ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ & ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ

Διατριβή που υπεβλήθη για την απόκτηση Μεταπτυχιακού Διπλώματος Ειδίκευσης

Θέμα

Εφαρμογές Προσαρμοστικού Ελέγχου στα Σύγχρονα Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα

ΣΚΟΥΛΙΚΑΡΑΚΗΣ ΜΙΧΑΛΗΣ

Εξεταστική Επιτροπή:
Κοσματόπουλος Ηλίας - Λέκτορας (*Επιβλέπων*)
Ματσατσίνης Νικόλαος - Επίκουρος Καθηγητής
Δούμπος Μιχάλης - Λέκτορας

Χανιά, Ιούνιος 2005

C Copyright ΣΚΟΥΛΙΚΑΡΑΚΗΣ ΜΙΧΑΛΗΣ

Ευχαριστώ τον κ. Ηλία Κοσματόπουλο, επιβλέπων Καθηγητή, για την πολύτιμη βοήθεια του στην προσπάθεια απόκτησης του Μεταπτυχιακού τίτλου. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους που μου συμπαραστάθηκαν στην προσπάθεια μου αυτή. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τον Άρη για την ουσιαστική προσφορά του, και την Ελένη για την υπομονή της.

Αφιερωμένη στους γονείς μου, για την αμέριστη βοήθεια και την υπομονή τους όλα αυτά τα χρόνια .

-- ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ –

ΠΡΟΛΟΓΟΣ 4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 6
ΕΙΣΑΓΩΓΗ 6
1.1 Γενικά περί συστημάτων αυτομάτου ελέγχου 6
1.2 Σύντομη ιστορική ανασκόπηση των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου 6
1.3 Λόγοι χρήσης του αυτομάτου ελέγχου 10
1.4 Παραδείγματα συστημάτων αυτομάτου ελέγχου 10
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 15
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ 15
2.1 Βασικοί ορισμοί 15
2.2 Περιγραφή συστήματος 16
2.3 Μαθηματικό μοντέλο 17
2.4 Είδη μαθηματικών μοντέλων 19
2.4.1 Ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις 19
2.4.2 Συνάρτηση μεταφοράς 21
2.4.3 Κρουστική απόκριση 25
2.4.4 Εξισώσεις κατάστασης 26
2.5 Μέθοδοι αυτομάτου ελέγχου 34
2.5.1 Αιτιοκρατικός έλεγχος (Σχήμα 2.8). 34
2.5.2 Βέλτιστος έλεγχος (Σχήμα 2.9) 35
2.5.3 Στοχαστικός έλεγχος (Σχήμα 2.10). 36
2.5.4 Εκτίμηση παραμέτρων (Σχήμα 2.11) 36
2.5.5 Προσαρμοστικός έλεγχος 37
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 38
ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ (ADAPTIVE CONTROL) 38
3.1 Γενικά περί προσαρμοστικού ελέγχου 38
3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή 41
3.3 Γραμμική ανατροφοδότηση 42
3.4 Τεχνικές προσαρμοστικού ελέγχου 43
3.5 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο 44
3.5.1 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο με την μέθοδο Gradient 46
3.5.1.1Προκαταρκτικές έννοιες και παραδείγματα 46
3.5.1.2 Γενικά αποτελέσματα για γραμμικά συστήματα 50
3.5.1.3 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο με βάση την ευστάθεια κατά Lyapunov 53
3.6 Αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος 55
3.6.1 Γενικά περί αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου 55
3.6.2 Έμμεσος αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος 57
3.6.2.1 Εισαγωγικές έννοιες 57
3.6.2.2 Σχεδίαση με γνωστές παραμέτρους 59
3.6.2.3 Σχεδίαση με άγνωστες παραμέτρους 61
3.6.3 Άμεσος αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος 64

3.7 Σχεδιασμός κέρδους....67
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 69
ΈΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ (SMART ANTENNAS) 69
4.1 Εισαγωγή 69
4.2 Περιγραφή και Μοντελοποίηση των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών καναλιών....70
4.3 Ανάγκη για χρήση προσαρμοστικών κεραιών....72
4.4 Βασικά χαρακτηριστικά προσαρμοστικής κεραίας 74
4.5 Τεχνικές προσαρμοστικής Διαμόρφωσης-Ακτίνας (Adaptive Beam-Forming Techniques)....75
4.5.1 Διαμόρφωση-Ακτίνας βασισμένη στην Εύρεση-Κατεύθυνσης (Direction-Finding Based Beamforming)....76
4.5.2 Beamforming Based on Training Signals....82
4.5.3 Signal-Structure-Based Beamforming....83
4.6 Συγκριτικά αποτελέσματα της χρήσης 'έξυπνων' κεραιών έναντι των συμβατικών. 85
4.6.1 Αυξημένη κάλυψη 86
4.6.2 Μείωση στην πυκνότητα των σταθμών βάσης....87
4.7 Συμπεράσματα 88
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 89
Προσαρμοστικός Έλεγχος στην Ψηφιακή Διαμόρφωση και Κωδικοποίηση πληροφορίας (Adaptive Modulation and Coding) 89
5.1 Εισαγωγή 89
5.2 Προβλήματα στην μετάδοση της πληροφορίας....90
5.3 Ψηφιακή Διαμόρφωση....92
5.4 Εκτίμηση καναλιού και αντιστάθμιση....97
5.4.1 Διαμόρφωση βοηθούμενη από Πιλοτικά Σύμβολα (Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)....97
5.4.2 Εκτίμηση SNR 99
5.5 Προσαρμοστική διαμόρφωση (Adaptive Modulation)....102
5.5.1 Όρια προσαρμογής (Adaptation Boundaries)....103
5.6 Απόδοση Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης σε μη-τέλεια περιβάλλοντα 110
5.6.1 Αντίκτυπος της εκτίμησης του καναλιού στην προσαρμοστική διαμόρφωση. 113
5.6.2 Αντίκτυπος της χρονικής καθυστέρησης (Propagation Delay) στην προσαρμοστική διαμόρφωση....116
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 119
ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΡΟΜΟΛΟΓΗΣΗ (ADAPTIVE ROUTING)....119
6.1 Εισαγωγή 119
6.2 Περιγραφή των τηλεπικοινωνιακών δικτύων 120
6.3 Δρομολόγηση στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα (Routing)....121
6.4 Το πρόβλημα της δρομολόγησης....124
6.4.1 Συμφόρηση – Ένα συχνό φαινόμενο 125
6.5 Κατηγορίες των διαδικασιών δρομολόγησης 126
6.5.1 Ντετερμινιστική και στοχαστική δρομολόγηση. 126
6.5.2 Κεντρικοποιημένη και κατανεμημένη δρομολόγηση (Centralized & Distributed routing)....127

6.5.3 Προσαρμοστικοί και μη προσαρμοστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης (Adaptive & nonadaptive routing) 128
6.6 Κατανεμημένος Bellman – Ford αλγόριθμος δρομολόγησης 130
6.6.1 Ενημέρωση των πινάκων 131
6.6.2 Overhead Ανάλυση του αλγορίθμου Bellman – Ford 132
6.7 Συμπεράσματα 132
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 135
ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΑΚΥΡΩΣΗ ΗΧΩΣ (ADAPTIVE ECHO CANCELLATION) 135
7.1 Εισαγωγή 135
7.2 Κατηγορίες ηχώς 137
7.2.1 Ακουστική ηχώ (Acoustic Echo) 137
7.2.2 Υβριδική ηχώ (Hybrid Echo) 138
7.3 Προσαρμοστική ακύρωση ηχώς 140
7.3.1 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται από τον Echo Canceller 145
7.3.1.1 Αλγόριθμος ελαχίστων μέσων τετραγώνων (LMS) 146
7.3.1.2 Κανονικοποιημένος Αλγόριθμος ελαχίστων μέσων τετραγώνων (NLMS) 148
7.4 Συμπεράσματα 150
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 151
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ 151
-- ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ -- 154

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Σκοπός της εργασίας αυτής είναι να παρουσιάσει και να αναλύσει τον τρόπο με τον οποίο χρησιμοποιείται ο προσαρμοστικός έλεγχος στο σύγχρονο και ανταγωνιστικό πεδίο των τηλεπικοινωνιών. Αναδεικνύει τα πλεονεκτήματα της χρήσης του προσαρμοστικού ελέγχου έναντι των συμβατικών μεθόδων προσέγγισης σε τέσσερα πεδία εφαρμογών.

Το πρώτο κεφάλαιο κάνει μια μικρή εισαγωγή στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου, όπου και παρουσιάζει μια μικρή ιστορική αναδρομή των συστημάτων αυτών, και αναφέρει μερικούς τομείς εφαρμογής τους. Το δεύτερο κεφάλαιο πραγματεύεται με τις βασικές έννοιες των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Ο αναγνώστης μέσα από συγκεκριμένα παραδείγματα έρχεται σε επαφή με την μαθηματική διάσταση της επιστήμης του αυτομάτου ελέγχου και γνωρίζει θεμελιώδης δομές. Γίνεται επίσης μια σύντομη παρουσίαση των διαφορετικών μεθόδων και τεχνικών που υπάρχουν στον τομέα αυτό.

Μια πιο ενδελεχής ανάλυση μιας από τις μεθόδους αυτομάτου ελέγχου λαμβάνει χώρα στο τρίτο κεφάλαιο. Έτσι κάνουμε μια εκτενή αναφορά και ανάλυση του προσαρμοστικού ελέγχου με σκοπό να παρουσιάσουμε στον αναγνώστη την βασική θεωρία που βρίσκεται πίσω από την μέθοδο αυτή.

Τα επόμενα κεφάλαια έχουν να κάνουν με τις εφαρμογές του προσαρμοστικού ελέγχου στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Έγινε επιλογή τεσσάρων βασικών κατηγοριών, οι οποίες και αποτελούν την βάση στην πλειονότητα των τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών στις μέρες μας. Πιο συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 4 αναφερόμαστε στον τομέα των κεραιών. Γίνεται μια αναλυτική αναφορά στα διάφορα προβλήματα που υπάρχουν στο σύγχρονο τηλεπικοινωνιακό περιβάλλον, και αναφέρεται ο τρόπος με τον οποίο εφαρμόζεται ο προσαρμοστικός έλεγχος για την επίλυση των προβλημάτων αυτών. Επίσης γίνεται μια σύγκριση μεταξύ των συμβατικών και των προσαρμοστικών κεραιών. Το κεφάλαιο 5 αντιμετωπίζει τον τρόπο με τον οποίο ο προσαρμοστικός έλεγχος βρίσκει πεδίο δράσης στην ψηφιακή διαμόρφωση και κωδικοποίηση της πληροφορίας κατά την μετάδοση της σε ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι. Το επόμενο κεφάλαιο, κεφάλαιο 6, έχει να

κάνει με την προσαρμοστική δρομολόγηση στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Αναλύει τον τρόπο δράσης των προσαρμοστικών αλγορίθμων στην δύσκολη προσπάθεια δρομολόγησης των πακέτων πληροφορίας μέσα από μεταβαλλόμενες συνθήκες δικτύου. Το επόμενο, και τελευταίο κεφάλαιο που πραγματεύεται με τις εφαρμογές του προσαρμοστικού ελέγχου στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, είναι το κεφάλαιο 7 και έχει να κάνει με το πρόβλημα της παρουσίας ηχώς. Η ηχώ είναι φαινόμενο που ταυτίζεται με τις τηλεπικοινωνίες και η ιστορία του συμπίπτει με την εμφάνιση των πρώτων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Τέλος στο τελευταίο κεφάλαιο, κεφάλαιο 8, βρίσκονται τα συμπεράσματα της τρέχουσας εργασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

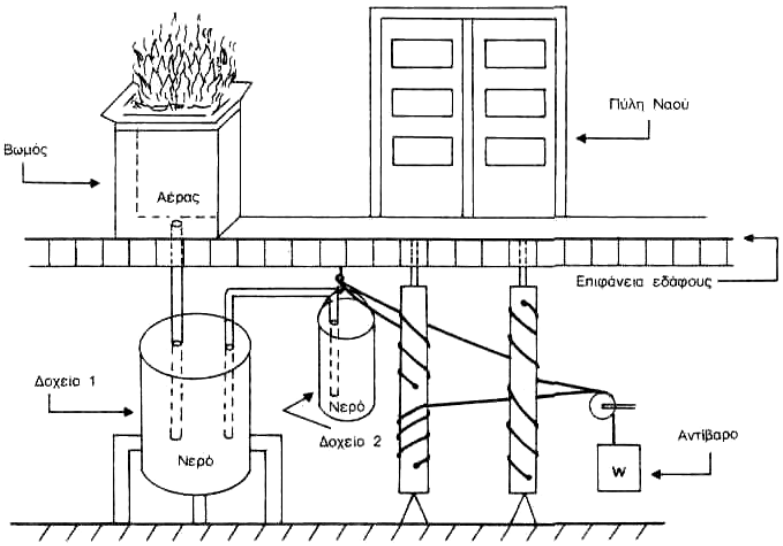
1.1 Γενικά περί συστημάτων αυτομάτου ελέγχου

Μια προσεκτική εξέταση των διαφόρων μηχανημάτων που κατασκευάζει σήμερα ο άνθρωπος θα μας πείσει ότι σχεδόν πάντα τα μηχανήματα αυτά λειτουργούν, εν μέρει ή εξ' ολοκλήρου, αυτόματα. Ως παραδείγματα αναφέρουμε το ψυγείο, το θερμοσίφωνο, τον υπολογιστή, το διαστημόπλοιο κ.α. Οι βιομηχανίες επίσης λειτουργούν εν μέρει ή εξ΄ ολοκλήρου αυτόματα. Βγαίνει λοιπόν το συμπέρασμα ότι ο αυτοματισμός είναι πολύ διαδεδομένος στον τεχνικό κόσμο.

Ο αυτοματισμός είναι μια πρακτική που συναντάται όχι μόνο στην τεχνολογία αλλά και στην οικονομία, στη διοίκηση, στις ανθρωπιστικές επιστήμες, στη βιολογία κτλ. Ειδικά όσο αφορά τη βιολογία, τόσο ο φυτικός κόσμος όσο και ο ζωικός, όχι μόνο κυριαρχούνται από τον αυτοματισμό, αλλά οφείλουν την ύπαρξη τους σε αυτόν. Ας πάρουμε για παράδειγμα τον άνθρωπο. Ο άνθρωπος είναι ένα πολύπλοκο σύστημα όπου ένας μεγάλος αριθμός διαδικασιών ρυθμίζονται αυτόματα, π.χ. η διατήρηση της θερμοκρασίας του σώματος, η κυκλοφορία του αίματος, η αναπαραγωγή κυττάρων, η αναπνοή κτλ.

1.2 Σύντομη ιστορική ανασκόπηση των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου

Ο αυτοματισμός είχε επινοηθεί από την αρχαιότητα. Ένα γνωστό αρχαίο σύστημα αυτομάτου ελέγχου είναι ο ρυθμιστής του Ήρωνος του Αλεξανδρέως (*Σχήμα 1.1*).

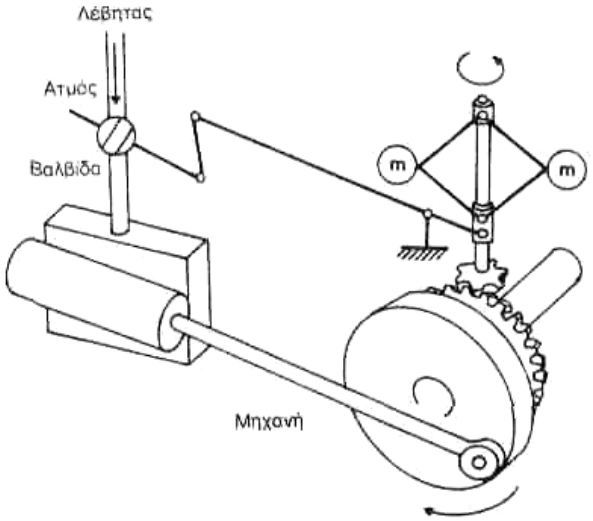


Σχήμα 1.1 - Ο ρυθμιστής του Ήρωνος του Αλεξανδρέως

Ο ρυθμιστής αυτός είχε σχεδιαστεί ώστε η πύλη ενός ναού άνοιγε αυτόματα όταν άναβε η φωτιά στο βωμό και έκλεινε όταν έσβηνε η φωτιά. Ο αυτοματισμός αυτός επιτυγχανόταν ως εξής: Η φωτιά ζέσταινε τον αέρα κάτω από το βωμό, ο ζεστός αέρας έσπρωχνε το νερό από το δοχείο 1 στο δοχείο 2. Το δοχείο 1 παρέμενε ακίνητο, ενώ το δοχείο 2 ήταν κρεμασμένο με σχοινιά που ήταν τυλιγμένα κατάλληλα σε ένα μηχανισμό με ένα αντίβαρο W. Όταν το δοχείο 2 ήταν άδειο, ο μηχανισμός αυτός, κάτω από το βάρος του αντίβαρου, κρατούσε την πύλη κλειστή. Όταν στο δοχείο 2 έμπαινε αρκετό νερό από το δοχείο 1, το δοχείο 2 κατέβαινε προς τα κάτω ενώ το αντίβαρο ανέβαινε προς τα πάνω, με αποτέλεσμα ο μηχανισμός με τα σχοινιά να ανοίγει την πύλη. Όταν έσβηνε η φωτιά, το νερό από το δοχείο 2 επέστρεφε στο δοχείο 1 και το αντίβαρο κατέβαινε προς τα κάτω, ενώ το δοχείο 2 ανέβαινε προς τα πάνω, με αποτέλεσμα να κλείνει η πύλη. Ο ρυθμιστής αυτός χρησιμοποιούταν, κατά πάσα πιθανότητα, για να εντυπωσιάζει τους πιστούς, δεδομένου ότι το σύστημα αυτοματισμού ήταν κρυμμένο μέσα στο έδαφος.

Μέχρι τα μέσα του 18^{ου} αιώνα, ο αυτοματισμός δεν έχει να επιδείξει αξιόλογα επιτεύγματα. Το έτος 1769, ο James Watt κατασκεύασε τον πρώτο φυγοκεντρικό ρυθμιστή

ταχύτητας (*Σχήμα 1.2*), ο οποίος χρησιμοποιήθηκε ευρέως στη βιομηχανία για τον αυτόματο έλεγχο ατμομηχανών.



Σχήμα 1.2 - Ο φυγοκεντρικός ρυθμιστής ταχύτητας του Watt

Συγκεκριμένα, ο ρυθμιστής αυτός χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο της ταχύτητας της ατμομηχανής. Ο έλεγχος επιτυγχάνεται ως εξής : Όταν η γωνιακή ταχύτητα της ατμομηχανής αυξάνεται, η φυγοκεντρική δύναμη σπρώχνει τις μάζες m προς τα πάνω, με αποτέλεσμα η βαλβίδα του ατμού να κλείνει. Καθώς η βαλβίδα του ατμού κλείνει, ο ατμός που μπαίνει στη μηχανή από τον λέβητα μειώνεται, με αποτέλεσμα να μειώνεται και η γωνιακή ταχύτητα της ατμομηχανής. Και αντίστροφα, όταν η γωνιακή ταχύτητα της ατμομηχανής μειώνεται, οι μάζες κατεβαίνουν, η βαλβίδα του ατμού ανοίγει, αυξάνει ο ατμός που μπαίνει στη μηχανή, με αποτέλεσμα να αυξηθεί και η γωνιακή ταχύτητα.

Η περίοδος μέχρι το 1868 χαρακτηρίζεται ως μια περίοδος όπου ο αυτοματισμός αναπτύχθηκε αρκετά αλλά από διαίσθηση μόνο, χωρίς δηλαδή μια θεωρητική μαθηματική βάση. Το κενό αυτό συμπλήρωσαν ο Maxwell το 1868, και ο Vyshnegradskii το 1877, οι οποίοι έδωσαν τις πρώτες μαθηματικές βάσεις του αυτοματισμού, εφαρμόζοντας τα θεωρητικά (μαθηματικά) τους αποτελέσματα κυρίως στον φυγοκεντρικό ρυθμιστή του Watt. Σημαντικά ήταν και τα αποτελέσματα του Routh το 1877.

Τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου αναπτύχθηκαν ραγδαία τον προηγούμενο αιώνα. Σημαντικό σταθμό στην ιστορία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου αποτελεί η δεκαετία του ’30, κατά την οποία εμφανίστηκαν αξιόλογα θεωρητικά και πρακτικά αποτελέσματα, όπως αυτά του Nyquist και του Black. Τα επόμενα έτη, κυρίως κατά τη διάρκεια του Β’ Παγκόσμιου πολέμου και μέχρι το 1957 περίπου, σημειώθηκε περαιτέρω αξιόλογη έρευνα που χαρακτηρίζεται σήμερα ως κλασική θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Τα σημαντικότερα επιτεύγματα της περιόδου αυτής οφείλονται στον Nichols, στον Bode, στον Wiener και στον Evans. Τα διάφορα επιτεύγματα της περιόδου από το 1957 μέχρι σήμερα έδωσαν μια νέα διάσταση και μια μεγάλη ώθηση στον αυτοματισμό και χαρακτηρίζονται ως σύγχρονη θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Τα σημαντικότερα αποτελέσματα αυτής της περιόδου οφείλονται στον Kalman. Σπουδαία είναι και η συμβολή των Athans, Astrom, Bellman, Brockett και άλλων.

Σε γενικές γραμμές, οι κύριες διαφορές μεταξύ της κλασικής και της σύγχρονης προσέγγισης των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου είναι οι εξής : Ο κλασικός έλεγχος αναφέρεται ως επί το πλείστον σε απλά συστήματα που έχουν μια είσοδο και μια έξοδο, οι δε μέθοδοι σχεδίασης είναι συνήθως γραφικές και δεν απαιτούν πολλά μαθηματικά. Αντίθετα, ο σύγχρονος έλεγχος αναφέρεται σε πολύπλοκα συστήματα με πολλές εισόδους και πολλές εξόδους, οι δε μέθοδοι σχεδίασης είναι ως επί το πλείστο αναλυτικές, γεγονός που απαιτεί πολλά μαθηματικά. Και οι δυο μέθοδοι σχεδίασης, κλασικές και σύγχρονες, βρίσκουν εφαρμογές σε όλες τις μορφές της σύγχρονης τεχνολογίας. Είναι προφανές ότι επειδή ο κλασικός έλεγχος, σε σύγκριση με τον σύγχρονο έλεγχο, είναι σχετικά πιο εύκολος, τόσο από θεωρητικής πλευράς όσο και από πλευράς εφαρμογών, ο μηχανικός ελέγχου επιβάλλεται να ακολουθεί σε γενικές γραμμές την εξής τακτική : Στις περιπτώσεις που οι απαιτήσεις σχεδίασης δεν είναι μεγάλες, να εφαρμόζει τις κλασικές τεχνικές ελέγχου, ενώ στις περιπτώσεις που οι απαιτήσεις σχεδίασης είναι μεγάλες, να εφαρμόζει τις σύγχρονες τεχνικές έλεγχου.

Τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου αποτελούν σήμερα μια ιδιαίτερα αξιόλογη περιοχή επιστημονικής έρευνας και τεχνολογικής ανάπτυξης. Αυτό μπορεί να υποστηριχτεί από το γεγονός ότι ένας μεγάλος αριθμός ερευνητών σε παγκόσμια κλίμακα ασχολείται με την

προαγωγή της επιστήμης των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου και την εφαρμογή της σε όσο το δυνατό περισσότερες πλευρές της ανθρώπινης δραστηριότητας.

1.3 Λόγοι χρήσης του αυτομάτου ελέγχου

Ένας από τους κύριους λόγους που χρησιμοποιούνται τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου στη σύγχρονη τεχνολογία είναι η μείωση της συμμετοχής του ανθρώπου στη λειτουργία των μηχανημάτων. Τα ρομπότ αντικαθιστούν τον άνθρωπο σε εργασίες που είναι επικίνδυνες για την υγεία του ή ακόμα και για τη ζωή του. Έτσι, βελτιώνονται οι συνθήκες εργασίες και κατ' επέκταση οι συνθήκες διαβίωσης του ανθρώπου.

Από την άλλη πλευρά, μειώνεται ταυτόχρονα το κόστος της εργασίας με ταυτόχρονη αύξηση της παραγωγικότητας και της παραγωγής, Αυτό προφανώς επιδρά θετικά στην οικονομία.

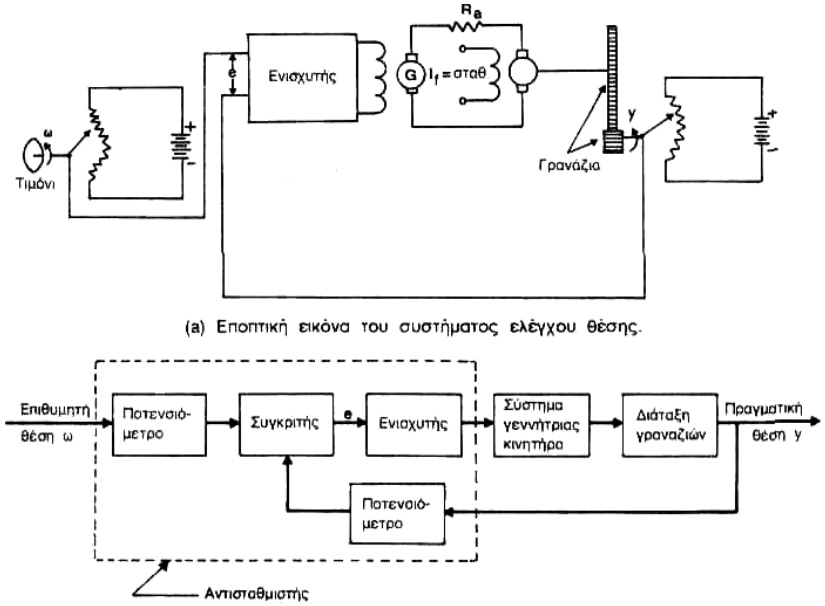
Θα πρέπει να σημειωθεί, βέβαια, ότι η χρήση του αυτομάτου ελέγχου μπορεί να επιφέρει και αρνητικά αποτελέσματα. Η χρήση των ρομπότ οδηγεί συχνά σε αύξηση της ανεργίας διότι αντικαθίσταται η ανθρώπινη εργασία με μηχανές. Επιπλέον, συστήματα αυτομάτου ελέγχου χρησιμοποιούνται συχνά στην κατασκευή οπλικών συστημάτων, κάτι που, προφανώς, δεν προάγει την ειρήνη και την πρόοδο της ανθρωπότητας.

1.4 Παραδείγματα συστημάτων αυτομάτου ελέγχου

Ακολουθεί η περιγραφή μερικών παραδειγμάτων συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Έτσι, δίνεται μια εικόνα της ευρείας χρησιμοποίησης του αυτοματισμού στην τεχνολογία σήμερα. Επιπλέον, μέσω των παραδειγμάτων, γίνεται φανερό ότι οι αρχές του αυτοματισμού μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την κατανόηση και την επίλυση προβλημάτων σε άλλα πεδία της επιστήμης, όπως η οικονομία και η ιατρική. Επίσης, από

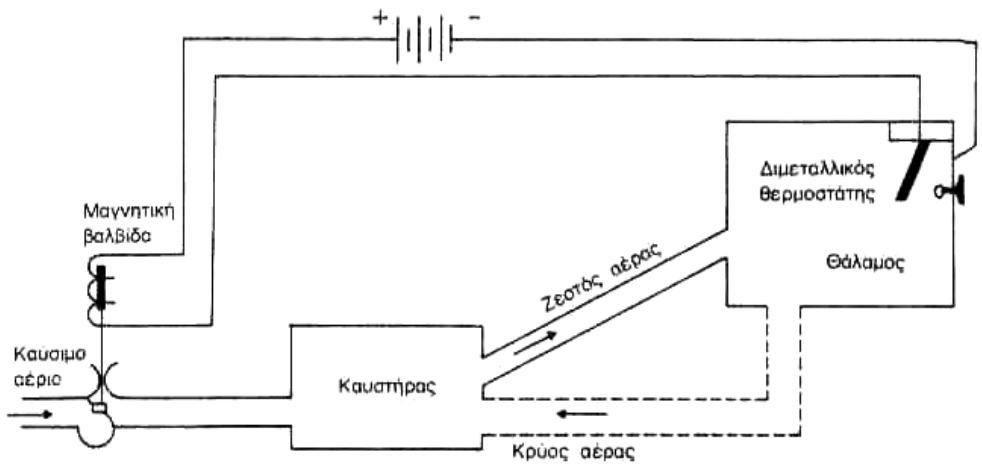
τα παραδείγματα φαίνεται ότι πολλά συστήματα αυτομάτου ελέγχου είναι σχεδιασμένα ώστε μια μεταβλητή του συστήματος π.χ. η θέση ή η ταχύτητα μιας μάζας, η θερμοκρασία ενός θαλάμου, να ελέγχεται αυτόματα.

