



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Βέλτιστη Επιλογική Συνεργασία Ηλεκτρονόμων
Υπερέντασης και Απόστασης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΓΓΕΛΟΣ Δ. ΒΩΣΣΟΣ

Επιβλέπων : Γεώργιος Κορρές, Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Βασίλειος Παπασπηλιωτόπουλος, Υποψήφιος Διδάκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Βέλτιστη Επιλογική Συνεργασία Ηλεκτρονόμων Υπερέντασης και Απόστασης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΓΓΕΛΟΣ Δ. ΒΩΣΣΟΣ

Επιβλέπων: Γεώργιος Κορρές, Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Βασίλειος Παπασπηλιωτόπουλος, Υποψήφιος Διδάκτορας Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 20^η Μαρτίου 2018.

(Υπογραφή)

.....
Γεώργιος Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Κωνσταντίνος Βουρνάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Πάυλος Γεωργιλάκης
Επικ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018

(Υπογραφή)

.....

ΒΩΣΣΟΣ ΑΓΓΕΛΟΣ

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

Copyright © Βώσσος Άγγελος, 2018

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 τους συγγραφείς.

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως κύριο αντικείμενο μελέτης την προστασία των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Ο ρόλος της προστασίας ενός ηλεκτρικού συστήματος συνίσταται στο να προλάβει μια βλάβη ή αν για οποιονδήποτε λόγο συμβεί ένα σφάλμα, λόγω βραχυκυκλώματος, να περιορίσει όσο το δυνατόν τις επιπτώσεις του στο υπόλοιπο σύστημα. Αυτό επιτυγχάνεται με τα μέσα προστασίας τα οποία συνίστανται από τους ηλεκτρονόμους (H/N - relays) που ανιχνεύουν την εμφάνιση του σφάλματος (συνήθως από την μεταβολή ορισμένου μεγέθους, π.χ. εντάσεως ή τάσεως κλπ.) και από τους διακόπτες ισχύος (Δ/I - Circuit Breakers) που δέχονται εντολές των ηλεκτρονόμων (ονομάζονται και «αυτόματοι διακόπτες»), ή από τις ασφάλειες οι οποίες ταυτόχρονα ανιχνεύουν και διακόπτουν υπερεντάσεις.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια λεπτομερή ανάλυση για τα χαρακτηριστικά και την λειτουργία δύο τύπων ηλεκτρονόμων προστασίας, τους ηλεκτρονόμους απόστασης και τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης.

Στο δεύτερο κεφάλαιο υπολογίζονται οι αντιστάσεις που «βλέπει» ένας ηλεκτρονόμος απόστασης, σε μια τυπική γραμμή που τροφοδοτείται από τα δύο άκρα, για διάφορα είδη βραχυκυκλωμάτων ανάλογα με την σύνδεση των μετασχηματιστών τάσεων και εντάσεων που τροφοδοτούν τον ηλεκτρονόμο.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύονται οι συγκριτές φάσης τύπου συνημίτονου. Οι συγκριτές παράγουν τις χαρακτηριστικές λειτουργίες των ηλεκτρονόμων απόστασης και αποτελούν την πιο βασική μονάδα για την λειτουργία τους.

Στο τέταρτο κεφάλαιο αναλύεται η μεταβατική συμπεριφορά του μετασχηματιστή έντασης κατά την διάρκεια ενός βραχυκυκλώματος. Επίσης παρουσιάζεται ο τρόπος διαστασιολόγησης του μετασχηματιστή έντασης προστασίας για την αποφυγή κορεσμού του πυρήνα του.

Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η ανάλυση για την βέλτιστη επιλογική συνεργασία των ηλεκτρονόμων απόστασης και ηλεκτρονόμων υπερέντασης σε ένα «σχήμα» προστασίας του ηλεκτρικού δικτύου που συμμετέχουν και οι δύο προαναφερθέντες τύποι των ηλεκτρονόμων. Επίσης γίνεται μια παρουσίαση της εργαλειοθήκης βελτιστοποίησης της MATLAB και της συνάρτησης `fmincon` που χρησιμοποιείται για την επίλυση του προβλήματος της επιλογικής συνεργασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και απόστασης.

Και τέλος στο έκτο κεφάλαιο προσομοιώνονται δύο δίκτυα, ένα των 8 ζυγών και ένα των 39 ζυγών. Παρουσιάζεται μια συστηματική μέθοδος για τον υπολογισμό του βέλτιστου χρόνου της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης και τις βέλτιστες ρυθμίσεις των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και καταγράφονται τα αποτελέσματα που εξευρέθηκαν από την ανάλυση των δύο αυτών δικτύων.

Λέξεις Κλειδιά:

Ηλεκτρονόμος απόστασης, ηλεκτρονόμος υπερέντασης, μετασχηματιστής έντασης, προστασία, συγκριτές φάσης, ρύθμιση χρόνου δεύτερης ζώνης ηλεκτρονόμων απόστασης, ρύθμιση ηλεκτρονόμων υπερέντασης, επιλεκτικότητα, επιλεκτική συνεργασία, βραχυκυκλώματα, χαρακτηριστικές λειτουργίας ηλεκτρονόμων απόστασης, MATLAB, `fmincon`, εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης.

Abstract

The present dissertation mainly examines the protection of the electric energy systems. The role of protection of an electric energy system consists of preventing a malfunction or, if for any reason an error happens, due to a short circuit, of limiting its impact on the rest of the system. This gets accomplished with the means of protection, which consist of the Relays that detect the appearance of an error (usually by the modification of a certain value, e.g. voltage or current etc.) and of the Circuit Breakers that accept commands by the relays (they are also called “automatic switches”), or of the fuses, which simultaneously detect and stop overcurrents.

In the first chapter a detailed analysis about the characteristics and the function of two types of relays takes place, the distance relays and the overcurrent relays.

In the second chapter the impedances that “sees” a distance relay get calculated, in a typical line that gets fed by the two ends, for different types of short circuits depending on the connection of the voltage transformers and the current transformers that feed the relay.

In the third chapter the cosine type comparators get analyzed. The comparators produce the characteristic functions of the distance relays and comprise the most basic unit for their function.

In the fourth chapter the transitional behavior of the current transformer during a short circuit gets analyzed. Also, the way of dimensioning of the protection current transformer for the avoidance of core saturation gets presented.

In the fifth chapter takes place the analysis for the best selective cooperation between the dimension relays and the overcurrent relays in a protection “shape” of the electrical network, in which both aforementioned types of relays participate. Also the optimization toolbox of MATLAB and the `fmincon` function get presented, which is used to solve the problem of the selective cooperation between the overcurrent and the distance relays.

And finally in the sixth chapter two networks get simulated, one of 8 buses and one of 39 buses. A systematic method for the calculation of the optimal time of the distance relays’ second zone and the optimal settings of the overcurrent relays get presented and the results that were found from the analysis of these two networks get tracked.

Keywords:

Distance relay, overcurrent relay, current transformer, protection, phase comparators, time setting of the second zone of the distance relays, setting of the overcurrent relays, selectivity, selective cooperation, short circuits, distance relays’ function graphs, MATLAB, `fmincon`, optimization toolbox.

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ τον καθηγητή κ. Κορρέ Γεώργιο και τον υποψήφιο διδάκτορα Βασίλη Παπασπηλιωτόπουλο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξαν καθώς και για τη βοήθειά τους καθ' όλη την διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

ΑΓΓΕΛΟΣ Δ. ΒΩΣΣΟΣ

Περιεχόμενα

1 ΗΛΕΚΤΡΟΝΟΜΟΙ ΥΠΕΡΕΝΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ	1
1.1 Εισαγωγή.....	1
1.2 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης.....	1
1.2.1 Λειτουργία ηλεκτρομηχανικών ηλεκτρονόμων υπερέντασης	1
1.2.2 Τύποι ηλεκτρονόμων υπερέντασης.....	2
1.2.2.1 Στιγμιαίοι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης	3
1.2.2.2 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης σταθερού ή ορισμένου χρόνου.....	4
1.2.2.3 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης αντίστροφου χρόνου.....	4
1.2.3 Ρύθμιση ηλεκτρονόμων υπερέντασης.....	4
1.2.3.1 Ρύθμιση στιγμιαίων ηλεκτρονόμων υπερέντασης	5
1.2.3.1.1 Γραμμές μεταφοράς και διανομής μεταξύ των υποσταθμών	6
1.2.3.1.2 Στο τέλος των γραμμών διανομής	6
1.2.3.1.3 Μετασχηματιστές Ισχύος	6
1.2.3.1.4 Κάλυψη των γραμμών μεταξύ υποσταθμών από τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης	7
1.2.3.2 Ρύθμιση ηλεκτρονόμων υπερέντασης αντιστρόφου χρόνου	8
1.2.3.2.1 Ρύθμιση ρεύματος διέγερσης	10
1.2.3.2.2 Ρύθμιση της χρονικής σταθεράς (TDS)	11
1.2.3.2.3 Χαρακτηριστικές λειτουργίας των H/N κατά IEC- ANSI/IEEE	12
1.2.4 Περιορισμοί κατά την λειτουργία των H/N υπερέντασης.....	13
1.2.5 Παράδειγμα ρύθμισης των ηλεκτρονόμων υπερέντασης.....	14
1.3 Ηλεκτρονόμοι απόστασης.....	17
1.3.1 Μέτρηση ηλεκτρικής απόστασης.....	17
1.3.1.1 Διφασικά σφάλματα.....	18
1.3.1.2 Σφάλματα φάσης-γης	18
1.3.2 Ρύθμιση πρώτης, δεύτερης και τρίτης ζώνης.....	19
1.3.3 Χαρακτηριστικές ηλεκτρονόμων απόστασης	20
1.3.4 Μέθοδοι πόλωσης ηλεκτρονόμων απόστασης.....	23
1.3.5 Προκλήσεις στην λειτουργία των H/N απόστασης.....	25
2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ H/N ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ	28
2.1 Εισαγωγή.....	28
2.1.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα	29
2.1.2 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c (Φασικοί H/N απόστασης).....	32

2.1.3	Μονοφασικό ως προς γη βραχυκύκλωμα φάσης α (Φασικοί Η/Ν απόστασης).....	36
2.1.4	Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G (Φασικοί Η/Ν απόστασης).....	40
2.1.5	Μονοφασικό ως προς γη βραχυκύκλωμα φάσης α (Η/Ν απόστασης γης).....	48
2.1.6	Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G (Η/Ν απόστασης γης).....	51
3	ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ Η/Ν ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ.....	54
3.1	Εισαγωγή.....	54
3.2	Συγκριτές φάσης και πλάτους.....	55
3.2.1	Συγκριτές φάσης.....	55
3.2.1.1	Χαρακτηριστική Mho	57
3.2.1.2	Χαρακτηριστική Offset Mho	60
3.2.1.3	Χαρακτηριστική σύνθετης αντίστασης (Impedance).....	64
3.2.1.4	Χαρακτηριστική φακού (Lens).....	66
3.2.1.5	Χαρακτηριστική Tomato	70
3.2.1.6	Χαρακτηριστική κατεύθυνσης (Directional)	73
3.2.1.7	Χαρακτηριστική περιορισμένης κατεύθυνσης (Restricted Directional)	75
3.2.1.8	Ωμική χαρακτηριστική (Ohm characteristic).....	77
3.2.1.9	Χαρακτηριστική περιορισμένης αντίδρασης (restricted reactance)	80
3.2.2	Συγκριτές πλάτους.....	82
3.2.3	Διαδικότητα μεταξύ συγκριτών φάσης (τύπου συνημίτονου) και συγκριτών πλάτους.....	83
3.2.4	Συγκριτές πολλών εισόδων	83
4	ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ Μ/Σ ΕΝΤΑΣΗΣ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ.....	85
4.1	Εισαγωγή.....	85
4.2	Λειτουργία ΜΕ	85
4.2.1	Ιδανικός ΜΕ	85
4.2.2	Συμπεριφορά μη ιδανικού ΜΕ	86
4.2.2.1	Κορεσμός ΜΕ	88
4.2.2.2	Χαρακτηριστική καμπύλη διέγερσης δευτερεύοντος τυλίγματος	89
4.3	Σφάλματα ΜΕ	91
4.3.1	Σφάλμα λόγου ΜΕ	91

4.3.2	Σφάλμα φάσης ΜΕ.....	91
4.3.3	Σύνθετο σφάλμα ΜΕ.....	92
4.4	Στοιχεία καθορισμού των ΜΕ προστασίας.....	93
4.4.1	Ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος	93
4.4.2	Ονομαστικό ρεύμα δευτερεύοντος.....	94
4.4.3	Ονομαστική ισχύς εξόδου (επιφόρτιση)	94
4.4.4	Μέγιστη τάση.....	94
4.4.5	Ονομαστικό επίπεδο μονώσεως.....	94
4.4.6	Ονομαστικό θερμικό ρεύμα βραχείας διάρκειας I_{th}	94
4.4.7	Ονομαστικό δυναμικό ρεύμα I_{dyn}	94
4.4.8	Κλάση ακριβείας	94
4.4.8.1	Κλάση ΜΕ κατά το πρότυπο IEC 60044-1.....	95
4.4.8.2	Κλάση C σύμφωνα με το πρότυπο ANSI/IEEE C57.13.....	96
4.5	Μεταβατική συμπεριφορά των ΜΕ	96
4.5.1	Διέλευση ασύμμετρου ρεύματος σφάλματος μέσω ΜΕ	98
4.5.1.1	Συντελεστής συμμετρικού ρεύματος βραχυκύκλωσης k_{sc}	101
4.5.1.2	Συντελεστής μεταβατικής ασυμμετρίας (Transient dimensioning factor k_{tf})	101
4.5.1.3	Συντελεστής παραμένουσας ροής k_{rem}	104
4.5.1.4	Συνολικός συντελεστής διαστασιολόγησης των ΜΕ k_{tot}	105
4.5.2	Παράγοντες που επηρεάζουν τον συντελεστή μεταβατικής ασυμμετρίας k_{tf}	105
4.5.3	Παράδειγμα διαστασιολόγησης ΜΕ προστασίας.....	110
5	ΠΡΟΒΛΗΜΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΕΠΙΛΟΓΙΚΗΣ ΣΥΝΕΡΓΑΣΙΑΣ Η/Ν ΥΠΕΡΕΝΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ	115
5.1	Εισαγωγή.....	115
5.2	Σύνθεση του προβλήματος	115
5.3	Εισαγωγή στην εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης της MATLAB	117
5.4	Συνάρτηση $fmincon$	123
5.5	Περιορισμοί για την συνεργασία των Η/Ν απόστασης και υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης.....	125
5.5.1	Περιορισμοί επιλεκτικότητας μεταξύ των Η/Ν	125
5.5.2	Περιορισμοί των Η/Ν υπερέντασης	128
5.6	Προσδιορισμός του τέλους της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης.....	128

6	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	134
6.1	Εισαγωγή.....	134
6.2	Δίκτυο 8 ζυγών IEEE.....	136
6.3	Δίκτυο 39 ζυγών New England.....	143

1 ΗΛΕΚΤΡΟΝΟΜΟΙ ΥΠΕΡΕΝΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ

1.1 Εισαγωγή

Η προστασία με ηλεκτρονόμους υπερέντασης είναι η απλούστερη και φθηνότερη από όλες, αλλά η πιο δύσκολη στην εφαρμογή και αυτή που χρειάζεται επαναρίθμηση πιο γρήγορα από τις άλλες ή ακόμα και αντικατάσταση καθώς μεταβάλλεται το ηλεκτρικό δίκτυο ή οι συνθήκες φόρτισης. Στη πράξη χρησιμοποιούνται δύο ή τρεις ηλεκτρονόμοι υπερέντασης για προστασία από βραχυκυκλώματα μεταξύ φάσεων και ένας ηλεκτρονόμος για βραχυκυκλώματα φάσης με τη γη. Η προστασία είναι καταλληλότερη για γραμμές διανομής.

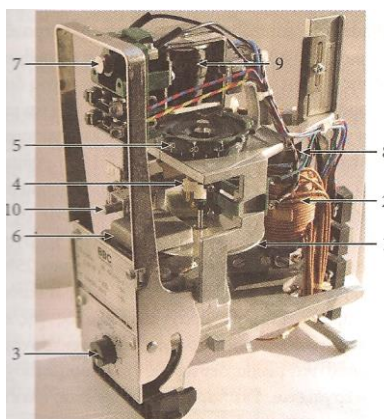
Η προστασία απόστασης είναι συχνά η πρώτη επιλογή όταν για κάποια εφαρμογή αποδεικνύεται ότι είναι ανεπαρκής η προστασία υπερέντασης. Η προστασία απόστασης είναι συνηθισμένη για προστασία φάσεων και γης γραμμών μεταφοράς όταν μια μικρή χρονική καθυστέρηση στην εκκαθάριση του σφάλματος είναι αποδεκτή. Η προστασία απόστασης δεν επηρεάζεται όσο η προστασία υπερέντασης από τις μεταβολές του ηλεκτρικού δικτύου και τις συνθήκες φόρτισης. Υπάρχουν ηλεκτρονόμοι με μεγάλη ποικιλία χαρακτηριστικών που είναι ένα πλεονέκτημα όταν αναζητούμε την καταλληλότερη συσκευή για μια συγκεκριμένη εφαρμογή.

Η ενιαία προστασία εξασφαλίζει την καλύτερη επιλεκτικότητα και ταχύτητα εκκαθάρισης βραχυκυκλωμάτων. Είναι η πιο δαπανηρή και πρακτικά χρησιμοποιείται σε όλες τις γραμμές μεταφοράς υψηλής τάσης. Σε αυτές λόγω των μεγάλων ισχύων που μεταφέρουν οποιαδήποτε καθυστέρηση στην εκκαθάριση βραχυκυκλώματος είναι απαράδεκτη για λόγους ευστάθειας και καταστροφικών συνεπειών στο ΣΗΕ. Χρησιμοποιείται και σε χαμηλότερης τάσης γραμμές μεταφοράς όταν είναι ο μόνος τρόπος να επιτύχουμε επιλεκτικότητα ή πρόκειται για πολύ σημαντικές γραμμές.[1.1]

1.2 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης

1.2.1 Λειτουργία ηλεκτρομηχανικών ηλεκτρονόμων υπερέντασης

Η χαρακτηριστική των ηλεκτρονόμων υπερέντασης απεικονίζει το χρόνο λειτουργίας τους που μειώνεται δραστικά με την αύξηση του ρεύματος στο πηνίο λειτουργίας τους, όπως θα φανεί αναλυτικότερα στη συνέχεια. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται ένας εκπαιδευτικός ηλεκτρονόμος.



Σχήμα 1.1: Εκπαιδευτικός ηλεκτρονόμος υπερέντασης

Οι ηλεκτρομηχανικοί ηλεκτρονόμοι υπερέντασης έχουν ένα δίσκο αλουμινίου (1) που αυξάνει την ροπή και την ταχύτητα περιστροφής του όσο αυξάνει το ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο λειτουργίας (2), επειδή αυξάνεται το μαγνητικό πεδίο που διαπερνά το δίσκο. Επειδή η αύξηση της ταχύτητας περιστροφής συνεπάγεται μείωση του χρόνου λειτουργίας του ηλεκτρονόμου, ο χρόνος είναι αντίστροφα ανάλογος του ρεύματος λειτουργίας. Η ροπή περιστροφής που ασκείται στον δίσκο είναι ανάλογη των αμπεροστροφών του πηνίου λειτουργίας (δηλαδή του γινομένου του ρεύματος του επί τον αριθμό των στροφών του τυλίγματος του), άρα για να κινηθεί ο δίσκος πρέπει η ροπή περιστροφής του να γίνει λίγο μεγαλύτερη από την ροπή αναχαίτισης που ασκεί στον δίσκο ένα ελατήριο και αυτό γίνεται για ένα συγκεκριμένο αριθμό αμπεροστροφών. Επομένως αν θέλουμε να έχουμε κίνηση του δίσκου (δηλαδή την λειτουργία του ηλεκτρονόμου για διαφορετικές του ρεύματος (pick-up ρεύμα) παίρνουμε με τον διακόπτη επιλογής (3) διαφορετικές λήψεις από το πηνίο που αντιστοιχούν σε διαφορετικό αριθμό στροφών του πηνίου. Κατά την περιστροφή του δίσκου περιστρέφεται και η επαφή (4) η οποία μετά από κάποια ρυθμιζόμενη απόσταση ακουμπά στην άλλη επαφή του ηλεκτρονόμου (δηλαδή ο ηλεκτρονόμος κλείνει όπως επαφές του και ο χρόνος που διαρκεί αυτή η διαδικασία είναι ο χρόνος λειτουργίας του). Η απόσταση μεταξύ των επαφών ρυθμίζεται με τον διακόπτη επιλογής (5) και όσο μεγαλύτερη είναι τόσο αυξάνει ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου. Κατά την περιστροφή του ο δίσκος επιβραδύνεται από τον μόνιμο μαγνήτη (6). Για να μην φορτίζονται οι επαφές λειτουργίας του ηλεκτρονόμου με μεγάλα ρεύματα αυτές ελέγχουν ένα βοηθητικό ηλεκτρονόμο (ηλεκτρονόμο ενίσχυσης) που με την βοήθεια των δικών του επαφών μοιράζονται το ρεύμα με τις επαφές του ηλεκτρονόμου.

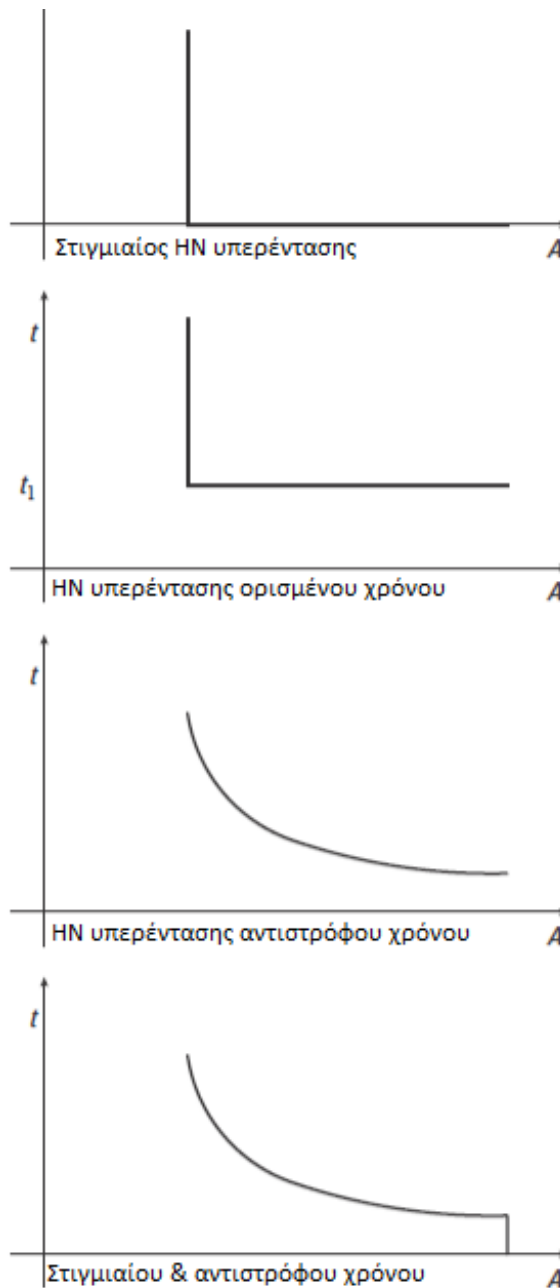
Η λειτουργία του βοηθητικού ηλεκτρονόμου και φυσικά του ίδιου ηλεκτρονόμου δείχνεται με την μετακίνηση προς τα έξω του κουμπιού (7) που όταν το πιέσουμε επανέρχεται στην αρχική του θέση. Για πολύ μεγάλα ρεύματα λειτουργίας μεγαλύτερα από κάποια ρυθμιζόμενη τιμή το πεδίο σκέδασης του πηνίου (2) έλκει τον οπλισμό (8) που κλείνει αμέσως τις επαφές ενεργοποίησης ενός στιγμιαίου ηλεκτρονόμου (9). Αυτή η ταχύτερη ενεργοποίηση του ηλεκτρονόμου (αφού παρακάμπτεται το κύκλωμα καθυστέρησης) δείχνεται με το κουμπί (10).[1.1]

1.2.2 Τύποι ηλεκτρονόμων υπερέντασης

Ανάλογα με την χαρακτηριστική λειτουργίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης μπορούν αυτοί να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες:

- Στιγμιαίοι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης
- Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης σταθερού ή ορισμένου χρόνου
- Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης αντιστρόφου χρόνου

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες των τριών αυτών τύπων ηλεκτρονόμων υπερέντασης φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 1.2). Επίσης φαίνεται και ο συνδυασμός λειτουργίας μεταξύ ενός στιγμιαίου ηλεκτρονόμου υπερέντασης και ενός αντιστρόφου χρόνου.[1.3]



Σχήμα 1.2: Χαρακτηριστικές λειτουργίες Η/Ν υπέρεντασης χρόνου/ρεύματος

1.2.2.1 Στιγμιαίοι ηλεκτρονόμοι υπέρεντασης

Αυτός ο τύπος των ηλεκτρονόμων λειτουργεί ακαριαία όταν το ρεύμα περνάει μια προκαθορισμένη τιμή. Η ρύθμισή τους γίνεται έτσι ώστε στον πιο απομακρυσμένο υποσταθμό από την πηγή να ενεργοποιούνται για χαμηλή τιμή ρεύματος βραχυκύκλωσης και καθώς πλησιάζουμε προς την πηγή, η ενεργοποίηση τους να πραγματοποιείται σταδιακά με μεγαλύτερα σε τιμή ρεύματα. Με αυτόν τον τρόπο ο ηλεκτρονόμος που είναι πλησιέστερα στο σφάλμα δηλαδή με την μικρότερη τιμή ρεύματος που έχει ρυθμιστεί, να λειτουργεί πρώτος. Το είδος αυτής της προστασίας έχει το ελάττωμα ότι έχει μικρή επιλεκτικότητα σε μεγάλες τιμές ρεύματος βραχυκύκλωσης. Άλλο ένα μειονέκτημα είναι η δυσκολία του προσδιορισμού του σημείου σφάλματος μεταξύ δύο σημείων όταν η μεταξύ τους

επαγωγική αντίσταση είναι πολύ μικρή σε σχέση με την αντίσταση της πηγής. Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι ότι οι στιγμιαίοι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης δεν χρησιμοποιούνται ως η μοναδική προστασία υπερέντασης αλλά σε συνδυασμό και με άλλους τύπους προστασίας.[1.3]

1.2.2.2 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης σταθερού ή ορισμένου χρόνου

Αυτός ο τύπος των ηλεκτρονόμων μπορεί να ρυθμιστεί για διάφορα επίπεδα ρεύματος και να ενεργοποιείται σε διαφορετικούς χρόνους. Η ρύθμισή του μπορεί να πραγματοποιηθεί με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε ο ηλεκτρονόμος που βρίσκεται πιο κοντά στο σφάλμα να ενεργοποιείται στον ελάχιστο χρόνο. Οι ηλεκτρονόμοι, προχωρώντας προς την πηγή να ενεργοποιούνται διαδοχικά σε μεγαλύτερο χρόνο. Η διαφορά του χρόνου μεταξύ των ενεργοποιήσεων δύο ηλεκτρονόμων που είναι ρυθμισμένοι για το ίδιο ρεύμα βραχυκύκλωσης ονομάζεται χρόνος ασφαλείας.

Από την στιγμή που στους ηλεκτρονόμους υπερέντασης ορισμένου χρόνου μπορούμε να ρυθμίζουμε τον χρόνο σε σταθερές τιμές έχουμε μεγαλύτερη επιλεκτικότητα στην προστασία από την προηγούμενη περίπτωση που εξετάσαμε. Το μεγάλο μειονέκτημα αυτού του είδους της προστασίας είναι ότι όσο πλησιάζουμε προς την πηγή, που έχουμε και μεγαλύτερα ρεύματα βραχυκύκλωσης, η εκκαθάρισή να γίνεται σε μεγάλο χρονικό διάστημα. Η ρύθμιση για το ρεύμα (pick-up current) που ενεργοποιεί αυτούς τους ηλεκτρονόμους γίνεται με μεταβλητές λήψεις από το πηνίο διέγερσης (taps). Οπότε στους ηλεκτρονόμους ορισμένου χρόνου μπορούμε να ρυθμίσουμε τον χρόνο μέχρι να ενεργοποιηθεί ο ηλεκτρονόμος για το αντίστοιχο ρεύμα επιλογής (pick-up current). Θα πρέπει να τονιστεί ότι ο χρόνος καθυστέρησης που ρυθμίζουμε μέχρι να ενεργοποιηθεί ο ηλεκτρονόμος είναι ανεξάρτητος από το ρεύμα επιλογής που ρυθμίζουμε για την ενεργοποίηση του ηλεκτρονόμου. Οι συγκεκριμένοι ηλεκτρονόμοι έχουν πολύ καλή εφαρμογή σε προστασίες δικτύων, στα οποία η αντίσταση της πηγής είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με το στοιχείο του δικτύου το οποίο προστατεύεται, όταν τα μεγέθη των ρευμάτων βραχυκύκλωσης στη θέση που βρίσκεται ο ηλεκτρονόμος με τα μεγέθη των ρευμάτων βραχυκύκλωσης στο τέλος της περιοχής προστασίας του στοιχείου που προστατεύεται είναι στα ίδια επίπεδα.[1.3]

1.2.2.3 Ηλεκτρονόμοι υπερέντασης αντιστρόφου χρόνου

Η βασική ιδιότητα αυτών των ηλεκτρονόμων είναι ότι ο χρόνος λειτουργίας τους είναι αντίστροφα ανάλογος του ρεύματος βραχυκύκλωσης όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.2. Το πλεονέκτημα τους έναντι των ηλεκτρονόμων ορισμένου χρόνου είναι ότι για μεγάλα ρεύματα βραχυκύκλωσης έχουμε μικρότερους χρόνους ενεργοποίησης χωρίς να υπάρχει ρίσκο στην επιλεκτικότητα της προστασίας του δικτύου. Οι ηλεκτρονόμοι αντίστροφου χρόνου γενικά ταξινομούνται σύμφωνα με την χαρακτηριστική τους καμπύλη που υποδεικνύει και την ταχύτητα λειτουργίας τους. Με αυτό το κριτήριο αυτού του τύπου οι ηλεκτρονόμοι διακρίνονται σε αντίστροφου χρόνου, σε μεγάλου αντίστροφου χρόνου και σε εξαιρετικά μεγάλου αντίστροφου χρόνου. Επίσης οι ηλεκτρονόμοι αντίστροφου χρόνου αναφέρονται και ως αντιστρόφου ελάχιστου ορισμένου χρόνου.[1.3]

1.2.3 Ρύθμιση ηλεκτρονόμων υπερέντασης

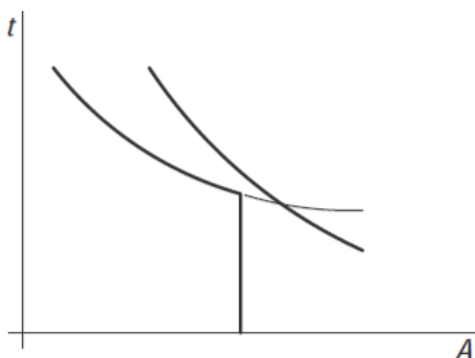
Οι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης συνήθως περιέχουν ένα στοιχείο στιγμιαίας διακοπής και ένα στοιχείο αντιστρόφου χρόνου στην ίδια μονάδα. Όταν οι

ηλεκτρομηχανικοί ηλεκτρονόμοι ήταν αρκετά δημοφιλείς ο κάθε ηλεκτρονόμος περιείχε ένα στοιχείο προστασίας φάσης. Με την άνοδο των ψηφιακών ηλεκτρονόμων η κάθε μονάδα περιέχει τρία στοιχεία προστασίας φάσης και ένα στοιχείο προστασίας φάσης – γης. Η ρύθμιση των ηλεκτρονόμων υπερέντασης πραγματοποιείται με τον καθορισμό των παραμέτρων του χρόνου και του ρεύματος στο στοιχείο αντιστρόφου χρόνου και του ρεύματος στο στοιχείο στιγμιαίας προστασίας. Ο καθορισμός των παραμέτρων αυτών των ποσοτήτων πρέπει να γίνει δύο φορές, μια για το στοιχείο προστασίας φάσης και μια για το στοιχείο προστασίας φάσης-γης. Αν και η διαδικασία ρύθμισης για τα δύο αυτά στοιχεία είναι παρόμοια, το στοιχείο φάσης ρυθμίζεται με βάση το τριφασικό ρεύμα βραχυκύκλωσης ενώ το στοιχείο φάσης-γης ρυθμίζεται σύμφωνα με το ρεύμα βραχυκύκλωσης φάσης – γης. Όταν υπολογίζουμε τα ρεύματα σφάλματος θεωρούμε το δίκτυο ότι λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες. Θα πρέπει να επισημάνουμε ότι στην περίπτωση που σε ένα ζυγό είναι συνδεδεμένοι δύο ή περισσότεροι μετασχηματιστές ισχύος και προστατεύονται με ηλεκτρονόμους υπερέντασης που δεν διαθέτουν την ικανότητα ρύθμισης πολλαπλών ομάδων στοιχείων υπερέντασης, όπως οι ψηφιακοί ηλεκτρονόμοι, οι υπολογισμοί των παραμέτρων των στοιχείων υπερέντασης είναι καλύτερο να γίνονται έχοντας στο δίκτυο έναν μετασχηματιστή σε λειτουργία – αυτόν που προστατεύουν – και οι άλλοι να είναι εκτός λειτουργίας. Η διαδικασία αυτή θα γίνεται για καθένα μετασχηματιστή ισχύος ξεχωριστά. Η ίδια διαδικασία μπορεί να εφαρμοσθεί σε πολλαπλές διατάξεις του δικτύου.[1.3]

1.2.3.1 Ρύθμιση στιγμιαίων ηλεκτρονόμων υπερέντασης

Τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας ενός ηλεκτρονόμου υπερέντασης είναι πιο αποτελεσματικά όταν η αντίσταση των στοιχείων του δικτύου που προστατεύονται είναι πολύ μεγάλη σε σύγκριση με την αντίσταση της πηγής όπως ειπώθηκε σε προηγούμενη παράγραφο. Τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας προσφέρουν δύο θεμελιώδη πλεονεκτήματα:

- Μειώνουν τον χρόνο σε πολύ μεγάλο βαθμό όπως εκκαθάρισης του σφάλματος σε ένα δίκτυο
- Αποτρέπουν την απώλεια της επιλεκτικότητας μεταξύ δύο ηλεκτρονόμων με διαφορετική χαρακτηριστική λειτουργίας. Αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας το στοιχείο στιγμιαίας διακοπής να λειτουργήσει πριν την διασταύρωση των δύο χαρακτηριστικών λειτουργίας όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.3: Διατήρηση επιλεκτικότητας χρησιμοποιώντας στιγμιαία στοιχεία H/N

Τα κριτήρια για την ρύθμιση των στιγμιαίων στοιχείων υπερέντασης ποικίλουν. Εξαρτώνται από την θέση και το τύπο του στοιχείου που προστατεύεται. Οι τύποι των

στοιχείων μπορούν να διαχωριστούν σε τρεις ομάδες: Τις γραμμές μεταξύ των υποσταθμών, τις γραμμές διανομής και τους μετασχηματιστές.[1.3]

1.2.3.1.1 Γραμμές μεταφοράς και διανομής μεταξύ των υποσταθμών

Η ρύθμιση του ρεύματος των στιγμιαίων στοιχείων προστασίας γίνεται παίρνοντας τουλάχιστον το 125% του μέγιστου ρεύματος σφάλματος στον επόμενο υποσταθμό. Η διαδικασία της ρύθμισης ξεκινάει από τον πιο απομακρυσμένο υποσταθμό και συνεχίζει προς τα πίσω προς την πηγή. Όταν οι χαρακτηριστικές δύο ηλεκτρονόμων διασταυρώνονται για κάποιο συγκεκριμένο σφάλμα στο δίκτυο δυσκολεύοντας έτσι την ομαλή συνεργασία μεταξύ των ηλεκτρονόμων, είναι απαραίτητο να ρυθμίσουμε το στιγμιαίο στοιχείο προστασίας του ηλεκτρονόμου που βρίσκεται στον πιο απομακρυσμένο σταθμό από την πηγή σε πιο μικρή τιμή ρεύματος σφάλματος, αποφεύγοντας έτσι την απώλεια συνεργασίας μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης. Το 125% ρύθμισης του ρεύματος του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας σε σχέση με το ρεύμα βραχυκύκλωσης του αμέσως επόμενου πιο απομακρυσμένου υποσταθμού από την πηγή αποτελεί ασφαλή ρύθμιση για να μην έχουμε επικάλυψη στην λειτουργία των δύο στιγμιαίων στοιχείων προστασίας των δύο ηλεκτρονόμων στην παρουσία DC συνιστώσας κατά το βραχυκύκλωμα. Σε HV δίκτυα τα οποία λειτουργούν σε τάσεις 220kV και άνω, θα πρέπει το ποσοστό ρύθμισης του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας να είναι μεγαλύτερο, από την στιγμή που ο λόγος $\frac{x}{R}$ είναι μεγαλύτερος και κατά συνέπεια και η DC συνιστώσα που υπεισέρχεται κατά το βραχυκύκλωμα είναι μεγαλύτερη.[1.3]

1.2.3.1.2 Στο τέλος των γραμμών διανομής

Η ρύθμιση των στιγμιαίων στοιχείων προστασίας για τις γραμμές διανομής που περιέχουν μόνο μετασχηματιστές MV/LV τοποθετημένους σε κολώνες (pole-mounted) γίνεται με διαφορετικό τρόπο από την προηγούμενη περίπτωση, από την στιγμή που οι συγκεκριμένες γραμμές βρίσκονται στο τέλος του δικτύου μέσης τάσης. Επομένως δεν πρέπει να πληρούν τις προϋποθέσεις ρύθμισης που συναντήσαμε στις γραμμές που βρίσκονται μεταξύ των υποσταθμών. Μπορεί λοιπόν να χρησιμοποιηθεί μια από τις δύο παρακάτω επιλογές για την ρύθμιση του ρεύματος των στιγμιαίων στοιχείων προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης:

- Η ρύθμιση γίνεται στο 50% του μέγιστου ρεύματος σφάλματος που παρουσιάζεται στη θέση του ηλεκτρονόμου και πιο συγκεκριμένα στη θέση του ΜΕ που τροφοδοτεί τον ηλεκτρονόμο.
- Μεταξύ έξι ως δέκα φορές το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας.[1.3]

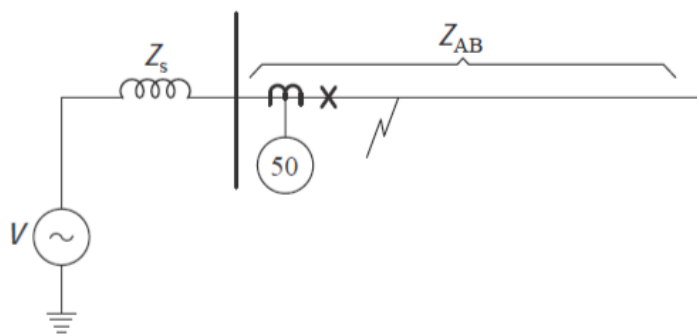
1.2.3.1.3 Μετασχηματιστές Ισχύος

Τα στιγμιαία στοιχεία των ηλεκτρονόμων υπερέντασης που είναι εγκατεστημένα στην πρωτεύουσα πλευρά του μετασχηματιστή που αναφέρεται ως η πλευρά υψηλής τάσης, ρυθμίζονται σε τιμή μεταξύ 125% και 150% του ρεύματος βραχυκύκλωσης στον ζυγό στην πλευρά χαμηλής τάσης. Αυτή η τιμή είναι υψηλότερη από αυτές που αναφέρθηκαν προηγουμένως για να αποφευχθεί η έλλειψη επιλεκτικότητας μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης λόγω των υψηλών ρευμάτων που δημιουργούνται λόγω των μαγνητικών ρευμάτων εισροής κατά την ενεργοποίηση του μετασχηματιστή. Αν τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης του μετασχηματιστή στην πλευρά της χαμηλής τάσης και αυτών στον ζυγό τροφοδοσίας υποβάλλονται στα ίδια επίπεδα βραχυκυκλώματος, τότε πρέπει να

απενεργοποιηθούν τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης του μετασχηματιστή για να αποφευχθεί η απώλεια της επιλεκτικότητας, εκτός εάν υπάρχουν επικοινωνιακές συνδέσεις μεταξύ αυτών των στοιχείων που μπορούν να επιτρέψουν την απενεργοποίηση του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας του μετασχηματιστή για σφάλματα που ανιχνεύονται από τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας του ζυγού τροφοδοσίας.[1.3]

1.2.3.1.4 Κάλυψη των γραμμών μεταξύ υποσταθμών από τα στιγμιαία στοιχεία προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης

Το ποσοστό κάλυψης μιας στιγμιαίας μονάδας ενός ηλεκτρονόμου υπερέντασης που προστατεύει μια γραμμή, X , μπορεί να επεξηγηθεί εξετάζοντας το σύστημα που απεικονίζεται στο σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.4: Κάλυψη γραμμής από στιγμιαίο στοιχείο HN

Ορίζουμε τις κάτωθι παραμέτρους:

$$K_i = \frac{I_{pick-up}}{I_{F,end}} \quad (1.1)$$

$$K_s = \frac{Z_{source}}{Z_{element}} \quad (1.2)$$

Από το σχήμα 1.4 έχουμε:

$$I_{pick-up} = \frac{V}{Z_s + X \cdot Z_{ab}} \quad (1.3)$$

όπου:

V – Η τάση της πηγής

Z_s – Η αντίσταση της πηγής

Z_{ab} – Η αντίσταση της γραμμής που προστατεύεται= $Z_{element}$

X – Το ποσοστό της γραμμής που προστατεύεται από το στιγμιαίο στοιχείο προστασίας

$I_{F,end}$ – Το ρεύμα βραχυκύκλωσης στο τέλος της γραμμής

Το ρεύμα $I_{pick-up}$ είναι η ρύθμιση του ρεύματος του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας που ενεργοποιεί τον ηλεκτρονόμο και έχει υπολογιστεί με τον τρόπο που αναφέραμε παραπάνω. Σε κάποιο σημείο της γραμμής το ρεύμα βραχυκύκλωσης

ισούται με το $I_{pick-up}$ με αποτέλεσμα την ενεργοποίηση του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας.

Επίσης ισχύει:

$$I_{F,end} = \frac{V}{Z_s + Z_{ab}} \quad (1.4)$$

Από τις σχέσεις (1.1), (1.3) και (1.4) έχουμε:

$$K_i = \frac{Z_s + Z_{ab}}{Z_s + X \cdot Z_{ab}} \Rightarrow X = \frac{Z_s + Z_{ab} - Z_s \cdot K_i}{Z_{ab} \cdot K_i} \quad (1.5)$$

Από (1.1), (1.2) η σχέση (1.5) παίρνει την μορφή:

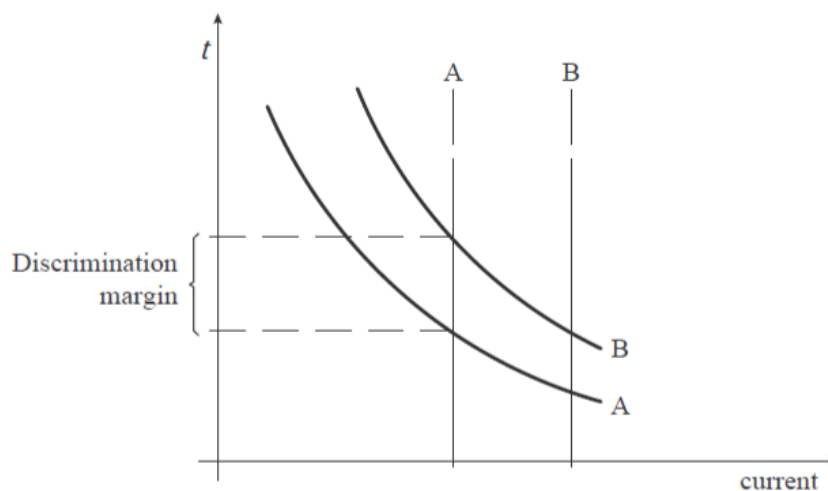
$$X = \frac{K_s \cdot (1 - K_i) + 1}{K_i} \quad (1.6)$$

Για παράδειγμα παίρνοντας $K_i = 1.25$ και $K_s = 1$ τότε $X = 0.6$ δηλαδή η στιγμιαία προστασία καλύπτει το 60% της γραμμής.

Η μείωση της τιμής της αντίστασης της πηγής αυξάνει το ποσοστό της προστασίας της γραμμής από το στοιχείο στιγμιαίας προστασίας του ηλεκτρονόμου υπερέντασης. Συνεχίζοντας το παράδειγμα που αναφέρθηκε παραπάνω και θεωρώντας $K_i = 1.25$ και $K_s = 0.25$ έχουμε $X = 0.76$. Δηλαδή τώρα η στιγμιαία προστασία καλύπτει το 76% όπως γραμμής.[1.3]

1.2.3.2 Ρύθμιση ηλεκτρονόμων υπερέντασης αντιστρόφου χρόνου

Ο χρόνος λειτουργίας ενός ηλεκτρονόμου υπερέντασης θα πρέπει να καθυστερήσει για να βεβαιωθούμε ότι σε εμφάνιση βραχυκυκλώματος ο ηλεκτρονόμος δεν θα λειτουργήσει πριν από οποιαδήποτε προστασία που έχει τοποθετηθεί πιο κοντά στο σφάλμα. Οι χαρακτηριστικές καμπύλες δύο ηλεκτρονόμων αντιστρόφου χρόνου που σχετίζονται με δύο διακόπτες που βρίσκονται στον ίδιο ζυγό τροφοδοσίας σε ένα τυπικό ΣΗΕ φαίνονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.5: Χαρακτηριστικές λειτουργίας δύο ΗΝ υπερέντασης αντιστρόφου χρόνου συνδεδεμένους με δύο διακόπτες στον ίδιο ζυγό

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η διαφορά στον χρόνο λειτουργίας για τους δύο ηλεκτρονόμους για το ίδιο σφάλμα ικανοποιώντας έτσι την απαίτηση του χρονικού περιθωρίου λειτουργίας μεταξύ των δύο ηλεκτρονόμων. Οι ηλεκτρονόμοι ορισμένου χρόνου και αντιστρόφου χρόνου μπορούν να ρυθμιστούν μέσω δύο παραμέτρων: Μέσω της χρονικής σταθεράς (TDS) και μέσω του ρεύματος διέγερσης. Στο σχήμα 1.5 ο ηλεκτρονόμος που έχει την χαρακτηριστική καμπύλη Β είναι ρυθμισμένος με μεγαλύτερη χρονική σταθερά (TDS). Το ρεύμα διέγερσης είναι το ίδιο γιατί και οι δύο ηλεκτρονόμοι βρίσκονται στον ίδιο ζυγό τροφοδοσίας.[1.3]

Για να ρυθμίσουμε έναν φασικό ηλεκτρονόμο υποθέτουμε ένα τριφασικό βραχυκύκλωμα ενώ για έναν ηλεκτρονόμο γης ένα μονοφασικό βραχυκύκλωμα με την γη. Η ρύθμιση γίνεται με συνθήκες μέγιστου ρεύματος βραχυκύκλωσης γιατί όπως φαίνεται και από όπως καμπύλες του σχήματος (1.5) η χρονική απόσταση μεταξύ των καμπυλών αυξάνει όσο το ρεύμα ελαττώνεται. Έτσι αν υπάρχει επιλεκτικότητα για το μεγαλύτερο ρεύμα είναι βέβαιο ότι θα έχουμε επιλεκτικότητα και για μικρότερα ρεύματα.

Σε αυτό το σημείο θα εξεταστεί πόση χρονική διαφορά πρέπει να υπάρχει στην λειτουργία δύο ηλεκτρονόμων κατά την εμφάνιση βραχυκυκλώματος για να επιτευχθεί επιλεκτικότητα. Για παράδειγμα για το βραχυκύκλωμα στο σχήμα 1.6 ο ηλεκτρονόμος στην θέση 2 πρέπει να δώσει εντολή και ο διακόπτης 2 να λειτουργήσει και να διακόψει το ρεύμα πριν ο ηλεκτρονόμος στην θέση 1 κλείσει τις επαφές του διακόπτη 1.[1.1]



Σχήμα 1.6: Θέση του βραχυκυκλώματος για ρύθμιση ώστε να επιτύχουμε επιλεκτικότητα

Επίσης, λόγω αδράνειας και μετά την διακοπή του ρεύματος ο δίσκος του ηλεκτρονόμου 1 εξακολουθεί να κινείται λίγο ακόμα. Πρέπει λοιπόν και αυτό το φαινόμενο να ληφθεί υπόψη. Έτσι μπορούμε να υπολογίσουμε το χρόνο λειτουργίας του ηλεκτρονόμου 1 από την σχέση:

$$T_1 = T_2 + B_2 + O_1 + F \quad \text{όπου}$$

T_1 – ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου 1

T_2 – ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου 2

B_2 – χρόνος διακοπής του ρεύματος βραχυκύκλωσης από τον διακόπτη ισχύος 2

O_1 – χρόνος που οφείλεται στην αδράνεια του δίσκου του ηλεκτρονόμου 1 (over travel)

F – ένας χρόνος ασφαλείας

Ο χρόνος O_1 είναι διαφορετικός για κάθε τύπο ηλεκτρονόμου υπέρεντασης αλλά ένας μέσος χρόνος για το $O_1 + F$ είναι όπως τάξης 0.2-0.3sec. Μικρότεροι χρόνοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν αν υπάρχουν πιο ακριβή δεδομένα ή κάποιοι χρόνοι μπορεί να παραληφθούν κατά την χρησιμοποίηση ψηφιακών ηλεκτρονόμων.[1.1]

1.2.3.2.1 Ρύθμιση ρεύματος διέγερσης

Η ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης ($I_{pick-up}$) χρησιμοποιείται για τον καθορισμό της τιμής του ρεύματος (pick-up current) που ενεργοποιεί τον ηλεκτρονόμο. Τα ρεύματα σφάλματος που μετράει ο ηλεκτρονόμος εκφράζονται ως πολλαπλάσια του $I_{pick-up}$.

Ο λόγος του ρεύματος σφάλματος προς το ρεύμα ενεργοποίησης του ηλεκτρονόμου $I_{pick-up}$ αναφέρεται ως *plug setting multiplier (PSM)*. Στους ηλεκτρονόμους φάσης η ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης ($I_{pick-up}$) καθορίζεται από έναν συντελεστή ασφαλείας OLF σε περίπτωση υπερφόρτωσης της γραμμής επί το ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας όπως φαίνεται και στην παρακάτω σχέση:

$$I_{pick-up} = \frac{OLF \cdot I_{nom}}{CTR} \quad (1.7)$$

όπου

OLF είναι ο συντελεστής ασφαλείας σε περίπτωση υπερφόρτωσης της γραμμής και εξαρτάται από το στοιχείο του δικτύου που προστατεύεται.

I_{nom} το ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας του στοιχείου που προστατεύεται

CTR ο λόγος μετασχηματισμού του μετασχηματιστή έντασης

Ο συντελεστής ασφαλείας συνίσταται για τους κινητήρες να είναι ίσος με 1.05. Για γραμμές, μετασχηματιστές και γεννήτριες ο συντελεστής ασφαλείας παίρνει τιμές μεταξύ 1.25-1.50. Στα συστήματα διανομής ο συντελεστής ασφαλείας μπορεί να πάρει μεγαλύτερες τιμές της τάξης του 2 και αυτό γιατί στα συστήματα αυτά μπορούμε σε κρίσιμες καταστάσεις να αυξήσουμε σε μεγάλο βαθμό την ισχύ τροφοδοτώντας περισσότερα φορτία. Σε κάθε περίπτωση το ονομαστικό ρεύμα I_{nom} θα πρέπει να είναι μικρότερο του ονομαστικού ρεύματος του μετασχηματιστή έντασης και του ονομαστικού ρεύματος που διέρχεται μέσα από τους αγωγούς.

Η τυπική συνδεσμολογία για τα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας είναι το τύλιγμα του μετασχηματιστή στην πλευρά του δικτύου να είναι αστέρας γειωμένος και να υπάρχουν γειώσεις κατά μήκος των γραμμών. Υπό αυτές τις συνθήκες κάθε βραχυκύκλωμα που περιλαμβάνει τη γη τροφοδοτείται από ρεύματα μηδενικής ακολουθίας σύμφωνα με την εξίσωση:

$$I_F = I_a + I_b + I_c = 3I_o \quad (1.8)$$

Όπου:

I_F το ρεύμα βραχυκύκλωσης

I_o το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας

$I_{a,b,c}$ το ρεύμα της κάθε φάσης που τροφοδοτεί το βραχυκύκλωμα

Συνεπώς οποιοδήποτε βραχυκύκλωμα φάσης με γη μπορεί να εντοπισθεί αν τροφοδοτήσουμε έναν ηλεκτρονόμο υπερέντασης με το άθροισμα των ρευμάτων στις τρεις φάσεις. Αυτό το ρεύμα έχει σημαντική τιμή σε συνθήκες βραχυκύκλωσης, ενώ σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας και για οποιαδήποτε φόρτιση τα ρεύματα μηδενικής ακολουθίας είναι σχεδόν μηδέν, επειδή το δίκτυο διατηρεί τις συμμετρικές

συνθήκες λειτουργίας του με αρκετή ακρίβεια. Αυτό μας επιτρέπει να πάρουμε τον συντελεστή ασφαλείας ίσο με 0.2 ή και μικρότερο για σφάλματα μεταξύ φάσης – γης. Οπότε θα έχουμε:

$$I_{pick-up} = \frac{0.2 \cdot I_{nom}}{CTR} \quad (1.9)$$

Μια τέτοια ρύθμιση μας είναι απαραίτητη επειδή το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας είναι πολύ μικρότερο των ρευμάτων θετικής ακολουθίας και αυτό γιατί η σύνθετη αντίσταση μηδενικής ακολουθίας των γραμμών είναι δύο ως έξι φορές μεγαλύτερη της σύνθετης αντίστασης θετικής ακολουθίας. Αυτή η μεγάλη αντίσταση μηδενικής ακολουθίας συνεπάγεται πολύ μικρά ρεύματα μηδενικής ακολουθίας, ιδίως για βραχυκυκλώματα στο άκρο της γραμμής που βρίσκεται πιο μακριά από την πηγή του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας.[1.3]

1.2.3.2.2 Ρύθμιση της χρονικής σταθεράς (TDS)

Η ρύθμιση κλίμακας του χρόνου αυξάνει ή μειώνει τον χρόνο καθυστέρησης μέχρι την λειτουργία του ηλεκτρονόμου όταν το ρεύμα σφάλματος γίνει ίσο ή μεγαλύτερο από το $I_{pick-up}$ που έχει ρυθμιστεί ο ηλεκτρονόμος. Στους ηλεκτρομηχανικούς ηλεκτρονόμους η καθυστέρηση ή μη του χρόνου λειτουργίας του ηλεκτρονόμου καθορίζεται από την ρύθμιση της φυσικής απόστασης μεταξύ των κινούμενων και σταθερών επαφών του ηλεκτρονόμου. Μικρότερη τιμή στην κλίμακα του ηλεκτρονόμου ισοδυναμεί με μικρότερη καθυστέρηση μέχρι την λειτουργία του.

Τα κριτήρια και η διαδικασία για τον υπολογισμό της ρύθμισης της χρονικής σταθεράς, για να επιτύχουμε την κατάλληλη προστασία και επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων του ηλεκτρικού δικτύου παρουσιάζονται παρακάτω. Αυτά τα κριτήρια και ταυτόχρονα η διαδικασία που ακολουθούμε για την εξεύρεση των τιμών της ρύθμισης της χρονικής σταθεράς για τον κάθε ηλεκτρονόμο χωριστά βρίσκει κυρίως εφαρμογή στους ηλεκτρονόμους αντιστρόφου χρόνου. Η ίδια μεθοδολογία όμως μπορεί να εφαρμοστεί και στους ηλεκτρονόμους σταθερού χρόνου.

- i. Προσδιορίζουμε τον απαιτούμενο χρόνο καθυστέρησης t_1 για να λειτουργήσει ο ηλεκτρονόμος ο οποίος βρίσκεται πιο μακριά από την πηγή θέτοντας την χρονική σταθερά στην ελάχιστη τιμή. Το ρεύμα που λαμβάνουμε υπόψη κατά τον υπολογισμό του χρόνου t_1 είναι αυτό που ενεργοποιεί την στιγμιαία προστασία του ηλεκτρονόμου. Η ρύθμιση της κλίμακας χρόνου μπορεί να πάρει μεγαλύτερες τιμές αν το ρεύμα φορτίου που διαρρέει τους αγωγούς όταν το κύκλωμα ξανά-ενεργοποιείται μετά από μια διακοπή είναι μεγάλο ή είναι αναγκαία η συνεργασία του συγκεκριμένου ηλεκτρονόμου με συσκευές κατάντη του ηλεκτρονόμου όπως ασφάλειες ή reclosers.
- ii. Προσδιορίζουμε τον χρόνο καθυστέρησης $t_{2\alpha}$ του ηλεκτρονόμου που σχετίζεται με τον διακόπτη του επόμενου ζυγού που βρίσκεται πιο κοντά στην πηγή ο οποίος θα ισούται με $t_{2\alpha} = t_1 + t_{margin}$. Ο χρόνος t_{margin} είναι ο συνολικός χρόνος ασφαλείας που προσθέτουμε στον χρόνο λειτουργίας του πρώτου ηλεκτρονόμου που είδαμε και σε προηγούμενη παράγραφο για να εξασφαλίσουμε επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων. Το ρεύμα σφάλματος που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του χρόνου $t_{2\alpha}$ είναι το ίδιο που χρησιμοποιήθηκε για τον προσδιορισμό του χρόνου t_1 του ηλεκτρονόμου που σχετίζεται με τον προηγούμενο διακόπτη.

- iii. Με το ίδιο ρεύμα σφάλματος όπως στην περίπτωση i. και ii. γνωρίζοντας τον χρόνο $t_{2\alpha}$ και το $I_{pick-up}$ για τον ηλεκτρονόμο 2 υπολογίζουμε την τιμή της χρονικής σταθεράς του ηλεκτρονόμου 2. Χρησιμοποιούμε την αμέσως επόμενη διαθέσιμη, μεγαλύτερη τιμή σταθεράς χρόνου από αυτήν που υπολογίσαμε.
- iv. Προσδιορίζουμε τον χρόνο καθυστέρησης λειτουργίας του ηλεκτρονόμου 2 χρησιμοποιώντας τώρα ως ρεύμα σφάλματος το ρεύμα που ενεργοποιεί την στιγμιαία προστασία του ηλεκτρονόμου 2.
- v. Συνεχίζουμε την ίδια διαδικασία από το στάδιο ii. για την εύρεση των τιμών της κλίμακας χρόνου και των υπολοίπων ηλεκτρονόμων προς την πηγή.

Η παραπάνω διαδικασία υπολογισμού της χρονικής σταθεράς των ηλεκτρονόμων για την επιλεκτική συνεργασία μεταξύ τους είναι κατάλληλη όταν οι χαρακτηριστικές καμπύλες είναι βαθμονομημένες σε δευτερόλεπτα (sec). Γενικά η ρύθμιση του χρόνου των ηλεκτρονόμων γίνεται σε μια κλίμακα επί τοις εκατό (%) ή ειδικότερα από 0-10 στην Αμερική με ίσες υποδιαίρεσεις, ενώ στην Αγγλία χρησιμοποιείται μια κλίμακα από 0-1 και οι υποδιαίρεσεις είναι έτσι τοποθετημένες ώστε, αν γνωρίζουμε την καμπύλη λειτουργίας για την υποδιαίρεση 1, οι καμπύλες για τις άλλες υποδιαίρεσεις προκύπτουν από αυτή πολλαπλασιάζοντας με την υποδιαίρεση που χρησιμοποιείται. Η μικρότερη υποδιαίρεση είναι η 0.05.[1.3]

1.2.3.2.3 Χαρακτηριστικές λειτουργίας των H/N κατά IEC-ANSI/IEEE

Η διαδικασία που υποδείχτηκε παραπάνω για τα στοιχεία προστασίας για βραχυκυκλώματα μεταξύ φάσεων και φάσης – γης μπορεί πολύ πιο εύκολα να εφαρμοσθεί, όταν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρονόμων ορίζονται από μαθηματικές σχέσεις αντί των χαρακτηριστικών καμπύλων σε λογαριθμική κλίμακα. Τα πρότυπα IEC και ANSI/IEEE καθορίζουν τον χρόνο καθυστέρησης λειτουργίας των ηλεκτρονόμων με την κάτωθι μαθηματική σχέση:

$$t = \frac{TDS \cdot \beta}{\left(\frac{I_F}{I_{pick-up}} \right)^\alpha - 1} + L \quad (1.10)$$

όπου

t – ο χρόνος καθυστέρησης λειτουργίας του ηλεκτρονόμου σε sec

TDS – η τιμή της χρονικής σταθεράς

I_F – ρεύμα βραχυκύκλωσης ανηγμένο στο δευτερεύον του ΜΕ

$I_{pick-up}$ – ρεύμα διέγερσης του ηλεκτρονόμου ανηγμένο στο δευτερεύον του ΜΕ

L – σταθερά

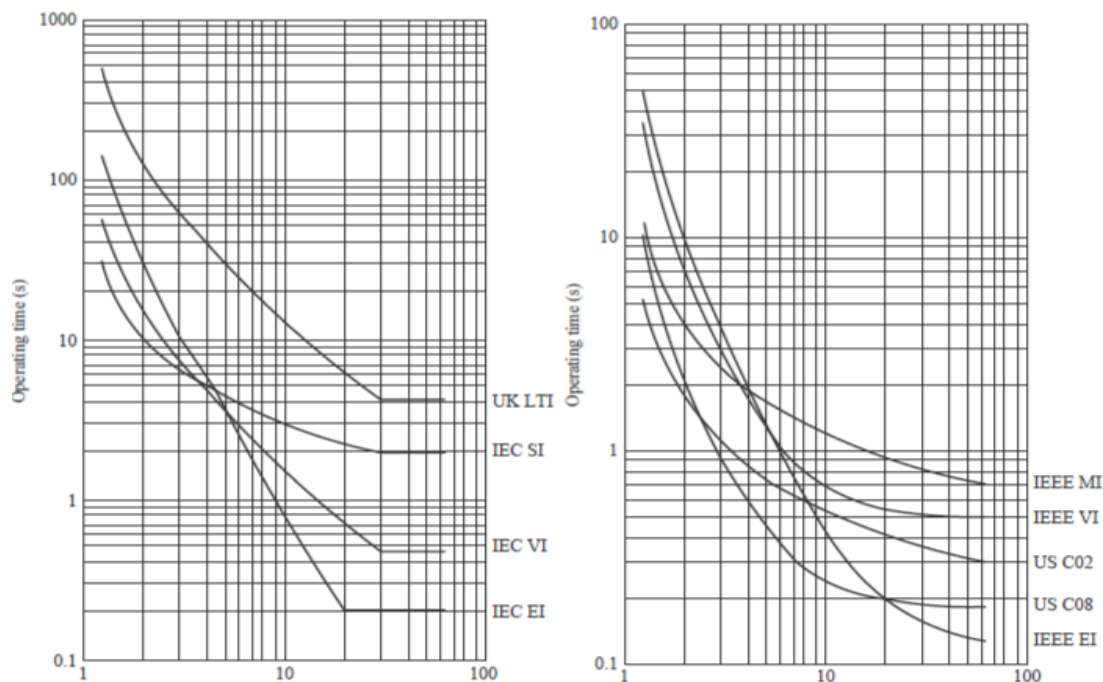
Οι σταθερές α , β καθορίζουν την κλίση της χαρακτηριστικής του ηλεκτρονόμου. Οι τιμές των σταθερών α , β και L για διάφορους συνηθισμένους τύπους ηλεκτρονόμων υπερέντασης που κατασκευάστηκαν σύμφωνα με τα πρότυπα των IEC και ANSI/IEEE φαίνονται στον παρακάτω πίνακα 1.1:

Πίνακας 1.1: ANSI/IEEE και IEC σταθερές για τυπικούς Η/Ν υπερέντασης

Περιγραφή χαρακτηριστικής	Πρότυπο	α	β	L
Moderately inverse	IEEE	0.02	0.0515	0.114
Very inverse	IEEE	2.0	19.61	0.491
Extremely inverse	IEEE	2.0	28.2	0.1217
Inverse	CO8	2.0	5.95	0.18
Short-time inverse	CO2	0.02	0.0239	0.0169
Standard inverse	IEC	0.02	0.14	0
Very inverse	IEC	1.0	13.5	0
Extremely inverse	IEC	2.0	80.0	0
Long-time inverse	UK	1.0	120	0

Έχοντας γνωστή την χαρακτηριστική του ηλεκτρονόμου υπερέντασης, την τιμή της χρονικής σταθεράς και το $I_{pick-up}$ μπορούμε πολύ εύκολα να υπολογίσουμε τον χρόνο λειτουργίας του ηλεκτρονόμου για κάποιο συγκεκριμένο ρεύμα σφάλματος από την σχέση 1.4. Παρόμοια για κάποιο συγκεκριμένο χρόνο λειτουργίας του ηλεκτρονόμου υπερέντασης και γνωρίζοντας το ρεύμα σφάλματος και το $I_{pick-up}$ μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή της χρονικής σταθεράς από την ίδια σχέση.

