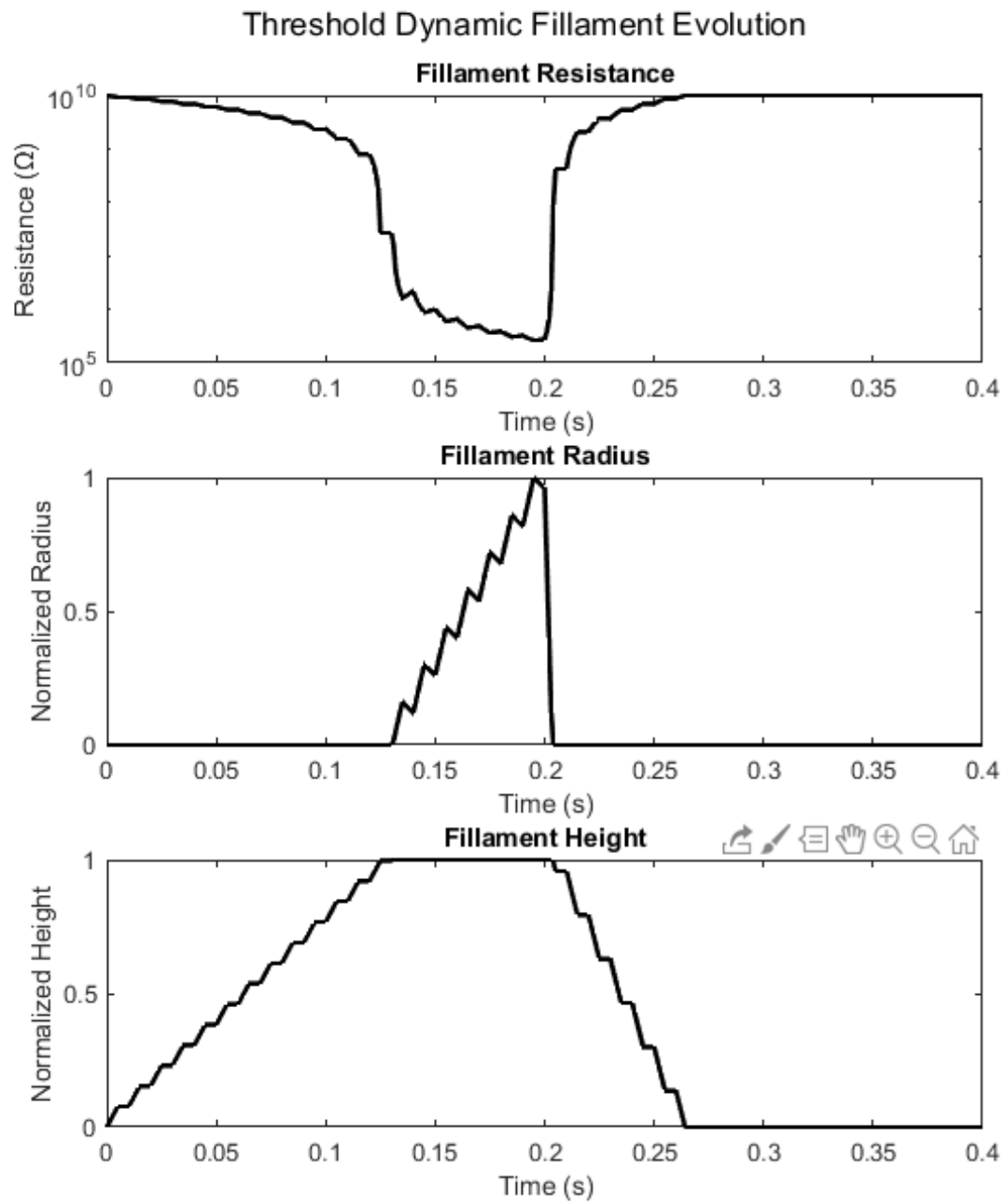
Σχήμα 4.6: Απόκριση συχνότητας διπολικού μοντέλου AC λειτουργία για τις συχνότητες 1Hz, 10kHz

4.3.2 Πτητική περίπτωση

Στην πτητική περίπτωση εφαρμόζουμε αντίστοιχους παλμούς με αυτούς της διπολικής περίπτωσης αλλά διαφορετικού πλάτους, 0.25V σε αυτή την περίπτωση. Όπως φαίνεται στο Σχήμα [4.6] σε αντίθεση με τη διπολική περίπτωση παρατηρούμε δυο σημαντικές διαφορές. Η πρώτη είναι ότι ανάμεσα στους παλμούς η αντίσταση του στοιχείου αυξάνει (άρα το αγώγιμο νήμα διαλύεται) και η δεύτερη είναι ότι πολύ σύντομα από τη στιγμή της αντιστροφής της διέγερσης το αγώγιμο νήμα διαλύεται ολοκληρωτικά και το στοιχείο μεταβαίνει στην κατάσταση υψηλής αντίστασης.