1) Σύστημα αυτομάτου ελέγχου θέσης ή σερβομηχανισμός θέσης (*Σχήμα 1.3*). Το σύστημα αυτό είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε η γωνιακή θέση y του μικρού γραναζιού, να είναι ίση με την εκάστοτε γωνιακή θέση ω του τιμονιού. Αυτό επιτυγχάνεται ως εξής : Οι γωνιακές θέσεις ω και y μετατρέπονται σε τάσεις χρησιμοποιώντας τις διατάξεις των ποτενσιομέτρων.



Σχήμα 1.3 - Σύστημα ελέγχου θέσης ή σερβομηχανισμού θέσης

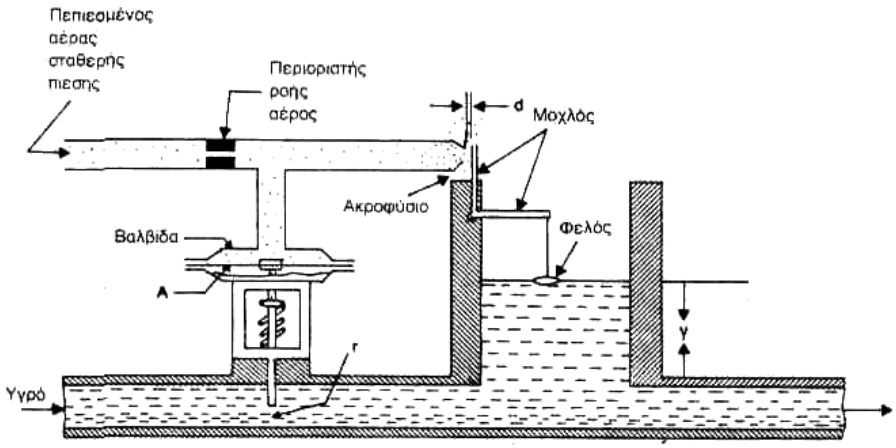
2) Σύστημα αυτομάτου ελέγχου θερμοκρασίας θαλάμου (*Σχήμα 1.4*). Το σύστημα αυτό είναι σχεδιασμένο ώστε η θερμοκρασία y του θαλάμου να παραμένει σταθερή.



Σχήμα 1.4 - Σύστημα ελέγχου θερμοκρασίας θαλάμου

Αυτό επιτυγχάνεται ως εξής : Η θερμοκρασία y του θαλάμου παρακολουθείται από το διμεταλλικό θερμοστάτη, που είναι ρυθμισμένος έτσι ώστε, όταν η θερμοκρασία y είναι μεγαλύτερη της επιθυμητής, το κύκλωμα της μαγνητικής βαλβίδας απενεργοποιείται, η βαλβίδα κλείνει και σταματά η τροφοδοσία του αερίου καυσίμου στον καυστήρα. Αντίθετα, όταν η θερμοκρασία y είναι μικρότερη της επιθυμητής, το κύκλωμα της μαγνητικής βαλβίδας ενεργοποιείται, η βαλβίδα ανοίγει και επανέρχεται η τροφοδοσία του αερίου καυσίμου στον καυστήρα.

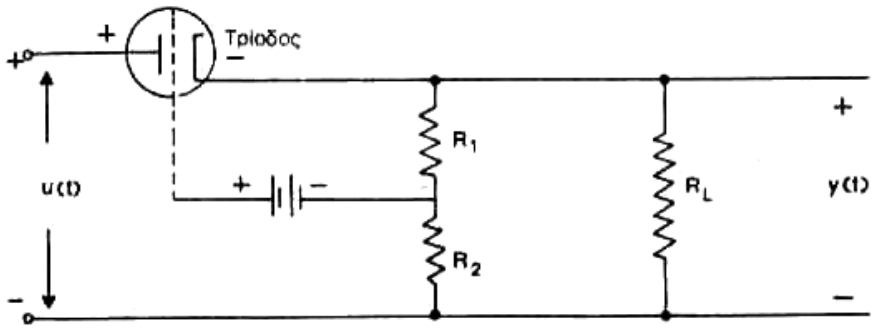
3) Σύστημα αυτομάτου ελέγχου στάθμης υγρού (*Σχήμα 1.5*). Το σύστημα αυτό χρησιμοποιείται σε χημικές και άλλες βιομηχανίες και είναι σχεδιασμένο ώστε το ύψος y της επιφάνειας του υγρού να παραμένει σταθερό.



Σχήμα 1.5 - Σύστημα ελέγχου στάθμης υγρού

4) Σύστημα αυτομάτου ελέγχου κατεύθυνσης πυραύλου. Το σύστημα αυτό κατευθύνει την τροχιά ενός πυραύλου έτσι ώστε να συγκρουσθεί και με σκοπό να καταρρίψει εχθρικό αεροσκάφος. Τόσο ο πύραυλος όσο και το εχθρικό αεροσκάφος, ο στόχος του, παρακολουθούνται από σύστημα ραντάρ. Οι πληροφορίες από τα ραντάρ τροφοδοτούνται στον υπολογιστή που προσδιορίζει μια πιθανή τροχιά του εχθρικού αεροσκάφους. Η τροχιά αυτή αλλάζει και προσαρμόζεται συνεχώς στα νέα δεδομένα. Ο υπολογιστής διαρκώς συγκρίνει τις δυο τροχιές και διορθώνει ανάλογα την τροχιά του πυραύλου. Η διόρθωση γίνεται από απόσταση με ραδιοκύματα από έναν επίγειο σταθμό ελέγχου.

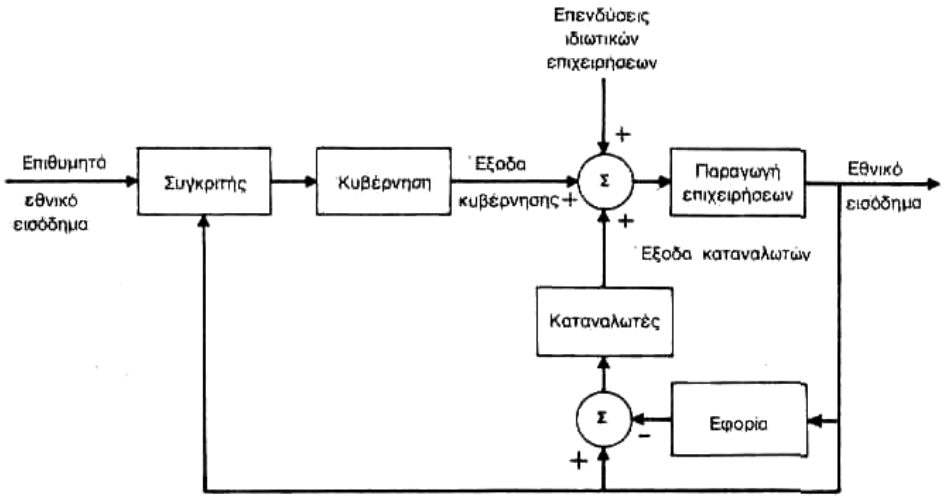
5) Ηλεκτρονικός ρυθμιστής τάσης (*Σχήμα 1.6*). Το σύστημα αυτό είναι σχεδιασμένο ώστε η τάση εξόδου y(t) να παραμένει σταθερή, παρά τις μεταβολές στην τάση διέγερσης u(t) και στην αντίσταση φορτίου R_L.



Σχήμα 1.6 - Ρυθμιστής τάσης

6) Αναπηρική καρέκλα. Είναι σχεδιασμένη για άτομα με αναπηρία από το λαιμό και κάτω. Το άτομο με κίνηση του κεφαλιού του καθορίζει την κατεύθυνση κίνησης της καρέκλας.

7) Οικονομικά συστήματα (*Σχήμα 1.7*). Το σχήμα δίνει μια σχηματική περιγραφή του εθνικού εισοδήματος και αποτελεί βοήθημα για τον οικονομολόγο στην κατανόηση της επίδρασης των διαφόρων παραγόντων.



Σχήμα 1.7 - Σχηματικό διάγραμμα εθνικού εισοδήματος

8) Βιολογικά συστήματα, όπως το αναπνευστικό σύστημα. Ο οργανισμός μετρά το ποσοστό του CO_2 στο αίμα. Αυτό όμως είναι ανάλογο της οξυγόνωσης, οπότε ο οργανισμός γνωρίζει πάντα το οξυγόνο και με αυτόν τον τρόπο καθορίζει την αναπνοή.

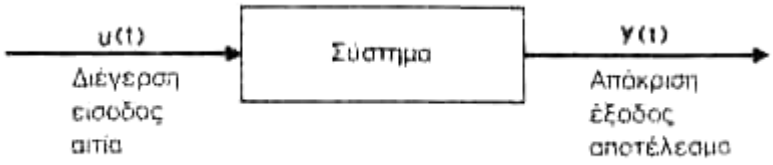
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

2.1 Βασικοί ορισμοί

Σύστημα είναι μια διάταξη αντικειμένων συνδεδεμένων με τέτοιο τρόπο ώστε να αποτελούν ή και να δρουν ως ολοκληρωμένη μονάδα. Η σημασία της λέξης *έλεγχος* εκλαμβάνεται συχνά ως σταθεροποίηση, ρύθμιση ή καθοδήγηση.

Σύστημα αυτομάτου ελέγχου είναι ένα σύστημα του οποίου τα στοιχεία σχετίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να κατευθύνουν, να ρυθμίζουν ή να σταθεροποιούν αυτό το ίδιο σύστημα ή κάποιο άλλο σύστημα.

Για να φέρει όμως ένα σύστημα εις πέρας ένα έργο, θα πρέπει να του δοθεί η κατάλληλη διέγερση (*είσοδος*). Η απόκριση του συστήματος (*έξοδος*) καλείται επίσης συμπεριφορά του συστήματος. Το ακόλουθο σχήμα (*Σχήμα 2.1*) δίνει μια εποπτική εικόνα των προηγούμενων εννοιών.

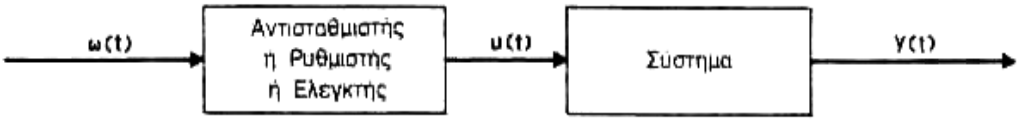


Σχήμα 2.1 - Σχηματικό διάγραμμα συστήματος με είσοδο και έξοδο

Αν συμβολίσουμε το σύστημα με τον τελεστή T, τότε η έξοδος του y(t) συνδέεται με την είσοδο του u(t) με τη σχέση

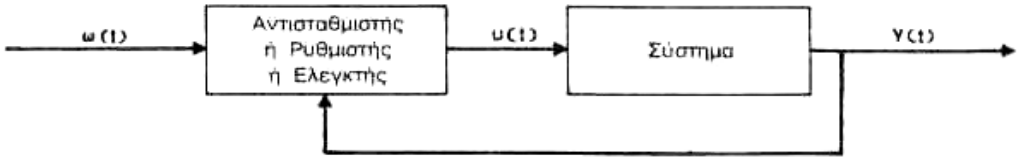
$$y(t) = Tu(t) \quad (2.1)$$

Ανοιχτό σύστημα (*Σχήμα 2.2*) είναι ένα σύστημα που η είσοδος u(t) δεν είναι συνάρτηση της εξόδου y(t).



Σχήμα 2.2 - Ανοιχτό σύστημα

Κλειστό σύστημα (***Σχήμα 2.3***) είναι ένα σύστημα στο οποίο η είσοδος u(t) είναι συνάρτηση της εξόδου y(t). Η διαδικασία της τροφοδοσίας των πληροφοριών από την έξοδο στην είσοδο του συστήματος λέγεται *ανατροφοδότηση* και διαδραματίζει βασικότατο ρόλο στον αυτοματισμό.



Σχήμα 2.3 - Κλειστό σύστημα

2.2 Περιγραφή συστήματος

Η περιγραφή ενός συστήματος μπορεί να γίνει με χρήση διαγραμμάτων, όπως είναι :

1. Διαγράμματα βαθμίδων
2. Διαγράμματα ροής συστημάτων.

Επίσης, η περιγραφή ενός συστήματος μπορεί να γίνεται με τη χρήση μαθηματικών μοντέλων.

2.3 Μαθηματικό μοντέλο

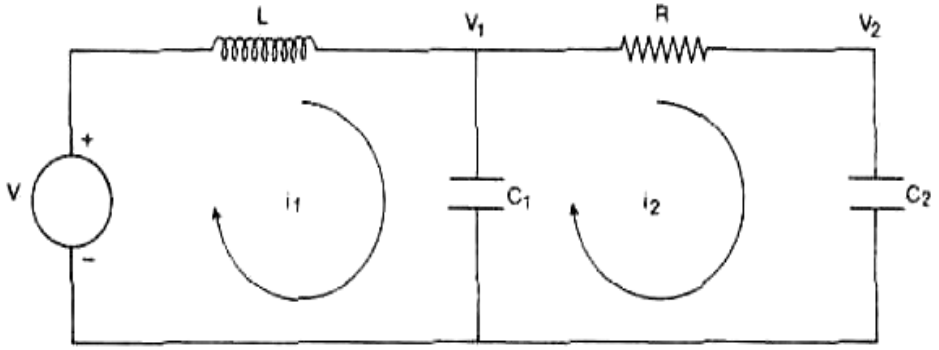
Μαθηματικό μοντέλο ενός συστήματος είναι μια μαθηματική έκφραση που συσχετίζει την είσοδο, το σύστημα και την έξοδο και είναι τέτοια ώστε να μας δίνει τη δυνατότητα υπολογισμού της εξόδου του συστήματος κάτω από οποιαδήποτε διέγερση.

Από τον παραπάνω ορισμό προκύπτει αμέσως ότι το μαθηματικό μοντέλο δεν είναι απλώς κάποια τυχαία σχέση, αλλά είναι εκείνη η σχέση που εξασφαλίζει τη δυνατότητα προσδιορισμού της συμπεριφοράς ενός συστήματος όταν αυτό διεγείρεται με οποιαδήποτε διέγερση. Εξάλλου, ο παραπάνω ορισμός αναδεικνύει και μια από τις βασικές σκοπιμότητες του προσδιορισμού του μαθηματικού μοντέλου. Η σκοπιμότητα αυτή είναι η ανάλυση του συστήματος, διότι, ως γνωστόν, για να αναλύσουμε ένα σύστημα απαιτείται η γνώση του μαθηματικού του μοντέλου. Πρέπει να τονίσουμε όμως ότι εκτός από την ανάλυση του συστήματος είναι χρήσιμο και για άλλους σκοπούς, όπως είναι π.χ. η μελέτη της δομής και των ιδιοτήτων του συστήματος, η βελτίωση της συμπεριφοράς του συστήματος και άλλοι.

Το πρόβλημα του προσδιορισμού του μαθηματικού μοντέλου ενός συστήματος είναι, κύρια, ένα πρόβλημα προσέγγισης του φυσικού συστήματος με μια ιδανική μαθηματική έκφραση. Για παράδειγμα, η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα μιας αντίστασης δίνεται από τη σχέση $v=Ri$. Η σχέση αυτή δεν είναι παρά μια προσέγγιση της φυσικής σχέσης μεταξύ των v, R και i. Για μεγαλύτερη ακρίβεια θα έπρεπε βέβαια να πάρουμε υπ΄ όψη παράγοντες όπως ότι : (α) η αντίσταση R μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία, οπότε η σχέση $v=Ri$ θα είχε τη μη γραμμική μορφή $v=R(i)$, (β) ο αντιστάτης έχει διαστάσεις και επομένως το v μπορεί να μεταβάλλεται από σημείο σε σημείο οπότε στο μοντέλο θα πρέπει να υπεισέλθει και η μεταβλητή του χώρου, κ.α. Αλλά και τότε η περιγραφή θα παρέμενε πάλι σαν μια προσέγγιση του φυσικού συστήματος. Η διαπίστωση δηλαδή είναι ότι, γενικά, το μαθηματικό μοντέλο δεν μπορεί παρά να μας δίνει μια προσεγγιστική περιγραφή του συστήματος.

Το πρόβλημα του προσδιορισμού του μαθηματικού μοντέλου συνήθως παρουσιάζεται ως μια από τις εξής περιπτώσεις :

1. Κατάστρωση εξισώσεων συστήματος. Στην περίπτωση αυτή το σύστημα μάς είναι γνωστό. Με αυτό εννοούμε ένα σύστημα, όπως το δίκτυο του ακόλουθου σχήματος (*Σχήμα 2.4*), για το οποίο γνωρίζουμε και τις τιμές των στοιχείων R, L, C_1 και C_2 και τη συνδεσμολογία τους. Αυτό που απομένει, προκειμένου να προσδιορίσουμε ένα μαθηματικό μοντέλο για το δίκτυο, είναι, με βάση τους γνωστούς φυσικούς νόμους του Ohm, Kirchoff, κλπ που διέπουν ένα δίκτυο, να καταστρώσουμε ένα σύστημα εξισώσεων που θα αποτελεί και το μαθηματικό μοντέλο. Τέτοια συστήματα εξισώσεων που θα αποτελούν μαθηματικά μοντέλα δικτύων είναι οι εξισώσεις κόμβων και βρόχων.



Σχήμα 2.4 - Ένα RLC δίκτυο

2. Αναγνώριση συστήματος. Στην περίπτωση αυτή το σύστημα δεν μας είναι γνωστό. Με αυτό εννοούμε ότι δε γνωρίζουμε ούτε τα στοιχεία του συστήματος ούτε τη συνδεσμολογία τους. Το μόνο που μερικές φορές συμβαίνει, είναι να έχουμε εκ των προτέρων (a priori) μερικές χρήσιμες πληροφορίες για το σύστημα, όπως π.χ. ότι το σύστημα είναι μη χρονικά μεταβαλλόμενο. Με αυτές τις λίγες πληροφορίες που έχουμε για το σύστημα, καλούμαστε να προσδιορίσουμε ένα μαθηματικό μοντέλο που να περιγράφει ικανοποιητικά το δοθέν φυσικό σύστημα. Το πρόβλημα της αναγνώρισης είναι, γενικά, ένα δύσκολο πρόβλημα και γι' αυτό, στη συνέχεια, θα αναφερόμαστε μόνο σε συστήματα με γνωστά στοιχεία και συνδεσμολογία.

2.4 Είδη μαθηματικών μοντέλων

Έχουν μέχρι τώρα προταθεί διάφορα μαθηματικά μοντέλα για την περιγραφή συστημάτων. Τα επικρατέστερα από αυτά, είναι

1. Οι ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις.
2. Η συνάρτηση μεταφοράς.
3. Η κρουστική απόκριση.
4. Οι εξισώσεις κατάστασης.

Καθένα από αυτά τα μοντέλα παρουσιάζει πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα έναντι των άλλων. Η γνώση και των τεσσάρων μας δίνει την ευελιξία να χρησιμοποιούμε το πιο κατάλληλο από αυτά για ένα ορισμένο σύστημα ή μια ορισμένη εφαρμογή.

2.4.1 Ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις

Η περιγραφή συστημάτων με *ολοκληρωδιαφορικές εξισώσεις (ο.δ.ε.)* είναι η αρχαιότερη μέθοδος περιγραφής συστημάτων. Η περιγραφή αυτή αποτελείται από το σύνολο των γραμμικά ανεξάρτητων περιοριστικών εξισώσεων ενός συστήματος καθώς και των απαραίτητων αρχικών συνθηκών για τον προσδιορισμό μιας ειδικής λύσης των ο.δ.ε.

Ως μια περίπτωση εφαρμογής της μεθόδου περιγραφής με ο.δ.ε. παίρνουμε τα γραμμικά, μη χρονικά μεταβαλλόμενα δίκτυα. Στην περίπτωση αυτή, οι φυσικές ποσότητες v (τάση) και I (ρεύμα) ενός στοιχείου σχετίζονται με ένα γραμμικό τελεστή T.

Στοιχείο	**Φυσικές Ποσότητες**	**Γραμμικός τελεστής T**	**Αντίστροφος γραμμικός τελεστής T^{-1}**
	Τάση v(t)	$v(t) = Ri(t)$	$i(t) = \frac{1}{R} v(t)$

Αντίσταση R	Ένταση ι(t)	$T[\square] = R[\square]$	$T^{-1}[\square] = \frac{1}{R}[\square]$
Πηνίο L	Τάση v(t) Ένταση ι(t)	$v(t) = L\frac{d}{dt}i(t)$ $T[\square] = L\frac{d}{dt}[\square]$	$i(t) = \frac{1}{L}\int_0^t v(t)dt$ $T^{-1}[\square] = \frac{1}{L}\int_0^t [\square]dt$
Πυκνωτής C	Τάση v(t) Ένταση ι(t)	$v(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i(t)dt$ $T[\square] = \frac{1}{C}\int_0^t [\square]dt$	$i(t) = C\frac{d}{dt}v(t)$ $T^{-1}[\square] = C\frac{d}{dt}[\square]$

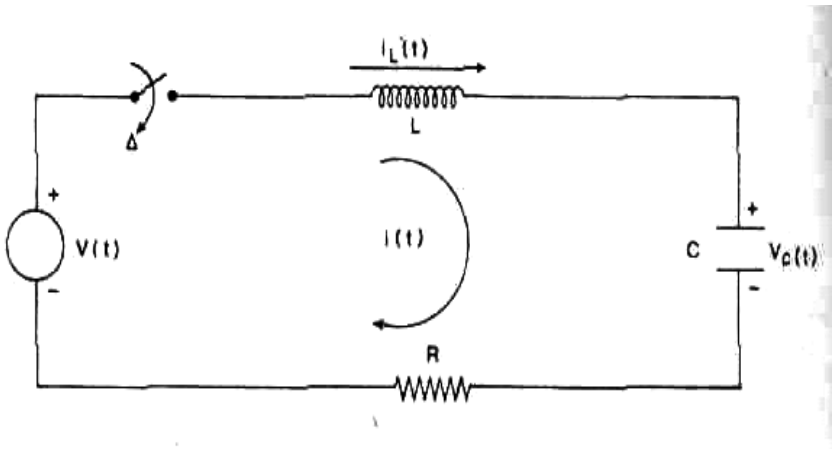
Πίνακας 2.1 - Φυσικές ποσότητες σε στοιχεία γραμμικών δικτύων

Όταν όμως πολλά στοιχεία συνδέονται μεταξύ τους για να αποτελέσουν ένα σύνθετο δίκτυο, τότε η συμπεριφορά των v και i των στοιχείων περιορίζεται σύμφωνα με τους νόμους του Kirchoff. Οι νόμοι αυτοί είναι, ως γνωστόν, οι εξής :

Α) Νόμος τάσεων του Kirchoff. Το αλγεβρικό άθροισμα των τάσεων ενός βρόχου είναι ίσο με το μηδέν.

Β) Νόμος ρευμάτων του Kirchoff. Το αλγεβρικό άθροισμα των ρευμάτων σε ένα κόμβο είναι ίσο με το μηδέν.

Έστω για παράδειγμα το κύκλωμα του επόμενου σχήματος (*Σχήμα 2.5*).



Σχήμα 2.5 - Δίκτυο RLC

Από την εφαρμογή των νόμων προκύπτει η παρακάτω ο.δ.ε. :

$$L\frac{d}{dt}i(t)+\frac{1}{C}\int_0^t i(t)dt+Ri=v(t) \quad (2.2)$$

Οι αρχικές συνθήκες της πιο πάνω ο.δ.ε. πρέπει να είναι δύο διότι η ο.δ.ε. είναι ουσιαστικά μια διαφορική εξίσωση δεύτερης τάξης. Οι αρχικές συνθήκες συνήθως είναι το ρεύμα του πηνίου και η τάση του πυκνωτή τη στιγμή t=0. Επομένως, στη γενική περίπτωση, οι αρχικές συνθήκες είναι :

$$i_L(0)=i_0 \qquad\qquad v_C(0)=v_0$$

Οι τρεις αυτές σχέσεις αποτελούν μια περιγραφή του συστήματος.

2.4.2 Συνάρτηση μεταφοράς

Σε αντίθεση με τις ο.δ.ε., η συνάρτηση μεταφοράς είναι μια περιγραφή στο πεδίο της μιγαδικής συχνότητας και ισχύει για μια περιορισμένη κατηγόρια συστημάτων. Η συνάρτηση μεταφοράς συμβολίζεται με H(s) και ορίζεται ως εξής:

Συνάρτηση μεταφοράς ενός γραμμικού, μη χρονικά μεταβαλλόμενου συστήματος ορίζεται ως ο λόγος του μετασχηματισμού Laplace της εξόδου y(t) προς το μετασχηματισμό Laplace της εισόδου u(t), δηλαδή

$$H(s)=\frac{L\{y(t)\}}{L\{u(t)\}}=\frac{Y(s)}{U(s)} \quad (2.3)$$

με την προϋπόθεση ότι όλες οι αρχικές συνθήκες του συστήματος είναι μηδενικές.

Ο μετασχηματισμός Laplace είναι ένας γραμμικός ολοκληρωτικός μετασχηματισμός $F(s)=\int_a^b f(t)k(s,t)dt$ με πυρήνα $k(s,t)=e^{-st}$ και διάστημα ολοκλήρωσης $(a,b)=(0,\infty)$.

Επομένως, ο ορισμός του μετασχηματισμού Laplace μιας συνάρτησης του χρόνου f(t) είναι

$$L\{f(t)\}=\int_0^\infty f(t)e^{-st}dt=F(s) \quad (2.4)$$

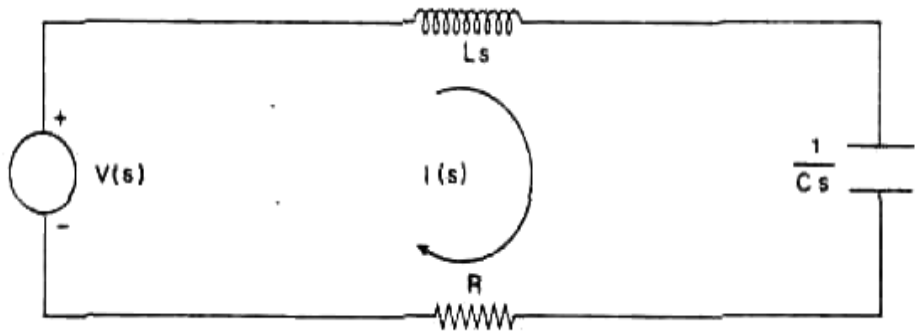
όπου L συμβολίζει το μετασχηματισμό Laplace και s=σ+jω είναι η μιγαδική μεταβλητή.

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Laplace είναι επίσης ένας γραμμικός ολοκληρωτικός μετασχηματισμός που ορίζεται ως εξής :

$$L^{-1}\{F(s)\}=\frac{1}{2\pi j}\int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{st}ds=f(t) \quad (2.5)$$

όπου L^{-1} συμβολίζει τον αντίστροφο μετασχηματισμό Laplace , $j=\sqrt{-1}$ και c είναι μια μιγαδική σταθερά.

Για παράδειγμα δίνουμε το δίκτυο που χρησιμοποιήσαμε και προηγουμένως, (*Σχήμα 2.6*). Ζητείται να προσδιοριστεί η συνάρτηση μεταφοράς H(s)=I(s)/V(s).