Τυπικές καμπύλες ηλεκτρονόμων υπερέντασης κατά τα πρότυπα IEC και ANSI/IEEE φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (1.7).



Σχήμα 1.7: Τυπικές χαρακτηριστικές λειτουργίας ΗΝ IEC και ANSI/IEEE

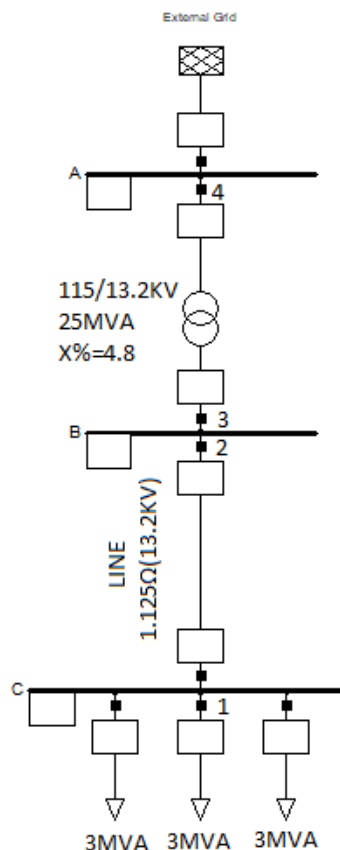
1.2.4 Περιορισμοί κατά την λειτουργία των Η/Ν υπερέντασης

- i. Για πιο αποτελεσματική λειτουργία ενός ηλεκτρονόμου αντιστρόφου χρόνου το ρεύμα διέγερσης $I_{pick-up}$ επιλέγεται έτσι ώστε ο ηλεκτρονόμος να λειτουργεί στο πιο αντίστροφο μέρος της καμπύλης λειτουργίας του. Με άλλα λόγια, η ελάχιστη

- τιμή του ρεύματος που πρόκειται να δεχτεί ο ηλεκτρονόμος πρέπει να είναι μεγαλύτερη από 1.5 φορές το ρεύμα επιλογής αλλά όχι πολύ μεγαλύτερη από αυτή την τιμή.
- ii. Καθώς έχουν προσδιοριστεί οι καμπύλες λειτουργίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης, πρέπει να γίνει έλεγχος έτσι ώστε αυτές να βρίσκονται κάτω από τις καμπύλες που προσδιορίζουν την θερμοχωρητικότητα των μηχανών και των αγωγών.
 - iii. Μεγάλη σημασία πρέπει να δοθεί ότι η ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης δεν θα δημιουργήσει προβλήματα κατά την εκκίνηση ηλεκτρικών στοιχείων που μπορεί να είναι συνδεδεμένα στο ηλεκτρικό δίκτυο όπως είναι οι κινητήρες ή οι μετασχηματιστές ισχύος, με αποτέλεσμα την άσκοπη ενεργοποίηση του ηλεκτρονόμου υπερέντασης. Όσον αφορά τους μετασχηματιστές το ρεύμα μαγνήτισης κατά την τροφοδοσία τους δίνεται από την σχέση $I_{inrush} = K \times I_{nom}$ όπου I_{nom} είναι το ονομαστικό ρεύμα του μετασχηματιστή και η σταθερά K εξαρτάται από την ισχύ του μετασχηματιστή: Για 500 ως 2500 KVA το $K=8$, και πάνω από 2500KVA έχουμε $K=10$.

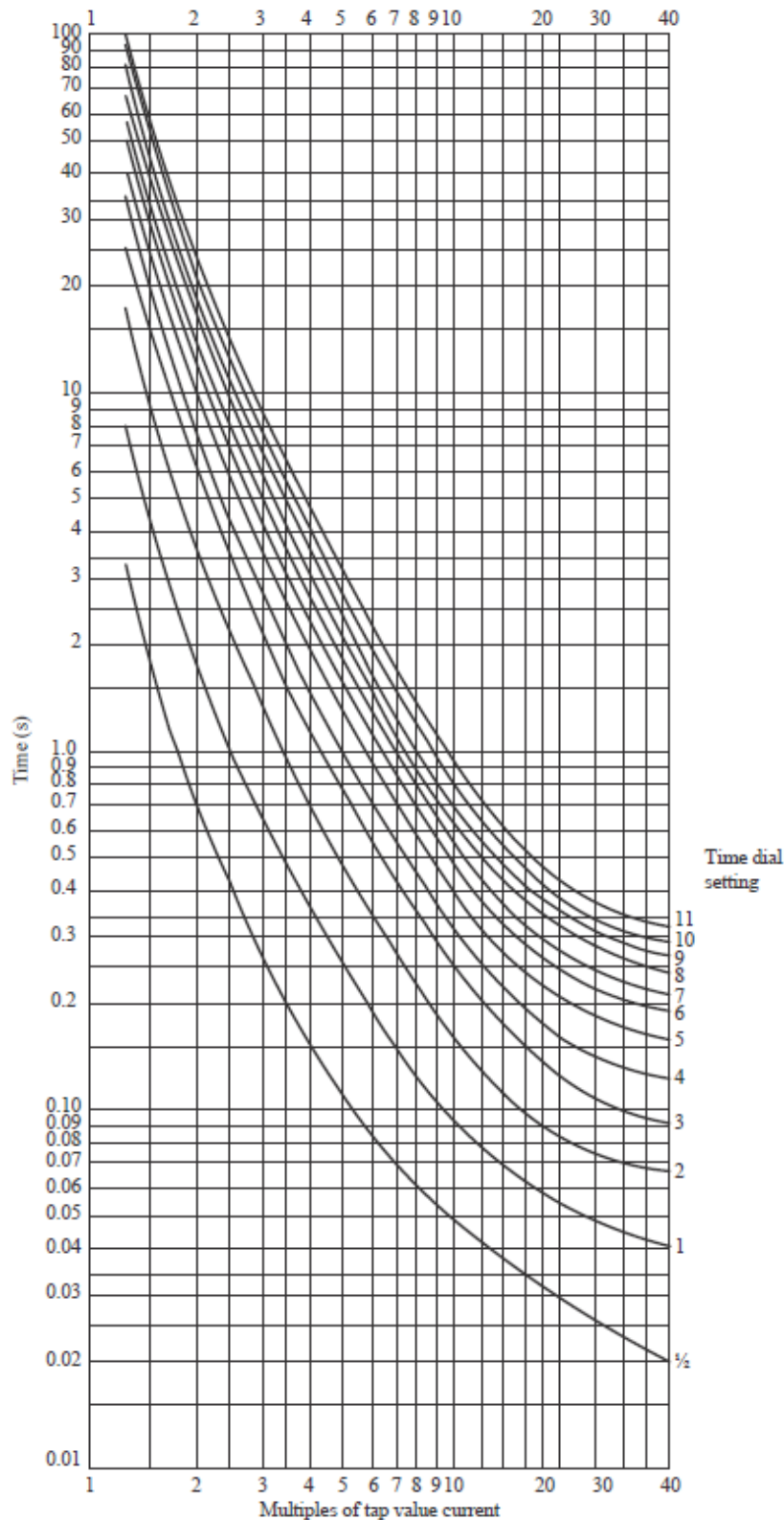
1.2.5 Παράδειγμα ρύθμισης των ηλεκτρονόμων υπερέντασης

Θα δώσουμε ένα παράδειγμα επιλεκτικότητας μεταξύ ηλεκτρονόμων υπερέντασης για το δίκτυο που φαίνεται στο σχήμα 1.8, σχεδιάζοντας τις καμπύλες λειτουργίας τους.



Σχήμα 1.8: Σχηματικό διάγραμμα του ηλεκτρικού δικτύου του παραδείγματος

Για το δίκτυο του σχήματος (1.8) η ισχύς βραχυκύκλωσης του άπειρου ζυγού είναι 950MVA. Ο χρόνος ασφαλείας μεταξύ της λειτουργίας ανά δύο διαδοχικών ηλεκτρονόμων είναι ίσος με 0.4s. Τα φορτία στον ζυγό C θεωρούνται ωμικά. Ο υπολογισμός των παραμέτρων των ηλεκτρονόμων υπερέντασης πραγματοποιήθηκε με τις καμπύλες αντιστρόφου χρόνου του σχήματος 1.9.[1.3]



Σχήμα 1.9: Τυπικές χαρακτηριστικές λειτουργίας HN αντιστρόφου χρόνου

Στο σημείο αυτό πρέπει να επισημάνουμε ότι η διαστασιολόγηση του μετασχηματιστή έντασης καθορίστηκε από την μεγαλύτερη τιμή των δύο παρακάτω ρευμάτων:

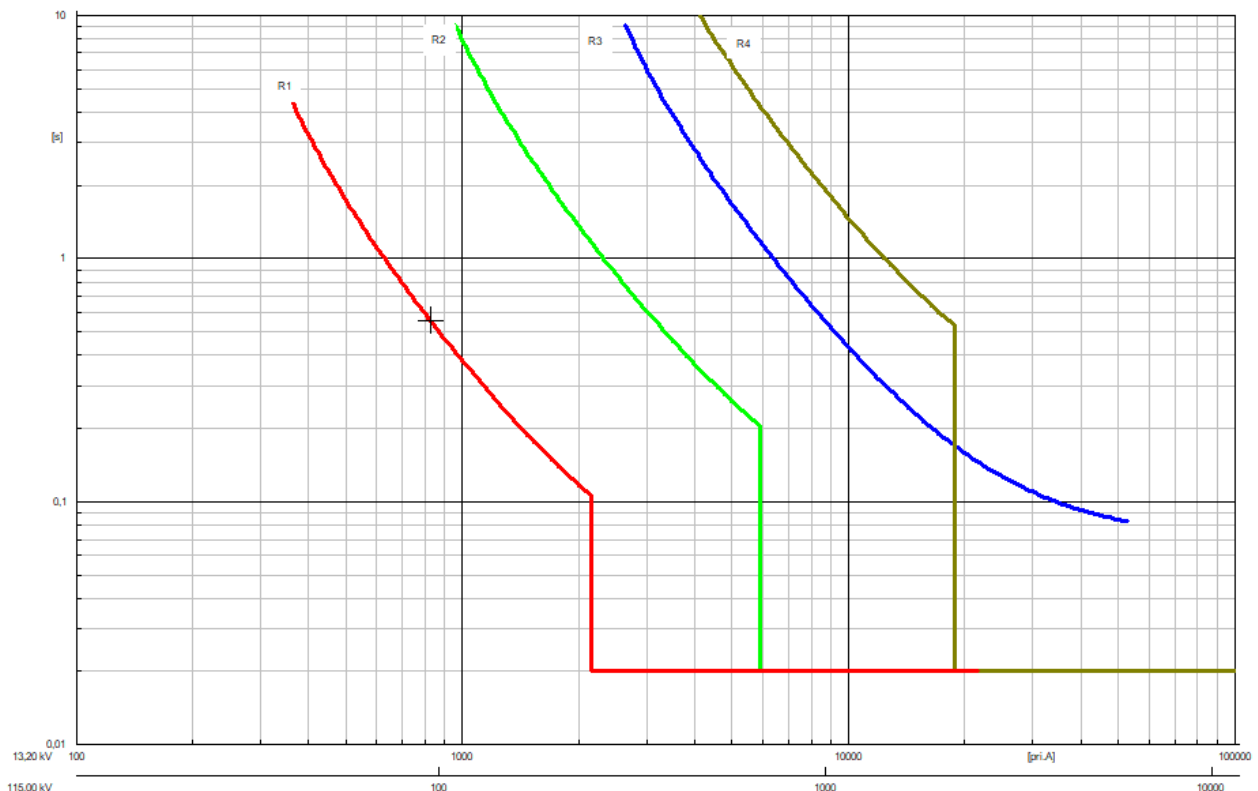
- Το ονομαστικό ρεύμα I_{nom}
- Το μέγιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης χωρίς να παρουσιαστεί κορεσμός στον πυρήνα του ΜΕ. Χρησιμοποιήσαμε ΜΕ με πυρήνα C100 με συνολικό φορτίο 1Ω. Το δευτερεύον του ΜΕ είναι σε όλες τις περιπτώσεις 5Α.

Από τον υπολογισμό των ρευμάτων βραχυκύκλωσης και με την μέθοδο που προαναφέραμε παραπάνω για την ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης, του στιγμιαίου στοιχείου προστασίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και την ρύθμιση της χρονικής σταθεράς (TDS) με την βοήθεια των καμπυλών του σχήματος 1.9 καταλήξαμε στις ρυθμίσεις των ηλεκτρονόμων υπερέντασης του δικτύου του σχήματος 1.10 που συνοψίζονται στον πίνακα 1.2:

Πίνακας 1.2: Οι ρυθμίσεις των Η/Ν για τους διακόπτες στο δίκτυο (Ρύθμιση TDS, $I_{pick-up}$, και ΜΕ)

Αριθμός Διακόπτη	TDS	$I_{pick-up}$	CT
1	1	4	300/5
2	4	4	800/5
3	8	8	1100/5
4	4	4	300/5

Στο σχήμα 1.10 φαίνονται οι χαρακτηριστικές λειτουργίας του κάθε ηλεκτρονόμου υπερέντασης του ηλεκτρικού δικτύου του παραδείγματος.



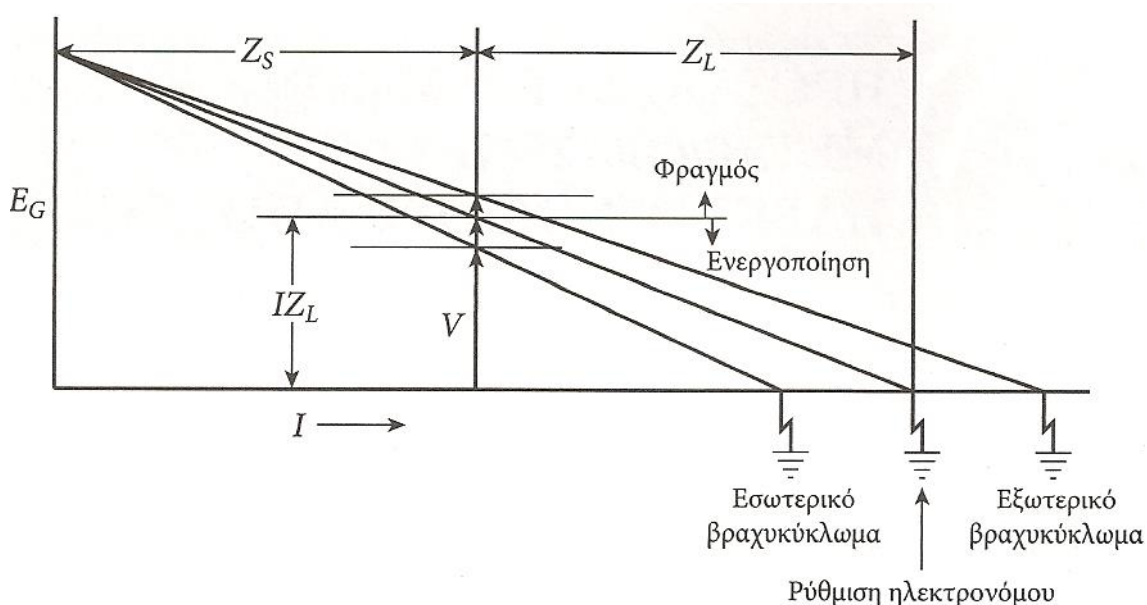
Σχήμα 1.10: Χαρακτηριστικές λειτουργίας των Η/Ν του παραδείγματος

Από το σχήμα 1.10 μπορούμε να διακρίνουμε την επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης του δικτύου του σχήματος 1.8. Επίσης παρατηρούμε ότι το στιγμιαίο στοιχείο του ηλεκτρονόμου R3 είναι απενεργοποιημένο για να διατηρήσουμε την επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων όπως προαναφέραμε σε προηγούμενη ενότητα. Το παράδειγμα που παρουσιάστηκε παραπάνω πραγματοποιήθηκε με το πρόγραμμα Power Factory (DigSILENT).

1.3 Ηλεκτρονόμοι απόστασης

1.3.1 Μέτρηση ηλεκτρικής απόστασης

Η τάση που μετράει ένας ηλεκτρονόμος που βρίσκεται στο ένα άκρο της γραμμής, όταν συμβεί ένα βραχυκύκλωμα στο άλλο άκρο της γραμμής είναι η πτώση τάσης της γραμμής IZ_L . Άρα ο λόγος της τάσης προς το ρεύμα για ένα βραχυκύκλωμα στο άλλο άκρο της θα είναι $\frac{V}{I} = Z_L$ όπου Z_L είναι η σύνθετη αντίσταση της γραμμής όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.11. Για ένα βραχυκύκλωμα μέσα στο τμήμα της γραμμής που προστατεύεται $\frac{V}{I} < Z_L$ ενώ για ένα βραχυκύκλωμα πέρα από αυτό το τμήμα ισχύει ότι $\frac{V}{I} > Z_L$.



Σχήμα 1.11: Αρχή της μέτρησης της απόστασης. Ο ηλεκτρονόμος ενεργοποιείται όταν $\frac{V}{I} < Z_L$

Επειδή το Z είναι ανάλογο με το μήκος της γραμμής μεταξύ του ηλεκτρονόμου και του βραχυκυκλώματος είναι ένα μέτρο της απόστασης του βραχυκυκλώματος. Από αυτή την ιδιότητα προήλθε ο όρος ηλεκτρονόμος απόστασης. Σε αυτήν τη μέθοδο της ανακάλυψης των βραχυκυκλωμάτων είναι σύμφυτη η επιλεκτικότητα. Επίσης το κριτήριο επιλογής δεν εξαρτάται από τις συνθήκες φόρτισης του ΣΗΕ και την κατάσταση (κλειστοί ή ανοικτοί) των διακοπών στις άλλες γραμμές, ενώ οι απαιτούμενες για την ενεργοποίηση μετρήσεις γίνονται τοπικά στη θέση που βρίσκεται το σύστημα προστασίας. Επιπρόσθετα για τον ηλεκτρονόμο στο άλλο άκρο

της γραμμής το ρεύμα αντιστρέφεται όταν περνάμε από εσωτερικά σε εξωτερικά βραχυκυκλώματα όπως φαίνεται στο σχήμα 1.11 και αυτή η απότομη ασυνέχεια κάνει την επιλεκτικότητα εύκολη και αυτόματη.

Όπως προαναφέραμε η αντίσταση που μετριέται από έναν ηλεκτρονόμο απόστασης χρησιμοποιώντας την τάση και το ρεύμα μιας συγκεκριμένης φάσης είναι η αντίσταση της γραμμής από την θέση που βρίσκεται ο ηλεκτρονόμος μέχρι το σημείο που έχει συμβεί το βραχυκύκλωμα όταν έχουμε τριφασικό σφάλμα. Σε κάθε άλλη περίπτωση ειδικότερα στο σφάλμα μιας φάσης με γη η μέτρηση από τον ηλεκτρονόμο απόστασης δεν δίνει την αντίσταση της γραμμής. Για να πάρουμε λοιπόν σωστές μετρήσεις αντίστασης κατά την διάρκεια του σφάλματος, συνδυασμοί τάσεων και ρευμάτων θα πρέπει να επιλεγούν για τα διάφορα είδη σφαλμάτων.

Παρακάτω εξετάζονται οι περιπτώσεις των διφασικών σφαλμάτων και των σφαλμάτων φάσης-γης.[1.1]

1.3.1.1 Διφασικά σφάλματα

Η πολική τάση και η αφαίρεση μεταξύ των ρευμάτων των συγκεκριμένων φάσεων που εμπλέκονται στο διφασικό βραχυκύκλωμα, χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό της αντίστασης της γραμμής. Οι συνδυασμοί των τάσεων και των ρευμάτων που χρησιμοποιούνται σε αυτού του είδους τα σφάλματα φαίνονται στον πίνακα 1.3.[1.2]

Πίνακας 1.3: Συνδυασμοί τάσεων – ρευμάτων που τροφοδοτείται ο Η/Ν απόστασης για διφασικά σφάλματα

	Εφαρμοζόμενη τάση	Εφαρμοζόμενο ρεύμα	Απόκριση Η/Ν σε σφάλματα μεταξύ:
Στοιχείο ΗΝ 1	$V_a - V_b$	$I_a - I_b$	AB AB-G
Στοιχείο ΗΝ 2	$V_b - V_c$	$I_b - I_c$	BC BC-G
Στοιχείο ΗΝ 3	$V_c - V_a$	$I_c - I_a$	CA CA-G

Στον πίνακα 1.3 φαίνονται τα τρία στοιχεία του ηλεκτρονόμου απόστασης για τα διφασικά σφάλματα όπως επίσης οι τάσεις και τα ρεύματα που τροφοδοτείται το κάθε στοιχείο για την σωστή μέτρηση της αντίστασης κατά την διάρκεια του σφάλματος.[1.2]

1.3.1.2 Σφάλματα φάσης-γης

Κατά την διάρκεια του σφάλματος μεταξύ φάσης και γης, χρησιμοποιώντας την τάση της φάσης που υπεισέρχεται στο σφάλμα και το ρεύμα σφάλματος η μετρούμενη αντίσταση που προκύπτει δεν ισούται με την αντίσταση της γραμμής από την θέση που βρίσκεται ο ηλεκτρονόμος μέχρι το σημείο του σφάλματος. Για να πάρουμε σωστά αποτελέσματα στην μέτρηση της αντίστασης για κάθε βραχυκυκλωμένο αγωγό με την γη, ο συνδυασμός της τάσης και του ρεύματος που θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί φαίνεται στον παρακάτω πίνακα 1.4.[1.2]

Πίνακας 1.4: Συνδυασμοί τάσεων – ρευμάτων που τροφοδοτείται ο H/N απόστασης για σφάλματα μεταξύ φάσης – γης

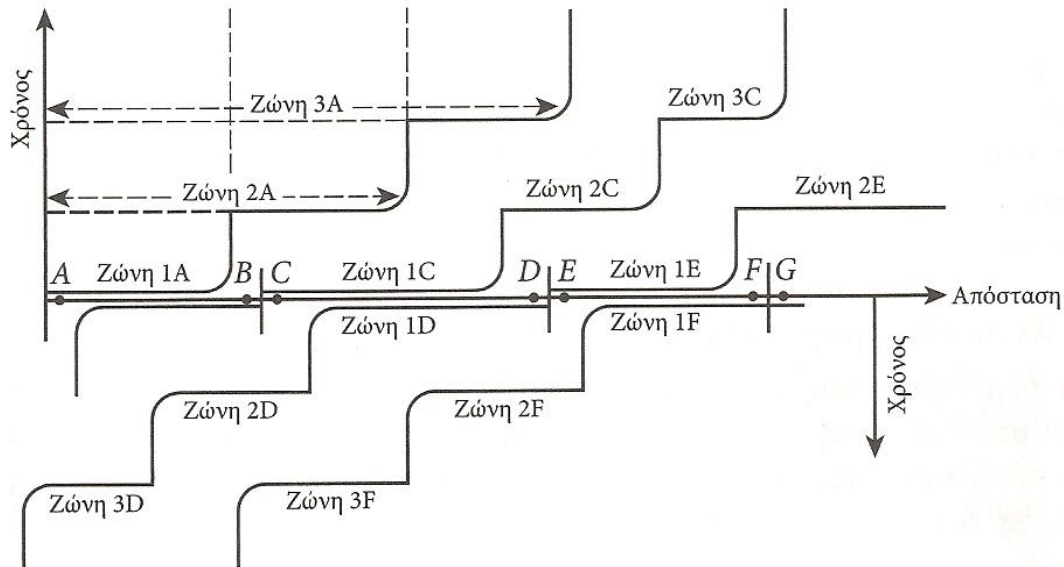
	Εφαρμοζόμενη τάση	Εφαρμοζόμενο ρεύμα	Απόκριση ΗΝ σε σφάλματα μεταξύ:
Στοιχείο ΗΝ 4	V_a	$I_a + K \cdot 3I_o$	A-G
Στοιχείο ΗΝ 5	V_b	$I_b + K \cdot 3I_o$	B-G
Στοιχείο ΗΝ 6	V_c	$I_c + K \cdot 3I_o$	C-G

Η σταθερά K ισούται με: $\frac{Z_o - Z_1}{3Z_1}$

Όπου Z_o είναι η αντίσταση μηδενικής ακολουθίας της γραμμής και Z_1 είναι η αντίσταση θετικής ακολουθίας της γραμμής.[1.2]

1.3.2 Ρύθμιση πρώτης, δεύτερης και τρίτης ζώνης

Λόγω των αναπόφευκτων ανακρίβειών στη μέτρηση των διαφόρων ποσοτήτων δεν γνωρίζουμε την ακριβή επέκταση των ηλεκτρονόμων απόστασης. Γι' αυτόν τον λόγο αυτοί οι ηλεκτρονόμοι συνήθως παρέχουν προστασία σε τρεις ζώνες όπως φαίνεται στο σχήμα 1.12.



Σχήμα 1.12: Βηματικά χρονικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρονόμων απόστασης

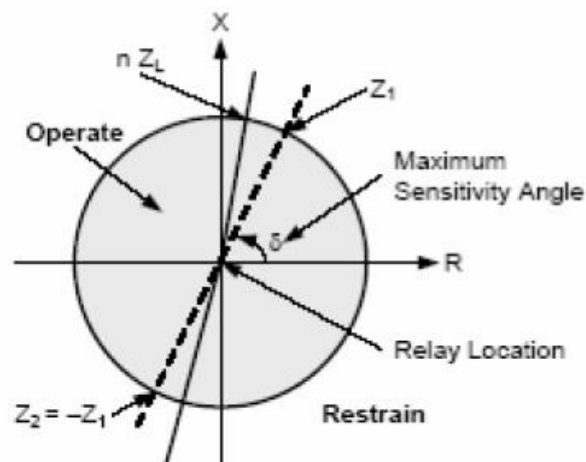
Η πρώτη ζώνη παρέχει μεγάλης ταχύτητας προστασία για ένα τμήμα της γραμμής, συνήθως το 85-90% για φασικούς ηλεκτρονόμους και περίπου 75% για ηλεκτρονόμους γης. Ο χρόνος λειτουργίας της πρώτης ζώνης είναι περίπου 20ms. Η δεύτερη ζώνη υπερκαλύπτει το σύνολο της γραμμής και έχει μια χρονική καθυστέρηση σε σχέση με την πρώτη ζώνη. Η δεύτερη ζώνη εκτείνεται και μέχρι 50% μέσα στην γειτονική γραμμή και χρειάζεται προσοχή να μην ξεπεράσει την πρώτη ζώνη αυτής της γραμμής γιατί έτσι θα διαταραχθεί η επιλεκτικότητα. Η χρονική καθυστέρηση είναι περίπου το άθροισμα: 0.25s συν τον χρόνο λειτουργίας του διακόπτη ισχύος της γειτονικής γραμμής. Η τρίτη ζώνη χρησιμοποιείται για προστασία υποστήριξης και ενώ η πρώτη και δεύτερη ζώνη σκοπό έχουν να διατηρήσουν τη συνέχεια της τροφοδοσίας, η τρίτη ζώνη είναι για την προστασία του

προσωπικού και για να εμποδίσει την καταστροφή των συσκευών. Η τρίτη ζώνη ρυθμίζεται να υπερκαλύπτει τη γειτονική γραμμή. Προσέχουμε να μην έχουμε μικρότερη επέκταση, γιατί τότε έχουμε ανεπαρκή προστασία υποστήριξης, ενώ στην πρώτη και στη δεύτερη ζώνη προσέχουμε να μην έχουμε υπερέκταση γιατί τότε διαταράσσεται η επιλεκτικότητα. Η λειτουργία της τρίτης ζώνης κυμαίνεται περίπου μεταξύ 1s έως 2s. Αυτή η λογική δημιουργίας τριών ζωνών εφαρμόζεται στους ηλεκτρονόμους που υπάρχουν και στα δύο άκρα της γραμμής όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.12. Από την μορφή των χαρακτηριστικών προστασίας γραμμών του σχήματος 1.12 γίνεται αμέσως φανερό ότι τα βραχυκυκλώματα στην αρχή και στο τέλος των γραμμών (π.χ. σε ένα ποσοστό μήκους γραμμής 10% ανάλογα με την ακρίβεια των ηλεκτρονόμων) προκαλούν άνοιγμα των διακοπών στα δύο άκρα της γραμμής σε διαφορετικό χρόνο. Αυτό γίνεται επειδή ο ένας διακόπτης παίρνει εντολή από την πρώτη ζώνη σε π.χ. 20ms και ο άλλος από τη δεύτερη, σε π.χ. 120ms. Αν χρησιμοποιούνται διακόπτες με επανακλείσιμο για να είμαστε βέβαιοι ότι θα επιτύχουμε απιονισμό του τόξου σε περίπτωση παροδικών βραχυκυκλωμάτων οι διακόπτες πρέπει να ξανακλείσουν λαμβάνοντας υπόψη το βραδύτερο χρόνο με αποτέλεσμα να αυξάνεται ο χρόνος επανακλεισίματος κατά περίπου 100ms. Η καθυστέρηση δημιουργεί σημαντικά προβλήματα στη διατήρηση της ευστάθειας των ΣΗΕ και την αποκατάσταση της ομαλής λειτουργίας τους, αν η γραμμή που προστατεύουμε είναι σημαντική. Γι' αυτό η προστασία απόστασης χρησιμοποιείται μόνο σε γραμμές μεταφοράς υψηλής τάσης που δεν είναι κρίσιμες για την ευστάθεια των ΣΗΕ. Για την βελτίωση του χρόνου απόκρισης χρησιμοποιείται τηλεπικοινωνιακό κανάλι που επιτρέπει την ανταλλαγή σημάτων μεταξύ των συστημάτων προστασίας για να επιβεβαιώσουν την ανάγκη ενεργοποίησης των διακοπών. Με την μέθοδο αυτή η καθυστέρηση περιορίζεται σε 10-30ms με την ανάλογη όμως αύξηση του κόστους του συστήματος προστασίας.[1.1]

1.3.3 Χαρακτηριστικές ηλεκτρονόμων απόστασης

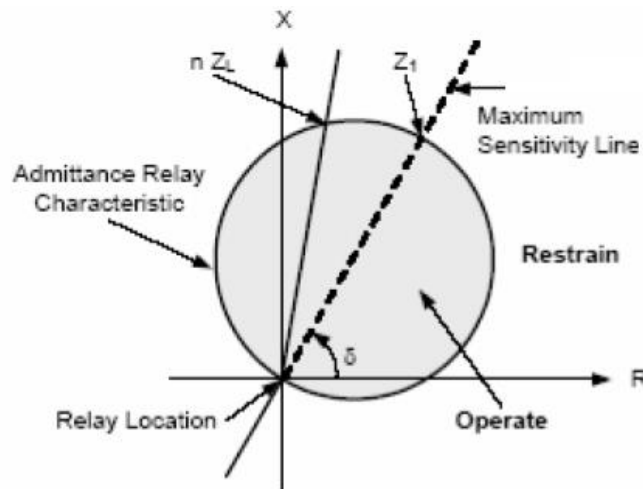
Σε αυτή την παράγραφο θα συνοψίσουμε τις χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας των ηλεκτρονόμων απόστασης. Στο κεφάλαιο 2 θα εξεταστούν πως προκύπτουν οι χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας των ηλεκτρονόμων απόστασης από συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου δύο εισόδων. Έτσι έχουμε:

- Ηλεκτρονόμος σύνθετης αντίστασης:



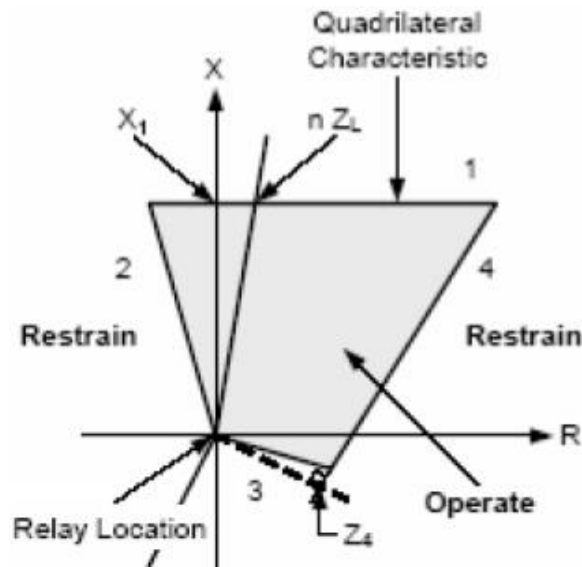
Σχήμα 1.13: Χαρακτηριστική σύνθετης αντίστασης

- Ηλεκτρονόμος απόστασης mhο:



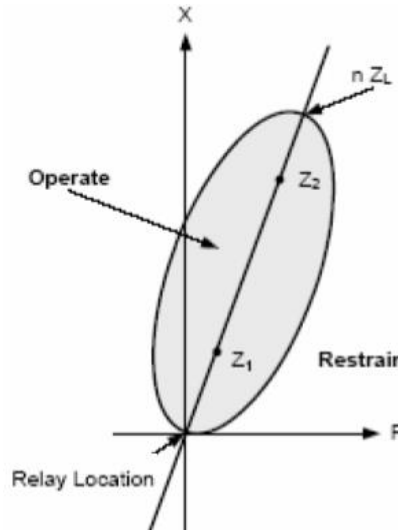
Σχήμα 1.14: Χαρακτηριστική mhο

- Ηλεκτρονόμος χαρακτηριστικής τετράπλευρου:

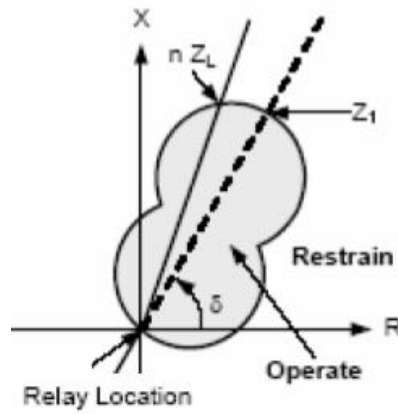


Σχήμα 1.15: Χαρακτηριστική τετράπλευρου

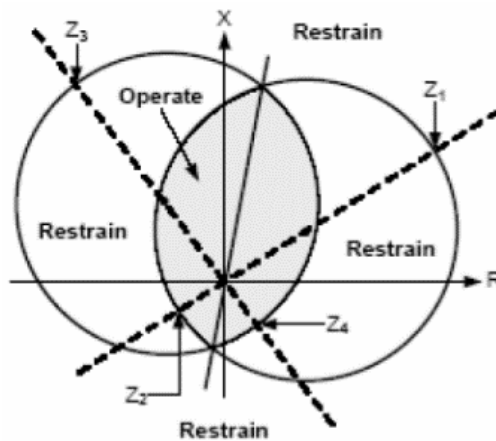
Κατά καιρούς έχουν προταθεί διάφορες άλλες χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας ηλεκτρονόμων απόστασης. Από αυτές με την μεγαλύτερη αξία που αξίζει να αναφέρουμε είναι η ελλειπτική χαρακτηριστική, η reactance χαρακτηριστική και η χαρακτηριστική λειτουργίας φακού. Οι συγκεκριμένες χαρακτηριστικές μειώνουν την έκταση των ηλεκτρονόμων απόστασης στον άξονα R και γι' αυτό χρησιμοποιούνται σε πολύ μεγάλες γραμμές μεταφοράς. Η ελλειπτική χαρακτηριστική λειτουργίας των ηλεκτρονόμων απόστασης (σχήμα 1.16) χρησιμοποιήθηκε σε χώρες της ανατολικής Ευρώπης και την Ρωσία όχι όμως στη Βόρεια Αμερική. Η χαρακτηριστική reactance (σχήμα 1.17) χρησιμοποιήθηκε για μικρό χρονικό διάστημα στην Ευρώπη και τέλος η χαρακτηριστική λειτουργίας φακού (σχήμα 1.18) χρησιμοποιήθηκε και αυτή στην Ευρώπη και σε κάποιο βαθμό στη Βόρεια Ευρώπη.[1.2]



Σχήμα 1.16: Ελλειπτική



Σχήμα.1.17 peanut



Σχήμα. 1.18: lens

Άλλη μια χαρακτηριστική λειτουργίας που αξίζει να αναφέρουμε είναι η tomato χαρακτηριστική λειτουργίας που χρησιμοποιήθηκε σε γραμμές μικρού μήκους ώστε να καλύπτει και κατά συνέπεια να ενεργοποιείται σε σφάλματα που παρουσιάζουν

μεγάλη ωμική αντίσταση (σε σχέση με την επαγωγική αντίσταση της γραμμής λόγω του μικρού μήκους της).[1.2]

1.3.4 Μέθοδοι πόλωσης ηλεκτρονόμων απόστασης

Τα στοιχεία απόστασης που βασίζονται σε συγκριτές απαιτούν μια ποσότητα πόλωσης όπως λέγεται για να παρέχουν μια αξιόπιστη γωνία αναφοράς για την σωστή λειτουργία τους. Όταν παρουσιαστεί σφάλμα, αυτή η γωνία αναφοράς πρέπει να είναι σταθερή για αρκετή χρονική διάρκεια ώστε να διασφαλίζεται ότι το στοιχείο προστασίας θα λειτουργεί μέχρι να εκκαθαριστεί το σφάλμα.

Τα ακόλουθα είναι βασικές απαιτήσεις για την ποσότητα πόλωσης:

- Να παρέχει αξιόπιστη λειτουργία για όλες τις βλάβες στη ζώνη.
- Να μην υπάρξει ενεργοποίηση για όλες τις εξωτερικές βλάβες.
- Να παρέχει σταθερές συνθήκες λειτουργίας κατά τη διάρκεια μεμονωμένων ανοιγμένων αγωγών.
- Να υπάρχει λειτουργία στην περίπτωση βραχυκυκλώματος με παρουσία αντίστασης σφάλματος.

Οι ηλεκτρονόμοι απόστασης χρειάζονται ισχυρή πόλωση για την διάκριση των σφαλμάτων που γίνονται σε κοντινή απόσταση μπροστά από τον ηλεκτρονόμο ή από την πλευρά του ζυγού για την διατήρηση της κατευθυντικότητάς τους.

Παρακάτω ακολουθεί μια λίστα για τους τρόπους πόλωσης των ηλεκτρονόμων απόστασης:

- i. Self-polarized: Χρησιμοποιεί σαν ποσότητα πόλωσης την τάση της γραμμής στην οποία συμβαίνει το σφάλμα. Η χαρακτηριστική mho είναι μια σταθερή χαρακτηριστική η οποία δεν μεταβάλλεται με τον χρόνο και είναι ανεξάρτητη με τις συνθήκες που επικρατούν εκείνη την στιγμή στο ηλεκτρικό δίκτυο.[2]
- ii. Cross-polarized: Χρησιμοποιεί σαν ποσότητα πόλωσης υγιείς τάσεις που δεν εμπλέκονται στο εκάστοτε βραχυκύκλωμα. Η mho χαρακτηριστική που παράγεται από την συγκεκριμένη πόλωση καλείται μεταβλητή χαρακτηριστική και αυτό γιατί το σχήμα της εξαρτάται κάθε φορά από τις συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο κατά το βραχυκύκλωμα καθώς και από τις συνθήκες του ίδιου του βραχυκυκλώματος. Έτσι σε περίπτωση διαφορετικών συνθηκών του δικτύου ή του βραχυκυκλώματος παίρνουμε και διαφορετικές mho χαρακτηριστικές. Η mho χαρακτηριστική όταν χρησιμοποιούμε την συγκεκριμένη πόλωση δεν μεταβάλλεται με τον χρόνο.
- iii. Η πόλωση με μνήμη (Memorized polarization). Χρησιμοποιεί σαν ποσότητα πόλωσης την τάση της γραμμής στην οποία συμβαίνει το σφάλμα (self-polarized) ή την τάση (ή τις τάσεις) από υγιείς γραμμές κατά την διάρκεια του βραχυκυκλώματος και περιέχει το στοιχείο μνήμης. Η mho χαρακτηριστική που προκύπτει από την πόλωση με μνήμη ονομάζεται και δυναμική mho χαρακτηριστική και αυτό γιατί η χαρακτηριστική της μεταβάλλεται με τον χρόνο καθώς η μνήμη “εξασθενίζει”.
- iv. Και τέλος η συνδυαστική πόλωση (Combined polarization). Η πιο διαδεδομένη συνδυαστική πόλωση είναι η χρήση ως ποσότητας πόλωσης της τάσης της θετικής ακολουθίας σε συνδυασμό με το στοιχείο μνήμης. Η τάση θετικής ακολουθίας που χρησιμοποιείται σαν ποσότητα πόλωσης είναι ένα συνδυασμός της τάσεως θετικής ακολουθίας της φάσης που εμπλέκεται στο βραχυκύκλωμα και κάποιας τάσης από τις υγιείς φάσεις.

Η χρησιμοποίηση ως ποσότητας πόλωσης, της τάσης θετικής ακολουθίας από την φάση που εμπλέκεται στο βραχυκύκλωμα σε συνδυασμό με την τάση θετικής

ακολουθίας υγιούς φάσης παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα άλλα είδη πόλωσης. Το είδος της συγκεκριμένης πόλωσης είναι αρκετά λειτουργικό στους ηλεκτρονόμους απόστασης για όλα τα είδη σφαλμάτων εκτός από τα τριφασικά βραχυκυκλώματα που εμφανίζονται πολύ κοντά στον ηλεκτρονόμο απόστασης. Για τα τριφασικά βραχυκυκλώματα που συμβαίνουν πολύ κοντά στον ηλεκτρονόμο η τάση παίρνει πολύ μικρές τιμές ή είναι μηδέν. Η πόλωση θετικής ακολουθίας χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με το στοιχείο μνήμης. Τα πλεονεκτήματα της πόλωσης θετικής ακολουθίας είναι τα εξής:

- Δίνουν μεγάλη έκταση στον κύκλο mho με αποτέλεσμα την κάλυψη σφαλμάτων και κατ' επέκταση την ενεργοποίηση των ηλεκτρονόμων, στα οποία υπάρχει παρουσία ωμικής αντίστασης.
- Μπορεί να συνδυαστεί με το στοιχείο μνήμης που όπως προαναφέραμε είναι πολύ σημαντικό στα τριφασικά σφάλματα.

Στον πίνακα 1.5 συνοψίζονται όλες οι τεχνικές πόλωσης που χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία αυτή την περίοδο:[1.2]

Πίνακας 1.5: Τεχνικές πόλωσης για διάφορα είδη σφαλμάτων

Operating	Polarizing		Comments
$Z_R \cdot I_{XY} - V_{XY}$	V_{XY}	XY = AB, BC, CA Z _R = setting Self-polarized	<ul style="list-style-type: none"> • No expansion • Requires directional element supervision • Unreliable for zero-voltage faults
$Z_R \cdot I_{XY} - V_{XY}$	$-jV_Z$	XY = AB, BC, CA Z = C, A, B Z _R = setting Cross polarized without memory	<ul style="list-style-type: none"> • Good expansion for phase-to-phase faults • Unreliable for zero-voltage three-phase faults • Requires directional element supervision
$Z_R \cdot I_{XY} - V_{XY}$	$-jV_{Z_MEM}$	XY = AB, BC, CA Z = C, A, B Z _R = setting Cross-polarized with memory	<ul style="list-style-type: none"> • Good expansion for phase-to-phase faults • Reliable for zero-voltage three-phase faults until polarizing memory expires • Requires directional element supervision
$Z_R \cdot I_{XY} - V_{XY}$	$-jV_{Z1_MEM}$	XY = AB, BC, CA Z = C, A, B Z _R = setting Positive-sequence memory polarized	<ul style="list-style-type: none"> • Greatest characteristic expansion • phase-to-phase and three-phase • Reliable for zero-voltage three-phase faults until polarizing memory expires • Requires directional element supervision • Best single-pole trip security
$Z_R \cdot (I_X + kI_R) - V_{XG}$	V_{XG}	X = A, B, C I _R = I _A + I _B + I _C k = (Z ₀ - Z ₁)/3Z ₁ Self-polarized	<ul style="list-style-type: none"> • No expansion • Residual ground (I_R = 3I₀) compensation • Unreliable for single-phase-to-ground faults • Requires directional element supervision
$Z_R \cdot (I_X + kI_R) - V_{XG}$	jV_{YZ}	X = A, B, C YZ = BC, CA, AB I _R = I _A + I _B + I _C k = (Z ₀ - Z ₁)/3Z ₁ Cross-polarized without memory	<ul style="list-style-type: none"> • Good expansion • Residual ground (I_R = 3I₀) compensation • Reliable operation for zero-voltage single phase-to-ground faults • Requires directional element supervision
$Z_R \cdot (I_X + kI_R) - V_{XG}$	V_{X1_MEM}	X = A, B, C Z _R = setting Positive-sequence memory polarized	<ul style="list-style-type: none"> • Greatest expansion • Residual ground (I_R = 3I₀) compensation • Reliable operation for zero-voltage single phase-to-ground faults • Requires directional element supervision • Best single-pole trip security

1.3.5 Προκλήσεις στην λειτουργία των Η/Ν απόστασης

Η καρδιά του ηλεκτρονόμου απόστασης είναι η μονάδα μέτρησης που συγκρίνει το ρεύμα με τις πολικές ή φασικές τάσεις. Αυτή η μονάδα δεν πρέπει να συγκρίνει μόνο το I και V με ακρίβεια αλλά επίσης να αγνοεί την αντίσταση βραχυκυκλώματος και τις μεταβατικές καταστάσεις που δημιουργούν πρόσκαιρες ανακριβείς τιμές του I και V . [1.1]

a) Αντίσταση βραχυκυκλώματος

Μια πηγή σφάλματος είναι η πτώση τάσης στο ίδιο το βραχυκύκλωμα που οφείλεται στο τόξο ή την αντίσταση στην στήριξη του πύργου. Αυτό το φαινόμενο ελαττώνει την επέκταση του ηλεκτρονόμου σύνθετης αντίστασης από OA σε OA' όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.19:[1.1]



Σχήμα 1.19: Ελάττωση όπως επέκτασης του ηλεκτρονόμου σύνθετης αντίστασης λόγω όπως αντίστασης βραχυκυκλώματος

Η αντίσταση βραχυκυκλώματος για βραχυκυκλώματα με γη έχει δύο συνιστώσες, την αντίσταση τόξου και την αντίσταση γης. Σε φασικά βραχυκυκλώματα έχουμε μόνο την αντίσταση τόξου. Η αντίσταση τόξου δίνεται από τον τύπο του Warrington από την σχέση 1.4:

$$R_{arc} = \frac{8750 \cdot l}{I_F^{1.4}} \quad (1.11)$$

Όπου l είναι το μήκος του τόξου σε πόδια και I_F είναι το ρεύμα βραχυκύκλωσης.

Το l όταν φυσάει αέρας αυξάνει και γίνεται μεγαλύτερο από την απόσταση των αγωγών. Ένας αέρας 15mph αυξάνει το l κατά 11 πόδια σε 0.5sec. Γι' αυτό το λόγο θεωρούμε ότι η μεταβολή της αντίστασης βραχυκυκλώματος έχει μικρή επίδραση στην ακρίβεια της μονάδας της πρώτης ζώνης αλλά η επίδραση είναι σημαντική στις άλλες δύο ζώνες. Όταν λαμβάνεται υπόψη ο χρόνος, η εξίσωση (1.4) γίνεται:

$$R_{arc} = \frac{8750 \cdot (S + 3ut)}{I_F^{1.4}} \quad (1.12)$$

Όπου S είναι η απόσταση των αγωγών και u είναι η ταχύτητα του ανέμου σε μίλια/ώρα και t η διάρκεια του τόξου σε δευτερόλεπτα.

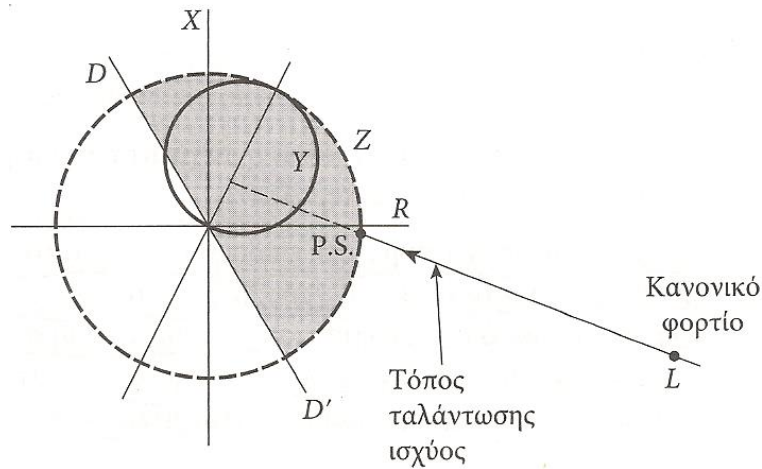
Ο καλύτερος τρόπος για να αποφύγουμε την επίδραση της αντίστασης του τόξου είναι η χρησιμοποίηση ηλεκτρονόμων μιγαδικής αντίστασης. Γι' αυτό το λόγο για γραμμές μικρού μήκους όπου η αντίσταση του τόξου είναι συγκρίσιμη με την αντίσταση της γραμμής και για βραχυκυκλώματα γης όπου η αντίσταση της γης μπορεί να είναι αρκετά υψηλή χρησιμοποιούνται ηλεκτρονόμοι απόστασης μιγαδικής αντίστασης.[1.1]

b) Κατεύθυνση

Οι ηλεκτρονόμοι απόστασης αναλόγως του τύπου των ή διαθέτουν ξεχωριστή μονάδα κατεύθυνσης ή ιδιότητα της κατεύθυνσης ενυπάρχει σε αυτούς (mho ηλεκτρονόμος). Όπως αναφέρθηκε παραπάνω για τριφασικά βραχυκυκλώματα κοντά στον ηλεκτρονόμο η τάση παίρνει πολύ μικρές τιμές ή είναι μηδέν οπότε και η λειτουργία του ηλεκτρονόμου απόστασης γίνεται αναξιόπιστη. Οι δυνατές λύσεις για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος είναι όπως είδαμε με την συνδυασμένη πόλωση που περιέχει και το στοιχείο μνήμης.[1.1]

c) Υπερφόρτιση και ταλάντωση ισχύος

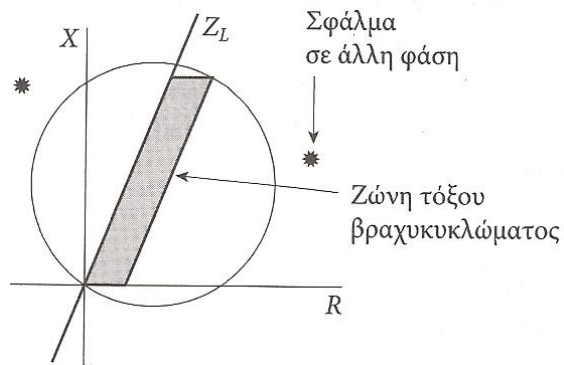
Η σύνθετη αντίσταση που μετράει ένας ηλεκτρονόμος απόστασης όταν έχουμε κανονική φόρτιση φαίνεται στο σχήμα 1.20. Κανονικά αυτή είναι έξω από την περιοχή ενεργοποίησης του ηλεκτρονόμου απόστασης αλλά σε γραμμές μεγάλου μήκους όπου το μήκος της γραμμής ξεπερνάει τα kV του συστήματος τα κυκλικά χαρακτηριστικά της σύνθετης αντίστασης μπορεί να απαιτείται να γίνουν τόσο μεγάλα ώστε να περιλαμβάνουν το σημείο L που φαίνεται στο σχήμα 1.20.



Σχήμα 1.20: Επίδραση της ταλάντωσης ισχύος σε H/N σύνθετης αντίστασης (διακεκομμένος κύκλος) και mho H/N (συμπαγής κύκλος)

Επί πλέον καθώς το φορτίο αυξάνεται το σημείο L μετακινείται κατά την κατεύθυνση του βέλους. Σε μια τέτοια περίπτωση μια ταλάντωση ισχύος μπορεί να προκαλέσει ταλάντωση μέχρι το σημείο P.S. και μέσα στην ζώνη ενεργοποίησης του ηλεκτρονόμου. Αυτό μπορεί να συμβεί ακόμα και για γραμμές μέσου μήκους.

Για να αντιμετωπισθεί αυτό το πρόβλημα χρησιμοποιούνται ηλεκτρονόμοι τύπου σύνθετης αγωγιμότητας (admittance mho) που δεν επηρεάζονται από συνθήκες μεγάλου συντελεστή ισχύος όπως σε περιπτώσεις υπερφόρτισης και ταλάντωσης ισχύος. Ένα άλλο πλεονέκτημα των ηλεκτρονόμων τύπου σύνθετης αγωγιμότητας είναι ότι τα χαρακτηριστικά τους είναι τόσο στενά ταιριασμένα γύρω από την περιοχή βραχυκυκλώματος με αποτέλεσμα να μην ενεργοποιούνται από βραχυκυκλώματα σε άλλες φάσεις όπως δείχνεται στο σχήμα 1.21.[1.1]



Σχήμα 1.21: Επίδραση αντίστασης τόξου και αντιστάσεις για σφάλματα σε άλλες φάσεις

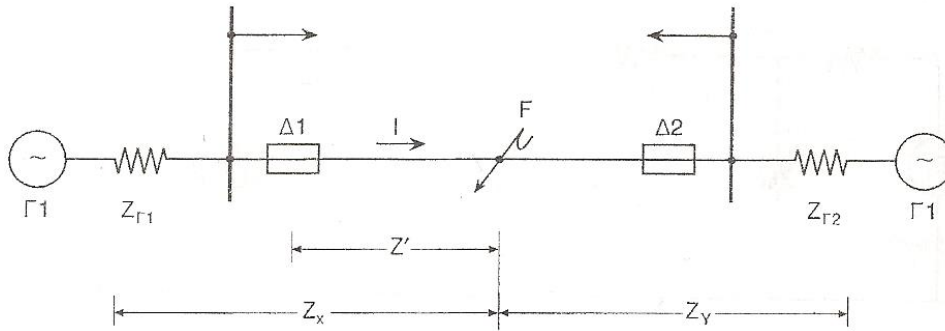
ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Νικόλαος Α. Βοβός, “Προστασία Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας” Αθήνα, Μάρτιος 2009.
- [2] Hosni Mohamed Kassim, “DISTANCE PROTECTION FUNCTIONS AND APPLICATIONS” Mar 18, 2013.
- [3] J. M. Gers, E. J. Holmes, “Protection of Electricity Distribution Networks 3rd edition” Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2011.

2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ Η/Ν ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ

2.1 Εισαγωγή

Θα εξετάσουμε την τυπική περίπτωση μιας γραμμής που τροφοδοτείται και από τα δύο άκρα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1:



Σχήμα 2.1: Τυπική γραμμή μεταφοράς με διπλή τροφοδότηση

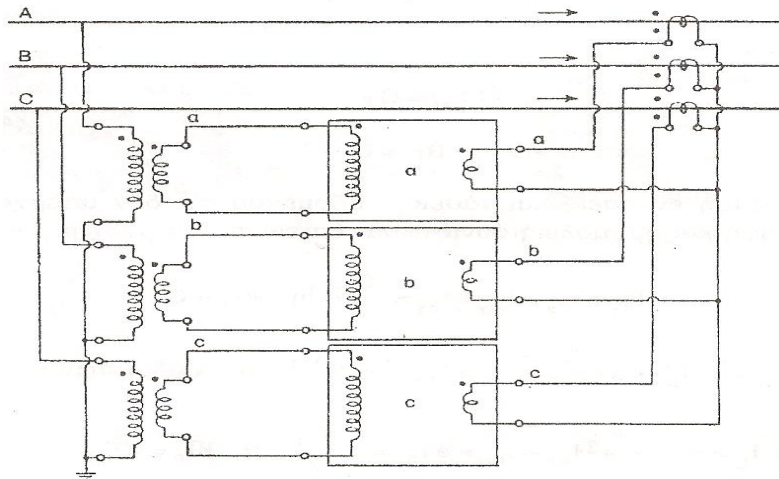
Ειδικότερα θα εξετάσουμε ποια είναι η σύνθετη αντίσταση (λόγος τάσεως προς ένταση) που βλέπουν σε κάθε φάση οι ηλεκτρονόμοι απόστασεως του διακόπτη Δ_1 όταν στο σημείο F της γραμμής συμβεί σφάλμα.

Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης των μετασχηματιστών τάσεως και εντάσεως που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους απόστασης, για τα διάφορα σφάλματα που θα μελετηθούν, θα προκύψουν και τα αντίστοιχα αποτελέσματα για την σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος σε κάθε φάση.

Οι ηλεκτρονόμοι που τροφοδοτούνται από τους M/Σ τάσεως και εντάσεως με σύνδεση κατά τρίγωνο ονομάζονται φασικοί ηλεκτρονόμοι απόστασεως και χρησιμοποιούνται για σφάλματα μεταξύ φάσεων, ενώ οι ηλεκτρονόμοι που τροφοδοτούνται από τους M/Σ τάσεως και εντάσεως με σύνδεση κατά αστέρα ονομάζονται ηλεκτρονόμοι απόστασης γης.

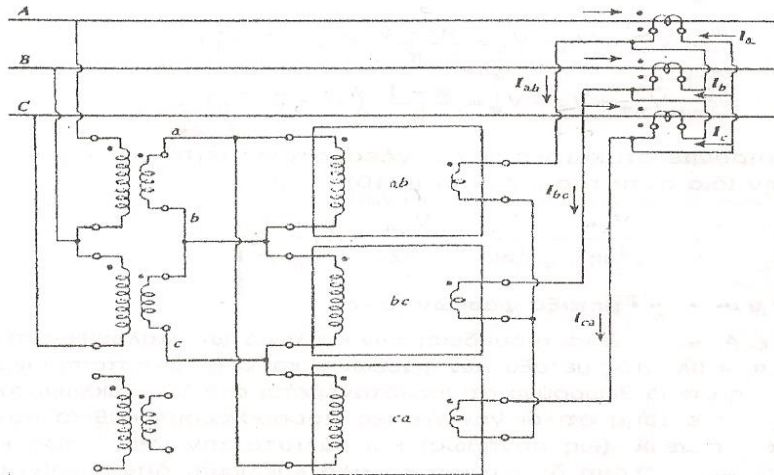
Έχουμε δύο συνδεσμολογίες των μετασχηματιστών τάσεων και εντάσεων που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους απόστασης και φαίνονται στα σχήματα 2.2 και 2.3.

Συνδεσμολογία κατά αστέρα:



Σχήμα 2.2: Σύνδεση Μετασχηματιστών Τάσεως και Εντάσεως κατά Αστέρα

Συνδεσμολογία κατά τρίγωνο:



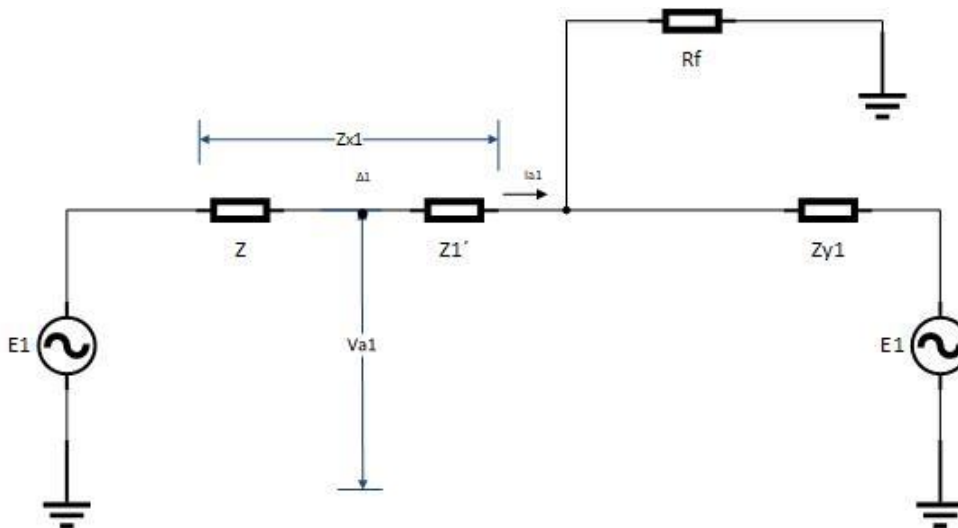
Σχήμα 2.3: Σύνδεση Μετασχηματιστών Τάσεως και Εντάσεως κατά Τρίγωνο

2.1.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα

Εξετάζουμε αρχικά την περίπτωση του τριφασικού βραχυκυκλώματος με αντίσταση σφάλματος R_F .

Από το σχήμα 2.4 στο οποίο δείχνεται το αντίστοιχο κύκλωμα ακολουθίας προκύπτουν τα ακόλουθα:

Σημειώνουμε κατ' αρχή ότι για απλούστευση των σχέσεων, θεωρούμε ότι η τάση των δύο γεννητριών είναι ίδια, E_1 , και ότι τα φορτία είναι αμελητέα.