Επιπλέον, στο Σχήμα [4.7] βλέπουμε αναλυτικότερα την εσωτερική και τη μακροσκοπική κατάσταση του στοιχείου. Όπως και στη διπολική περίπτωση η αντίσταση του στοιχείου μειώνεται σταδιακά πριν ενωθούν τα ηλεκτρόδια ενώ πέφτει απότομα όταν ολοκληρωθεί το αγώγιμο νήμα. Όμως με την απομάκρυνση της διέγερσης το στοιχείο τείνει να επιστρέψει πάλι στην HRS.

Αυτό είναι και το κύριο χαρακτηριστικό της πτητικής λειτουργίας του memristor. Οι ανταγωνιστές όροι υπερσχύουν και αντιστέκονται στην δημιουργία του νήματος. Αυτή η συμπεριφορά των πτητικών memristor βρίσκει εφαρμογή σε τεχνητά βιομιμιακά νευρωνικά δίκτυα όπως θα δούμε στην επόμενη ενότητα.



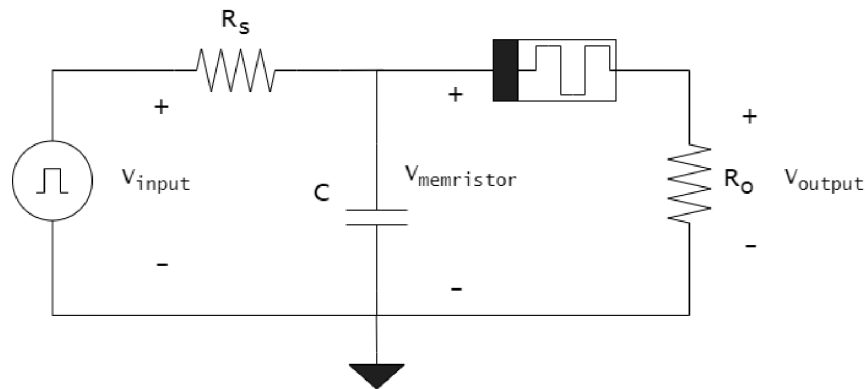
Σχήμα 4.7: Πιθητική AC λειτουργία

4.4 LIF (Leaky-Integrate-Fire) Νευρώνας

4.4.1 Αρχή λειτουργίας

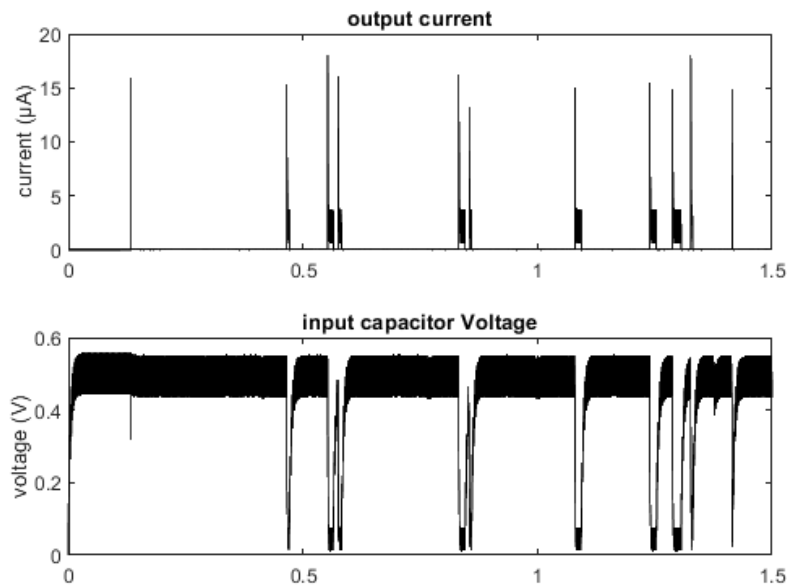
Ο νευρώνας LIF αποτελεί ένα απλοποιημένο μοντέλο νευρωνικού κυττάρου όπου ο νευρώνας ολοκληρώνει την τάση εισόδου του στο χρόνο ενώ έχει μια παράμετρο διαρροής φορτίου. Όταν η τάση ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι, ο νευρώνας ενεργοποιείται δημιουργώντας έναν παλμό ρεύματος. Με τον παλμό ρεύματος, το συσσωρευμένο φορτίο απελευθερώνεται και ο νευρώνας επανέρχεται στην αρχική κατάσταση [3].