Σχήμα 2.6 - Δίκτυο RLC

Το δίκτυο, στο πεδίο της μιγαδικής συχνότητας s και με την προϋπόθεση ότι οι αρχικές συνθήκες I_0 και V_0 είναι μηδενικές, θα είναι όπως στο σχήμα 2.6. Προκειμένου να υπολογίσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς H(s)=I(s)/V(s) εργαζόμαστε ως εξής : Γράφουμε τον νόμο των τάσεων του Kirchoff

$$L\frac{d}{dt}i(t)+\frac{1}{C}\int_0^t i(t)dt+Ri=v(t) \quad (2.6)$$

Με χρήση των ακολουθων ιδιοτήτων του μετασχηματισμού Laplace, που προκύπτουν εύκολα από τον ορισμό του :

- Ο μετασχηματισμός Laplace είναι ένας γραμμικός μετασχηματισμός, δηλαδή ισχύει η σχέση :

$$L\{c_1f_1(t)+c_2f_2(t)\}=L\{c_1f_1(t)\}+L\{c_2f_2(t)\}=c_1F_1(s)+c_2F_2(s) \quad (2.7)$$

όπου c_1 και c_2 είναι σταθερές

- Ο μετασχηματισμός Laplace της παραγώγου μιας συνάρτησης με μηδενική αρχική συνθήκη είναι

$$L[\frac{df}{dt}] = sF(s) \quad (2.8)$$

- Ο μετασχηματισμός Laplace του ολοκληρώματος συνάρτησης

$$L[\int_0^t f(t)dt] = \frac{F(s)}{s} \quad (2.9)$$

Έχουμε,

$$LsI(s) + RI(s) + \frac{I(s)}{Cs} = V(s) \quad (2.10)$$

Επομένως,

$$H(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{I(s)}{[Ls + R + \frac{1}{Cs}]I(s)} = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2.11)$$

Αν ως έξοδο θεωρήσουμε την τάση $V_R(s)$ στα άκρα του αντιστάτη R, τότε η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι

$$H(s) = \frac{V_R(s)}{V(s)} = \frac{RI(s)}{V(s)} = \frac{RCs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (2.12)$$

Σημείωση : Αξίζει εδώ να σημειωθεί ότι η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να γραφτεί σαν πηλίκο δυο πολυωνύμων :

$$H(s)=\frac{b(s)}{a(s)}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\ldots+b_1 s+b_0}{s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_1 s+a_0}=K\frac{\prod_{i=1}^{m}(s+z_i)}{\prod_{i=1}^{n}(s+p_i)} \quad (2.13)$$

Οι τιμές $-z_i$ που μηδενίζουν τον αριθμητή της συνάρτησης μεταφοράς ονομάζονται *μηδενικά* της H(s), ενώ οι τιμές $-p_i$ που μηδενίζουν τον παρονομαστή ονομάζονται *πόλοι* της H(s). Οι πόλοι και τα μηδενικά παίζουν αποφασιστικό ρόλο στην συμπεριφορά του συστήματος (ευστάθεια, ελεγξιμότητα, παρατηρησιμότητα).

2.4.3 Κρουστική απόκριση

Η κρουστική απόκριση είναι μια περιγραφή στο πεδίο του χρόνου και ισχύει για μια περιορισμένη κατηγορία συστημάτων, και συγκεκριμένα για γραμμικά συστήματα με μηδενικές αρχικές συνθήκες. Η κρουστική απόκριση συμβολίζεται με h(t) και ορίζεται ως εξής :

Ως *κρουστική απόκριση* ενός γραμμικού συστήματος με μηδενικές αρχικές συνθήκες ορίζεται η έξοδος του συστήματος όταν η διέγερση είναι η μοναδιαία κρουστική συνάρτηση δ(t-T). Η μοναδιαία κρουστική συνάρτηση, που ονομάζεται και συνάρτηση Dirac ορίζεται ως εξής : $\delta(t-T)=\left[\begin{array}{l} 0, \forall t \neq \mathrm{T} \\ \infty, t=T \end{array}\right.$

Για την ειδική κατηγορία των μη χρονικά μεταβαλλόμενων συστημάτων, όπου ισχύει Y(s)=H(s)U(s), έπεται ότι αν η διέγερση u(t)=δ(t) και επειδή U(s)=1, θα είναι Y(s)=H(s). Επομένως, η H(s) και η h(t) συνδέονται με τη σχέση

$$H(s)=L[h(t)] \quad \text{ή} \quad h(t)=L^{-1}[H(s)] \quad (2.14)$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι για μη χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα η H(s) και η h(t) είναι ουσιαστικά η ίδια περιγραφή, όπου η μεν H(s) είναι στο πεδίο του s ενώ η h(t) είναι στο πεδίο του t. Επίσης, η ίδια σχέση δίνει κι έναν πολύ απλό τρόπο μετάβασης από τη μια περιγραφή στην άλλη. Πράγματι, αν η H(s) είναι γνωστή, τότε $h(t) = L^{-1}[H(s)]$, και αντίστροφα, αν η h(t) είναι γνωστή, τότε $H(s) = L[h(t)]$.

Όπως είναι φανερό, ένας τρόπος υπολογισμού της κρουστικής απόκρισης για τα μη χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα είναι με βάση την συνάρτηση μεταφοράς. Ένας άλλος πιο γενικός τρόπος υπολογισμού της κρουστικής απόκρισης είναι από την διαφορική εξίσωση του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, αν η διαφορική εξίσωση του συστήματος έχει τη γενική μορφή :

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + ... + a_1 y^{(1)} + a_0 y = \delta(t-T) \quad (2.15)$$

όπου T είναι η στιγμή που εφαρμόζεται η κρουστική συνάρτηση, τότε η λύση της ομογενούς εξίσωσης

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + ... + a_1 y^{(1)} + a_0 y = 0 \quad (2.16)$$

με αρχικές συνθήκες

$$y(0) = y^{(1)}(0) = ... = y^{(n-2)}(0) = 0 \quad \text{και} \quad y^{(n-1)}(0) = \frac{1}{a_n} \quad (2.17)$$

είναι η κρουστική απόκριση.

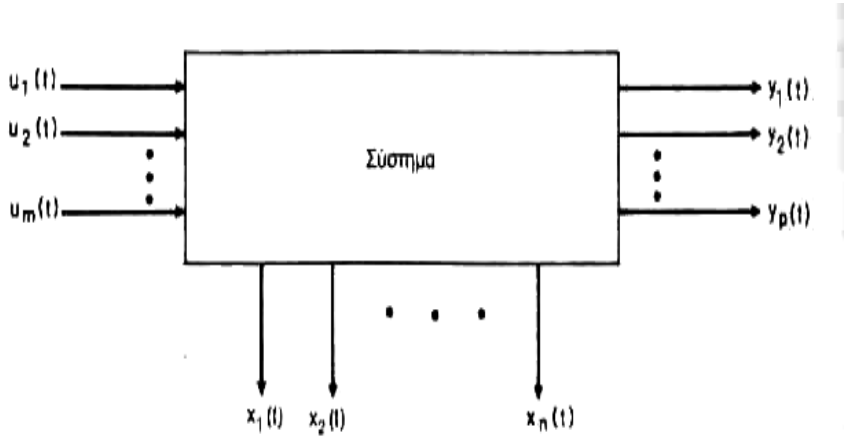
2.4.4 Εξισώσεις κατάστασης

Οι εξισώσεις κατάστασης είναι μια περιγραφή στο πεδίο του χρόνου που ισχύει για μια πολύ μεγάλη κατηγορία συστημάτων, όπως τα γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα, τα χρονικά μεταβαλλόμενα και μη συστήματα, τα συστήματα με μη μηδενικές αρχικές

συνθήκες και άλλα. Με τον όρο κατάσταση ενός συστήματος γίνεται αναφορά στο παρελθόν, στο παρόν και στο μέλλον του συστήματος. Από μαθηματικής πλευράς, η κατάσταση του συστήματος εκφράζεται με τις μεταβλητές κατάστασης. Συνήθως, ένα σύστημα περιγράφεται από έναν ελάχιστο πεπερασμένο αριθμό καταστάσεων $x_1(t)$, $x_2(t),\ldots,x_n(t)$ και ορίζονται ως εξης :

Οι *μεταβλητές κατάστασης* $x_1(t)$, $x_2(t),\ldots,x_n(t)$ ενός συστήματος ορίζονται ως ένας (ελάχιστος) αριθμός μεταβλητών τέτοιων ώστε, αν γνωρίζουμε τις τιμές τους για οποιαδήποτε χρονική στιγμή t_0, τη συνάρτηση εισόδου που εφαρμόζεται στο σύστημα για $t \geq t_0$, και το μαθηματικό νόμο που συνδέει την είσοδο, τις μεταβλητές κατάστασης και το σύστημα, να καθίσταται δυνατός ο προσδιορισμός της κατάστασης του συστήματος για οποιαδήποτε χρονική στιγμή $t > t_0$.

Θεωρήσατε ένα σύστημα με πολλές εισόδους και πολλές εξόδους όπως στο ακόλουθο σχήμα (*Σχήμα 2.7*).



Σχήμα 2.7 - Σύστημα με πολλές εισόδους και πολλές εξόδους

Το διάνυσμα εισόδου συμβολίζεται με **u**(t) και έχει τη μορφή

$$\mathrm{u}(t) = \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

όπου m είναι το πλήθος των εισόδων. Το διάνυσμα εξόδου συμβολίζεται με **y**(t) και έχει τη μορφή

$$y(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_p(t) \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

όπου p είναι το πλήθος των εξόδων. Το διάνυσμα κατάστασης συμβολίζεται με **x**(t) και έχει τη μορφή

$$x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

όπου n το πλήθος των μεταβλητών κατάστασης.

Οι *εξισώσεις κατάστασης* ενός συστήματος είναι ένα σύστημα n διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης, που συνδέει το διάνυσμα εισόδου **u**(t) με το διάνυσμα κατάστασης **x**(t) και έχει τη μορφή :

$$\dot{x}(t) = f[x(t), u(t)] \quad (2.21)$$

όπου f είναι μια στήλη με n στοιχεία. Η συνάρτηση f είναι γενικά μια πεπλεγμένη μη γραμμική συνάρτηση των **x**(t) και **u**(t).

Το διάνυσμα εξόδου **y**(t) του συστήματος συνδέεται με τα διανύσματα εισόδου **u**(t) και μεταβλητών κατάστασης **x**(t) με τη σχέση :

$$y(t) = g[x(t), u(t)] \quad (2.22)$$

όπου g είναι μια στήλη με p στοιχεία. Η σχέση (2.22) ονομάζεται *εξίσωση εξόδου*. Η συνάρτηση g είναι γενικά μια πεπλεγμένη μη γραμμική συνάρτηση των **x**(t) και **u**(t). Οι αρχικές συνθήκες των εξισώσεων κατάστασης (2.21) είναι οι τιμές των στοιχείων του διανύσματος κατάστασης **x**(t) για $t=t_0$ και συμβολίζονται ως εξής :

$$x(t_0) = x_0 = \begin{pmatrix} x_1(t_0) \\ x_2(t_0) \\ \vdots \\ x_n(t_0) \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Οι εξισώσεις κατάστασης (2.21), η εξίσωση εξόδου (2.22) και οι αρχικές συνθήκες (2.23), δηλαδή οι σχέσεις :

$$\dot{x}(t) = f[x(t), u(t)] \quad (2.24a)$$

$$y(t) = g[x(t), u(t)] \quad (2.24b)$$

$$x(t_0) = x_0 \quad (2.24c)$$

συνθέτουν την περιγραφή ενός δυναμικού συστήματος στο *χώρο κατάστασης*.

Οι εξισώσεις κατάστασης (2.24) αποτελούν, για την επιστήμη των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, μια σύγχρονη μέθοδο περιγραφής συστημάτων. Η μέθοδος αυτή έχει ιδιαίτερη θεωρητική, υπολογιστική και πρακτική άξια για τους εξής κύριους λόγους :

1. Οι εξισώσεις κατάστασης μπορούν να περιγράψουν μια μεγάλη κατηγορία συστημάτων, όπως τα γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα, τα χρονικά μεταβαλλόμενα και μη συστήματα, τα συστήματα με αρχικές συνθήκες και άλλα.
2. Οι εξισώσεις κατάστασης, χάρη στο γεγονός ότι συνίστανται από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης, μπορούν εύκολα να προγραμματισθούν και να προσομοιωθούν σε ηλεκτρονικούς υπολογιστές.
3. Οι εξισώσεις κατάστασης μας διευκολύνουν σημαντικά στη διατύπωση και μελέτη θεμελιωδών προβλημάτων της θεωρίας συστημάτων, όπως είναι η ευστάθεια, το ελέγξιμο, το παρατηρήσιμο και άλλα, και στη μελέτη θεμελιωδών προβλημάτων ελέγχου, όπως είναι η μετατόπιση ιδιοτιμών, η αποσύζευξη εισόδων-εξόδων, ο βέλτιστος και στοχαστικός έλεγχος και άλλα.
4. Οι εξισώσεις κατάστασης μας δίνουν μεγαλύτερη πληρότητα περιγραφής ενός συστήματος σε σύγκριση με άλλους τρόπους περιγραφής (ο.δ.ε., συνάρτηση μεταφοράς και κρουστική απόκριση). Η πληρότητα αυτή οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι οι εξισώσεις κατάστασης, περιέχουν μια επί πλέον σημαντική πληροφορία για το σύστημα, την κατάσταση του συστήματος. Η πληροφορία αυτή είναι ιδιαίτερα αποκαλυπτική για τη δομή του συστήματος (π.χ. για το ελέγξιμο, το παρατηρήσιμο, κ.λ.π.). Οι εξισώσεις κατάστασης είναι μια περιγραφή που συσχετίζει τα τέσσερα στοιχεία : είσοδο, σύστημα, μεταβλητές κατάστασης και έξοδο. Αντίθετα, οι ο.δ.ε., η συνάρτηση μεταφοράς και η

κρουστική απόκριση συσχετίζουν την είσοδο με την έξοδο απευθείας χωρίς να δίνουν πληροφορίες για την κατάσταση του συστήματος και γι΄ αυτό ονομάζονται και *περιγραφές εισόδου-εξόδου.*

Αν ένα γραμμικό μη χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα μπορεί να περιγραφεί από ένα σύστημα συνήθων διαφορικών εξισώσεων, τότε οι εξισώσεις κατάστασης (2.24) παίρνουν την ειδική μορφή :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad \textit{(2.25a)}$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad \textit{(2.25b)}$$

$$x(t_0) = x(0) = x_0 \quad \textit{(2.25c)}$$

Ο $n \times n$ διαστάσεων πίνακας **A** ονομάζεται *πίνακας του συστήματος* και έχει τη μορφή

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix}$$

Ο $n \times m$ διαστάσεων πίνακας **B** ονομάζεται *πίνακας εισόδου* και έχει τη μορφή

$$B = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & a_{1m} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & a_{2m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ b_{n1} & b_{n2} & \dots & b_{nm} \end{pmatrix}$$

Ο $p \times n$ διαστάσεων πίνακας **C** ονομάζεται *πίνακας εξόδου* και έχει τη μορφή

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{p1} & c_{p2} & \dots & c_{pn} \end{pmatrix}$$

Ο πίνακας $p \times m$ διαστάσεων **D** ονομάζεται απευθείας πίνακας και έχει τη μορφή

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1m} \\ d_{21} & d_{22} & \dots & d_{2m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ d_{p1} & d_{p2} & \dots & d_{pm} \end{pmatrix}$$

Ανάλογα με τις διαστάσεις m και p των διανυσμάτων εισόδου και εξόδου διακρίνουμε τις εξής τέσσερις κατηγορίες συστημάτων :

1. Συστήματα πολλών εισόδων – πολλών εξόδων (π.ε.π.ε.). Εδώ ισχύει p>1 και m>1 και το σύστημα περιγράφεται από τις σχέσεις (2.25).
2. Συστήματα πολλών εισόδων – μιας εξόδου (π.ε.μ.ε.). Στην περίπτωση αυτή m>1 και p=1, και το σύστημα περιγράφεται από τις εξισώσεις (2.25) με **C** και **D** διανύσματα γραμμής με n και m στοιχεία, αντίστοιχα.

3. Συστήματα μιας εισόδου – πολλών εξόδων (μ.ε.π.ε.). Στην περίπτωση αυτή m=1 και p>1, το δε σύστημα περιγράφεται από τις σχέσεις (2.25) με **C** και **D** διανύσματα στήλης με n και p στοιχεία αντίστοιχα.
4. Συστήματα μιας εισόδου – μιας εξόδου (μ.ε.μ.ε.). Στην περίπτωση αυτή έχουμε m=p=1, το δε σύστημα περιγράφεται από τις (2.25), όπου ο πίνακας **D** γίνεται βαθμωτό μέγεθος d.

Αντίστοιχα, αν ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα συνήθων διαφορικών εξισώσεων, τότε οι εξισώσεις κατάστασης παίρνουν την ειδική μορφή

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t)$$

$$x(t_0) = x_0$$

όπου **A**(t), **B**(t), **C**(t) και **D**(t) ορίζονται ανάλογα προς τους πίνακες **A**, **B**, **C**, και **D** του συστήματος (2.25).

Κατά τη μελέτη των γραμμικών μη χρονικά μεταβαλλόμενων συστημάτων που περιγράφονται με τις εξισώσεις κατάστασης (2.25) μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ο μετασχηματισμός Laplace. Στην περίπτωση αυτή, αν μετασχηματίσουμε κατά Laplace τις σχέσεις (2.25a) και (2.25b), προκύπτει

$$s\mathbf{X}(s)-\mathbf{x}(0) = \mathbf{AX}(s)+\mathbf{BU}(s)$$

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{CX}(s)+\mathbf{DU}(s)$$

απ' όπου προκύπτει

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{BU}(s)+ (sI-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{x}(0)$$

και επίσης,

$$\mathbf{Y}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}+\mathbf{D}]\mathbf{U}(s)+\mathbf{C}(sI-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{x}(0).$$

Στην ειδική περίπτωση όπου x(0)=0, τότε έχουμε

$$\mathbf{Y}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}+\mathbf{D}]\mathbf{U}(s)$$

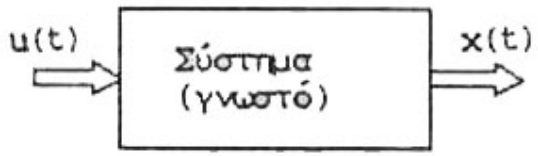
και συνεπώς, η συνάρτηση μεταφοράς είναι

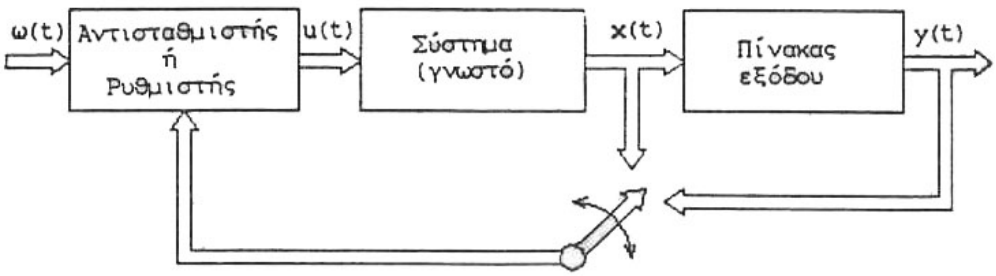
$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}+\mathbf{D}.$$

2.5 Μέθοδοι αυτομάτου ελέγχου

Έχει ήδη γίνει αναφορά στις βασικές κλασικές (γραφικές κυρίως) και σύγχρονες μεθόδους της μελέτης συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Στην συνέχεια, θα περιγράψουμε συνοπτικά τα βασικά προβλήματα ελέγχου, όπως έχουν διαμορφωθεί μέχρι σήμερα.

2.5.1 Αιτιοκρατικός έλεγχος (Σχήμα 2.8).

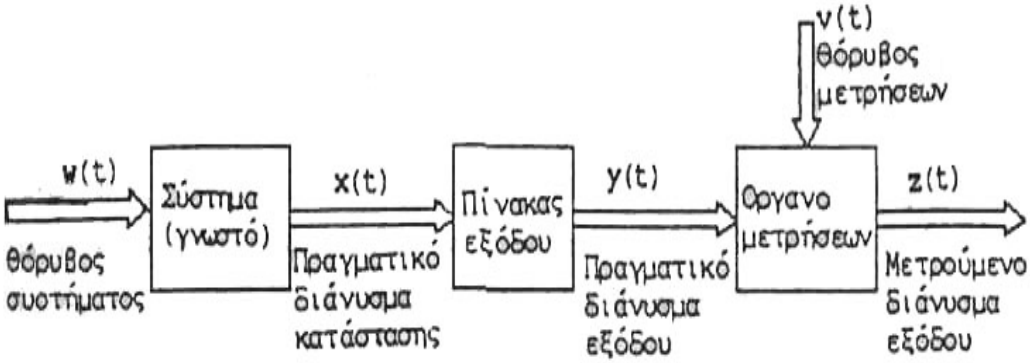




Σχήμα 2.8 - Αιτιοκρατικός έλεγχος

Στην περίπτωση αυτή, το σύστημα είναι γνωστό. Επίσης, θεωρούμε ότι στην περιγραφή που μας δίνεται, δεν υπεισέρχονται θόρυβοι, ούτε στο σύστημα, ούτε στις μετρήσεις. Αναζητούμε ένα βέλτιστο u(t) ώστε το διάνυσμα κατάστασης x(t) να έχει μια επιθυμητή συμπεριφορά. Η λύση του προβλήματος μπορεί να είναι ένα ανοιχτό ή ένα κλειστό σύστημα.

2.5.2 Βέλτιστος έλεγχος (Σχήμα 2.9).

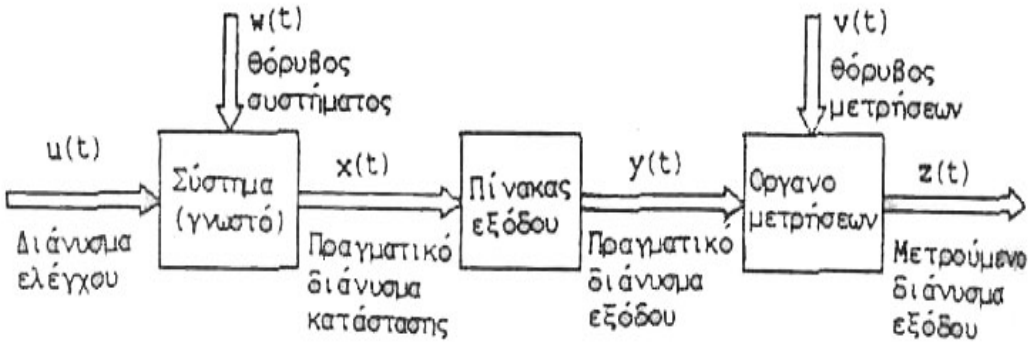


Σχήμα 2.9 - Βέλτιστος έλεγχος

Δίνεται μια περιγραφή του συστήματος στην οποία υπεισέρχονται δυο τυχαία διανύσματα, το w(t) και το v(t). Το διάνυσμα w(t) οφείλεται σε εξωτερικές διαταραχές και σε μεταβολές στο σύστημα, όπως είναι π.χ. μεταβολές των παραμέτρων του συστήματος. Το διάνυσμα v(t) είναι το διάνυσμα θορύβου μέτρησης. Το διάνυσμα εξόδου z(t) είναι η μετρούμενη έξοδος, η οποία φυσικά, περιέχει σφάλματα. Δίνονται, επίσης, τα στατιστικά χαρακτηριστικά των v(t) και w(t). Το ζητούμενο είναι, έχοντας σα δεδομένο το μετρούμενο

διάνυσμα εξόδου z(t), να προσδιοριστεί η καλύτερη εκτίμηση $\hat{x}(t)$ του πραγματικού διανύσματος κατάστασης x(t) του συστήματος. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται επιτυχώς με το φίλτρο Kalman.

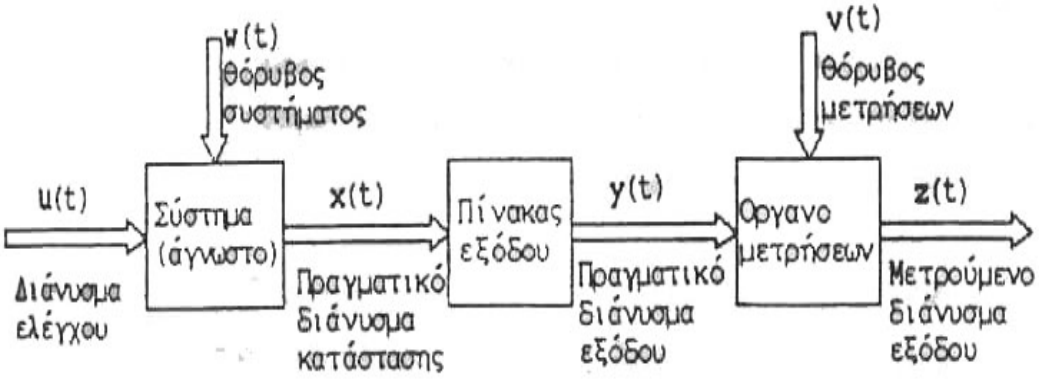
2.5.3 Στοχαστικός έλεγχος (Σχήμα 2.10).



Σχήμα 2.10 - Στοχαστικός έλεγχος

Προκύπτει συνδυάζοντας τα δυο παραπάνω προβλήματα. Το ζητούμενο εδώ, είναι να βρεθεί ένα βέλτιστο διάνυσμα ελέγχου u(t) τέτοιο ώστε, το x(t) να έχει μια νέα επιθυμητή συμπεριφορά, η οποία να ικανοποιεί ορισμένες προδιαγραφές. Έχει αποδειχτεί ότι η λύση του προβλήματος στοχαστικού ελέγχου μπορεί να γίνει σε δυο βασικά βήματα τα οποία είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Στο πρώτο λύνουμε το πρόβλημα 2, δηλαδή προσδιορίζουμε μια βέλτιστη εκτίμηση $\hat{x}(t)$ του πραγματικού διανύσματος κατάστασης x(t). Στο δεύτερο βήμα λύνουμε το πρόβλημα 1, δηλαδή προσδιορίζουμε το βέλτιστο u(t) ως συνάρτηση του $\hat{x}(t)$.

2.5.4 Εκτίμηση παραμέτρων (Σχήμα 2.11)



Σχήμα 2.11 - Εκτίμηση παραμέτρων

Εδώ δεν μας δίνεται μια περιγραφή του συστήματος. Αντίθετα, αυτό είναι το ζητούμενο. Τα υπόλοιπα δεδομένα παραμένουν όπως στο πρόβλημα 3. Η εκτίμηση των παραμέτρων του συστήματος γίνεται με βάση το γνωστό διάνυσμα εισόδου u(t), το μετρούμενο διάγραμμα εισόδου z(t) και με βάση μερικές πληροφορίες που συμβαίνει να γνωρίζουμε εκ των προτέρων (a priori) σχετικά με το σύστημα. Η εκτίμηση μπορεί να γίνει μια φορά (off line) ή να γίνεται συνέχεια (on line).

2.5.5 Προσαρμοστικός έλεγχος

Το πρόβλημα του προσαρμοστικού ελέγχου (επίσης *Σχήμα 2.11*). είναι ο συνδυασμός των τεσσάρων πιο πάνω προβλημάτων. Δηλαδή, κατά τον προσαρμοστικό έλεγχο προσδιορίζουμε ένα διάνυσμα εισόδου u(t), τέτοιο ώστε το x(t) να έχει μια νέα επιθυμητή συμπεριφορά, παρά το γεγονός ότι οι παράμετροι του συστήματος είναι άγνωστες και μεταβάλλονται με τις μεταβολές του περιβάλλοντος. Επομένως εδώ, η λύση του προβλήματος συνίσταται πρώτα στην ταυτόχρονη εκτίμηση τόσο των παραμέτρων όσο και του διανύσματος κατάστασης και στη συνέχεια, τον προσδιορισμό του βέλτιστου u(t).

Για την κατηγορία αυτομάτου ελέγχου αυτή, θα αναφερθούμε αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ (ADAPTIVE CONTROL)

3.1 Γενικά περί προσαρμοστικού ελέγχου

Αν και έχουν γίνει πολλές προσπάθειες, το σύστημα προσαρμοστικού ελέγχου δεν είναι ακόμα δυνατό να οριστεί με ακρίβεια. Στη συνέχεια, θα θεωρούμε ότι το σύστημα προσαρμοστικού ελέγχου είναι ένα σύστημα ελέγχου με ρυθμιζόμενες παραμέτρους και ένα μηχανισμό για τη ρύθμισή τους.