Σχήμα 2.4: Ευθύ κύκλωμα ακολουθίας του σχήματος 2.1

Αν Z_x και Z_y οι σύνθετες αντιστάσεις του δικτύου εκατέρωθεν του σημείου του σφάλματος, Σχήμα 2.1, η κατά Thevenin ισοδύναμη αντίσταση του συστήματος, όπως φαίνεται από το σημείο του σφάλματος F θα είναι γενικά:

$$Z = \frac{Z_x Z_y}{Z_x + Z_y} \quad (2.1)$$

Από το σχήμα 2.4 προκύπτει ότι το ρεύμα βραχυκυκλώσεως I_F θα είναι:

$$I_F = \frac{E_1}{Z_1 + R_F} \quad (2.2)$$

όπου

$$Z_1 = \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \quad (2.3)$$

η ευθεία συνιστώσα της Z .

Επίσης η τάση στο σημείο F είναι:

$$V_{F1} = I_F R_F = \frac{E_1 R_F}{Z_1 + R_F} \quad (2.4)$$

Η ένταση της βραχυκυκλώσεως που διέρχεται από το Δ_1 είναι:

$$I_{a_1} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F = \frac{E_1 Z_{y_1}}{(Z_1 + R_F)(Z_{x_1} + Z_{y_1})} \quad (2.5)$$

Η τάση στην θέση του ηλεκτρονόμου στο σημείο Δ_1 είναι:

$$V_{a_1} = I_{a_1} Z_1' + I_F R_F = I_F \left(\frac{Z_{y_1} Z_1'}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} + R_F \right) = \frac{E_1}{Z_1 + R_F} \left(\frac{Z_{y_1} Z_1'}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} + R_F \right) \quad (2.6)$$

Αν ονομάσουμε:

$$C_1 = \frac{I_{a_1}}{I_F} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \quad (2.7)$$

$$I_F = \frac{E}{Z_1 + R_F} = \frac{1}{K} \quad (2.8)$$

Προκύπτει:

$$\left. \begin{aligned} KI_{a_1} &= C_1 \\ KV_{a_1} &= C_1 Z_1' + R_F \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Οπότε έχουμε για τα φασικά ρεύματα:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a_1} \\ I_{a_2} \\ I_{a_0} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Όμως για 3Φ βραχυκυκλώματα ισχύει: $I_{a_2} = I_{a_0} = 0$ και καταλήγουμε:

$$\left. \begin{aligned} I_a = I_{a_1} = \frac{C_1}{K} &\Rightarrow KI_a = C_1 \\ I_b = a^2 I_{a_1} = \frac{C_1}{K} &\Rightarrow KI_b = a^2 C_1 \\ I_c = a I_{a_1} = \frac{C_1}{K} &\Rightarrow KI_c = a C_1 \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

Αντίστοιχα για τις φασικές τάσεις και με δεδομένο ότι $V_{a_2} = V_{a_0} = 0$ για τα 3Φ σφάλματα προκύπτει:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a_1} \\ V_{a_2} \\ V_a \end{bmatrix} &\Leftrightarrow \begin{aligned} V_a = V_{a_1} = \frac{C_1 Z_1' + R_F}{k} &\Rightarrow kV_a = C_1 Z_1' + R_F \\ V_b = a^2 V_{a_1} = a^2 \frac{C_1 Z_1' + R_F}{k} &\Rightarrow kV_b = a^2 (C_1 Z_1' + R_F) \\ V_c = a V_{a_1} = a \frac{C_1 Z_1' + R_F}{k} &\Rightarrow kV_c = a (C_1 Z_1' + R_F) \end{aligned} \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Όπου $a = e^{j120^\circ}$

Εάν οι Μ/Σ τάσεως και εντάσεως είναι συνδεδεμένοι όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2 τότε οι Η/Ν απόστασης γης κάθε φάσης του Δ_1 , θα βλέπουν τον λόγο της φασικής τάσεως προς την αντίστοιχη φασική ένταση και σύμφωνα με την σχέση 2.9 προκύπτει:

$$\frac{V_a}{I_a} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_c}{I_c} = Z_1' + \frac{R_F}{C_1} \quad (2.13)$$

Από την σχέση 2.13 φαίνεται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπουν οι ηλεκτρονόμοι των τριών φάσεων είναι ίδια και ίση με την σύνθετη αντίσταση Z_1' από Δ_1 μέχρι F (δηλαδή της αποστάσεως του σφάλματος από το σημείο εγκαταστάσεως των Η/Ν) συν μιας αντίστασης σφάλματος ανάλογης της αντιστάσεως σφάλματος R_F .

Εάν οι Μ/Σ τάσεως και εντάσεως είναι συνδεδεμένοι όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3 οι αντίστοιχες μετρούμενες εντάσεις και τάσεις θα είναι:

Για τις τάσεις:

$$\begin{aligned} KV_{ab} &= (1 - a^2)(C_1 Z_1' + R_F) \\ KV_{bc} &= (a^2 - a)(C_1 Z_1' + R_F) \\ KV_{ca} &= (a - 1)(C_1 Z_1' + R_F) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Για τα ρεύματα:

$$\begin{aligned}
 KI_a - KI_b &= KI_{ab} = (1 - a^2)C_1 \\
 KI_b - KI_a &= KI_{bc} = (a^2 - a)C_1 \\
 KI_c - KI_a &= KI_{ca} = (a - 1)C_1
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι φασικοί Η/Ν απόστασης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις 2.14 και 2.15:

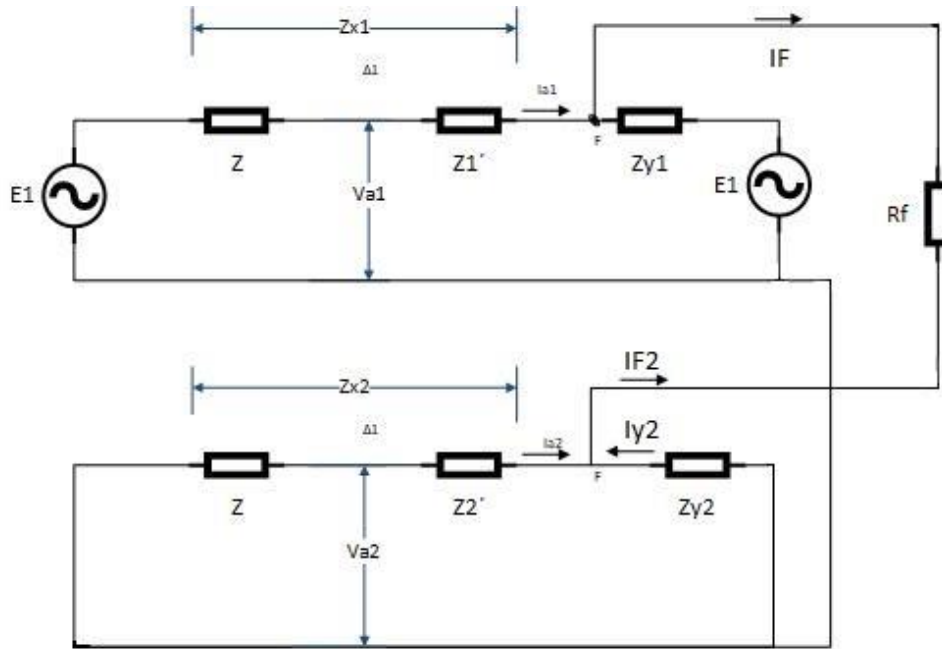
$$\begin{aligned}
 Z_{ab} &= \frac{V_{ab}}{I_{ab}} = \frac{(1 - a^2)(C_1 Z_1' + R_F)}{(1 - a^2)} = Z_1' + \frac{R_F}{C_1} \\
 Z_{bc} &= \frac{V_{bc}}{I_{cb}} = \frac{(a^2 - a)(C_1 Z_1' + R_F)}{(a^2 - a)} = Z_1' + \frac{R_F}{C_1} \\
 Z_{ca} &= \frac{V_{ca}}{I_{ca}} = \frac{(a - 1)(C_1 Z_1' + R_F)}{(a - 1)} = Z_1' + \frac{R_F}{C_1}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

Από τις σχέσεις 2.13 και 2.16 παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο κάθε Η/Ν είτε είναι Η/Ν απόστασης γης είτε είναι φασικοί Η/Ν απόστασης, για τα 3Φ σφάλματα είναι ίση με Z_1' συν μια επιπλέον αντίσταση σφάλματος ανάλογη της αντιστάσεως σφάλματος R_F ανεξάρτητα από την συνδεσμολογία των Μ/Σ τάσεως και εντάσεως.

Στην ανάλυση που ακολουθεί, για τα υπόλοιπα είδη σφαλμάτων, θα γίνει διαχωρισμός στους φασικούς ηλεκτρονόμους απόστασης και στους ηλεκτρονόμους απόστασης γης. Σε κάθε περίπτωση θα αναγράφεται δίπλα στο σφάλμα στο οποίο γίνεται η ανάλυση και το είδος του ηλεκτρονόμου απόστασης που χρησιμοποιείται, φασικός ή γης.

2.1.2 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c (Φασικοί Η/Ν απόστασης)

Στο σχήμα 2.5 δείχνεται η σύνδεση των κυκλωμάτων ακολουθίας στην περίπτωση σφάλματος μεταξύ των φάσεων b και c με αντίσταση σφάλματος R_F . Δεχόμεθα επίσης ότι οι γεννήτριες παρουσιάζουν ευθεία μόνο συνιστώσα και μάλιστα την ίδια, όπως και προηγουμένως, τα φορτία θεωρούνται αμελητέα, ακόμη δε για όλο το κύκλωμα όπως φαίνεται από την θέση του σφάλματος η ευθεία και αντίστροφη συνιστώσα της κατά Thevenin συνθέτου αντιστάσεως, είναι ίδια: $Z_1 = Z_2$.



Σχήμα 2.5: Σύνδεση κυκλωμάτων ακολουθίας για διαφασικό σφάλμα του σχήματος 2.1

Ισχύει ότι:

$$I_{F1} = \frac{E_1}{Z_1 + Z_2 + R_F} = \frac{E_1}{2Z_1 + R_F} \quad (2.17)$$

Διότι

$$Z_1 = Z_2 = \frac{Z_{x1} Z_{y1}}{Z_{x1} + Z_{y1}} \quad (2.18)$$

Επίσης για τα ακολουθιακά ρεύματα που διαρρέουν τον ηλεκτρονόμο έχουμε:

$$I_{a1} = \frac{Z_{y1}}{Z_{x1} + Z_{y1}} I_{F1} \Rightarrow kI_{a1} = \frac{Z_{y1}}{Z_{x1} + Z_{y1}} \Rightarrow kI_{a1} = C_1 \quad (2.19)$$

όπου:

$$C_1 = \frac{I_{a1}}{I_F} = \frac{Z_{y1}}{Z_{x1} + Z_{y1}} \quad (2.20)$$

και

$$\frac{1}{K} = I_F = \frac{E}{2Z_1 + R_F} \quad (2.21)$$

για το ρεύμα αρνητικής ακολουθίας

$$I_{a2} = \frac{Z_{y1}}{Z_{x1} + Z_{y1}} I_{F2} \Rightarrow I_{a2} = C_1 (-I_F) \Rightarrow kI_{a2} = -C_1 \quad (2.22)$$

και για το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας

$$I_{a_0} = 0 \quad (2.23)$$

Οπότε από τις σχέσεις 2.19, 2.22, 2.23 έχουμε για τα φασικά ρεύματα:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a_1} \\ I_{a_2} \\ I_{a_0} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} kI_a = I_{a_1} + I_{a_2} = 0 \\ kI_b = a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} = (a^2 - a)C_1 \\ kI_c = a I_{a_1} + a^2 I_{a_2} = (a^2 - a)C_1 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Η τάση V_{a_1} είναι:

$$\begin{aligned} V_{a_1} &= I_{a_1} Z_1' + I_F R_F - I_{y_2} Z_{y_1} = I_{a_1} Z_1' + I_F R_F + \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F \\ V_{a_1} &= I_F \left(\frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} Z_1' + Z_1 + R_F \right) = I_F (C_1 Z_1' + Z_1 + R_F) \\ KV_{a_1} &= C_1 Z_1' + Z_1 + R_F \end{aligned} \quad (2.25)$$

Για την ακολουθιακή τάση V_{a_2} έχουμε:

$$V_{a_2} = I_{a_2} Z_1' - I_{y_2} Z_{y_1} \quad (2.26)$$

Επίσης ισχύουν οι σχέσεις:

$$I_{a_2} = -C_1 I_{F_1} \quad (2.27)$$

και

$$I_{y_2} = \frac{Z_{x_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_{F_2} = -\frac{Z_{x_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_{F_1} \quad (2.28)$$

και η σχέση (2.26) από τις σχέσεις (2.27) και (2.28) διαμορφώνεται ως εξής:

$$V_{a_2} = -C_1 Z_1' I_{F_1} + \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_{F_1} \Rightarrow KV_{a_2} = Z_1 - C_1 Z_1' \quad (2.27)$$

και

$$V_0 = 0 \quad (2.28)$$

Οπότε για τις φασικές τάσεις έχουμε:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a_1} \\ V_{a_2} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$V_a = V_{a_1} + V_{a_2} \Rightarrow KV_a = C_1 Z_1' + R_F + Z_1 - C_1 Z_1' \Rightarrow KV_a = 2Z_1 + R_F \quad (2.30)$$

$$V_b = a^2 V_{a_1} + a V_{a_2} \Rightarrow KV_b = a^2 (C_1 Z_1' + R_F + Z_1) + a (Z_1 - C_1 Z_1') \Rightarrow$$

$$KV_b = (a^2 + a)Z_1 + (a^2 - a)C_1Z_1' + a^2R_F \quad (2.31)$$

Όμως

$$a^2 + a + 1 = 0 \rightarrow a^2 + a = -1 \quad (2.32)$$

οπότε προκύπτει:

$$kV_b = -Z_1 + (a^2 - a)C_1Z_1' + a^2R_F \quad (2.33)$$

Και τέλος για την τάση V_c παίρνουμε:

$$V_c = aV_{a_1} + a^2V_{a_2} \Rightarrow KV_c = a(C_1Z_1' + R_F + Z_1) + a^2(Z_1 - C_1Z_1') \Rightarrow$$

$$KV_c = (a^2 + a)Z_1 + (a - a^2)C_1Z_1' + aR_F \Rightarrow KV_c = -Z_1 + (a - a^2)C_1Z_1' + aR_F \quad (2.34)$$

Από τις σχέσεις 2.30, 2.31, 2.33 υπολογίζονται οι πολικές τάσεις. Έτσι έχουμε:

$$K(V_a - V_b) = kV_{ab} = 2Z_1 + R_F - a^2R_F - (a^2 - a)C_1Z_1' + Z_1 = 3Z_1 + (1 - a^2)R_F + (a - a^2)C_1Z_1' \quad (2.35)$$

$$K(V_b - V_c) = KV_{bc} = -Z_1 + (a^2 - a)C_1Z_1' + a^2R_F + Z_1 + (a^2 - a)C_1Z_1' - aR_F$$

$$KV_{bc} = 2(a^2 - a)C_1Z_1' + (a^2 - a)R_F \quad (2.36)$$

$$K(V_c - V_a) = kV_{ca} = -Z_1 + (a - a^2)C_1Z_1' + aR_F - 2Z_1 - R_F = -3Z_1(a - 1)R_F + (a - a^2)C_1Z_1' \quad (2.37)$$

Υπολογίζονται επίσης και οι διαφορές των ρευμάτων καθώς οι Μ/Σ εντάσεως είναι συνδεδεμένοι κατά τρίγωνο. Έτσι έχουμε:

$$K(I_a - I_b) = KI_{ab} = (a - a^2)C_1$$

$$K(I_b - I_c) = KI_{bc} = (a^2 - a)C_1 - (a - a^2)C_1 = 2(a^2 - a)C_1 \quad (2.38)$$

$$K(I_c - I_a) = KI_{ca} = (a - a^2)C_1$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι φασικοί Η/Ν απόστασης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις 2.35, 2.36, 2.37 και 2.38:

$$Z_{ab} = \frac{V_{ab}}{I_{ab}} = \frac{3Z_1 + (1 - a^2)R_F + (a - a^2)C_1Z_1'}{(a - a^2)C_1} = Z_1' + \frac{3Z_1 + (1 - a^2)R_F}{(a - a^2)C_1} \Rightarrow$$

$$Z_{ab} = \frac{(a^2 - a)(a - a^2)Z_1}{(a - a^2)C_1} + \frac{a^2(a - 1)R_F}{(a - a^2)} + Z_1' \Rightarrow Z_{ab} = (a^2 - a)\frac{Z_1}{C_1} - a\frac{R_F}{C_1} + Z_1' \quad (2.39)$$

$$Z_{bc} = \frac{V_{bc}}{I_{bc}} = \frac{2(a^2 - a)C_1Z_1' + (a^2 - a)R_F}{2(a^2 - a)C_1} = Z_1' + \frac{R_F}{2C_1} \quad (2.40)$$

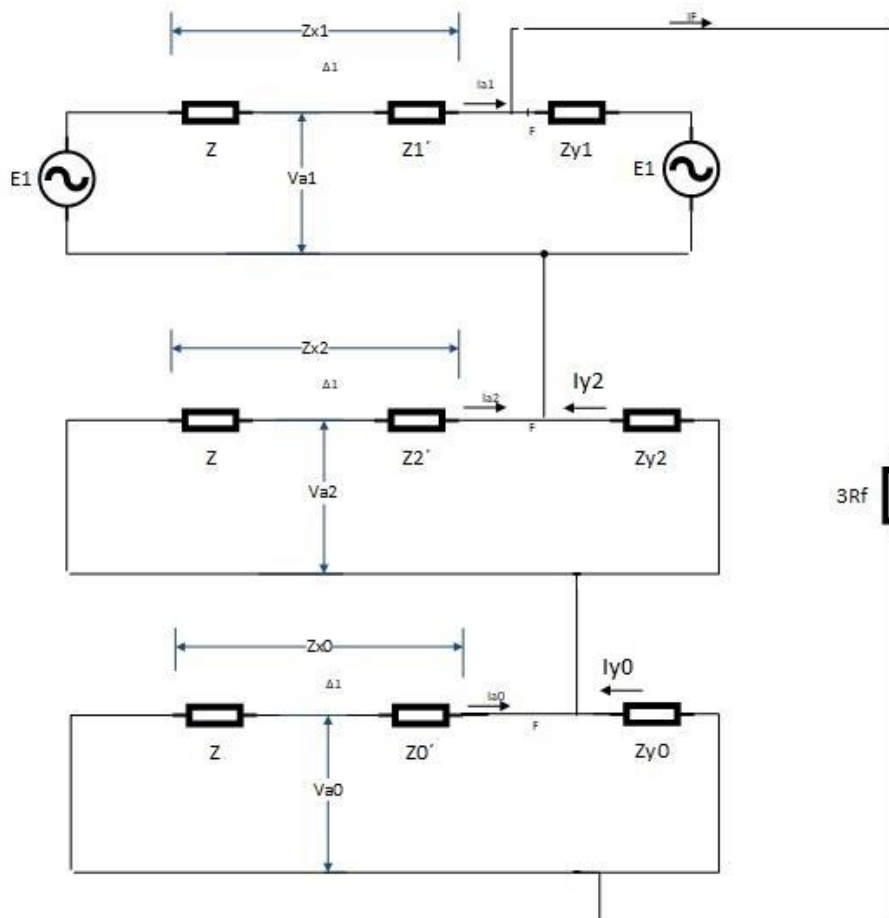
$$Z_{ca} = \frac{V_{ca}}{I_{ca}} = \frac{-3Z_1 + (a-1)R_F + (a-a^2)C_1 Z_1'}{(a-a^2)C_1} = \frac{-(a^2-a)(a-a^2)Z_1}{(a-a^2)C_1} + \frac{(a-1)R_F}{a(1-a)C_1} + Z_1' \Rightarrow$$

$$Z_{ca} = (a-a^2) \frac{Z_1}{C_1} - a^2 \frac{R_F}{C_1} + Z_1' \quad (2.41)$$

Από τις σχέσεις 2.39 2.40 και 2.41 παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο φασικός Η/Ν στην φάση b, που γίνεται το σφάλμα, είναι ίση με Z_1' συν μια επιπλέον αντίσταση σφάλματος ανάλογη της αντιστάσεως σφάλματος R_F . Στις άλλες δύο φάσεις οι φασικοί ΗΝ μετράνε αντιστάσεις που είναι εκτός της χαρακτηριστικής λειτουργίας τους, με αποτέλεσμα να μην ενεργοποιούνται.

2.1.3 Μονοφασικό ως προς γη βραχυκύκλωμα φάσης α (Φασικοί Η/Ν απόστασης)

Η σύνδεση των κυκλωμάτων ακολουθίας στην περίπτωση αυτή δείχνεται στο σχήμα 2.6. Οι γεννήτριες παρουσιάζουν ευθεία μόνο συνιστώσα και μάλιστα την ίδια, όπως και προηγουμένως, τα φορτία θεωρούνται αμελητέα, ακόμη δε για όλο το κύκλωμα όπως φαίνεται από την θέση του σφάλματος η ευθεία και αντίστροφη συνιστώσα όπως κατά Thevenin συνθέτου αντιστάσεως, είναι ίδια: $Z_1 = Z_2$.



Σχήμα 2.6: Σύνδεση κυκλωμάτων ακολουθίας για μονοφασικό σφάλμα προς γη του σχήματος 2.1

Το ρεύμα σφάλματος I_F όπως φαίνεται από το σχήμα 2.6 ισούται:

$$I_F = \frac{E}{Z_1 + Z_2 + Z_0 + 3R_F} = \frac{E}{2Z_1 + Z_0 + 3R_F} \quad (2.42)$$

Όπου

$$Z_1 = Z_2 = \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \quad (2.43)$$

και

$$Z_0 = \frac{Z_{x_0} Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \quad (2.44)$$

Για τα ακολουθιακά ρεύματα έχουμε:

$$I_{a_1} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F \Rightarrow KI_{a_1} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \Rightarrow KI_{a_1} = C_1 \quad (2.45)$$

Όπου:

$$C_1 = \frac{I_{a_1}}{I_F} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \quad (2.46)$$

και

$$\frac{1}{K} = I_F = \frac{E}{2Z_1 + Z_0 + 3R_F} \quad (2.47)$$

$$I_{a_2} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F \Rightarrow I_{a_2} = C_1 I_F \Rightarrow KI_{a_2} = C_1 \quad (2.48)$$

$$I_{a_0} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} I_F \Rightarrow KI_{a_0} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \Rightarrow KI_{a_0} = C_0 \quad (2.49)$$

Με:

$$C_0 = \frac{I_{a_0}}{I_F} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \quad (2.50)$$

Για τα φασικά ρεύματα έχουμε:

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a_1} \\ I_{a_2} \\ I_{a_0} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{aligned} I_a &= I_{a_1} + I_{a_2} + I_{a_0} = \frac{2C_1 + C_0}{K} \\ I_b &= a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} + I_{a_0} = \frac{(a^2 + a)C_1 + C_0}{K} \\ I_c &= a I_{a_1} + a^2 I_{a_2} + I_{a_0} = \frac{(a + a^2)C_1 + C_0}{K} \end{aligned} \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

Επίσης ισχύει η σχέση:

$$a^2 + a + 1 = 0 \quad (2.52)$$

Οπότε η σχέση 2.51 από την σχέση 2.52 γίνεται:

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{2C_1 + C_0}{K} \Rightarrow KI_a = 2C_1 + C_0 \\ I_b &= \frac{(a^2 + a)C_1 + C_0}{K} \Rightarrow KI_b = C_0 - C_1 \\ I_c &= \frac{(a + a^2)C_1 + C_0}{K} \Rightarrow KI_c = C_0 - C_1 \end{aligned} \quad (2.53)$$

Υπολογίζονται επίσης και τα πολικά ρεύματα καθώς οι Μ/Σ εντάσεως είναι συνδεδεμένοι κατά τρίγωνο. Έτσι έχουμε:

$$\begin{aligned} K(I_a - I_b) &= KI_{ab} = 3C_1 \\ K(I_b - I_c) &= KI_{bc} = 0 \\ K(I_c - I_a) &= KI_{ca} = -3C_1 \end{aligned} \quad (2.54)$$

Για τις ακολουθιακές τάσεις έχουμε:

$$\begin{aligned} V_{a_1} &= Z_1' I_{a_1} + 3I_F R_F + I_{y_0} Z_{y_0} + I_{y_2} Z_{y_2} \Rightarrow \\ V_{a_1} &= Z_1' C_1 I_F + 3I_F R_F + I_F \frac{Z_{x_0} Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} + I_F \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \Rightarrow \\ V_{a_1} &= Z_1' C_1 I_F + 3I_F R_F + I_F Z_0 + I_F Z_1 \Rightarrow KV_{a_1} = C_1 Z_1' + 3R_F + Z_0 + Z_1 \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\begin{aligned} V_{a_2} &= Z_1' I_{a_2} - I_{y_2} Z_{y_1} = Z_1' \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F - \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_F \Rightarrow \\ KV_{a_2} &= C_1 Z_1' - Z_1 \end{aligned} \quad (2.56)$$

$$\begin{aligned} V_{a_0} &= Z_0' I_{a_0} - I_{y_0} Z_{y_0} = Z_0' \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} I_F - \frac{Z_{x_0} Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} I_F \Rightarrow \\ KV_{a_0} &= C_0 Z_0' - Z_0 \end{aligned} \quad (2.57)$$

Οπότε για τις φασικές τάσεις έχουμε:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a_1} \\ V_{a_2} \\ V_a \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$V_a = V_{a_1} + V_{a_2} + V_{a_0} \Rightarrow KV_a = 2C_1Z_1' + C_0Z_0' + 3R_F \quad (2.59)$$

$$\begin{aligned} V_b = a^2V_{a_1} + aV_{a_2} + V_{a_0} &\Rightarrow KV_b = a^2(C_1Z_1' + Z_0 + 3R_F + Z_1) + a(C_1Z_1' - Z_1) + C_0Z_0' - Z_0 \Rightarrow \\ KV_b &= (a^2 + a)C_1Z_1' + (a^2 - a)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + C_0Z_0' + 3\alpha^2R_F \Rightarrow \\ KV_b &= -C_1Z_1' + (a^2 - a)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + C_0Z_0' + 3\alpha^2R_F \end{aligned} \quad (2.60)$$

και

$$V_c = aV_{a_1} + a^2V_{a_2} + V_{a_0} \Rightarrow KV_b = a(C_1Z_1' + Z_0 + 3R_F + Z_1) + a^2(C_1Z_1' - Z_1) + C_0Z_0' - Z_0$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία όπως παραπάνω καταλήγουμε για την τάση στην φάση c στην σχέση:

$$KV_c = -C_1Z_1' + (a - a^2)Z_1 + (a - 1)Z_0 + C_0Z_0' + 3\alpha R_F \quad (2.61)$$

Λόγω του ότι οι Μ/Σ τάσεως είναι συνδεδεμένοι κατά τρίγωνο βρίσκουμε τις πολικές τάσεις. Έτσι έχουμε:

$$K(V_a - V_b) = KV_{ab} = 3C_1Z_1' + (a^2 - a)Z_1 + (1 - a^2)Z_0 + (1 - a^2)3R_F \quad (2.62)$$

$$K(V_b - V_c) = KV_{bc} = (a^2 - a)(2Z_1 + Z_0 + 3R_F) \quad (2.63)$$

$$K(V_c - V_a) = KV_{ca} = -3C_1Z_1' + (a - a^2)Z_1 + (a - 1)Z_0 + (a - 1)3R_F \quad (2.64)$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι φασικοί Η/Ν απόστασης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις 2.54, 2.62, 2.63 και 2.64:

$$\begin{aligned} Z_{ab} &= \frac{V_{ab}}{I_{ab}} = \frac{3C_1Z_1' + (a^2 - a)Z_1 + (1 - a^2)Z_0 + (1 - a^2)3R_F}{3C_1} \Rightarrow \\ Z_{ab} &= Z_1' + \frac{(a^2 - a)Z_1 + (1 - a^2)Z_0 + (1 - a^2)3R_F}{3C_1} \end{aligned} \quad (2.65)$$

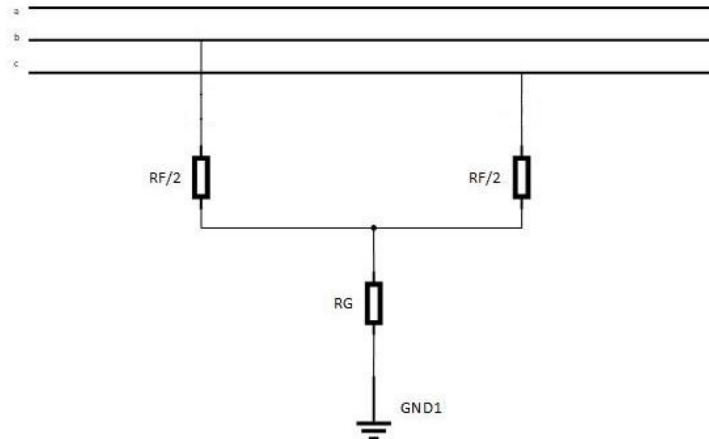
$$Z_{bc} = \frac{V_{bc}}{I_{bc}} = \frac{(a^2 - a)(2Z_1 + Z_0 + 3R_F)}{0} = \infty \quad (2.66)$$

$$\begin{aligned} Z_{ca} &= \frac{V_{ca}}{I_{ca}} = \frac{-3C_1Z_1' + (a - a^2)Z_1 + (a - 1)Z_0 + (a - 1)3R_F}{-3C_1} \Rightarrow \\ Z_{ca} &= Z_1' + \frac{(a^2 - a)Z_1 + (1 - a)Z_0 + (1 - a)3R_F}{3C_1} \end{aligned} \quad (2.67)$$

Από τις σχέσεις 2.65 2.66 και 2.67 παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο φασικός Η/Ν στην φάση b, που γίνεται το σφάλμα, είναι άπειρη, πράγμα που κάνει τους φασικούς Η/Ν, σε σφάλματα φάσης γης ακατάλληλους για χρήση.

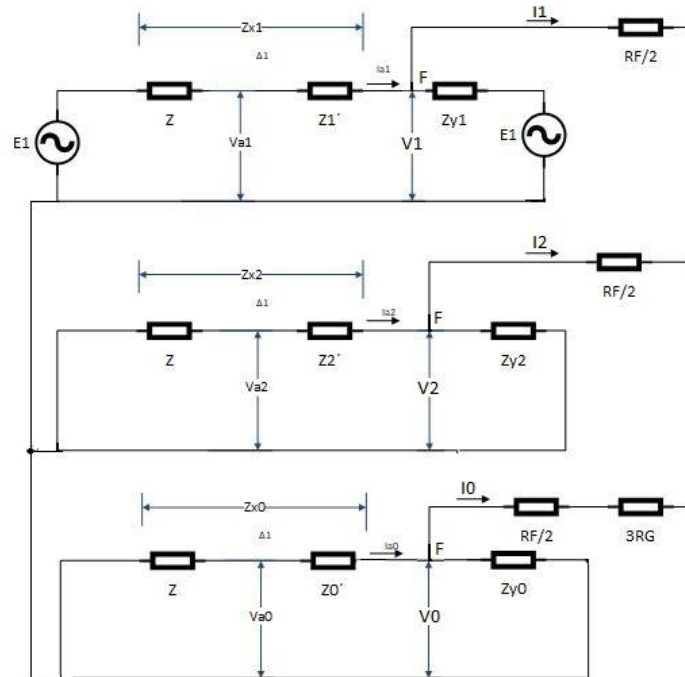
2.1.4 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G (Φασικοί Η/Ν απόστασης)

Το διφασικό βραχυκύκλωμα που θα εξεταστεί είναι της μορφής που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2.7:



Σχήμα 2.7: Διφασικό σφάλμα μεταξύ φάσεων και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης

Η σύνδεση των ακολουθιακών κυκλωμάτων για το διφασικό βραχυκύκλωμα μεταξύ των φάσεων b και c με την γη, με αντίσταση γείωσης R_G δείχνεται στο παρακάτω σχήμα 2.8:



Σχήμα 2.8: Σύνδεση κυκλωμάτων ακολουθίας για διφασικό σφάλμα προς γη με αντίσταση γείωσης του σχήματος 2.1

Οι γεννήτριες παρουσιάζουν ευθεία μόνο συνιστώσα και μάλιστα την ίδια, όπως και προηγουμένως, τα φορτία θεωρούνται αμελητέα, ακόμη δε για όλο το κύκλωμα όπως φαίνεται από την θέση του σφάλματος η ευθεία και αντίστροφη συνιστώσα όπως κατά Thevenin συνθέτου αντιστάσεως, είναι ίδια: $Z_1 = Z_2$.

Η συνολική αντίσταση του κυκλώματος του σχήματος 2.8 είναι:

$$Z_{ολ} = \left(Z_1 + \frac{R_F}{2} \right) + \left[\left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) // \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right]$$

$$Z_{ολ} = Z_1 + \frac{R_F}{2} + \frac{\left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)}{Z_2 + \frac{R_F}{2} + Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G}$$

$$Z_{ολ} = \frac{\left(Z_1 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G \right) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)}{Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G} \quad (2.68)$$

Εκτελώντας τις πράξεις η συνολική αντίσταση του κυκλώματος 2.8 θα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$Z_{ολ} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}}{Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G} \quad (2.67)$$

όπου

$$Z_1 = Z_2 = \frac{Z_{x_1} Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}}, \quad Z_0 = \frac{Z_{x_0} Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \quad (2.68)$$

Το ρεύμα I_1 θα είναι ίσο με:

$$I_1 = \frac{E}{Z_{ολ}} = \frac{E (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.69)$$

Για το ρεύμα I_2 έχουμε:

$$I_2 = - \frac{Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G}{Z_2 + Z_0 + R_F + 3R_G} I_1 \quad (2.70)$$

Αντικαθιστώντας το ρεύμα I_1 από την σχέση (2.69) στην σχέση (2.70) παίρνουμε για το ρεύμα I_2 :

$$I_2 = \frac{-E \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G)}{\left(Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4} \right) (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G)} \Rightarrow$$

$$I_2 = - \frac{E \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.71)$$

και για το I_0 αντίστοιχα έχουμε:

$$I_0 = - \frac{E \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.72)$$

Για τις τάσεις V_1 , V_2 και V_0 (από σχήμα 2.8) έχουμε αντίστοιχα:

$$V_1 = \left[\frac{R_F}{2} + \frac{\left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right)}{\left(Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G \right)} \right] I_1 \Rightarrow$$

$$V_1 = \frac{\left[\frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.73)$$

$$V_2 = -I_2 Z_2 \Rightarrow$$

$$V_2 = \frac{Z_2 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.74)$$

και

$$V_0 = -I_0 Z_0 \Rightarrow$$

$$V_0 = \frac{Z_0 \left(\frac{R_F}{2} + Z_2 \right) E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.75)$$

Για τα ακολουθιακά ρεύματα που διαρρέουν τους μετασχηματιστές έντασης που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους στην θέση Δ έχουμε:

Για το ρεύμα θετικής ακολουθίας:

$$I_{a_1} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_1 \Rightarrow$$

$$I_{a_1} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} \cdot \frac{E(Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G)}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 + R_F(Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G(Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.76)$$

Για το ρεύμα αρνητικής ακολουθίας:

$$I_{a_2} = \frac{Z_{y_2}}{Z_{x_2} + Z_{y_2}} I_2 = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} I_2 \Rightarrow$$

$$I_{a_2} = -\frac{Z_{y_2}}{Z_{x_2} + Z_{y_2}} \cdot \frac{E\left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G\right)}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 + R_F(Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G(Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.77)$$

Και για το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας έχουμε:

$$I_{a_0} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} I_0 \Rightarrow$$

$$I_{a_0} = -\frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \cdot \frac{E\left(Z_2 + \frac{R_F}{2}\right)}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 + R_F(Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G(Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.78)$$

Αντίστοιχα για τις τάσεις θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας στην θέση του ηλεκτρονόμου έχουμε:

$$V_{a_1} = Z'_1 I_{a_1} + V_1 \Rightarrow$$

$$V_{a_1} = \frac{\left[Z'_1 \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) \right] E}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 + R_F(Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G(Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} + \frac{\left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) E}{Z_1Z_2 + Z_1Z_0 + Z_2Z_0 + R_F(Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G(Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.79)$$

$$V_{a_2} = Z'_2 I_{a_2} + V_2 \Rightarrow$$

$$V_{a_2} = \frac{\left[-Z'_2 \frac{Z_{y_2}}{Z_{x_2} + Z_{y_2}} \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) + Z_2 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.80)$$

$$V_{a_0} = Z'_0 I_{a_0} + V_0 \Rightarrow$$

$$V_{a_0} = \frac{\left[-Z'_0 \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + Z_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \right] E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.81)$$

Ισχύει ότι:

$$Z_1 = Z_2, \quad Z'_1 = Z'_2$$

Θέτουμε:

$$\frac{1}{K} = \frac{E}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_0 + Z_2 Z_0 + R_F (Z_2 + Z_1 + Z_0) + 3R_G (Z_2 + Z_1 + R_F) + \frac{3R_F^2}{4}} \quad (2.82)$$

Επίσης ισχύουν οι σχέσεις:

$$C_1 = \frac{I_{a_1}}{I_1} = \frac{I_{a_2}}{I_2} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} = \frac{Z_{y_2}}{Z_{x_2} + Z_{y_2}}, \quad C_0 = \frac{I_{a_0}}{I_0} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \quad (2.83)$$

Λόγω των σχέσεων 2.82 και 2.83 οι παραπάνω σχέσεις από 2.69 έως 2.81 μπορεί να γραφτούν ως εξής:

Για τα ακολουθιακά ρεύματα στο σημείο του σφάλματος

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{K} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) \Rightarrow KI_1 = Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G \\ I_2 &= -\frac{1}{K} \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \Rightarrow KI_2 = -\left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \\ I_0 &= -\frac{1}{K} \left(\frac{R_F}{2} + Z_2 \right) \Rightarrow KI_0 = -\left(\frac{R_F}{2} + Z_2 \right) \end{aligned} \quad (2.84)$$

Για τις ακολουθιακές τάσεις στο σημείο του σφάλματος

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{K} \left[\frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] \Rightarrow \\ KV_1 &= \frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \end{aligned} \quad (2.85)$$

$$V_2 = \frac{1}{K} \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) Z_2 \Leftrightarrow KV_2 = Z_2 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \quad (2.86)$$

$$V_0 = \frac{1}{K} Z_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \Leftrightarrow KV_0 = Z_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \quad (2.87)$$

Για τα ακολουθιακά ρεύματα στο σημείο του ηλεκτρονόμου

$$\begin{aligned} I_{a_1} &= C_1 \frac{1}{K} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) \Rightarrow KI_{a_1} = C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) \\ I_{a_2} &= -C_1 \frac{1}{K} \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \Rightarrow KI_{a_2} = -C_1 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \\ I_{a_0} &= -C_0 \frac{1}{K} \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 \right) \Rightarrow KI_{a_0} = -C_0 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 \right) \end{aligned} \quad (2.88)$$

Για τις ακολουθιακές τάσεις στο σημείο του ηλεκτρονόμου

$$V_{a_1} = \frac{1}{K} \left[C_1 Z_1' (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] \Rightarrow$$

$$KV_{a_1} = C_1 Z_1' (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \frac{R_F}{2} (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) + \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \quad (2.89)$$

$$V_{a_2} = \frac{1}{K} \left[-C_1 Z_2' \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) + Z_2 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] \Rightarrow \quad (2.90)$$

$$\begin{aligned} V_{a_0} &= \frac{1}{K} \left[-C_0 Z_0' \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 \right) + Z_0 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 \right) \right] \Leftrightarrow \\ KV_{a_0} &= (Z_0 - C_0 Z_0') \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 \right) \end{aligned} \quad (2.91)$$

Υπολογίζουμε τις φασικές τάσεις στην θέση του ηλεκτρονόμου, θέση Δ:

$$V_a = V_{a_0} + V_{a_1} + V_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KV_a = KV_{a_0} + KV_{a_1} + KV_{a_2} \quad (2.92)$$

Έπειτα από την εκτέλεση των πράξεων καταλήγουμε στο αποτέλεσμα:

$$KV_a = \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(C_1 Z_1' + 3 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 2R_G \right) - C_0 Z_0' \right) \quad (2.93)$$

Ομοίως για τις τάσεις V_b και V_c έχουμε:

$$V_b = V_{a_0} + a^2 V_{a_1} + a V_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KV_b = KV_{a_0} + a^2 KV_{a_1} + a KV_{a_2} \quad (2.94)$$

$$KV_b = C_1 Z_1' \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] - C_0 Z_0' \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + 3R_G (a^2 R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a^2 - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a^2 - a) + a^2 \frac{3R_F^2}{4} \quad (2.95)$$

$$V_c = V_{a_0} + a^2 V_{a_1} + a V_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KV_c = KV_{a_0} + a^2 KV_{a_1} + a KV_{a_2} \quad (2.96)$$

Έπειτα από την εκτέλεση των πράξεων καταλήγουμε στο αποτέλεσμα:

$$KV_c = C_1 Z_1' \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] - C_0 Z_0' \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + 3R_G (a R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a - a^2) + a \frac{3R_F^2}{4} \quad (2.97)$$

Για τα φασικά ρεύματα στην θέση του ηλεκτρονόμου έχουμε:

$$I_a = I_{a_0} + I_{a_1} + I_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KI_a = KI_{a_0} + KI_{a_1} + KI_{a_2} \quad (2.98)$$

$$KI_a = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)$$

$$KI_a = (C_1 - C_0) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \quad (2.99)$$

$$I_b = I_{a_0} + a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KI_b = KI_{a_0} + a^2 KI_{a_1} + a KI_{a_2} \quad (2.100)$$

$$KI_b = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + a^2 C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - a C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)$$

$$KI_b = a^2 C_1 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) C_1 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right)$$

$$KI_b = C_1 \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \quad (2.101)$$

$$I_c = I_{a_0} + a I_{a_1} + a^2 I_{a_2} \xrightarrow{\otimes K} KI_c = KI_{a_0} + a KI_{a_1} + a^2 KI_{a_2} \quad (2.102)$$

$$KI_c = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + a C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - a^2 C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)$$

$$KI_c = C_1 \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \quad (2.103)$$

Από τις σχέσεις 2.93, 2.95 και 2.97 υπολογίζουμε τις πολικές τάσεις λόγω του ότι οι Μ/Σ τάσεως είναι συνδεδεμένοι κατά τρίγωνο. Έτσι έχουμε:

$$V_{ab} = V_a - V_b \xrightarrow{\otimes K} KV_{ab} = KV_a - KV_b$$

$$\begin{aligned} KV_{ab} = C_1 Z_1' & \left[(1-a^2) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2-a) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] + 3Z_2 Z_0 \\ & + (1-a^2) R_F (Z_0 + 3R_G) + 9Z_2 R_G + (4-a^2) Z_2 \frac{R_F}{2} + \frac{3}{4} (1-a^2) R_F^2 \end{aligned} \quad (2.104)$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία για τις πολικές τάσεις V_{bc} , V_{ca} παίρνουμε τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} KV_{bc} = (a^2 - a) & \left[C_1 Z_1' \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + 2 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] \\ & + (a^2 - a) \frac{R_F}{2} \left(2Z_0 + 6R_G + \frac{3R_F}{2} + Z_2 \right) \end{aligned} \quad (2.105)$$

$$\begin{aligned} KV_{ca} = C_1 Z_1' & \left[(a-1) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a-a^2) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] - 3Z_2 Z_0 \\ & - 9Z_2 R_G - (1-a) R_F (Z_0 + 3R_G) - (4-a) Z_2 \frac{R_F}{2} - \frac{3}{4} (1-a) R_F^2 \end{aligned} \quad (2.106)$$

Υπολογίζονται επίσης και τα πολικά ρεύματα καθώς οι Μ/Σ εντάσεως είναι συνδεδεμένοι κατά τρίγωνο. Έτσι από τις σχέσεις (2.99), (2.101) και (2.103) έχουμε:

$$\begin{aligned} K(I_a - I_b) = KI_{ab} & = (C_1 - C_0) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \\ & - C_1 \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] + C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \\ KI_{ab} = C_1 & \left[(1-a^2) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] \end{aligned} \quad (2.107)$$

$$\begin{aligned} K(I_b - I_c) = KI_{bc} & = C_1 \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \\ & - C_1 \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] + C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \\ KI_{bc} = C_1 & \left[(a^2 - a) \left(Z_2 + \frac{3R_F}{2} + 2(Z_0 + 3R_G) \right) \right] \end{aligned} \quad (2.108)$$

$$\begin{aligned} K(I_c - I_a) = KI_{ca} & = C_1 \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] \\ & - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) - (C_1 - C_0) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \\ KI_{ca} = C_1 & \left[(a-1) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] \end{aligned} \quad (2.109)$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι φασικοί Η/Ν απόστασης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις (2.104) έως (2.109):

$$Z_{ab} = Z'_1 + \frac{3Z_2Z_0 + (1-a^2)R_F(Z_0 + 3R_G) + 9Z_2R_G + (4-a^2)Z_2\frac{R_F}{2} + \frac{3}{4}(1-a^2)R_F^2}{C_1 \left[(1-a^2) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2-a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right]} \quad (2.110)$$

$$Z_{bc} = \frac{V_{bc}}{I_{bc}} = \frac{(a^2-a) \left[C_1 Z'_1 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + 2 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] + (a^2-a) \frac{R_F}{2} \left(2Z_0 + 6R_G + \frac{3R_F}{2} + Z_2 \right)}{C_1 \left[(a^2-a) \left(Z_2 + \frac{3R_F}{2} + 2(Z_0 + 3R_G) \right) \right]} \Rightarrow$$

$$Z_{bc} = \frac{V_{bc}}{I_{bc}} = Z'_1 + \frac{R_F}{2C_1} \quad (2.111)$$

$$Z_{ca} = Z'_1 - \frac{3Z_2Z_0 + 9Z_2R_G + (1-a)R_f(Z_0 + 3R_G) + (4-a)Z_2\frac{R_F}{2} + \frac{3}{4}(1-a)R_F^2}{C_1 \left[(a-1) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a-a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right]} \quad (2.112)$$

Από τις σχέσεις (2.110), (2.111) και (2.112) παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο φασικός Η/Ν στην φάση b, που γίνεται το σφάλμα, είναι ίση με Z'_1 συν μια επιπλέον αντίσταση σφάλματος ανάλογη της αντιστάσεως σφάλματος R_F . Στις άλλες δύο φάσεις οι φασικοί Η/Ν μετράνε αντιστάσεις που είναι εκτός της χαρακτηριστικής λειτουργίας τους, με αποτέλεσμα να μην ενεργοποιούνται.

2.1.5 Μονοφασικό ως προς γη βραχυκύκλωμα φάσης α (Η/Ν απόστασης γης)

Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται για την ανάλυση του μονοφασικού ως προς γη βραχυκυκλώματος φάσης α με ηλεκτρονόμους απόστασης γης είναι το ίδιο με του σχήματος 2.6 που εξετάστηκε προηγουμένως στην περίπτωση των φασικών ηλεκτρονόμων απόστασης.

Οι γεννήτριες παρουσιάζουν ευθεία μόνο συνιστώσα και μάλιστα την ίδια, όπως και προηγουμένως, τα φορτία θεωρούνται αμελητέα, ακόμη δε για όλο το κύκλωμα όπως φαίνεται από την θέση του σφάλματος η ευθεία και αντίστροφη συνιστώσα της κατά Thevenin συνθέτου αντιστάσεως, είναι ίδια: $Z_1 = Z_2$.

Από την σύνδεση των ακολουθιακών κυκλωμάτων για μονοφασικό σφάλμα ως προς γη ισχύει ότι:

$$V_a = V_{a_1} + V_{a_2} + V_{a_0} = I_{a_1} Z'_1 + I_{a_2} Z'_1 + I_{a_0} Z'_0 + 3R_F I_F \Rightarrow$$

$$V_a = I_{a_1} Z'_1 + I_{a_2} Z'_1 + I_{a_0} Z'_0 + 3R_F I_F \Rightarrow$$

$$V_a = I_{a_1} Z'_1 + I_{a_2} Z'_1 + I_{a_0} Z'_0 + I_{a_0} Z'_1 - I_{a_0} Z'_1 + 3R_F I_F \Rightarrow$$

$$V_a = I_a Z'_1 + I_{a_0} (Z'_0 - Z'_1) + 3R_F I_F \Rightarrow$$

$$V_a = Z_1' \left(I_a + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} \right) + 3R_F I_F \Rightarrow \quad (2.113)$$

Εάν ο ηλεκτρονόμος απόστασης τροφοδοτηθεί με ρεύμα ίσο $\left(I_a + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} \right)$ τότε η αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος θα ισούται με:

$$Z_{relay} = Z_1' + \frac{3R_F I_F}{\left(I_a + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} \right)} \quad (2.114)$$

Η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος απόστασης είναι ίση με Z_1' συν μια επιπλέον αντίσταση σφάλματος ανάλογη της αντιστάσεως σφάλματος R_F . Στην περίπτωση του ηλεκτρονόμου απόστασης επαγωγικής χαρακτηριστικής το σφάλμα που υπεισέρχεται λόγω της αντίστασης γείωσης θεωρείται αμελητέο εκτός και αν υπάρχει μεγάλη διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος σφάλματος I_F και των ρευμάτων I_a, I_{a_0} .

Επίσης ισχύουν οι σχέσεις:

$$C_1 = \frac{I_{a_1}}{I_F} = \frac{I_{a_2}}{I_F} = \frac{Z_{y_1}}{Z_{x_1} + Z_{y_1}} = \frac{Z_{y_2}}{Z_{x_2} + Z_{y_2}}, \quad C_0 = \frac{I_{a_0}}{I_F} = \frac{Z_{y_0}}{Z_{x_0} + Z_{y_0}} \quad (2.115)$$

$$\frac{1}{K} = I_F = \frac{E}{2Z_1 + Z_0 + 3R_F}$$

Οπότε με τροφοδοσία του ηλεκτρονόμου με ρεύμα

$$I_a = I_a + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} \Rightarrow I_a = 2I_{a_1} + I_{a_0} \frac{Z_0'}{Z_1'} \Rightarrow \quad (2.116)$$

Η σχέση (2.116) σε συνδυασμό με τις σχέσεις (2.115) παίρνει την μορφή:

$$I_a = 2C_1 I_F + C_0 I_F \frac{Z_0'}{Z_1'} \Rightarrow \frac{I_a}{I_F} = 2C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \Rightarrow$$

$$KI_a = 2C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.117)$$

Για την φάση b έχουμε αντίστοιχα:

$$I_b = a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} + I_{a_0} + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} = (a^2 + a) I_{a_1} + I_{a_0} \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.118)$$

Επειδή $a^2 + a + 1 = 0$ η σχέση 2.97 γίνεται:

$$I_b = -I_{a_1} + I_{a_0} \frac{Z_0'}{Z_1'} = -C_1 I_F + C_0 I_F \frac{Z_0'}{Z_1'} \Rightarrow$$

$$\frac{I_b}{I_F} = -C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \Rightarrow KI_b = -C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.119)$$

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία για το ρεύμα στην φάση c καταλήγουμε στην σχέση:

$$KI_c = -C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.120)$$

Οι τάσεις στην θέση του ηλεκτρονόμου είναι οι ίδιες που βρεθήκαν στην ανάλυση του μονοφασικού βραχυκυκλώματος της φάσης α με την γη στην περίπτωση με τους φασικούς ηλεκτρονόμους απόστασης. Για λόγους πληρότητας επαναλαμβάνονται και εδώ. Έτσι έχουμε:

$$KV_a = 2C_1 Z_1' + C_0 Z_0' + 3R_F = Z_1' \left(2C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \right) + 3R_F \quad (2.121)$$

$$KV_b = -C_1 Z_1' + (a^2 - a)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + C_0 Z_0' + 3\alpha^2 R_F \Rightarrow$$

$$KV_b = Z_1' \left(-C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \right) + (a^2 - a)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + 3\alpha^2 R_F \quad (2.122)$$

$$KV_c = -C_1 Z_1' + (a - a^2)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + C_0 Z_0' + 3\alpha R_F$$

$$KV_c = Z_1' \left(-C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \right) + (a - a^2)Z_1 + (a - 1)Z_0 + 3\alpha R_F \quad (2.123)$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι Η/Ν απόστασης φάσης-γης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις 2.(117) έως (2.123):

$$Z_a = \frac{KV_a}{KI_a} = Z_1' + \frac{3R_F}{\left(2C_1 + C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \right)} \quad (2.124)$$

$$Z_b = \frac{KV_b}{KI_b} = Z_1' + \frac{(a^2 - a)Z_1 + (a^2 - 1)Z_0 + 3\alpha^2 R_F}{C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} - C_1} \quad (2.125)$$

$$Z_c = \frac{KV_c}{KI_c} = Z_1' + \frac{(a - a^2)Z_1 + (a - 1)Z_0 + 3\alpha R_F}{C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} - C_1} \quad (2.126)$$

Από τις σχέσεις (2.124) (2.125) και (2.126) παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο Η/Ν απόστασης φάσης-γης στην φάση α, που γίνεται το σφάλμα, είναι ίση με Z_1' συν μια επιπλέον αντίσταση σφάλματος ανάλογη της αντιστάσεως σφάλματος R_F . Στις άλλες δύο φάσεις οι φασικοί Η/Ν μετράνε

αντιστάσεις που είναι εκτός της χαρακτηριστικής λειτουργίας τους, με αποτέλεσμα να μην ενεργοποιούνται.

Πρέπει να τονιστεί ότι για την ορθή μέτρηση των ηλεκτρονόμων φάσης-γης πρέπει στο ρεύμα, στη βραχυκυκλωμένη φάση, να προστεθεί και ο

όρος: $I_{a_0} \frac{(Z'_0 - Z'_1)}{Z'_1}$. Ο όρος αυτός ονομάζεται υπολειμματικό ρεύμα (residual current)

και περιέχει ένα ποσοστό ρεύματος της μηδενικής ακολουθίας.

2.1.6 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσεων b-c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G (H/N απόστασης γης)

Η σύνδεση των ακολουθιακών κυκλωμάτων που χρησιμοποιείται για την ανάλυση του διφασικού βραχυκυκλώματος μεταξύ των φάσεων b και c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G με ηλεκτρονόμους απόστασης γης είναι το ίδιο με το σχήμα 2.8 που εξετάστηκε προηγουμένως στην περίπτωση των φασικών ηλεκτρονόμων απόστασης.

Οι γεννήτριες παρουσιάζουν ευθεία μόνο συνιστώσα και μάλιστα την ίδια, όπως και προηγουμένως, τα φορτία θεωρούνται αμελητέα, ακόμη δε για όλο το κύκλωμα όπως φαίνεται από την θέση του σφάλματος η ευθεία και αντίστροφη συνιστώσα της κατά Thevenin συνθέτου αντιστάσεως, είναι ίδια: $Z_1 = Z_2$.

Οι ηλεκτρονόμοι απόστασης γης αντισταθμίζονται όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα από ένα ποσοστό του ρεύματος μηδενικής ακολουθίας. Οπότε στην περίπτωση του βραχυκυκλώματος που εξετάζεται σε αυτή την ενότητα η αντίσταση που βλέπει όπως ηλεκτρονόμος απόστασης γης προκύπτει ως εξής:

Για τα φασικά ρεύματα που διαρρέουν τον ηλεκτρονόμο είναι

$$I_a = I_{a_0} + I_{a_1} + I_{a_2} + I_{a_0} \frac{(Z'_0 - Z'_1)}{Z'_1} \Rightarrow I_a = I_{a_0} \frac{Z'_0}{Z'_1} + I_{a_1} + I_{a_2} \Rightarrow$$

$$KI_a = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z'_0}{Z'_1} + C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \Rightarrow$$

$$KI_a = \left(C_1 - C_0 \frac{Z'_0}{Z'_1} \right) \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \quad (2.127)$$

$$I_b = I_{a_0} + a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} + I_{a_0} \frac{(Z'_0 - Z'_1)}{Z'_1} \Rightarrow I_b = I_{a_0} \frac{Z'_0}{Z'_1} + a^2 I_{a_1} + a I_{a_2} \Rightarrow$$

$$KI_b = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z'_0}{Z'_1} + a^2 C_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - a C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)$$

$$KI_b = a^2 C_1 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) C_1 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z'_0}{Z'_1} \Rightarrow$$

$$KI_b = C_1 \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.128)$$

$$I_c = I_{a_0} + aI_{a_1} + a^2I_{a_2} + I_{a_0} \frac{(Z_0' - Z_1')}{Z_1'} \Rightarrow I_c = I_{a_0} \frac{Z_0'}{Z_1'} + aI_{a_1} + a^2I_{a_2} \Rightarrow$$

$$KI_c = -C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z_0'}{Z_1'} + aC_1 (Z_2 + R_F + Z_0 + 3R_G) - a^2C_1 \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right)$$

$$KI_c = C_1 \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z_0'}{Z_1'} \quad (2.129)$$

Οι τάσεις στην θέση του ηλεκτρονόμου είναι οι ίδιες που βρεθήκαν στην ανάλυση του διφασικού βραχυκυκλώματος μεταξύ των φάσεων b και c και γης διαμέσου αντίστασης γείωσης R_G στην περίπτωση με τους φασικούς ηλεκτρονόμους απόστασης. Για λόγους πληρότητας επαναλαμβάνονται και εδώ. Έτσι έχουμε:

$$KV_a = \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(C_1 Z_1' + 3 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 2R_G \right) - C_0 Z_0' \right) \Rightarrow$$

$$KV_a = \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \left(Z_1' \left(C_1 - C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \right) + 3 \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 2R_G \right) \right) \quad (2.130)$$

$$KV_b = C_1 Z_1' \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] - C_0 Z_0' \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right)$$

$$+ 3R_G (a^2 R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a^2 - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a^2 - a) + a^2 \frac{3R_F^2}{4}$$

$$KV_b = Z_1' \left(C_1 \left(a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right) - C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \right)$$

$$+ 3R_G (a^2 R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a^2 - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a^2 - a) + a^2 \frac{3R_F^2}{4} \quad (2.131)$$

$$KV_c = C_1 Z_1' \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right] - C_0 Z_0' \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right)$$

$$+ 3R_G (a R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a - a^2) + a \frac{3R_F^2}{4}$$

$$KV_c = Z_1' \left(C_1 \left(a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(Z_0 + \frac{R_F}{2} + 3R_G \right) \right) - C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'} \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \right)$$

$$+ 3R_G (a R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2} (a - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2} (a - a^2) + a \frac{3R_F^2}{4} \quad (2.132)$$

Οι αντιστάσεις που βλέπουν οι Η/Ν απόστασης φάσης-γης σε κάθε φάση θα είναι όπως προκύπτουν από τις σχέσεις 2.127 έως 2.132:

$$Z_a = \frac{KV_a}{KI_a} = Z_1' + \frac{3\left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 2R_G\right)}{C_1 - C_0 \frac{Z_0'}{Z_1'}} \quad (2.133)$$

$$Z_b = \frac{KV_b}{KI_b} = Z_1' + \frac{3R_G(a^2R_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2}(a^2 - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2}(a^2 - a) + a^2 \frac{3R_F^2}{4}}{C_1 \left[a^2 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a^2 - a) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z_0'}{Z_1'}} \quad (2.134)$$

$$Z_c = \frac{KV_c}{KI_c} = Z_1' + \frac{3R_G(aR_F - Z_2) + Z_2 \frac{R_F}{2}(a - 1) + Z_0 \frac{R_F}{2}(a - a^2) + a \frac{3R_F^2}{4}}{C_1 \left[a \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) + (a - a^2) \left(\frac{R_F}{2} + Z_0 + 3R_G \right) \right] - C_0 \left(Z_2 + \frac{R_F}{2} \right) \frac{Z_0'}{Z_1'}} \quad (2.135)$$

Από τις σχέσεις (2.133), (2.134) και (2.135) παρατηρείται ότι η σύνθετη αντίσταση που βλέπει ο Η/Ν γης σε όλες τις φάσεις, εξαρτάται από τα στοιχεία του κυκλώματος, πράγμα που κάνει τους Η/Ν γης, σε διαστικά σφάλματα μεταξύ δύο φάσεων και γης ανακριβείς και ακατάλληλους για χρήση.

3 ΕΙΣΩΣΕΙΣ Η/Ν ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ

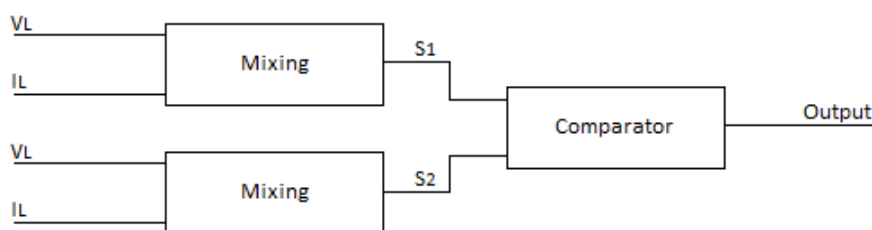
3.1 Εισαγωγή

Παίρνοντας την γενική μορφή του συγκριτή (comparator) με δύο εισόδους, οι εισοδοί S_1 και S_2 μπορούν να πάρουν την μορφή που φαίνεται στην σχέση (3.1):

$$S_1 = K_1 \cdot V_L + \tilde{K}_3 \cdot I_L \quad (3.1)$$

$$S_2 = K_2 \cdot V_L + \tilde{K}_4 \cdot I_L$$

Όπου K_1, K_2 είναι σταθερές που πολλαπλασιάζουν την τάση του δικτύου που μετριέται κατά το βραχυκύκλωμα και \tilde{K}_3, \tilde{K}_4 είναι μιγαδικοί αριθμοί και μετατρέπουν το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_L σε κατάλληλες τιμές τάσεων. Στον συγκριτή του σχήματος 3.1 φαίνεται η επεξεργασία της τάσης και του ρεύματος που λαμβάνονται από το ενεργειακό σύστημα μέσω μετασχηματιστή τάσης και ρεύματος και εν συνεχεία δίνουν τα σήματα S_1, S_2 . Τα σήματα S_1, S_2 εφαρμόζονται κατόπιν σαν εισοδοί στον συγκριτή.



Σχήμα 3.1: Παραγωγή εισόδων συγκριτή

Ειδικότερα στους στατικούς ηλεκτρονόμους είναι βασικό οι εισοδοί στον συγκριτή να μετατραπούν σε ποσότητες ίδιου μεγέθους π.χ. σε τάσεις ή ρεύματα.

Αν θεωρήσουμε τις παραπάνω σχέσεις σε μιγαδική μορφή

$$S_1 = a + b \cdot j = S_1 \angle \varphi_1 = K_1 \cdot V_L + \tilde{K}_3 \cdot I_L$$

έχουμε:

(3.2)

$$S_2 = c + d \cdot j = S_2 \angle \varphi_2 = K_2 \cdot V_L + \tilde{K}_4 \cdot I_L$$

Παίρνοντας τον λόγο των δύο αυτών εισόδων προκύπτει:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{K_1 \cdot V_L + \tilde{K}_3 \cdot I_L}{K_2 \cdot V_L + \tilde{K}_4 \cdot I_L} = \frac{a + b \cdot j}{c + d \cdot j} = \frac{a \cdot c + b \cdot d + j \cdot (b \cdot c - a \cdot d)}{c^2 + d^2} \Leftrightarrow \quad (3.3)$$

$$\frac{S_1}{S_2} = \left| \frac{S_1}{S_2} \right| \angle (\varphi_1 - \varphi_2) = \left| \frac{S_1}{S_2} \right| \angle \varphi \quad (3.4)$$

3.2 Συγκριτές φάσης και πλάτους

Το πιο σημαντικό στοιχείο σε έναν ηλεκτρονόμο είναι ο συγκριτής (στον οποίο τα σήματα εισόδου συγκρίνονται στην φάση τους ή το πλάτος τους). Στην ενότητα αυτή θα ασχοληθούμε μόνο με συγκριτές δύο εισόδων. Οι συγκριτές πολλών εισόδων δεν είναι αντικείμενο μελέτης σε αυτήν την ενότητα και δεν θα εξεταστούν. Θα γίνει μόνο μια μικρή αναφορά στο τέλος αυτού του κεφαλαίου.