Αυτή η λειτουργία μιμείται τον τρόπο με τον οποίο τα πραγματικά νευρωνικά κύτταρα συσσωρεύουν φορτίο με τη μορφή ιόντων και στην συνέχεια τα απελευθερώνουν προς άλλους νευρώνες. Ο πυκνωτής παίζει το ρόλο της μεμβράνης του νευρωνικού κυττάρου που συσσωρεύει το φορτίο και το memristor στην συγκεκριμένη περίπτωση, δημιουργεί το κατώφλι που πρέπει να ξεπεραστεί για να ενεργοποιηθεί ο νευρώνας. Η αντίσταση R_o στην έξοδο χρησιμεύει για τον περιορισμό του ρεύματος που διαρρέει το memristor.



Σχήμα 4.8: Κύκλωμα του LIF νευρώνα. Οι παλμοί από την πηγή φορτίζουν τον πυκνωτή μέσω της αντίστασης R_s . Όταν το memristor μεταβεί στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης, η ισοδύναμη αντίσταση που βλέπει ο πυκνωτής είναι πολύ μικρότερη αυτής της πηγής και έτσι ο πυκνωτής αποφορτίζεται μέσω του memristor.

Simulated LIF Neuron Response - Pulse 1kHz 50% PW @ 1V



Σχήμα 4.9: Η απόκριση του LIF νευρώνα και η τάση στον πυκνωτή εισόδου. Είναι φανερή η αντιστοιχία της εκφόρτισης του πυκνωτή με τους παλμούς ρεύματος της εξόδου.

4.4.2 Προσομοίωση LIF νευρώνα

Με βάση τα παραπάνω προσομοιώνουμε το κύκλωμα του σχήματος [4.8] για τετραγωνική είσοδο πλάτους 1V, συχνότητας 1kHz με 50% duty cycle. Στα σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται η διέγερση και η απόκριση του LIF νευρώνα.

Το κύκλωμα ξεκινάει με το memristor στην κατάσταση υψηλής αντίστασης και τον πυκνωτή αφόρτιστο. Στη συνέχεια το memristor μεταβαίνει στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης λόγω της τάσης εισόδου. Τέλος ακολουθούν οι κύκλοι φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή ρυθμιζόμενοι από το memristor.

Οι παλμοί της εισόδου φορτίζουν τον πυκνωτή και παράλληλα το memristor μεταβαίνει σταδιακά στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης. Όταν γίνει η μετάβαση στην κατάσταση χαμηλής αντίστασης, απελευθερώνεται ένας παλμός ρεύματος και η αντίσταση του memristor επανέρχεται στην αρχική της κατάσταση. Έτσι ολοκληρώνεται ο κύκλος φόρτισης εκφόρτισης του LIF νευρώνα.

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα

5.1 Σύνοψη των αποτελεσμάτων

Στην παρούσα εργασία είδαμε την ιστορική πορεία των memristor από τη μαθηματική τους θεμελίωση έως και τις σύγχρονες υλοποιήσεις τους. Αναλύσαμε τρόπους και μεθοδολογίες προσομοίωσης και κάναμε μια σύντομη αναφορά στην βιβλιογραφία. Τέλος παρουσιάσαμε το μοντέλο των Shimeng & Yu και το επεκτείναμε με την προσθήκη του φυσικού μηχανισμού της θερμικής διάχυσης.

Δημιουργήσαμε ένα μοντέλο SPICE με βάση την προτεινόμενη επέκταση και εκτελέσαμε διάφορες προσομοιώσεις για αρκετές περιπτώσεις λειτουργίας τόσο σε DC όσο και σε AC δυναμική λειτουργία. Είδαμε ότι η αρχιτεκτονική του μοντέλου είναι ικανή να δώσει ένα ευρύ φάσμα αποτελεσμάτων με κατάλληλα επιλεγμένες τιμές για τις παραμέτρους του μοντέλου. Αυτές οι τιμές των παραμέτρων μπορούν να προκύψουν από βελτιστοποίηση όπως είδαμε στο κεφάλαιο 4 με σκοπό την ταύτιση του μοντέλου με πραγματικά στοιχεία.