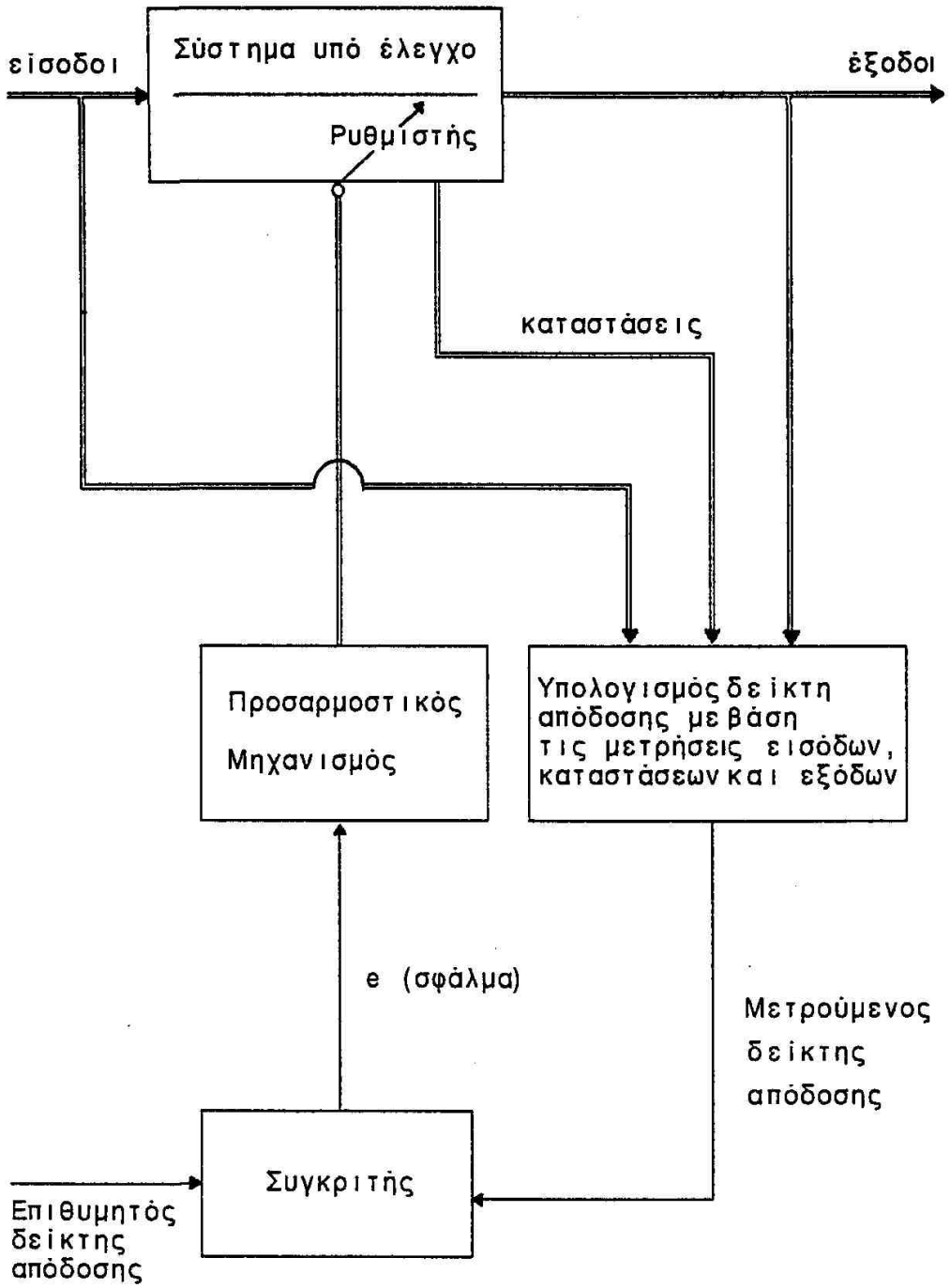
Μια γενική θεώρηση του προβλήματος του προσαρμοστικού ελέγχου μπορεί να δοθεί με βάση το σχήμα 3.1 ως εξής : Το υπό έλεγχο σύστημα θεωρούμε ότι είναι ένα σύστημα όπου οι παράμετροί του υπόκεινται σε μεταβολές ή ότι είναι άγνωστες. Καθορίζουμε ένα *δείκτη καλής - επιθυμητής - απόδοσης* (index of performance) του συστήματος. Επίσης, ορίζουμε έναν άλλο δείκτη, που ονομάζουμε *μετρούμενο δείκτη απόδοσης* του συστήματος. Ο δείκτης αυτός υπολογίζεται με βάση τις μετρήσεις των σημάτων εισόδου, καταστάσεων, εξόδου και γνωστών διαταραχών. Ο μετρούμενος δείκτης απόδοσης συγκρίνεται με τον επιθυμητό δείκτη απόδοσης του συστήματος. Αν το σφάλμα e ξεπερνά κάποια προκαθορισμένα όρια, τότε τίθεται σε λειτουργία ο μηχανισμός προσαρμογής. Ο μηχανισμός αυτός είναι κατάλληλα σχεδιασμένος έτσι ώστε να μεταβάλλει τις παραμέτρους του ρυθμιστή προκείμενου το σφάλμα e να περιορίζεται σε ανεκτά επίπεδα.

Κατά τον προσαρμοστικό έλεγχο εκτελούνται τρεις βασικές λειτουργίες :

- Υπολογισμός του μετρούμενου δείκτη απόδοσης με βάση τα μετρούμενα σήματα.

- Σύγκριση μεταξύ του μετρούμενου και του επιθυμητού δείκτη απόφασης και λήψη απόφασης, και
- Ενεργοποίηση του προσαρμοστικού μηχανισμού

Οι τρεις αυτές λειτουργίες είναι περίπλοκες και συχνά δεν είναι εύκολο να αναλυθούν και να πραγματοποιηθούν χωριστά.



Σχήμα 3.1 - Προσαρμοστικός έλεγχος

3.2 Σύντομη ιστορική αναδρομή

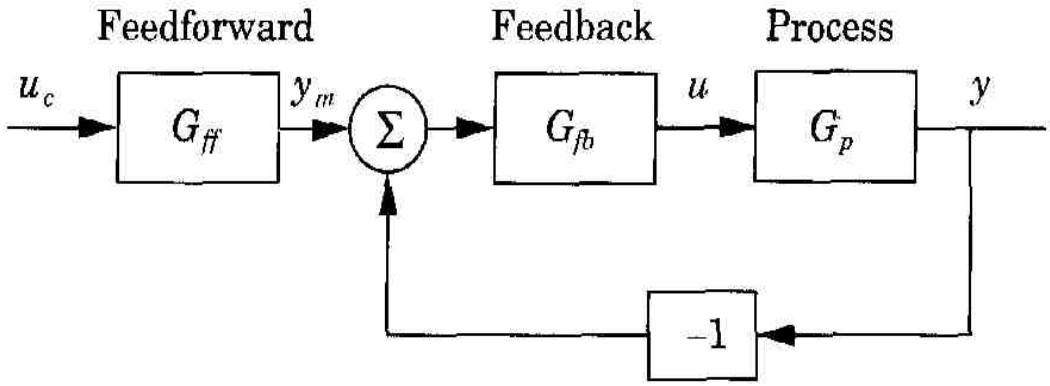
Στη δεκαετία του ’50 πραγματοποιήθηκε εκτενής έρευνα γύρω από τον προσαρμοστικό έλεγχο σε σχέση με τον σχεδιασμό αυτομάτων πιλότων για υψηλής απόδοσης αεροσκάφη. Τέτοια αεροσκάφη λειτουργούν σε ένα μεγάλο εύρος ταχυτήτων και υψομέτρων. Οι έρευνες είχαν καταλήξει τότε, στο συμπέρασμα ότι οι μέχρι τότε γνωστές μέθοδοι αυτομάτου ελέγχου ήταν μεν αρκετές για συγκεκριμένες συνθήκες πτήσης αλλά όχι για ολόκληρο το εύρος πτήσεων. Έτσι, ήταν απαραίτητη η δημιουργία μιας πιο περίπλοκης τεχνικής αυτομάτου ελέγχου. Μετά από προσπάθεια, βρέθηκε ότι ο σχεδιασμός κέρδους ήταν μια κατάλληλη τεχνική για τα συστήματα πτήσεων. Το ενδιαφέρον για τον αυτόματο έλεγχο περιορίστηκε μερικώς, επειδή το πρόβλημα του προσαρμοστικού ελέγχου ήταν δύσκολο να αντιμετωπιστεί με τις υπάρχουσες τεχνικές.

Στη δεκαετία του ’60 πραγματοποιήθηκε έρευνα που συνέβαλλε στην ανάπτυξη του προσαρμοστικού ελέγχου. Σημαντικά αποτελέσματα υπήρχαν στην ανάπτυξη του στοχαστικού ελέγχου. Ο Bellman εισήγαγε τον δυναμικό προγραμματισμό και διευκόλυνε την κατανόηση των διαδικασιών του προσαρμοστικού ελέγχου. Γενικά, θα μπορούσε να ειπωθεί ότι αυτήν την δεκαετία, έγινε μια αναγέννηση του προσαρμοστικού ελέγχου, όπου χρησιμοποιήθηκαν οι τεχνικές σχεδίασης. Αναφέρονται πολλές εφαρμογές, τα θεωρητικά αποτελέσματα, όμως, είναι περιορισμένα.

Στα επόμενα χρόνια, έγιναν πολλά πειράματα πάνω στον προσαρμοστικό έλεγχο σε εργαστήρια και στη βιομηχανία. Η μεγάλη πρόοδος στη μικροηλεκτρονική έδωσε μεγάλη ώθηση στα συστήματα προσαρμοστικού ελέγχου, τα οποία μετά από την αρχή της δεκαετίας του ’80, άρχισαν να εμφανίζονται ευρέως στο εμπόριο.

3.3 Γραμμική ανατροφοδότηση

Ένα σύστημα γραμμικής ανατροφοδότησης (Linear Feedback controller) φαίνεται στο σχήμα 3.2.



Σχήμα 3.2 - Γραμμική ανατροφοδότηση

Η συνάρτηση τροφοδότησης G_{fb} επιλέγεται ώστε οι παρεμβολές που ενεργούν πάνω στη διαδικασία να είναι μειωμένες και το κλειστό σύστημα να μην επηρεάζεται από αυτές. Η συνάρτηση G_{ff} επιλέγεται ώστε να δώσει την επιθυμητή απόκριση στα σήματα εισόδου. Το σύστημα λέγεται *σύστημα δύο βαθμών ελευθερίας* γιατί έχει δυο συναρτήσεις που μπορούν να επιλέγουν ανεξάρτητα. Στο σχήμα που δίνεται, η συνάρτηση μεταφοράς από το y_m στο y είναι :

$$T = \frac{G_p G_{fb}}{1 + G_p G_{fb}}$$

Παραγωγίζουμε στη συνέχεια και έχουμε :

$$\frac{dT}{T} = \frac{1}{1 + G_p G_{fb}} \frac{dG_p}{G_p}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς Τ είναι, λοιπόν, ανεπηρέαστη στις συχνότητες όπου η συνάρτηση μεταφοράς

$$L = G_p G_{fb}$$

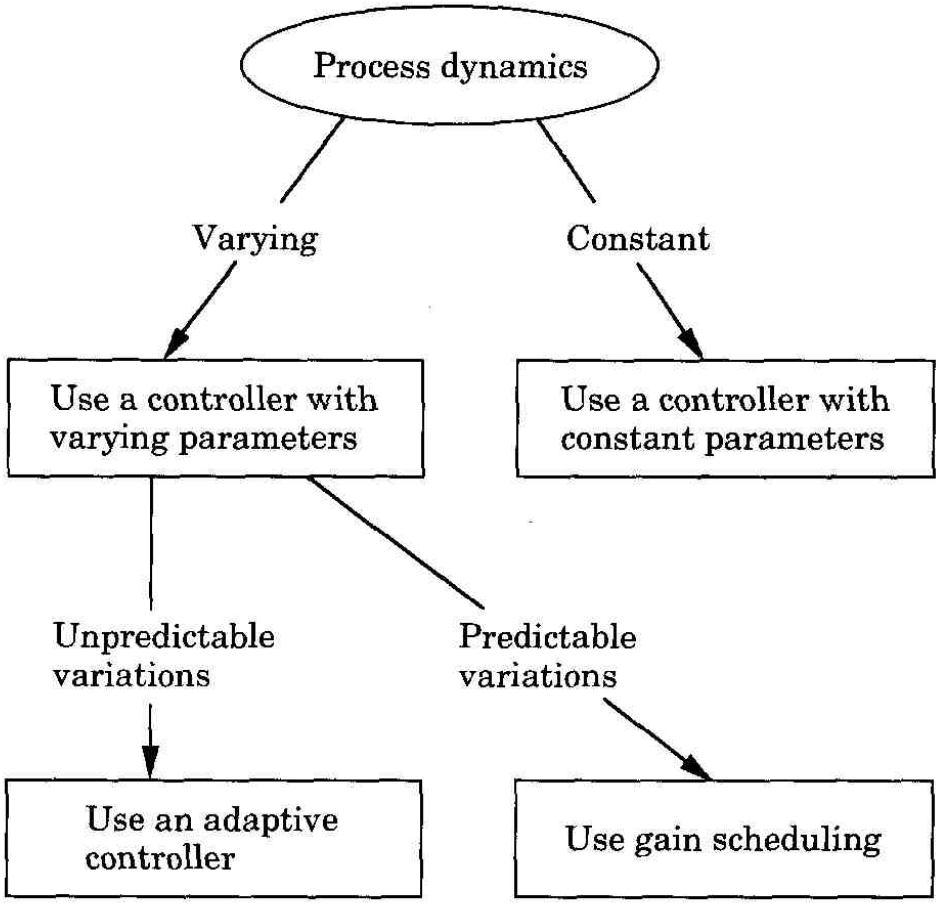
είναι μεγάλη.

3.4 Τεχνικές προσαρμοστικού ελέγχου

Στη συνέχεια, θα μελετήσουμε τις σημαντικότερες τεχνικές προσαρμοστικού ελέγχου. Αυτές είναι :

- Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο
- Αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος
- Σχεδιασμός κέρδους

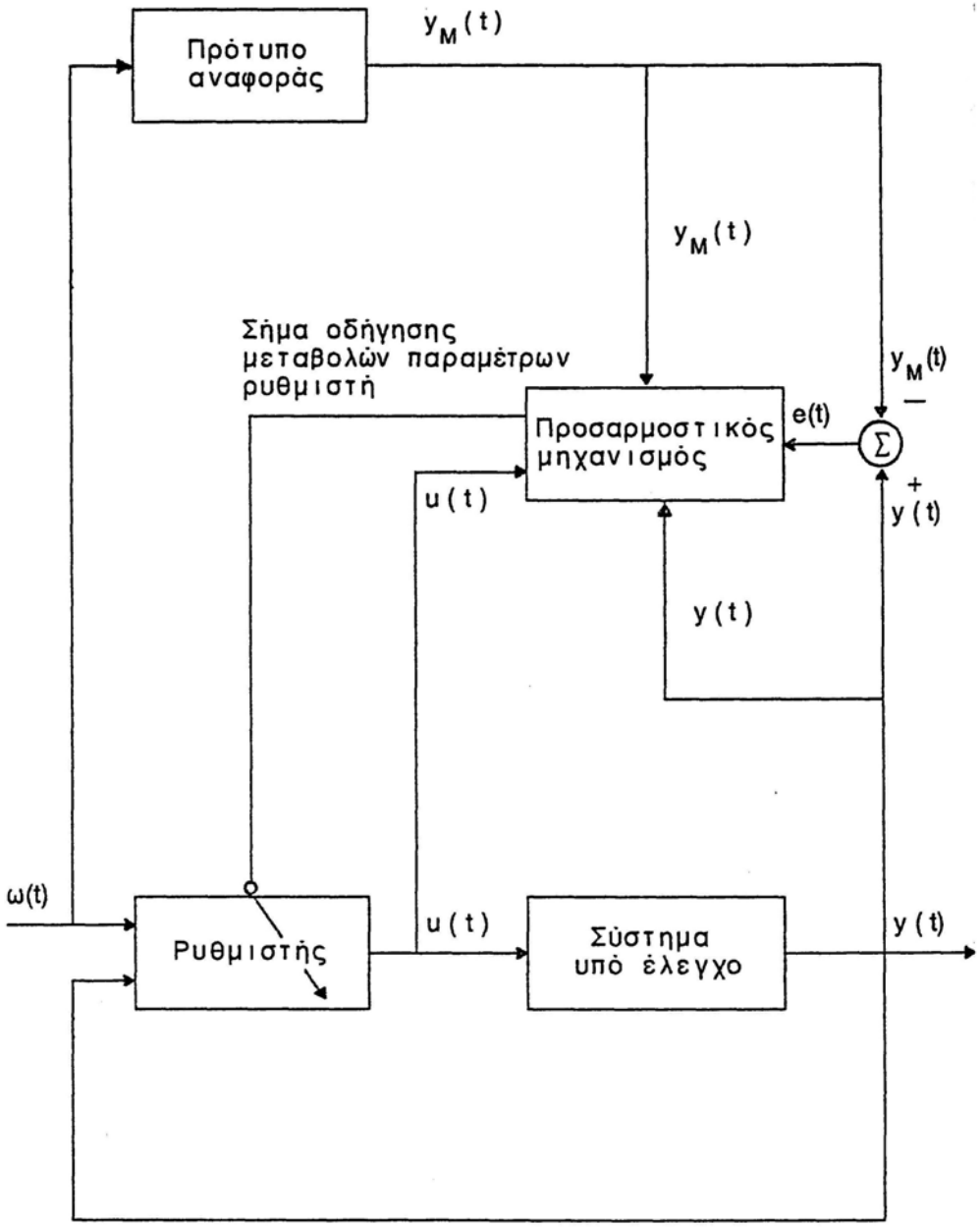
Προτού προχωρήσουμε σε αναλυτική περιγραφή τους, είναι σκόπιμο να δούμε ποια τεχνική χρησιμοποιούμε ανάλογα με το είδος του προβλήματος. Αυτό φαίνεται καθαρά στο ακόλουθο σχήμα (Σχήμα 3.3).



Σχήμα 3.3 - Επιλογή τεχνικής προσαρμοστικού ελέγχου

3.5 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο

Το πρόβλημα του προσαρμοστικού ελέγχου αναφοράς σε πρότυπο (model-reference adaptive control - MRAS) παρουσιάζεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.4).



Σχήμα 3.4 - Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο

Εδώ, σε σύγκριση με το πρώτο σχήμα του κεφαλαίου (Σχήμα 3.1) που περιγράφει τον προσαρμοστικό έλεγχο, ο επιθυμητός δείκτης απόδοσης αντικαθίσταται με την έξοδο $y_M(t)$ του προτύπου αναφοράς (the reference model). Το πρότυπο αναφοράς είναι εκείνο

το σύστημα η συμπεριφορά του οποίου είναι ιδεώδης – επιθυμητή. Το πρότυπο αναφοράς και το κλειστό σύστημα (σύστημα υπό έλεγχο, ρυθμιστής) διεγείρονται με το ίδιο σήμα εισόδου $\omega(t)$.

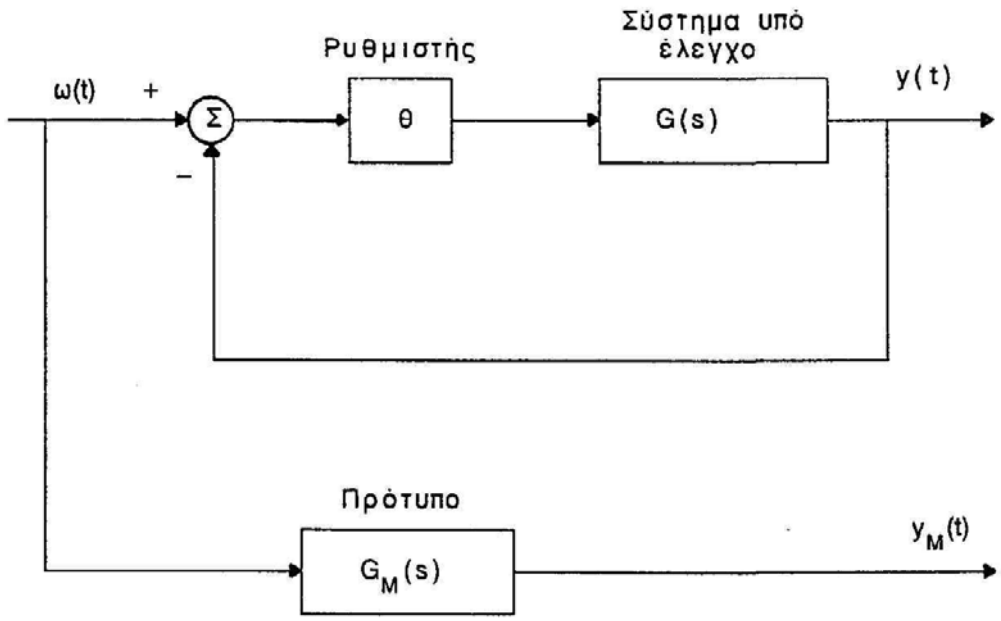
Ο στόχος του προσαρμοστικού ελέγχου αναφοράς σε πρότυπο είναι η κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων του ρυθμιστή έτσι ώστε η έξοδος του $y(t)$ να ακολουθεί την έξοδο του προτύπου $y_M(t)$ όσο γίνεται πιο πιστά. Αυτό επιτυγχάνεται ως εξής : Οι έξοδοι $y(t)$ και $y_M(t)$ μετρούνται και το σφάλμα (η διαφορά τους) $e(t) = y(t) - y_M(t)$ τροφοδοτείται στον προσαρμοστικό μηχανισμό. Ακολούθως, ο προσαρμοστικός μηχανισμός δρα ανάλογα, προκαλώντας κατάλληλες μεταβολές στις παραμέτρους του ρυθμιστή, έτσι ώστε το σφάλμα e(t) να βρίσκεται μέσα σε ανεκτά επίπεδα.

Ο προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο, σε σύγκριση με άλλες τεχνικές προσαρμοστικού ελέγχου, έχει το γνώρισμα ότι έχει μεγάλη ταχύτητα προσαρμογής. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το σφάλμα $e(t)$ σχηματίζεται εύκολα από τις μετρήσεις των $y_M(t)$ και $y(t)$.

3.5.1 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο με την μέθοδο Gradient

3.5.1.1Προκαταρκτικές έννοιες και παραδείγματα

Έστω το κλειστό σύστημα του επόμενου σχήματος (Σχήμα 3.5).



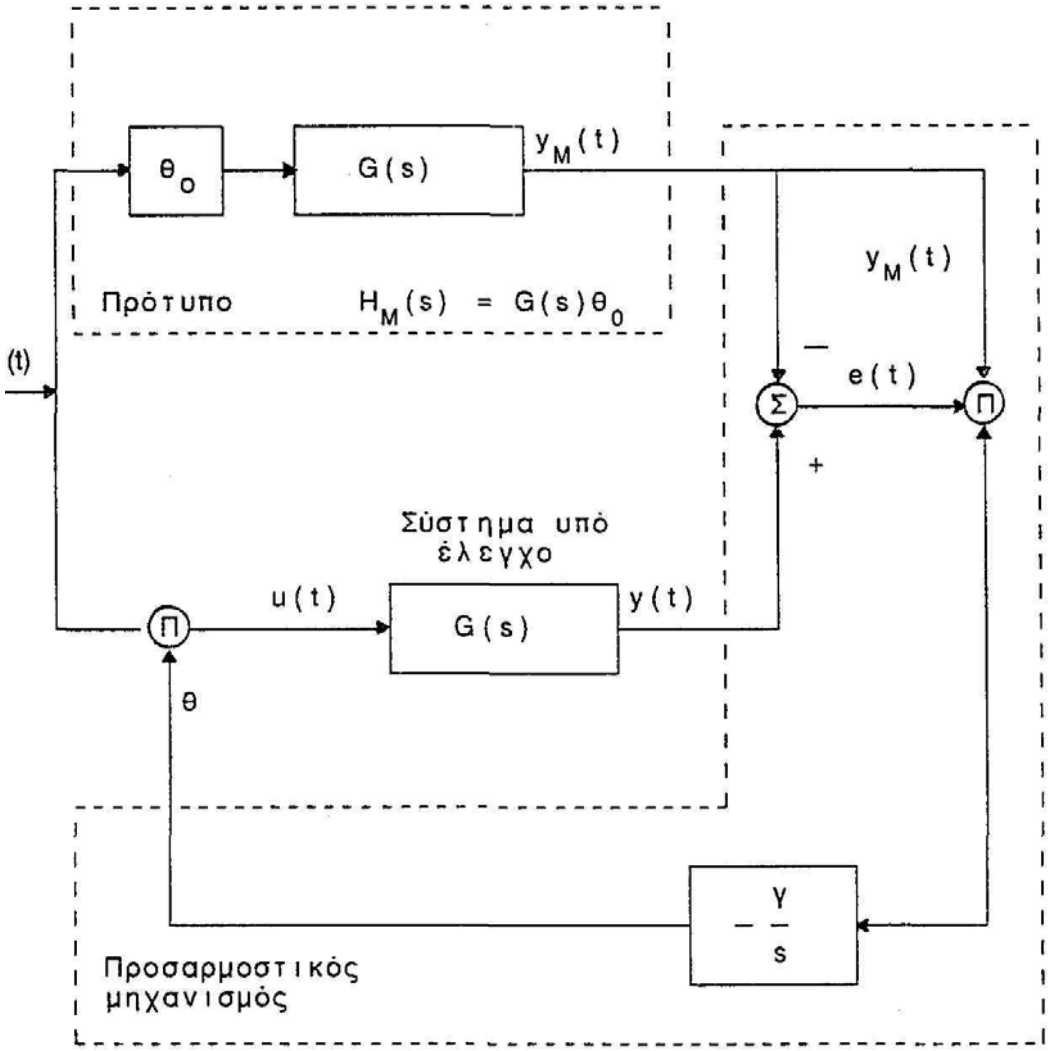
Σχήμα 3.5 - Κλειστό σύστημα

Εδώ το πρότυπο περιγράφεται από τη συνάρτηση μεταφοράς $G_m(s)$, όπου $G_m(s)$ είναι μια ρητή συνάρτηση του s. Ο ρυθμιστής είναι ένας ενισχυτής με ενίσχυση θ η οποία επιλέγεται έτσι ώστε το κλειστό σύστημα να έχει επιθυμητή συμπεριφορά και συγκεκριμένα να ακολουθεί τη συμπεριφορά του προτύπου. Έστω ότι μια η περισσότερες παράμετροι του υπό έλεγχο συστήματος μεταβάλλονται, ή ισοδύναμα, δεν είναι γνωστές. Στην περίπτωση αυτή, το θ πρέπει να μεταβάλλεται κατάλληλα έτσι ώστε η συμπεριφορά του κλειστού συστήματος να παραμένει επιθυμητή.

Μια στρατηγική για την κατάλληλη μεταβολή του θ είναι γνωστή ως *μέθοδος Gradient ή κανόνας MIT* και δίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.6). Η βασική ιδέα στην μέθοδο αυτή είναι το θ να μεταβάλλεται με το χρόνο έτσι ώστε να προξενείται μείωση του σφάλματος $e(t) = y(t) - y_M(t)$.

Έστω ο δείκτης απόδοσης

$$J(\theta, t) = \frac{1}{2} e^2(\theta, t)$$



Σχήμα 3.6 - Μέθοδος Gradient

Είναι φανερό ότι όταν το $\frac{\partial J}{\partial \theta}$ γίνεται αρνητικό, δηλαδή το $J(\theta,t)$ μικραίνει καθώς το θ αυξάνει, προκείμενου να μειωθεί περαιτέρω το $J(\theta,t)$, θα πρέπει να το θ να αυξηθεί. Αντίθετα, όταν το $\frac{\partial J}{\partial \theta}$ είναι θετικό, δηλαδή το $J(\theta,t)$ μικραίνει καθώς το θ μικραίνει,

προκείμενου να μειωθεί το $J(\theta,t)$, θα πρέπει το θ να μειωθεί. Πιο απλά, απαιτείται τα $\frac{\partial J}{\partial t}$ και $\frac{\partial J}{\partial \theta}$ να είναι ετερόσημα. Η ακόλουθη σχέση

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma\left[\frac{\partial J(\theta,t)}{\partial \theta(t)}\right] = -\gamma e(\theta,t)\left[\frac{\partial e(\theta,t)}{\partial \theta(t)}\right]$$

ικανοποιεί αυτήν την απαίτηση, όπου η παράγωγος $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ καλείται *παράγωγος ευαισθησίας* του συστήματος και όπου γ είναι σχεδιαστική παράμετρος αμετάβλητη με το χρόνο. Ο προσαρμοστικός μηχανισμός (προηγούμενη σχέση) είναι ο κανόνας MIT. Κατάλληλη επιλογή του γ οδηγεί σε βελτίωση της απόδοσης του κανόνα MIT.