Αν θεωρήσουμε σαν είσοδο σε έναν συγκριτή τα δύο σήματα S_1, S_2 , ο συγκριτής πλάτους δίνει έξοδο μόνο όταν $|S_1| > |S_2|$ ή διαφορετικά $\frac{|S_1|}{|S_2|} > 1$. Ιδανικά η σύγκριση γίνεται μόνο στο πλάτος των δύο σημάτων και είναι ανεξάρτητη από τις φάσεις τους.

Η έξοδος του συγκριτή φάσης ενεργοποιείται μόνο αν η γωνία $\varphi = \arg\left(\frac{S_1}{S_2}\right)$ ικανοποιεί την σχέση $-\lambda_1 \leq \varphi \leq \lambda_2$. Όπως και στον συγκριτή πλάτους έτσι και στον συγκριτή φάσης η σύγκριση μεταξύ των δύο σημάτων, ιδανικά είναι ανεξάρτητη από το πλάτος τους.

Και οι δύο τύποι των συγκριτών που είδαμε παραπάνω μπορούν να κάνουν άμεση σύγκριση των εισόδων τους και λέγονται αντίστοιχα άμεσοι συγκριτές (direct or instantaneous comparators) ή η έξοδός τους να ολοκληρώνεται σε κάθε μισό κύκλο και λέγονται αντίστοιχα συγκριτές ολοκλήρωσης (integrating comparators).

3.2.1 Συγκριτές φάσης

Σε αυτό το σημείο πρέπει να επισημάνουμε ότι ο συγκριτής φάσης που θα αναλύσουμε στο παρόν κεφάλαιο είναι τύπος συνημίτονου (cosine type)

ΠΕΡΙΓΡΑΦΟΝΤΑΣ ΤΟΝ ΚΥΚΛΟ

Το κριτήριο για την λειτουργία του συγκριτή φάσης όπως είδαμε και παραπάνω δίνεται από την σχέση $-\lambda_1 \leq \varphi \leq \lambda_2$. Στην περίπτωση συμμετρικού συγκριτή φάσης ισχύει ότι $\lambda_1 = \lambda_2$ και για όλες τις συμβατικές χαρακτηριστικές κύκλου λειτουργίας του ηλεκτρονόμου ισχύει $\lambda_1 = \lambda_2 = \frac{\pi}{2}$. Οπότε το κριτήριο για την λειτουργία του συγκριτή φάσης με συμβατική χαρακτηριστική είναι:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.5)$$

Από την σχέση (3.3) μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{K_1 \cdot V_L + \tilde{K}_3 \cdot I_L}{K_2 \cdot V_L + \tilde{K}_4 \cdot I_L} = \frac{K_1}{K_2} \cdot \frac{\frac{V_L}{I_L} + \frac{\tilde{K}_3}{K_1}}{\frac{V_L}{I_L} + \frac{\tilde{K}_4}{K_2}} \quad (3.6)$$

επειδή K_1, K_2 πραγματικοί αριθμοί μπορούν να παραληφθούν. Οπότε έχουμε:

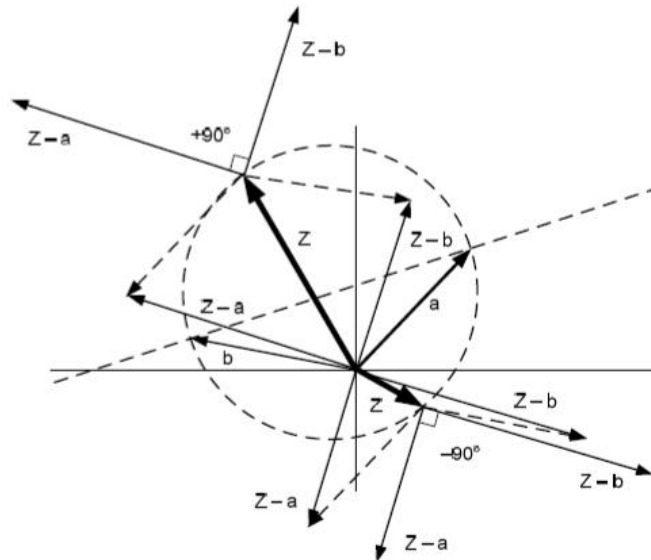
$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{Z-a}{Z-b} \quad \text{όπου } \alpha = -\frac{\tilde{K}_3}{K_1} \text{ και } b = -\frac{\tilde{K}_4}{K_2} \quad (3.7)$$

Τα διανύσματα a, b έχουν διαστάσεις αντίστασης όπως και το διάνυσμα Z .

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.5) και (3.7) μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι τα όρια του κύκλου που είναι και τα όρια λειτουργίας του ηλεκτρονόμου, θα δίνονται από την σχέση:

$$\arg\left(\frac{S_1}{S_2}\right) = \arg\left(\frac{Z-a}{Z-b}\right) = \pm 90^\circ \quad (3.8)$$

Η παραπάνω σχέση περιγράφει έναν κύκλο. Ο μισός κύκλος ικανοποιείται από την σχέση (3.8) για $+90^\circ$ και ο άλλος μισός για -90° . Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.2) φαίνεται ένα τυπικό σχηματικό παράδειγμα που περιγράφει την σχέση (3.8) για δύο τυχαία διανύσματα a, b .



Σχήμα 3.2: Γεωμετρικός τόπος ριζών όπως εξίσωσης $\angle S_1 - \angle S_2 = \pm 90^\circ$

Ο κύκλος όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε και από το σχήμα περνάει από τις άκρες των διανυσμάτων a, b . Η γραμμή που προκύπτει από την ένωση των άκρων των δύο διανυσμάτων a, b χωρίζει τον κύκλο στα δύο ημικύκλια που προκύπτουν από την σχέση (3.8) όπως προαναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο.

Για λόγους ευκολίας μπορούμε να αντικαταστήσουμε τα διανύσματα a, b με τα σύμβολα Z_{R1}, Z_{R2} αντίστοιχα οπότε η σχέση (3.7) θα πάρει την μορφή:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{Z - Z_{R1}}{Z - Z_{R2}} \quad (3.9)$$

$$\text{Όπου } Z_{R1} = |Z_{R1}| \angle \theta_1 \text{ και } Z_{R2} = |Z_{R2}| \angle \theta_2 \quad (3.10)$$

Από το σημείο αυτό μέχρι το τέλος της ενότητας θα θεωρείται η τάση V_L σαν διάνυσμα αναφοράς δηλαδή

$$V_L = |V_L| \angle 0^\circ \quad (3.11)$$

και το ρεύμα ίσο με

$$I_L = |I_L| \angle -\varphi_L \quad (3.12)$$

3.2.1.1 Χαρακτηριστική Μηο

Για την μηο χαρακτηριστική παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την

$$Z_{R1} \cdot I_L - V_L \quad (3.13)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την V_L (3.14)

Από τις σχέσεις (3.9), (3.13) και (3.14), θεωρώντας την $Z_{R2} = 0$ μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-Z + Z_{R1}}{Z} = \frac{-V_L + Z_{R1} \cdot I_L}{V_L} \quad (3.15)$$

Από τις σχέσεις (3.10), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.15) ότι:

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + Z_{R1} \angle \theta_1 \cdot I_L \angle -\varphi_L}{V_L} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 + j \cdot \sin \theta_1) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot [(\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)]}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)}{V_L} \\ &\quad - \frac{j \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)}{V_L} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Όπως έχουμε προαναφέρει το κριτήριο για την λειτουργία ενός συγκριτή φάσης είναι: $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ όπου φ είναι η γωνία του λόγου των δύο εισόδων S_1, S_2 όπως είδαμε και στην σχέση (3.4). Οπότε στην περίπτωση του συγκριτή τύπου συνημίτονου θα ισχύει:

$$\cos \varphi \geq 0 \quad (3.17)$$

$$\text{Από την σχέση (3.3) προκύπτει ότι: } \cos \varphi = \frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \quad (3.18)$$

$$\text{Με } d = 0 \text{ η σχέση (3.18) γίνεται: } \cos \varphi = \frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \quad (3.19)$$

όπου:

$$\alpha = -V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)$$

$$b = -I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L) \text{ και}$$

$$c = V_L$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.17) θα προκύπτει για $\frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \geq 0$. Επειδή ο παρονομαστής είναι θετικός μπορεί να παραληφθεί οπότε να καταλήξουμε στην σχέση:

$$ac \geq 0 \Leftrightarrow (-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)) \cdot V_L \geq 0 \Leftrightarrow$$

$$-V_L^2 + V_L \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) \geq 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$-Z^2 + Z \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_1 + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1) \geq 0 \quad (3.20)$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης επομένως ο γεωμετρικός τόπος των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορεί να απεικονιστεί στο R - X επίπεδο. Έτσι για την σχέση (3.20) μπορούμε να γράψουμε:

$$-R^2 - X^2 + R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 + X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1 \geq 0 \quad (3.21)$$

όπου $R = Z \cdot \cos \varphi_L$ και $X = Z \cdot \sin \varphi_L$

Για το όριο του γεωμετρικού τόπου από την σχέση (3.8) ισχύει:

$$\arg \left(\frac{S_1}{S_2} \right) = \arg \left(\frac{-Z + Z_{R1}}{Z} \right) = \pm 90^\circ \Leftrightarrow \arg \left(\frac{Z - Z_{R1}}{Z} \right) = \mp 90^\circ \quad (3.22)$$

Παρατηρώντας την σχέση (3.22) σε σχέση με την (3.8) έχουμε ότι $\alpha = Z_{R1}$ και $b = 0$.

Η σχέση (3.22) περιγράφει κύκλο ο οποίος περνάει από την αρχή των αξόνων και έχει διάμετρο ίση με το μέτρο της αντίστασης Z_{R1} . Στον συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου η αντιστροφή του πρόσημου στην (3.22) δεν επηρεάζει την εξίσωση του κύκλου που είναι και το όριο του γεωμετρικού τόπου των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.21).

Οπότε από την (3.22) έχουμε:

$$\cos \left(\arg \left(\frac{Z - Z_{R1}}{Z} \right) \right) = 0 \Leftrightarrow V_L^2 - V_L \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) = 0 \Leftrightarrow$$

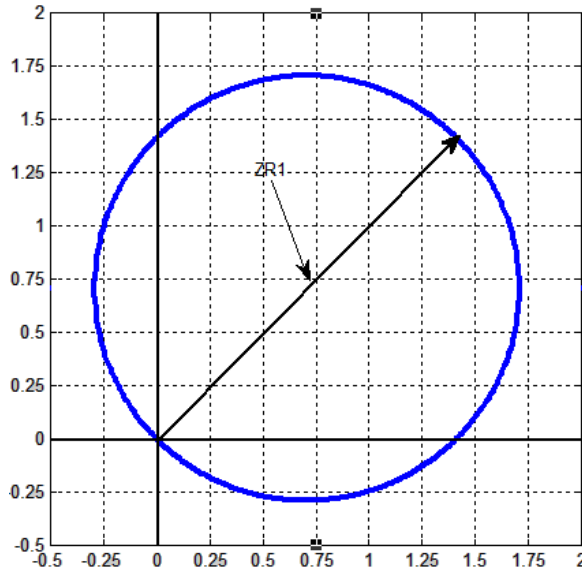
$$V_L^2 - V_L \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) = 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$Z^2 - Z \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_1 + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1) = 0 \Leftrightarrow$$

$$R^2 + X^2 - R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 - X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1 = 0 \quad (3.23)$$

Η σχέση (3.23) περιγράφει έναν κύκλο στο R-X επίπεδο όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.3), ο οποίος περνάει από την άκρη του διανύσματος Z_{R1} και από την αρχή των αξόνων:



Σχήμα 3.3: Γεωμετρικός τόπος ριζών της εξίσωσης (3.23)

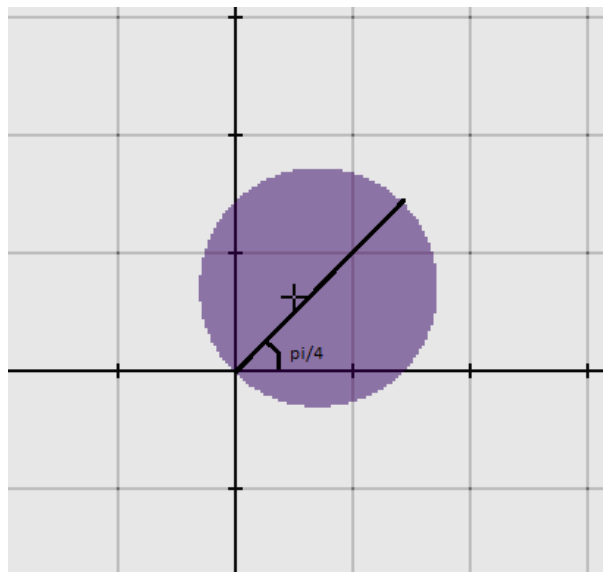
Παραδείγματα:

Χρησιμοποιώντας την σχέση (3.21) θα δείξουμε τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν έναν ηλεκτρονόμο απόστασης με μήο χαρακτηριστική:

- Με $Z_{R1} = 2 \angle \frac{\pi}{4} = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \sqrt{2} + j \cdot \sqrt{2}$

Η εξίσωση (3.21) παίρνει την μορφή: $-R^2 - X^2 + R \cdot \sqrt{2} + X \cdot \sqrt{2} \geq 0$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.4):



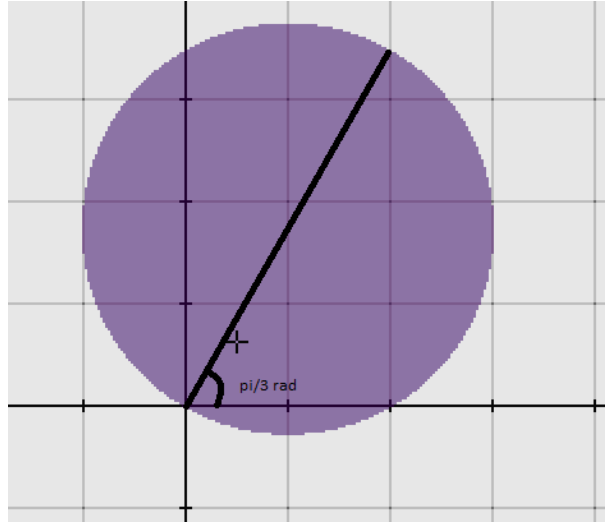
Σχήμα 3.4: Γεωμετρικός τόπος των σημείων της ανίσωσης

$$-R^2 - X^2 + R \cdot \sqrt{2} + X \cdot \sqrt{2} \geq 0$$

- Με $Z_{R1} = 4 \angle \frac{\pi}{3} = 4 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \cdot 4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2 + j \cdot 3.4641$

Η εξίσωση (3.21) παίρνει την μορφή: $R^2 + X^2 - R \cdot 2 - X \cdot 3.4641 \geq 0$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.5):



Σχήμα 3.5: Γεωμετρικός τόπος των σημείων της ανίσωσης

$$R^2 + X^2 - R \cdot 2 - X \cdot 3.4641 \geq 0$$

Στα παραπάνω σχήματα ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο βρίσκεται στην σκιασμένη επιφάνεια (μωβ χρώμα).

3.2.1.2 Χαρακτηριστική Offset Mho

Για την offset mho χαρακτηριστική παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την:

$$Z_{R1} \cdot I_L - V_L \quad (3.24)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την:

$$V_L - Z_{R2} \cdot I_L \quad (3.25)$$

Από τις σχέσεις (3.9), (3.24) και (3.25), μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-Z + Z_{R1}}{Z - Z_{R2}} = \frac{-V_L + Z_{R1} \cdot I_L}{V_L - Z_{R2} \cdot I_L} \quad (3.26)$$

Από τις σχέσεις (3.10), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.26) ότι:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-V_L + Z_{R1} \angle \theta_1 \cdot I_L \angle -\varphi_L}{V_L - Z_{R2} \angle \theta_1 \cdot I_L \angle -\varphi_L} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 + j \cdot \sin \theta_1) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{V_L - I_L \cdot Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 + j \cdot \sin \theta_2) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)} \Leftrightarrow$$

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot [(\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)]}{V_L - I_L \cdot Z_{R2} \cdot [(\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_2 \cdot \cos \varphi_L)]} \Leftrightarrow$$

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)}{V_L - I_L \cdot Z_{R2} (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L) + j \cdot I_L \cdot Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_2 \cdot \cos \varphi_L)} \quad (3.27)$$

Όπως και προηγουμένως ισχύουν οι σχέσεις:

$$\cos \varphi \geq 0 \quad \text{και} \quad \cos \varphi = \frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}}$$

Όπου

$$\begin{aligned} \alpha &= -V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) \\ b &= -I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L) \quad \text{και} \\ c &= V_L - I_L \cdot Z_{R2} (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L) \\ d &= I_L \cdot Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_2 \cdot \cos \varphi_L) \end{aligned}$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.17) θα δίνονται για $\frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \geq 0$. Επειδή ο παρονομαστής είναι θετικός μπορεί να παραληφθεί οπότε να καταλήξουμε στην σχέση:

$$ac + bd \geq 0 \Leftrightarrow$$

$$\begin{aligned} &(-V_L + I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)) \cdot (V_L - I_L \cdot Z_{R2} (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L)) \\ &+ (-I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)) \cdot (I_L \cdot Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_2 \cdot \cos \varphi_L)) \geq 0 \end{aligned}$$

Μετά από πράξεις καταλήγουμε στο παρακάτω αποτέλεσμα:

$$\begin{aligned} -V_L^2 + V_L \cdot I_L \cdot (Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) + Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L)) \\ - I_L^2 \cdot Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) \geq 0 \end{aligned}$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$\begin{aligned} -Z^2 + Z \cdot ((Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) + Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L))) \\ - Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) \geq 0 \end{aligned}$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης επομένως τον γεωμετρικό τόπο των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορούμε να τον απεικονίσουμε στο R - X επίπεδο. Οπότε η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$\begin{aligned} -R^2 - X^2 + R \cdot (Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + Z_{R2} \cdot \cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L) \\ + X \cdot (Z_{R1} \cdot \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L + Z_{R2} \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L) - Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) \geq 0 \end{aligned} \quad (3.28)$$

όπου $R = Z \cdot \cos \varphi_L$ και $X = Z \cdot \sin \varphi_L$

Για το όριο του γεωμετρικού τόπου από την σχέση (3.8) ισχύει:

$$\arg\left(\frac{S_1}{S_2}\right) = \arg\left(\frac{-Z + Z_{R1}}{Z - Z_{R2}}\right) = \pm 90^\circ \Leftrightarrow \arg\left(\frac{Z - Z_{R1}}{Z - Z_{R2}}\right) = \mp 90^\circ \quad (3.29)$$

Η σχέση (3.29) περιγράφει κύκλο. Στον συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου η αντιστροφή του πρόσημου στην (3.29) δεν επηρεάζει την εξίσωση του κύκλου που είναι και το όριο του γεωμετρικού τόπου των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.28).

Οπότε από την (3.29) έχουμε:

$$\cos\left(\arg\left(\frac{Z - Z_{R1}}{Z - Z_{R2}}\right)\right) = 0 \Leftrightarrow$$

$$V_L^2 - V_L \cdot I_L \cdot (Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L)) + I_L^2 \cdot Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) = 0$$

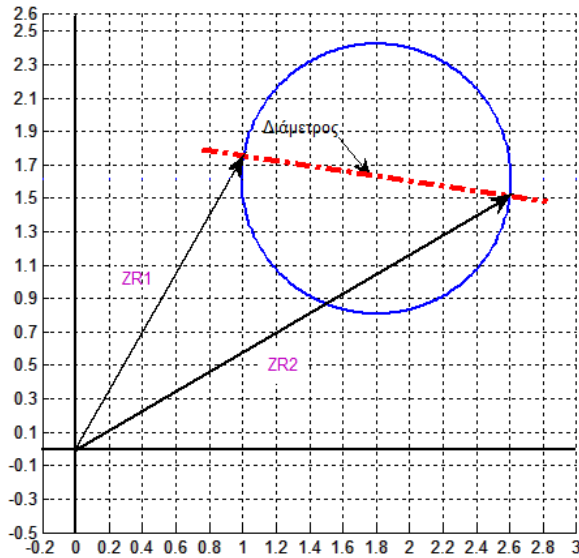
Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$V_L^2 - V_L \cdot I_L \cdot (Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L)) + I_L^2 \cdot Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) = 0$$

$$Z^2 - Z \cdot (Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - Z_{R2} \cdot (\cos \theta_2 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_L)) + Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) = 0$$

$$R^2 + X^2 - R \cdot (Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 + Z_{R2} \cdot \cos \theta_2) - X \cdot (Z_{R1} \cdot \sin \theta_1 + Z_{R2} \cdot \sin \theta_2) + Z_{R1} \cdot Z_{R2} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2) = 0 \quad (3.30)$$

Η σχέση (3.30) περιγράφει έναν κύκλο στο R-X επίπεδο ο οποίος διέρχεται από τις άκρες των διανυσμάτων Z_{R1} , Z_{R2} , όπως επίσης και η διάμετρος του κύκλου όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.6)



Σχήμα 3.6: Γεωμετρικός τόπος των σημείων της εξίσωσης (3.30)

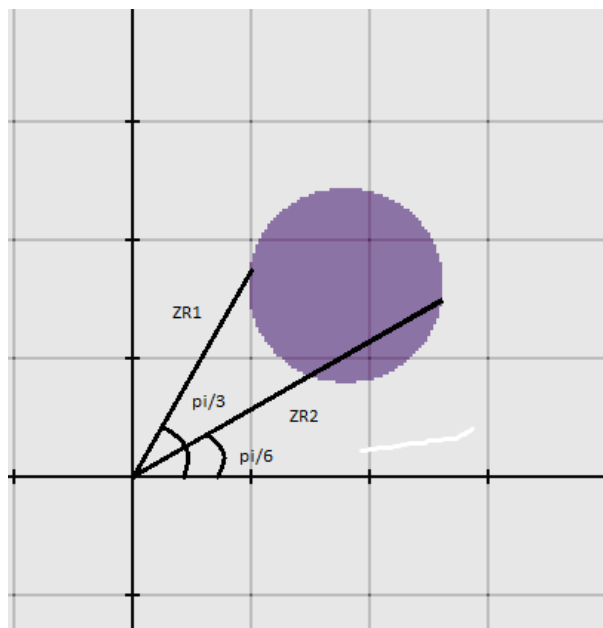
Θα δώσουμε ένα τυπικό παράδειγμα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.28) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με offset-ηχο χαρακτηριστική:

- Με $Z_{R1} = 2 \angle \frac{\pi}{3} = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 1 + j \cdot 1.732$
και $Z_{R2} = 3 \angle \frac{\pi}{6} = 3 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \cdot 3 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = 2.598 + j \cdot 1,5$

Η εξίσωση (3.25) παίρνει την μορφή:

$$-R^2 - X^2 + R \cdot 3.598 + X \cdot 3.232 - 5.196 \geq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.7):



Σχήμα 3.7: Γεωμετρικός τόπος των σημείων της ανίσωσης του παραδείγματος

Στο παραπάνω σχήμα ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο βρίσκεται στην σκιασμένη επιφάνεια (μωβ χρώμα).

3.2.1.3 Χαρακτηριστική σύνθετης αντίστασης (Impedance)

Για την χαρακτηριστική σύνθετης αντίστασης παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την:

$$Z_R \cdot I_L - V_L \quad (3.31)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την:

$$V_L + Z_R \cdot I_L \quad (3.32)$$

Από τις σχέσεις (3.9), (3.31) και (3.32), μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-Z + Z_R}{Z + Z_R} = \frac{-V_L + Z_R \cdot I_L}{V_L + Z_R \cdot I_L} \quad (3.33)$$

$$\text{Θεωρούμε ότι: } Z_R = |Z_R| \angle \theta \quad (3.34)$$

Από τις σχέσεις (3.34), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.33) ότι:

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + Z_R \angle \theta \cdot I_L \angle -\varphi_L}{V_L + Z_R \angle \theta \cdot I_L \angle -\varphi_L} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta + j \cdot \sin \theta) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta + j \cdot \sin \theta) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot [(\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)]}{V_L + I_L \cdot Z_R \cdot [(\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)]} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)}{V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)} \end{aligned} \quad (3.35)$$

Όπως και προηγουμένως ισχύουν οι σχέσεις:

$$\cos \varphi \geq 0 \quad \text{και} \quad \cos \varphi = \frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}}$$

όπου:

$$a = -V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)$$

$$b = -I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L) \quad \text{και}$$

$$c = V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)$$

$$d = -I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.17) θα δίνονται για $\frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \geq 0$. Επειδή ο παρονομαστής είναι θετικός μπορεί να παραληφθεί οπότε να καταλήξουμε στην σχέση:

$$ac + bd \geq 0 \Leftrightarrow$$

$$\begin{aligned} & (-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)) \cdot (V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)) \\ & + (-I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)) \cdot (-I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)) \geq 0 \end{aligned}$$

Εκτελώντας τις πράξεις καταλήγουμε στο παρακάτω αποτέλεσμα:

$$-V_L^2 + I_L^2 \cdot Z_R^2 \geq 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$-Z^2 + Z_R^2 \geq 0 \quad (3.36)$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης επομένως τον γεωμετρικό τόπο των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορούμε να τον απεικονίσουμε στο R-X επίπεδο. Οπότε η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$-R^2 - X^2 + Z_R^2 \geq 0 \quad (3.37)$$

όπου $R = Z \cdot \cos \varphi_L$ και $X = Z \cdot \sin \varphi_L$

Για το όριο του γεωμετρικού τόπου από την σχέση (3.8) ισχύει:

$$\arg \left(\frac{S_1}{S_2} \right) = \arg \left(\frac{-Z + Z_R}{Z + Z_R} \right) = \pm 90^\circ \Leftrightarrow \arg \left(\frac{Z - Z_R}{Z + Z_R} \right) = \mp 90^\circ \quad (3.38)$$

Η σχέση (3.38) περιγράφει κύκλο. Στον συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου η αντιστροφή του πρόσημου στην (3.38) δεν επηρεάζει την εξίσωση του κύκλου που είναι και το όριο του γεωμετρικού τόπου των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.36).

Οπότε από την (3.38) έχουμε:

$$\cos \left(\arg \left(\frac{Z - Z_R}{Z + Z_R} \right) \right) = 0 \Leftrightarrow$$

$$(V_L - I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)) \cdot (V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L))$$

$$+ (I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)) \cdot (-I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)) = 0 \Leftrightarrow$$

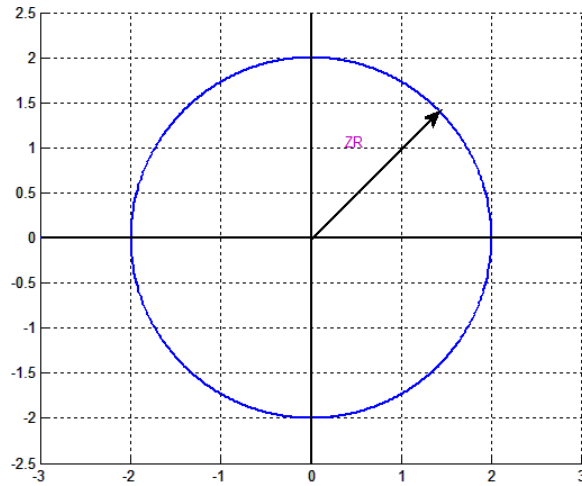
$$V_L^2 - I_L^2 \cdot Z_R^2 = 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$Z^2 - Z_R^2 = 0$$

$$R^2 + X^2 - Z_R^2 = 0 \quad (3.39)$$

Η σχέση (3.39) περιγράφει έναν κύκλο στο R-X επίπεδο ο οποίος έχει κέντρο την αρχή των αξόνων και ακτίνα το μέτρο του διανύσματος Z_R , όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.8)



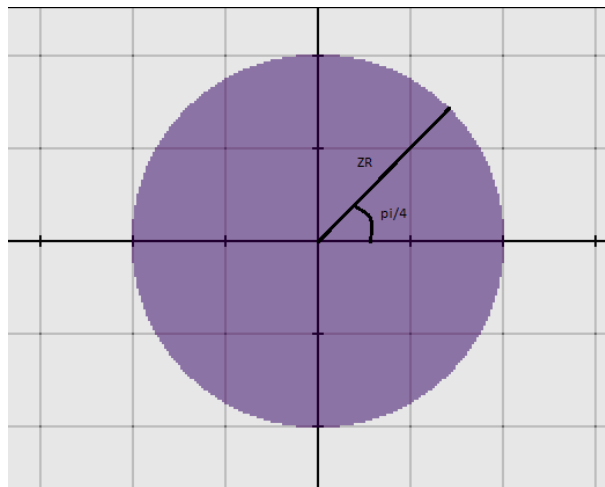
Σχήμα 3.8: Αναπαράσταση της εξίσωσης 3.39 στο R-X επίπεδο

Θα παρουσιαστεί ένα τυπικό παράδειγμα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.37), δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με impedance χαρακτηριστική:

- Με $Z_R = 2 \angle \frac{\pi}{4}$ όπου $|Z_R| = 2$ και $Z_R^2 = 4$

Η εξίσωση (3.36) παίρνει την μορφή: $-R^2 - X^2 + 4 \geq 0$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.9):



Σχήμα 3.9: Γεωμετρικός τόπος των σημείων της ανίσωσης του παραδείγματος

Στο παραπάνω σχήμα ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο βρίσκεται στην σκιασμένη επιφάνεια (μωβ χρώμα).

3.2.1.4 Χαρακτηριστική φακού (Lens)

Η lens χαρακτηριστική είναι μια τροποποίηση της mho χαρακτηριστικής. Είδαμε στις προηγούμενες παραγράφους ότι όταν η χαρακτηριστική γωνία είναι $\pm 90^\circ$ το όριο του γεωμετρικού τόπου για την ενεργοποίηση του ηλεκτρονόμου απόστασης αποτελείται από δύο ημικύκλια. Για την lens χαρακτηριστική, η χαρακτηριστική γωνία είναι μεγαλύτερη από $+90^\circ$ στο ένα ημιεπίπεδο της χαρακτηριστικής και

μικρότερη από -90° στο άλλο ημιεπίπεδο όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10. Οπότε για συμμετρικό συγκριτή φάσης, για το φ (όπου φ η γωνία που σχηματίζουν τα διανύσματα $Z-a$ και Z) θα ισχύει ότι:

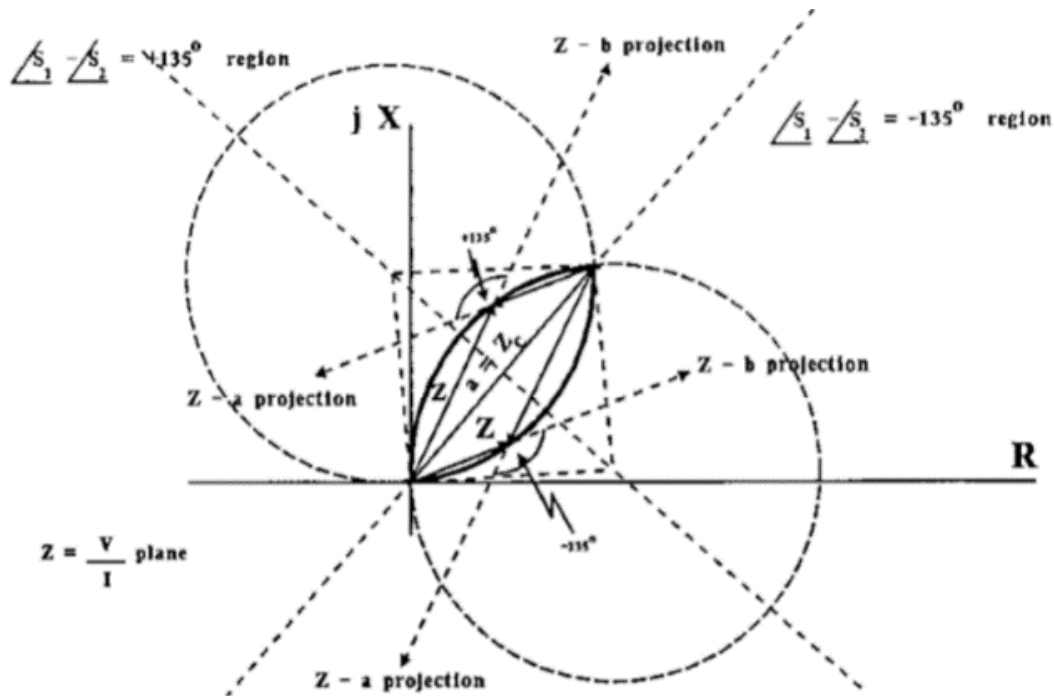
$$-\lambda_1 \geq \varphi \text{ για το ένα ημιεπίπεδο και } \varphi \geq \lambda_1 \text{ για το άλλο ημιεπίπεδο.} \quad (3.40)$$

όπου λ_1 η χαρακτηριστική γωνία

Για τον συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου ο γεωμετρικός τόπος ριζών που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο στην χαρακτηριστική lens, δίνεται από την σχέση:

$$\cos \varphi \leq \cos(\lambda_1) \quad (3.41)$$

Στο σχήμα 3.10 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος των σημείων της lens χαρακτηριστικής για χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 135^\circ$.



Σχήμα 3.10: Lens χαρακτηριστική όταν $\angle S_1 - \angle S_2 > 90^\circ$

Για την χαρακτηριστική φακού παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την:

$$Z_{R1} \cdot I_L - V_L \quad (3.42)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την:

$$V_L \quad (3.43)$$

Από τις σχέσεις (3.9),(3.42) και (3.43), θεωρώντας την $Z_{R2} = 0$ μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-Z + Z_{R1}}{Z} = \frac{-V_L + Z_{R1} \cdot I_L}{V_L} \quad (3.44)$$

Από τις σχέσεις (3.10), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.44) ότι:

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{S_2} &= \frac{V_L - Z_{R1} \angle \theta_1 \cdot I_L \angle -\varphi_L}{V_L} = \frac{V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 + j \cdot \sin \theta_1) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot [(\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)]}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L) + j \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L)}{V_L} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Από την σχέση (3.3) προκύπτει όπως είδαμε ότι:

$$\cos \varphi = \frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}}$$

$$\text{Με } d = 0 \text{ έχουμε: } \cos \varphi = \frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \quad (3.46)$$

όπου:

$$a = V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)$$

$$b = I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L) \text{ και}$$

$$c = V_L$$

Μέχρι εδώ μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η διαδικασία που ακολουθούμε είναι η ίδια που πραγματοποιήσαμε και στις τρεις παραπάνω περιπτώσεις χαρακτηριστικών mho, offset-mho και σύνθετης αντίστασης. Στο μόνο που θα πρέπει να δοθεί προσοχή σε σχέση με την mho χαρακτηριστική είναι ότι η μετρούμενη ποσότητα που επιλέγεται έχει αντίθετο πρόσημο.

Επειδή το κριτήριο λειτουργίας σε αυτή την περίπτωση είναι διαφορετικό από 90° το αριστερό μέλος της ανίσωσης δεν είναι τώρα μηδενικό. Από τις σχέσεις (3.41) και (3.46) καταλήγουμε στην σχέση:

$$\frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \leq \cos(\lambda_1) \Leftrightarrow \frac{ac}{c \cdot \sqrt{(a)^2 + (b)^2}} \leq \cos(\lambda_1) \quad (3.47)$$

Αντικαθιστώντας τις ποσότητες a, b, c στην σχέση (3.47) παίρνουμε:

$$\frac{(V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)) \cdot V_L}{V_L \cdot \sqrt{K}} \leq \cos(\lambda_1) \Leftrightarrow$$

$$\frac{V_L^2 - V_L \cdot I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)}{V_L \cdot \sqrt{K}} \leq \cos(\lambda_1) \Leftrightarrow$$

Όπου:

$$K = (V_L - I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L))^2 + (I_L \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta_1 \cdot \cos \varphi_L))^2$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$\frac{Z^2 - Z \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)}{Z \cdot \sqrt{Z^2 + Z_{R1}^2 - 2 \cdot Z \cdot Z_{R1} \cdot (\cos \theta_1 \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_L)}} \leq \cos(\lambda_1)$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης, επομένως τον γεωμετρικό τόπο των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορούμε να τον απεικονίσουμε στο R-X επίπεδο. Οπότε η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$\frac{R^2 + X^2 - R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 - X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + Z_{R1}^2 - 2 \cdot R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 - 2 \cdot X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1}} \leq \cos(\lambda_1) \quad (3.48)$$

Θα δώσουμε δύο τυπικά παραδείγματα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.48) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με lens χαρακτηριστική.

Πρέπει να επισημάνουμε σε αυτό το σημείο ότι όλα τα παραδείγματα που έχουμε συναντήσει μέχρι τώρα αλλά και τα επόμενα δεν είναι πραγματικές ρυθμίσεις ηλεκτρονόμου στην πράξη. Τα νούμερα έχουν επιλεγεί τυχαία και είναι καθαρά για χάρην κατανόησης και μόνον. Χωρίς αυτό βέβαια να σημαίνει ότι κάποια νούμερα δεν μπορούν να πλησιάζουν πραγματικές ρυθμίσεις.

- Με $Z_{R1} = 2.82842 \angle \frac{\pi}{4} = 2.82842 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 2.82942 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = 2 + j \cdot 2$

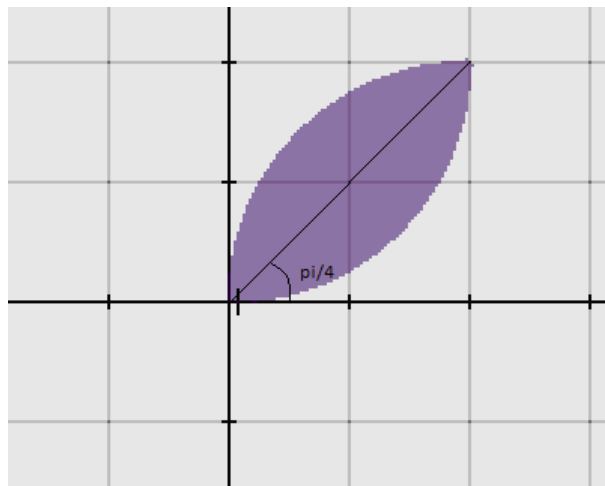
και χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 135^\circ$

Η εξίσωση (3.48) παίρνει την μορφή:

$$\frac{R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 2 \cdot X}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 8 - 4 \cdot R - 4 \cdot X}} \leq -0.7071 \Leftrightarrow$$

$$R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 2 \cdot X + 0.7071 \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 8 - 4 \cdot R - 4 \cdot X} \leq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.11):



Σχήμα 3.11: Lens χαρακτηριστική με $\lambda_1 > 90^\circ$

- Με $Z_{R1} = 4 \angle \frac{\pi}{3} = 4 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \cdot 4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2 + j \cdot 3.464$

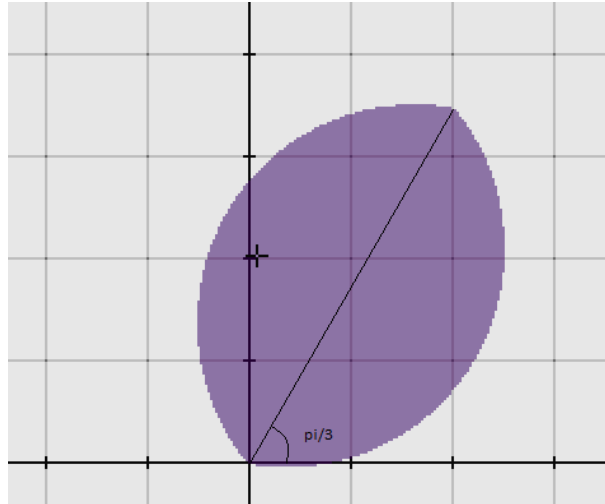
και χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 110^\circ$

Η εξίσωση (3.48) παίρνει την μορφή:

$$\frac{R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 3.464 \cdot X}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 16 - 4 \cdot R - 6.9282 \cdot X}} \leq -0.342 \Leftrightarrow$$

$$R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 3.464 \cdot X + 0.342 \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 16 - 4 \cdot R - 6.9282 \cdot X} \leq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.12):



Σχήμα 3.12: Lens χαρακτηριστική με $\lambda_1 > 90^\circ$

3.2.1.5 Χαρακτηριστική Tomato

Η tomato χαρακτηριστική όπως και η χαρακτηριστική φακού (lens) είναι μια τροποποίηση της mho χαρακτηριστικής. Για την tomato χαρακτηριστική, η χαρακτηριστική γωνία είναι μικρότερη από $+90^\circ$ στο ένα ημιεπίπεδο της χαρακτηριστικής και μεγαλύτερη από -90° στο άλλο ημιεπίπεδο όπως φαίνεται στο σχήμα 3.13. Για συμμετρικό συγκριτή φάσης, για το φ (όπου φ η γωνία που σχηματίζουν τα διανύσματα $Z - a$ και Z) θα ισχύει ότι:

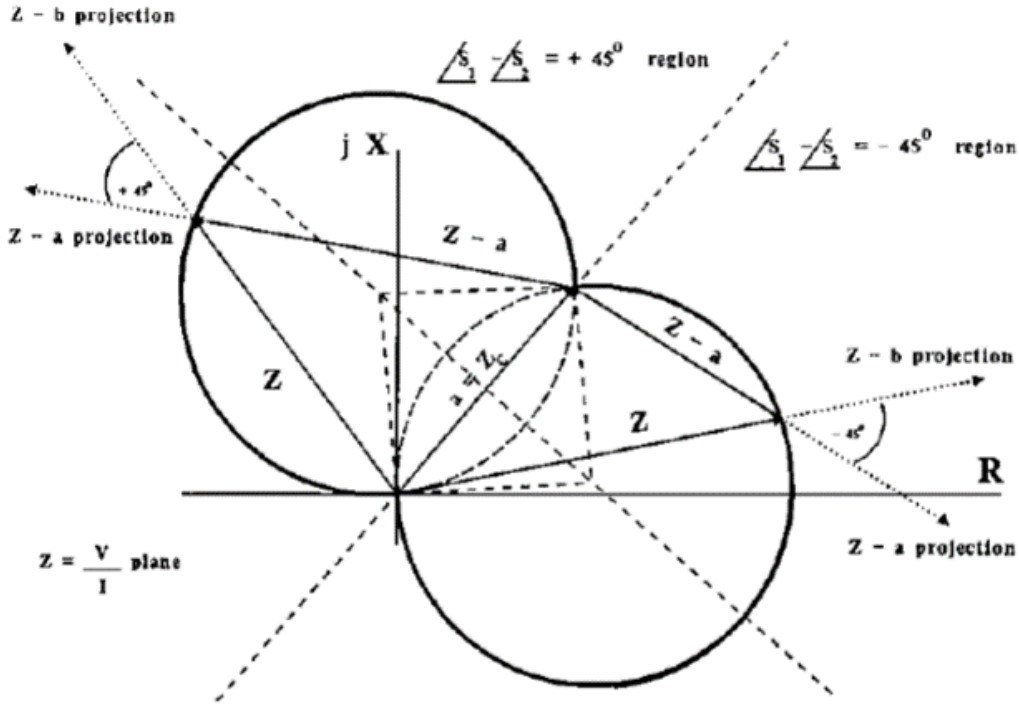
$$-\lambda_1 \geq \varphi \text{ για το ένα ημιεπίπεδο και } \varphi \geq \lambda_1 \text{ για το άλλο ημιεπίπεδο.} \quad (3.49)$$

όπου λ_1 η χαρακτηριστική γωνία.

Για τον συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου ο γεωμετρικός τόπος ριζών που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο στην χαρακτηριστική tomato, δίνεται από την σχέση:

$$\cos \varphi \leq \cos(\lambda_1) \quad (3.50)$$

Στο σχήμα 3.13 παρουσιάζεται ο γεωμετρικός τόπος των σημείων της tomato χαρακτηριστικής για χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 45^\circ$.



Σχήμα 3.13: Tomato χαρακτηριστική όταν $\angle S_1 - \angle S_2 < 90^\circ$

Η διαδικασία που ακολουθούμε είναι ακριβώς η ίδια όπως και στην lens χαρακτηριστική όπως επίσης και η επιλογή της μετρούμενης ποσότητας και της ποσότητας πόλωσης. Το μόνο που διαφέρει είναι η χαρακτηριστική γωνία όπως είδαμε παραπάνω. Η σχέση 3.45 ισχύει και σε αυτή την περίπτωση και την ξαναγράφουμε εδώ για λόγους πληρότητας:

$$\frac{R^2 + X^2 - R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 - X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + Z_{R1}^2 - 2 \cdot R \cdot Z_{R1} \cdot \cos \theta_1 - 2 \cdot X \cdot Z_{R1} \cdot \sin \theta_1}} \leq \cos(\lambda_1) \quad (3.51)$$

Θα δώσουμε δύο τυπικά παραδείγματα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.48) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με tomato χαρακτηριστική.

- Με $Z_{R1} = 2.82842 \angle \frac{\pi}{4} = 2.82842 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 2.82942 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = 2 + j \cdot 2$

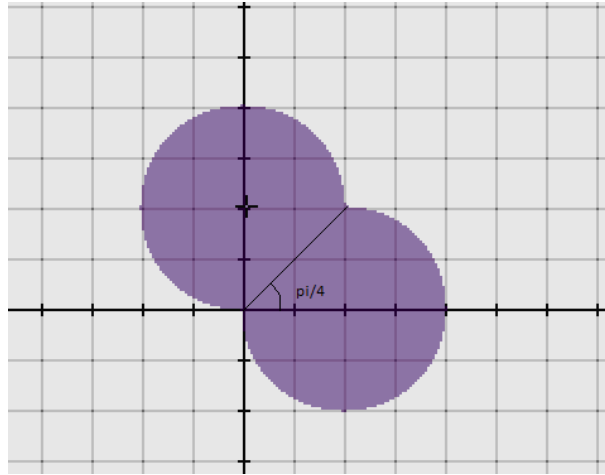
και χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 45^\circ$

Η εξίσωση (3.48) παίρνει την μορφή:

$$\frac{R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 2 \cdot X}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 8 - 4 \cdot R - 4 \cdot X}} \leq 0.7071 \Leftrightarrow$$

$$R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 2 \cdot X - 0.7071 \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 8 - 4 \cdot R - 4 \cdot X} \leq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.14):



Σχήμα 3.14: Tomato χαρακτηριστική με $\lambda_1 < 90^\circ$

- Με $Z_{R1} = 4 \angle \frac{\pi}{3} = 4 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \cdot 4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = 2 + j \cdot 3.464$

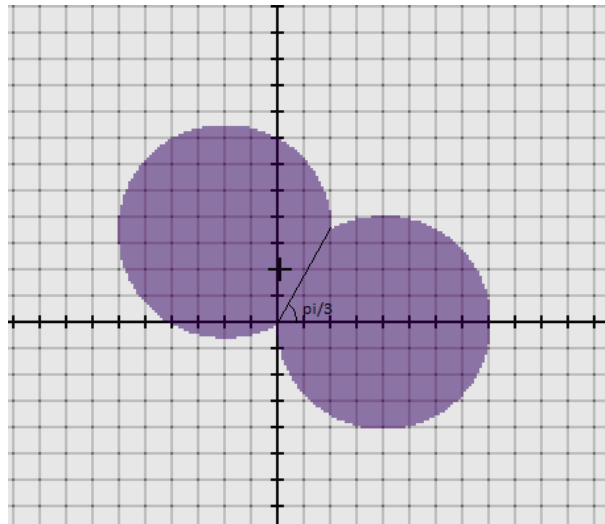
και χαρακτηριστική γωνία $\lambda_1 = 30^\circ$

Η εξίσωση (3.48) παίρνει την μορφή:

$$\frac{R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 3.464 \cdot X}{\sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 16 - 4 \cdot R - 6.9282 \cdot X}} \leq 0.342 \Leftrightarrow$$

$$R^2 + X^2 - 2 \cdot R - 3.464 \cdot X - 0.342 \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \sqrt{R^2 + X^2 + 16 - 4 \cdot R - 6.9282 \cdot X} \leq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.15):



Σχήμα 3.15: Tomato χαρακτηριστική με $\lambda_1 < 90^\circ$

Στα παραπάνω σχήματα ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ενεργοποιούν τον ηλεκτρονόμο βρίσκεται στην σκιασμένη επιφάνεια (μωβ χρώμα).

3.2.1.6 Χαρακτηριστική κατεύθυνσης (Directional)

Για την directional χαρακτηριστική παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την

$$Z_R \cdot I_L \quad (3.52)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την:

$$V_L \quad (3.53)$$

Από τις σχέσεις (3.9), (3.52) και (3.53), μπορεί να γραφτεί:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{Z_R}{Z} = \frac{Z_R \cdot I_L}{V_L} \quad (3.54)$$

Θεωρούμε ότι:

$$Z_R = |Z_R| \angle \theta \quad (3.55)$$

Από τις σχέσεις (3.55), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.54) ότι:

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{S_2} &= \frac{Z_R \angle \theta \cdot I_L \angle -\varphi_L}{V_L} = \frac{I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta + j \cdot \sin \theta) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{I_L \cdot Z_R \cdot [(\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)]}{V_L} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)}{V_L} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Όπως και προηγουμένως ισχύουν οι σχέσεις:

$$\cos \varphi \geq 0 \quad \text{και} \quad \cos \varphi = \frac{ac}{\sqrt{(ac+bd)^2 + (bc-ad)^2}} \quad (3.57)$$

όπου:

$$a = I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)$$

$$b = -I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L) \quad \text{και}$$

$$c = V_L, \quad d = 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.17) θα δίνονται για $\frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \geq 0$. Επειδή ο παρονομαστής είναι θετικός μπορεί να παραληφθεί

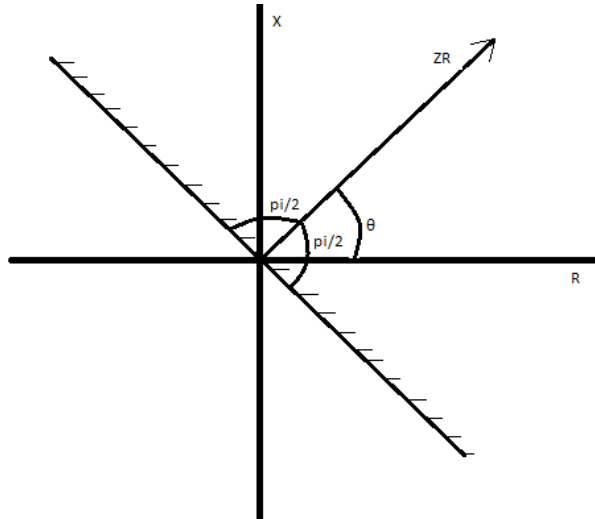
οπότε να καταλήξουμε στην σχέση:

$$ac \geq 0 \Leftrightarrow V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) \geq 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$Z \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) \geq 0 \Leftrightarrow R \cdot \cos \theta + X \cdot \sin \theta \geq 0 \quad (3.58)$$

Ο γεωμετρικός τόπος της σχέσης 3.58 φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.16):



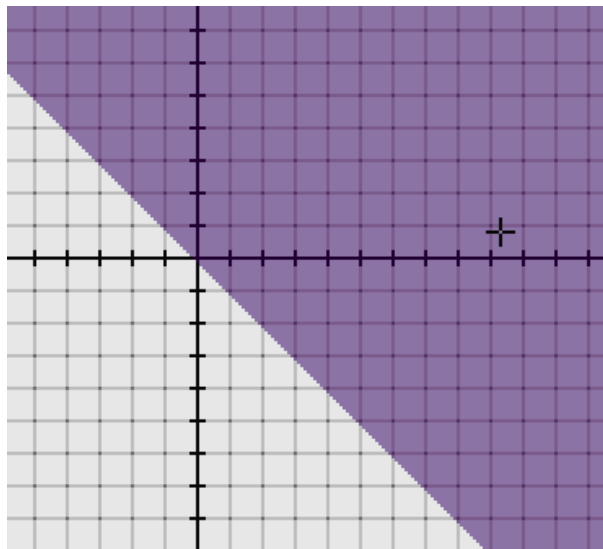
Σχήμα 3.16: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση $R \cdot \cos \theta + X \cdot \sin \theta \geq 0$

Θα δοθεί ένα παράδειγμα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.58) παρουσιάζοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με χαρακτηριστική κατεύθυνσης.

- Με $Z_{R1} = 2.82842 \angle \frac{\pi}{4} = 2.82842 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 2.82942 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = 2 + j \cdot 2$

Η εξίσωση (3.58) παίρνει την μορφή: $R \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} + X \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \geq 0$

Τα σημεία που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνονται στην σκιασμένη περιοχή (μωβ χρώμα) στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.17: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση του παραδείγματος

3.2.1.7 Χαρακτηριστική περιορισμένης κατεύθυνσης (Restricted Directional)

Η χαρακτηριστική περιορισμένης κατεύθυνσης προκύπτει όταν $\lambda \neq 90^\circ$. Σύμφωνα με την σχέση 3.53 και με την συνθήκη που προαναφέρθηκε προηγουμένως παίρνουμε:

$$\frac{ac}{\sqrt{(ac)^2 + (bc)^2}} \geq \cos \lambda \Leftrightarrow \frac{V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)}{V_L \cdot I_L \cdot Z_R} \geq \cos \lambda$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

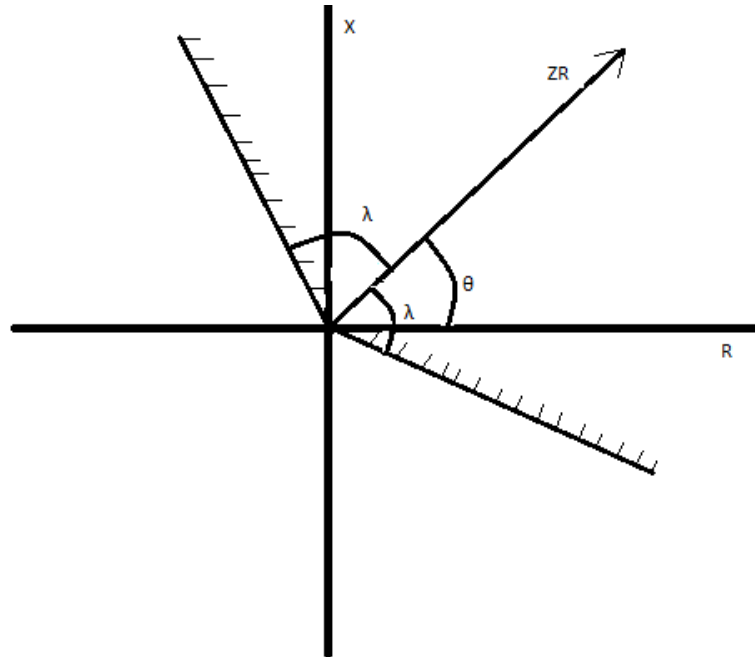
$$\frac{Z \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)}{Z} \geq \cos \lambda \Leftrightarrow$$

$$Z \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - Z \cdot \cos \lambda \geq 0$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης, επομένως τον γεωμετρικό τόπο των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορούμε να τον απεικονίσουμε στο R-X επίπεδο. Οπότε η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$R \cdot \cos \theta + X \cdot \sin \theta - \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \cos \lambda \geq 0 \quad (3.59)$$

Ο γεωμετρικός τόπος της χαρακτηριστικής περιορισμένης κατεύθυνσης (σχέση 3.59) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.18):



Σχήμα 3.18: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση της σχέσης 3.59

Θα δοθούν δύο παραδείγματα για δύο διαφορετικές γωνίες λ χρησιμοποιώντας την σχέση (3.59) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με χαρακτηριστική περιορισμένης κατεύθυνσης.

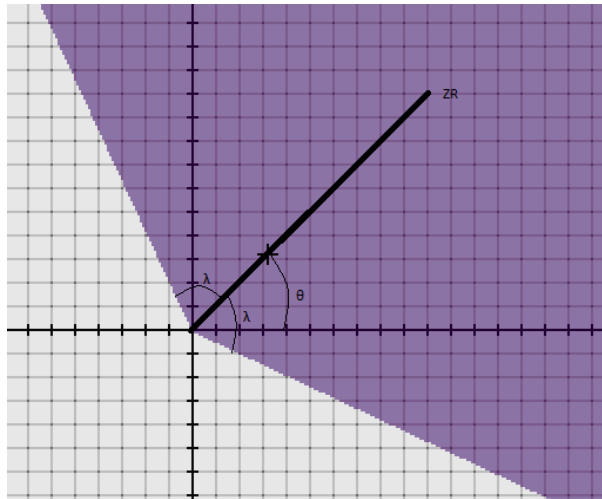
- Με $Z_{R1} = 2.82842 \angle \frac{\pi}{4} = 2.82842 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 2.82942 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = 2 + j \cdot 2$ και $\lambda = 70^\circ$

Η εξίσωση (3.55) παίρνει την μορφή:

$$R \cdot \cos \theta + X \cdot \sin \theta - \sqrt{R^2 + X^2} \cdot \cos 70^\circ \geq 0 \Leftrightarrow$$

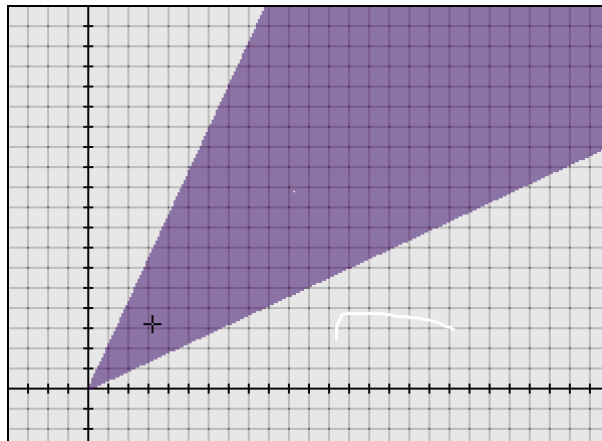
$$R \cdot \cos \theta + X \cdot \sin \theta - 0.342 \cdot \sqrt{R^2 + X^2} \geq 0$$

Τα σημεία που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνονται στην σκιασμένη περιοχή (μωβ χρώμα) στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.19: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση του παραδείγματος για $\lambda = 70^\circ$

Για $\lambda = 20^\circ$ θα παίρναμε τον ακόλουθο γεωμετρικό τόπο που φαίνεται στο σχήμα 3.20.



Σχήμα 3.20: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση του παραδείγματος για $\lambda = 20^\circ$

Μπορούμε από τα παραπάνω να συμπεράνουμε ότι η directional χαρακτηριστική είναι μια υποπερίπτωση της περιορισμένης directional χαρακτηριστικής και πιο συγκεκριμένα όταν $\lambda = 90^\circ$.

3.2.1.8 Ωμική χαρακτηριστική (Ohm characteristic)

Η ωμική χαρακτηριστική είναι μια γενική περίπτωση από κάποιες συγκεκριμένες χαρακτηριστικές όπως είναι η χαρακτηριστική αντίστασης και επαγωγικής χαρακτηριστικής. Παίρνουμε σαν μετρούμενη ποσότητα την:

$$-V_L + Z_R \cdot I_L \quad (3.60)$$

και σαν ποσότητα πόλωσης την

$$Z_R \cdot I_L \quad (3.61)$$

Από τις σχέσεις (3.9), (3.60) και (3.61), μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{S_1}{S_2} = \frac{-Z + Z_R}{Z_R} = \frac{-V_L + Z_R \cdot I_L}{Z_R \cdot I_L} \quad (3.62)$$

Θεωρούμε ότι:

$$Z_R = |Z_R| \angle \theta \quad (3.63)$$

Από τις σχέσεις (3.63), (3.11) και (3.12) έχουμε για την σχέση (3.62) ότι:

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + Z_R \angle \theta \cdot I_L \angle -\varphi_L}{Z_R \angle \theta \cdot I_L \angle -\varphi_L} = \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta + j \cdot \sin \theta) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)}{I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta + j \cdot \sin \theta) \cdot (\cos \varphi_L - j \cdot \sin \varphi_L)} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot [(\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)]}{I_L \cdot Z_R \cdot [(\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)]} \Leftrightarrow \\ \frac{S_1}{S_2} &= \frac{-V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)}{I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) - j \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)} \end{aligned}$$

Όπως και προηγουμένως ισχύουν οι σχέσεις:

$$\cos \varphi \geq 0 \text{ και } \cos \varphi = \frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \quad (3.64)$$

όπου:

$$a = -V_L + I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)$$

$$b = -I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)$$

$$c = I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L),$$

$$d = -I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L)$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την σχέση (3.17) θα δίνονται για:

$$\frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \geq 0$$

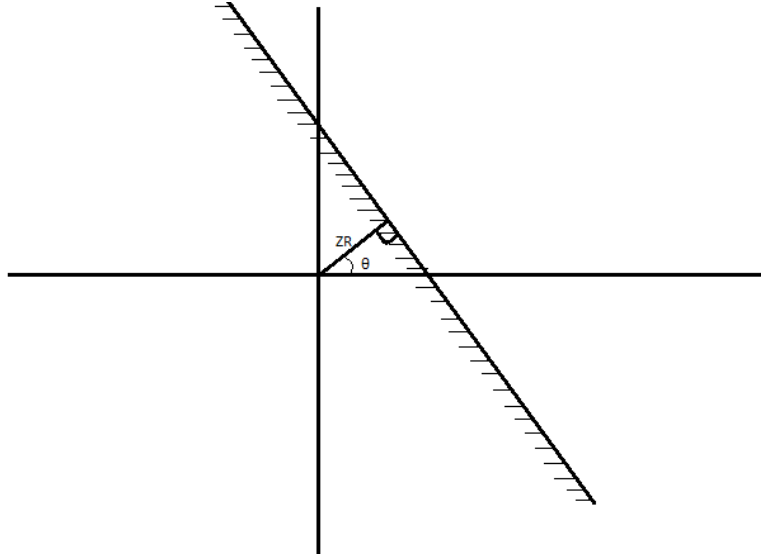
Επειδή ο παρονομαστής είναι θετικός μπορεί να παραληφθεί οπότε να καταλήξουμε στην σχέση:

$$ac + bd \geq 0 \Leftrightarrow -V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + I_L^2 \cdot Z_R^2 \geq 0$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$-Z \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + Z_R^2 \geq 0 \Leftrightarrow -R \cdot \cos \theta - X \cdot \sin \theta + Z_R \geq 0 \quad (3.65)$$

Ο γεωμετρικός τόπος της σχέσης 3.65 φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.21):



Σχήμα 3.21: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση της σχέσης 3.65

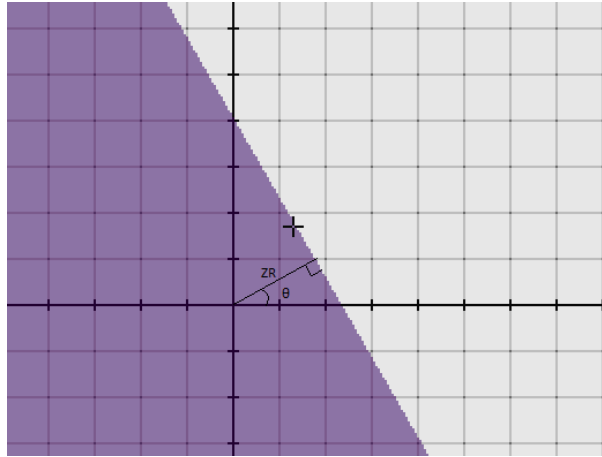
Θα δώσουμε ένα παράδειγμα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.65) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με ωμική χαρακτηριστική.