Ακόμη, είδαμε την χρήση ενός threshold switch memristor σε πλήρως παθητικό κύκλωμα LIF νευρώνα και επιβεβαιώσαμε την νευρομορφική χρήση του. Στην περίπτωση του διπολικού μοντέλου είδαμε και την πολυσταθή αποθήκευση τιμών με πολυεπίπεδη αντίσταση. Τέλος, επιβεβαιώσαμε ότι μπορούμε να προσομοιώσουμε πλήθος στοιχείων και διατάξεων με διαφορετικές τιμές για το ίδιο σύνολο παραμέτρων.

5.2 Προτάσεις για βελτίωση του SPICE μοντέλου

Το μοντέλο SPICE στην παρούσα μορφή του, αν και επιτυχές ως προς την κατάδειξη της ικανοποιητικής περιγραφής των CBRAM memristor που μελετήσαμε στην παρούσα εργασία, εντούτοις πάσχει από προβλήματα σύγκλισης. Αυτά τα προβλήματα σύγκλισης είναι αναμενόμενα για κυκλωματικούς προσομοιωτές και υπάρχουν στρατηγικές διόρθωσης κάποιων από αυτά τα προβλήματα. Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε κάποιες τροποποιήσεις του μοντέλου για τη βελτίωση της ταχύτητας προσομοίωσης και πολύ περισσότερο την επίτευξη σύγκλισης και την αποφυγή σφαλμάτων.

Λόγω της φύσης του προσομοιωτή SPICE είναι αδύνατο να γίνουν προγραμματιστικές παρεμβάσεις για τη διόρθωση αποκλίσεων κατά την ώρα της προσομοίωσης. Αυτό σημαίνει ότι οποιαδήποτε «λογική» υλοποιείται, υλοποιείται μέσα στο ίδιο το κύκλωμα από το ίδιο το κύκλωμα. Επομένως δεν δύναται ο προσομοιωτής να διορθώσει την εσωτερική του κατάσταση και έτσι τα σφάλματα ανθροίζονται.

Στη συνέχεια θα προτείνουμε μερικές λύσεις από δοκιμασμένες τεχνικές διόρθωσης σφαλμάτων σύγκλισης στο SPICE. Οι τεχνικές αυτές περιλαμβάνουν τη μαθηματική και την αρχιτεκτονική τροποποίηση του μοντέλου με σκοπό την καλύτερη προσαρμογή του στον προσομοιωτή SPICE. Τέτοιες τροποποιήσεις είναι εκτός του πλαισίου της παρούσας εργασίας που σκοπό είχε την χρήση του τροποποιημένου μοντέλου των Shimeng & Yu όπως αυτό παρουσιάστηκε στο [22].

5.2.1 Σύμπτυξη Μεταβλητών Κατάστασης και Window Functions

Σκοπός αυτού του βήματος είναι η αποφυγή της διακριτής μεταβολής από μια κατάσταση σε άλλη (εν προκειμένω από LRS σε HRS και αντίστροφα) με στόχο την αποφυγή μεγάλων μεταβολών στην εσωτερική κατάσταση της προσομοίωσης. Εν γένει, οι μεγάλες μεταβολές μπορούν να οδηγήσουν σε προβλήματα σύγκλισης με το να ωθήσουν τον προσομοιωτή να δοκιμάζει όλο και μικρότερο βήμα μέχρι η μεταβολή που αντιμετωπίζει να είναι μικρότερη κάποιας ορισμένης τιμής. Με την σύμπτυξη των μεταβλητών κατάστασης για το ύψος και το πάχος του ηλεκτροδίου, μπορεί η αντίσταση εξόδου να δίνεται από μια συνεχή συνάρτηση όπως ακριβώς στις εργασίες [20, 2, 9, 24].