Στην περίπτωση που αντί του προηγούμενου δείκτη απόδοσης χρησιμοποιηθεί ο δείκτης απόδοσης

$$J(\theta,t) = \left|e(\theta,t)\right|$$

τότε ο κανόνας προσαρμογής MIT παίρνει τη μορφή

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma\left[\frac{\partial e(\theta,t)}{\partial \theta(t)}\right]\left[\pi\rho o\sigma\eta\mu o\ \left\{e(\theta,t)\right\}\right]$$

Ο κανόνας προσαρμογής που περιγράφει αυτή η σχέση υπήρξε ο πρώτος μηχανισμός προσαρμοστικού ελέγχου αναφοράς σε πρότυπο που υλοποιήθηκε. Μία ακόμα απλούστερη υλοποίηση λαμβάνεται αν χρησιμοποιήσουμε τον προσαρμοστικό κανόνα

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma\left[\pi\rho o\sigma\eta\mu o\left\{\frac{\partial e(\theta,t)}{\partial \theta(t)}\right\}\right]\left[\pi\rho o\sigma\eta\mu o\ \left\{e(\theta,t)\right\}\right]$$

Ο κανόνας αυτός καλείται αλγόριθμος πρόσημο-πρόσημο (sign-sign algorithm) και χρησιμοποιείται στις τηλεπικοινωνίες όπου απαιτούνται απλές υλοποιήσεις και γρήγοροι υπολογισμοί.

3.5.1.2 Γενικά αποτελέσματα για γραμμικά συστήματα

Θεωρούμε το υπό έλεγχο σύστημα

$$A(p)y(t) = B(p)u(t)$$

και το πρότυπο

$$A_M(p)y_M(t) = B_M(p)\omega(t)$$

όπου

$$A(p) = 1 + a_{n-1}p + \ldots + a_0 p^n$$

$$B(p) = b_m + b_{m-1}p + \ldots + b_0 p^m$$

$$A_M(p) = 1 + (a_M)_{\hat{n}-1}p + \ldots + (a_M)_0 p^{\hat{n}}$$

$$B_M(p) = (b_M)_{\hat{m}} + (b_M)_{\hat{m}-1}p + \ldots + (b_M)_0 p^{\hat{m}}$$

Υποθέτουμε ότι οι πόλοι και τα μηδενικά του συστήματος βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο. Στο υπό έλεγχο σύστημα εφαρμόζουμε το νόμο ελέγχου

$$R(p)u(t) = G(p)\omega(t) - F(p)y(t)$$

όπου

$$R(p) = 1 + r_{\xi-1}p + \ldots + r_0 p^{\xi}$$

$$F(p) = f_\mu + f_{\mu-1}p + \ldots + f_0 p^{\mu}$$

$$G(p) = g_\nu + g_{\nu-1}p + \ldots + g_0 p^{\nu}$$

Το κλειστό σύστημα θα είναι

$$y(t) = \left[\frac{B(p)G(p)}{A(p)R(p) + B(p)F(p)}\right]\omega(t)$$

Τα u(t) και ω(t) συνδέονται με τη σχέση

$$u(t) = A(p)G(p)\omega(t)$$

Με βάση τη σχέση $e(t) = y(t) - y_M(t)$ και χρησιμοποιώντας τις δυο προηγούμενες σχέσεις, μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι οι παράγωγοι ευαισθησίας του συστήματος δίνονται από τις σχέσεις

$$\frac{\partial e(t)}{\partial r_i} = -\left[\frac{B(p)G(p)A(p)p^{\xi-1}}{[A(p)R(p)+B(p)F(p)]^2}\right]\omega(t) =$$

$$= -\left[\frac{B(p)p^{\xi-1}}{[A(p)R(p)+B(p)F(p)]^2}\right]u(t) \qquad i = 0,\ldots,\xi-1$$

$$\frac{\partial e(t)}{\partial f_i} = -\left[\frac{B(p)G(p)B(p)p^{\mu-1}}{[A(p)R(p)+B(p)F(p)]^2}\right]\omega(t) =$$

$$= -\left[\frac{B(p)p^{\mu-1}}{[A(p)R(p)+B(p)F(p)]}\right]y(t) \qquad i = 0,\ldots,\mu$$

$$\frac{\partial e(t)}{\partial g_i} = \left[\frac{B(p)p^{\nu-1}}{A(p)R(p)+B(p)F(p)}\right]\omega(t) \qquad i = 0,\ldots,\nu$$

Τα πιο πάνω αποτελέσματα δε μπορούν να χρησιμοποιηθούν άμεσα εφόσον οι παράμετροι των $A(p)$ και $B(p)$ δεν είναι ακριβώς γνωστές. Μια ικανοποιητική προσέγγιση του πολυωνύμου $A(p)R(p)+B(p)F(p)$ είναι η πιο κάτω :

$$A(p)R(p)+B(p)F(p)\cong A_M(p)B(p)$$

Η προσέγγιση αντιπροσωπεύει την τιμή που θα λάμβανε ο παρονομαστής $A(p)R(p)+B(p)F(p)$ του κλειστού συστήματος, στην περίπτωση που το κλειστό σύστημα προσαρμοζόταν τέλεια στη συμπεριφορά του μοντέλου. Αντικαθιστώντας την σχέση που δίνει την προσέγγιση (προηγούμενη σχέση) στις σχέσεις που δίνουν τις παραγώγους ευαισθησίας, λαμβάνουμε τις ακόλουθες προσεγγιστικές σχέσεις για τις παραγώγους ευαισθησίας του συστήματος :

$$\frac{\partial e(t)}{\partial r_i}=-\left[\frac{p^{\xi-1}}{A_M(p)}\right]u(t) \qquad i=0,\ldots,\xi$$

$$\frac{\partial e(t)}{\partial f_i}=-\left[\frac{p^{\mu-1}}{A_M(p)}\right]y(t) \qquad i=0,\ldots,\mu$$

$$\frac{\partial e(t)}{\partial g_i}=-\left[\frac{p^{\nu-1}}{A_M(p)}\right]\omega(t) \qquad i=0,\ldots,\nu$$

Έστω ο δείκτης απόδοσης

$$J=\frac{1}{2}e^2(t)$$

Τότε, ο νόμος μεταβολής των παραμέτρων του συστήματος, σύμφωνα με τη μέθοδο gradient, είναι ο ακόλουθος

$$\frac{d\theta(t)}{dt}=-\gamma\left[\frac{\partial J}{\partial\theta(t)}\right]=-\gamma e(t)\left[\frac{\partial e(t)}{\partial\theta(t)}\right]$$

Το διάνυσμα **Θ**(t) είναι το διάνυσμα των παραμέτρων του ρυθμιστή και έχει τη μορφή

$$\theta^{\mathrm{T}}(t) = \left[r_0(t) \ \dots \ r_{\xi-1}(t) \vdots f_0(t) \ \dots \ f_\mu(t) \vdots g_0(t) \ \dots \ g_\nu(t) \right]$$

Αντικαθιστώντας τις προσεγγιστικές σχέσεις στον νόμο μεταβολής έχουμε

$$\frac{dr_i}{dt} = \gamma e(t) \left[\frac{p^{\xi-1}}{A_M(p)} \right] u(t) \qquad i = 0, \dots, \xi - 1$$

$$\frac{df_i}{dt} = \gamma e(t) \left[\frac{p^{\mu-1}}{A_M(p)} \right] y(t) \qquad i = 0, \dots, \mu$$

$$\frac{dg_i}{dt} = -\gamma e(t) \left[\frac{p^{\nu-1}}{A_M(p)} \right] \omega(t) \qquad i = 0, \dots, \nu$$

Ο νόμος προσαρμογής που ορίζεται από τις τελευταίες σχέσεις, συνδυάζει ευκολία υλοποίησης και ταχύτητα υπολογισμού έτσι ώστε να προσφέρεται για on-line έλεγχο πρακτικών συστημάτων και διεργασιών.

3.5.1.3 Προσαρμοστικός έλεγχος αναφοράς σε πρότυπο με βάση την ευστάθεια κατά Lyapunov

Η μέθοδος gradient δεν εγγυάται ότι το σφάλμα e(t) θα διατηρείται εντός επιθυμητών ορίων. Εδώ, θα παρουσιάσουμε μια τεχνική η οποία εγγυάται ότι το σφάλμα e(t) θα τείνει στο μηδέν στη μόνιμη κατάσταση. Η τεχνική αυτή θα κάνει χρήση του κριτηρίου ευστάθειας Lyapunov.

Από το σχήμα 3.4 είναι φανερό ότι το σφάλμα e(t) είναι η έξοδος ενός μη γραμμικού συστήματος και εξαρτάται από τα σήματα y(t) και ω(t) καθώς ακόμη από τις παραμέτρους του υπό έλεγχο συστήματος, του προτύπου και του ρυθμιστή. Το γεγονός αυτό εκφράζεται με τη βοήθεια της ακόλουθης σχέσης :

$$\frac{de(t)}{dt} = w\left[e(t), y(t), \omega(t), \ldots\right]$$

όπου *w[e(t),y(t),ω(t),...]* δηλώνει μη γραμμική συνάρτηση. Το σύστημα αυτό, που παράγει το σφάλμα, είναι μη γραμμικό γιατί περιλαμβάνει σαν τμήμα του τον προσαρμοστικό μηχανισμό, που είναι ένα σύστημα υψηλής μη γραμμικότητας.

Στον προσαρμοστικό έλεγχο αναφοράς σε πρότυπο με βάση την ευστάθεια κατά Lyapunov, το πρόβλημα ανάγεται στην εύρεση μιας συνάρτησης , έστω V[e(t)], η οποία να είναι συνάρτηση Lyapunov για το σύστημα που περιγράφει η προηγούμενη σχέση.

Συνάρτηση Lyapunov είναι η μη χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση V(x) και ικανοποιεί τις εξής συνθήκες για όλα τα $t_1 > t_0$ και για όλα τα x στην περιοχή του x=0, όπου x=0 είναι σημείο ισορροπίας :

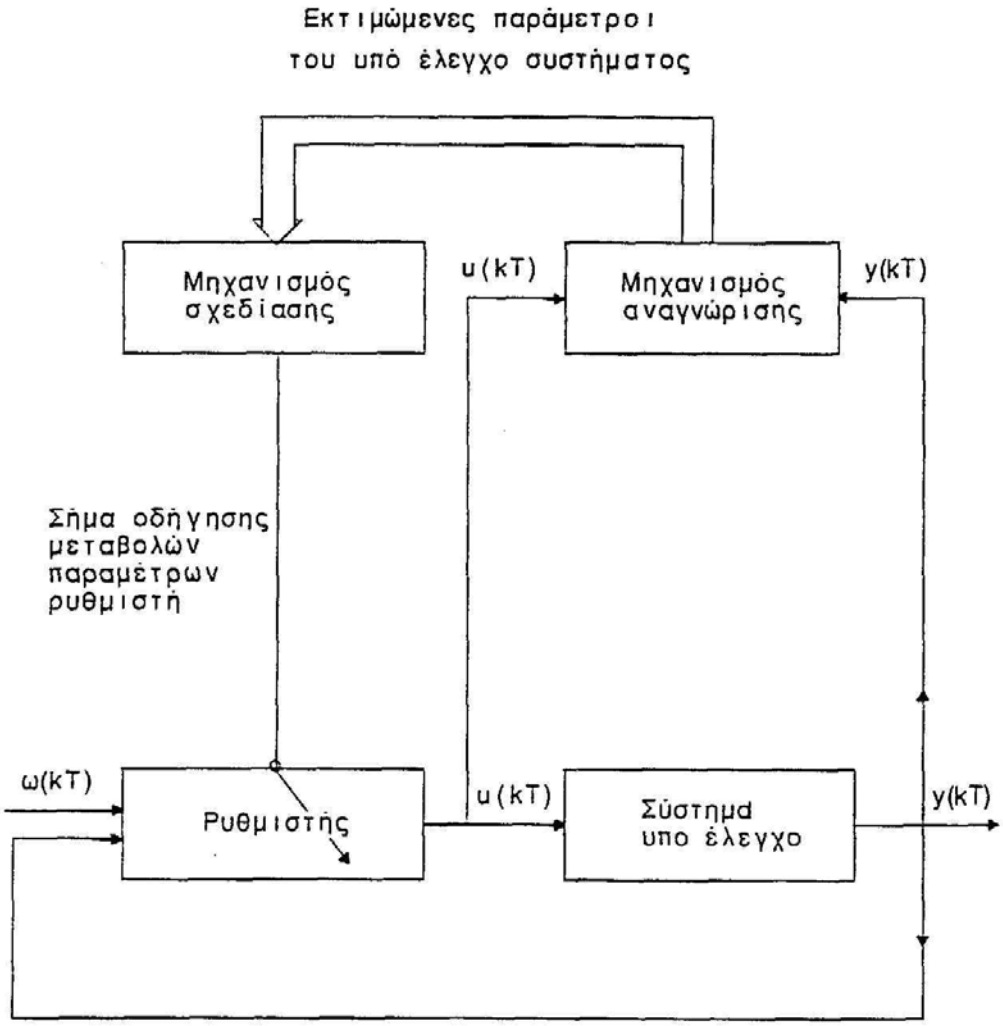
1. Η V(x) και οι μερικές της παράγωγοι ορίζονται και είναι συνεχείς.
2. V(0)=0.
3. V(x)>0, για όλα τα $x \neq 0$.
4. $\dot{V}(x) < 0$, για όλα τα $x \neq 0$, όπου η $\dot{V}(x)$ είναι η ολική παράγωγος της V(x).

Η συνάρτηση αυτή εξαρτάται από τις παραμέτρους του υπό έλεγχο συστήματος, του προτύπου και του νόμου ελέγχου. Κατάλληλος νόμος μεταβολής των παραμέτρων του νόμου ελέγχου επιτρέπει στην V[e(t)] να ικανοποιεί τις απαιτήσεις του κριτηρίου ευστάθειας Lyapunov, όποτε να επιτυγχάνεται $\lim_{t \to \infty} e(t) = 0$. Ο νόμος αυτός υλοποιείται στον προσαρμοστικό μηχανισμό.

3.6 Αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος

3.6.1 Γενικά περί αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου

Ο αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος (self-tuning control) στηρίζεται στην ιδέα ο νόμος ελέγχου (ρυθμιστής) να προσδιορίζεται με βάση τις εκτιμώμενες τιμές των παραμέτρων του υπό έλεγχο συστήματος, όπως αυτές προκύπτουν μέσα από μια διαδικασία αναγνώρισης. Έτσι ο αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος προτείνει το διαχωρισμό των διεργασιών της αναγνώρισης και της σχεδίασης του ρυθμιστή. Το γεγονός ότι η σχεδίαση του ρυθμιστή βασίζεται στις εκτιμώμενες παραμέτρους του υπό έλεγχο συστήματος και όχι στις πραγματικές τιμές τους, καλείται *αρχή της ισοδυναμίας της βεβαιότητας* (certainty equivalence principle). Οι πρώτες βασικές έννοιες αυτορυθμιζόμενου ελέγχου διατυπώθηκαν από τον Kalman για συνεχή συστήματα. Η βασική δομή του αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.7). Όπως φαίνεται, οι παράμετροι του ρυθμιστή μεταβάλλονται με τα σήματα οδήγησης του μηχανισμού σχεδίασης του ρυθμιστή. Ο μηχανισμός αυτός λαμβάνει ως δεδομένα τις εκτιμώμενες τιμές των παραμέτρων του υπό έλεγχο συστήματος.



Σχήμα 3.7 - Αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος

Όσο αφορά τις δυο βασικές διεργασίες της αναγνώρισης των παραμέτρων του υπό έλεγχο συστήματος και της σχεδίασης του ρυθμιστή αναφέρουμε τα ακόλουθα : Η διεργασία της αναγνώρισης γίνεται αναδρομικά χρησιμοποιώντας μια από τις γνωστές μεθόδους αναγνώρισης, π.χ. η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων. Η διαδικασία της σχεδίασης μπορεί να είναι οποιαδήποτε διαδικασία που λύνει ένα από τα γνωστά προβλήματα σχεδίασης ρυθμιστή για συστήματα με γνωστές παραμέτρους.

Το σχεδιαστικό πρόβλημα με γνωστές παραμέτρους, που χρησιμοποιείται προκειμένου να λύσουμε κάποιο αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου, καλείται *υποκείμενο*

σχεδιαστικό πρόβλημα. Στη συνέχεια, το υποκείμενο σχεδιαστικό πρόβλημα επιλέγουμε να είναι το πρόβλημα της προσαρμογής σε πρότυπο (model matching).

Έχουν προταθεί πολλές τεχνικές επίλυσης του προβλήματος του αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται δυο από τις επικρατέστερες: τον έμμεσο και τον άμεσο αυτορυθμιζόμενο προσαρμοστικό έλεγχο.

3.6.2 Έμμεσος αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος

3.6.2.1 Εισαγωγικές έννοιες

Στον έμμεσο αυτορυθμιζόμενο προσαρμοστικό έλεγχο η σχεδίαση περιλαμβάνει τρία βασικά βήματα. Το πρώτο βήμα είναι η σχεδίαση ενός γραμμικού νόμου ελέγχου υποθέτοντας ότι οι παράμετροι του προς έλεγχο συστήματος είναι γνωστές. Το δεύτερο βήμα είναι ο ορισμός του προτύπου και του (φιλτραρισμένου) σφάλματος προτύπου – συστήματος το οποίο καλείται « προσαρμοστικό σφάλμα » και αποτελεί μέτρο της απόδοσης και των παρεκκλίσεων των παραμέτρων του ρυθμιστή. Το τρίτο βήμα αναφέρεται στη σχεδίαση του αλγορίθμου προσαρμογής παραμέτρων.

Θεωρούμε την ακόλουθη περιγραφή του συστήματος :

$$A(q^{-1})y(k+d) = B(q^{-1})u(k), \qquad y(0) = 0$$

όπου q^{-1} είναι ο τελεστής καθυστέρησης (δηλαδή $q^{-1}u(k) = u(k-1)$) και όπου

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_n q^{-n} = 1 + q^{-1}A^*(q^{-1})$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \ldots + b_n q^{-n} = b_0 + q^{-1}B^*(q^{-1}), \; b_0 \neq 0$$

Ο ακέραιος d εκφράζει την καθυστέρηση της απόκρισης του συστήματος η οποία βρίσκεται εύκολα πειραματικά, ακόμη και αν οι παράμετροι του συστήματος είναι άγνωστες. Κάνουμε τις ακόλουθες παραδοχές:

1. Οι ρίζες του $B(z^{-1})$ είναι όλες μέσα στην περιοχή $|z|<1$.
2. Η καθυστέρηση d του συστήματος είναι γνωστή.
3. Είναι γνωστό ένα άνω φράγμα για το βαθμό n των πολυωνύμων $A(q^{-1})$ και $B(q^{-1})$.

Σημειώνουμε ότι σύμφωνα με τις παραδοχές που διατυπώσαμε, η αλλαγή των χαρακτηριστικών του συστήματος δεν επιδρά στην καθυστέρηση d, ενώ τα μηδενικά του συστήματος μπορούν να μεταβάλλονται μόνο εντός του μοναδιαίου κύκλου.

Το πρότυπο περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση διαφορών

$$C(q^{-1})y_M(k+d) = D(q^{-1})u_M(k)$$

όπου

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \ldots + c_n q^{-n}$$

$$D(q^{-1}) = d_0 + d_1 q^{-1} + \ldots + d_n q^{-n}$$

και όπου $y_M(k)$ είναι η έξοδος του προτύπου και $u_M(k)$ είναι μια φραγμένη ακολουθία αναφοράς. Το $C(q^{-1})$ επιλέγουμε να είναι ασυμπτωτικά ευσταθές.

Αναφέρουμε ότι στην έξοδο του συστήματος τοποθετείται ένα φίλτρο $\Gamma(q^{-1})$ με στόχο να εξουδετερώνονται οι επιδράσεις των αρχικών διαταραχών στην έξοδο του συστήματος. Δηλαδή, να ισχύει

$$\Gamma(q^{-1})y(k+d) = 0, \quad k > 0 \text{ και } u(0) = 0$$

όπου

$$\Gamma(q^{-1}) = 1 + \gamma_1 q^{-1} + \ldots + \gamma_n q^{-n}$$

Το $\Gamma(q^{-1})$ είναι ένα ασυμπτωτικά ευσταθές πολυώνυμο. Το φίλτρο $\Gamma(q^{-1})$ παραμένει σταθερό, ανεξάρτητα από τις μεταβολές του συστήματος.

3.6.2.2 Σχεδίαση με γνωστές παραμέτρους

Με τον όρο γνωστές παράμετροι εννοούμε ότι οι συντελεστές των πολυωνύμων $A(q^{-1})$ και $B(q^{-1})$ είναι γνωστοί και αμετάβλητοι με το χρόνο. Οι σχεδιαστικοί στόχοι εδώ, συνοψίζονται στο ακόλουθο κριτήριο: Να βρεθεί κατάλληλος νόμος ελέγχου ώστε

$$\Gamma(q^{-1})\{y(k+d)-y_M(k+d)\}=0\,,\quad k\geq 0$$

Θεωρούμε την ακόλουθη ταυτότητα πολυωνύμων

$$\Gamma(q^{-1})=A(q^{-1})S(q^{-1})+q^{-d}R(q^{-1})$$

Η ταυτότητα αυτή έχει μοναδική λύση για τα πολυώνυμα $S(q^{-1})$ και $R(q^{-1})$ όταν $\beta\alpha\theta\mu o\varsigma[S(q^{-1})]=d-1$, όπου

$$S(q^{-1})=1+s_1q^{-1}+\ldots+s_{d-1}q^{-d+1}$$

$$R(q^{-1})=r_0+r_1q^{-1}+\ldots+r_{n-1}q^{-n+1}$$

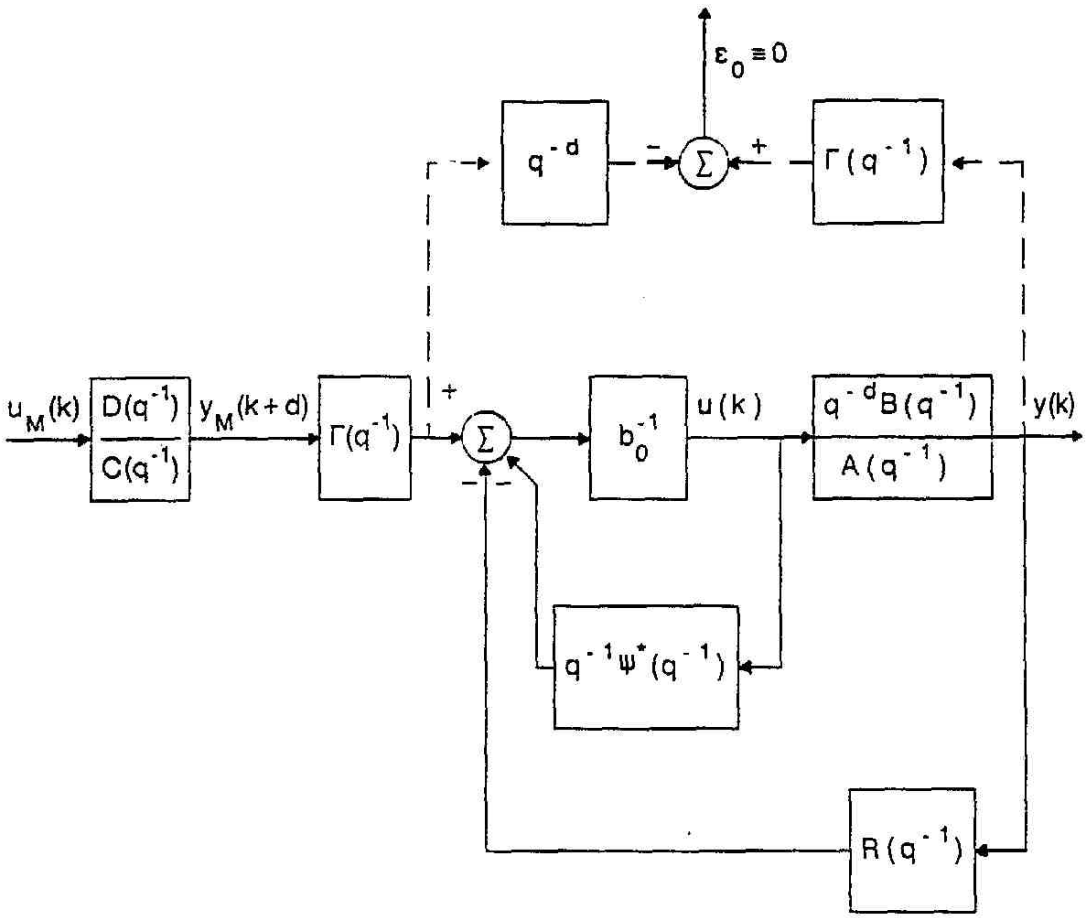
Από τις προηγούμενες σχέσεις προκύπτει ο επιθυμητός νόμος ελέγχου

$$u(k)=\frac{\Gamma(q^{-1})y_M(k+d)-R(q^{-1})y(k)-\Psi^*u(k-1)}{b_0}$$

όπου

$$\Psi(q^{-1})=B(q^{-1})S(q^{-1})=b_0+q^{-1}\Psi^*(q^{-1})$$

Η διάταξη του νόμου ελέγχου φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.8).



Σχήμα 3.8 - Νόμος ελέγχου

Στο σχήμα φαίνεται το προσαρμοστικό σφάλμα $\varepsilon_0(k)$ που δίνεται από τη σχέση

$$\varepsilon_0(k) \equiv \Gamma(q^{-1})\{y(k) - y_M(k)\}$$

Το $\varepsilon_0(k)$ είναι ίσο με το μηδέν όταν οι παράμετροι του ρυθμιστή ρυθμίζονται σύμφωνα με την εξίσωση του επιθυμητού νόμου ελέγχου.