- Με $Z_{R1} = 2 \angle \frac{\pi}{6} = 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$

Η εξίσωση (3.60) παίρνει την μορφή:

$$-R \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - X \cdot \frac{1}{2} + 2 \geq 0$$

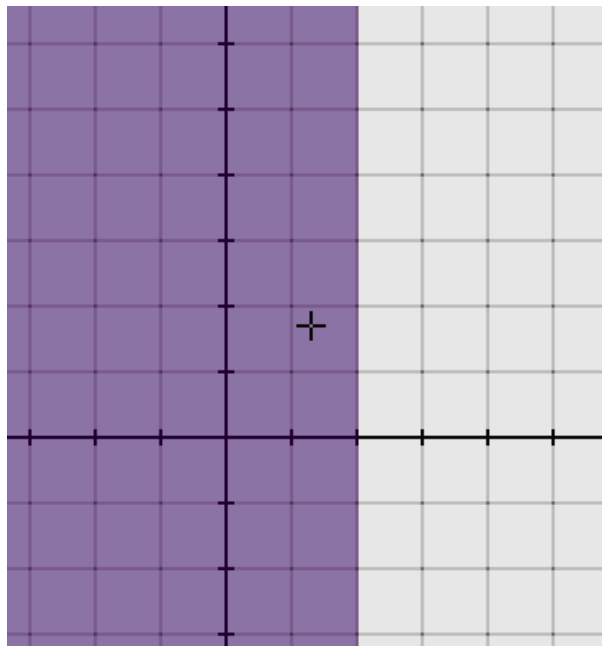
Τα σημεία που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνονται στην σκιασμένη περιοχή (μωβ χρώμα) στο παρακάτω σχήμα:

Σχήμα 3.22: *Ohm* χαρακτηριστική

- Για $\theta = 0$ παίρνουμε την χαρακτηριστική αντίστασης και η σχέση 3.65 παίρνει την μορφή:

$$-R + Z_R \geq 0 \quad (3.66)$$

Τα σημεία που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνονται στην σκιασμένη περιοχή (μωβ χρώμα) στο παρακάτω σχήμα:

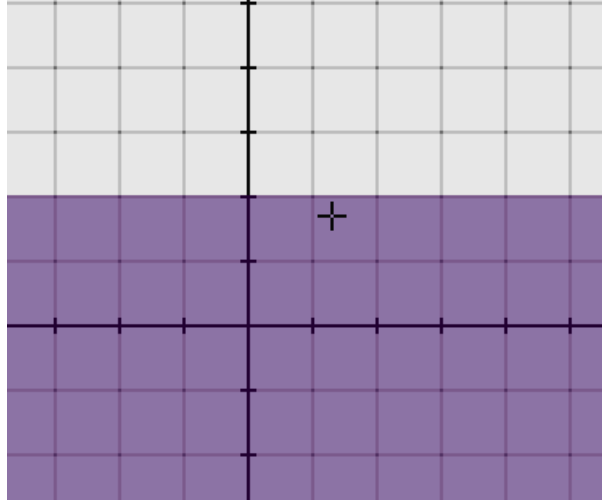


Σχήμα 3.23: Χαρακτηριστική αντίστασης

- Για $\theta = 90^\circ$ παίρνουμε την χαρακτηριστική αντίδρασης και η σχέση 3.61 παίρνει την μορφή:

$$-X + Z_R \geq 0 \quad (3.67)$$

Τα σημεία που ικανοποιούν την παραπάνω ανίσωση φαίνονται στην σκιασμένη περιοχή (μωβ χρώμα) στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.24: Χαρακτηριστική αντίδρασης

3.2.1.9 Χαρακτηριστική περιορισμένης αντίδρασης (restricted reactance)

Μπορούμε να την θεωρήσουμε σαν τον καθρέφτη της περιορισμένης directional χαρακτηριστικής. Η ζώνη λειτουργίας είναι σε αυτή την περίπτωση μικρότερη από 180° . Οπότε το κριτήριο λειτουργίας στον συγκριτή φάσης είναι $\lambda < 90^\circ$ και όχι $\lambda = 90^\circ$.

Οπότε από την σχέση 3.14 με το δεύτερο μέλος διάφορο του μηδενός παίρνουμε:

$$\frac{ac + bd}{\sqrt{(ac + bd)^2 + (bc - ad)^2}} \geq \cos \lambda \Leftrightarrow$$

$$\frac{-V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + I_L^2 \cdot Z_R^2}{\sqrt{K}} \geq \cos \lambda$$

Όπου:

$$K = \left(-V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + I_L^2 \cdot Z_R^2 \right)^2$$

$$+ \left(-V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \sin \varphi_L - \sin \theta \cdot \cos \varphi_L) \right)^2$$

Μετά από πράξεις καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση:

$$\frac{-V_L \cdot I_L \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + I_L^2 \cdot Z_R^2}{\sqrt{V_L^2 \cdot I_L^2 \cdot Z_R^2 + I_L^4 \cdot Z_R^4 - 2 \cdot V_L \cdot I_L^3 \cdot Z_R^3 \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)}} \geq \cos \lambda$$

Διαιρούμε με το μέτρο I_L^2 και παίρνουμε:

$$\frac{-Z \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + Z_R^2}{\sqrt{Z^2 \cdot Z_R^2 + Z_R^4 - 2Z \cdot Z_R^3 \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)}} \geq \cos \lambda \Leftrightarrow$$

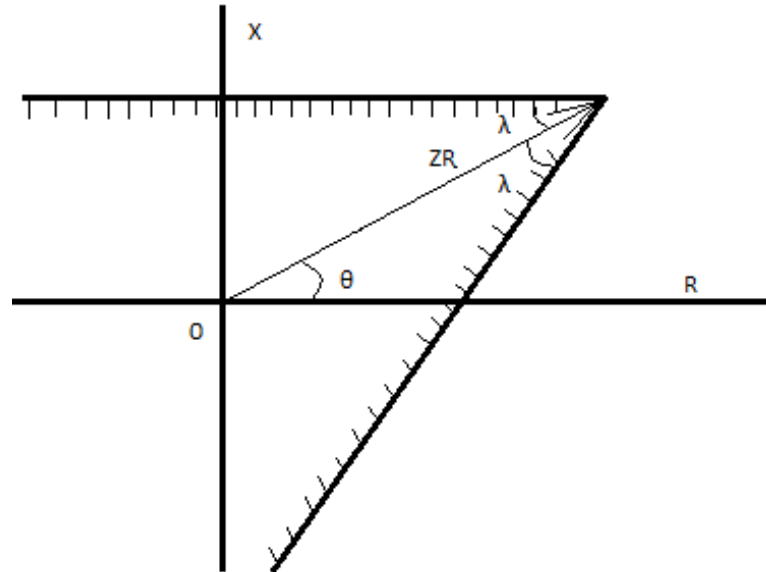
$$\frac{-Z \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L) + Z_R}{\sqrt{Z^2 + Z_R^2 - 2Z \cdot Z_R \cdot (\cos \theta \cdot \cos \varphi_L + \sin \theta \cdot \sin \varphi_L)}} \geq \cos \lambda$$

Η ποσότητα Z είναι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης, επομένως τον γεωμετρικό τόπο των σύνθετων αντιστάσεων Z μπορούμε να τον απεικονίσουμε στο R - X επίπεδο. Οπότε η παραπάνω σχέση παίρνει την μορφή:

$$\frac{-R \cos \theta - X \sin \theta + Z_R}{\sqrt{R^2 + X^2 + Z_R^2 - 2RZ_R \cdot \cos \theta - 2XZ_R \cdot \sin \theta}} \geq \cos \lambda \Leftrightarrow$$

$$-R \cos \theta - X \sin \theta + Z_R - \cos \lambda \sqrt{R^2 + X^2 + Z_R^2 - 2RZ_R \cdot \cos \theta - 2XZ_R \cdot \sin \theta} \geq 0 \quad (3.68)$$

Ο γεωμετρικός τόπος της περιορισμένης reactance χαρακτηριστικής (σχέση 3.68) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.25):



Σχήμα 3.25: Γεωμετρικός τόπος των σημείων που ικανοποιούν την ανίσωση της σχέσης 3.68

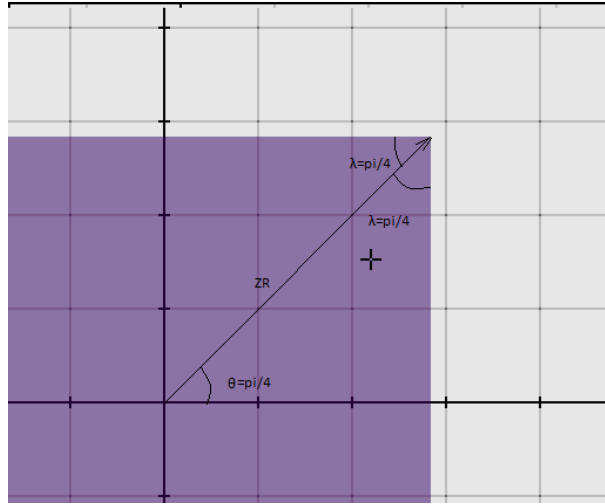
Θα δώσουμε δύο τυπικά παραδείγματα χρησιμοποιώντας την σχέση (3.68) δείχνοντας τον γεωμετρικό τόπο των σημείων που ενεργοποιούν ένα ηλεκτρονόμο απόστασης με περιορισμένη reactance χαρακτηριστική.

- Με $Z_{R1} = 4 \angle \frac{\pi}{4} = 4 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \cdot 4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right)$ και $\lambda = \frac{\pi}{4}$

Η εξίσωση (3.64) παίρνει την μορφή:

$$-R \frac{\sqrt{2}}{2} - X \frac{\sqrt{2}}{2} + 4 - \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{R^2 + X^2 + 16 - 8R \frac{\sqrt{2}}{2} - 8X \frac{\sqrt{2}}{2}} \geq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R, X στο επίπεδο R - X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (σχήμα 3.26):



Σχήμα 3.26: Περιορισμένη επαγωγική χαρακτηριστική για $\lambda = 45^\circ$

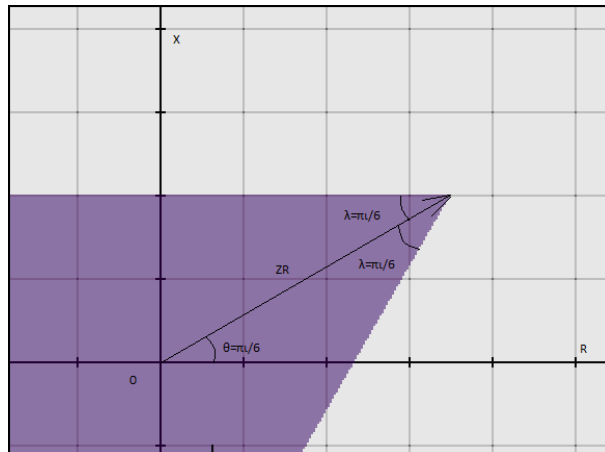
- Με $Z_{R1} = 4 \angle \frac{\pi}{6} = 4 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \cdot 4 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$

και χαρακτηριστική γωνία $\lambda = 30^\circ$

Η εξίσωση (3.63) παίρνει την μορφή:

$$-0.866R - \frac{1}{2}X + 4 - 0.866\sqrt{R^2 + X^2 + 16} - 8R \cdot 0.866 - 8X \cdot \frac{1}{2} \geq 0$$

Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων R,X στο επίπεδο R-X φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.27):



Σχήμα 3.27: Περιορισμένη επαγωγική χαρακτηριστική για $\lambda = 30^\circ$

3.2.2 Συγκριτές πλάτους

Το κριτήριο λειτουργίας των συγκριτών πλάτους μπορεί να διατυπωθεί ως εξής:

$$S_1 \geq S_2 \Leftrightarrow a^2 + b^2 \leq c^2 + d^2 \Leftrightarrow a^2 + b^2 - c^2 + d^2 \leq 0 \quad (3.69)$$

Δεν θα εξεταστούν με λεπτομέρεια οι αποδείξεις των χαρακτηριστικών που μελετήθηκαν παραπάνω. Σε επόμενη παράγραφο θα δοθεί ένας συγκεντρωτικός πίνακας για τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται, για την λειτουργία και την συγκράτηση στους συγκριτές πλάτους και για τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται, για την μέτρηση

και για την πόλωση, στους συγκριτές φάσης, για όλες τις περιπτώσεις των χαρακτηριστικών λειτουργίας των ηλεκτρονόμων.

3.2.3 Δυαδικότητα μεταξύ συγκριτών φάσης (τύπου συνημίτονου) και συγκριτών πλάτους

Οποιαδήποτε χαρακτηριστική των ηλεκτρονόμων που μπορεί να παραχθεί από έναν συγκριτή φάσης τύπου συνημίτονου μπορεί να παραχθεί και από έναν συγκριτή πλάτους και αντίστροφα. Αυτό μπορεί να γίνει με την άθροιση και την διαφορά μεταξύ των εισόδων του συγκριτή. Οι σχέσεις που δείχνουν την δυαδικότητα μεταξύ των δύο τύπων των συγκριτών φαίνονται παρακάτω:

$$\begin{aligned} S_o &= S_1 + S_2 & S_1 &= \frac{S_o + S_r}{2} \\ & & \Leftrightarrow & \\ S_r &= S_1 - S_2 & S_2 &= \frac{S_o - S_r}{2} \end{aligned} \quad (3.70)$$

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τάσεις που χρησιμοποιούνται ως εισόδοι στους συγκριτές ανάλογα με το είδος της χαρακτηριστικής λειτουργίας των ηλεκτρονόμων απόστασης.

Πίνακας 3.1: Είσοδοι στους συγκριτές ανάλογα με το είδος της χαρακτηριστικής λειτουργίας των ηλεκτρονόμων απόστασης

Χαρακτηριστική	Συγκριτής Πλάτους		Συγκριτής Φάσης	
	Λειτουργία	Συγκράτηση	Μέτρηση	Πόλωση
Κατεύθυνσης	$V + IZ_R$	V	IZ_R	V
Σύνθετης αντίστασης	IZ_R	V	$IZ_R - V$	$IZ_R + V$
Ωμική	$2IZ_R - V$	V	$IZ_R - V$	IZ_R
Mho	$IZ_R/2$	$V - IZ_R/2$	$IZ_R - V$	V
Offset Mho	$IZ_R - Z_O$	$2V - I(Z_R - Z_O)$	$IZ_R - V$	$V - IZ_O$

3.2.4 Συγκριτές πολλών εισόδων

Μέχρι τώρα εξετάστηκαν συγκριτές πλάτους και φάσης δύο εισόδων. Όπως επισημάνθηκε και η στενή σχέση που συνδέει αυτούς τους δύο τύπους συγκριτών. Όλοι οι συγκριτές δύο εισόδων που εξετάσαμε δίνουν χαρακτηριστικές που είναι ευθείες γραμμές ή κύκλους και χαρακτηρίζονται ως κλασσικές χαρακτηριστικές.

Όταν οι εισόδοι των συγκριτών είναι περισσότεροι από δύο τότε οι συγκριτές αυτοί ονομάζονται συγκριτές πολλών εισόδων. Οι συγκριτές αυτοί μπορούν να συγκρίνουν το πλάτος ή την φάση των εισόδων ή ένα συνδυασμό των δύο αυτών τρόπων. Οι τελευταίοι ονομάζονται υβριδικοί συγκριτές. Στους συγκριτές πολλών εισόδων δεν ισχύει πλέον η δυαδικότητα μεταξύ των συγκριτών φάσης και πλάτους.

Οι συγκριτές πολλών εισόδων δίνουν μη κλασσικές ή μη συνεχόμενες χαρακτηριστικές.

Οι τρεις τύποι των συγκριτών πολλών εισόδων ανάλογα με το σχήμα των χαρακτηριστικών που παράγουν διακρίνονται σε:

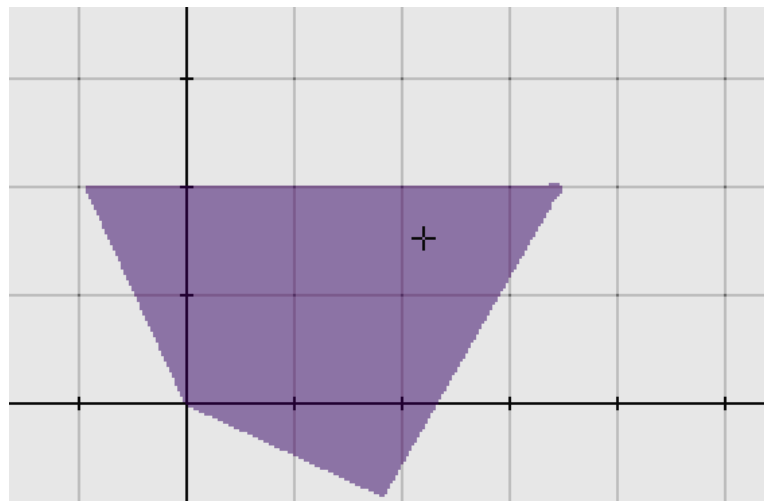
- Συγκριτές κωνικών τομών
- Πολυφασικοί συγκριτές
- Πολύπλευροι Συγκριτές

Στους συγκριτές κωνικών τομών μπορούμε να βρούμε τις παρακάτω χαρακτηριστικές λειτουργίας: Ελλείψεις, Παραβολές, Υπερβολές και Limacon.

Οι πολυφασικοί συγκριτές περιέχουν ένα συγκριτή φάσης για όλα τα σφάλματα αντίθετα με τους κλασσικούς συγκριτές που περιέχουν έξι συγκριτές, ένα για κάθε είδος σφάλματος. (Τρεις συγκριτές για σφάλμα φάσης-γης και τρεις για σφάλματα μεταξύ φάσεων).

Τέλος οι πολύπλευροι συγκριτές θεωρούνται οι ιδανικοί συγκριτές για την προστασία απόστασης.

Μια χαρακτηριστική ενός τέτοιου συγκριτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 3.28: Χαρακτηριστική τετράπλευρου

4 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ Μ/Σ ΕΝΤΑΣΗΣ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ

4.1 Εισαγωγή

Οι ηλεκτρονόμοι προστασίας συνδέονται με τα δίκτυα τα οποία προστατεύουν μέσω μετασχηματιστών εντάσεως (ΜΕ) και τάσεως (ΜΤ). Η ακρίβεια με την οποία οι ΜΕ και ΜΤ μεταφέρουν τα προς μέτρηση μεγέθη του ελεγχόμενου δικτύου στους ηλεκτρονόμους τόσο κατά τη μόνιμη εγκατάσταση λειτουργίας όσο κατά την μεταβατική παίζει σημαντικό ρόλο στην ακρίβεια λειτουργίας των προστασιών.

Με την χρησιμοποίηση των ΜΕ και ΜΤ επιτυγχάνεται η απομόνωση των κυκλωμάτων μετρήσεως και ελέγχου από τα πρωτογενή κυκλώματα υψηλών τάσεων ή και εντάσεων και δίδεται η δυνατότητα τυποποίησης των ονομαστικών τάσεων και εντάσεων των ηλεκτρονόμων (100 ή 110V και 1 ή 5A).

Οι μετασχηματιστές έντασης και τάσης της προστασίας είναι παρόμοιοι με αυτούς των οργάνων μετρήσεως διαφέρουν όμως στο ότι η ακρίβεια τους καθορίζεται για διαφορετικά μεγέθη. Π.χ. για τους ΜΕ προστασίας ενδιαφέρει η ακρίβεια για υπερεντάσεις μέχρι $20 I_N$ ενώ για τους μετρήσεως μέχρι $1.2 I_N$ όπου I_N η ονομαστική ένταση του ΜΕ.

Η ισχύς των ΜΕ και ΜΤ είναι μέχρι μερικές δεκάδες VA. Το μέγεθός τους εξαρτάται μόνο από τις μονώσεις που απαιτούνται για την τάση λειτουργίας της εγκαταστάσεως στην οποία εγκαθίσταται ή και το μέγεθος των εντάσεων προκειμένου για μετασχηματιστές έντασης.

4.2 Λειτουργία ΜΕ

Τα κύρια μέρη ενός μετασχηματιστή έντασης είναι τα τυλίγματα πρωτεύοντος – δευτερεύοντος και ο πυρήνας. Το κύριο χαρακτηριστικό των ΜΕ είναι ότι η ένταση του πρωτεύοντος επιβάλλεται από το κύκλωμα στο οποίο συνδέεται, η δε αντίσταση Z που συνδέεται στο δευτερεύον πρέπει να είναι πολύ μικρή ώστε ουσιαστικά ο ΜΕ να λειτουργεί με βραχυκυκλωμένο το δευτερεύον. Εάν το τελευταίο δεν συμβαίνει αλλά η αντίσταση του δευτερεύοντος γίνει μεγάλη ή ανοιχτοκυκλωθεί το δευτερεύον τότε ο ΜΕ μπορεί να εισέλθει στον κορεσμό ή να πάθει βλάβη.

Μερικές φορές ο ΜΕ περιλαμβάνει δύο τυλίγματα δευτερεύοντος: ένα προστασίας και ένα μετρήσεως.

4.2.1 Ιδανικός ΜΕ

Το ρεύμα στο δευτερεύον τυλίγμα ενός ΜΕ είναι αναλογικά τέλειο αντίγραφο του πρωτεύοντος ρεύματος. Στον ιδανικό ΜΕ δεν υπάρχουν απώλειες τόσο ωμικές όσο και στην μαγνητική ροή. Επίσης το ρεύμα μαγνήτισης είναι μηδενικό.[4.3]

Αν τα τυλίγματα του πρωτεύοντος τυλίγματος είναι n_p και του δευτερεύοντος τυλίγματος είναι n_s η ιδανική σχέση μεταξύ του ρεύματος στο πρωτεύον (I_p) και του ρεύματος στο δευτερεύον (I_s) θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:[4.3]

$$I_p \cdot n_p = I_s \cdot n_s \quad (4.1)$$

$$I_s = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_p = \frac{I_p}{\frac{n_s}{n_p}} = \frac{I_p}{n} \quad (4.2)$$

Όπου:

n είναι ο λόγος μετασχηματισμού του ΜΕ, $n = \frac{n_s}{n_p}$

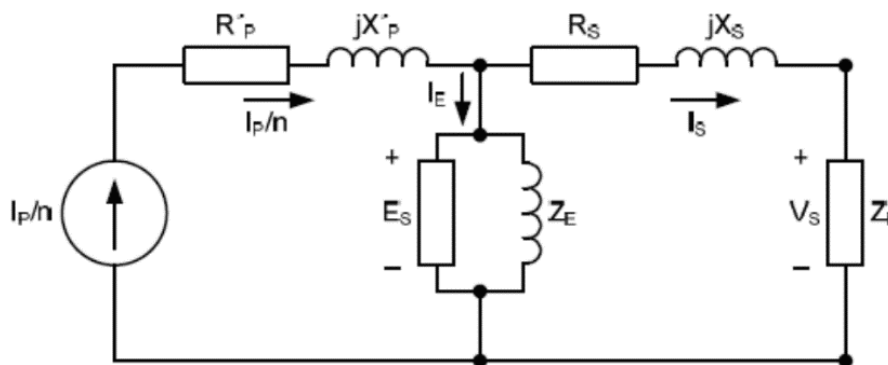
Η ισότητα (4.2) μπορεί να γραφεί και σε ανά μονάδα (pu) στην μορφή:

$$I_s(\text{pu}) = I_p(\text{pu}) \quad (4.3)$$

4.2.2 Συμπεριφορά μη ιδανικού ΜΕ

Ένα πραγματικός ΜΕ έχει απώλειες χαλκού, μαγνητικής ροής και απώλειες πυρήνα και χρειάζεται ένα συγκεκριμένο ρεύμα διέγερσης για την μαγνήτιση του. Όλα αυτά έχουν σαν αποτέλεσμα το ρεύμα στο δευτερεύον του ΜΕ να μην είναι ιδανικά ανάλογο του ρεύματος στο πρωτεύον. Στις περισσότερες συνθήκες λειτουργίας η αναπαραγωγή του ρεύματος στο πρωτεύον από τους ΜΕ είναι σχεδόν ιδανική, όμως κάτω από κάποιες συνθήκες ο πυρήνας του ΜΕ εισέρχεται στον κορεσμό και ο ΜΕ αποτυγχάνει να αναπαράγει σωστά το ρεύμα στο πρωτεύον.

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του ΜΕ ανηγμένο στο δευτερεύον. Το ρεύμα στο πρωτεύον του ΜΕ, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, επιβάλλεται από το δίκτυο I_p διότι το πρωτεύον τύλιγμα συνδέεται σε σειρά με το στοιχείο που προστατεύεται. Η πηγή ρεύματος I_p/n απεικονίζει το ρεύμα στο δίκτυο. Οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων και οι απώλειες της μαγνητικής ροής είναι $R_p' + j \cdot X_p'$ για το πρωτεύον τύλιγμα ανοιγμένο στο δευτερεύον και $R_s + j \cdot X_s$ για το δευτερεύον τύλιγμα αντίστοιχα. Σαν αποτέλεσμα της πηγής ρεύματος η ωμική αντίσταση και η απώλεια μαγνητικής ροής του πρωτεύοντος τυλίγματος μπορεί να παραληφθεί. Η μη γραμμική εμπέδηση διέγερσης Z_E απεικονίζει την μαγνήτιση του ΜΕ. Το ρεύμα διέγερσης I_E αποτελείται από δύο ρεύματα: Το ρεύμα μαγνήτισης το οποίο διέρχεται από το επαγωγικό στοιχείο της Z_E το οποίο χρειάζεται για την παραγωγή της μαγνητικής ροής στον πυρήνα του ΜΕ και το ρεύμα απωλειών που διαρρέει το ωμικό στοιχείο της Z_E το οποίο συμβολίζει τις απώλειες λόγω βρόγχου υστέρησης και δινορευμάτων (eddy currents).



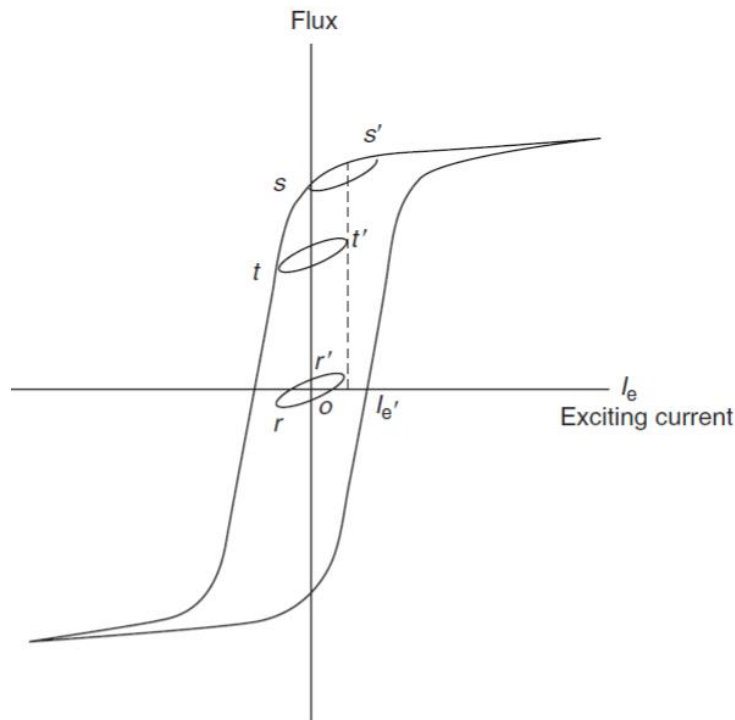
Σχ. 4.1. Ισοδύναμο κύκλωμα ΜΕ ανηγμένο στο δευτερεύον

Η τάση διέγερσης E_s είναι η τάση που αναπτύσσεται στο δευτερεύον τύλιγμα και η εμπέδηση Z_B απεικονίζει το ολικό φορτίο το οποίο συνδέεται στο δευτερεύον τύλιγμα. Η εμπέδηση αυτή αναφέρεται ως επιφόρτιση του ΜΕ (CT burden). Η τάση V_s είναι η τάση που εμφανίζεται στα άκρα του δευτερεύοντος τυλίγματος και κατά συνέπεια στο φορτίο του ΜΕ. Όταν η τάση V_s έχει μικρή τιμή το ρεύμα διέγερσης I_E κυμαίνεται σε χαμηλές τιμές και ο ΜΕ συμπεριφέρεται γραμμικά χωρίς να υπάρξει κορεσμός. Καθώς όμως η V_s αυξάνει και αυτό μπορεί να οφείλεται στο ότι αυξάνει το ρεύμα στο πρωτεύον ή η επιφόρτιση του ΜΕ (CT burden), το ρεύμα διέγερσης αυξάνει με αποτέλεσμα και την αύξηση της μαγνητικής ροής στο πυρήνα. Μετά από μια συγκεκριμένη τιμή της μαγνητικής ροής έχουμε κορεσμό στον πυρήνα, το ρεύμα διέγερσης αυξάνει δυσανάλογα και το ρεύμα του δευτερεύοντος τυλίγματος δεν είναι πια πιστό αντίγραφο του ρεύματος στο πρωτεύον τύλιγμα. Βασισμένοι στο σχήμα 4.1 μπορούν να γραφτούν οι εξής σχέσεις για το ρεύμα I_s και την τάση V_s :[4.3]

$$I_s = \frac{I_p}{n} - I_E \quad (4.4)$$

$$V_s = I_s \cdot Z_B = E_s - I_s \cdot (R_s + j \cdot X_s) \quad (4.5)$$

Στο σχήμα 4.2 δείχνει μια τυπική καμπύλη μαγνήτισης ενός ΜΕ (καμπύλη B-H) απεικονίζοντας έναν βρόχο υστέρησης. Από το σχήμα 4.2 μπορεί να διαπιστωθεί ότι η παραμένουσα πυκνότητα μαγνητικής ροής είναι η μαγνητική ροή κατά την οποία η μαγνητική ένταση H του πεδίου είναι μηδέν, σε ημιτονοειδείς συμμετρικές συνθήκες μαγνήτισης του πυρήνα.[4.4]



Σχ. 4.2. Καμπύλη μαγνήτισης

Όταν ο ΜΕ ενεργοποιείται από το ρεύμα φορτίου η μαγνητική ροή που αναπτύσσεται στον πυρήνα του είναι συμμετρική και ακολουθεί μια διαδρομή στον βρόχο υστέρησης rr' όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2. Σφάλματα με μεγάλα σε μέγεθος ρεύματα προκαλούν αυξημένη μαγνητική ροή στον πυρήνα του ΜΕ και μεγαλύτερες διαδρομές στον βρόχο υστέρησης.

Κατά την εκκαθάριση του σφάλματος το ρεύμα στο τύλιγμα του πρωτεύοντος μηδενίζεται και κατ' επέκταση και η ένταση του μαγνητικού πεδίου. Όμως στον πυρήνα έχουμε παραμένουσα μαγνητική ροή όπως είναι το σημείο s στο σχήμα 4.2. Εάν ο ΜΕ ενεργοποιηθεί ξανά το ρεύμα φορτίου που θα διαρρέει το δίκτυο θα δημιουργήσει μαγνητική ροή της οποίας η διαδρομή θα ξαναρχίσει αλλά τώρα από το σημείο s με βρόχο τον ss' . Όμως και πάλι η μαγνητική ροή δεν θα παραμείνει στον βρόχο αυτόν διότι κάτι τέτοιο θα σήμαινε ότι θα είχαμε συνεχές ρεύμα για να την διατηρεί εκεί αλλά θα μετακινηθεί προς τα κάτω σε μια συμμετρική θέση την tt' . Κατά την διάρκεια της μετατόπισης αυτής του βρόχου ένα μικρό συνεχές ρεύμα διαρρέει το δευτερεύον τύλιγμα με χρόνο διάρκειας εξαρτώμενο από την επιφόρτιση που συνδέεται στα άκρα του ΜΕ (burden) το οποίο και καθορίζει την σταθερά χρόνου.

Αν δεν γίνει οποιαδήποτε αλλαγή στο φορτίο ή κάποιο σφάλμα, η μαγνητική ροή θα μεταβάλλεται σταθερά στον βρόχο tt' . Οπότε το επόμενο σφάλμα μπορεί να συμβάλει θετικά ή αρνητικά στην απόκριση του ΜΕ ανάλογα σε ποιο μισό του κύκλου θα βρίσκεται το ρεύμα σφάλματος. Για παράδειγμα αν η παραμένουσα μαγνητική ροή είναι θετική (tt') και στο επόμενο σφάλμα το ρεύμα σφάλματος ξεκινήσει στο θετικό μισό του κύκλου (η μαγνητική ροή αυξάνει κατά την θετική φορά) ο ΜΕ θα εισέλθει στον κορεσμό για μικρότερα, σε τιμή, ρεύματα σφάλματος απ' ό,τι αν είχαμε στον πυρήνα μηδενική μαγνητική ροή. Από την άλλη πλευρά αν το επόμενο ρεύμα σφάλματος ξεκινούσε στο αρνητικό μισό του κύκλου (η μαγνητική ροή αυξάνει κατά την αρνητική φορά) ο ΜΕ θα μπορούσε να μετρήσει πολύ μεγαλύτερα ρεύματα χωρίς να μπει σε κορεσμό.[4.4]

4.2.2.1 Κορεσμός ΜΕ

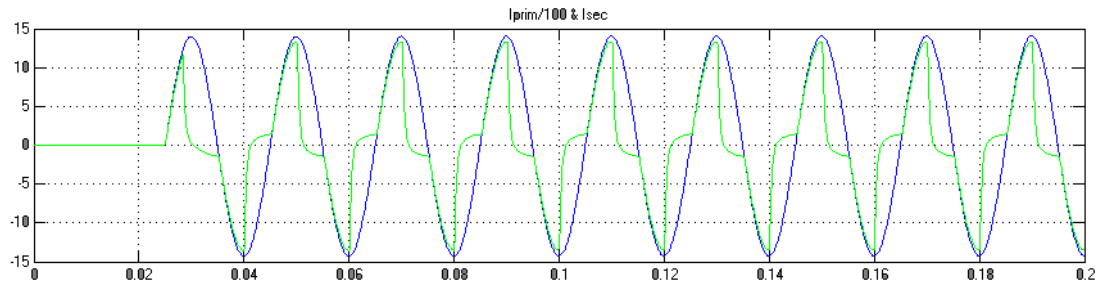
Η μεταβατική απόκριση ενός μετασχηματιστή έντασης (ΜΕ) έχει σημαντική επίδραση στην απόδοση της προστασίας των δικτύων ηλεκτρικής ενέργειας. Ο κορεσμός των ΜΕ μπορεί να επηρεάσει την λειτουργία της προστασίας με δυσάρεστα αποτελέσματα για το δίκτυο κατά την διάρκεια του σφάλματος.

Η επιλογή ΜΕ μεγαλύτερου λόγου μετασχηματισμού για την αποφυγή του κορεσμού μερικές φορές θα έχει σαν αποτέλεσμα ότι οι ΜΕ θα έχουν πολύ μεγαλύτερο ονομαστικό ρεύμα από ότι το ρεύμα φορτίου της γραμμής με συνέπεια μικρότερη ευαισθησία κατά τις μετρήσεις του ρεύματος.

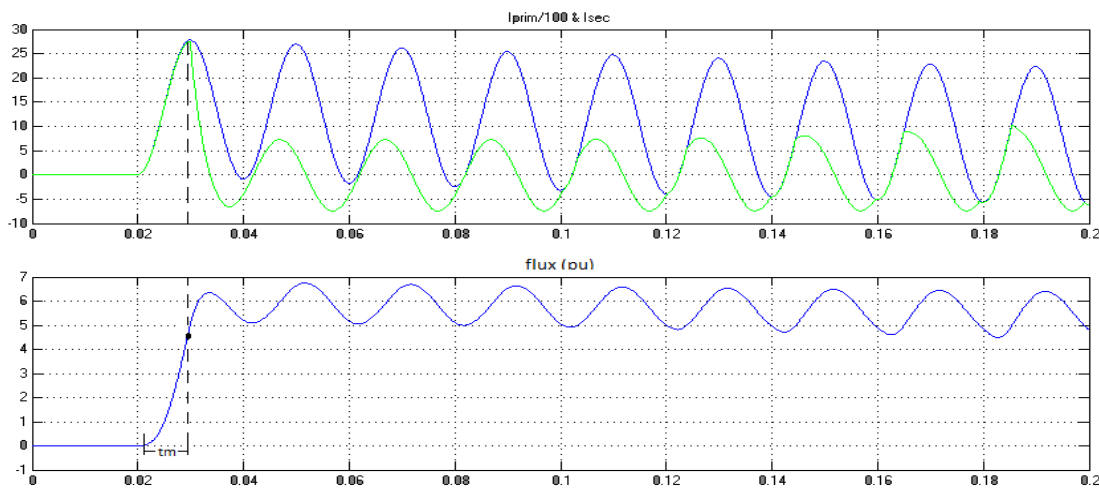
Στο παρελθόν υπήρχαν κάποιοι γενικοί κανόνες για την επιλογή των ΜΕ για μια συγκεκριμένη εφαρμογή. Αυτοί οι κανόνες χρησιμοποιούνταν για τον προσδιορισμό του μεγέθους του ρεύματος σφάλματος το οποίο αν ξεπεραστεί ο ΜΕ εισέρχεται στον κορεσμό (συνυπολογίζοντας και την ac και την dc συνιστώσα) και του χρόνου στον οποίο ο ΜΕ έφτανε στον κορεσμό. Οι κανόνες αυτοί υπολόγιζαν τα δύο παραπάνω μεγέθη παίρνοντας υπόψη το σημείο κορεσμού του ΜΕ (knee point), το φορτίο που συνδέεται στο δευτερεύον του ΜΕ (burden) και τον λόγο X/R του συστήματος. Άλλα σημαντικά κριτήρια όπως η παραμένουσα ροή δεν λαμβάνονταν υπόψη ή αφήνονταν στην διακριτική ευχέρεια του μηχανικού για να συμπεριληφθεί στην μελέτη του για την επιλογή του κατάλληλου ΜΕ.

Η πρόοδος που έχει σημειωθεί σήμερα στους ψηφιακούς ηλεκτρονόμους (H/N) έχει δώσει την δυνατότητα στους σχεδιαστές των H/N να χρησιμοποιούν καινοτόμες μεθόδους για την αντιμετώπιση του κορεσμού των ΜΕ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την βελτίωση της απόδοσης των H/N σύμφωνα με τις απαιτήσεις του δικτύου κάνοντας πλέον, στην επιλογή ενός ΜΕ, αναγκαίο και τον συνυπολογισμό του H/N που θα συνδεθεί ο ΜΕ.[4.3]

Στα δύο παρακάτω σχήματα φαίνονται οι περιπτώσεις κορεσμού ενός ΜΕ. Ο κορεσμός των ΜΕ διακρίνεται σε κορεσμό AC συνιστώσας (Σχήμα 4.3) και στον κορεσμό της DC συνιστώσας που υπεισέρχεται στο ρεύμα σφάλματος (Σχήμα 4.4).



Σχ. 4.3. AC κορεσμός Μ/Σ έντασης



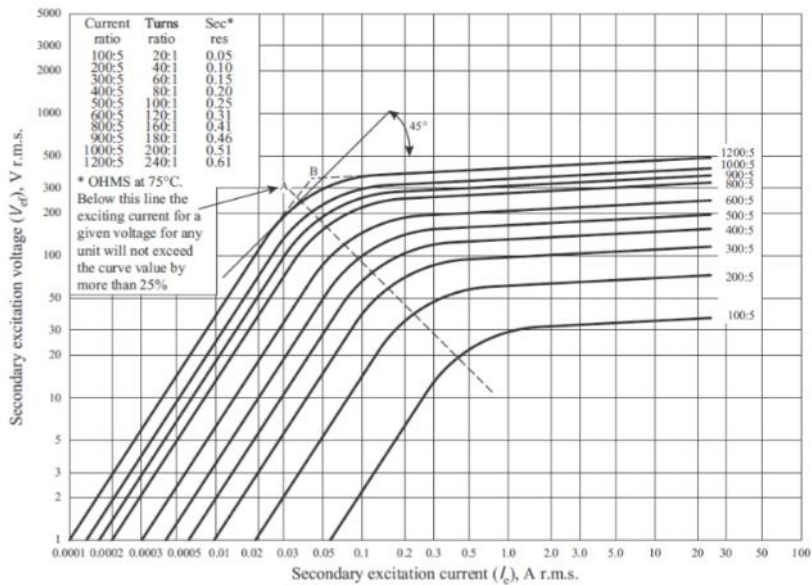
Σχ. 4.4. DC κορεσμός Μ/Σ έντασης

Στο σχήμα 4.4 η κάτω καμπύλη απεικονίζει την μαγνητική ροή ανά μονάδα στον πυρήνα του ΜΕ. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4 (κάτω καμπύλη) ο ΜΕ για να εισέλθει στον κορεσμό περνάει κάποιος χρόνος t_m . Ο χρόνος αυτός ονομάζεται χρόνος κορεσμού και παίζει σημαντικό ρόλο στην ορθότερη διαστασιολόγηση του ΜΕ όπως θα φανεί παρακάτω σε αυτή την ενότητα.

4.2.2.2 Χαρακτηριστική καμπύλη διέγερσης δευτερεύοντος τυλίγματος

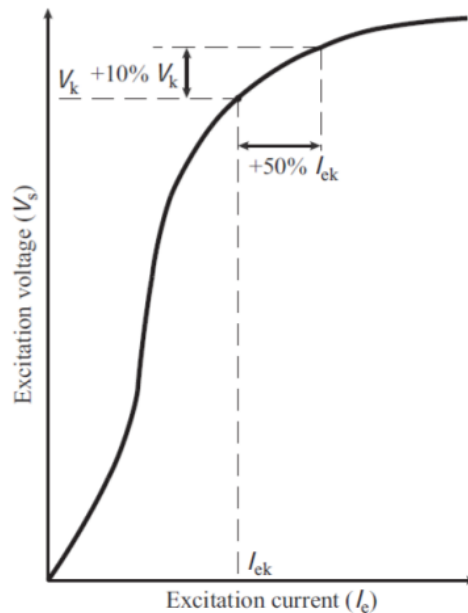
Η χαρακτηριστική καμπύλη της διέγερσης του δευτερεύοντος τυλίγματος είναι μια εναλλακτική απεικόνιση της καμπύλης $B - H$. Μια τέτοια καμπύλη φαίνεται στο σχήμα 4.5 με άξονες την rms τιμή της τάσης διέγερσης E_s (κάθετος άξονας) και την rms τιμή του ρεύματος διέγερσης I_E (οριζόντιος άξονας). Λόγω του ότι η πυκνότητα της μαγνητικής ροής B είναι ανάλογη της τάσης E_s και η ένταση του μαγνητικού πεδίου H είναι ανάλογη του ρεύματος I_E η καμπύλη $B - H$ έχει το ίδιο σχήμα με

την χαρακτηριστική καμπύλη της διέγερσης του δευτερεύοντος τυλίγματος. Οι μηχανικοί στις περισσότερες περιπτώσεις χρησιμοποιούν την δεύτερη η οποία είναι διαθέσιμη από τους κατασκευαστές και μπορεί να προκύψει εύκολα στο εργαστήριο κατόπιν δοκιμών.[4.3]



Σχ. 4.5. Τυπική χαρακτηριστική διέγερσης δευτερεύοντος τυλίγματος Μ/Σ έντασης με μεταβλητό λόγο μετασχηματισμού

Κατά το Ευρωπαϊκό πρότυπο το σημείο K_p που ονομάζεται σημείο κορεσμού ή διαφορετικά σημείο γονάτου (Knee point) είναι το σημείο που μια αύξηση 10% στην τάση διέγερσης αντιστοιχεί σε μια αύξηση του ρεύματος διέγερσης κατά 50% όπως φαίνεται παρακάτω και στο σχήμα 4.6. Πρακτικά το σημείο κορεσμού βρίσκεται από το σημείο τομής των ευθύγραμμων τμημάτων της καμπύλης διέγερσης προεκτείνοντας τα ευθύγραμμα τμήματα της κορεσμένης και της μη κορεσμένης περιοχής (το σημείο B στο σχήμα 4.5).



Σχ. 4.6. Προσδιορισμός του σημείου κορεσμού ενός Μ/Σ έντασης από την χαρακτηριστική διέγερσης του δευτερεύοντος τυλίγματος

Το σημείο κορεσμού κατά το ANSI/IEEE πρότυπο ορίζεται ως το σημείο της τάσης στο οποίο η εφαπτόμενη διερχόμενη απ' αυτό σχηματίζει γωνία 45° με την τετμημένη. Το σημείο κορεσμού κατά το Ευρωπαϊκό πρότυπο είναι ψηλότερα απ' ότι το ANSI/IEEE πρότυπο.

4.3 Σφάλματα ΜΕ

Σύμφωνα με την σχέση 4.4 το ρεύμα διέγερσης I_E δημιουργεί μια διαφορά μεταξύ του πρωτεύοντος ρεύματος ανηγμένο στο δευτερεύον και του ρεύματος στο δευτερεύον τύλιγμα.

Αυτή η διαφορά είναι το σφάλμα του ΜΕ και εμπεριέχει το σφάλμα που οφείλεται στην διαφορά των μεγεθών των δύο ρευμάτων (ratio error) και το σφάλμα που οφείλεται στην διαφορά φάσης μεταξύ των δύο ρευμάτων.

4.3.1 Σφάλμα λόγου ΜΕ

Το σφάλμα λόγου που οφείλεται στην διαφορά των μεγεθών των δύο ρευμάτων μπορεί να εκφρασθεί με δύο διαφορετικούς τρόπους.

Ο πρώτος είναι ορίζοντας απευθείας το σφάλμα δηλαδή

$$\varepsilon = \frac{\frac{I_p}{n} - I_s}{\frac{I_p}{n}} = \frac{I_E}{I_p} = \frac{I_E}{I_1'} \quad (4.6)$$

Όπου:

$$I_1' = \frac{I_p}{n}$$

Ο δεύτερος είναι με τον παράγοντα διόρθωσης λόγου (ratio correction factor RCF).

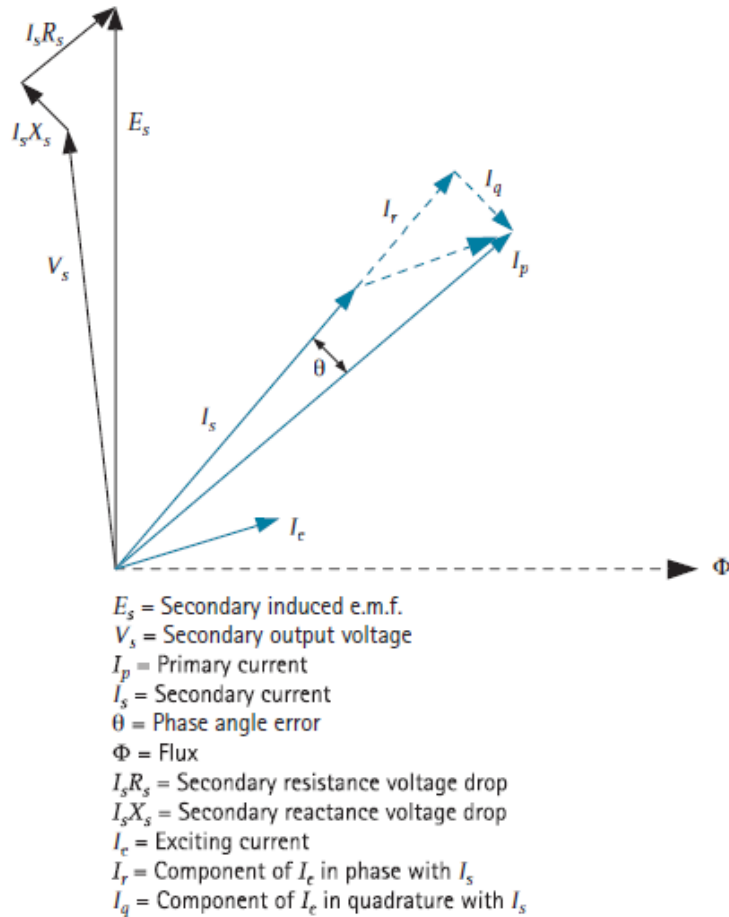
$$R = \frac{1}{1 - \varepsilon} \quad (4.7)$$

Ο παράγοντας διόρθωσης λόγου ορίζεται ως ο αριθμός που πρέπει να πολλαπλασιαστεί ο ονομαστικός λόγος μετασχηματισμού του ΜΕ ώστε να πάρουμε τον πραγματικό λόγο μετασχηματισμού.

Αν και το ε και R είναι μιγαδικοί αριθμοί, μερικές φορές είναι αναγκαίο να χρησιμοποιούμε και το σφάλμα και τον παράγοντα διόρθωσης λόγου σαν πραγματικούς αριθμούς ίσους με το αντίστοιχο μέγεθός τους. Αυτή είναι μια προσεγγιστική μέθοδος όμως με πολύ καλά αποτελέσματα.[4.6]

4.3.2 Σφάλμα φάσης ΜΕ

Το σφάλμα φάσης θ του Μ/Σ έντασης οφείλεται στο ρεύμα I_q . Το I_q που αποτελεί ένα μέρος του ρεύματος διέγερσης I_E , είναι κάθετο στο ρεύμα του δευτερεύοντος κυκλώματος I_s του Μ/Σ έντασης, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.7.



Σχ. 4.7. Διανυσματικό διάγραμμα Μ/Σ έντασης ανηγμένο στο δευτερεύον

Το σφάλμα φάσης εξαρτάται από την διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος στο δευτερεύον I_s και του ρεύματος διέγερσης I_e του Μ/Σ έντασης. Στην σύνδεση επαγωγικών επιφορτίσεων (burden) στο δευτερεύον του Μ/Σ έντασης το σφάλμα φάσης γίνεται πολύ μικρό και με πολύ καλή προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο. Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα διέγερσης προκαλεί μόνο σφάλμα λόγου που οφείλεται στην διαφορά των μέτρων των ρευμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος.

4.3.3 Σύνθετο σφάλμα ΜΕ

Στους Μ/Σ έντασης προστασίας κατά την διάρκεια των σφαλμάτων εμφανίζονται υπερεντάσεις με αποτέλεσμα οι εντάσεις των ρευμάτων να αποκλίνουν από την καθαρά ημιτονοειδή μορφή (περιλαμβάνουν και αρμονικές). Για το λόγο αυτό για τους Μ/Σ έντασης προστασίας ορίζεται το σύνθετο σφάλμα από την σχέση:

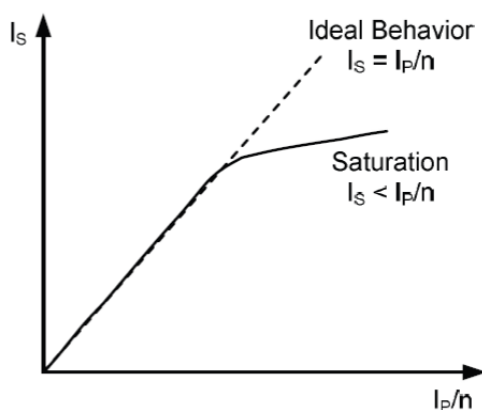
$$\varepsilon_0 = \frac{100}{I_p} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (K_n \cdot i_s - i_p)^2 dt} \quad (4.8)$$

Όπου i_p , i_s οι στιγμιαίες τιμές των εντάσεων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος αντίστοιχα και T η περίοδος ενός κύκλου. Το I_p είναι η ενδεικνυόμενη τιμή της εντάσεως πρωτεύοντος και K_n η ονομαστική σχέση μεταφοράς του Μ/Σ έντασης.

Τα σφάλματα του ΜΕ εξαρτώνται από τις συνθήκες λειτουργίας. Το σφάλμα λόγου ή φάσης των ΜΕ μεταβάλλεται από το φορτίο που συνδέεται στον ΜΕ, από το μέγεθος του ρεύματος στο πρωτεύον όπως επίσης και από την συχνότητα του ρεύματος και την κυματομορφή του. Μια αύξηση του φορτίου του ΜΕ συνεπάγεται και μια αύξηση στην τάση διέγερσης E_s και κατά συνέπεια στο ρεύμα διέγερσης I_E . Οπότε για σταθερό ρεύμα δικτύου (τύλιγμα πρωτεύοντος) μεγαλύτερες τιμές στο ρεύμα διέγερσης δημιουργούν μεγαλύτερα σφάλματα λόγου και φάσης.

Μια αύξηση στο ρεύμα του δικτύου δηλαδή στο ρεύμα που διαρρέει το πρωτεύον τύλιγμα θα έπρεπε υπό φυσιολογικές συνθήκες να προκαλεί μια ανάλογη αύξηση στο ρεύμα διέγερσης και στο ρεύμα του δευτερεύοντος τυλίγματος οπότε και τα σχετικά σφάλματα του ΜΕ να παραμείνουν αμετάβλητα. Όμως το ρεύμα διέγερσης δεν είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης διέγερσης. Αυτός είναι και ο λόγος για την επίδραση της τιμής του ρεύματος στο πρωτεύον τύλιγμα στα σφάλματα του ΜΕ.

Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η επίδραση του κορεσμού του ΜΕ στην τιμή του ρεύματος που διαρρέει το δευτερεύον τύλιγμα. Η πραγματική καμπύλη του I_s προς το I_p/n δεν είναι ευθεία γραμμή. Σε ένα καλοσχεδιασμένο ΜΕ με συγκεκριμένο φορτίο συνδεδεμένο στα άκρα του η συμπεριφορά του είναι σχεδόν γραμμική για ένα μεγάλο εύρος τιμών ρευμάτων.[4.3]



Σχ. 4.8. Ο κορεσμός του Μ/Σ έντασης δημιουργεί σφάλμα στο ρεύμα του δευτερεύοντος κυκλώματος

Για μεγάλα ρεύματα στο πρωτεύον τύλιγμα ο ΜΕ βρίσκεται στον κορεσμό και η διαφορά του ιδανικού ρεύματος στο δευτερεύον τύλιγμα (ή από τον λόγο ρευμάτων $I_s = \frac{I_p}{n}$) και του πραγματικού γίνεται μεγαλύτερη.

4.4 Στοιχεία καθορισμού των ΜΕ προστασίας

Στην συνέχεια δίνονται τα κυριότερα στοιχεία που καθορίζουν και χαρακτηρίζουν τους Μ/Σ έντασης όπως περιλαμβάνονται στους IEC-185, με βάση τα οποία γίνεται και επιλογή τους για μια συγκεκριμένη εγκατάσταση.

4.4.1 Ονομαστικό ρεύμα πρωτεύοντος

Οι τυποποιημένες τιμές είναι:

10 - 12.5 - 15 - 20 - 25 - 30 - 40 - 50 - 60 - 75 A

και τα επί- ή δια- 10 πολλαπλάσια αυτών. Οι υπογραμμισμένες τιμές είναι προτιμητέες.

4.4.2 Ονομαστικό ρεύμα δευτερεύοντος

Οι τυποποιημένες τιμές είναι:

1, 2 και 5 A

4.4.3 Ονομαστική ισχύς εξόδου (επιφόρτιση)

Οι τυποποιημένες τιμές είναι:

2.5 - 5 - 10 - 15 και 30 VA

Τιμές μεγαλύτερες των 30 VA κατ' επιλογή.

4.4.4 Μέγιστη τάση

Ορίζεται σαν η μέγιστη (πολική) τάση που μπορεί να υποστεί ο Μ/Σ έντασης υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου (π.χ. 24 KV) στο οποίο θα εγκατασταθεί.

4.4.5 Ονομαστικό επίπεδο μονώσεως

Ορίζεται ως ο συνδυασμός τιμών της τάσεως (50Hz και κρουστικού κύματος) που χαρακτηρίζουν αντοχή της μονώσεως του Μ/Σ έντασης να υποστεί διηλεκτρικές καταπονήσεις, (π.χ. 50 KV/125 KV). Καθορίζονται αναλυτικά και στα IEC-71.

4.4.6 Ονομαστικό θερμικό ρεύμα βραχείας διάρκειας I_{th}

Η ενδεικνυόμενη τιμή του ρεύματος πρωτεύοντος την οποία μπορεί να αντέξει ένας Μ/Σ έντασης επί 1 δευτερόλεπτο χωρίς να πάθει βλάβη (με βραχυκυκλωμένο το δευτερεύον).

4.4.7 Ονομαστικό δυναμικό ρεύμα I_{dyn}

Η τιμή κορυφής του ρεύματος πρωτεύοντος που μπορεί να αντέξει ένας Μ/Σ έντασης, χωρίς να πάθει ηλεκτρική ή μηχανική βλάβη από τις αναπτυσσόμενες ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις (με βραχυκυκλωμένο το δευτερεύον).

4.4.8 Κλάση ακριβείας

Οι μετασχηματιστές ρεύματος πρέπει να πληρούν μια καθορισμένη ελάχιστη ακρίβεια και μεταβατική συμπεριφορά, ώστε να παρέχουν την δυνατότητα, κατά την προστασία απόστασης και όχι μόνον, την επιλεκτικότητα και την γρήγορη απόκριση των ηλεκτρονόμων.

Συγκεκριμένα, η παραμόρφωση των μετρημένων σημάτων, των ρευμάτων στην συγκεκριμένη περίπτωση, λόγω του κορεσμού των ΜΕ πρέπει να παραμένουν εντός καθορισμένων ορίων.

4.4.8.1 Κλάση ΜΕ κατά το πρότυπο IEC 60044-1

Για τη σταθερή συμπεριφορά μετασχηματισμού των μετασχηματιστών ρεύματος, με μόνον AC συνιστώσα ρεύματος και χωρίς DC συνιστώσα, εφαρμόζεται το πρότυπο IEC 60044-1.[4.2]

Με αυτό το πρότυπο, ο προσδιορισμός των ΜΕ για την προστασία των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας ξεκινά με το μέγιστο σύνθετο σφάλμα (5 ή 10%) στο ρεύμα ορίου βραχυκυκλώματος, ακολουθεί με το γράμμα P (για προστασία) και τέλος ο συντελεστής ορίου ακριβείας (ALF).[4.2]

Καταρτίζονται δύο κατηγορίες ακρίβειας ΜΕ στον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 4.1. Όρια σφαλμάτων των τυποποιημένων κλάσεων Μ/Σ έντασης(IEC-185)

Accuracy class	Current error at rated current I_N	Phase displacement δ at rated current I_N	Combined error at $ALF * I_N^*$
5P	±1%	±60 minutes	5%
10P	±3%	-	10%

* ALF designates the accuracy limit factor of the CT

Συνολικά, ένας μετασχηματιστής ρεύματος προστασίας καθορίζεται από τα ακόλουθα δεδομένα:

Ονομαστικός λόγος μετασχηματισμού: $\frac{I_{PN}}{I_{SN}}$ π.χ. $\frac{600}{1}$ ή $\frac{600}{5}$,

Ονομαστική ισχύς P_N : Ισχύς που παρέχεται από το CT στη δευτερεύουσα πλευρά σε ονομαστικό ρεύμα και ονομαστικό φορτίο, π.χ. 30 VA

Κλάση ακριβείας: 5P ή 10P

Συντελεστής ή παράγοντας ορίου ακριβείας: ALF (π.χ. 10 ή 20) Αυτό το πολλαπλάσιο του ονομαστικού ρεύματος, χωρίς DC συνιστώσα, μπορεί να μετασχηματιστεί από τον ΜΕ με την καθορισμένη κλάση ακρίβειας, (το σύνθετο σφάλμα βρίσκεται μέσα στα όρια που καθορίζονται από την κλάση του Μ/Σ έντασης όπως υποδεικνύεται στον πίνακα 4.1) αν το συνδεδεμένο φορτίο ισούται με το ονομαστικό φορτίο (με $\cos\phi = 0.8$ επαγωγικό έως 1.0). Με μεγαλύτερο ρεύμα ο πυρήνας του ΜΕ θα φτάσει σε κορεσμό και το ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα θα παραμορφωθεί.

Αντίσταση δευτερεύοντος τυλίγματος: R_{CT} σε Ω

Παράδειγμα:

Μετασχηματιστής ρεύματος προστασίας: 400/1 A, 5P10, 30 VA, $R_{CT} = 6,2\Omega$

Πρέπει να επισημανθεί ότι ο συντελεστής ορίου ακριβείας ALF του ΜΕ ισχύει μόνο όταν συνδέεται το ονομαστικό φορτίο στο δευτερεύον του ΜΕ. Η σύνδεση μικρότερου φορτίου, έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση του παράγοντα του ορίου ακρίβειας λειτουργίας ALF και δίνεται από την σχέση:[4.2]

$$ALF' = ALF \cdot \frac{P_i + P_{Bn}}{P_i + P_B} = ALF \cdot \frac{R_{CT} + R_{Bn}}{R_{CT} + R_B} \quad (4.9)$$

Ονομαστική φόρτιση ΜΕ: P_{Bn}

Εσωτερική κατανάλωση ισχύος του ΜΕ: $P_i = R_{CT} \cdot I_{2N}^2$

Πραγματικό συνδεδεμένο φορτίο: $P_B = P_B = R_B \cdot I_{2N}^2$ όπου

$R_B = R_L + R_R$ = αντίσταση φορτίου

R_L = αντίσταση φορτίου των καλωδίων σύνδεσης

R_R = αντίσταση φορτίου του ηλεκτρονόμου

Λόγω της αυξημένης ακρίβειας, η κλάση 5P χρησιμοποιείται γενικά για προστασία απόστασης.

4.4.8.2 Κλάση C σύμφωνα με το πρότυπο ANSI/IEEE C57.13

Σε αυτό το αμερικανικό πρότυπο ο ΜΕ έχει διαστάσεις τέτοιες ώστε το σφάλμα μετασχηματισμού δεν υπερβαίνει την τιμή 10% στην περιοχή από 1 έως 20 φορές του ονομαστικού ρεύματος στο δευτερεύον I_{2N} .

Ο ορισμός κλάσης C δηλώνει την τάση στους ακροδέκτες του δευτερεύοντος όταν το ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα είναι 20 φορές του ονομαστικού I_{2N} .

Αυτό όμως ισχύει μόνο για ΜΕ με ονομαστικό δευτερεύον ρεύμα 5A οι οποίοι συνήθως είναι αυτοί που χρησιμοποιούνται συνήθως ΗΠΑ.

Για παράδειγμα, το C200 με $R_{BN} = 20\Omega$ καθορίζει ονομαστική τερματική τάση $U_{Bn} = 20 \cdot 5 \cdot 20\Omega = 200V$. Σύμφωνα με την κλάση P της IEC, αυτό θα αντιστοιχεί σε: $P_{Bn} = 5^2 \cdot 20\Omega = 50VA$, $ALF \geq 20$. [4.2]

Αυτή η μετατροπή μπορεί ωστόσο να είναι μόνο κατά προσέγγιση, καθώς επίσης και ο ορισμός της μέτρησης του σφάλματος δεν είναι ισοδύναμος.