5.2.2 Κανονικοποίηση Όρων

Για προσομοιωτές που κάνουν αριθμητική επίλυση του κυκλώματος όπως το LTSpice, είναι σημαντικό να λαμβάνουμε υπόψη και τους περιορισμούς των αριθμών κινητής υποδιαστολής. Οι αριθμοί κινητής υποδιαστολής λόγω της πεπερασμένης ακρίβειας τους μπορούν να οδηγήσουν σε αστάθειες και αριθμητικές ταλαντώσεις αν υπάρχουν μεγάλες διακυμάνσεις στις τάξεις μεγέθους. Οι μεγάλες διακυμάνσεις των μεγεθών σε συνδυασμό με τις απότομες μεταβολές στο χρόνο πολύ συχνά προκαλούν αποτυχία σύγκλισης.

5.3 Μελλοντική έρευνα

Στην παρούσα εργασία μελετήθηκε η υλοποίηση του τροποποιημένου μοντέλου των Yu & Wong σε SPICE και MATLAB/Simulink. Αν και ικανό να περιγράψει επαρκώς και τις λειτουργίες Threshold και Bipolar με κατάλληλη επιλογή παραμέτρων, το μοντέλο είναι δόκιμο κυρίως για προγραμματιστικό περιβάλλον. Για την μελέτη πολυπλοκότερων διατάξεων είναι επιτακτική η τροποποίηση του μοντέλου σε αρχιτεκτονικό επίπεδο ώστε να προσαρμόζεται στις ιδιαιτερότητες των κυκλωματικών προσομοιωτών όπως αναλύσαμε παραπάνω.

Με ένα τέτοιο μοντέλο, γίνεται εφικτή η προσομοίωση πλήθους εφαρμογών όπως Spiking Neural Networks, reservoir computing, cross bar arrays κ.α.

Βιβλιογραφία

- [1] K. Aratani, K. Ohba, T. Mizuguchi, S. Yasuda, T. Shiimoto, T. Tsushima, T. Sone, K. Endo, A. Kouchiyama, S. Sasaki, A. Maesaka, N. Yamada, and H. Narisawa. A novel resistance memory with high scalability and nanosecond switching. In *2007 IEEE International Electron Devices Meeting*, pages 783–786, 2007.
- [2] Zdenek Biolek, Dalibor Biolek, and Biolkova V. Spice model of memristor with nonlinear dopant drift. *Radioengineering*, 18, 06 2009.
- [3] P. Bousoulas, C. Tsioustas, J. Hadfield, V. Aslanidis, S. Limberopoulos, and D. Tsoukalas. Low power stochastic neurons from sio2-based bilayer conductive bridge memristors for probabilistic spiking neural network applications—part ii: Modeling. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 69(5):2368–2376, 2022.
- [4] Panagiotis Bousoulas, Charalampos Papakonstantinou, Stavros Kitsios, Konstantinos Moustakas, Georgios Ch. Sirakoulis, and Dimitris Tsoukalas. Emulating artificial synaptic plasticity characteristics from sio2-based conductive bridge memories with pt nanoparticles. *Micromachines*, 12(3), 2021.
- [5] Ting Chang, Sung-Hyun Jo, Kuk-Hwan Kim, Patrick Sheridan, Siddharth Gaba, and Wei Lu. Synaptic behaviors and modeling of a metal oxide memristive device. *Applied Physics A*, 102(4):857–863, Mar 2011.
- [6] Hyejung Choi, Myeongbum Pyun, Tae-Wook Kim, Musarrat Hasan, Rui Dong, Joonmyoung Lee, Ju-Bong Park, Jaesik Yoon, Dong-jun Seong, Takhee Lee, and Hyunsang Hwang. Nanoscale resistive switching of a copper–carbon-mixed layer for nonvolatile memory applications. *IEEE Electron Device Letters*, 30(3):302–304, 2009.
- [7] L. Chua. Memristor-the missing circuit element. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 18(5):507–519, 1971.
- [8] Leon Chua. Resistance switching memories are memristors. *Applied Physics A*, 102(4):765–783, Mar 2011.
- [9] Yogesh N Joglekar and Stephen J Wolf. The elusive memristor: properties of basic electrical circuits. *European Journal of Physics*, 30(4):661, may 2009.
- [10] G. Kleitsiotis, P. Bousoulas, S. D. Mantas, C. Tsioustas, I. A. Fyrigos, G. Sirakoulis, and D. Tsoukalas. Demonstration of low power and highly uniform 6-bit operation in sio2-based memristors embedded with pt nanoparticles. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 71(9):5313–5318, 2024.