3.6.2.3 Σχεδίαση με άγνωστες παραμέτρους

Όταν οι παράμετροι του συστήματος είναι άγνωστες ή αλλάζουν με το χρόνο, η στρατηγική σχεδίασης αλλάζει έτσι ώστε οι σχεδιαστικοί στόχοι που συγκεκριμενοποιήθηκαν στην περίπτωση των γνωστών παραμέτρων να επιτυγχάνονται τουλάχιστον ασυμπτωτικά. Η δομή του ρυθμιστή παραμένει ίδια όπως στην περίπτωση των γνωστών παραμέτρων, αλλά το διάνυσμα σταθερών παραμέτρων **θ** θα αντικατασταθεί με το ακόλουθο διάνυσμα μεταβαλλόμενων παραμέτρων

$$\theta(k) = [b_0(k),\ \psi_1(k),\ \ldots,\ \psi_{m+d-1}(k),\ r_0(k),\ \ldots,\ r_{n-1}(k)]^T$$

Ο νόμος ελέγχου δίνεται από τη σχέση

$$u(k) = \frac{\Gamma(q^{-1})y_M(k+d) - \Psi^*(k,q^{-1})u(k-1) - R(k,q^{-1})y(k)}{b_0(k)}$$

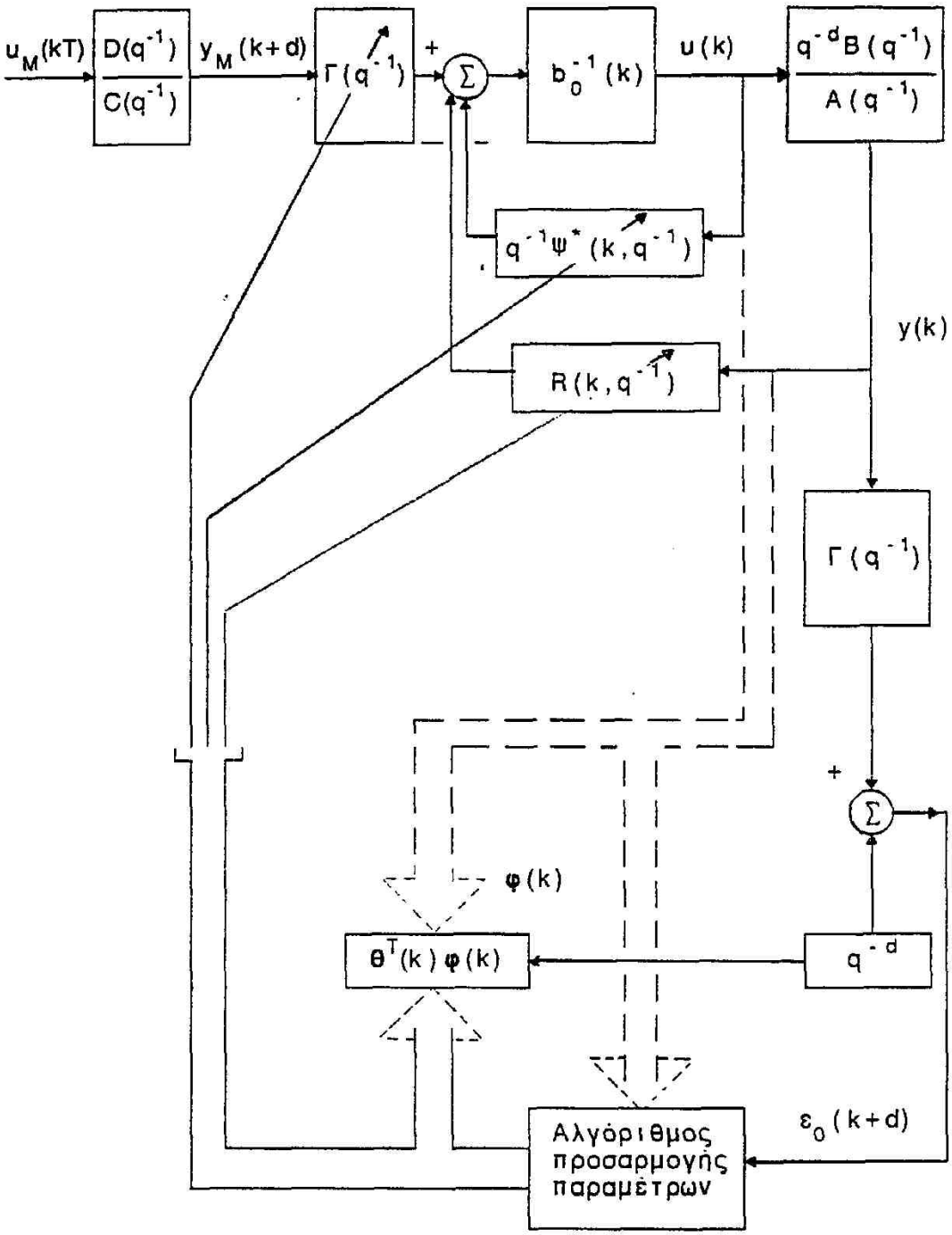
ή ισοδύναμα από τη σχέση

$$\Gamma(q^{-1})y_M(k+d) = \theta^T(k)\phi(k)$$

Τα $\Psi^*(k,q^{-1})$ και $R(k,q^{-1})$ αντιστοιχούν στα πολυώνυμα $\Psi^*(q^{-1})$ και $R^*(q^{-1})$ που δίνονται στη σχεδίαση με γνωστές παραμέτρους, όπου οι σταθεροί συντελεστές έχουν αντικατασταθεί από τους μεταβαλλόμενους συντελεστές. Στην τελευταία εξίσωση, το διάνυσμα **θ**(k) εκτιμάται με τη χρήση ενός προσαρμοστικού μηχανισμού τέτοιου ώστε

$$\lim_{k\to\infty}\Gamma(q^{-1})\{y(k+d) - y_M(k+d)\} = \lim_{k\to\infty}\varepsilon_0(k+d) = 0$$

Όταν η παραπάνω εξίσωση ικανοποιείται, τότε το εκτιμώμενο διάνυσμα $\boldsymbol{\theta}(k)$ θα χρησιμοποιηθεί για να υπολογισθεί ο έλεγχος. Η τελική διάταξη ελέγχου φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.9).



Σχήμα 3.9 - Διάταξη ελέγχου

3.6.3 Άμεσος αυτορυθμιζόμενος προσαρμοστικός έλεγχος

Οι υπολογισμοί που απαιτούνται για τον προσδιορισμό του νόμου ελέγχου, σύμφωνα με την έμμεση μέθοδο αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου, που παρουσιάστηκε προηγουμένως, είναι πολύ χρονοβόροι και επομένως απαιτούν μεγάλο χρόνο δειγματοληψίας T για να προλάβουν να εκτελεσθούν. Επιπλέον, η ασυμπτωτική συμπεριφορά του σφάλματος είναι δύσκολο να μελετηθεί. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται η τεχνική του άμεσου αυτορυθμιζόμενου προσαρμοστικού ελέγχου, η οποία δεν παρουσιάζει τα παραπάνω μειονεκτήματα.

Η βασική ιδέα στον άμεσο αυτορυθμιζόμενο προσαρμοστικό έλεγχο είναι η συμπίεση της διεργασίας της σχεδίασης του ρυθμιστή σε μια προσεγγιστική ισότητα, ενώ η διεργασία της αναγνώρισης καταλαμβάνει όλο το υπόλοιπο τμήμα της λύσης του προβλήματος. Όταν η προσεγγιστική ισότητα δεν ικανοποιείται με αρκετή ακρίβεια, τότε η μέθοδος έχει το μειονέκτημα ότι παρουσιάζει μεγάλα σφάλματα.

Θεωρούμε το υπό έλεγχο σύστημα

$$A(q^{-1})y(kT) = q^{-d}B(q^{-1})u(kT)$$

όπου

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_n q^{-n} \quad \text{και} \quad B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \ldots + b_m q^{-m}, \; b_0 \neq 0$$

Επίσης, θεωρούμε το πρότυπο

$$A_M(q^{-1})y_M(kT) = q^{-d}B_M(q^{-1})\omega(kT)$$

όπου

$$A_{\mathrm{M}}(q^{-1}) = 1 + \left(a_{\mathrm{M}}\right)_1 q^{-1} + \ldots + \left(a_{\mathrm{M}}\right)_{n^*} q^{-n^*} \qquad \text{και}$$

$$B_M(q^{-1}) = (b_M)_0 + (b_M)q^{-1} + \ldots + (b_M)_{m*} q^{-m^*}$$

Ο νόμος ελέγχου έχει τη μορφή

$$R(q^{-1})u(kT) = G(q^{-1})\omega(kT) - F(q^{-1})\omega(kT)$$

όπου

$$R(q^{-1}) = r_0 + r_1 q^{-1} + \ldots + r_\xi q^{\xi}$$

$$F(q^{-1}) = f_0 + f_1 q^{-1} + \ldots + f_\mu q^{\mu} \text{ και}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1 q^{-1} + \ldots + g_\nu q^{-\nu}$$

Υποθέτουμε ότι οι πόλοι και τα μηδενικά του συστήματος βρίσκονται εντός του μοναδιαίου κύκλου.

Η ακριβής λύση του προβλήματος της προσαρμογής του συστήματος στο πρότυπο με το νόμο ελέγχου που δίνει, ανάγεται στην λύση της εξίσωσης

$$\frac{q^{-1}B_M(q^{-1})}{A_{\mathrm{M}}(q^{-1})} = \frac{q^{-1}B(q^{-1})G(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-d}B(q^{-1})F(q^{-1})}$$

Υποθέτουμε ότι $R(q^{-1}) = q^{-d}B(q^{-1})R_1(q^{-1})$.

Εξισώνουμε αριθμητές και παρονομαστές στην προηγούμενη εξίσωση και έχουμε το σύστημα

$$A(q^{-1})R_1(q^{-1}) + F(q^{-1}) = A_{\mathrm{M}}(q^{-1})$$

$$G(q^{-1}) = q^{-d}B_M(q^{-1})$$

Αν πολλαπλασιάσουμε την πρώτη σχέση με $y(kT)$ και χρησιμοποιήσουμε τις δυο εξισώσεις του συστήματος και την υπόθεση, έχουμε

$$A_{\mathrm{M}}(q^{-1})y(kT) = R_1(q^{-1})A(q^{-1})y(kT) + F(q^{-1})y(kT) =$$

$$= q^{-d}R_1(q^{-1})B(q^{-1})u(kT) + F(q^{-1})y(kT) \qquad (3.1)$$

ή ισοδύναμα

$$A_{\mathrm{M}}(q^{-1})y_M(kT) = G(q^{-1})\omega(kT) \qquad (3.2)$$

Επίσης, συμπεραίνουμε ότι το σφάλμα $e(kT) = y(kT) - y_M(kT)$ δίνεται από τη σχέση

$$e(kT + dT) = \frac{1}{A_{\mathrm{M}}(q^{-1})}[R(q^{-1})u(kT) + F(q^{-1})y(kT) - G(q^{-1})\omega(kT)] = 0$$

Μέχρι τώρα υποθέσαμε ότι οι προσεγγίσεις που κάναμε ικανοποιούνται ακριβώς. Επειδή αυτό δεν ισχύει, η εξίσωση 3.2 παίρνει τη μορφή

$$A_{\mathrm{M}}(q^{-1})y(kT) = R(q^{-1})u(kT) + F(q^{-1})y(kT) + \varepsilon(kT)$$

όπου $\varepsilon(kT)$ είναι το σφάλμα που υπεισέρχεται στην εξίσωση 3.1.

Οδηγούμαστε λοιπόν στην ακόλουθη σχέση για το σφάλμα $e(kT)$:

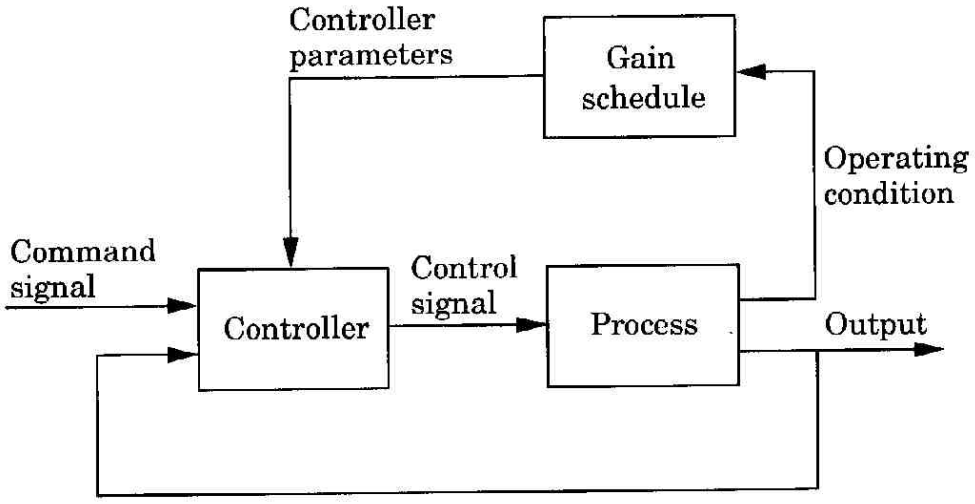
$$e(kT) = \left[\frac{1}{A_{\mathrm{M}}(q^{-1})}\right]\varepsilon(kT)$$

Από τη σχέση αυτή είναι φανερό, ότι η απόδοση του συστήματος προσαρμοστικού ελέγχου είναι καλύτερη όσο μικρότερο είναι το σφάλμα $\varepsilon(kT)$. Η ελαχιστοποίηση του σφάλματος μπορεί να γίνει με μια διαδικασία αναγνώρισης του συστήματος.

3.7 Σχεδιασμός κέρδους

Ο σχεδιασμός κέρδους (Gain Scheduling) είναι τεχνική μη γραμμικής ανατροφοδότησης ειδικού τύπου. Έχει ένα γραμμικό ρυθμιστή του οποίου οι παράμετροι αλλάζουν κατά προγραμματισμένο τρόπο. Η ιδέα να συνδέονται οι παράμετροι του ρυθμιστή με βοηθητικές μεταβλητές είναι παλιά, όμως το απαραίτητο υλικό (hardware) δεν ήταν διαθέσιμο μέχρι πρόσφατα. Η εφαρμογή του σχεδιασμού κέρδους με αναλογικές τεχνικές απαιτεί ολοκληρωτές και πολλαπλασιαστές. Η σχεδίαση και η λειτουργία αυτών των στοιχείων είναι αρκετά ακριβή. Για αυτό το λόγο, χρησιμοποιούνται μόνο σε ειδικές περιπτώσεις, όπως για παράδειγμα, στον αυτόματο πιλότο των αεροσκαφών.

Η αρχή στην οποία στηρίζεται ο σχεδιασμός κέρδους είναι η ελάττωση της επίδρασης των διακυμάνσεων των παραμέτρων, απλώς μέσω της αλλαγής των παραμέτρων του ρυθμιστή σαν συνάρτηση των βοηθητικών μεταβλητών. Αυτό φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 3.10).



Σχήμα 3.10 - Σχεδιασμός κέρδους

Ένα πρόβλημα που παρουσιάζεται είναι η εύρεση κατάλληλων μεταβλητών. Αυτό, κατά βάση, μπορεί να αντιμετωπιστεί με τη γνώση της δομής του υπό έλεγχο συστήματος.

Ο σχεδιασμός κέρδους έχει ορισμένα μειονεκτήματα, το βασικότερο εκ των οποίων είναι ότι δεν υπάρχει ανατροφοδότηση σαν απάντηση σε λανθασμένο σχεδιασμό. Το κύριο προτέρημα της τεχνικής αυτής, ωστόσο, είναι ότι οι παράμετροι του ρυθμιστή μπορούν να αλλάζουν πολύ γρήγορα όταν γίνεται αλλαγή της διαδικασίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4
ΈΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ (SMART ANTENNAS)

4.1 Εισαγωγή

Τα κινητά δίκτυα ασύρματων τηλεπικοινωνιών μεταβάλλονται και μεγαλώνουν συνεχώς στις μέρες μας. Υπάρχει η εμφανής τάση για αναζήτηση νέων καινοτομιών με σκοπό την κάλυψη της επιτακτικής ανάγκης τόσο για ολοένα μεγαλύτερες ταχύτητες στις παρεχόμενες υπηρεσίες, όσο και για νέες ανταγωνιστικές τεχνολογίες. Όλοι βιώνουμε για παράδειγμα την διαρκώς αυξανόμενη δημοτικότητα των ασύρματων τηλεφώνων, των κινητών τηλεφώνων, των τηλεειδοποιήσεων (paging) και άλλων τέτοιων νέων προϊόντων τα τελευταία χρόνια. Για να καταλάβουμε το μέγεθος αυτής της νέας δυναμικής βλέπουμε ότι από το 1990 έως το 1994 ο αριθμός των συνδρομητών κινητής τηλεφωνίας στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής είχε την θεαματική αύξηση από 5.1 εκατομμύρια σε 23.3 εκατομμύρια συνδρομητές, ενώ μέχρι το έτος 2005 προβλέπεται ότι ο αριθμός αυτός σχεδόν θα διπλασιαστεί σε 44 εκατομμύρια συνδρομητές.

Αυτό που αναδύεται από την παγκόσμια έρευνα και ανάπτυξη στον τομέα αυτό είναι η ανάγκη οι νέες τεχνολογικές καινοτομίες να έχουν αξιοπιστία και να μπορούν να επεκτείνονται εύκολα και γρήγορα Αυτό προϋποθέτει και υπονοεί :

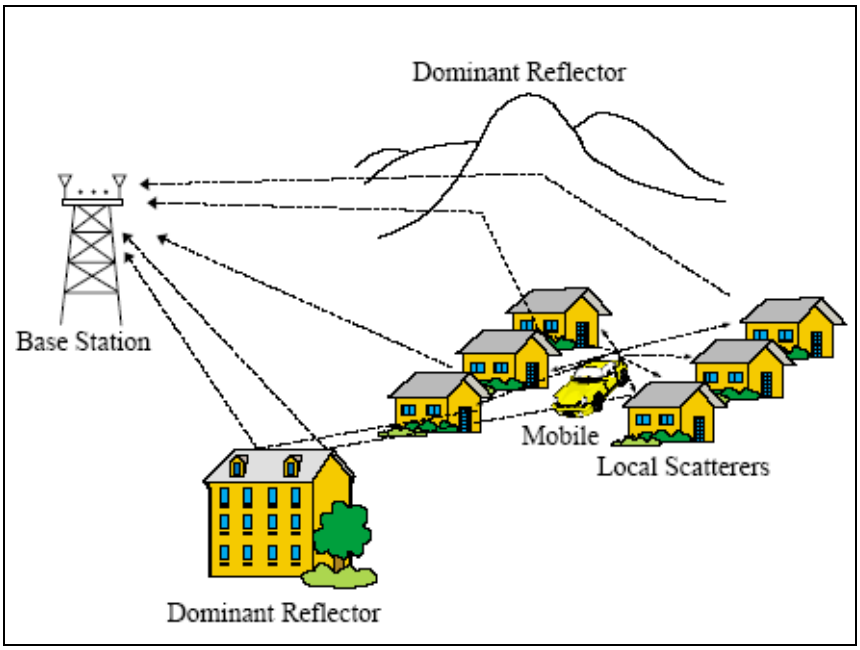
- Νέες τεχνολογίες για την βελτίωση της ποιότητας και της φασματικής αποδοτικότητας των τηλεπικοινωνιών στηριζόμενες σε ασύρματα δίκτυα.
- Καλύτερες τεχνικές για τον διαμοιρασμό και την κοινή χρήση του περιορισμένου φάσματος για την συνύπαρξη διαφορετικών ασύρματων υπηρεσιών.
- Νέες τεχνικές επεξεργασίας σήματος για την υλοποίηση διάφορων λειτουργιών των κυψελωδών συστημάτων.

Οι φυσικοί περιορισμοί των ασύρματων καναλιών συνιστούν σε μια βασική τεχνολογική πρόκληση για τον σχεδιασμό αξιόπιστων τηλεπικοινωνιών Το τηλεπικοινωνιακό κανάλι είναι ευπαθές σε πολλούς αρνητικούς συντελεστές. Έτσι πάντα σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα υπάρχει θόρυβος μεταβλητού-χρόνου, διαταραχές, και εξασθενίσεις του σήματος εξαιτίας πολλαπλών διαδρομών. Επιπλέον το τηλεπικοινωνιακό φάσμα αποτελεί περιορισμένο πόρο, και παρά με την πρόσφατη αύξηση σε μέγεθος σίγουρα θα επέλθει κορεσμός εξαιτίας της ολοένα και διογκούμενης χρήσης του από τις νέες υπηρεσίες.

Ένας πρόσθετος παράγοντας που πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη είναι και ο περιορισμός στην εκπεμπόμενη ισχύ και στο μέγεθος των τηλεπικοινωνιακών συσκευών και διατάξεων. Σήμερα βλέπουμε ότι οι περισσότερες ασύρματες συσκευές γίνονται ολοένα και μικρότερες πράγμα που επιτρέπει την μεταφορά τους μέσα σε χαρτοφύλακες και στις τσέπες των ενδυμάτων μας. Αυτό δεν θα μπορούσε να γίνει πραγματικότητα εάν δεν μπορούσαν αυτές οι συσκευές να εκπέμπουν χαμηλότερη ισχύ και να καταναλώνουν λιγότερη ενέργεια.

4.2 Περιγραφή και Μοντελοποίηση των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών καναλιών

Το τηλεπικοινωνιακό κανάλι σαν μέσο μετάδοσης έχει σημαντικό ρόλο στην αξιόπιστη και γρήγορη μετάδοση της πληροφορίας. Όταν ένα σήμα μεταδίδεται μέσα από ένα τέτοιο ασύρματο κανάλι, το κύμα ταξιδεύει μέσα από το φυσικό μέσο και αλληλεπιδρά με φυσικά αντικείμενα και δομές (κτήρια, δέντρα, βουνά) (σχήμα 4.1). Η συλλογή αυτή των φυσικών εμποδίων σε μια δεδομένη γεωγραφική περιοχή περιγράφει την έννοια του *περιβάλλοντος διάδοσης*. Η μετάδοση του ραδιοφωνικού σήματος μέσα από ένα τέτοιο περιβάλλον είναι μια πολύπλοκη διαδικασία η οποία ενσωματώνει φαινόμενα διάθλασης και πολλαπλών αντανακλάσεων των κυμάτων αυτών. Για την ανάλυση της απόδοσης των τηλεπικοινωνιακών καναλιών είναι απαραίτητο να αναπτυχθούν στατιστικά μοντέλα τα οποία προσομοιώνουν επαρκώς το περιβάλλον διάδοσης.



Σχήμα 4.1 *– Τυπικό ασύρματο περιβάλλον μετάδοσης*

Μπορούμε να πούμε σε γενικές γραμμές ότι ένα τέτοιο περιβάλλον διάδοσης μπορεί να χαρακτηριστεί από τρία εν μέρη ξεχωριστά φαινόμενα :

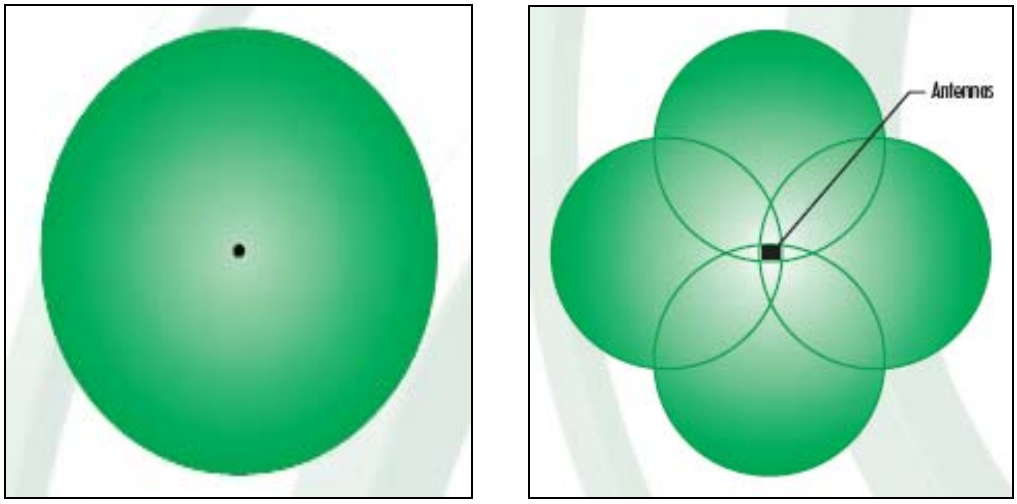
- Απώλεια διαδρομής (Path loss)
- Απόσβεση πολλαπλών διαδρομών (Multipath fading)
- Σκίαση (Shadowing)

Η *Απώλεια διαδρομής* (Path loss) είναι μία συνάρτηση της απόστασης ανάμεσα στην κινητή συσκευή και στον σταθμό βάσης. Αντίστοιχα οι πολλαπλές αντανακλάσεις του σήματος στα διάφορα φυσικά εμπόδια έχουν σαν αποτέλεσμα σήματα με διαφορετικές φάσεις να καταφθάνουν ταυτόχρονα στον σταθμό βάσης. Αυτό έχει τόσο προσθετικά όσο και διαφορικά αποτελέσματα στο πλάτος του ληφθέντος σήματος. Οι παραγόμενες διακυμάνσεις αυτές στο πλάτος του σήματος στοιχειοθετούν την έννοια της *Απόσβεσης πολλαπλών διαδρομών* (Multipath fading), οι οποίες διαφοροποιούνται ανάλογα την απόσταση. Επιπρόσθετα με την έννοια της απόσβεσης πολλαπλών διαδρομών, η οπτική επαφή και οι ανακλώμενες διαδρομές μπορεί να εξασθενήσουν από εμπόδια μεγάλου μεγέθους, όπως μεγάλα κτήρια και βουνά, τα οποία είναι ανάμεσα στην κινητή συσκευή

και στον σταθμό βάσης. Αυτού του είδους η εξασθένιση ονομάζεται *Σκίαση* (Shadowing) η οποία εξαρτάται από αποστάσεις που είναι ανάλογες του μεγέθους των εμποδίων.

4.3 Ανάγκη για χρήση προσαρμοστικών κεραιών

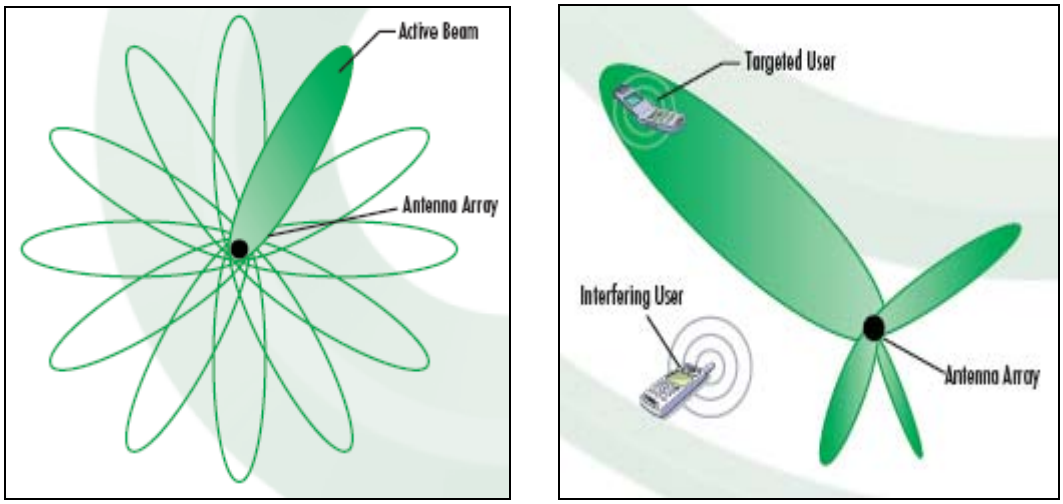
Ο στόχος των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι να παρέχουν ένα ευρύ φάσμα ασύρματων υπηρεσιών όπως για παράδειγμα μεταφορά φωνής, εικόνας, δεδομένων, fax, e-mail και συνδυασμούς αυτών. Η τρέχουσα σχεδιαστική τάση για τέτοια συστήματα είναι η εγκατάσταση μεγάλου αριθμού μικρών κυψελών, που κάθε κυψέλη εξυπηρετείται από μια κεντρική βάση με ένα συμβατικό σύστημα κεραίας. (*σχ.4.2*) Ενώ αυτή η τεχνική μπορεί να δίνει μια λύση στο πρόβλημα την επαρκούς κάλυψης, έχει πολλά σημαντικά προβλήματα: ένας μεγάλος αριθμός από μικρές κυψέλες έχει σαν αποτέλεσμα ένα αυξανόμενο αριθμό εξαρτημάτων στους κεντρικούς σταθμούς, αυξημένες δικτυακές και διαχειριστικές απαιτήσεις, αυξημένο handoff, και μειωμένη trunking αποτελεσματικότητα.



Σχήμα 4.2 - *Συμβατικές κεραίες*

Διάγραμμα Omni directional κεραίας - Sectorized με 4 επιμέρους περιοχές

Η απόδοση ενός ψηφιακού κινητού τηλεπικοινωνιακού συστήματος επηρεάζεται και περιορίζεται από την εξασθένιση του σήματος και τις διαταραχές από άλλους χρήστες του ίδιου τηλεπικοινωνιακού διαύλου. Και οι δύο αυτές διαταραχές μπορούν να περιοριστούν και να ελαττωθούν με την χρήση κεραιών στους κατά τόπους κεντρικούς σταθμούς με κατάλληλη επεξεργασία σήματος και συνδυασμό των ληφθέντων σημάτων. Ειδικότερα με τον βέλτιστο συνδυασμό των εξόδων των κεραιών, οι προσαρμοστικές κεραίες (*σχ.4.3*) μπορούν να μειώσουν την πολλαπλού δρόμου εξασθένιση και να επιτρέψουν την χωρική διάσταση (spatial dimension) για τον περιορισμό της ενδοκαναλικής παρεμβολής. Η διαδικασία του βέλτιστου συνδυασμού της εξόδου της κεραίας ονομάζεται beamforming or spatial filtering.