Ο πραγματικός συντελεστής ορίου λειτουργικής ακρίβειας ALF' μπορεί να υπολογιστεί με την εξίσωση (8) με τον ίδιο τρόπο όπως με την προδιαγραφή IEC.

Στο IEC 60044-1 οι αντίστοιχες τάξεις εκτιμώνται κατά προσέγγιση ως εξής:

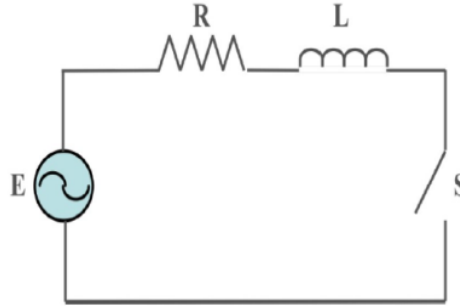
- C800 ~ 200 VA κλάση 5P20
- C400 ~ 100 VA κλάση 5P20
- C200 ~ 50 VA κλάση 5P20
- C100 ~ 25 VA κλάση 5P20

4.5 Μεταβατική συμπεριφορά των ΜΕ

Στην προηγούμενη παράγραφο αναλύσαμε τη μέτρηση των ρευμάτων κατά τη διάρκεια συμμετρικών συνθηκών.

Κατά τη διάρκεια μεταβατικών συνθηκών, το ρεύμα σφάλματος αποτελείται από το συμμετρικό AC ρεύμα βραχυκύκλωσης και από μια DC συνιστώσα εξαιτίας της οποίας ο πυρήνας του ΜΕ οδηγείται πολύ γρήγορα σε κορεσμό π.χ. εντός 2 - 5ms.

Ένα τυπικό κύκλωμα ενός τυπικού βραχυκυκλώματος μπορεί να απεικονιστεί με το παρακάτω κύκλωμα που αποτελείται από μια πηγή εναλλασσόμενου τάσης, ένα πηνίο και μια αντίσταση:



Σχ. 4.9. Κύκλωμα R-L για την προσομοίωση ενός τυπικού βραχυκυκλώματος

Για το ρεύμα θα έχουμε:

$$L \frac{di(t)}{dt} + i(t) = e(t) \quad (4.10)$$

Όπου:

$$e(t) = V_{rms} \cdot \sin(\omega \cdot t) = V_{rms} \cdot e^{j\omega t} \quad (4.11)$$

Οπότε η σχέση 4.10 λόγω της (4.11) γίνεται:

$$L \frac{di(t)}{dt} + i(t) = V_{rms} \cdot e^{j\omega t} \quad (4.12)$$

Η ειδική λύση της σχέσης (4.12) θα είναι της μορφής:

$$i_{\epsilon\iota\delta}(t) = k_1 \cdot e^{j\omega t} \quad (4.13)$$

Αντικαθιστώντας την (4.13) στην (4.12) παίρνουμε:

$$k_1 = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot e^{-j \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}} \quad (4.14)$$

Οπότε το ρεύμα θα ισούται:

$$i(t) = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot e^{j(\omega t - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R})} \quad (4.15)$$

Στην περίπτωση που η τάση έχει αρχική φάση δηλαδή είναι της μορφής:

$$e(t) = V_{rms} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi) = V_{rms} \cdot e^{j(\omega t + \phi)} \quad (4.16)$$

το ρεύμα θα ισούται:
$$i(t) = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot e^{j(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R})} \quad (4.17)$$

Παίρνοντας την γενική περίπτωση με αρχική διέγερση:

$$e(t) = V_{rms} \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi)$$

έχουμε για το ρεύμα:

$$i_{\varepsilon i \delta}(t) = \text{Im}\left(\frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot e^{j(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R})}\right) \Leftrightarrow \quad (4.18)$$

$$i_{\varepsilon i \delta}(t) = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot \sin\left(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right)$$

Για την απόκριση μηδενικής εισόδου έχουμε:

$$L \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) = 0 \Leftrightarrow i_{\text{AME}}(t) = A \cdot e^{-\frac{R \cdot t}{L}} \quad (4.19)$$

και συνολικά θα έχουμε:

$$i(t) = A \cdot e^{-\frac{R \cdot t}{L}} + \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \cdot \sin\left(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right)$$

και θεωρώντας μηδενικές αρχικές συνθήκες παίρνουμε:

$$i(t) = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \left[\sin\left(\omega t + \phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right) - e^{-\frac{R \cdot t}{L}} \cdot \sin\left(\phi - \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}\right) \right]$$

όπου $\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$ παίρνουμε:

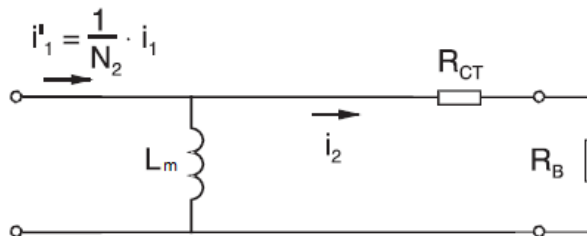
$$i(t) = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}} \left[\sin(\omega t + \phi - \alpha) - e^{-\frac{R \cdot t}{L}} \cdot \sin(\phi - \alpha) \right] \quad (4.20)$$

Αν θέσουμε $\theta = \phi - \alpha$ και $I_1 = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + (j\omega L)^2}}$ η εξίσωση (20) θα πάρει την μορφή:

$$i(t) = I_1 \cdot \left[\sin(\omega t + \theta) - e^{-\frac{R \cdot t}{L}} \cdot \sin \theta \right] \quad (4.21)$$

4.5.1 Διέλευση ασύμμετρου ρεύματος σφάλματος μέσω ΜΕ

Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ενός ΜΕ φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχ. 4.10. Απλοποιημένο κύκλωμα ΜΕ ανηγμένο στο δευτερεύον

Όπου L_m η επαγωγή του πηνίου μαγνήτισης του ΜΕ και R_{CT} η ωμική αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος του ΜΕ. Για τους στατικούς και ψηφιακούς

ηλεκτρονόμους η επιφόρτιση Z_B είναι καθαρά ωμική και γι' αυτό στο σχήμα 4.10 συμβολίζεται με R_B . Το ρεύμα του πρωτεύοντος ανοιγμένο στο δευτερεύον i_1' σε συνδυασμό με την σχέση (4.21) θα ισούται: $i_1'(t) = \frac{I_1}{N_2} \cdot \left[\sin(\omega t + \theta) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cdot \sin \theta \right]$.

Από το κύκλωμα του σχήματος 4.10 μπορούμε να γράψουμε τις εξής σχέσεις:

$$E_m = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (4.22) \quad \text{και} \quad i_2 = i_1' - i_m \quad (4.23)$$

Επίσης ισχύει:

$$L_m \frac{di_m}{dt} = i_2 \cdot R_T \Leftrightarrow L_m \frac{di_m}{dt} = (i_1' - i_m) \cdot R_T \Leftrightarrow L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \cdot R_T = i_1' \cdot R_T \Leftrightarrow \frac{di_m}{dt} + i_m \cdot \frac{1}{T_n} = i_1' \cdot \frac{1}{T_n} \quad (4.24)$$

$$\text{με } T_n = \frac{L_m}{R_T} \text{ και } R_T = R_B + R_{CT}$$

Όπου:

$$i_1'(t) = \frac{I_1}{N_2} \cdot \left[\sin(\omega t + \theta) - e^{-\frac{Rt}{L}} \cdot \sin \theta \right] = i_1'(t) = \frac{I_1}{N_2} \cdot \left[\sin(\omega t + \theta) - e^{-\frac{t}{T_s}} \cdot \sin \theta \right] \text{ με } T_s = \frac{L}{R}$$

Λύνοντας την διαφορική εξίσωση (4.24) με αρχική συνθήκη του ρεύματος μαγνήτισης $i_m(0_+) = 0$ παίρνουμε το αποτέλεσμα:

$$i_m(t) = \frac{I_1 \cdot T_n \cdot T_s \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \theta) - I_1 \cdot T_n^2 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \theta) - I_1 \cdot T_s \cdot \sin(\omega t + \theta) + I_1 \cdot T_n \cdot \sin(\omega t + \theta)}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)}$$

$$- \frac{I_1 \cdot \omega^2 \cdot T_s \cdot T_n^2 \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} - I_1 \cdot T_n^2 \cdot \omega \cdot \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} + I_1 \cdot T_s \cdot T_n \cdot \omega \cdot \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} + I_1 \cdot T_n \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)}$$

$$+ \frac{I_1 \cdot T_s \cdot T_n^2 \cdot \omega^2 \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}} + I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} \Leftrightarrow$$

$$i_m(t) = - \frac{I_1 \cdot (T_n - T_s) \cdot \omega \cdot T_n \cdot \cos(\omega t + \theta) - I_1 \cdot (T_n - T_s) \cdot \sin(\omega t + \theta)}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)}$$

$$- e^{-\frac{t}{T_n}} \cdot \frac{I_1 \cdot \omega^2 \cdot T_s \cdot T_n^2 \cdot \sin \theta + I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta - I_1 \cdot T_n^2 \cdot \omega \cdot \cos \theta + I_1 \cdot T_s \cdot T_n \cdot \omega \cdot \cos \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)}$$

$$+ \frac{I_1 \cdot T_n \cdot \sin \theta - I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} + \frac{I_1 \cdot T_s \cdot (1 + \omega^2 T_n^2) \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} \Leftrightarrow$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1 \cdot T_n \cdot \omega \cdot \cos(\omega t + \theta) - \sin(\omega t + \theta)}{N_2 \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} + \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)}$$

$$- e^{-\frac{t}{T_n}} \cdot \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot (1 + \omega^2 T_n^2) + I_1 \cdot \sin \theta \cdot (T_n - T_s) - I_1 \cdot T_n \cdot \omega \cdot \cos \theta \cdot (T_n - T_s)}{N_2 \cdot (T_n - T_s) \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} \Leftrightarrow$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta + \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_n \cdot \omega}\right))}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} + \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)}$$

$$+ \frac{I_1 \cdot (T_n \cdot \omega \cdot \cos \theta - \sin \theta) \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot (1 + \omega^2 T_n^2)} \Leftrightarrow$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta + \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_n \cdot \omega}\right))}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} + \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)}$$

$$+ \frac{I_1 \cdot \cos(\theta + \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_n \cdot \omega}\right)) \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} \Leftrightarrow$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta + \beta)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} + \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_s}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} + \frac{I_1 \cdot \cos(\theta + \beta) \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}}$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta + \beta)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \frac{I_1 \cdot \cos(\theta + \beta) \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} \quad (4.25)$$

όπου $\beta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_n \cdot \omega}\right)$ η γωνία $\beta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{T_n \cdot \omega}\right) \rightarrow 0$ διότι ο όρος $\frac{1}{T_n \cdot \omega}$ είναι πολύ

μικρός και αυτό διότι το T_n παίρνει τιμές μεγαλύτερες του 1sec ($T_n > 1\text{sec}$) οπότε μπορεί να παραλειφθεί. Με αποτέλεσμα η σχέση (4.25) να γραφτεί ως εξής:

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \frac{I_1 \cdot \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} \quad (4.26)$$

Από την σχέση (4.26) παρατηρείται ότι το ρεύμα μαγνήτισης του ΜΕ αποτελείται από μια DC συνιστώσα:

$$i_{m-}(t) = -\frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \frac{I_1 \cdot \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} \quad (4.27)$$

και από μια AC συνιστώσα:

$$i_{m-}(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} \quad (4.28)$$

Η μέγιστη τιμή της AC συνιστώσας είναι:

$$i_{m-\max} = \frac{I_1}{N_2 \cdot \sqrt{1 + \omega^2 T_n^2}} \quad (4.29)$$

4.5.1.1 Συντελεστής συμμετρικού ρεύματος βραχυκύκλωσης k_{ssc}

Η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου μαγνήτισης στον ΜΕ για να περάσει το δευτερεύον ρεύμα I_{Sn} μέσω του ΜΕ μπορεί να δοθεί από την σχέση:

$$E_m = I_{Sn} \cdot (R_{CT} + R_B)$$

Όπου:

R_{CT} η αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος

R_B η συνολική αντίσταση του φορτίου που συνδέεται στα άκρα του δευτερεύοντος τυλίγματος

Εάν ένα ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{psc} πρόκειται να περάσει μέσα από τον ΜΕ αυτός θα πρέπει να υπερδιαστασιολογηθεί. Σε ένα συμμετρικό βραχυκύκλωμα χωρίς την ύπαρξη DC συνιστώσας ο συντελεστής συμμετρικού ρεύματος σφάλματος (k_{ssc}) εξαρτάται από το μέγεθος του συμμετρικού ρεύματος βραχυκύκλωσης και το ονομαστικό ρεύμα του πρωτεύοντος τυλίγματος του ΜΕ I_{pn} .

Ο συντελεστής συμμετρικού ρεύματος σφάλματος k_{ssc} ορίζεται ως ο λόγος των ενεργών τιμών (rms) του ρεύματος βραχυκυκλώματος I_{psc} προς το ονομαστικό ρεύμα του πρωτεύοντος του ΜΕ I_{pn} . [4.1]

$$k_{ssc} = \frac{I_{psc}}{I_{pn}} \quad (4.30)$$

4.5.1.2 Συντελεστής μεταβατικής ασυμμετρίας (Transient dimensioning factor k_{tf})

Εάν το ρεύμα βραχυκυκλώματος είναι ασύμμετρο, σε σχέση με την περίπτωση του συμμετρικού ρεύματος βραχυκύκλωσης και λόγω της DC συνιστώσας, ο κορεσμός στον πυρήνα θα επιτευχθεί πολύ νωρίτερα. Εάν κατά την μέτρηση που εκτελεί ένας ηλεκτρονόμος προστασίας, ο κορεσμός δεν είναι επιθυμητός, τότε ο μετασχηματιστής θα πρέπει να υπερδιαστασιολογηθεί. Αυτός ο συντελεστής υπερδιαστασιολογησης ορίζεται ως k_{tf} . Ο μεταβατικός συντελεστής

διαστασιολόγησης k_{ff} ορίζεται ως ο λόγος συνολικής μαγνητικής ροής προς την μέγιστη τιμή της AC συνιστώσας. Δεδομένου ότι η μαγνητική ροή είναι ανάλογη με το αντίστοιχο ρεύμα μαγνήτισης ο μεταβατικός συντελεστής διαστασιολόγησης k_{ff} μπορεί να δοθεί από την σχέση:[4.1]

$$k_{ff} = \frac{i_m(t)}{i_{m-\max}} \quad (4.31)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση τις σχέσεις (4.26) και (4.29) παίρνουμε για τον μεταβατικό συντελεστή διαστασιολόγησης:

$$k_{ff} = \frac{-\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\cos(\omega t + \theta)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} - \frac{I_1 \cdot T_s \cdot \sin \theta}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \frac{I_1 \cdot \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}}}{N_2 \cdot \sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}}}{\frac{I_1}{N_2 \cdot \sqrt{1 + \omega^2 T_n^2}}} \quad (4.32)$$

Επειδή η σταθερά χρόνου, όπως προαναφέραμε, του ΜΕ T_n παίρνει τιμές από 1sec ως 3sec μπορούμε να γράψουμε:

$$1 + \omega^2 T_n^2 = \omega^2 T_n^2$$

και η σχέση (4.32) παίρνει την μορφή:

$$k_{ff} = -\cos(\omega t + \theta) - \frac{T_s \cdot T_n \cdot \omega \cdot \sin \theta}{(T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} \quad (4.33)$$

Για τον υπολογισμό του μεταβατικού συντελεστή διαστασιολόγησης ο όρος $-\cos(\omega t - \theta)$, για χρόνους μεγαλύτερους από ένα κύκλο, μπορεί να γραφτεί $\cos(\omega t - \theta) = -1$. Με αυτή την προσέγγιση παίρνουμε πολύ καλά αποτελέσματα για τον μεταβατικό συντελεστή διαστασιολόγησης.

Οπότε η σχέση (4.33) παίρνει την μορφή:

$$k_{ff} = 1 - \frac{T_s \cdot T_n \cdot \omega \cdot \sin \theta}{(T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) + \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} \quad (4.34)$$

Από την σχέση (4.21) μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι το μέγεθος της DC συνιστώσας $e^{-\frac{Rt}{L}} \sin \theta$ ποικίλει ανάλογα με τη γωνία και γίνεται μέγιστο όταν $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$. Στη περίπτωση γραμμών μεταφοράς, τυπικές τιμές της γωνίας α βρίσκονται περίπου στις 90° καθώς στα σφάλματα, οι σύνθετες αντιστάσεις είναι κατά κόρον επαγωγικές. Όπως μπορεί να φανεί, η DC συνιστώσα του ρεύματος σφάλματος είναι συνάρτηση της γωνίας ϕ και της σύνθετης αντίστασης του βρόχου σφάλματος. Αυτό δείχνει ότι αν η γωνία ϕ ισούται με το μηδέν ή σχεδόν με το μηδέν, η DC συνιστώσα θα λάβει επίσης τη μέγιστη τιμή της. Ωστόσο, η γωνία ϕ θα ποικίλει και δεν μπορεί να προβλεφθεί κατά την στιγμή που λαμβάνει χώρα το σφάλμα. Ως εκ τούτου, η διαστασιολόγηση του ΜΕ γίνεται για τη χειρότερη περίπτωση υποθέτοντας ότι η DC συνιστώσα είναι μέγιστη. Οπότε παίρνοντας μηδενική την γωνία ϕ και την αντίσταση

σφάλματος καθαρά επαγωγική δηλαδή $\alpha = -\frac{\pi}{2}$ η εξίσωση (4.21) που δίνει το στιγμιαίο ρεύμα και η εξίσωση (4.26) που δίνει το ρεύμα μαγνήτισης και η εξίσωση (4.34) που δίνει τον μεταβατικό συντελεστή διαστασιολόγησης, θα πάρουν την μορφή:[4.5]

$$i(t) = I_1 \cdot \left[e^{-\frac{Rt}{L}} - \cos(\omega t) \right] \quad (4.35)$$

$$i_m(t) = -\frac{I_1}{N_2} \cdot \frac{\sin(\omega t)}{\sqrt{(1 + \omega^2 T_n^2)}} + \frac{I_1 \cdot T_s}{N_2 \cdot (T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) \quad (4.36)$$

$$k_{yf} = 1 + \frac{T_s \cdot T_n \cdot \omega}{(T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t}{T_n}} - e^{-\frac{t}{T_s}} \right) \quad (4.37)$$

Για να μην έχουμε κορεσμό για συγκεκριμένο χρόνο t_m θα πρέπει:

$$k_{yf} = 1 + \frac{T_s \cdot T_n \cdot \omega}{(T_n - T_s)} \cdot \left(e^{-\frac{t_m}{T_n}} - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right), \text{ επειδή } T_s \gg T_n \Rightarrow k_{yf} = 1 + T_n \cdot \omega \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_m}{T_n}} \right) \quad (4.38)$$

Στην περίπτωση που ο ΜΕ πρέπει να διαστασιολογηθεί έτσι ώστε να μην κορένεται ποτέ θα πρέπει να ισχύει $t_m \rightarrow \infty$. Η σχέση (4.38) παίρνει την μορφή:

$$k_{yf, no_sat} = 1 + T_n \cdot \omega = 1 + \frac{\omega L_m}{R_T} = 1 + \frac{X_m}{R_T} \quad (4.39)$$

Για τον υπολογισμό του χρόνου κατά τον οποίο ο μεταβατικός συντελεστής διαστασιολόγησης παίρνει την μέγιστη τιμή του, βρίσκουμε την πρώτη παράγωγο η οποία ισούται με:

$$\frac{dk_{yf}}{dt} = \frac{T_n \cdot T_s \cdot \omega \cdot \left(\frac{e^{-\frac{t}{T_n}}}{T_n} - \frac{e^{-\frac{t}{T_s}}}{T_s} \right)}{T_s - T_n}$$

και για $\frac{dk_{yf}}{dt} = 0$ παίρνουμε $t_{\max} = \frac{T_s \cdot T_n \cdot \ln\left(\frac{T_s}{T_n}\right)}{T_s - T_n}$ οπότε η μέγιστη τιμή θα είναι:

$$k_{yf}^{\max} = 1 + \frac{T_n \cdot T_s \cdot \omega}{T_s - T_n} \cdot \left[\left(\frac{T_s}{T_n} \right)^{\frac{T_s}{T_s - T_n}} - \left(\frac{T_s}{T_n} \right)^{\frac{T_n}{T_s - T_n}} \right] \quad (4.40)$$

Επειδή $T_n \gg T_s$ η σχέση (4.40) μπορεί να απλοποιηθεί:

$$k_{yf}^{\max} = 1 + \omega T_s \cdot \left[\left(\frac{T_s}{T_n} \right)^{\frac{T_s}{T_n - T_s}} - \left(\frac{T_s}{T_n} \right) \right] \approx 1 + \omega T_s \cdot \left(\frac{T_s}{T_n} \right)^{\frac{T_s}{T_n - T_n}} \quad (4.41)$$

Όπου:

T_s είναι η χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα και

T_n είναι η χρονική σταθερά του κυκλώματος του ΜΕ, η οποία καθορίζεται από το πηνίο μαγνήτισης L_m και το άθροισμα των αντιστάσεων στο δευτερεύον κύκλωμα του ΜΕ.

4.5.1.3 Συντελεστής παραμένουσας ροής k_{rem}

Σε έναν μετασχηματιστή έντασης με κλειστό πυρήνα σιδήρου χωρίς διάκενο αέρος θα υπάρξει παραμένουσα μαγνητική ροή μετά το άνοιγμα του διακόπτη σε περίπτωση βραχυκυκλώματος. Το μέγεθος της παραμένουσας μαγνητικής ροής εξαρτάται από τον τύπο του ΜΕ. Γενικά υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τύποι ΜΕ:

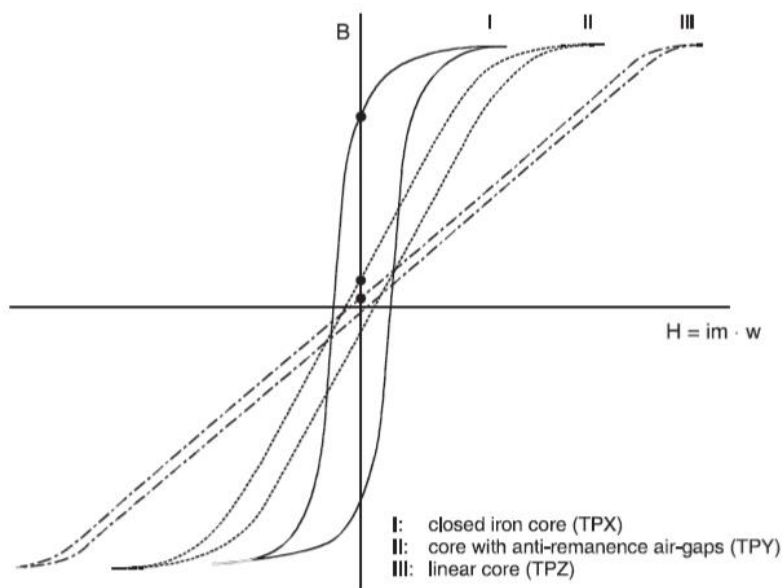
- *ΜΕ υψηλής παραμένουσας μαγνητικής ροής*
- *ΜΕ μικρής παραμένουσας μαγνητικής ροής*
- *ΜΕ καθόλου παραμένουσας μαγνητικής ροής*

ΜΕ υψηλής παραμένουσας μαγνητικής ροής δεν έχουν όριο στο μέγεθος της μαγνητικής ροής που παραμένει στον πυρήνα του ΜΕ. Οι ΜΕ αυτού του τύπου δεν έχουν καθόλου διάκενα αέρος στον πυρήνα τους και η μαγνητική ροή μπορεί να παγιδευτεί για σχεδόν άπειρο χρόνο φτάνοντας στο 70% με 80% της μαγνητικής ροής κορεσμού και η οποία μπορεί να εξαλειφθεί μόνο με απομαγνητοποίηση του πυρήνα τους. Μετασχηματίζουν με μεγάλη ακρίβεια DC και AC ρεύματα στο καθορισμένο εύρος μέτρησής τους. Τυπικά παραδείγματα τέτοιων τύπων ΜΕ είναι οι κλάσεις P, TPX, TPS σύμφωνα με το IEC, οι κλάσεις P, X σύμφωνα με το BS (British Standard) και οι κλάσεις C, K σύμφωνα με το ANSI/IEEE.[4.1] [4.2]

ΜΕ μικρής παραμένουσας μαγνητικής ροής έχουν ένα συγκεκριμένο όριο στην παραμένουσα μαγνητική ροή στον πυρήνα τους μετά την εμφάνιση βραχυκυκλώματος. Αυτοί οι τύποι ΜΕ έχουν κατασκευαστεί με μικρά διάκενα στον πυρήνα τους ώστε να μειώσουν την παραμένουσα μαγνητική ροή ώστε να μην ξεπερνάει το 10% της μαγνητικής ροής κορεσμού. Οι μετασχηματιστές έντασης της κλάσης TPY σύμφωνα με το IEC, είναι τέτοιου τύπου.

ΜΕ χωρίς παραμένουσα μαγνητική ροή έχουν μηδενική παραμένουσα μαγνητική ροή μετά από ένα βραχυκύκλωμα. Αυτοί οι τύποι των ΜΕ έχουν μεγάλα διάκενα αέρος. Οι μετασχηματιστές έντασης της κλάσης TPZ σύμφωνα με το IEC, είναι τέτοιου τύπου.[4.1]

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.11) φαίνονται οι χαρακτηριστικές $B - H$ των παραπάνω τύπων ΜΕ.



Σχ. 4.11. Χαρακτηριστικές $B-H$ των τριών τύπων πυρήνα Μ/Σ έντασης

Η παραμένουσα μαγνητική ροή θα μειώσει το μέγεθος του ρεύματος σφάλματος που μπορεί να μετρηθεί πριν φτάσει στον κορεσμό ο ΜΕ. Αυτό φυσικά θα μειώσει το χρόνο στον κορεσμό όταν η παραμένουσα ροή είναι στην ίδια κατεύθυνση με την αύξηση της ροής που απαιτείται για την αναπαραγωγή του ρεύματος σφάλματος στο δίκτυο και αντίθετα παρατείνεται όταν η παραμένουσα ροή είναι στην αντίθετη κατεύθυνση.[4.1]

Ο συντελεστής της παραμένουσας μαγνητικής ροής k_r ορίζεται ως ο λόγος

$$k_r = \frac{\psi_r}{\psi_s} \quad (4.42)$$

Όπου ψ_r η παραμένουσα μαγνητική ροή και ψ_s η μαγνητική ροή που ο ΜΕ εισέρχεται στον κορεσμό. Εάν ληφθεί υπόψη ο συντελεστής της παραμένουσας μαγνητικής ροής K_r , τότε ο μεταβατικός συντελεστής διαστασιολόγησης (k_{ff}) αυξάνεται κατά τον συντελεστή διαστασιολόγησης: $k_{rem} = \frac{1}{1 - k_r}$.

4.5.1.4 Συνολικός συντελεστής διαστασιολόγησης των ΜΕ k_{tot}

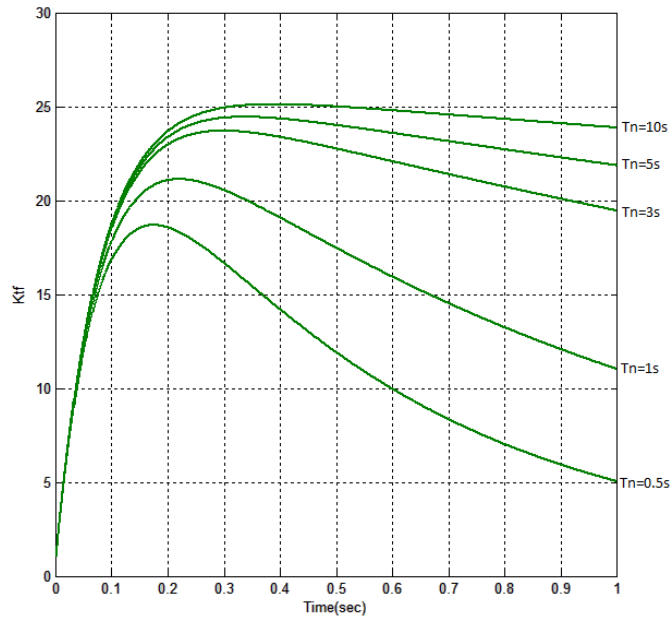
Ο ολικός συντελεστής διαστασιολόγησης k_{tot} εξαρτάται από τους τρεις συντελεστές που περιγράφηκαν παραπάνω, τον συντελεστή συμμετρικού ρεύματος σφάλματος k_{ssc} , τον μεταβατικό συντελεστή διαστασιολόγησης k_{ff} , και τον συντελεστή της παραμένουσας μαγνητικής ροής k_r και δίνεται από την σχέση:[4.1]

$$k_{tot} = k_{ff} \cdot k_{rem} \cdot k_{ssc} \quad (4.43)$$

4.5.2 Παράγοντες που επηρεάζουν τον συντελεστή μεταβατικής ασυμμετρίας k_{ff}

Ο μεταβατικός συντελεστής διαστασιολόγησης υπολογίστηκε σύμφωνα με την προσεγγιστική σχέση (4.34) και την περίπτωση της μέγιστης DC συνιστώσας

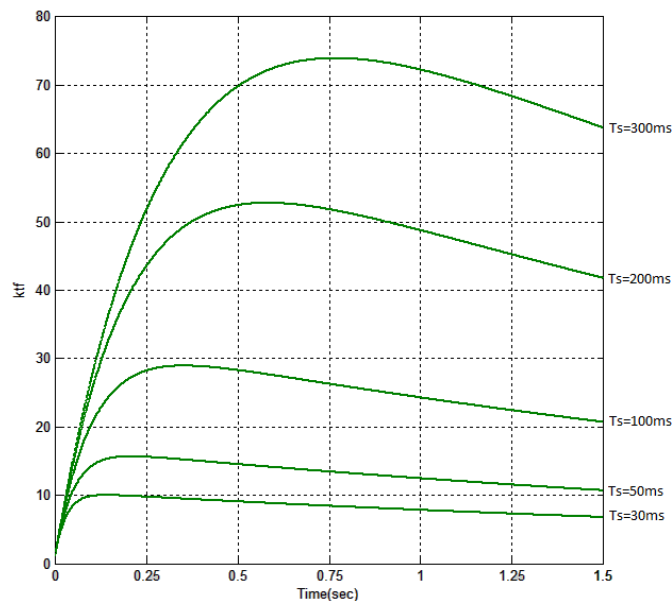
$\theta = -\frac{\pi}{2}$. Στο σχήμα 4.12 απεικονίζεται ο συντελεστής k_{if} σε συνάρτηση με τον χρόνο για διαφορετικές τιμές της χρονικής σταθεράς του δευτερεύοντος βρόχου του ΜΕ T_n . Η χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα T_s είναι ίση με 80ms σε αυτό το παράδειγμα.[4.1]



Σχ. 4.12. k_{if} συναρτήσει του χρόνου και του T_n

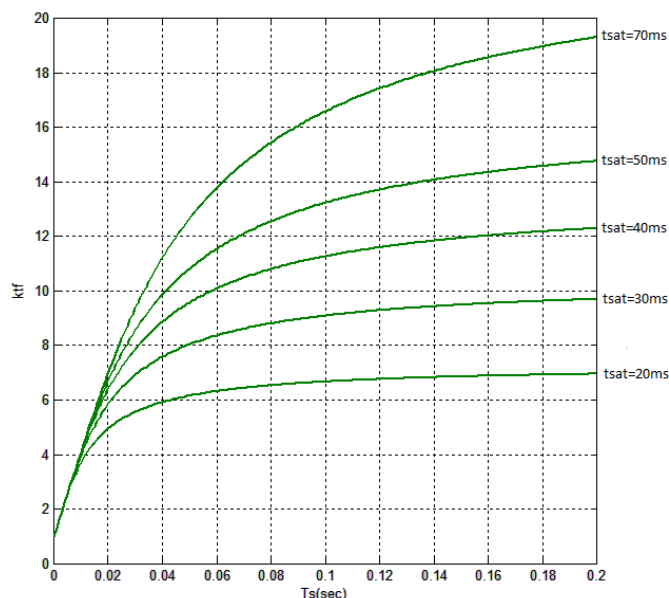
Εκτός από τους ΜΕ με μεγάλο διάκενο στον πυρήνα η σταθερά χρόνου του δευτερεύοντος τυλίγματος του ΜΕ T_n είναι συχνά λίγα ή μερικά δευτερόλεπτα και η επίδρασή τους στον συντελεστή k_{if} είναι σχετικά μικρή κατά την διάρκεια των πρώτων 100ms όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.13).[4.1]

Η χρονική σταθερά δευτερεύοντος βρόχου του ΜΕ T_n είναι ίση με 3sec.



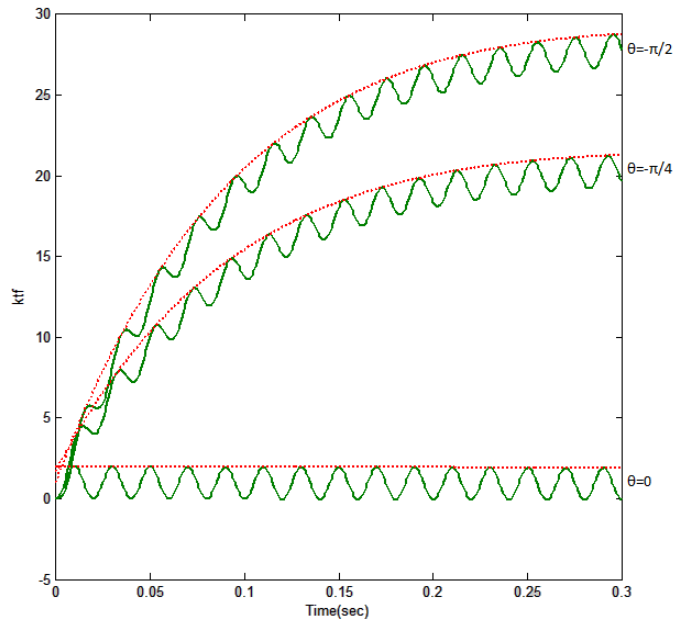
Σχ. 4.13. k_{if} συναρτήσει του χρόνου και του T_s , $T_n = 3sec$

Για να λειτουργεί σωστά κάθε συγκεκριμένος τύπος ηλεκτρονόμου προστασίας χρειάζεται έναν ορισμένο χρόνο μέχρι τον κορεσμό του ΜΕ. Σε αυτή την περίπτωση είναι δυνατόν να σχεδιάσουμε τον συντελεστή k_{ff} ως συνάρτηση της χρονικής σταθεράς χρόνου του δικτύου T_s (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας). Για παράδειγμα το παρακάτω σχήμα (Σχήμα 4.14) δείχνει τις τιμές που πρέπει να επιλεγούν για τον συντελεστή k_{ff} σε συνάρτηση με την σταθερά χρόνου T_s για διαφορετικές τιμές του απαιτούμενου χρόνου κορεσμού του ΜΕ και για $T_n = 3\text{sec}$.[4.1]



Σχ. 4.14. k_{ff} συναρτήσει του χρόνου και του T_s , για διαφορετικές τιμές χρόνου κορεσμού του ΜΕ και με $T_n = 3\text{sec}$

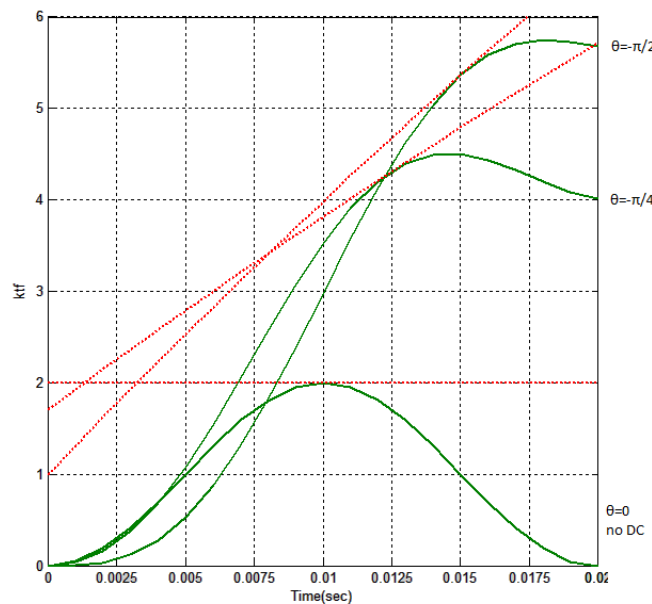
Μέχρι στιγμής και σε όλες τις μορφές έχουμε εξετάσει τον μεταβατικό συντελεστή διαστασιολόγησης k_{ff} σύμφωνα με την απλοποιημένη εξίσωση (4.34) και με την μέγιστη τιμή της DC συνιστώσας. Στο Σχήμα (4.15) μπορούμε να δούμε την διαφορά μεταξύ της προσεγγιστικής σχέσης (4.34) και της πλήρους εξίσωσης (4.33) για τον συντελεστή k_{ff} . Μπορούμε επίσης να διακρίνουμε και την επίδραση που έχει σε αυτόν η τιμή της φάσης της τάσης κατά την οποία γίνεται το βραχυκύκλωμα και κατ' επέκταση την διαφορετική τιμή της DC συνιστώσας. Η χρονική σταθερά δευτερεύοντος βρόχου του ΜΕ σε αυτό το παράδειγμα την θεωρούμε ίση με $T_n = 3\text{sec}$ και την χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα ίση με $T_s = 100\text{ms}$.[4.1]



Σχ. 4.15 Η προσεγγιστική και η πλήρης εξίσωση του k_f συναρτήσει του χρόνου και με διαφορετικά μεγέθη στην DC συνιστώσα

Από το σχήμα (4.15) μπορούμε να δούμε τα γραφήματα της απλοποιημένης εξίσωσης (4.34) για διάφορες τιμές της γωνίας θ (κόκκινες διακεκομμένες γραμμές) και τα γραφήματα της ακριβούς εξίσωσης (4.33) (πράσινες συνεχόμενες γραμμές) αντίστοιχα.

Η προσέγγιση που έγινε για τον συντελεστή διαστασιολόγησης k_f είναι αποτελεσματική όταν ο χρόνος είναι μεγαλύτερος από 15 ms σε δίκτυο 50 Hz. Ωστόσο, για μικρότερο χρονικό διάστημα η προσεγγιστική σχέση (4.34) για τον συντελεστή k_f είναι πολύ συντηρητική και δίνει πολύ μεγάλες τιμές του k_f όπως φαίνεται στο σχήμα 4.16.[4.1]



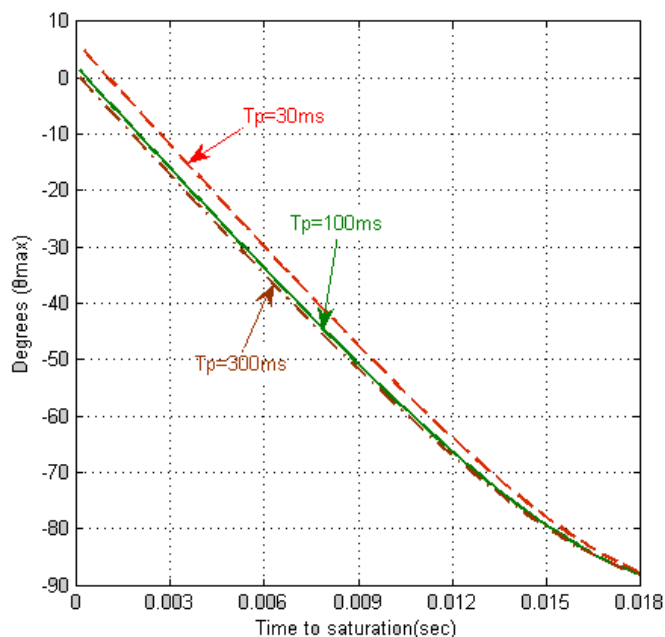
Σχ. 4.16 k_f συναρτήσει του χρόνου και με διαφορετικά μεγέθη στην DC συνιστώσα με $T_n = 3\text{sec}$

Οι σημερινοί ψηφιακοί ηλεκτρονόμοι έχουν σχεδιαστεί έτσι ώστε να μπορούν να λειτουργούν σωστά ακόμα και αν ο ΜΕ έχει μπει στον κορεσμό μετά από λίγο χρονικό διάστημα από την εμφάνιση του σφάλματος. Ο ελάχιστος απαιτούμενος χρόνος για τον κορεσμό για αυτούς τους ηλεκτρονόμους είναι πολύ μικρός. Μερικές φορές ο χρόνος αυτός μπορεί να είναι λιγότερος και από 2ms. Σε αυτές λοιπόν τις περιπτώσεις για να εκμεταλλευτούμε τον μικρό απαιτούμενο χρόνο κορεσμού που χρειάζεται για την σωστή λειτουργία του ο ηλεκτρονόμος και να μειώσουμε το μέγεθος του ΜΕ θα πρέπει να υπολογίσουμε τον συντελεστή k_f σύμφωνα με την εξίσωση (4.33).[4.1]

Είναι επίσης σημαντικό να παρατηρήσουμε από το σχήμα (4.16) ότι η περίπτωση βραχυκυκλώματος με την DC συνιστώσα να έχει μέγιστη τιμή για χρόνους κορεσμού μικρότερους από 15ms δεν είναι η πιο δύσκολη. Για παράδειγμα εάν ο απαιτούμενος χρόνος κορεσμού είναι κάτω από 2ms, η περίπτωση στην οποία το ρεύμα βραχυκυκλώματος δεν υπάρχει DC συνιστώσα μας δίνει το μεγαλύτερο συντελεστή k_f και αυτό πρέπει να το λάβουμε σοβαρά υπόψη κατά τον υπολογισμό του. Για χρόνους μεγαλύτερους από 15ms η περίπτωση όταν έχουμε την μέγιστη DC συνιστώσα πρέπει να ληφθεί υπόψη. Σε αυτή την περίπτωση ενδιαφέρον είναι να υπολογίσουμε και την πιθανότητα να έχουμε σφάλμα με την μέγιστη DC συνιστώσα. Όπως προαναφέραμε στη περίπτωση γραμμών μεταφοράς, το ρεύμα σφάλματος είναι κατά κόρον επαγωγικό οπότε για να πάρουμε μέγιστη DC συνιστώσα θα πρέπει η χρονική στιγμή που θα γίνει το σφάλμα, η τάση να είναι κοντά στην μέγιστη τιμή της. Η πιθανότητα να συμβεί το σφάλμα στην παραπάνω περίπτωση είναι πολύ μικρή με αποτέλεσμα να μπορούμε να μειώσουμε τον απαιτούμενο συντελεστή k_f .

Η θεωρία και η εκτίμηση της πιθανότητας να υπάρχουν σφάλματα με την μέγιστη DC συνιστώσα είναι έξω από τον σκοπό αυτής της εργασίας. Ωστόσο, είναι σημαντικό να επισημάνουμε ότι δεν είναι δυνατό να μειωθεί ο υπολογισμένος συντελεστής k_f με τον ίδιο τρόπο εάν ο χρόνος κορεσμού είναι μικρότερος από 15 ms. Στην περίπτωση αυτή θα πρέπει να λάβουμε υπόψη την γωνία θ που μας δίνει τον μεγαλύτερο μεταβατικό συντελεστή k_f για τον απαιτούμενο χρόνο κορεσμού.

Για απαιτούμενους χρόνους κορεσμού κάτω από 15ms μπορούμε να υπολογίσουμε την μέγιστη γωνία θ που αντιστοιχεί σε συγκεκριμένο απαιτούμενο χρόνο κορεσμού και μας δίνει το μέγιστο μεταβατικό συντελεστή k_f . Στο σχήμα 4.17 απεικονίζεται μια τέτοια σχέση:



Σχ. 4.17 Η γωνία θ_{\max} που δίνει την μέγιστη τιμή του k_f συναρτήσει του χρόνου κορεσμού. $T_n = 3\text{sec}$

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται τρεις καμπύλες υπολογισμένες με χρονική σταθερά δευτερεύοντος βρόχου του ΜΕ να είναι ίση με $T_n = 3\text{sec}$ και η χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα είναι ίση με $T_s = 30\text{ms}$, $T_s = 100\text{ms}$ και $T_s = 300\text{ms}$ για την κάθε καμπύλη αντίστοιχα. Η μεταβολές της χρονικής σταθεράς του δικτύου T_s παρατηρούμε ότι έχουν μικρή επίδραση στην γωνία θ .]

Ο μεταβατικός συντελεστής k_f είναι πολύ μικρός αν ο απαιτούμενος χρόνος κορεσμού του ηλεκτρονόμου είναι χαμηλός. Ο συντελεστής k_f είναι σχεδόν ανεξάρτητος από την σταθερά του δικτύου T_s (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα, αν ο χρόνος για τον κορεσμό είναι πολύ μικρός και αυτό διότι ο συντελεστής k_f παίρνει την μέγιστη τιμή του, για μικρούς χρόνους κορεσμού, όταν το ρεύμα σφάλματος δεν περιέχει σχεδόν καθόλου DC συνιστώσα. Για μεγαλύτερους χρόνους κορεσμού υπάρχει επιρροή της ύπαρξης DC συνιστώσας στην διαστασιολόγηση του ΜΕ με άμεση συνέπεια και η σταθερά χρόνου του δικτύου T_s να έχει μεγαλύτερη επίδραση στο μέγεθος του συντελεστή k_f . [4.1]

4.5.3 Παράδειγμα διαστασιολόγησης ΜΕ προστασίας

Έστω ότι ζητείται ο καθορισμός κατάλληλου ΜΕ που θα τροφοδοτεί ηλεκτρονόμο απόστασης και συγκεκριμένα τον 7SA6xx της SIEMENS ο οποίος δεν εκτελεί αυτόματη επαναφορά. Για τον συγκεκριμένο ηλεκτρονόμο ο απαιτούμενος χρόνος κορεσμού είναι $t_m = 25\text{ms}$ όπως δίνεται από τον κατασκευαστή. Ο ΜΕ θα είναι κλειστού πυρήνα χωρίς διάκενο αέρος κλάσης TPX. Για την εμφάνιση της DC συνιστώσας που υπεισέρχεται κατά το βραχυκύκλωμα για τους ηλεκτρονόμους απόστασης επισημαίνονται τα εξής:

Κατά τη διάρκεια του κορεσμού του ΜΕ, η ένταση του ρεύματος βραχυκύκλωσης στο δευτερεύον του ΜΕ είναι μικρότερη από την πραγματική, με αποτέλεσμα ο ηλεκτρονόμος απόστασης να μετράει πολύ μεγάλη τιμή σύνθετης αντίστασης ($Z = U / I$). Αυτό σημαίνει ότι η ζώνη 1 μειώνεται. Αυτό είναι αποδεκτό για σφάλματα στην αρχή της ζώνης, επειδή η απόσταση από το όριο της ζώνης είναι μεγάλη.

Για σφάλματα όμως κοντά στο όριο ζώνης, δεν επιτρέπεται η μείωση της ζώνης καθώς η προστασία της γραμμής σε αυτή την περίπτωση θα πραγματοποιούνταν μόνο στη δεύτερη ζώνη, δηλ. με μια καθυστέρηση χρόνου.

Η διάσταση του ΜΕ πρέπει να είναι τέτοια ώστε κατά τη διάρκεια σφαλμάτων στο τέλος της γραμμής, να μην υπάρχει κορεσμός καθ' όλη τη διάρκεια του χρόνου μέτρησης.

Για την μείωση της διάστασης του ΜΕ για σφάλματα κοντά στον ηλεκτρονόμο (*close in faults*) ένα περιορισμένο ποσό κορεσμού στο ρεύμα βραχυκύκλωσης είναι αποδεκτό. Από τον ΜΕ θα πρέπει να περάσει επαρκή ρεύμα για την σίγουρη λειτουργία (tripping) του διακόπτη χωρίς πρόσθετη καθυστέρηση. Ο ελάχιστος μεταβατικός συντελεστής k_{ff} δίνεται από τεστ που πραγματοποιήθηκαν στους συγκεκριμένους τύπους ηλεκτρονόμων απόστασης.[4.2]

- a. Για σφάλματα κοντά στον ηλεκτρονόμο (*close in faults*) χωρίς τόξο ισχύει το ακόλουθο κριτήριο:

$$ALF_1 \geq \alpha \cdot \frac{I_{\max \text{ close-in fault}}}{I_{PN}} \quad (4.44)$$

Όπου I_{PN} το ονομαστικό ρεύμα του πρωτεύοντος τυλίγματος του ΜΕ. Οι τιμές του συντελεστή α για τους διάφορους τύπους ηλεκτρονόμων απόστασης δίνονται από τον παρακάτω πίνακα 4.2:

Πίνακας 4.2. Τιμές του συντελεστή α για διάφορους τύπους ηλεκτρονόμων και διαφορετικές σταθερές χρόνου του δικτύου.

Relay type	System time-constant		
	$T_s < 30 \text{ ms}$	$T_s < 50 \text{ ms}$	$T_s < 100 \text{ ms}$
7SA511	$a = 2$	$a = 2$	$a = 3$
7SA513	$a = 2$	$a = 2$	$a = 2$
7SA522 and 7SA6xx	$a = 1$	$a = 2$	$a = 2$

- b. Για σφάλματα στο τέλος της πρώτης ζώνης ισχύει το ακόλουθο κριτήριο:

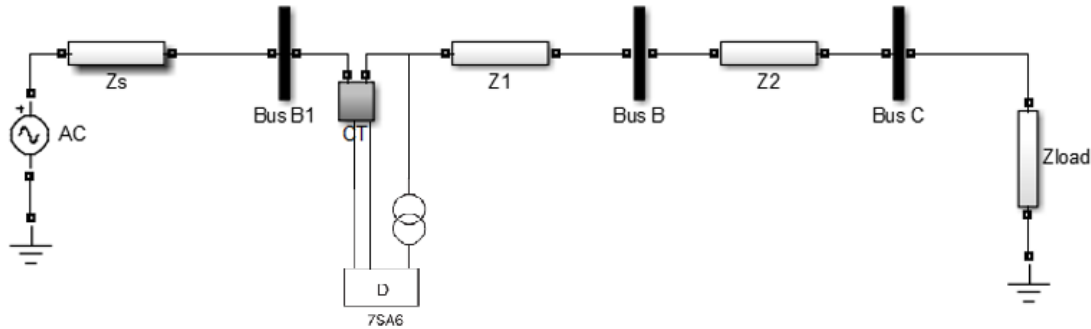
$$ALF_2 \geq k_{ff} \cdot \frac{I_{\max 1st \text{ zone end}}}{I_{PN}} \quad (4.45)$$

Όπως προαναφέρθηκε η διάσταση του ΜΕ πρέπει να είναι τέτοια ώστε κατά τη διάρκεια σφαλμάτων στο τέλος της πρώτης ζώνης (80%-85% το μήκος της γραμμής), να μην υπάρχει κορεσμός καθ' όλη τη διάρκεια του χρόνου μέτρησης. Ο χρόνος για το συγκεκριμένο ηλεκτρονόμο απόστασης είναι $t_m = 25ms > 15ms$ οπότε ο υπολογισμός του μεταβατικού συντελεστή k_{ff} θα γίνει με την προσεγγιστική σχέση (4.34). Σε περίπτωση που δεν έχουμε στοιχεία του δικτύου μπορούμε να θέσουμε τον συντελεστή k_{ff} ίσο με 10. Διάφορα τεστ που έχουν γίνει στους ψηφιακούς ηλεκτρονόμους έχουν δείξει ότι μπορούμε να πάρουμε πολύ μικρές τιμές για τον

συντελεστή k_{ff} λόγω της μεγάλης ανοχής που δείχνουν να έχουν αυτοί στον κορεσμό των ΜΕ. Μια τιμή $k_{ff} \geq 5$ μπορεί να υποτεθεί στους ηλεκτρονόμους 7SA522 και 7SA6xx. Σε κάθε περίπτωση ο μηχανικός θα πρέπει να συμβουλευτεί τα εγχειρίδια της εταιρείας του ηλεκτρονόμου που χρησιμοποιεί.[4.2]

Για ένα στέρεο βραχυκύκλωμα τα δύο κριτήρια που προαναφέρθηκαν παραπάνω πρέπει να πληρούνται για τον υπολογισμό της διάστασης του ΜΕ.

Στο σχήμα (4.18) φαίνεται ένα τυπικό σύστημα μεταφοράς:



Σχ. 4.18 Τυπικό σύστημα μεταφοράς ηλεκτρικού δικτύου.

Για το παραπάνω σύστημα μεταφοράς έχουμε τις εξής τιμές για τα στοιχεία του κυκλώματος:

$$V_s = \text{Τάση της πηγής} = 400 \text{KV}$$

$$Z_s = \text{Εσωτερική αντίσταση της πηγής} = 60 \angle 88^\circ \Omega$$

$$Z_{L1} = \text{Αντίσταση γραμμής B1B} = 30 \angle 80^\circ \Omega$$

$$Z_{L2} = \text{Αντίσταση γραμμής BC} = 15 \angle 80^\circ \Omega$$

$$Z_{load} = \text{Αντίσταση φορτίου} = 190.42 \angle 3.37^\circ \Omega$$

Η αντίσταση φορτίου θεωρείται ότι έχει την ελάχιστη τιμή πράγμα που σημαίνει ότι έχουμε το μέγιστο ρεύμα φορτίου που διαρρέει το παραπάνω δίκτυο. Οι αντιστάσεις των γραμμών και της πηγής είναι θετικής ακολουθίας. Το μέγιστο ρεύμα φορτίου είναι:

$$I_{load} = \frac{V_s}{\sqrt{3} \cdot (Z_s + Z_{L1} + Z_{L2} + Z_{load})} = \frac{400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot (60 \angle 88^\circ + 30 \angle 80^\circ + 15 \angle 80^\circ + 190.42 \angle 3.37^\circ)} \Leftrightarrow$$

$$I_{load} = 999.915 \angle -30.008^\circ$$

Οπότε ο λόγος μετασχηματισμού του ΜΕ θα είναι 1000/5. Για την σύνδεση του ΜΕ και του ηλεκτρονόμου χρησιμοποιείται καλώδιο χαλκού 100m διατομής 4mm^2 . Ο ΜΕ που έχει επιλεγεί είναι 5P, 50VA με εσωτερικό φορτίο 20% της ονομαστικής του ισχύος. Θα προσδιορίσουμε την τιμή του συντελεστή ακριβείας ALF του ΜΕ έτσι ώστε να έχουμε την μέτρηση του ρεύματος βραχυκύκλωσης χωρίς να υπάρξει κορεσμός. Ο ηλεκτρονόμος απόστασης που χρησιμοποιούμε είναι ο 7SA6.

Κριτήριο 1: Για close-in σφάλμα χωρίς τόξο.

$$I_{sc_max} = \frac{1.1 \cdot V_s}{\sqrt{3} \cdot Z_s} = \frac{1.1 \cdot 400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 60 \angle 88^\circ} = 4.234 \angle -88^\circ \text{KA}$$

Η χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα είναι:

$$T_s = \frac{L_{fault}}{R_{fault}} = \frac{imag(Z_s)}{2\pi f \cdot real(Z_s)} = \frac{59.964}{314 \cdot 2.087} = 92ms$$

Από τον πίνακα 4.2 στην περίπτωση του ηλεκτρονόμου 7SA6 έχουμε $\alpha=2$ οπότε:

$$ALF'_1 = 2 \cdot \frac{4.234 \cdot 10^3}{1000} = 9$$

Κριτήριο 2: Για σφάλμα χωρίς τόξο στο όριο της πρώτης ζώνης προστασίας της γραμμής B₁B.

Για το όριο της πρώτης ζώνης έχουμε:

$$Z_{B_1B_{1zone}} = 0.85 \cdot 30 \angle 80^\circ = 25.5 \angle 80^\circ$$

Και το ρεύμα βραχυκύκλωσης είναι:

$$I_{sc_1zone_B_1B} = \frac{1.1 \cdot V_s}{\sqrt{3} \cdot (Z_s + Z_{B_1B_{1zone}})} = \frac{1.1 \cdot 400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot (60 \angle 88^\circ + 25.5 \angle 80^\circ)} = 2.977 \angle -85.616^\circ \text{ KA}$$

Η χρονική σταθερά του δικτύου (σταθερά χρόνου DC συνιστώσας) για το ισχύον βραχυκύκλωμα είναι:

$$T_s = \frac{L_{fault}}{R_{fault}} = \frac{imag(Z_s + Z_{B_1B_{1zone}})}{2\pi f \cdot real(Z_s + Z_{B_1B_{1zone}})} = \frac{85.075}{314 \cdot 6.522} = 42ms$$

Ο χρόνος κορεσμού για τον ηλεκτρονόμο απόστασης 7SA6 είναι $t_m = 25ms$. Επειδή $t_m > 15ms$ θα χρησιμοποιήσουμε τον προσεγγιστικό τύπο της σχέσης (37α).

Έτσι

$$k_{tf} = 1 + T_n \cdot \omega \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_m}{T_n}}\right) = 1 + 314 \cdot 42 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - e^{-\frac{25}{42}}\right) = 7$$

Για τον συντελεστή ακριβείας έχουμε:

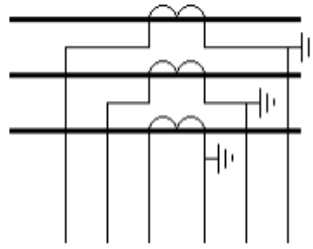
$$ALF'_2 = 7 \cdot \frac{2.977 \cdot 10^3}{1000} = 21$$

Επειδή $ALF'_2 > ALF'_1$ ο μετασχηματιστής έντασης θα πρέπει να διαστασιολογηθεί σύμφωνα με το κριτήριο 2. Για την αντίσταση του καλωδίου παίρνουμε:

$$R = 2 \cdot \frac{\rho \cdot l}{S} = 2 \cdot \frac{0.0175 \cdot 100}{4} = 0.875 \Omega$$

Θα πρέπει να επισημάνουμε ότι η αντίσταση του καλωδίου εξαρτάται από την σύνδεση που έχουν οι ΜΕ μεταξύ τους. Εδώ θεωρήσαμε ότι κάθε ΜΕ συνδέεται

κατευθείαν στον ηλεκτρονόμο (6-wire connection) όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχ. 4.19 Σύνδεση μετασχηματιστών έντασης 6-wire connection.

Το φορτίο του ηλεκτρονόμου απόστασης είναι: $R_R < 0.1\Omega$.

Το ολικό φορτίο είναι: $R_t = R_R + R = 0.975\Omega$

Ο ονομαστικός συντελεστής ακριβείας θα είναι:

$$ALF = ALF'_2 \cdot \frac{P_i + P_B}{P_i + P_{Bn}} = ALF'_2 \cdot \frac{R_{CT} + R_B}{R_{CT} + R_{Bn}} = 21 \cdot \frac{6 + 0.975}{6 + 2} = 18.32$$

Οπότε θα επιλεγεί ΜΕ με ονομαστικό συντελεστή ακριβείας $ALF = 20$

Ο ΜΕ θα είναι 5P20, 50VA με λόγο μετασχηματισμού 1000/5.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Stig Holst ABB Automation Products Sweden, Bapuji S Palki ABB Utilities India, “Co-ordination of fast numerical relays and current transformers over dimensioning factors and influencing parameters”.
- [2] Ziegler, Gerhard, “Numerical Distance Protection Principles and Applications”, 4th edition, Publicis Publishing 2011
- [3] Hector J. Altuve, Normann Fischer, Gabriel Benmouyal, “Sizing, Current Transformers for Line Protection Applications”, IEEE May 29, 2014
- [4] J. Lewis Blackburn, Thomas J. Domin, “Protective Relaying Principles and Applications 3rd edition”, CRC Press, 6000 Broken Sound Parkway NW, 2007.
- [5] W.D.A.S. Wijayapala, J. Karunanayake, R.R.T.W.M.R.A.I. Madawala, “Current Transformer Performance during Transient Conditions and the Development of a Current Transformer Selection Criterion for Protection Applications”, Sri Lanka, 2016
- [6] Stanley H. Horowitz, Arun G. Phadke, “Power System Relaying Fourth Edition”, United Kingdom, 2014

5 ΠΡΟΒΛΗΜΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΕΠΙΛΟΓΙΚΗΣ ΣΥΝΕΡΓΑΣΙΑΣ Η/Ν ΥΠΕΡΕΝΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΣΤΑΣΗΣ

5.1 Εισαγωγή

Λόγω των απαιτήσεων προστασίας των ηλεκτρικών δικτύων οι ηλεκτρονόμοι θα πρέπει να συνεργάζονται μεταξύ τους όσο το δυνατόν καλύτερα. Η επίτευξη της συνεργασίας των ηλεκτρονόμων προστασίας είναι μια διαδικασία καθορισμού, με μεγάλη ακρίβεια, των ρυθμίσεων των ηλεκτρονόμων, έτσι ώστε ο ηλεκτρονόμος που βρίσκεται πιο κοντά στο βραχυκύκλωμα να λειτουργήσει γρηγορότερα από τους άλλους. Μια δυσλειτουργία του ηλεκτρονόμου που βρίσκεται πιο κοντά στο σφάλμα έχει σαν αποτέλεσμα την λειτουργία ενός δευτερεύοντος ηλεκτρονόμου προστασίας (back-up) μετά από κάποιο χρόνο καθυστέρησης, γνωστός ως εσωτερικός χρόνος συνεργασίας (Coordination Time Interval, CTI), διασφαλίζοντας έτσι την σωστή και διαδοχική λειτουργία των ηλεκτρονόμων και κατ' επέκταση την προστασία του δικτύου.

Οι ηλεκτρονόμοι απόστασης και οι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης, είναι οι ηλεκτρονόμοι που χρησιμοποιούνται συχνότερα για την προστασία των ηλεκτρικών δικτύων μεταφοράς.

5.2 Σύνθεση του προβλήματος

Παρόλο που σήμερα οι ηλεκτρονόμοι απόστασης έχουν εξελιχθεί, οι ηλεκτρονόμοι υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης είναι η καλύτερη επιλογή σαν εφεδρική προστασία, σε περίπτωση που ένας ηλεκτρονόμος απόστασης αποτύχει να προστατέψει το δίκτυο κατά την εμφάνιση σφάλματος. Η συνεργασία μεταξύ αυτών των δύο τύπων ηλεκτρονόμων είναι η καλύτερη και από τεχνικής και οικονομικής απόψεως, όμως είναι μια σύνθετη διαδικασία και παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες. Για την υλοποίηση της συνεργασίας αυτών των δύο τύπων ηλεκτρονόμων ο μηχανικός προστασίας θα πρέπει να λάβει τις τρεις ακόλουθες συνθήκες:

- Συνεργασία μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης
- Συνεργασία μεταξύ των ηλεκτρονόμων απόστασης
- Συνεργασία μεταξύ των ηλεκτρονόμων απόστασης ως πρωτεύουσα προστασία και των ηλεκτρονόμων υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης ως εφεδρική προστασία. Οι μεταβλητές των ηλεκτρονόμων για την εξεύρεση της βέλτιστης λύσης, στο πρόβλημα βελτιστοποίησης για την επιλεκτική συνεργασία των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και απόστασης είναι ο χρόνος λειτουργίας της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης, καθώς επίσης η σταθερά χρόνου (TDS) και το ρεύμα διέγερσης ($I_{pick-up}$) των ηλεκτρονόμων υπερέντασης.