- [11] M. Kund, G. Beitel, C.-U. Pinnow, T. Rohr, J. Schumann, R. Symanczyk, K. Ufert, and G. Muller. Conductive bridging ram (cbram): an emerging non-volatile memory technology scalable to sub 20nm. In *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest.*, pages 754–757, 2005.
- [12] Eero Lehtonen and Mika Laiho. Cnn using memristors for neighborhood connections. In *2010 12th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications (CNNA 2010)*, pages 1–4, 2010.
- [13] Laurence W. Nagel. *SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits*. PhD thesis, EECS Department, University of California, Berkeley, May 1975.
- [14] Laurence W. Nagel and D.O. Pederson. Spice (simulation program with integrated circuit emphasis). Technical Report UCB/ERL M382, EECS Department, University of California, Berkeley, Apr 1973.
- [15] Nicolas Onofrio, David Guzman, and Alejandro Strachan. Atomic origin of ultrafast resistance switching in nanoscale electrometallization cells. *Nature Materials*, 14(4):440–446, Apr 2015.
- [16] Matthew D. Pickett, Dmitri B. Strukov, Julien Borghetti, J. Joshua Yang, Greg Snider, Duncan R. Stewart, and R. Stanley Williams. Switching dynamics in titanium dioxide memristive devices. *Journal of Applied Physics*, 106:074508, 2009.
- [17] Themistoklis Prodromakis, Christofer Toumazou, and Leon Chua. Two centuries of memristors. *Nature Materials*, 11(06):478–481, June 2012.
- [18] U. Russo, D. Ielmini, C. Cagli, A. L. Lacaita, S. Spiga, C. Wiemer, M. Perego, and M. Fanciulli. Conductive-filament switching analysis and self-accelerated thermal dissolution model for reset in nio-based rram. In *2007 IEEE International Electron Devices Meeting*, pages 775–778, 2007.
- [19] Ugo Russo, Deepak Kamalanathan, Daniele Ielmini, Andrea L. Lacaita, and Michael N. Kozicki. Study of multilevel programming in programmable metallization cell (pmc) memory. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 56(5):1040–1047, 2009.
- [20] Dmitri B. Strukov, Gregory S. Snider, Duncan R. Stewart, and R. Stanley Williams. The missing memristor found. *Nature*, 453(7191):80–83, May 2008.
- [21] C. Tsoukatas, P. Bousoulas, G. Kleitsiotis, S. D. Mantas, and D. Tsoukalas. Impact of inert electrode on the volatility and non-volatility switching behavior of SiO₂-based conductive bridge random access memory devices. *Applied Physics Letters*, 125(2):023508, 07 2024.
- [22] Charalampos Tsoukatas, Panagiotis Bousoulas, Jack Hadfield, Theodoros Panagiotis Chatzinikolaou, Iosif-Angelos Fyrigos, Vasileios Ntinis, Michail-Antisthenis Tsompanas, Georgios Ch. Sirakoulis, and Dimitris Tsoukalas. Simulation of low power self-selective memristive neural networks for in situ digital and analogue artificial neural network applications. *IEEE Transactions on Nanotechnology*, 21:505–513, 2022.
- [23] Chris Yakopcic, Tarek M. Taha, Guru Subramanyam, and Robinson E. Pino. A memristor device model. *IEEE Electron Device Letters*, 2011.
- [24] Chris Yakopcic, Tarek M. Taha, Guru Subramanyam, and Robinson E. Pino. *Memristor SPICE Modeling*, pages 211–244. Springer Netherlands, Dordrecht, 2012.

- [25] Shimeng Yu and H.-S. Philip Wong. Compact modeling of conducting-bridge random-access memory (cbam). *IEEE Transactions on Electron Devices*, 58(5):1352–1360, 2011.
- [26] Xumeng Zhang, Sen Liu, Xiaolong Zhao, Facai Wu, Quantan Wu, Wei Wang, Rongrong Cao, Yilin Fang, Hangbing Lv, Shibing Long, Qi Liu, and Ming Liu. Emulating short-term and long-term plasticity of bio-synapse based on cu/a-si/pt memristor. *IEEE Electron Device Letters*, 38(9):1208–1211, Sep. 2017.
- [27] Xumeng Zhang, Wei Wang, Qi Liu, Xiaolong Zhao, Jinsong Wei, Rongrong Cao, Zhihong Yao, Xiaoli Zhu, Feng Zhang, Hangbing Lv, Shibing Long, and Ming Liu. An artificial neuron based on a threshold switching memristor. *IEEE Electron Device Letters*, 39(2):308–311, 2018.