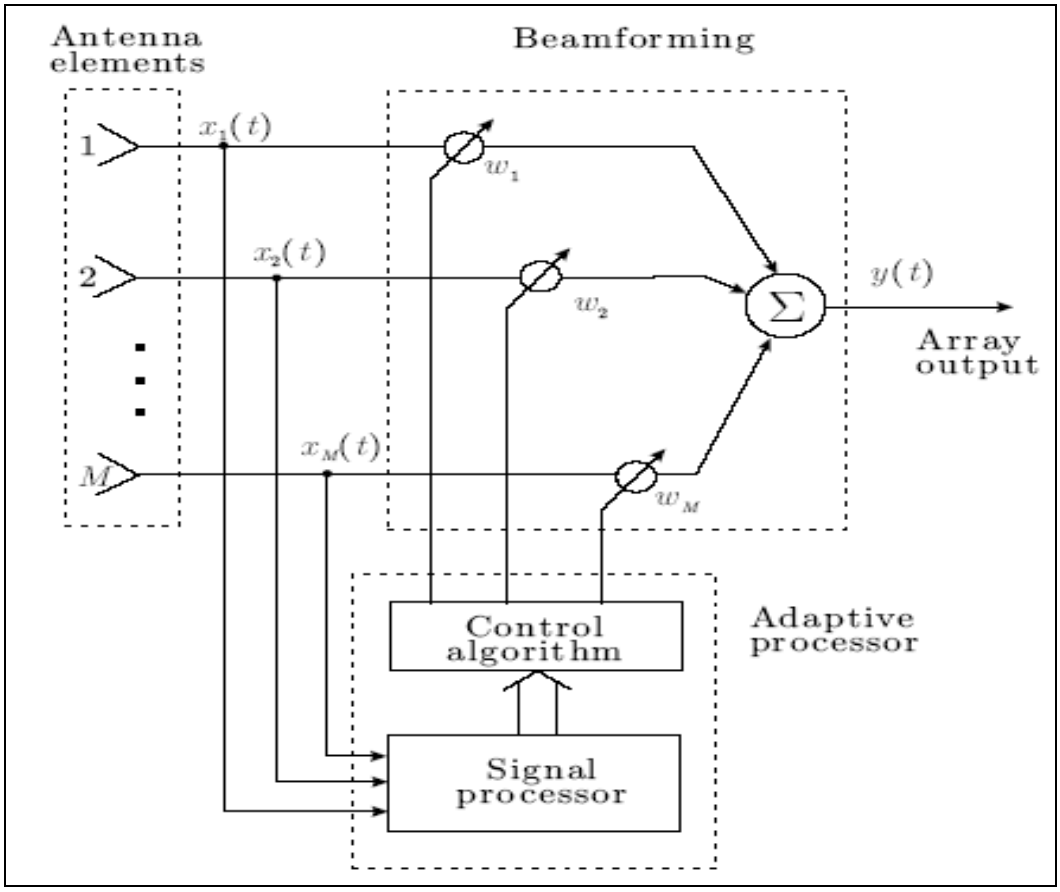
(α) (β)

Σχήμα 4.3 *– Τύποι smart κεραίας*

(α) Switched antenna array with active beam highlighted – (β) Adaptive antenna array enhancing the SINR

4.4 Βασικά χαρακτηριστικά προσαρμοστικής κεραίας

Ένα σύστημα προσαρμοστικής κεραίας (Adaptive Array System) αποτελείται από μια διάταξη χωρικά κατανεμημένων κεραιών και από ένα προσαρμοστικό επεξεργαστή σήματος ο οποίος παράγει ένα παραγοντοποιημένο πίνακα για την έξοδο του συστήματος, το *σχήμα 4.4* περιγράφει την δομή αυτή. Η ακριβής δομή του προσαρμοστικού επεξεργαστή σήματος εξαρτάται από την ποσότητα της πληροφορίας που είναι διαθέσιμη ή που μπορεί να εκτιμηθεί στον κεντρικό σταθμό. Αυτή η πληροφορία περιλαμβάνει τον τύπο της διαμόρφωσης και την μορφοποίηση του σήματος, τον αριθμό των υπολογίσιμων διαδρομών των σημάτων που φθάνουν στην βάση, την κατεύθυνση της άφιξης και την χρονική καθυστέρηση κάθε διαδρομής, και την πολυπλοκότητα του περιβάλλοντος διάδοσης.



Σχήμα 4.4 *– Σύστημα Προσαρμοστικής Κεραίας*

Στον τομέα της επεξεργασίας σήματος σε μία τέτοια διάταξη (Array) έχουν γίνει πολλές σχεδιαστικές προτάσεις για την ανάπτυξη αλγόριθμων ικανών για προσαρμοστική διαμόρφωση ακτίνας (Adaptive Beam-forming) με σκοπό τον διαχωρισμό πολλαπλών σημάτων στον ίδιο δίαυλο. Οι παραδοσιακοί χωρικοί αλγόριθμοι συνδυάζουν τεχνικές εύρεσης-κατεύθυνσης (Direction – Finding, DF) υψηλής ανάλυσης όπως για παράδειγμα MUSIC, ESPRIT και WSF (Weighted Subspace Fitting), με τεχνικές βέλτιστης διαμόρφωσης-ακτίνας για την εκτίμηση της κυματομορφής του σήματος. Εντούτοις τέτοιου είδους τεχνικές απαιτούν ορισμένες υποθέσεις και παραδοχές όσον αφορά τον αριθμό των κυματομορφών που καταφθάνουν στον κεντρικό σταθμό και επίσης υποθέσεις όσον αφορά την πολυπλοκότητα του περιβάλλοντος διάδοσης οι όποίες περιορίζουν την εφαρμογή τους στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Άλλες τεχνικές χρησιμοποιούν αναφορές ή εκπαιδευτικά σήματα (training signals) για να βρουν την βέλτιστη προσαρμοστική Διαμόρφωση-Ακτίνας.

4.5 Τεχνικές προσαρμοστικής Διαμόρφωσης-Ακτίνας (Adaptive Beam-Forming Techniques)

Έστω μια τυπική ασύρματη ζεύξη η οποία έχει ένα υπερυψωμένο κεντρικό σταθμό ο οποίος με την σειρά του έχει μια συστοιχία κεραιών από K στοιχεία. Το εισερχόμενο σήμα στην βάση οφείλεται σε ανακλάσεις από όλες τις δομές σκέδασης του περιβάλλοντος διάδοσης. Έστω λοιπόν $s_0(t)$ ο σύνθετος φάκελος του ζωνοπερατού μεταδιδόμενου σήματος, και a_0 το αντίστοιχο διάνυσμα του καναλιού. Υποθέτοντας ότι διασπορά της καθυστέρησης είναι πολύ μικρότερη το αντίστροφο εύρος ζώνης του σήματος μπορούμε να γράψουμε το διάνυσμα του εισερχόμενου σήματος στον κεντρικό σταθμό ως:

$$\mathbf{x}(t) = s_0(t)\mathbf{a}_0 + \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.1)$$

,όπου $\mathbf{i}(t) = \sum_{i=1}^{N} s_i(t)\mathbf{a}_i$ (4.2)

εκπροσωπεί τις σύνθετες παρεμβολές των N καναλιών, και $\mathbf{n}(t) = \mathbf{n}_c(t) + j\mathbf{n}_s(t)$ είναι το προσθετικό διάνυσμα του θορύβου το οποίο είναι μοντελοποιημένο σαν το τυχαίο Gaussian διάνυσμα με μηδενικό μέσο όρο και συνδιακύμανση :

$$E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^*(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.3)$$

όπου **I** είναι ο *KxK* πίνακας ταυτότητας και σ_n^2 η διακύμανση θορύβου της κεραίας. Η εξίσωση (4.3) υπονοεί ότι ο θόρυβος είναι χωρικά λευκός. Τα διανύσματα θορύβου $\mathbf{n}_c(t)$ και $\mathbf{n}_s(t)$ είναι και τα δύο χαμηλοπερατές τυχαίες μεταβλητές λευκού θορύβου. Επιπρόσθετα το διάνυσμα θορύβου υποτίθεται ότι είναι προσωρινά λευκό, δηλαδή :

$$E\{\mathbf{n}(t_1)\mathbf{n}^*(t_2)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}\delta(t_1 - t_2) \quad (4.4)$$

Στην συνέχεια έστω ότι w_0 το επιθυμητό διάνυσμα βαρών για τον γραμμικό συνδυασμό των εξόδων της συστοιχίας :

$$y(t) = \mathbf{w}_0^* \mathbf{x}(t) \quad (4.5)$$

όπου $(.)^*$ υποδεικνύει τον Hermitian μετασχηματισμό. Υπάρχουν πολλές τεχνικές για την εκτίμηση του $\mathbf{w}_0$.

4.5.1 Διαμόρφωση-Ακτίνας βασισμένη στην Εύρεση-Κατεύθυνσης (Direction-Finding Based Beamforming)

Οι τεχνικές Διαμόρφωσης-Ακτίνας βασισμένες στην Εύρεση-Κατεύθυνσης στηρίζονται στην υποθέσεις ότι το άνοιγμα γωνίας Δ είναι ή 0 ή σχετικά μικρό έτσι ώστε όλες οι μη-υπολογίσιμες διαδρομές που συνεισφέρουν στο εισερχόμενο σήμα να φθάνουν τελικός από την ίδια κατεύθυνση. Σε αυτή την περίπτωση το διάνυσμα του καναλιού μπορεί να οριστεί ως:

$$\mathbf{a}_i \approx \mathbf{v}(\theta_i) \cdot \left(\sum_{l=1}^{L} R_l e^{j\varphi_l(t)} \right) = \beta_i(t) \cdot \mathbf{v}(\theta_i) \quad (4.6)$$

όπου θ_i είναι γωνιακή θέση της i^{th} πηγής σε σχέση με τον κεντρικό σταθμό βάσης. Εν ισχύει το παραπάνω μπορούμε να ξαναγράψουμε την εξίσωση του εισερχομένου διανυσματικού σήματος $\mathbf{x}(t)$ ως :

$$\mathbf{x}(t) = \tilde{s}_0(t)\mathbf{v}(\theta_0) + \sum_{i=1}^{N} \tilde{s}_i(t)\mathbf{v}(\theta_i) + \mathbf{n}(t) \quad (4.7)$$

όπου $\tilde{s}_i(t) = \beta_i(t)s_i(t)$. Έστω $\sigma_i^2 = E\{\tilde{s}_i(t)\tilde{s}_i^*(t)\}$. Μια λογική υπόθεση που μπορεί να κάνει κανείς είναι ότι τα σήματα $\tilde{s}_0(t), \tilde{s}_1(t), ..., \tilde{s}_N(t)$ είναι uncorrelated. Όλες οι DF-based τεχνικές χρησιμοποιούν τον πίνακα εξόδου $\mathbf{x}(t)$ και την γνώση του πίνακα manifold A για να εκτιμήσουν τις κατευθύνσεις των αφίξεων (DOA) $\hat{\theta}_0, \hat{\theta}_1, ..., \hat{\theta}_N$ και τις αντίστοιχες εκτιμήσεις των διανυσματικών αποκρίσεων της συστοιχίας $\mathbf{v}(\hat{\theta}_0), \mathbf{v}(\hat{\theta}_1), ..., \mathbf{v}(\hat{\theta}_N)$. Ένας αριθμός από υψηλής ανάλυσης τεχνικών όπως MUSIC, ESPRIT και WSF μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εκτίμηση των DOAs.

Μια λογική στρατηγική είναι η εύρεση του βέλτιστου διανύσματος βαρών που συνδυάζει τις εξόδους της συστοιχίας υπό ορισμένα ικανά κριτήρια. Η ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγωνισμένου λάθους (*Minimization of mean squared error, MMSE*), μεγιστοποίηση του σήματος προς διαταραχής – συν – θορύβου κλίμακας (*Signal to Interference-plus-Noise Ratio, SINR*), και μεγιστοποίηση likelihood (*ML*) έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως σαν κριτήρια βελτιστοποίησης. Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις, το βέλτιστο διάνυσμα βαρών αποδεικνύεται ότι είναι μια συνάρτηση: της δύναμης των σημάτων τόσο των επιθυμητών όσο και των ανεπιθύμητων, των κατευθύνσεων άφιξης τους, και των διακυμάνσεων τους. Πριν την εξαγωγή του βέλτιστου διανύσματος βαρών υπό κάποια από τα κριτήρια αυτά, πρέπει πρώτα να ορίσουμε μερικές από τις στατιστικές ποσότητες για το μοντέλο του διανυσματικού σήματος που περιγράφεται από την εξίσωση :

$$\mathbf{x}(t) = \tilde{s}_0(t)\mathbf{v}(\theta_0) + \sum_{i=1}^{N} \tilde{s}_i(t)\mathbf{v}(\theta_i) + \mathbf{n}(t)$$

Έστω λοιπόν $\mathbf{u}(t) = \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t)$ το συνολικό διάνυσμα των ανεπιθύμητων σημάτων. Ορίζουμε τον πίνακα της διακύμανσης $\mathbf{R_{xx}}$ και τον πίνακα της διακύμανσης των ανεπιθύμητων σημάτων $\mathbf{R_{uu}}$ σαν:

$$\mathbf{R_{xx}} = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}(t)\} = \sum_{i=0}^{N} \sigma_i^2 \mathbf{v}(\theta_i)\mathbf{v}^*(\theta_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{R_{uu}} = E\{\mathbf{u}(t)u(t)\} = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i^2 \mathbf{v}(\theta_i)\mathbf{v}^*(\theta_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4.9)$$

Maximization of SINR Beamformer

Το διάνυσμα βαρών $\mathbf{w}_0$ μπορεί να βελτιστοποιηθεί με την μεγιστοποίηση του SINR στην έξοδο του Beamformer. Πρώτα ξαναγράφουμε την εξίσωση (4.7) ως :

$$\mathbf{x}(t) = \tilde{s}_0(t)\mathbf{v}(\theta_0) + \mathbf{u}(t) \quad (4.10)$$

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το SINR εξόδου να είναι :

$$(SINR)_0 = \frac{E\{\left|\mathbf{w}_0^* \tilde{s}_0(t)\mathbf{v}(\theta_0)\right|^2\}}{E\{\left|\mathbf{w_0^*}\mathbf{u}(t)\right|^2\}} = \frac{\sigma_0^2 \left|\mathbf{w_0^*}\mathbf{v}(\theta_0)\right|^2}{\mathbf{w_0^*}\mathbf{R_{uu}}\mathbf{w_0}} \quad (4.11)$$

Χρησιμοποιώντας την ανισότητα του Schwarz η παραπάνω εξίσωση μπορεί να μετασχηματιστεί σε :

$$\begin{aligned}(SINR)_0 &= \frac{\sigma_0^2 \left|(\mathbf{R_{uu}^{1/2}}\mathbf{w}_0) * (\mathbf{R_{uu}^{-1/2}}\mathbf{v}(\theta_0))\right|^2}{\mathbf{w_0^*}\mathbf{R_{uu}}\mathbf{w_0}} \\ &\le \sigma_0^2 \mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R_{uu}^{-1}}\mathbf{v}(\theta_0) \qquad (4.12) \\ &\overset{\Delta}{=} (\mathrm{SINR})_{\max}\end{aligned}$$

με την ισότητα να επιτυγχάνεται για

$$w_{SINR} = \zeta \mathbf{R_{uu}^{-1}}\mathbf{v}(\theta_0) \quad (4.13)$$

όπου το ζ είναι μια οποιαδήποτε μη-αρνητική σύνθετη σταθερά.

Maximum Likelihood Beamformer

Η εξαγωγή του Maximum Likelihood optimum Beamformer απαιτεί την υπόθεση ότι η σύνθεση των διαταραχών **i**(t) είναι Gaussian έτσι ώστε το συνολικό διάνυσμα ανεπιθύμητων σημάτων $\mathbf{u}(t) = \mathbf{i}(t) + \mathbf{n}(t)$ να έχει μια πολύ-μεταβαλλόμενη Gaussian κατανομή. Ορίζουμε την likelihood συνάρτηση του διανυσματικού σήματος εισόδου σαν :

$$L(\mathbf{x}(t)) = f_{\mathbf{U}}(\mathbf{x}(t)) = \frac{1}{|\pi \mathbf{R}_{\mathbf{uu}}|} e^{-[\mathbf{x}(t)-\tilde{s}(t)\mathbf{v}(\theta_0)]^* \mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}[\mathbf{x}(t)-\tilde{s}(t)\mathbf{v}(\theta_0)]} \quad (4.14)$$

Ο ML optimum Beamformer εξάγεται με την λύση της εκτίμησης $\tilde{s}(t)$ η οποία μεγιστοποιεί την εξίσωση (4.14) ή ισοδύναμα τον λογάριθμο της. παραγωγίζοντας μερικώς τον $\log(L(\mathbf{x}(t))$ και θέτοντας το αποτέλεσμα ίσο με το 0 έχουμε:

$$0 = \frac{\partial \log(L(\mathbf{x}(t))}{\partial \tilde{s}(t)} = -2\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{x}(t) + 2\tilde{s}(t)\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0) \quad (4.15)$$

από την οποία μπορούμε αμέσως να εξάγουμε ότι η εκτίμηση του $\tilde{s}(t)$ η οποία μεγιστοποιεί $\log(L(\mathbf{x}(t))$ δίδεται από την:

$$\tilde{s}(t) = \frac{(\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0))^* \mathbf{x}(t)}{\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)} = w_{ML}^* \mathbf{x}(t) \quad (4.16)$$

και συνεπώς ο ML optimum weight vector έχει την μορφή:

$$\boxed{w_{ML} = \frac{\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}{\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}} \quad (4.17)$$

Συγκρίνοντας τις εξισώσεις (4.13) και (4.19) μπορούμε να παρατηρήσουμε και ο ML Beamformer μεγιστοποιεί το SINR.

MMSE Beamformer

Ο MMSE Beamformer ελαχιστοποιεί το σφάλμα $e(t)$ μεταξύ της εξόδου του Beamformer $\mathbf{w}_\mathbf{o}^*\mathbf{x}(t)$ και του επιθυμητού σήματος $\tilde{s}(t)$. Έτσι :

$$e(t) = \tilde{s}(t) - \mathbf{w}_\mathbf{0}^*\mathbf{x}(t) \quad (4.18)$$

και το μέσο τετραγωνισμένο λάθος :

$$\varepsilon(\mathbf{w}_\mathbf{0}) = E\{|e(t)|^2\} = \sigma_0^2 - \mathrm{Re}\{2\mathbf{w}_\mathbf{0}^*\mathbf{r}_{x\tilde{s}} - \mathbf{w}_\mathbf{0}^*\mathbf{R}_\mathbf{xx}\mathbf{w}_\mathbf{0}\} \quad (4.19)$$

όπου $\mathbf{r}_{x\tilde{s}} = E\{x(t)\tilde{s}_0(t)\}$. Εάν κάνουμε την μερική παραγώγιση του $\varepsilon(\mathbf{w}_\mathbf{0})$ σε σχέση με το $\mathbf{w}_\mathbf{o}$ και εξισώνοντας το με 0 έχουμε :

$$0 = \frac{\partial\varepsilon(\mathbf{w}_0)}{\partial\mathbf{w}_0} = -2(\mathbf{R}_\mathbf{xx}\mathbf{w}_0 - \mathbf{r}_{x\tilde{s}}) \quad (4.20)$$

ή

$$\mathbf{w}_{MSE} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{x\tilde{s}} \quad (4.21)$$

Η παραπάνω εξίσωση ονομάζεται συχνά σαν βέλτιστη λύση του Wiener. Με την υπόθεση ότι τα σήματα $\tilde{s}_0(t), \tilde{s}_1(t), ..., \tilde{s}_N(t)$ είναι ασυσχέτιστα, $\mathbf{r}_{x\tilde{s}} = \sigma_0^2\mathbf{v}(\theta_0)$ και την χρήση γνωστού θεωρήματος έχουμε τελικά ότι:

$$\mathbf{w}_{MSE} = \frac{\sigma_0^2}{1 + \mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0) \quad (4.22)$$

Σε αυτήν την περίπτωση βλέπουμε ότι το $\mathbf{w}_{MSE}$ είναι scalar multiple του SINR Beamformer $\mathbf{w}_{SINR}$ της εξίσωσης (4.13). Αυτό είναι αληθές μιας και οι Gaussian μετρήσεις, το MMSE και το ML κριτήριο οδηγούν στον ίδιο εκτιμητή.

Με δεδομένα S στιγμιότυπα του ληφθέντος διανυσματικού σήματος στην συστοιχία της κεραίας $\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), ..., \mathbf{x}(S)$ και τις εκτιμήσεις της διανυσματικής απόκρισης της κεραίας $\mathbf{V}(\hat{\boldsymbol{\theta}}) = [\mathbf{v}(\hat{\theta}_0), \mathbf{v}(\hat{\theta}_1), ..., \mathbf{v}(\hat{\theta}_N)]$ μπορεί να αποδειχθεί ότι οι μέγιστες likelihood εκτιμήσεις των $\mathbf{R}_\mathbf{xx}$ και $\mathbf{R}_\mathbf{uu}$ δίδονται από :

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{xx}} = \frac{1}{S}\sum_{l=1}^{S}\mathbf{x}_l\mathbf{x}_l^* \quad (4.23)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{uu} = \hat{\mathbf{R}}_{xx} - \hat{\sigma}_0^2\mathbf{v}(\hat{\theta}_0)\mathbf{v}^*(\hat{\theta}_0) \quad (4.24)$$

όπου $\hat{\sigma}_0^2$ είναι η ML εκτίμηση της επιθυμητής ισχύς του σήματος και δίδεται από το (1,1) στοιχείο του πίνακα:

$$\hat{\mathbf{R}}_{ss} = \mathbf{V}^+(\hat{\boldsymbol{\theta}})(\hat{\mathbf{R}}_{xx} - \hat{\sigma}_0^2\mathbf{I})\mathbf{V}^{+*}(\hat{\boldsymbol{\theta}})$$

και

$$\mathbf{V}^+(\hat{\boldsymbol{\theta}}) = (\mathbf{V}^*(\hat{\boldsymbol{\theta}})\mathbf{V}(\hat{\boldsymbol{\theta}}))^{-1}\mathbf{V}^*(\hat{\boldsymbol{\theta}})$$

είναι ο ψευδό-αντίστροφος του $\mathbf{V}(\hat{\boldsymbol{\theta}})$.

Βασιζόμενοι στις παραπάνω συνδιακυμάνσεις και διανυσματικές εκτιμήσεις της απόκρισης , οι βέλτιστος διανυσματικές εκτιμήσεις των βαρών ανάλογα με τα διαφορετικά κριτήρια απόδοσης συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα :

Μέτρηση Απόδοσης	**Βέλτιστη Beamformer εκτίμηση**
SINR	$w_{SINR} = \mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)$
ML	$w_{ML} = \dfrac{\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}{\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{\mathbf{uu}}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}$
MMSE	$\mathbf{w}_{MSE} = \dfrac{\sigma_0^2}{1+\mathbf{v}^*(\theta_0)\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)}\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{v}(\theta_0)$

Πίνακας 4.1 – *Συγκεντρωτικά αποτελέσματα*

Ενώ οι τεχνικές DF για την Διαμόρφωση-Ακτίνας είναι αναλυτικές και πιο υπάκουες, υποφέρουν από πολλά μειονεκτήματα τα οποία μπορεί να περιορίσουν την εφαρμογή τους σε μια ασύρματη εγκατάσταση. Καταρχήν όλες οι τεχνικές ξεκινάνε με ένα DOA βήμα εκτίμησης το οποίο εμπεριέχει eigen – Decomposition και μία ή περισσότερες πολυδιάστατες και μη-γραμμικές βελτιστοποιήσεις πράγμα που μπορεί να είναι αρκετά δύσκολο σε ορισμένες περιπτώσεις και επιπλέον μπορεί να σπαταλήσει αρκετό υπολογιστικό χρόνο μέχρι να ολοκληρωθεί. Επίσης το DOA βήμα απαιτεί προηγούμενη

γνώση ενός πολυδιάστατου πίνακα πράγμα που είναι πολύ ευαίσθητο σε λάθη. Η παρουσία multipath στα επίγεια περιβάλλοντα, όπου η συνθήκη για μηδενική ή πολύ μικρή γωνία Δ δεν ισχύει, καθιστά την γνώση αυτού του πίνακα αναξιόπιστη.

Επιπλέον μια βασική υπόθεση σε όλες τις DOA τεχνικές εκτίμησης, είναι ότι ο αριθμός όλων των σημάτων συμπεριλαμβανομένων και των σημάτων από τις διαταραχές πρέπει να είναι μικρότερος από τον αριθμό των στοιχείων (δίπολων) στην συστοιχία, πράγμα που περιορίζει και αυτό με την σειρά του την εφαρμογή τους σε μια ασύρματη εγκατάσταση.

4.5.2 Beamforming Based on Training Signals

Μια ελκυστική εναλλακτική επιλογή από τις DG-based Beamforming τεχνικές υποθέτει στην διαθεσιμότητα ενός επονομαζόμενου συνόλου αναφορών σε σήματα εκπαίδευσης (training signals) ένα για κάθε χρήστη. Αυτού του είδους οι τεχνικές προσφέρουν εκτιμήσεις που είναι υπολογιστικά πολύ φθηνές, μιας και δεν απαιτούν την επεξεργασία του υπολογιστικά ακριβού DOA βήματος. Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι δεν χρειάζεται να υπάρχει γνώση του DOA ή του πολυδιάστατου πίνακα. Επιπλέον αυτή η τεχνική δεν κάνει καμία υπόθεση αναφορικά με την γωνία πολλαπλής διασποράς (multipath angle) και δεν θέτει κανένα κατασκευαστικό περιορισμό στην καθεαυτή συστοιχία της κεραίας.

Δεδομένου ενός σήματος αναφοράς $d(t)$, το διάνυσμα βαρών μπορεί να επιλεγεί έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί το μέσο όρο του τετραγώνου του λάθους μεταξύ της εξόδου και του σήματος αναφοράς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η βέλτιστη Beamforming λύση να είναι μια Wiener-Hopf λύση της μορφής:

$$\mathbf{w}_{MSE} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{xd} \quad (4.25)$$

όπου $\mathbf{r}_{xd} = E\{\mathbf{x}(t)d(t)\}$. Συνεπώς με δεδομένα τα στιγμιότυπα του ληφθέντος σήματος στην συστοιχία $\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), ..., \mathbf{x}(S)$ και τα αντίστοιχα σήματα αναφοράς $d(1), d(2), ..., d(S)$ η εκτίμηση του διανύσματος βαρών είναι :

$$\widehat{\mathbf{w}}_{MSE} = \widehat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\widehat{\mathbf{r}}_{xd} \quad (4.26)$$

όπου $\widehat{\mathbf{R}}_{xx}$ δίδεται από την εξίσωση (23) και το $\widehat{\mathbf{r}}_{xd}$ ορίζεται όμοια σαν :

$$\widehat{\mathbf{r}}_{xd} = \frac{1}{S}\sum_{l=1}^{S}\mathbf{x}_l d(l) \quad (4.27)$$

Η εκτίμηση του διανύσματος βαρών μπορεί να υπολογιστεί από ένα μεγάλο αριθμό διαφορετικών τεχνικών όπως LMS ή Direct Matrix Inversion (DMI). Η τεχνική που εξετάζουμε εδώ μελετήθηκε αρχικά για χρήση σε ψηφιακά κινητά ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα όπως το IS-54.

Η χρήση σημάτων εκπαίδευσης απαιτεί από πριν επαναφορά του φέροντος και των συμβόλων, το οποίο είναι καμία φορά δύσκολο με την ταυτόχρονη παρουσία διαταραχών από το ίδιο κανάλι. Επιπρόσθετα η αποστολή σημάτων εκπαίδευσης μαζί με το πραγματικό σήμα πληροφορίας μειώνει την αποτελεσματικότητα του συστήματος. Επίσης αυτού του είδους οι τεχνικές δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε τηλεπικοινωνιακά περιβάλλοντα όπου σήματα εκπαίδευσης ή συγχρονισμού δεν είναι διαθέσιμα.

4.5.3 Signal-Structure-Based Beamforming

Στις εφαρμογές αυτού του είδους ο προσαρμοστικός επεξεργαστής που βρίσκεται στην βάση, εκμεταλλεύεται τις παροδικές και/ή την φασματική δομή και ιδιότητες του ληφθέντος σήματος για να κατασκευάσει την διαμόρφωση της ακτίνας. Τα χαρακτηριστικά του σήματος καταστρέφονται σε ένα βαθμό από την παρουσία παρεμβολών και ο προσαρμοστικός αλγόριθμος προσπαθεί να επανακτήσει τις αρχικές ιδιότητες του σήματος διορθώνοντας και αναστέλλοντας έτσι με κάποιο τρόπο τις αρνητικές επιπτώσεις των διαταραχών. Παραδείγματα τέτοιας τεχνικής περιλαμβάνουν ειδικούς αλγόριθμους

Constant modulus algorithms CMAs οι οποίοι χρησιμοποιούνται για να διορθώσουν σήματα FM, PSK, FSK, και QAM.