Γενικά η επιλεκτική συνεργασία των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και των ηλεκτρονόμων απόστασης είναι ένα μη γραμμικό πρόβλημα. Ο λόγος για την μη γραμμικότητα είναι το ρεύμα διέγερσης $I_{pick-up}$. Αν το ρεύμα διέγερσης $I_{pick-up}$ θεωρηθεί γνωστό τότε το πρόβλημα βελτιστοποίησης μετατρέπεται σε γραμμικό. Στην περίπτωση αυτή, η επίλυση, του γραμμικού πλέον προβλήματος βελτιστοποίησης, δεν δύναται να είναι η

καλύτερη δυνατή. Επομένως για το πρόβλημα βελτιστοποίησης που μελετάται στο παρόν κεφάλαιο το ρεύμα διέγερσης $I_{pick-up}$ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης θεωρείται μεταβλητή, καθιστώντας το πρόβλημα ως μη γραμμικό.

Ο σκοπός στην μελέτη της συνεργασίας των ηλεκτρονόμων απόστασης και υπερέντασης είναι ο καθορισμός των βέλτιστων ρυθμίσεων των ηλεκτρονόμων. Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα το άθροισμα του χρόνου λειτουργίας τους να είναι ο μικρότερος δυνατός, ικανοποιώντας παράλληλα και τους περιορισμούς που υπάρχουν για μια τέτοια συνεργασία. Ορίζεται έτσι η αντικειμενική συνάρτηση OF (*Objective Function*) η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$OF = \sum_{i=1}^n t_i + \sum_{j=1}^n t_{Z2,j} \quad (5.1)$$

όπου:

i, j ο αριθμός των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και απόστασης αντίστοιχα

t_i ο χρόνος λειτουργίας του i ηλεκτρονόμου υπερέντασης

$t_{Z2,j}$ ο χρόνος λειτουργίας του j ηλεκτρονόμου απόστασης

Για το πρόβλημα που έχουμε να επιλύσουμε γράφτηκε πρόγραμμα στη MATLAB και χρησιμοποιήθηκε από την εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης της MATLAB η συνάρτηση `fmincon`.

Η συνάρτηση `fmincon`, η οποία θα αναλυθεί με μεγαλύτερη λεπτομέρεια παρακάτω, επιλύει μη γραμμικά προβλήματα ελαχιστοποίησης με περιορισμούς.

Οι χαρακτηριστικές λειτουργίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης δίνονται, όπως παρουσιάστηκαν στο πρώτο κεφάλαιο από την σχέση:

$$t_i = \frac{TDS_i \cdot \beta}{\left(\frac{I_{F,i}}{I_{i,pick-up}} \right)^\alpha - 1} + L \quad (5.2)$$

όπου

t – ο χρόνος καθυστέρησης λειτουργίας του ηλεκτρονόμου σε sec

TDS – η τιμή της χρονικής σταθεράς

I_F – ρεύμα βραχυκύκλωσης ανηγμένο στο δευτερεύον του ΜΕ

$I_{pick-up}$ – ρεύμα διέγερσης του ηλεκτρονόμου ανηγμένο στο δευτερεύον του ΜΕ

L – σταθερά

Οι τιμές των σταθερών α , β και L για διάφορους συνηθισμένους τύπους ηλεκτρονόμων υπερέντασης σύμφωνα με τα πρότυπα των IEC και ANSI/IEEE δίνονται από τον πίνακα 1.1 του πρώτου κεφαλαίου.

5.3 Εισαγωγή στην εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης της MATLAB

Πριν την ανάλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης για την επιλεκτική συνεργασία των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και των ηλεκτρονόμων απόστασης είναι χρήσιμο να αναφερθούμε γενικά στα προβλήματα που επιλύονται χρησιμοποιώντας συναρτήσεις του optimization toolbox (εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης) της MATLAB. Το optimization toolbox είναι μία πρόσθετη βιβλιοθήκη της MATLAB που παρέχει συναρτήσεις για προβλήματα βελτιστοποίησης. Ο πίνακας 5.1 περιγράφει όλα τα ορίσματα εισόδου στις συναρτήσεις που χρησιμοποιούνται στο Optimization Toolbox. Επίσης αναφέρονται και τα ονόματα των συναρτήσεων που χρησιμοποιούν το κάθε όρισμα.

Πίνακας 5.1: Ορίσματα εισόδου των συναρτήσεων της εργαλειοθήκης βελτιστοποίησης της MATLAB

Όρισμα εισόδου (input argument)	Περιγραφή	Συναρτήσεις που τα χρησιμοποιούν
A, b	Ο πίνακας A και το διάνυσμα b είναι αντίστοιχα ο συντελεστής και το διάνυσμα στο δεξί μέρος των γραμμικών ανισοτικών περιορισμών της μορφής: $A \cdot x \leq b$	fgoalattain, fmincon, fminimax, fseminf, linprog, lsqlin, quadprog
Aeq, beq	Ο πίνακας Aeq και το διάνυσμα beq είναι αντίστοιχα ο συντελεστής και το διάνυσμα στο δεξί μέρος των γραμμικών ισοτικών περιορισμών της μορφής: $Aeq \cdot x = beq$	fgoalattain, fmincon, fminimax, fseminf, linprog, lsqlin, quadprog
C, d	Ο πίνακας C και το διάνυσμα d είναι αντίστοιχα οι παράμετροι που ορίζουν το υπέρ ή υπο-ορισμένο γραμμικό σύστημα, σε προβλήματα ελαχίστων τετραγώνων. Θυμίζουμε, ότι τα προβλήματα ελαχιστοποίησης με τη μέθοδο των ελάχιστων τετραγώνων δηλώνονται ως εξής: $\min_x \ C \cdot x - d\ _2^2, m \text{ equations}, n \text{ variables}$	lsqlin, lsqnonneg
f	Το διάνυσμα των συντελεστών του γραμμικού όρου στη γραμμική εξίσωση $f^T \cdot x$ ή στην τετραγωνική εξίσωση $\frac{dx}{dt} \cdot H \cdot x + \frac{df}{dt} \cdot x$	linprog, quadprog
fun	Η αντικειμενική συνάρτηση	fgoalattain, fminbnd, fmincon, fminimax, fminsearch, fminunc, fseminf, fsolve, fzero, lsqcurvefit, lsqnonlin

Όρισμα εισόδου (input argument)	Περιγραφή	Συναρτήσεις που τα χρησιμοποιούν
goal	Διάνυσμα τιμών που οι αντικειμενικές συναρτήσεις προσπαθούν να πετύχουν. Το διάνυσμα πρέπει να είναι του ίδιου μεγέθους με τον αριθμό των αντικειμενικών συναρτήσεων (για προβλήματα με πολλές αντικειμενικές συναρτήσεις-multi objective minimization)	fgoalattain
H	Ο πίνακας των συντελεστών για τους τετραγωνικούς όρους στην τετραγωνική εξίσωση $\frac{dx}{dt} \cdot H \cdot x + \frac{df}{dt} \cdot x$. Ο πίνακας H πρέπει να είναι συμμετρικός.	quadprog
lb,ub	Κατώτατα η ανώτατα όρια, αντίστοιχα, για τις μεταβλητές. Μπορούν να' ναι διανύσματα ή πίνακες. Τα lb, ub πρέπει να είναι της ίδιας διάστασης με το x (διάνυσμα που περιέχει τις ανεξάρτητες μεταβλητές). Παρόλα αυτά αν τα lb, ub έχουν λιγότερα στοιχεία από το x, έστω m, τότε μόνο τα m στοιχεία του x περιορίζονται. Οι μεταβλητές που δεν επιδέχονται κανένα περιορισμό στις τιμές που μπορούν να πάρουν, προσδιορίζονται χρησιμοποιώντας τα σύμβολα: -inf (για το κατώτερο όριο) ή inf (για το ανώτερο όριο). Για παράδειγμα, αν lb(i)=-inf τότε η μεταβλητή x(i) δεν έχει κάτω όριο, (προσεγγίζει το -∞).	fgoalattain, fmincon, fminimax, fseminf, linprog, lsqcurvefit, lsqin, lsqnonlin, quadprog
nonlcon	Είναι συνήθως κάποιο αρχείο function m-file που περιέχει τους μη γραμμικούς ανισοτικούς ή ισοτικούς περιορισμούς.	fgoalattain, fmincon, fminimax
ntheta	Ο αριθμός των ημίπειρων περιορισμών.	Fseminf
options	Δομή, που ορίζει διάφορες παραμέτρους για τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης.	Όλες οι συναρτήσεις
P1,P2	Επιπρόσθετες παράμετροι που μπορούν να εισαχθούν στην αντικειμενική συνάρτηση.	fgoalattain, fminbnd, fmincon, fminimax, fminsearch, fminunc, fseminf, fsolve, fzero, lsqcurvefit, lsqnonlin
semifcon	Η συνάρτηση που υπολογίζει τους μη-γραμμικούς και γραμμικούς περιορισμούς, και τους ημίπειρους περιορισμούς.	Fseminf

Όρισμα εισόδου (input argument)	Περιγραφή	Συναρτήσεις που τα χρησιμοποιούν
weight	Διάνυσμα βάρους που ελέγχει την υποεκτίμηση ή την υπερεκτίμηση των αντικειμενικών συναρτήσεων (για προβλήματα με πολλές αντικειμενικές συναρτήσεις, multi-objective minimization)	fgoalattain
xdata, ydata	xdata είναι τα δεδομένα εισόδου(σημεία). ydata είναι τα μετρούμενα σημεία, για τα οποία πρέπει να γίνει παρεμβολή (να βρεθεί δηλαδή η εξίσωση της καμπύλης που να διέρχεται από αυτά τα σημεία).	lsqcurvefit
x0	Το αρχικό σημείο εκκίνησης, (μπορεί να είναι σταθερά, διάνυσμα ή πίνακας)	Όλες οι συναρτήσεις εκτός της fminbnd
x1, x2	Τα όρια μεταξύ των οποίων θα κινείται το x σε αντικειμενική συνάρτηση μιας μεταβλητής (x1, x2 σταθερές).	Fminbnd

Ο πίνακας 5.2 περιγράφει όλα τα ορίσματα εξόδου, στις συναρτήσεις που χρησιμοποιούνται στο Optimization Toolbox. Επίσης αναφέρονται και τα ονόματα των συναρτήσεων από τις οποίες εξάγεται το κάθε όρισμα.

Πίνακας 5.2: Ορίσματα εξόδου των συναρτήσεων της εργαλειοθήκης βελτιστοποίησης της MATLAB

Όρισμα εξόδου (output argument)	Περιγραφή	Συναρτήσεις που τα χρησιμοποιούν
attainfactor	Ο συντελεστής προσέγγισης της βέλτιστης λύσης x.	Fgoalattain
exitflag	Μεταβλητή που περιγράφει την κατάσταση εξόδου. Αν exitflag>0 σημαίνει ότι βρέθηκε η βέλτιστη λύση. Αν exitflag<0 σημαίνει ότι ο αλγόριθμος δεν βρήκε τη βέλτιστη λύση. Αν exitflag=0 σημαίνει ότι ο μέγιστος αριθμός των επαναλήψεων που δηλώθηκαν στην δομή options του αλγορίθμου, ξεπεράστηκαν χωρίς να βρεθεί βέλτιστη λύση	Όλες οι συναρτήσεις
fval	Η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης στην βέλτιστη λύση x.	fgoalattain, fminbnd, fmincon, fminimax, fminsearch, fminunc, fsemif, fsolve, fzero, linprog, quadprog
grad	Η τιμή του διανύσματος κλίσης στη βέλτιστη λύση x.	fmincon, fminunc

Όρισμα εισόδου (input argument)	Περιγραφή	Συναρτήσεις που τα χρησιμοποιούν
hessian	Η τιμή του Εσσιανού πίνακα στη βέλτιστη λύση x .	fmincon, fminunc
jacobian	Η τιμή του Ιακωβιανού πίνακα στην βέλτιστη λύση x .	lsqcurvefit, lsqnonlin, fsolve
lambda	Οι τιμές των πολλαπλασιαστών Langrange στη βέλτιστη λύση x .	fgoalattain, fmincon, fminimax, fseminf linprog, lsqcurvefit, lsqlin, lsqnonlin, lsqnonneg, quadprog
maxfval	Δίνει τη μέγιστη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης στην βέλτιστη τιμή x .	fminimax
output	Δίνει πληροφορίες σχετικά με τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης. Παρέχει πληροφορίες σχετικά με τον αλγόριθμο (τον αριθμό των επαναλήψεων, τον αριθμό των υπολογισμών της αντικειμενικής συνάρτησης (function evaluations), το όνομα του χρησιμοποιούμενου αλγόριθμου κτ).	Όλες οι συναρτήσεις
residual	Δίνει την τιμή του $C \cdot x - d$ στη βέλτιστη λύση x . (Για τα προβλήματα ελάχιστων τετραγώνων)	lsqcurvefit, lsqlin, lsqnonlin, lsqnonneg
resnorm	Δίνει την τιμή της νόρμας $\ C \cdot x - d\ ^2$ στη βέλτιστη λύση x .	lsqcurvefit, lsqlin, lsqnonlin, lsqnonneg
x	Η βέλτιστη λύση που βρέθηκε από τη συνάρτηση βελτιστοποίησης. Αν exitflag>0 τότε το x είναι λύση, αλλιώς, είναι η τιμή την οποία υπολόγιζε εκείνη τη στιγμή η συνάρτηση βελτιστοποίησης, όταν τερματίστηκε πρόωρα για άγνωστο λόγο.	Όλες οι συναρτήσεις

Τα προβλήματα τα οποία επιλύονται με την εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης της MATLAB χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες. Αυτές είναι όπς φαίνονται στους παρακάτω πίνακες:

a) Προβλήματα ελαχιστοποίησης

Πίνακας 5.3: Προβλήματα ελαχιστοποίησης

Τύπος	Σημειώσεις	Συναρτήσεις
Ελαχιστοποίηση με όριο (Scalar minimization)	$\min_a f(a)$ έτσι ώστε $a_1 < a < a_2$	fminbnd
Ελαχιστοποίηση χωρίς περιορισμούς (Unconstrained minimization)	$\min_x f(x)$	fminunc, fminsearch
Γραμμικός προγραμματισμός (Linear programming)	$\min_x f^T x$ έτσι ώστε $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	linprog
Τετραγωνικός προγραμματισμός (Quadratic programming)	$\min_x \frac{1}{2} x^T Hx + f^T x$ έτσι ώστε $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	quadprog
Ελαχιστοποίηση με περιορισμούς (Constrained minimization)	$\min_x f(x)$ έτσι ώστε $c(x) \leq 0, ceq(x) = 0$ $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	fmincon
Μέθοδος επίτευξης στόχου (Goal attainment) Χρησιμοποιείται συνήθως για πολυδιάστατη βελτιστοποίηση (πολλές αντικειμενικές συναρτήσεις)	$\min \gamma$ έτσι ώστε $F(x) - w\gamma \leq goal$ $c(x) \leq 0, ceq(x) = 0$ $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	fgoalattain
Μέθοδος minimax	$\min_x \max_{\{F_i\}} \{F_i(x)\}$ έτσι ώστε $c(x) \leq 0, ceq(x) = 0$ $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	fminimax
Ελαχιστοποίηση ημι-άπειρων προβλημάτων (Semi-infinite minimization)	$\min_x f(x)$ έτσι ώστε $K(x, w) \leq 0$ για όλα τα w $c(x) \leq 0, ceq(x) = 0$ $A \cdot x \leq b, Aeq \cdot x = beq, l \leq x \leq u$	fseminf

b) Επίλυση εξισώσεων.

Πίνακας 5.4: Επίλυση εξισώσεων

Τύπος	Σημειώσεις	Συναρτήσεις
Γραμμικές εξισώσεις (Linear equations)	$C \cdot x = d$, n εξισώσεις, n μεταβλητές	\ (slash)
Μη γραμμική εξίσωση μιας μεταβλητής (Nonlinear equation of one variable)	$f(a) = 0$	fzero
Μη γραμμικές εξισώσεις (Nonlinear equations)	$F(x) = 0$, n εξισώσεις, n μεταβλητές	fsolve

c) Προβλήματα Ελαχίστων τετραγώνων.

Πίνακας 5.5: Προβλήματα Ελαχίστων τετραγώνων

Τύπος	Σημειώσεις	Χρησιμοποιούμενες συναρτήσεις
Γραμμικά ελάχιστα τετράγωνα (Linear-Least-squares)	$\min_x \ C \cdot x - d\ ^2$, m εξισώσεις, n μεταβλητές	\ (slash)
Μη αρνητικά γραμμικά ελάχιστα τετράγωνα (Nonnegative Linear-Least-Squares)	$\min_x \ C \cdot x - d\ ^2$, έτσι ώστε $x \geq 0$	lsqnonneg
Γραμμικά ελάχιστα τετράγωνα με περιορισμούς (Constrained Linear-Least Squares)	$\min_x \ C \cdot x - d\ ^2$, έτσι ώστε $A \cdot x \leq b$, $Aeq \cdot x = beq$, $l \leq x \leq u$	lsqlin
Μη γραμμικά ελάχιστα τετράγωνα (Nonlinear Least-Squares)	$\min_x \frac{1}{2} \ F(x)\ _2^2 = \frac{1}{2} \sum_i F_i(x)^2$, έτσι ώστε $l \leq x \leq u$	lsqnonlin
Μη γραμμική ανάλυση προσαρμογής δεδομένων (Nonlinear Curve fitting)	$\min_x \frac{1}{2} \ F(x, xdata) - ydata\ _2^2 = \frac{1}{2} \sum_i F_i(x)^2$ έτσι ώστε $l \leq x \leq u$	lsqcurvefit

Στην περίπτωση επίλυσης ενός προβλήματος μεγιστοποίησης εφαρμόζουμε έναν από τους αλγόριθμους ελαχιστοποίησης του πίνακα 5.3 για την αντικειμενική συνάρτηση $-f$.

5.4 Συνάρτηση fmincon

Η σύνταξη της συνάρτησης fmincon είναι γενικά η εξής:

$$[\mathbf{x}, \mathbf{fval}, \text{exitflag}, \text{output}, \lambda, \text{grad}, \text{hessian}] = \mathbf{fmincon}(\text{fun}, \mathbf{x0}, \mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{Aeq}, \mathbf{Beq}, \mathbf{lb}, \mathbf{ub}, \text{nonlcon}, \text{options}, \mathbf{P1}, \mathbf{P2}, \dots) \quad (5.3)$$

Η σύνταξη της fmincon γίνεται πάντα με την μορφή που παρουσιάζεται στην παραπάνω έκφραση. Αυτό σημαίνει ότι η δήλωση των ορισμάτων εισόδου και εξόδου πρέπει να γίνεται με την συγκεκριμένη σειρά.

Στο δεξί μέρος της έκφρασης που είναι κλεισμένο σε παρενθέσεις () βρίσκονται πάντα τα ορίσματα εισόδου και τα οποία έχουν παρουσιαστεί αναλυτικά στον πίνακα 5.1.

Αν δεν θέλουμε να εισάγουμε ορίσματα εισόδου που βρίσκονται δεξιότερα του τελευταίου δεδομένου ορίσματος στη σύνταξη της εντολής, απλώς τα παραλείπουμε. Κατά περίπτωση, ανάλογα με το πρόβλημα, μπορεί για παράδειγμα να μην έχουμε γραμμικούς ανισοτικούς περιορισμούς. Σε αυτή την περίπτωση στη σύνταξη της εντολής θέτουμε στις θέσεις των \mathbf{A} , \mathbf{b} έναν κενό πίνακα (που παριστάνεται από τις αγκύλες []). Γενικά θα πρέπει να αντικαταστήσουμε με τον κενό πίνακα τα ορίσματα που δεν δίνονται.

Παραδείγματα:

1. $[\mathbf{x}, \mathbf{fval}] = \mathbf{fmincon}(\text{fun}, \mathbf{x0}, \mathbf{A}, \mathbf{b})$

Με αυτή τη σύνταξη ζητείται να λυθεί ένα πρόβλημα βελτιστοποίησης της αντικειμενικής συνάρτησης **fun** που υπόκειται στους γραμμικούς ανισοτικούς περιορισμούς της μορφής:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{x} \leq \mathbf{B} \quad (5.4)$$

με αρχικό σημείο εκκίνησης το $\mathbf{x0}$. Παρατηρούμε ότι δεν δίνονται πληροφορίες για τα επόμενα ορίσματα δηλαδή τα \mathbf{Aeq} , \mathbf{beq} , \mathbf{lb} , \mathbf{ub} , nonlcon , options , $\mathbf{P1}$, $\mathbf{P2}$. Στην αριστερή καμπύλη ο πίνακας \mathbf{x} περιέχει τις βέλτιστες τιμές των μεταβλητών που βρέθηκαν από την συνάρτηση fmincon για τους περιορισμούς της μορφής (5.4) και το όρισμα εξόδου **fval** δίνει την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης σε συνάρτηση με τις τιμές των μεταβλητών του πίνακα \mathbf{x} .

2. $[\mathbf{x}, \mathbf{fval}] = \mathbf{fmincon}(\text{fun}, \mathbf{x0}, [], [], [], [], [], [], \text{nonlcon})$

Με αυτή τη σύνταξη ζητείται να λυθεί ένα πρόβλημα βελτιστοποίησης της αντικειμενικής συνάρτησης **fun** που υπόκειται στους μη γραμμικούς περιορισμούς που δίνονται στο nonlcon, με αρχικό σημείο εκκίνησης το $\mathbf{x0}$. Το nonlcon είναι συνήθως κάποιο αρχείο function m-file που περιέχει τους μη γραμμικούς ανισοτικούς ή ισοτικούς περιορισμούς με συγκεκριμένη γραφή. Για τα ορίσματα εξόδου \mathbf{x} , **fval** ισχύει ότι και στο παράδειγμα 1. Βλέπουμε ότι δεν δίνονται πληροφορίες ούτε για γραμμικούς ανισοτικούς ή ισοτικούς περιορισμούς (\mathbf{A} , \mathbf{b} , \mathbf{Aeq} , \mathbf{beq}) ούτε για ανώτερα ή κατώτερα όρια στη μεταβλητή σχεδιασμού \mathbf{x} (\mathbf{lb} , \mathbf{ub}). Όλα αυτά τα σχετικά ορίσματα αντικαθίστανται από αγκύλες.

Στο αριστερό μέρος της έκφρασης που είναι κλεισμένο σε αγκύλες [] βρίσκονται πάντα τα ορίσματα εξόδου και τα οποία έχουν παρουσιαστεί αναλυτικά στον Πίνακα 5.2. Μετά το πέρας του αλγορίθμου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα σε πινακοποιημένη μορφή.

Πριν γίνει η σύνταξη της fmincon, προκειμένου να ξεκινήσει ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης είναι αναγκαίο να ορίσουμε κάποιες παραμέτρους του αλγορίθμου. Το πρώτο βήμα, αφορά στον καθορισμό του τύπου του προβλήματος, έτσι ώστε να χρησιμοποιηθεί η πιο κατάλληλη μέθοδος βελτιστοποίησης. Αν το πρόβλημα είναι μεγάλης

κλίμακας (Large scale), τότε αυτό πρέπει να διευκρινιστεί, διότι αν όχι, τότε ο αλγόριθμος θα χρησιμοποιήσει μεθόδους βελτιστοποίησης μέσης κλίμακας (Medium scale) που είναι και οι προεπιλεγμένες (default), με συνέπεια πολλές φορές, τον πρόωρο τερματισμό του αλγορίθμου, ή τα λάθος αποτελέσματα.

Ο καθορισμός των επιλογών γίνεται χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση `optimset` και έχει την μορφή που φαίνεται παρακάτω:

```
options=optimset('Algorithm','interior-point','MaxIter',5000,'MaxFunEvals',100000,...,
                 'Display','iter') (5.5)
```

Όταν είναι επιθυμητή η εισαγωγή πολλαπλών παραμέτρων και δεν είναι πρακτικό να γραφούν σε μία συνεχόμενη γραμμή, τότε είναι δυνατή η συνέχεια σε άλλη γραμμή αν στην προηγούμενη τοποθετηθούν αποσιωπητικά (`,...`), όπως φαίνεται και στην σχέση 5.5.

Ο πίνακας 5.6 παρουσιάζει τις παραμέτρους της συνάρτησης `fmincon` οι οποίες χρησιμοποιούνται τόσο για προβλήματα μέσης, όσο και για προβλήματα μεγάλης κλίμακας.

Πίνακας 5.6: Λίστα επιλογών της `fmincon`

Επιλογή	Πληροφορίες	Παράδειγμα
Diagnosics	Εκτύπωση διαγνωστικών πληροφοριών για την αντικειμενική συνάρτηση	
Display	Όταν είναι στο 'off' δεν δείχνει καθόλου τα αποτελέσματα του αλγορίθμου. Όταν είναι στο 'iter' δείχνει τα ενδιάμεσα αποτελέσματα σε κάθε βήμα του αλγορίθμου. Στο 'final' δείχνει μόνο το τελικό αποτέλεσμα.	<code>Options=optimset('Display','iter')</code>
GradObj	Όταν δίδεται το διάνυσμα κλίσης (gradient) της αντικειμενικής συνάρτησης από τον χρήστη τότε πρέπει να δηλωθεί στο <code>options</code> . Το διάνυσμα κλίσης πρέπει να το παρέχει υποχρεωτικά ο χρήστης όταν επιλύει προβλήματα μεγάλης κλίμακας. Είναι προαιρετικό για προβλήματα μέσης κλίμακας. Σημείωση: Όταν το διάνυσμα κλίσης δίνεται από τον χρήστη - όπου είναι δυνατό-, προκύπτουν ευεργετικά αποτελέσματα για τον αλγόριθμο, όπως, ακρίβεια στους υπολογισμούς και μικρότερο σφάλμα, που προκύπτει λόγω προσέγγισης με τη μέθοδο των πεπερασμένων διαφορών.	<code>Options=optimset('GradObj','on')</code>

Επιλογή	Πληροφορίες	Παράδειγμα
MaxFunEvals	Ο μέγιστος αριθμός των υπολογισμών της αντικειμενικής συνάρτησης	Options=optimset('MaxFunEvals',100)
MaxIter	Ο μέγιστος αριθμός των επιτρεπόμενων επαναλήψεων	Options=optimset('MaxIter',50)
TolFun	Ανοχή (tolerance) για τον τερματισμό του αλγορίθμου όσον αφορά την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης	Options=optimset('TolFun',1e-3)
TolCon	Ανοχή για τον τερματισμό του αλγορίθμου όσον αφορά την παραβίαση των περιορισμών (constraints violation).	Options=optimset('TolCon',1e-3)
TolX	Ανοχή για τον τερματισμό του αλγορίθμου όσον αφορά στην τιμή του x.	Options=optimset('TolX',1e-5)

Για περισσότερες πληροφορίες για την ρύθμιση των παραμέτρων της συνάρτησης `fmincon` όπως και για τους υπόλοιπους αλγορίθμους της εργαλειοθήκης βελτιστοποίησης της MatLab μπορεί κάποιος να συμβουλευθεί την βοήθεια της MatLab στο διαδίκτυο, όπου παρουσιάζονται και αρκετά παραδείγματα.

5.5 Περιορισμοί για την συνεργασία των H/N απόστασης και υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης

Οι περιορισμοί που υπεισέρχονται για την κοινή προστασία ενός δικτύου από τους δύο τύπους H/N στους οποίους γίνεται αναφορά, χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία σχετίζεται με τους περιορισμούς που αφορούν την επιλεκτικότητα μεταξύ των δύο αυτών τύπων ηλεκτρονόμων και η δεύτερη κατηγορία σχετίζεται με τους περιορισμούς που αφορούν τα όρια των ρυθμίσεων των ηλεκτρονόμων.

5.5.1 Περιορισμοί επιλεκτικότητας μεταξύ των H/N

Για να υπάρξει επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων που παρέχουν προστασία σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας θα πρέπει ο χρόνος λειτουργίας των εφεδρικών ηλεκτρονόμων σε περίπτωση σφάλματος, να είναι μεγαλύτερος από τον αντίστοιχο χρόνο των σχετιζόμενων με αυτούς, ηλεκτρονόμων που παρέχουν πρωτεύουσα προστασία στο δίκτυο. Ο ελάχιστος χρόνος λειτουργίας των εφεδρικών ηλεκτρονόμων T_1 , όπως αναφέρθηκε και στο πρώτο κεφάλαιο, εξαρτάται από τους κάτωθι παράγοντες:

$$T_1 = T_2 + B_2 + O_1 + F \quad \text{όπου}$$

T_1 – ο χρόνος λειτουργίας του εφεδρικού ηλεκτρονόμου

T_2 – ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου πρωτεύουσας προστασίας

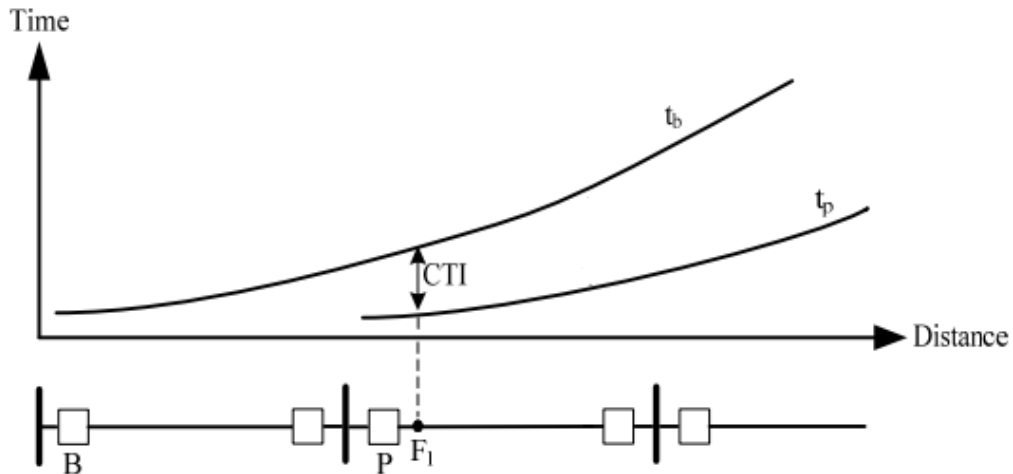
B_2 – χρόνος διακοπής του ρεύματος βραχυκύκλωσης από τον διακόπτη ισχύος 2

O_1 – χρόνος που οφείλεται στην αδράνεια του δίσκου του εφεδρικού ηλεκτρονόμου (over travel)

F – ένας χρόνος ασφαλείας

Για να επιτύχουμε επιλεκτικότητα, για την προστασία ενός ΣΗΕ, χρησιμοποιώντας ηλεκτρονόμους απόστασης και ηλεκτρονόμους υπερέντασης με στοιχείο κατεύθυνσης δεν θα πρέπει να υπάρχει επιλεκτικότητα μόνο μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης. Θα πρέπει να υπάρχει και επιλεκτικότητα και μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και απόστασης.

Στο σχήμα 5.1 δείχνονται γραφικά οι περιορισμοί για την επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης:



Σχήμα 5.1: Γραφική αναπαράσταση για την επιλεκτικότητα μεταξύ των H/N υπερέντασης

και μαθηματικά μπορούν να εκφραστούν:

$$t_b^{F_1} - t_p^{F_1} \geq CTI \quad (5.6)$$

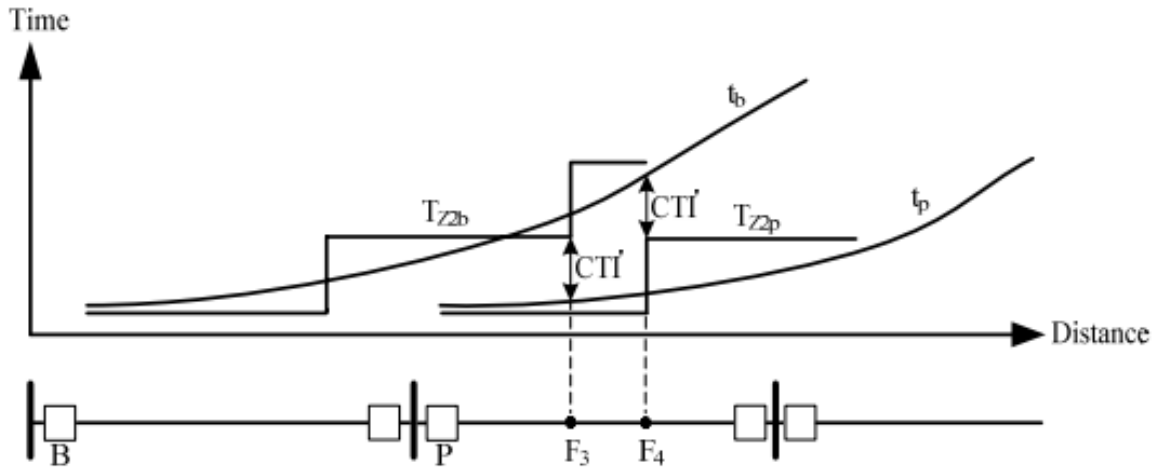
Όπου:

$t_b^{F_1}$ ο χρόνος λειτουργίας του εφεδρικού ηλεκτρονόμου υπερέντασης B για το σφάλμα στο σημείο F_1 (near-end σφάλμα για τον HN πρωτεύουσας προστασίας P).

$t_p^{F_1}$ ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου υπερέντασης P πρωτεύουσας προστασίας της γραμμής για το σφάλμα στο σημείο F_1 (near-end σφάλμα για τον Η/Ν πρωτεύουσας προστασίας P).

CTI εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των Η/Ν υπερέντασης (Coordination Time Interval)

Στο σχήμα 5.2 δείχνονται γραφικά οι περιορισμοί για την επιλεκτικότητα των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και των ηλεκτρονόμων απόστασης:



Σχήμα 5.2: Γραφική αναπαράσταση για την επιλεκτικότητα των Η/Ν υπερέντασης και απόστασης

Για την ύπαρξη της επιλεκτικότητας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και απόστασης, θα πρέπει ο χρόνος λειτουργίας των ηλεκτρονόμων υπερέντασης, που λειτουργούν ως εφεδρικοί, να είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο της δεύτερης ζώνης των σχετιζόμενων με αυτά ηλεκτρονόμων απόστασης πρωτεύουσας προστασίας. Επίσης ο χρόνος λειτουργίας της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης που λειτουργούν ως εφεδρικοί ηλεκτρονόμοι θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο λειτουργίας των σχετιζόμενων με αυτά ηλεκτρονόμων υπερέντασης πρωτεύουσας προστασίας. Με μαθηματικές σχέσεις τα παραπάνω μπορούν να εκφραστούν:

$$t_b^{F_4} - t_{Z2p} \geq CTI' \tag{5.7}$$

$$t_{Z2b} - t_p^{F_3} \geq CTI'$$

Όπου:

$t_b^{F_4}$ ο χρόνος λειτουργίας του εφεδρικού ηλεκτρονόμου υπερέντασης B για σφάλμα στο σημείο F_4 (Στην αρχή της δεύτερης ζώνης του Η/Ν πρωτεύουσας προστασίας P).

t_{Z2p} ο χρόνος λειτουργίας της δεύτερης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης P πρωτεύουσας προστασίας της γραμμής για το σφάλμα στο σημείο F_4 (Στην αρχή της δεύτερης ζώνης του HN πρωτεύουσας προστασίας P).

t_{Z2b} ο χρόνος λειτουργίας του εφεδρικού ηλεκτρονόμου απόστασης B για το σφάλμα στο σημείο F_3 (Στο πέρας της δεύτερης ζώνης του εφεδρικού HN προστασίας B).

$t_p^{F_3}$ ο χρόνος λειτουργίας του ηλεκτρονόμου υπερέντασης P πρωτεύουσας προστασίας της γραμμής για το σφάλμα στο σημείο F_3 (Στο πέρας της δεύτερης ζώνης του εφεδρικού HN προστασίας B).

CTI εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των H/N υπερέντασης και απόστασης (Coordination Time Interval).

5.5.2 Περιορισμοί των H/N υπερέντασης

Οι ρυθμίσεις των ηλεκτρονόμων υπερέντασης περιορίζονται σε κατώτερα και ανώτερα όρια βάσει των ακόλουθων ανισοτήτων:

$$TDS_i^{\min} \leq TDS_i \leq TDS_i^{\max} \quad (5.8)$$

$$\max(I_{i,load}^{\max}, I_{i,pick-up}^{\min}) \leq I_{i,pick-up}^{\min} \leq \min(I_{i,fault}^{\min}, I_{i,pick-up}^{\max})$$

όπου:

TDS_i η χρονική σταθερά του i ηλεκτρονόμου υπερέντασης

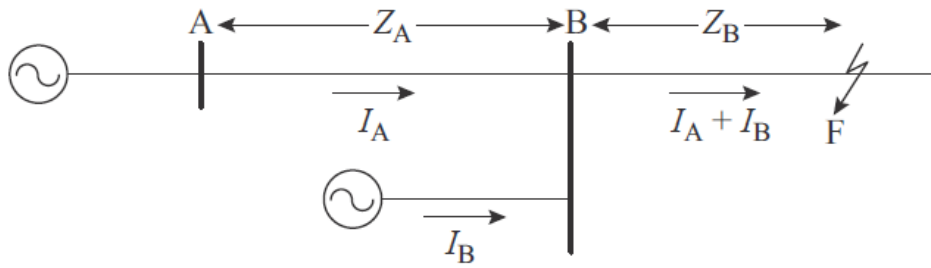
$I_{i,pick-up}$ το ρεύμα διέγερσης του ηλεκτρονόμου υπερέντασης. Όταν το ρεύμα σφάλματος είναι ίσο ή μεγαλύτερο από το ρεύμα διέγερσης ο ηλεκτρονόμος ενεργοποιείται.

Το ίδιο ισχύει και για τον χρόνο της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης όπου περιορίζεται από ανώτερα και κατώτερα όρια. Έτσι ισχύει:

$$T_{Z2\min} \leq T_{Z2} \leq T_{Z2\max} \quad (5.9)$$

5.6 Προσδιορισμός του τέλους της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης.

Η επίδραση των ζυγών τροφοδοσίας πρέπει να ληφθεί υπόψη όταν μια ή περισσότερες γεννήτριες είναι συνδεδεμένες σε αυτούς και βρίσκονται μέσα στην ζώνη προστασίας του ηλεκτρονόμου απόστασης, συνεισφέροντας στο ρεύμα σφάλματος. Το ρεύμα αυτό δεν μπορεί να μετρηθεί από τον Μ/Σ έντασης, που τροφοδοτεί τον ηλεκτρονόμο απόστασης, επηρεάζοντας την ορθή λειτουργία του. Μια τέτοια περίπτωση φαίνεται στο σχήμα 5.3



Σχήμα 5.3: Επίδραση των ζυγών τροφοδοσίας στην προστασία των ηλεκτρονόμων απόστασης

Αναλύοντας την περίπτωση του σχήματος 5.10 μπορεί να παρατηρηθεί ότι η αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος απόστασης στο σημείο A, για ένα σφάλμα πέρα από τον ζυγό, B είναι μεγαλύτερη από αυτήν που πραγματικά έπρεπε να μετράει. Για ένα στέρεο βραχυκύκλωμα στο σημείο F η τάση στην θέση A που βρίσκεται ο ηλεκτρονόμος απόστασης είναι:

$$V_A = I_A Z_A + (I_A + I_B) Z_B \quad (5.10)$$

και προκύπτει:

$$\frac{V_A}{I_A} = Z_A + \left(1 + \frac{I_A}{I_B}\right) Z_B \Rightarrow \frac{V_A}{I_A} = Z_A + (1 + K) Z_B \quad (5.11)$$

όπου $K = \frac{I_A}{I_B}$

Η ποσότητα KZ_B είναι η αντίσταση που βλέπει παραπάνω ο ηλεκτρονόμος απόστασης από την πραγματική για το σφάλμα στο σημείο F, με αποτέλεσμα η ζώνη προστασίας να μειώνεται. Η ρύθμιση της αντίστασης της δεύτερης και τρίτης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης στο σημείο A θα πρέπει να έχει την ακόλουθη φόρμα:

$$Z_{relay} = Z_A + (1 + K) Z_B \quad (5.12)$$

Όπου το K θα ισούται:

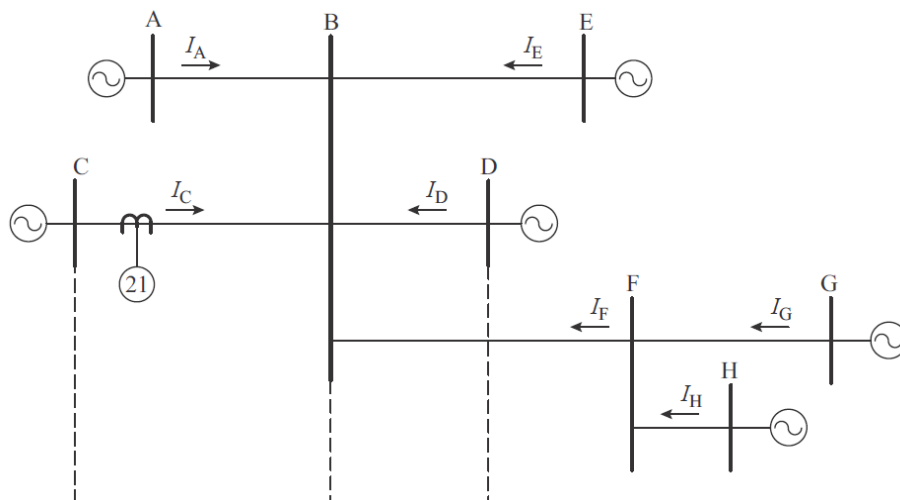
$$K = \frac{I_{total_infeed}}{I_{relay}} \quad (5.13)$$

Είναι απαραίτητο να ληφθεί υπόψη το γεγονός ότι χρησιμοποιώντας την σχέση 5.11 για την ρύθμιση της δεύτερης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης, σε περίπτωση που κάποια από τις γεννήτριες αποσυνδεθεί θα υπάρξει επέκταση της δεύτερης ζώνης.

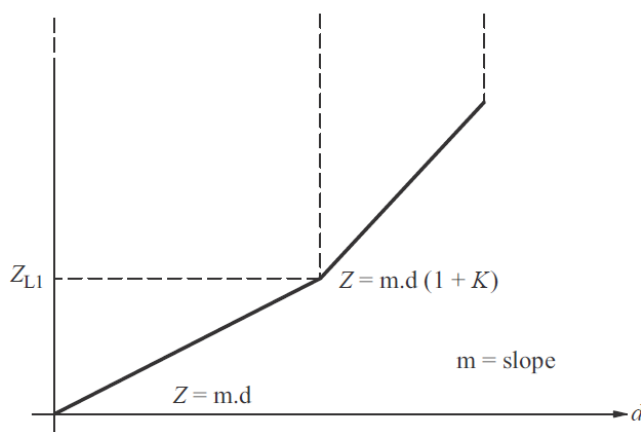
Κάτω λοιπόν από αυτές τις συνθήκες θα πρέπει να γίνεται έλεγχος έτσι ώστε να μην υπάρχει επικάλυψη με την δεύτερη ζώνη του γειτονικού ηλεκτρονόμου απόστασης.

Σε συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας στα οποία οι δεύτερες και τρίτες ζώνες των ηλεκτρονόμων απόστασης δεν καλύπτουν γραμμές που ανήκουν σε βρόχο (ring) ή διπλές γραμμές μεταξύ των ζυγών, η ποσότητα K είναι σταθερή και ανεξάρτητη από την θέση που

γίνεται το σφάλμα. Στο σχήμα 5.4 απεικονίζεται ένα ηλεκτρικό δίκτυο. Το σχήμα 5.5 δείχνει την αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος απόστασης που βρίσκεται στον ζυγό C.



Σχήμα 5.4: Τυπικό ηλεκτρικό δίκτυο για την ανάλυση ζυγού τροφοδοσίας με σταθερό K



Σχήμα 5.5: Η αντίσταση που βλέπει ο ηλεκτρονόμος απόστασης που βρίσκεται στον ζυγό C

Για σφάλματα στους ζυγούς B και D η τιμή του K θα είναι η ίδια, όπως και για οποιοδήποτε άλλο σφάλμα συμβεί μεταξύ των ζυγών B και D. Καθώς μετακινούμαστε από τον ζυγό B στο D οι τιμές ρευμάτων σφάλματος μειώνονται αλλά ο λόγος των ρευμάτων που τροφοδοτούν το βραχυκύκλωμα προς το ρεύμα βραχυκύκλωσης που περνάει από τον ηλεκτρονόμο απόστασης, παραμένει σταθερός.

Η τιμή του K εξαρτάται από ποια ζώνη ρυθμίζεται κάθε φορά. Οπότε υπάρχουν τρεις διαφορετικές σταθερές, οι οποίες αναφέρονται ως K_1 , K_2 και K_3 , που πρέπει να υπολογιστούν. Η σταθερά K_1 χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της δεύτερης ζώνης. Οι σταθερές K_2 και K_3 χρησιμοποιούνται για την ρύθμιση της τρίτης ζώνης. Η σταθερά K_2 αναφέρεται λαμβάνοντας υπόψη την τροφοδοσία του ζυγού της παρακείμενης γραμμής από άλλες γραμμές που συνδέονται σ' αυτόν και η K_3 αναφέρεται στην απομακρυσμένη γραμμή.

Λαμβάνοντας υπόψη όσα έχουν ειπωθεί σε προηγούμενη ενότητα (1.3.2) για την ρύθμιση των τριών ζωνών σε συνδυασμό με τα παραπάνω, οι σχέσεις για την ρύθμιση των τριών ζωνών του ηλεκτρονόμου απόστασης στη θέση C του σχήματος 5.4 είναι:

$$Z_1 = 0.8Z_{CB} \quad (5.14)$$

$$Z_2 = Z_{CB} + 0.5(1 + K_1 Z_{BD}) \quad (5.15)$$

$$Z_2 = Z_{CB} + (1 + K_2 Z_{BF}) + 0.25(1 + K_3 Z_{FH}) \quad (5.16)$$

όπου

$$K_1 = \frac{I_A + I_E + I_F}{I_C} \quad (5.17)$$

$$K_2 = \frac{I_A + I_D + I_E}{I_C} \quad (5.18)$$

$$K_3 = \frac{I_A + I_D + I_E + I_G}{I_C} \quad (5.19)$$

Από την στιγμή που η κάλυψη της τρίτης ζώνης δεν είναι τόσο κρίσιμη μπορεί να θεωρηθεί ότι η σταθερά K_3 είναι ίση με την K_2 . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μειώνεται η εμβέλεια της τρίτης ζώνης. Ωστόσο αυτή η διαφορά είναι αμελητέα και ως εκ τούτου η παραδοχή είναι αποδεκτή.

Κατά τον σχεδιασμό της σύνθετης αντίστασης, που βλέπει ο ηλεκτρονόμος απόστασης, ως συνάρτηση της απόστασης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.5, μπορεί να φανεί ότι η κλίση της γραμμής CB είναι σταθερή, όπως είναι αναμενόμενο. Ωστόσο, στο τμήμα BD, η κλίση συνεχίζει να είναι σταθερή, αν και διαφορετικής τιμής από εκείνης στο τμήμα CB, λόγω της συμπερίληψης του όρου K. Το σημαντικό είναι ότι η αντίσταση που φαίνεται από τον ηλεκτρονόμο στο C για σφάλματα στο τμήμα BD είναι άμεσα ανάλογη προς τη θέση του σφάλματος, όπως και για τα σφάλματα στο τμήμα CB. Όταν οι ζώνες 2 και 3 καλύπτουν μέρος των γραμμών ενός διπλού κυκλώματος ή δακτυλίων, η τιμή του K εξαρτάται από το σφάλμα του σημείου ή του ζυγού υπό εξέταση, όπως προκύπτει από τα δύο σχήματα που παρουσιάζονται στο σχήμα 5.6. Και στις δύο περιπτώσεις, η αντίσταση που βλέπει ηλεκτρονόμος για σφάλματα κατά μήκος της γραμμής BC είναι μια καμπύλη μεταβαλλόμενης κλίσης.

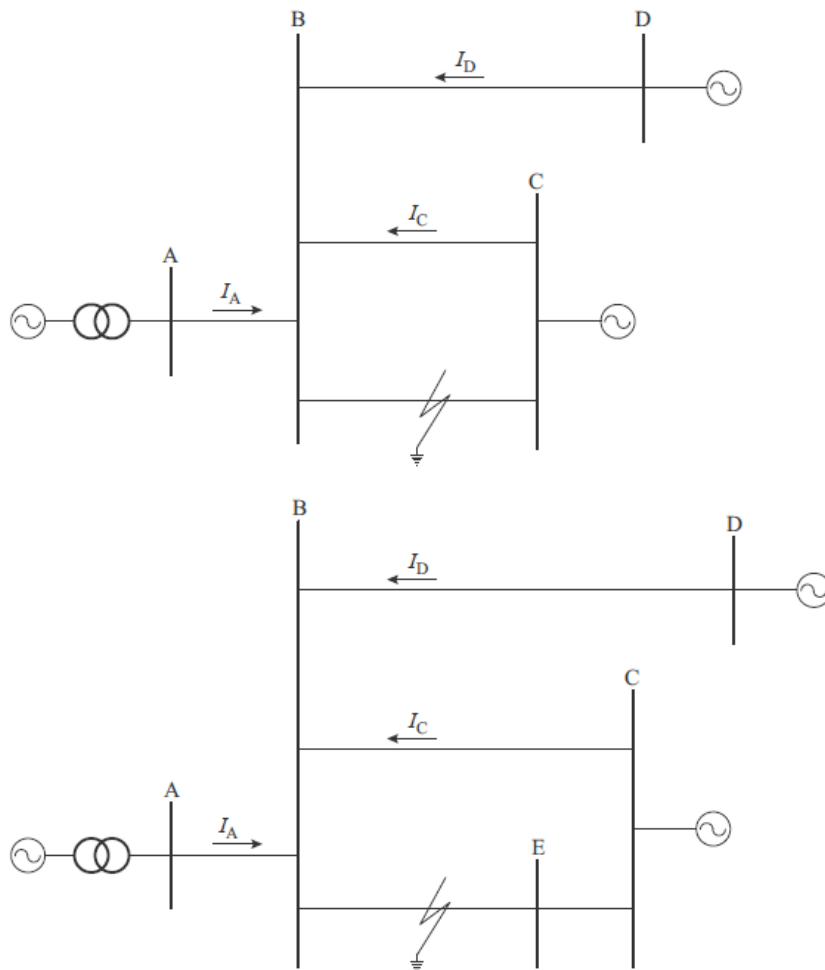
Η αντίσταση που φαίνεται από τον ηλεκτρονόμο απόστασης στην θέση A για σφάλμα στην γραμμή BC όπως δείχνεται στο σχήμα 5.6 δίνεται από την σχέση:

$$Z_{relay} = Z_{AB} + \left(1 + \frac{I_B + I_C}{I_A}\right) Z_{B_to_fault} \quad (5.20)$$

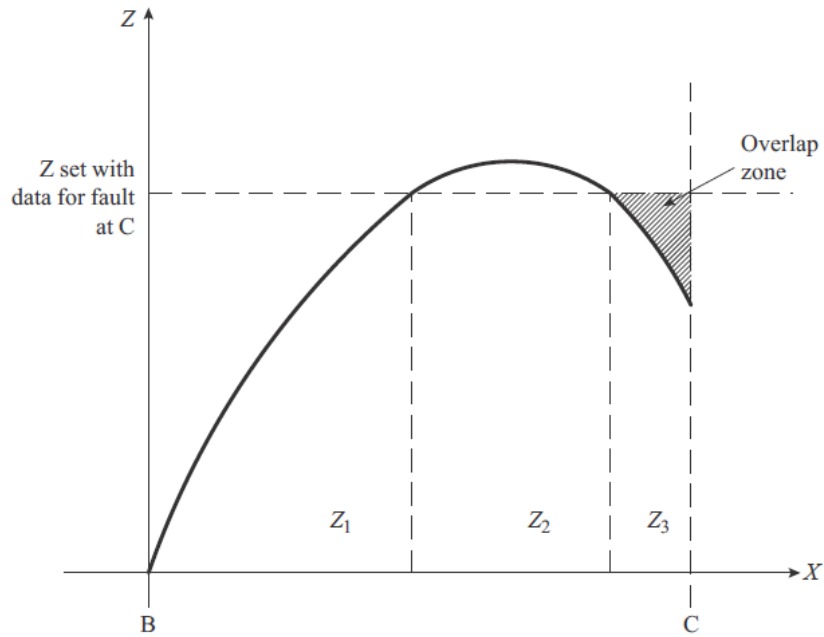
Σε αυτή την περίπτωση, ο λόγος $\frac{I_B}{I_A}$ για ένα σφάλμα στη γραμμή BC είναι σταθερός, εφόσον δεν εξαρτάται από τη θέση του σφάλματος. Ωστόσο, ο λόγος $\frac{I_C}{I_A}$ είναι μεταβλητός και θα μπορεί μάλιστα να είναι αρνητικός για σφάλματα κοντά στον ζυγό C όπου το ρεύμα σφάλματος I_C αλλάζει κατεύθυνση. Λαμβάνοντας υπόψη τις προηγούμενες εκτιμήσεις, πρέπει να αναμένεται ότι, ξεκινώντας από το ζυγό B, ότι η σύνθετη αντίσταση Z_{relay} που

βλέπει ο ηλεκτρονόμος στην θέση A, πρέπει να αυξάνεται καθώς το σημείο σφάλματος μετακινείται από το B προς το C μέχρι να φτάσει στη μέγιστη τιμή του, μετά την οποία η τιμή της σύνθετης αντίστασης Z_{relay} αρχίζει να μειώνεται. Ο υπολογισμός της αντίστασης της δεύτερης ζώνης του ηλεκτρονόμου στην θέση C, με μια σταθερή τιμή του K, όταν εφαρμόζεται η εξίσωση της σχέσης 5.20 έχει σαν αποτέλεσμα την προστασία της γραμμής σε μία προκαθορισμένη ζώνη κατάντη του ζυγού B, και στη συνέχεια σε μια άλλη ζώνη ανάντη του ζυγού C, λόγω της μείωσης της σύνθετης αντίστασης.

Εάν οι ρυθμίσεις υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις τρέχουσες τιμές για σφάλματα στον ζυγό C, είναι πιθανόν ότι η εφαρμογή της εξίσωσης 5.20 δεν θα προστατεύσει τη γραμμή στη ζώνη 2 μέχρι το απαιτούμενο ποσοστό του 50%. Εάν οι τιμές ληφθούν για σφάλμα στο ζυγό B, είναι πιθανό η δεύτερη ζώνη του ηλεκτρονόμου στην θέση A να καλύπτει ένα τμήμα της γειτονικής γραμμής BC πέραν του 50%, και ακόμη και πέραν του 80%, με αποτέλεσμα να υπάρχει επικάλυψη με την δεύτερη ζώνη του ηλεκτρονόμου απόστασης στην θέση B όπως φαίνεται στο σχήμα 5.7. Σε αυτές τις περιπτώσεις, επομένως, συνιστάται να χρησιμοποιούνται οι τιμές βραχυκύκλωσης για σφάλματα στους γειτονικούς ζυγούς (εν προκειμένω το ζυγό B), αλλά εξαιρουμένης της τροφοδοσίας στο βραχυκύκλωμα από τον παράλληλο κύκλωμα, I_C , σε αυτή την περίπτωση.



Σχήμα 5.6: Προστασία απόστασης με μεταβλητό K



Σχήμα 5.7: Επικάλυψη σε ένα σύστημα δακτυλίου

Από το σχήμα 5.7 έχουμε:

Z_1 - Η περιοχή της γραμμής που προστατεύεται από την δεύτερη ζώνη του ηλεκτρονόμου στη θέση A. Το ποσοστό της γραμμής που προστατεύεται είναι παραπάνω από 50%.

Z_2 - Η περιοχή της γραμμής που δεν προστατεύεται.

Z_3 - Η περιοχή της γραμμής που επικαλύπτεται. Προστατεύεται από την ζώνη 2 των ηλεκτρονόμων στην θέση A και B.

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

6.1 Εισαγωγή

Εξετάζονται συνολικά δύο δίκτυα, το ένα είναι οχτώ ζυγών και το άλλο 39 ζυγών. Και στα δύο δίκτυα σαν πρώτο βήμα καταγράφονται τα ζευγάρια των ηλεκτρονόμων κύριας και εφεδρικής προστασίας (primary/backup relays). Μετά από αυτή την διαδικασία για κάθε ζευγάρι ηλεκτρονόμων κύριας και εφεδρικής προστασίας υπολογίζονται τα ρεύματα βραχυκύκλωσης που τα διαρρέουν, για σφάλματα στην θέση του ηλεκτρονόμου (near-ends faults, σημείο F_1) κύριας προστασίας. Για όλους τους υπολογισμούς των ρευμάτων βραχυκύκλωσης στα κρίσιμα σημεία, χρησιμοποιήθηκε τριφασικό βραχυκύκλωμα που θεωρείται η χειρότερη περίπτωση βραχυκυκλώματος. Το δεύτερο κρίσιμο σημείο F_4 για τον υπολογισμό των ρευμάτων βραχυκύκλωσης είναι στο τέλος της πρώτης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης κύριας προστασίας. Το σημείο αυτό βρίσκεται στο 80% της γραμμής.

Και τέλος το τρίτο κρίσιμο σημείο F_3 βρίσκεται στο πέρας της δεύτερης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης που παρέχει εφεδρική προστασία. Για τον προσδιορισμό του σημείου αυτού έχει ληφθεί υπόψη ότι προαναφέρθηκε στην ενότητα 5.3. Οπότε στις προσομοιώσεις των δύο δικτύων ο προσδιορισμός του τέλους της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης πραγματοποιήθηκε με την κάτωθι διαδικασία:

Από τον γειτονικό ζυγό του ηλεκτρονόμου απόστασης, που παρέχει εφεδρική προστασία στην παρακείμενη γραμμή και συνδέεται στον συγκεκριμένο ζυγό, αποσυνδέονται οι υπόλοιπες γραμμές που συνδέονται σ' αυτόν και συνεισφέρουν στο ρεύμα βραχυκύκλωσης εκτός από την γραμμή που βρίσκεται ο ηλεκτρονόμος απόστασης. Υπολογίζεται η τιμή της αντίστασης μέχρι το 50% της γειτονικής γραμμής από την θέση του ηλεκτρονόμου απόστασης. Η τιμή αυτή της αντίστασης χρησιμοποιείται για την ρύθμιση της δεύτερης ζώνης. Έπειτα συνδέονται όλες οι γραμμές, που αποσυνδέθηκαν στο προηγούμενο βήμα, έχοντας πλέον το δίκτυο σε κανονική λειτουργία και υπολογίζεται το ποσοστό της γειτονικής γραμμής που για τριφασικό βραχυκύκλωμα μας δίνει τιμή αντίστασης γραμμής, που βλέπει ο υπό εξέταση ηλεκτρονόμος απόστασης, ίση με την τιμή της αντίστασης που υπολογίστηκε προηγουμένως. Το σημείο αυτό της γειτονικής γραμμής είναι το τρίτο κρίσιμο σημείο F_3 που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των ρευμάτων βραχυκύκλωσης.

Με την παραπάνω διαδικασία υπολογισμού του σημείου F_3 διατηρούμε την επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων απόστασης στην περίπτωση που μια ή περισσότερες γραμμές αποσυνδεθούν από τον ζυγό. Κατά την αποσύνδεση των γραμμών από τον ζυγό έχουμε επέκταση της δεύτερης ζώνης του ηλεκτρονόμου απόστασης, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 5.3, χωρίς όμως να υπάρχει επικάλυψη με την δεύτερη ζώνη του γειτονικού ηλεκτρονόμου απόστασης.

Σημείωση:

Πρέπει να επισημανθεί σε αυτό το σημείο ότι στην περίπτωση μεταβολής του δικτύου που προκύπτει από την αποσύνδεση κάποιων γραμμών, ή όταν κάποια γεννήτρια βγει εκτός λειτουργίας παύει να ισχύει η επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων απόστασης και των ηλεκτρονόμων υπερέντασης. Παραμένει η επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων απόστασης και ξεχωριστά πλέον η επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης.

Στις επόμενες ενότητες θα γίνει περιγραφή των πρότυπων δικτύων ηλεκτρικής ενέργειας που προσομοιώθηκαν με χρήση του λογισμικού Power Factory και στην συνέχεια θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που εξήχθησαν. Τα εν λόγω δίκτυα είναι τα εξής:

- Δίκτυο 8 ζυγών [6.1]
- Δίκτυο New England 39 ζυγών [6.2]

Η διαδικασία που θα πραγματοποιηθεί, για την συγκέντρωση όλων των δεδομένων που θα χρειαστούν για την προσομοίωση των δύο προαναφερθέντων δικτύων, παρουσιάζεται συνοπτικά παρακάτω και αποτελείται από τα εξής βήματα:

- i. Καταγραφή των ζευγαριών των ηλεκτρονόμων κύριας και εφεδρικής προστασίας του δικτύου.
- ii. Υπολογισμός των ρευμάτων βραχυκύκλωσης που διαρρέουν τους ηλεκτρονόμους κύριας προστασίας και του αντίστοιχού του εφεδρικής προστασίας, που βρέθηκαν στο βήμα i, για σφάλματα στην θέση του ηλεκτρονόμου (near-ends faults, σημείο F_1) κύριας προστασίας.
- iii. Υπολογισμός του ρεύματος βραχυκύκλωσης που διαρρέει τον ηλεκτρονόμο κύριας προστασίας για σφάλμα στο σημείο F_3 .
- iv. Υπολογισμός του ρεύματος βραχυκύκλωσης που διαρρέει τον ηλεκτρονόμο εφεδρικής προστασίας για σφάλμα στο σημείο F_4 .
- v. Υπολογισμός του μέγιστου ρεύματος φορτίου που διαρρέει κάθε ηλεκτρονόμο υπερέντασης.
- vi. Υπολογισμός του ελάχιστου ρεύματος βραχυκύκλωσης που διαρρέει κάθε ηλεκτρονόμο υπερέντασης του δικτύου. (Διφασικό σφάλμα).
- vii. Υπολογισμός των μετασχηματιστών έντασης (Λόγος μετασχηματισμού)

Ο υπολογισμός του μέγιστου ρεύματος φορτίου και του ελάχιστου ρεύματος βραχυκύκλωσης στα βήματα v και vi γίνεται για τον καθορισμό του κατώτερου και ανώτερου ορίου του ρεύματος διέγερσης κάθε ηλεκτρονόμου υπερέντασης.

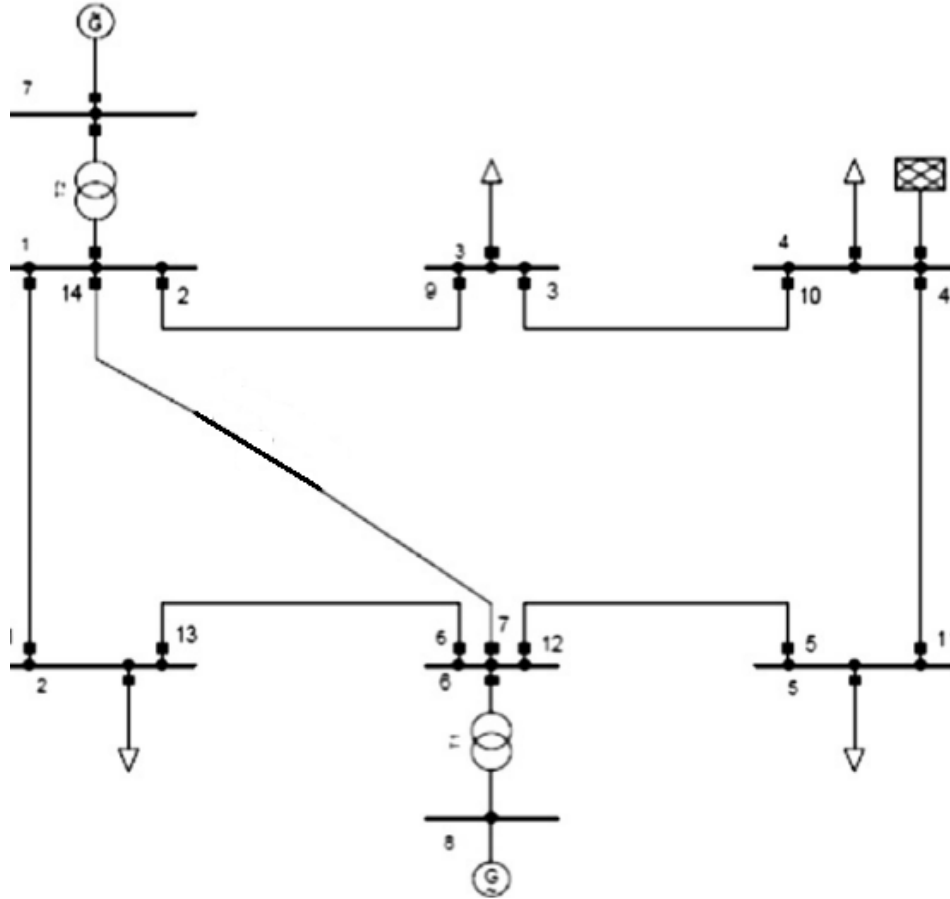
Οι μετασχηματιστές έντασης θεωρούνται ότι έχουν πυρήνα C100, συνολική επιφόρτιση 1Ω και το δευτερεύον έχει ονομαστικό ρεύμα 5A. Ο μαθηματική σχέση που χρησιμοποιήθηκε για την εύρεση του ονομαστικού ρεύματος του πρωτεύοντος του ΜΕ, X, έτσι ώστε να μην υπάρξει κορεσμός στον πυρήνα του είναι:

$$I_{sc} \cdot \frac{5}{X} \leq 100A \Leftrightarrow X \geq 0.05 \cdot I_{sc} \quad (6.1)$$

όπου I_{sc} το μέγιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης που διαρρέει τον ΜΕ στο σημείο τοποθέτησής του.

6.2 Δίκτυο 8 ζυγών IEEE [6.1]

Το δίκτυο 8 ζυγών IEEE περιέχει 2 σταθμούς παραγωγής (γεννήτρια και μετασχηματιστής ανύψωσης), επτά γραμμές μεταφοράς και το άπειρο σύστημα στο οποίο συνδέεται. Επίσης έχουμε και φορτία σε τέσσερις ζυγούς. Το μονογραμμικό διάγραμμα του δικτύου απεικονίζεται στην σχήμα 6.1:



Σχήμα 6.1: Μονογραμμικό διάγραμμα του δικτύου 8 ζυγών

Τα δεδομένα του δικτύου παρουσιάζονται στους πίνακες 6.1, 6.2, 6.3 και 6.4:

Πίνακας 6.1: Χαρακτηριστικά των γραμμών του δικτύου 8 ζυγών

Ζυγός-Ζυγός	Επίπεδο Τάσης (KV)	R(Ω /Km)	X(Ω /Km)	Y(S/Km)	Μήκος γραμμής (Km)
1-2	150	0.0040	0.050	0	100
1-3	150	0.0057	0.0714	0	70
3-4	150	0.0050	0.0563	0	80
4-5	150	0.0050	0.045	0	100
5-6	150	0.0045	0.0409	0	110
2-6	150	0.0044	0.050	0	90
1-6	150	0.0040	0.050	0	100

Πίνακας 6.2: Χαρακτηριστικά των γεννητριών του δικτύου 8 ζυγών

Ζυγός	S_n (MVA)	V_n (KV)	X%
7	150	10	15
8	150	10	15

Πίνακας 6.3: Χαρακτηριστικά των μετασχηματιστών του δικτύου 8 ζυγών

Ζυγός-Ζυγός	S_n (MVA)	V_p (KV)	V_n (KV)	X%
1-7	150	10	150	15
8-6	150	10	150	15

Πίνακας 6.4: Χαρακτηριστικά των φορτίων του δικτύου 8 ζυγών

Ζυγός	P (MW)	Q (MVAR)
2	40	20
3	60	40
4	70	40
5	70	50

Το δίκτυο των 8 ζυγών, όπως προαναφέρθηκε, συνδέεται σε άπειρο ζυγό με ισχύ βραχυκύκλωσης 400 MVA. Το παραπάνω δίκτυο μεταφοράς αποτελείται από 28 ψηφιακούς ηλεκτρονόμους, 14 ηλεκτρονόμους υπερέντασης με αντίστροφη χαρακτηριστική λειτουργίας κατά το πρότυπο IEC και 14 ηλεκτρονόμους απόστασης με χαρακτηριστική λειτουργίας της επιλογής μας π.χ. *mho* χαρακτηριστική ή χαρακτηριστική τετράπλευρου. Η θέση των ηλεκτρονόμων είναι στα σημεία όπως αυτά φαίνονται στο σχήμα 5.8.

Για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης η ρύθμιση της κλίμακας χρόνου κυμαίνεται από 0.1 έως 1.1 και ο εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των H/N υπερέντασης (Coordination Time Interval, CTI) και ο εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των H/N υπερέντασης και απόστασης CTI' είναι ίσος με 0.2 sec.

Στον πίνακα 6.5 φαίνονται τα ζευγάρια των ηλεκτρονόμων πρωτεύουσας και εφεδρικής προστασίας (P/B) καθώς και τα αντίστοιχα ρεύματα σφαλμάτων στην θέση του διακόπτη ισχύος του κύριου ηλεκτρονόμου υπερέντασης, σημείο F_1 , καθώς επίσης και τα ρεύματα σφαλμάτων στα κρίσιμα σημεία F_3 και F_4 όπως καθορίστηκαν στην αρχή του κεφαλαίου.

Πίνακας 6.5: P/B ζευγάρια ηλεκτρονόμων και ρεύματα σφαλμάτων στα κρίσιμα σημεία.

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pants (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
1	1	6	3456	3456	2272	1566
2	2	1	6374	1060	6113	528
3	2	7	6374	2015	5868	1004
4	3	2	3845	3845	3104	2703
5	4	3	3968	2433	3202	1414
6	5	4	2516	2516	1897	1511

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pants (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
7	6	5	6521	1232	6171	731
8	6	14	6521	1991	5938	425
9	7	5	5563	1227	5163	355
10	7	13	5563	1037	5241	625
11	8	7	6500	2005	5922	290
12	8	9	6500	1198	6093	661
13	9	10	2607	2607	1928	1506
14	10	11	4080	2544	3299	1512
15	11	12	4009	4009	3236	2820
16	12	13	6353	1053	6133	564
17	12	14	6353	2001	5866	1072
18	13	8	3198	3198	2148	1510
19	14	1	5539	1046	5286	616
20	14	9	5539	1194	5142	326

Στον πίνακα 6.6 παρουσιάζεται το μέγιστο ρεύμα φορτίου και το ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης που διαρρέει κάθε ηλεκτρονόμο υπερέντασης του δικτύου 8 ζυγών καθώς επίσης και ο λόγος μετασχηματισμού των ΜΕ που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους.

Πίνακας 6.6: Ο λόγος μετασχηματισμού των ΜΕ που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους του δικτύου. Ρεύμα φορτίου και ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης που διαρρέει τους Η/Ν υπερέντασης.

Relay no	Ρεύμα Φορτίου (A)	Ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης (A)	Λόγος μετασχηματισμού ΜΕ
1	90	875	200/5
2	430	3076	450/5
3	250	1943	300/5
4	340	2074	350/5
5	180	1049	500/5
6	90	2797	350/5
7	50	1649	300/5
8	90	2591	350/5
9	50	1023	450/5
10	280	2155	300/5
11	265	2029	350/5
12	465	3205	500/5
13	105	866	200/5
14	20	1636	300/5

Τα όρια για την ρύθμιση της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης κυμαίνονται μεταξύ 10 έως 30 κύκλους δηλαδή από 200ms έως 600ms. Για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης χρησιμοποιήθηκε η καμπύλη λειτουργίας κατά IEC:

$$t_i = \frac{TDS_i \cdot \beta}{\left(\frac{I_{F,i}}{I_{i,pick-up}}\right)^\alpha - 1} + L \quad (6.2)$$

Με $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$ (πολύ απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου).

Τα αποτελέσματα μετά την εκτέλεση του προγράμματος με την συνάρτηση `fmincon` από την εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης του MATLAB φαίνονται στον πίνακα 6.7:

Πίνακας 6.7: Βέλτιστες ρυθμίσεις για τους HN απόστασης και υπερέντασης για το δίκτυο των 8 ζυγών με πολύ απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC.

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A)($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
1	0,4470	3,8579	0,3904
2	0,1145	8,7261	0,4315
3	0,1790	6,3586	0,4374
4	0,1032	7,4822	0,4411
5	0,1143	2,9514	0,3700
6	0,2813	6,2652	0,3865
7	0,4924	4,8333	0,4005
8	0,3581	5,3430	0,3867
9	0,4560	1,4174	0,3676
10	0,1400	7,0899	0,3822
11	0,1690	5,7362	0,4091
12	0,1125	8,1269	0,4318
13	0,3484	4,1132	0,3956
14	0,7508	3,9219	0,4081

Βέλτιστη λύση για την αντικειμενική συνάρτηση (OF)=7.2525

Για διαφορετική καμπύλη λειτουργίας για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ (απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου), κατά το πρότυπο IEC, οι βέλτιστες ρυθμίσεις των ηλεκτρονόμων για το δίκτυο των 8 ζυγών παρουσιάζονται στον πίνακα 6.8 Οι περιορισμοί που έχουν τεθεί προηγουμένως για τα όρια των διάφορων μεγεθών παραμένουν τα ίδια.

Έτσι έχουμε:

Πίνακας 6.8: Βέλτιστες ρυθμίσεις για τους H/N απόστασης και υπερέντασης για το δίκτυο των 8 ζυγών με απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC.

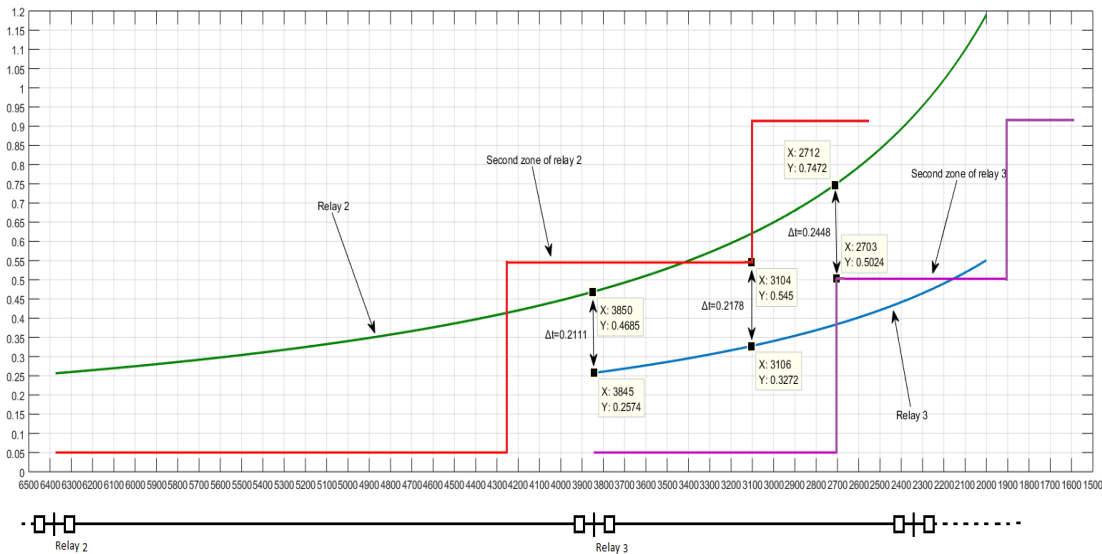
Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A)($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
1	0,2017	3,9306	0,4891
2	0,1324	8,8838	0,5450
3	0,1729	6,3642	0,5024
4	0,1042	7,7924	0,4618
5	0,1050	2,7842	0,4200
6	0,2780	4,2158	0,4171
7	0,2202	4,8333	0,5034

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A) ($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
8	0,2655	4,1602	0,4273
9	0,1625	1,9836	0,4148
10	0,1401	7,0925	0,4432
11	0,1696	5,7383	0,4939
12	0,1288	8,4604	0,5410
13	0,1896	4,1401	0,4989
14	0,2759	3,9012	0,5151

Βέλτιστη λύση για την αντικειμενική συνάρτηση (OF)=9.4345

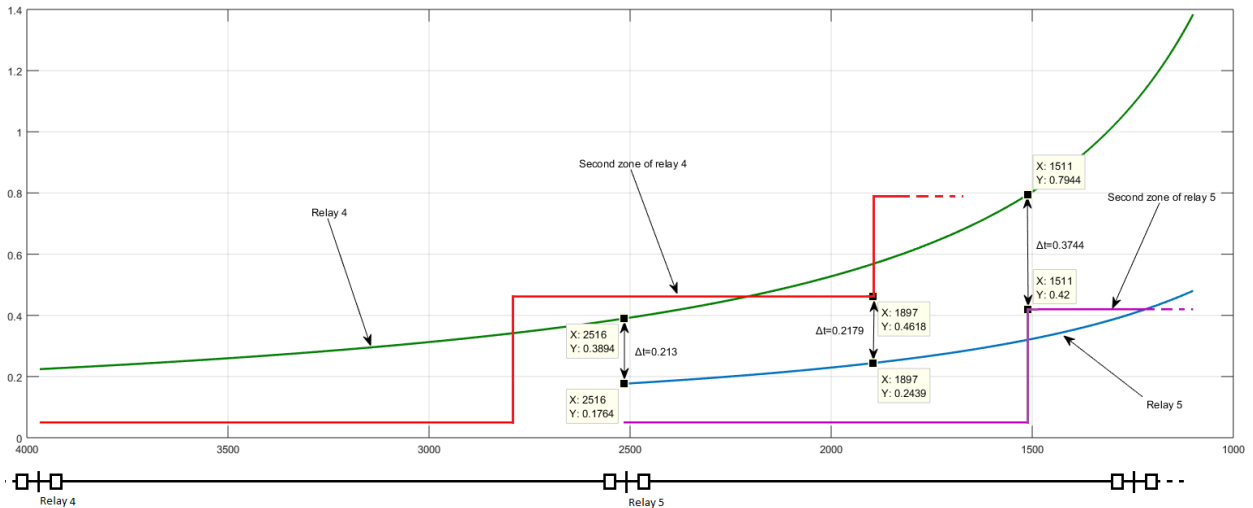
Στο σχήμα 6.2, 6.3, 6.4 και 6.5 απεικονίζονται γραφικά τέσσερα τυχαία ζευγάρια ηλεκτρονόμων κύριας και εφεδρικής προστασίας από τις δύο περιπτώσεις προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στο δίκτυο των 8 ζυγών. Από τις γραφικές αυτές απεικονίσεις φαίνεται καθαρά η επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και των ηλεκτρονόμων απόστασης από τις βέλτιστες ρυθμίσεις των όπως καταγράφηκαν στους πίνακες 6.7 και 6.8.

Για την απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 3 και 2. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 6.2: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 2 και 3 του δικτύου 8 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντιστρόφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$.

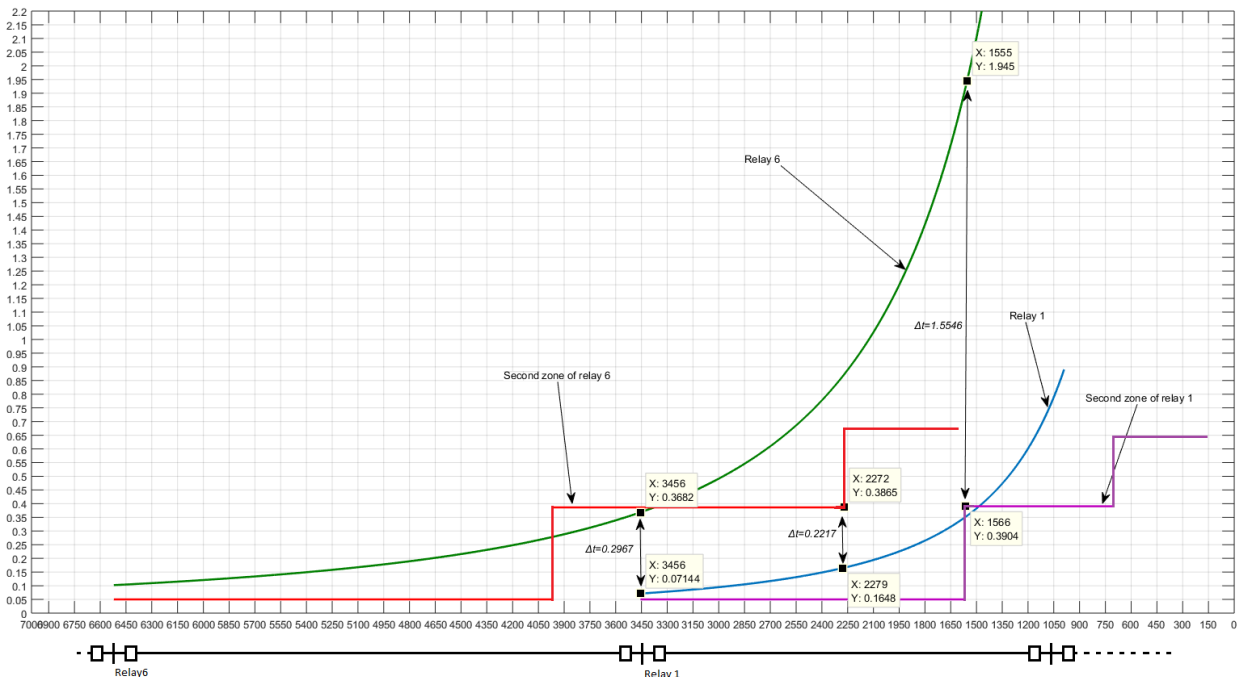
Για την απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 5 και 4. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 6.3: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 4 και 5 του δικτύου 8 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$.

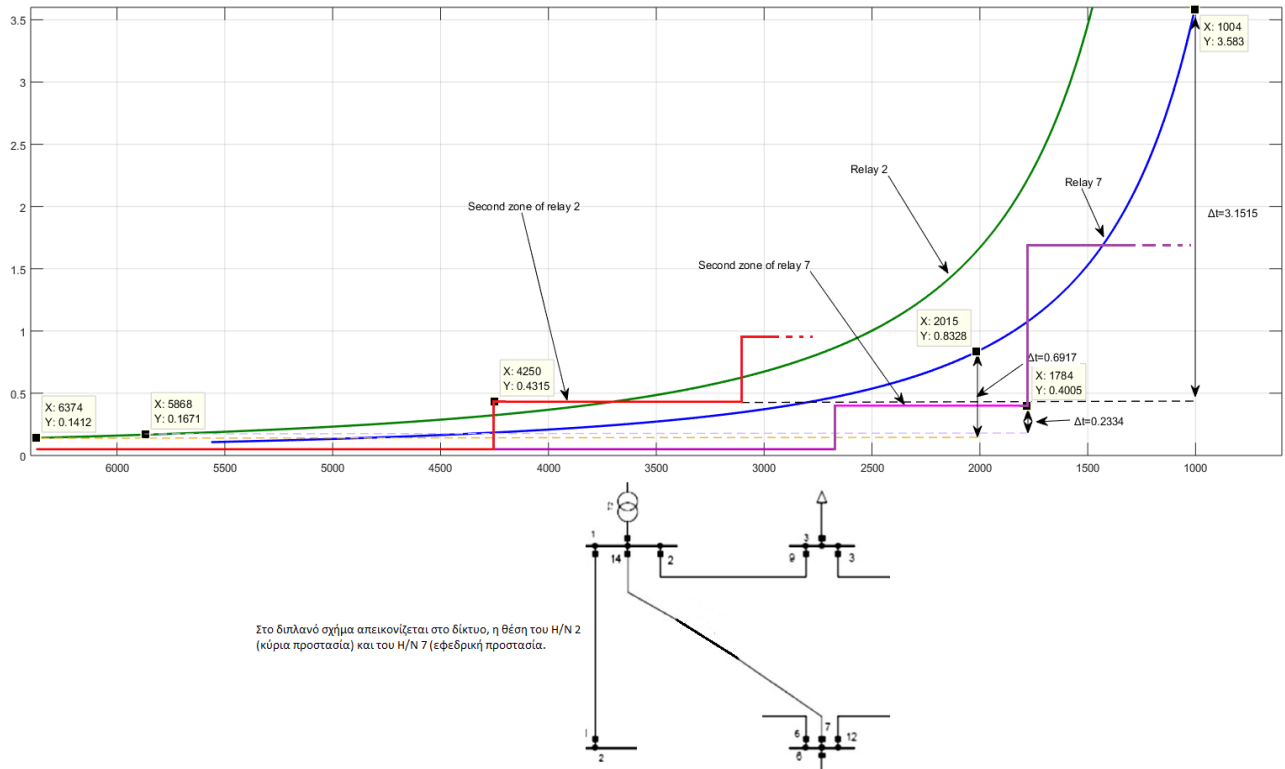
Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρείται ότι στα κρίσιμα σημεία έχουμε διαφορά χρόνου πάνω από 200 ms μεταξύ των αντίστοιχων καμπύλων στα κρίσιμα σημεία F_1 , F_3 και F_4 . Το συμπέρασμα που προκύπτει είναι η ύπαρξη της επιλεκτικότητας μεταξύ των ηλεκτρονόμων, διατηρώντας πάντα τους περιορισμούς που έχουμε επιβάλει για την ορθή λειτουργία τους και την προστασία του δικτύου.

Για την πολύ απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 1 και 6. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 6.4: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 1 και 6 του δικτύου 8 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$.

Για την πολύ απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 2 και 7. Έτσι έχουμε:



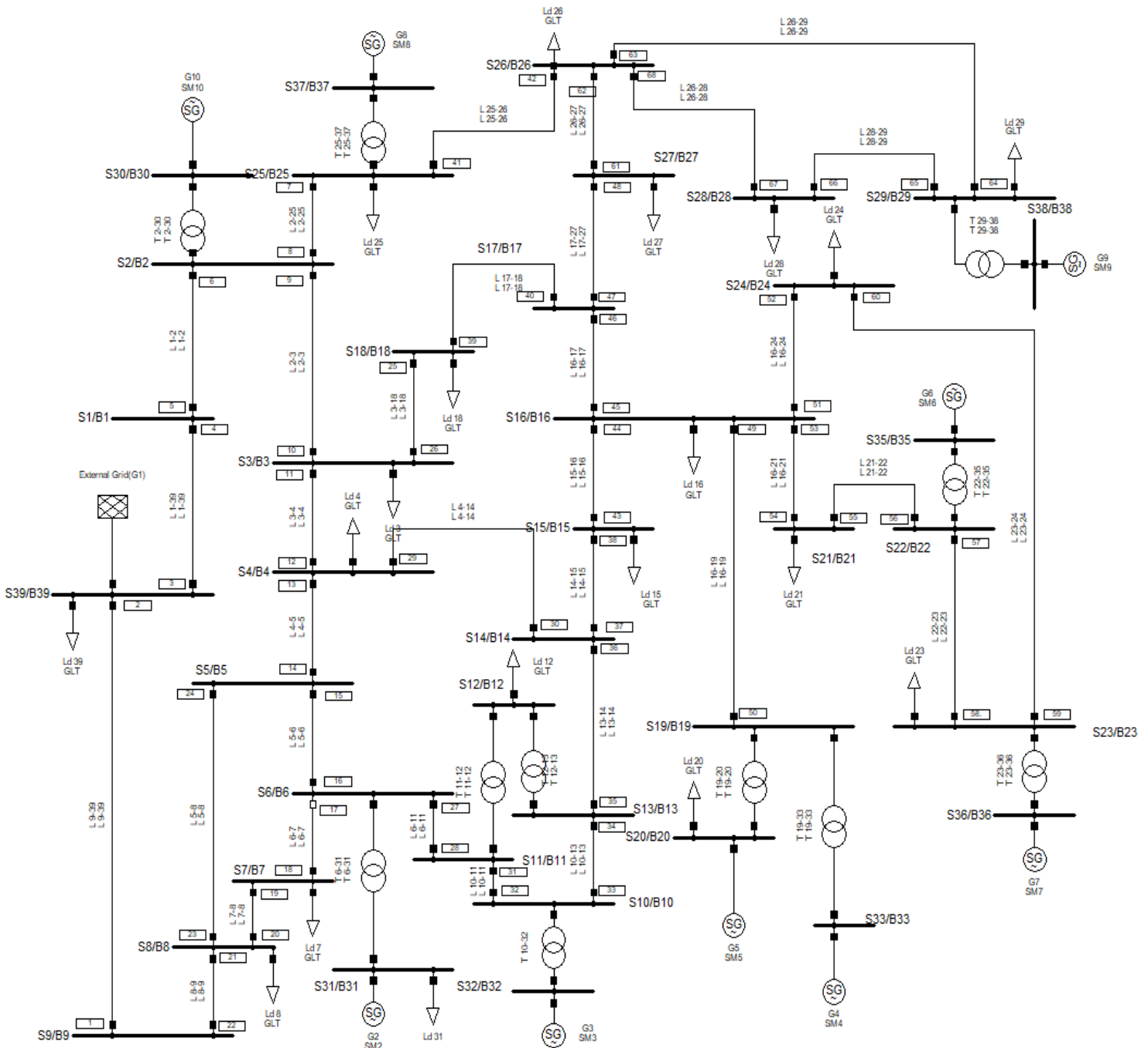
Σχήμα 6.5: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 2 και 7 του δικτύου 8 ζυγών με την χρήση καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$.

Επίσης από τους πίνακες 6.7 και 6.8, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι με την χρήση πολύ απότομων καμπυλών λειτουργίας αντίστροφου χρόνου για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης η ρύθμιση της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης κυμαίνεται σε πιο χαμηλές τιμές σε σύγκριση με την χρήση πιο απλών καμπυλών λειτουργίας αντίστροφου χρόνου. Το συμπέρασμα αυτό μπορούμε να το επαληθεύσουμε και από την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης OF που στην πρώτη περίπτωση είναι $OF_1 = 7.2525$ και στην δεύτερη περίπτωση είναι $OF_2 = 9.4345$.

6.3 Δίκτυο 39 ζυγών New England [6.2]

Το δίκτυο 39 ζυγών New England αποτελείται από 9 σταθμούς παραγωγής (γεννήτριες και μετασχηματιστές ανώψωσης τάσης), 34 γραμμές μεταφοράς, 2 μετασχηματιστές υποβιβασμού τάσης, 19 φορτία και το άπειρο σύστημα στο οποίο συνδέεται.

Το μονογραμμικό διάγραμμα του δικτύου απεικονίζεται στην σχήμα 6.6:



Σχήμα 6.6: Μονογραμμικό διάγραμμα του δικτύου 39 ζυγών-New England

Τα δεδομένα του δικτύου παρουσιάζονται στους πίνακες 6.9, 6.10, 6.11 και 6.12:

Πίνακας 6.9: Χαρακτηριστικά των γεννητριών του δικτύου 39 ζυγών New England

Ζυγός	S_n (MVA)	V_n (KV)	X%
31	720	20	0.0697
32	700	20	0.0531
33	650	20	0.0436
20	550	20	0.132
35	700	20	0.05
36	600	20	0.049
37	550	20	0.057
38	850	20	0.057
30	300	20	0.031

Πίνακας 6.10: Χαρακτηριστικά των γραμμών του δικτύου 39 ζυγών-New England

Ζυγός-Ζυγός	Επίπεδο Τάσης (KV)	R(Ω /Km)	X(Ω /Km)	Y(μ S/Km)	Μήκος γραμμής (Km)
1-2	150	0.7875	9.2475	3105.333	1
1-39	150	0.225	5.625	3333.333	1
2-3	150	0.2925	3.3975	1143.111	1
2-25	150	1.575	1.935	648.8889	1
3-4	150	0.925	4.7925	984	1
3-18	150	0.475	2.5425	950.2222	1
4-5	150	0.18	2.88	596.4444	1
4-14	150	0.18	2.9025	614.2222	1
5-6	150	0.045	0.585	192.8889	1
5-8	150	0.18	2.52	656	1
6-7	150	0.135	2.07	502.2222	1
6-11	150	0.1575	1.845	617.333	1
7-8	150	0.09	1.035	346.667	1
8-9	150	5.175	8.1675	1690.667	1
9-39	150	0.225	5.625	5333.333	1
10-11	150	0.09	0.9675	324	1
10-13	150	0.09	0.9675	324	1
13-14	150	0.2025	2.2725	765.778	1
14-15	150	0.405	4.8825	1626.667	1
15-16	150	0.2025	2.115	760	1
16-17	150	0.1575	2.0025	596.444	1
16-19	150	0.36	4.3875	1351.111	1
16-21	150	0.18	3.0375	1132.444	1
16-24	150	0.0675	1.3275	302.222	1
17-18	150	0.1575	1.845	586.222	1
17-27	150	0.2925	3.8925	1429.333	1
21-22	150	0.18	3.15	1140	1
22-23	150	0.135	2.16	820.444	1
23-24	150	0.495	7.875	1604.444	1

Ζυγός-Ζυγός	Επίπεδο Τάσης (KV)	R(Ω /Km)	X(Ω /Km)	Y(μ S/Km)	Μήκος γραμμής (Km)
25-26	150	0.72	7.2675	2280	1
26-27	150	0.315	3.3075	1064.889	1
26-28	150	0.9675	10.665	3467.556	1
26-29	150	1.2825	14.0625	4573.333	1
28-29	150	0.315	3.3975	1106.667	1

Πίνακας 6.11: Χαρακτηριστικά των μετασχηματιστών του δικτύου 39 ζυγών-New England

Ζυγός-Ζυγός	S _n (MVA)	V _p (KV)	V _n (KV)	X%
2-30	320	20	150	1.81
6-31	750	20	150	2.5
10-32	720	20	150	2.0
11-12	720	20	150	4.35
12-13	720	20	150	4.35
19-20	600	20	150	1.38
19-33	680	20	150	1.42
22-35	720	20	150	1.43
23-36	620	20	150	2.72
25-37	580	20	150	2.32
29-38	870	20	150	1.56

Πίνακας 6.12: Χαρακτηριστικά των φορτίων του δικτύου 39 ζυγών-New England

Ζυγός	P (MW)	Q (MVAR)
3	322	2.4
4	500	184
7	233.8	84
8	522	176
12	7.5	88
15	320	153
16	329	32.3
18	158	30
20	1136	103
21	274	115
23	247.5	84.6
24	308.6	-92
25	224	47.2
26	139	17
27	281	75.5
28	206	27.6

Το δίκτυο των 39 ζυγών, όπως προαναφέρθηκε, συνδέεται σε άπειρο ζυγό με ισχύ βραχυκύκλωσης 16583.75 MVA. Το παραπάνω δίκτυο μεταφοράς αποτελείται από 136 ψηφιακούς ηλεκτρονόμους, 68 ηλεκτρονόμους υπερέντασης με αντίστροφη χαρακτηριστική λειτουργίας κατά το πρότυπο IEC και 68 ηλεκτρονόμους απόστασης με χαρακτηριστική

λειτουργίας της επιλογής μας π.χ. *mho* χαρακτηριστική ή χαρακτηριστική τετράπλευρου. Η θέση των ηλεκτρονόμων είναι στα σημεία όπως αυτά φαίνονται στο σχήμα 6.4.

Για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης η ρύθμιση της κλίμακας χρόνου κυμαίνεται από 0.1 έως 1.1 και ο εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των H/N υπερέντασης (Coordination Time Interval, CTI) και ο εσωτερικός χρόνος συνεργασίας μεταξύ των H/N υπερέντασης και απόστασης CTI' είναι ίσος με 0.2 sec

Στον πίνακα 6.13 φαίνονται τα ζευγάρια των ηλεκτρονόμων πρωτεύουσας και εφεδρικής προστασίας (P/B) καθώς και τα αντίστοιχα ρεύματα σφαλμάτων στην θέση του διακόπτη ισχύος του κύριου ηλεκτρονόμου υπερέντασης, σημείο F_1 , καθώς επίσης και τα ρεύματα σφαλμάτων στα κρίσιμα σημεία F_3 και F_4 όπως καθορίστηκαν στην αρχή του κεφαλαίου.

Πίνακας 6.13: P/B ζευγάρια ηλεκτρονόμων και ρεύματα σφαλμάτων στα κρίσιμα σημεία

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pants (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
1	3	1	66437	5228	22725	1229
2	5	3	13412	13412	8169	6583
3	4	6	13412	13412	8169	6583
4	2	4	66855	5543	22768	1304
5	8	10	49579	12400	41699	5906
6	8	5	49579	5750	47034	3015
7	9	5	56535	5693	54106	2186
8	9	7	56535	20527	42604	7438
9	6	7	60612	19727	47896	3498
10	6	10	60612	11799	52822	2032
11	10	12	23959	11958	20681	7171
12	11	9	30202	18289	24464	8526
13	12	14	33354	18875	27249	8293
14	13	11	26073	11470	22011	7304
15	14	16	51942	44802	32111	19031
16	15	13	20215	12999	17703	11371
17	16	18	71581	3519	70993	1767
18	17	15	79294	12057	71336	3811
19	18	20	16708	16708	11211	7376
20	19	17	24866	24866	20698	18587
21	20	22	24118	5865	23130	4951
22	21	19	34710	16770	29139	4535
23	22	2	13444	13444	8304	6669
24	1	21	7849	7849	6471	5824
25	23	19	22796	17132	16721	6184
26	23	22	22796	5845	21982	4547
27	24	16	57509	44688	34182	15365
28	24	13	57509	12821	55972	6738
29	10	25	23959	12002	19775	6823
30	21	24	34710	17940	8484	4843

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pans (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
31	20	24	24118	18437	21011	13279
32	15	23	20215	7235	18814	2908
33	14	23	51942	7166	51517	3152
34	17	28	79274	21221	74752	10354
35	16	28	71581	21490	66424	15533
36	13	30	26073	14603	21053	7588
37	11	25	30202	11915	25102	4816
38	29	14	30448	19001	23157	10048
39	29	11	30448	11447	25707	6388
40	26	9	30369	18418	24296	11136
41	26	12	30369	11958	26356	6991
42	27	18	62067	3553	62067	1659
43	27	15	62067	12316	55661	4067
44	28	32	43097	32616	32094	19061
45	31	27	37003	26548	28990	21105
46	32	34	66235	12988	61826	1000
47	33	31	71592	18381	64946	4141
48	34	36	27033	14084	23315	11606
49	35	33	48137	35247	33414	18144
50	36	38	24512	10133	21649	7076
51	36	25	24512	14380	20662	8638
52	30	35	31339	21251	23120	11243
53	30	38	31339	10088	27968	5492
54	37	35	35290	21085	26827	8874
55	37	29	35290	14206	30487	5319
56	39	26	16348	16348	13943	12744
57	41	8	54941	21444	31139	4386
58	38	44	23322	23322	14461	11632
59	43	37	12217	12217	10596	9729
60	40	45	30906	23055	25106	15459
61	40	48	30906	7850	28757	5203
62	46	48	19835	7867	18401	5945
63	46	39	19835	11968	17560	8610
64	47	45	34715	22869	28555	10847
65	47	39	34715	11847	31134	5376
66	45	43	46260	9062	44067	4621
67	45	50	46260	17076	41692	9733
68	45	52	46260	8122	42847	4629
69	45	54	46260	12003	41321	6841
70	44	46	50536	13395	46782	6654
71	44	52	50536	8110	47031	4328

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pans (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
72	44	54	50536	11985	47031	6396
73	44	50	50536	17050	45338	9100
74	49	46	42198	13293	39502	5232
75	49	43	42198	8982	40614	3536
76	49	52	42198	8042	39502	3166
77	49	54	42198	11885	39502	4678
78	51	50	51698	17120	46266	10950
79	51	54	51698	12027	47837	7335
80	51	43	51698	9095	44795	5817
81	51	46	51698	13459	47515	8608
82	53	52	47419	8063	44017	2965
83	53	43	47419	9022	45318	4189
84	53	46	47419	13352	44017	6200
85	53	50	47419	16983	42788	7886
86	55	53	18466	18466	13904	11881
87	54	56	21231	21231	15680	13405
88	56	58	76414	21588	57250	6195
89	57	55	65801	10392	59434	3471
90	60	51	29178	29178	13076	9570
91	58	60	73980	7604	44529	2876
92	59	57	63115	24372	32228	3389
93	52	59	9727	9727	8968	8513
94	25	40	18839	18839	14916	13129
95	7	42	43046	7483	40556	3615
96	61	47	14211	14211	11366	10108
97	48	62	12101	12101	9646	8541
98	42	61	20120	9252	15126	3794
99	42	67	20120	5434	18657	2526
100	42	64	20120	5434	18657	2526
101	62	41	21309	10354	18274	6395
102	62	64	21309	5478	19540	3467
103	63	61	24408	9062	18792	2906
104	63	41	24408	10057	21238	3225
105	63	67	24408	5292	22714	1376
106	68	61	24630	9142	18338	3160
107	68	41	24630	10145	21287	3506
108	68	64	24630	5345	19371	1236
109	65	63	63155	3891	60364	358
110	67	65	18713	18713	8958	6657
111	66	68	6114	6114	5243	4622
112	64	66	58883	3537	50345	2799

P/B pairs			Near-end fault currents (A)		Fault currents at critical pans (A)	
P/B no	Primary relay no	Back up relays no	Primary relay	Back up relays	Primary relay (F3)	Back up relays (F4)
113	10	25	23959	12002	19775	6823
114	11	25	30202	11915	25102	4816
115	12	30	33354	14479	27639	5671
116	13	30	26073	14603	21053	7588
117	14	23	51942	7166	51517	3152

Στον πίνακα 6.14 παρουσιάζεται το μέγιστο ρεύμα φορτίου και το ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης που διαρρέει κάθε ηλεκτρονόμο υπερέντασης του δικτύου 39 ζυγών καθώς επίσης και ο λόγος μετασηματισμού των ΜΕ που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους.

Πίνακας 6.14: Ο λόγος μετασηματισμού των ΜΕ που τροφοδοτούν τους ηλεκτρονόμους του δικτύου. Ρεύμα φορτίου και ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης που διαρρέει τους Η/Ν υπερέντασης.

Relay no	Ρεύμα Φορτίου (A)	Ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης (A)	Λόγος μετασηματισμού ΜΕ
1	30	4008	450/5
2	412	8169	3350/5
3	70	8094	3350/5
4	602	4385	700/5
5	80	3937	700/5
6	582	6661	3050/5
7	1000	13201	2200/5
8	30	14754	2500/5
9	1000	12807	2850/5
10	30	9382	1200/5
11	704	8635	1550/5
12	50	8727	1700/5
13	577	9253	1350/5
14	90	12193	2600/5
15	1000	8809	1050/5
16	100	23906	3600/5
17	60	15526	4000/5
18	1000	2571	1000/5
19	30	10785	1250/5
20	716	10871	1250/5
21	552	5660	1750/5
22	100	3947	700/5
23	100	4379	1150/5
24	1000	11859	2900/5
25	249	9092	950/5
26	60	11970	1550/5
27	30	15511	3150/5

Relay no	Ρεύμα Φορτίου (A)	Ελάχιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης (A)	Λόγος μετασχηματισμού ΜΕ
28	900	13536	2200/5
29	100	9966	1550/5
30	1070	10177	1600/5
31	1000	11537	1900/5
32	60	17995	3350/5
33	1000	19604	3600/5
34	50	9029	1400/5
35	1099	13688	2450/5
36	30	10035	1250/5
37	30	8938	1800/5
38	225	7735	1200/5
39	30	8781	850/5
40	845	14291	1550/5
41	295	7575	2750/5
42	30	5726	1050/5
43	1000	6643	1000/5
44	30	17589	2550/5
45	916	17102	2350/5
46	30	10047	1000/5
47	30	10894	1750/5
48	159	5879	650/5
49	30	10949	2150/5
50	1000	11741	4100/5
51	30	22053	2600/5
52	683	5758	700/5
53	1000	13891	2400/5
54	30	8526	1100/5
55	30	7873	1000/5
56	1000	14743	3850/5
57	338	16950	3300/5
58	30	14059	3700/5
59	1000	7020	3200/5
60	30	5779	1500/5
61	60	7174	1100/5
62	1059	9020	1100/5
63	30	3140	1250/5
64	781	3980	2950/5
65	1000	12911	3200/5
66	30	3072	1000/5
67	576	3959	950/5
68	40	4661	1250/5

Όπως και στο δίκτυο των 8 ζυγών, τα όρια για την ρύθμιση της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης κυμαίνονται μεταξύ 10 έως 30 κύκλους δηλαδή από 200ms έως 600ms. Για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης χρησιμοποιήθηκε η καμπύλη λειτουργίας κατά IEC:

$$t_i = \frac{TDS_i \cdot \beta}{\left(\frac{I_{F,i}}{I_{i,pick-up}}\right)^\alpha - 1} + L \quad (6.3)$$

Με $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$ (πολύ απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου).

Τα αποτελέσματα μετά την εκτέλεση του προγράμματος με την συνάρτηση `fmincon` από την εργαλειοθήκη βελτιστοποίησης του MATLAB φαίνονται στον πίνακα 5.13:

Πίνακας 6.15: Βέλτιστες ρυθμίσεις για τους H/N απόστασης και υπερέντασης για το δίκτυο των 39 ζυγών New England με πολύ απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC. ($\alpha=2, \beta=80$)

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A) ($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
1	1,0490	2,9737	0,3262
2	0,6253	1,7266	0,4766
3	0,6764	1,5193	0,3896
4	0,1177	8,6063	0,3502
5	0,7537	3,0908	0,3005
6	0,8102	1,9736	0,4285
7	0,4211	4,7883	0,3212
8	1,0061	2,4330	0,3201
9	0,4949	3,6109	0,4091
10	1,0466	3,0131	0,2977
11	0,4373	4,4217	0,3804
12	0,8793	4,2785	0,3827
13	0,5922	4,5932	0,3683
14	0,7038	3,8318	0,4243
15	0,2177	7,6490	0,3051
16	0,9321	4,8265	0,4398
17	0,9734	2,4874	0,4205
18	0,1304	7,6420	0,4018
19	1,0645	4,0249	0,3488
20	0,5618	5,4968	0,4125
21	0,2784	2,7310	0,3633
22	1,0345	3,3112	0,3833
23	0,7380	3,3515	0,3629
24	0,6102	3,4631	0,5055
25	1,0565	4,6596	0,4147
26	1,0734	3,6291	0,4858
27	1,0450	2,7190	0,3438
28	0,5961	4,5300	0,4242

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A)($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
29	1,0041	2,9611	0,3376
30	0,3619	5,6236	0,4346
31	0,3704	4,8994	0,3041
32	1,0528	2,9766	0,4048
33	0,6719	3,6641	0,3708
34	0,8137	3,5714	0,2945
35	0,4360	4,4644	0,4068
36	1,0768	3,5415	0,3379
37	0,9381	3,3537	0,4772
38	0,6950	3,5135	0,3743
39	1,0813	4,5704	0,4175
40	0,6309	5,3986	0,5125
41	0,8349	2,1974	0,3982
42	0,6321	3,5580	0,3123
43	0,1318	8,2231	0,3584
44	1,0404	2,7186	0,4071
45	0,6252	4,3133	0,4442
46	0,9997	4,4052	0,3315
47	1,0339	2,8281	0,4426
48	1,0490	4,0936	0,4144
49	0,4705	1,0949	0,2172
50	0,9788	2,7302	0,3770
51	1,0489	2,9447	0,3087
52	0,2350	7,7029	0,3603
53	0,3726	4,1796	0,3619
54	0,5150	6,2034	0,3689
55	1,0311	2,9011	0,2695
56	0,5464	2,9583	0,5308
57	0,7119	2,5469	0,2994
58	0,8449	1,9789	0,2923
59	0,3248	2,7429	0,4941
60	0,7087	1,7456	0,2947
61	0,6794	3,3216	0,3635
62	0,2453	7,6895	0,4740
63	0,4203	1,4320	0,2687
64	0,2607	1,9903	0,3717
65	0,4650	3,1719	0,3946
66	0,6406	1,5326	0,2422
67	0,1964	4,9351	0,3098
68	0,8361	3,1027	0,3953

Βέλτιστη λύση για την αντικειμενική συνάρτηση (OF)=31.3241

Για διαφορετική καμπύλη λειτουργίας για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ (απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου), κατά το πρότυπο IEC, οι βέλτιστες ρυθμίσεις των ηλεκτρονόμων για το δίκτυο των 39 ζυγών παρουσιάζονται στον πίνακα 5.14. Οι περιορισμοί που έχουν τεθεί προηγουμένως για τα όρια των διάφορων μεγεθών παραμένουν τα ίδια. Έτσι έχουμε:

Πίνακας 6.16: Βέλτιστες ρυθμίσεις για τους HN απόστασης και υπερέντασης για το δίκτυο των 39 ζυγών New England με απότομη καμπύλη αντίστροφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC($\alpha=1, \beta=13.5$).

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A)(I_{pick-p})	Second zone timing T_{z2} (s)
1	0,4078	2,6741	0,3942
2	0,2787	1,9816	0,5497
3	0,2220	2,0409	0,4354
4	0,1010	9,3142	0,4369
5	0,2521	3,7155	0,3505
6	0,2976	1,8414	0,4629
7	0,1885	5,5239	0,3917
8	0,3405	2,4960	0,3493
9	0,2250	4,3456	0,5454
10	0,4236	2,7967	0,3461
11	0,2279	4,7503	0,4907
12	0,3640	3,1243	0,5171
13	0,2352	6,7486	0,4576
14	0,2868	3,1876	0,4222
15	0,1788	8,0183	0,4039
16	0,5064	2,8736	0,4189
17	0,3982	2,3641	0,4723
18	0,1005	7,5194	0,4098
19	0,5973	2,6662	0,3748
20	0,2360	6,3761	0,4119
21	0,2001	3,0219	0,4167
22	0,2954	4,7315	0,4399
23	0,2500	3,5055	0,4411
24	0,2273	3,8950	0,5887
25	0,4323	5,5001	0,5143
26	0,3851	4,8284	0,5841
27	0,2560	4,8922	0,4304
28	0,2226	6,0461	0,4239
29	0,3645	3,1615	0,3921
30	0,2144	6,0606	0,5087
31	0,2239	5,3140	0,3890
32	0,2874	4,5365	0,4756
33	0,2501	4,7490	0,4421
34	0,3468	3,5714	0,4013

Relay no	Time Dial Setting (TDS)	Pick up current setting (A)($I_{pick-up}$)	Second zone timing T_{z2} (s)
35	0,2110	5,2601	0,4692
36	0,2136	8,0170	0,4136
37	0,2568	4,3599	0,5662
38	0,2382	5,2738	0,4983
39	0,6110	3,6160	0,4817
40	0,2751	7,7632	0,6407
41	0,2242	2,5945	0,5301
42	0,2578	3,2945	0,3662
43	0,1274	9,2192	0,4534
44	0,3013	3,9663	0,5121
45	0,2223	7,2110	0,5971
46	0,4266	4,0529	0,3887
47	0,4586	2,5865	0,4663
48	0,2566	7,8431	0,5431
49	0,2043	0,2164	0,2039
50	0,2981	2,4894	0,4701
51	0,4479	2,4435	0,3661
52	0,2078	7,8590	0,4613
53	0,2023	4,6269	0,4241
54	0,3853	4,2595	0,4723
55	0,3984	2,7343	0,3108
56	0,2300	3,4601	0,5345
57	0,2054	3,3399	0,3505
58	0,2642	2,3756	0,3556
59	0,1637	3,1301	0,5962
60	0,2291	2,1771	0,3507
61	0,3032	3,1122	0,3716
62	0,2281	7,9537	0,6131
63	0,2229	1,4320	0,2868
64	0,1484	2,0080	0,5049
65	0,1704	3,2737	0,3877
66	0,1945	2,9750	0,2525
67	0,1074	5,3022	0,3383
68	0,3225	2,4969	0,5401

Βέλτιστη λύση για την αντικειμενική συνάρτηση (OF)=41.642

Παρατηρούμε, από τους πίνακες 6.15 και 6.16, ότι με την χρήση πολύ απότομων καμπυλών λειτουργίας αντίστροφου χρόνου για τους ηλεκτρονόμους υπερέντασης η ρύθμιση της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης κυμαίνεται σε πιο χαμηλές τιμές σε σύγκριση με την χρήση πιο απλών καμπυλών λειτουργίας αντίστροφου χρόνου. Αυτό μπορούμε να το συμπεράνουμε και από την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης OF που στην πρώτη περίπτωση είναι $OF_1 = 31.3241$ και στην δεύτερη περίπτωση είναι $OF_2 = 41.642$.

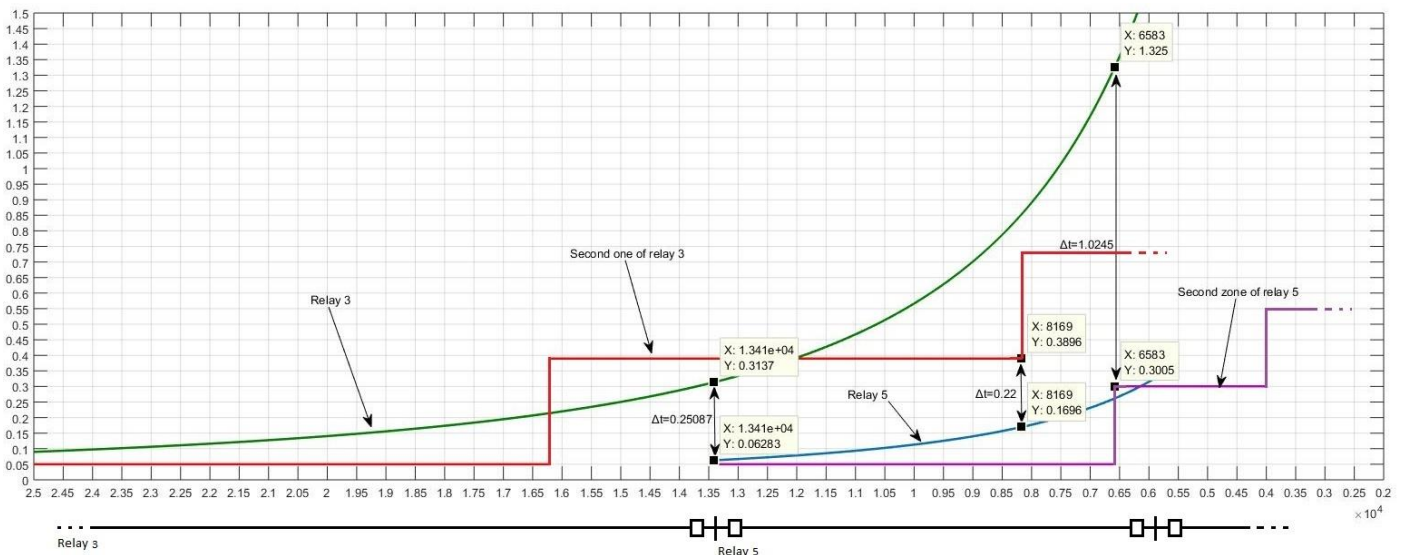
Από το πίνακα 6.16 παρατηρείται επίσης, με βάση ότι επισημάνθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, ότι σε δύο ηλεκτρονόμους η ρύθμιση του χρόνου της δεύτερης ζώνης περνάει το άνω όριο των 30 κύκλων. Οι ηλεκτρονόμοι αυτοί με τις ρυθμίσεις της δεύτερης ζώνης των ηλεκτρονόμων απόστασης παρατίθενται παρακάτω:

- Ηλεκτρονόμος απόστασης 40 με $T_{Z2} = 0,6407$
- Ηλεκτρονόμος απόστασης 62 με $T_{Z2} = 0,6131$

Η δεύτερη ζώνη του ηλεκτρονόμου 40 ρυθμίζεται στους 32 κύκλους και του ηλεκτρονόμου 62 ρυθμίζεται σε κάτι λιγότερο από 31 κύκλους.

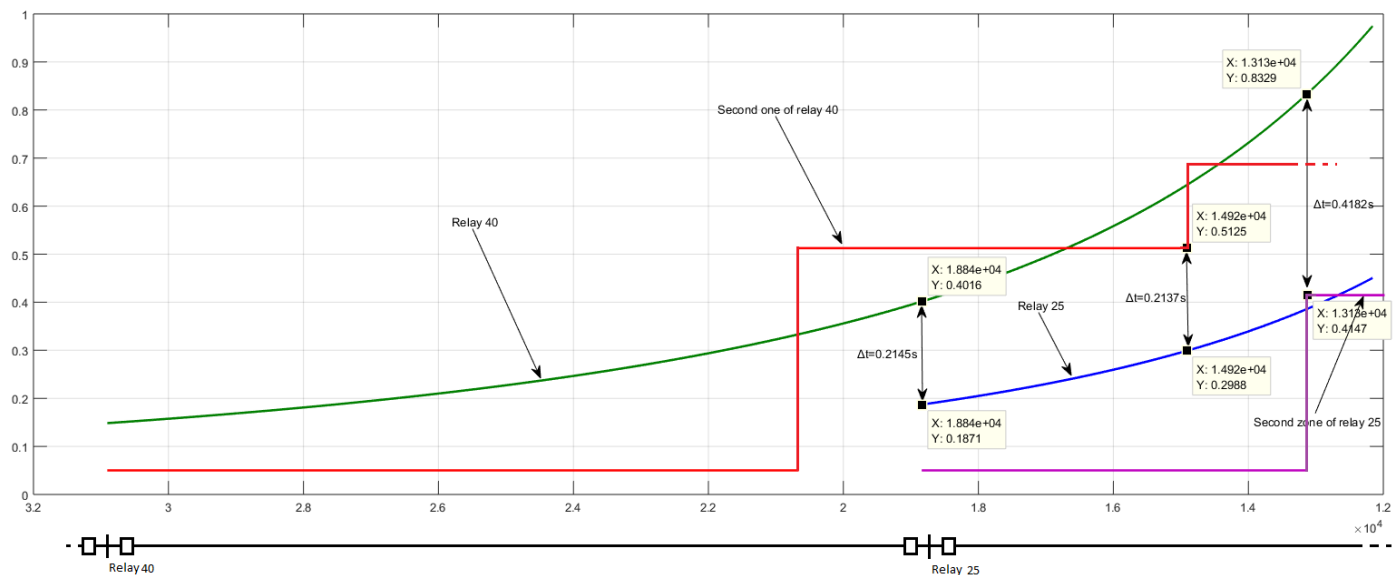
Στο σχήμα 6.7, 6.8, 6.9 και 6.10 απεικονίζονται γραφικά τέσσερα τυχαία ζευγάρια ηλεκτρονόμων κύριας και εφεδρικής προστασίας από τις δύο περιπτώσεις προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στο δίκτυο των 39 ζυγών. Από τις γραφικές αυτές απεικονίσεις φαίνεται καθαρά η επιλεκτικότητα μεταξύ των ηλεκτρονόμων υπερέντασης και των ηλεκτρονόμων απόστασης από τις βέλτιστες ρυθμίσεις των όπως καταγράφηκαν στους πίνακες 6.15 και 6.16.

Για την πολύ απότομη καμπύλη αντιστροφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=2, \beta=80$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 3 και 5. Έτσι έχουμε:



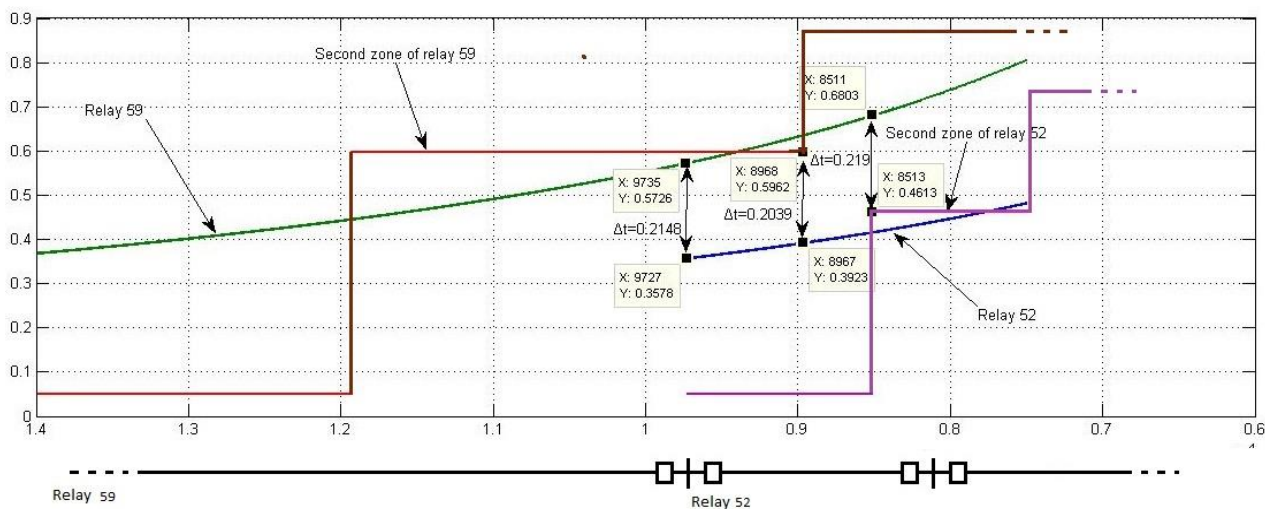
Σχήμα 6.7: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 3 και 5 του δικτύου 39 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=2, \beta=80$ και $L=0$.

Για την πολύ απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 40 και 25. Έτσι έχουμε:



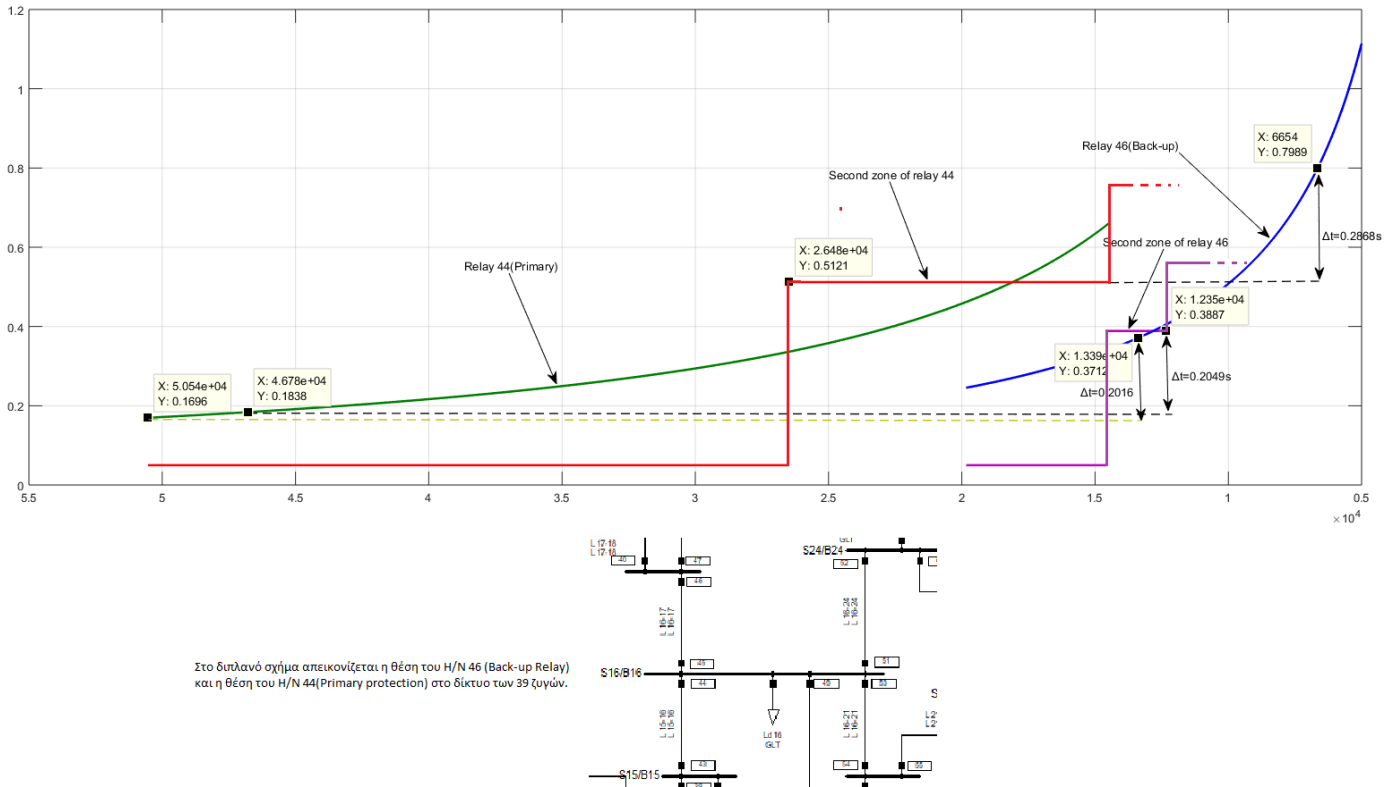
Σχήμα 6.8: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 25 και 40 του δικτύου 39 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=2$, $\beta=80$ και $L=0$.

Για την απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 52 και 59. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 6.9: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 52 και 59 του δικτύου 39 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$.

Για την απότομη καμπύλη αντιστρόφου χρόνου κατά το πρότυπο IEC με $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$ επιλέγουμε το ζευγάρι των ηλεκτρονόμων 44 και 46. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 6.10: Γραφική απεικόνιση της λειτουργίας των ηλεκτρονόμων 44 και 46 του δικτύου 39 ζυγών με την χρήση της καμπύλης αντίστροφου χρόνου κατά IEC: $\alpha=1$, $\beta=13.5$ και $L=0$.

Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρείται ότι στα κρίσιμα σημεία έχουμε διαφορά χρόνου πάνω από 200 ms μεταξύ των αντίστοιχων καμπύλων στα κρίσιμα σημεία F_1 , F_3 και F_4 . Το συμπέρασμα που προκύπτει είναι η ύπαρξη της επιλεκτικότητας μεταξύ των ηλεκτρονόμων, διατηρώντας πάντα τους περιορισμούς που έχουμε επιβάλει για την ορθή λειτουργία των H/N και την προστασία του δικτύου των 39 ζυγών.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] 8-bus: H. Zeineldin, E. El-Saadany, and M. Salama, “Optimal coordination of overcurrent relays using a modified particle swarm optimization,” *Elect. Power Syst. Res.*, 76, no. 11, pp. 988-995, (2006).
- [2] 39-bus: Illinois Center for a Smarter Electric Grid (ICSEG), <https://icseg.iti.illinois.edu/power-cases/>.