Λόγο της διάδοσης πολλαπλών δρόμων (Multipath propagation) και την παρουσία διαταραχών, το εισερχόμενο σήμα στην έξοδο της συστοιχίας της κεραίας θα υπερβεί την διακύμανση του πλάτους αν και το μεταδιδόμενο σήμα έχει σταθερό φάκελο. Ο αντικειμενικός στόχος των αλγορίθμων CMA είναι να επαναφέρουν την έξοδο της συστοιχίας $y(t)$ σε ένα σήμα σταθερού κατά πλάτος περιβλήματος στον μέσο όρο. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί διαλέγοντας το κατάλληλο διάνυσμα βαρών w έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η συνάρτηση κόστους $J(y(t))$ η οποία παρέχει μια εκτίμηση για την διακύμανση του πλάτους. Ένα παράδειγμα τέτοιας συνάρτησης κόστους είναι η μέση τετραγωνική διακύμανση πλάτους που δίδεται από την σχέση :

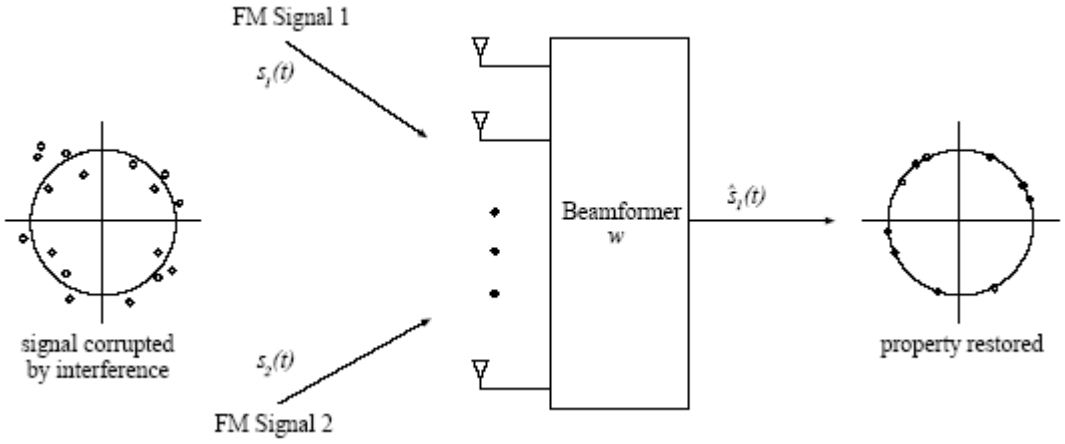
$$\varepsilon(t) = E\left\{\left|y(t) - \frac{y(t)}{|y(t)|}\right|^2\right\} \quad (4.28)$$

Δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί η συγκεκριμένη συνάρτηση. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν μια σειρά από άλλες συναρτήσεις τέτοιου είδους. Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι η ανεκτικότητα στον θόρυβο και η συμπεριφορά σύγκλισης ενός αλγορίθμου CMA εξαρτάται από την επιλογή της συνάρτησης κόστους φυσικά. Η ανανεωμένη εξίσωση του διανύσματος βαρών $\boldsymbol{w}$ έχει την μορφή:

$$\mathbf{w}(t+1) = \mathbf{w}(t) - \mu e(t)^* \mathbf{x}(t) \quad (4.29)$$

όπου $\varepsilon(t) = y(t) - \frac{y(t)}{|y(t)|}$ (4.30) , και μ είναι μια σταθερά βήματος. Η εξίσωση 4.29 μοιάζει αρκετά με τον LMS αλγόριθμο. Όμως ο CMA Beamformer δεν προϋποθέτει κανένα σήμα αναφοράς και χρησιμοποιεί το σήμα εξόδου $y(t)$ για να αναπαράγει το σήμα αναφοράς.

Η τεχνική Signal-Structure based Beamforming είναι αρκετά εύρωστη ενάντια σε διαφορετικές συνθήκες διάδοσης. Καμιά γνώση των πολύπλοκων πινάκων DOA δεν απαιτείται. Όμως ένα μειονέκτημα που περιορίζει την εφαρμογή της συγκεκριμένης μεθόδου στις ασύρματες εφαρμογές είναι ότι η σύγκλιση και τα capture characteristics δεν είναι ακόμα τελείως κατανοητά.



Σχήμα 4.5 – Διαρκής επαναφορά ιδιοτήτων

4.6 Συγκριτικά αποτελέσματα της χρήσης 'έξυπνων' κεραιών έναντι των συμβατικών.

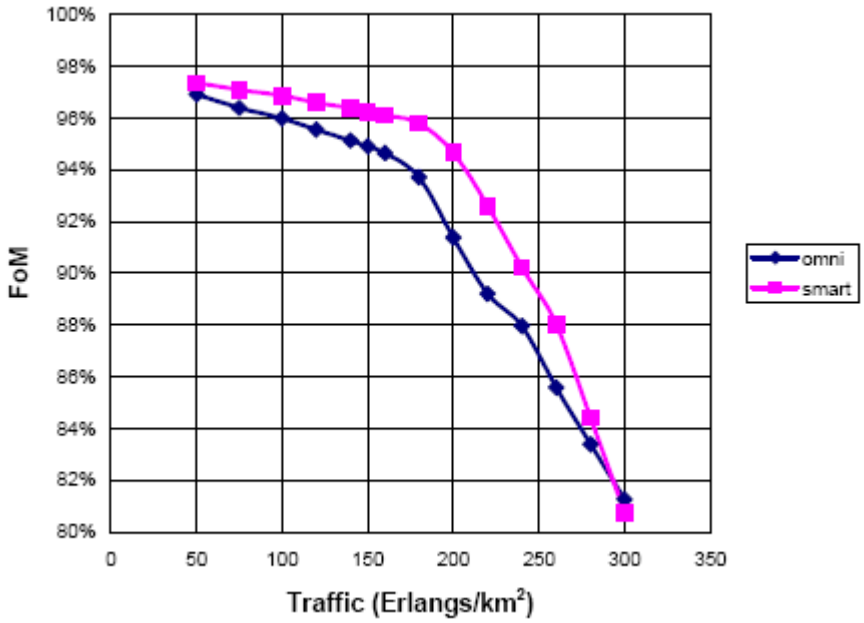
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζουμε διάφορα Για να κατανοήσουμε τα πλεονεκτήματα της χρήσης 'έξυπνων΄ κεραιών έναντι της χρήσης omnidirectional σε ένα ασύρματο δίκτυο πρέπει να γίνουν πολλές προσομοιώσεις. Υπάρχουν αρκετές παράμετροι που μπορεί να επηρεάσουν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αλλά τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτήν την ενότητα στηρίζονται στην αλλαγή μίας παραμέτρου κάθε φορά. Οι βασικές μεταβλητές που έχουν μελετηθεί περιλαμβάνουν την πυκνότητα κίνησης, την πυκνότητα από την πλευρά του δικτύου, τον τύπο της κεραίας (omnidirectional ή smart) και την ύπαρξη ή όχι του δικτύου.

Για την ποσοτική σύγκριση της ποιότητας των υπηρεσιών (QoS) σε διαφορετικά δίκτυα στα οποία χρησιμοποιήθηκαν omnidirectional ή smart κεραίες, χρησιμοποιείται ένα μέγεθος το οποίο ουσιαστικά αναφέρεται στο γεγονός ότι η πιθανότητα αστοχίας του δικτύου που παρατηρείται από έναν χρήστη εξαρτάται από την γεωγραφική τοποθεσία του ίδιου του χρήστη. Αυτό το μέγεθος το ονομάζουμε FoM (Figure of Merit). Ουσιαστικά το

FoM αναπαριστά την ικανότητα του δικτύου να έχει μια καλή κάλυψη. Πρακτικά FoM της τάξης του 95%, σημαίνει ότι το 95% της περιοχής προσομοίωσης έχει μια πιθανότητα αποτυχίας (όσον αφορά την επιτυχία πρόσβασης στο δίκτυο) μικρότερη ή ίση με 2%.

4.6.1 Αυξημένη κάλυψη

Η ενδο-καναλική παρεμβολή έχει σαν συνέπεια την μείωση της απόδοσης ενός 3G δικτύου είτε κατά την επικοινωνία συσκευής-βάσης είτε κατά την επικοινωνία βάσης-συσκευής (UpLink, DownLink). Πάραυτα σε μια πυκνοκατοικημένη αστική περιοχή οι κινητές συσκευές έχουν την τάση να είναι κοντά στον κεντρικό σταθμό ή αλλιώς στην κεραία βάσης, και με την σειρά του αυτό έχει σαν αποτέλεσμα κάθε συσκευή να έχει αρκετή ενέργεια για να υπερβεί τις υπάρχουσες παρεμβολές κατά την UL. Η DL δεν είναι τόσο ευνοϊκή γιατί η ισχύς του σταθμού βάσης πρέπει να διαμοιράζεται μεταξύ όλων των κινητών συσκευών. Αυτό καθιστά την DL τον περιοριστικό παράγοντα σε ένα αστικό περιβάλλον. Μια βελτίωση λοιπόν σε αυτό τον τομέα θα βελτιώσει την συνολική απόδοση του δικτύου. Έχει υποτεθεί ότι με την χρήση έξυπνων κεραιών μπορούμε να μειώσουμε σημαντικά τις DL παρεμβολές και συνεπώς να αυξήσουμε την χωρητικότητα του δικτύου. Το διάγραμμα 4.6 δείχνει αυτό ακριβώς που ισχυριζόμαστε :

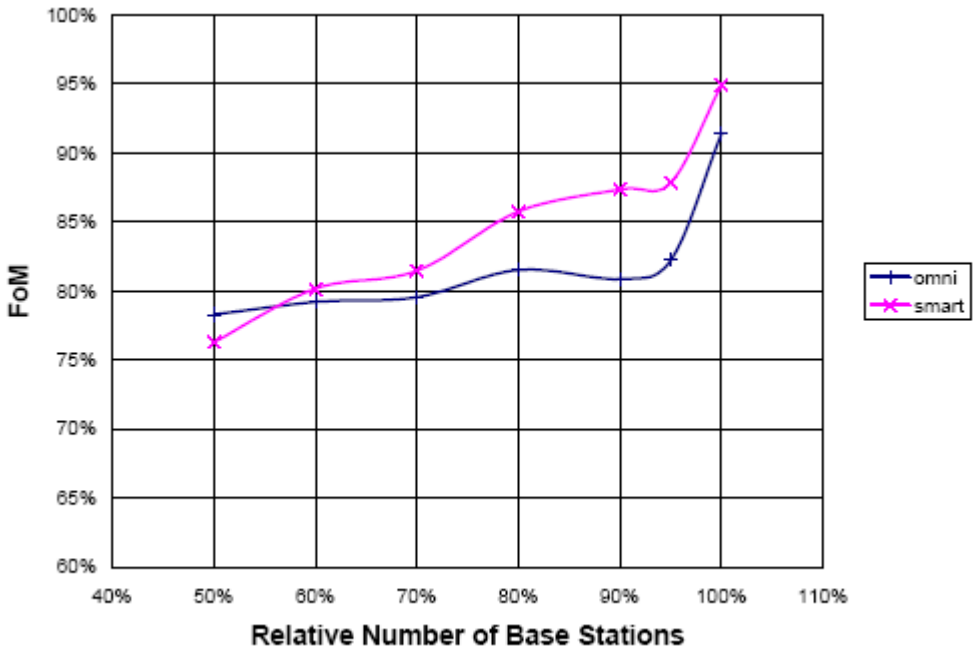


Διάγραμμα 4.6 – FoM για διαφορετικά επίπεδα κίνησης με χρήση έξυπνης / συμβατικής κεραίας

Από το διάγραμμα αυτό μπορούμε να δούμε ότι για μέχρι 150 Erlangs/Km^2 επίπεδα κίνησης το FoM με χρήση συμβατικής κεραίας είναι της τάξης του 95%. Αυτό σημαίνει ότι η ποιότητα των υπηρεσιών (Quality of Service, QoS) είναι ικανοποιητική. Αντίθετα με την χρήση έξυπνης κεραίας για το ίδιο QoS η κίνηση που μπορεί να υποστηρίξει το δίκτυο μεγαλώνει σε 200 Erlangs/Km^2 περίπου. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι η χωρητικότητα του δικτύου αυξάνεται κατά 1/3 με την χρήση έξυπνης κεραίας. Τέλος παρατηρούμε ότι καθώς τα επίπεδα κίνησης μεγαλώνουν και πλησιάζουν τα 300 Erlangs/Km^2 έχουμε τα ίδια αποτελέσματα είτε με την χρήση έξυπνης κεραίας είτε όχι. Και αυτό γιατί τότε πλησιάζουμε την maximum δυνατή ισχύ του σταθμού βάσης.

4.6.2 Μείωση στην πυκνότητα των σταθμών βάσης

Ένας εναλλακτικός τρόπος για την αξιολόγηση των πλεονεκτημάτων με την χρήση έξυπνων κεραιών είναι η εύρεση του αριθμού της μείωσης των σταθμών βάσης σε ένα δίκτυο με δεδομένη και σταθερή κίνηση από την πλευρά των χρηστών. Η χωρητικότητα ενός δικτύου μειώνεται από τον θόρυβο και τις παρεμβολές όπως έχουμε ήδη ισχυριστεί. Μιας και με την χρήση έξυπνων κεραιών καταφέρνουμε να απορρίπτουμε μεγάλο μέρος των παρεμβολών αυτών, θα περιμέναμε να έχουμε λιγότερους σταθμούς βάσης για να υπερνικήσουμε τους θορύβους και να επιτύχουμε καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών. Το διάγραμμα 4.7 αποδεικνύει την υπόθεση μας αυτή.



Διάγραμμα 4.7 – FoM με χρήση συμβατικής / έξυπνης κεραίας για σταθερή πυκνότητα κίνησης της τάξεως των 200 Er/Km^2

4.7 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό αναφέραμε και αναλύσαμε την χρήση του προσαρμοστικού ελέγχου στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες, και ειδικότερα στον τομέα των κεραιών. Αποδείχτηκε ότι με χρήση έξυπνων κεραιών μπορούμε να βελτιώσουμε την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Οι έξυπνες – προσαρμοστικές κεραίες έχουν μεγάλα συγκριτικά πλεονεκτήματα έναντι των συμβατικών, και προβλέπεται στο μέλλον να αποτελέσουν την στάνταρ τεχνική για την ασύρματη μετάδοση της πληροφορίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Προσαρμοστικός Έλεγχος στην Ψηφιακή Διαμόρφωση και Κωδικοποίηση πληροφορίας (Adaptive Modulation and Coding)

5.1 Εισαγωγή

Στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες, το πιο πολύτιμο αγαθό είναι το τηλεπικοινωνιακό φάσμα. Αυτό σε συνδυασμό με το SNR (Signal to Noise Ratio) καθορίζουν τον ρυθμό μετάδοσης της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Για πολλά χρόνια οι ερευνητές προσπαθούσαν να βρουν τρόπους για την αποφυγή της άσκοπης σπατάλης και την βέλτιστη χρήση του. Στις αρχές της δεκαετίας του 90, η TDMA τεχνική έδωσε βελτιωμένη φασματική απόδοση έναντι του FDMA. Αργότερα και προς τα μέσα της δεκαετίας, η CDMA έδωσε ακόμα καλύτερη απόδοση.

Στα κυψελοειδής τηλεπικοινωνιακά συστήματα, η ποιότητα του σήματος εξαρτάται από ένα μεγάλο αριθμό παραγόντων όπως για παράδειγμα την απόσταση μεταξύ των επιθυμητών και των ψευδών σταθμών βάσης, τον δείκτη απώλειας διαδρομής (path lost), το φαινόμενο της σκίασης, την εξασθένηση τύπου Rayleigh και τον δεδομένο σε κάθε υπαρκτό τηλεπικοινωνιακό σύστημα θόρυβο. Με σκοπό την βελτίωση της χωρητικότητας του συστήματος, του maximum δυνατού ρυθμού μετάδοσης, και της όσο το δυνατό πιο αξιόπιστης κάλυψης του δικτύου, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε διάφορες τεχνικές.

Μια από αυτές είναι η προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση. Με την μέθοδο αυτή ουσιαστικά μεταβάλλουμε την διαμόρφωση και / ή την κωδικοποίηση που χρησιμοποιείται από τον πομπό του ηλεκτρομαγνητικού κύματος ανάλογα με τις μεταβαλλόμενες συνθήκες του τηλεπικοινωνιακού καναλιού. Στην πραγματικότητα είναι

ένας τρόπος για να βελτιστοποιήσουμε την μετάδοση ανάλογα με την κατάσταση του καναλιού για μια δεδομένη πιστότητα. Για παράδειγμα όταν το κανάλι είναι σε κακή κατάσταση, χαμηλό SNR, μπορούμε να μειώσουμε το constellation size του σήματος με σκοπό την καλύτερη πιστότητα. Αντιθέτως όταν το κανάλι είναι σε καλή κατάσταση, υψηλό SNR, μπορούμε να αυξήσουμε το constellation size του σήματος με σκοπό την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης που μπορούμε να επιτύχουμε. Το ίδιο επιχείρημα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για την forward error correction κωδικοποίηση. Σε περιόδους υψηλής απόσβεσης μπορούμε να χαμηλώσουμε τον ρυθμό κωδικοποίησης και να κάνουμε έτσι την μετάδοση πιο ανθεκτική στα λάθη.

5.2 Προβλήματα στην μετάδοση της πληροφορίας

Στην παράγραφο αυτή θα σχολιάσουμε τις διάφορες παραμέτρους που έχουν να κάνουν με τα προβλήματα που υπάρχουν στην διαδικασία της μετάδοσης της πληροφορίας.

- *Θόρυβος*

Δεν υπάρχει τηλεπικοινωνιακό σύστημα που να μην εμπεριέχει ή να επηρεάζεται από θόρυβο. Γενικά θόρυβο εννοούμε κάθε διαταραχή στο πραγματικό σήμα πληροφορίας. Έτσι για παράδειγμα μπορεί εκτός το επιθυμητό σήμα να έχουμε και κάποια άλλα προσθετικά σήματα που να επηρεάζουν το πλάτος του. Γενικά όμως στα περισσότερα συστήματα ο όρος θόρυβος εννοείται σαν τον λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο (AWGN). Προσθετικός σημαίνει ότι η διαταραχή συνδυάζεται προσθετικά με το σήμα πληροφορίας. Λευκός σημαίνει ότι ο θόρυβος έχει σταθερή πυκνότητα φασματικής ισχύς. Και τέλος Gaussian, σημαίνει ότι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των δειγμάτων ακολουθεί μια τυχαία Gaussian διαδικασία.

Είναι ενδιαφέρον να δούμε τα πραγματικά αίτια του (AWGN). Μια πηγή θορύβου είναι η διαταραχή του φέροντος σε ένα αγωγό κατά την κίνηση του μέσα από ένα πιθανό εμπόδιο. Αυτό το είδος της διαταραχής ονομάζεται shot noise και παρουσιάζεται συνήθως σε ηλεκτρονικά στοιχεία όπως δίοδοι και τρανζίστορ, και δεν εμφανίζεται στο επίπεδο

ζεύξης στα τηλεπικοινωνιακά μοντέλα. Μια άλλη πηγή θορύβου είναι ο θερμικός. Αυτός οφείλεται στην τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων λόγο της θερμικής ενέργειας. Αυτού του είδους ο θόρυβος είναι καλά μοντελοποιημένος από της τυχαίες Gaussian διαδικασίες. Με την μείωση της θερμοκρασίας του δέκτη μπορούμε να μειώσουμε την ισχύ του θερμικού θορύβου αλλά όχι του shot.

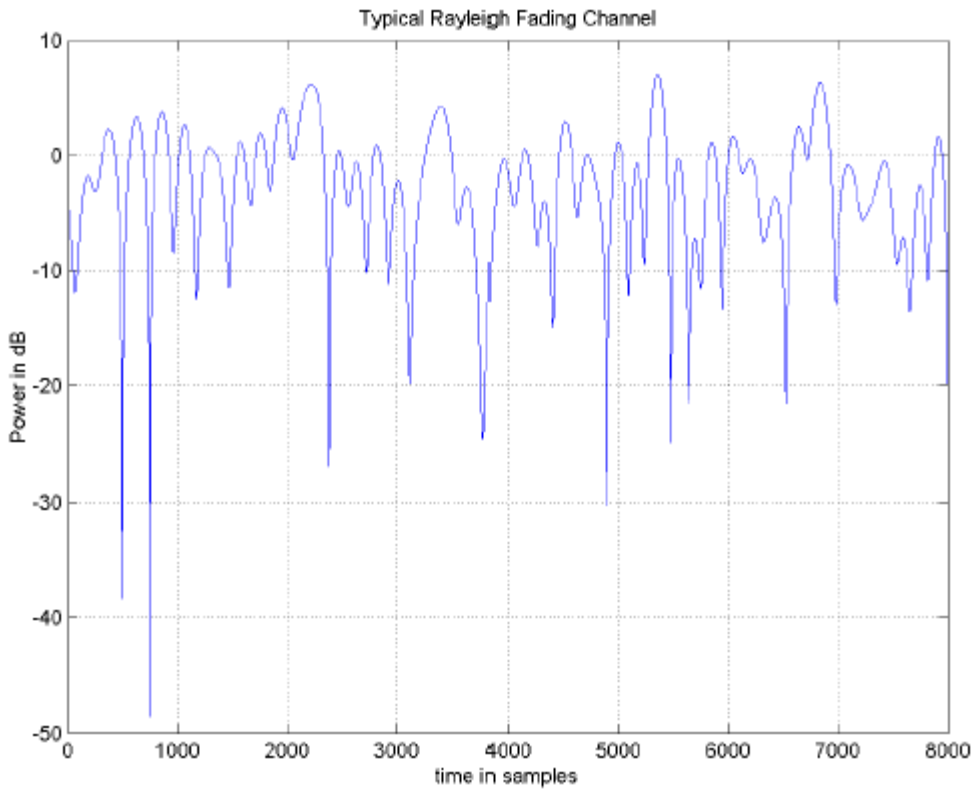
- *Εξασθένιση Rayleigh*

Η επίδραση της κίνησης του κινητού δέκτη ή πομπού επηρεάζει το μεταδιδόμενο σήμα ποικιλοτρόπως. Το αποτέλεσμα αυτής της κίνησης (συχνά αποκαλούμενο και εξασθένιση – Fading) επηρεάζει σημαντικά την δύναμη του σήματος η οποία μπορεί να μειωθεί σημαντικά. Η εξασθένιση οφείλεται στο γνωστό φαινόμενο Doppler: Όταν η απόσταση πομπού – δέκτη μεταβάλλεται έχει ως αποτέλεσμα την μεταβολή της συχνότητας του μεταδιδόμενου σήματος. Επιπρόσθετα με το φαινόμενο Doppler το κανάλι εμπεριέχει και διαταραχή λόγο πολλαπλών διαδρομών του σήματος πληροφορίας. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι ο δέκτης θα 'δει' πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου σήματος υπό διαφορετικές γωνίες μετάδοσης. Αυτό το φαινόμενο παρουσιάζεται συχνά μέσα στις αστικές περιοχές όπου η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία ανακλάται στα κτήρια και σε άλλα εμπόδια.

Το φαινόμενο Doppler και η εξασθένιση πολλαπλών διαδρομών μπορούν να μοντελοποιηθούν βάση της εξίσωσης:

$$c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N} A_i e^{j(2\pi f c_i t + \phi_i)}$$

όπου A_i είναι το πλάτος της i^{th} σύνθετης ημιτονοειδούς κυματομορφής, φ_i είναι τυχαία φάση ομοιόμορφα κατανεμημένη μεταξύ του 0 και το 2π, και f_{ci} η συχνότητα του Doppler. (Εικόνα 5.1)



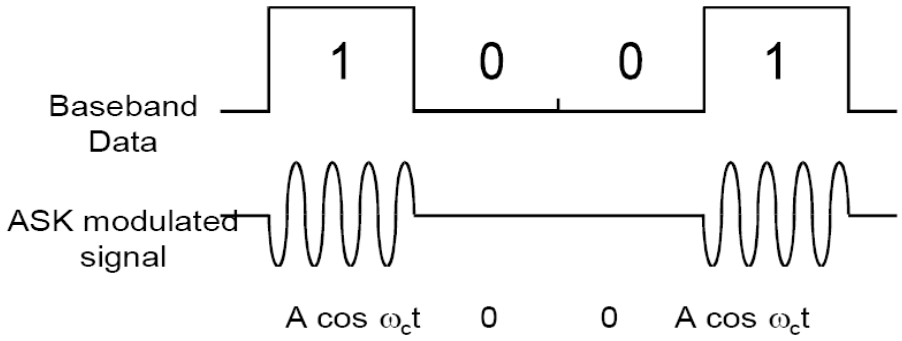
Εικόνα 5.1 – Φαινόμενο Rayleigh

5.3 Ψηφιακή Διαμόρφωση

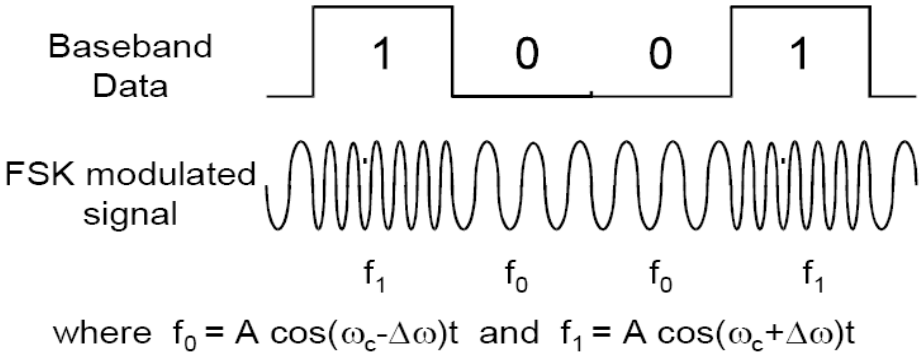
Πριν από οποιαδήποτε ανάλυση είναι καλό να δούμε ορισμένες γενικές πληροφορίες σχετικά με τον όρο ψηφιακή διαμόρφωση. Γενικά με τον όρο ψηφιακή διαμόρφωση εννοούμε την διαδικασία εκείνη με την οποία ένα λεγόμενο 'φέρον' σήμα (Carrier wave) είναι ικανό να μεταφέρει την πληροφορία ενός ψηφιακού σήματος (μία ακολουθία από ΄λογικών' 0 και 1) μέσα από συγκεκριμένα μέσα μετάδοσης (αέρας, χαλκός, οπτική ίνα) σε μεγάλες αποστάσεις. Υπάρχουν τρεις βασικές τεχνικές για την επίτευξη της διαμόρφωσης της ψηφιακής πληροφορίας :

- Διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Shift Keying, ASK)
- Διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Shift Keying, FSK)
- Διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying, PSK)

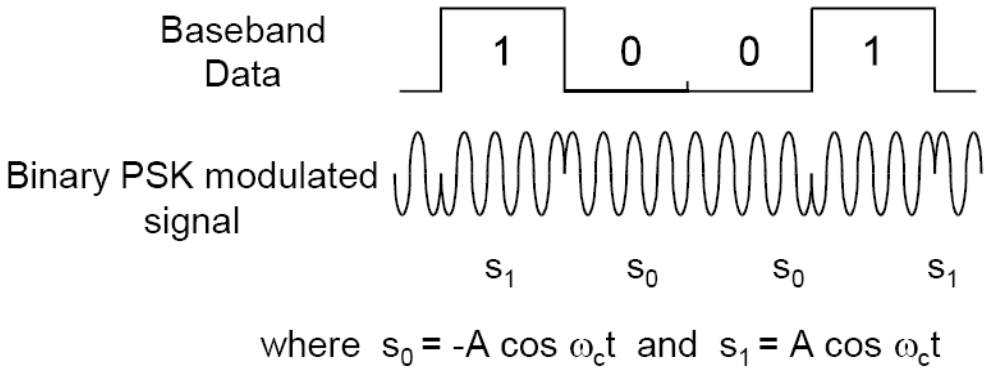
Η διαμόρφωση πλάτους – εικόνα 5.2 – (ASK) ουσιαστικά αυξάνει το πλάτος (την ισχύ) του φέροντος σε σχέση με το ψηφιακό σήμα, και είναι αυτή που χρησιμοποιείται για παράδειγμα στο AM radio. Η διαμόρφωση συχνότητας – εικόνα 5.3 – (FSK) μεταβάλει την συχνότητα του φέροντος σε σχέση με την μεταδιδόμενη πληροφορία. Τα συστήματα που χρησιμοποιούν αυτού του είδους την διαμόρφωση έχουν την τάση να είναι πιο ανθεκτικά στο θόρυβο, μιας και ο θόρυβος επηρεάζει ευκολότερα το πλάτος του μεταδιδόμενου σήματος. Η διαμόρφωση φάσης – εικόνα 5.4 – (PSK) μεταβάλει την φάση του φέροντος ανάλογα με την ύπαρξη 0 ή 1.



Εικόνα 5.2 – Διαμόρφωση πλάτους, διαφορετικά bits αντιστοιχούν σε διαφορετικά πλάτη

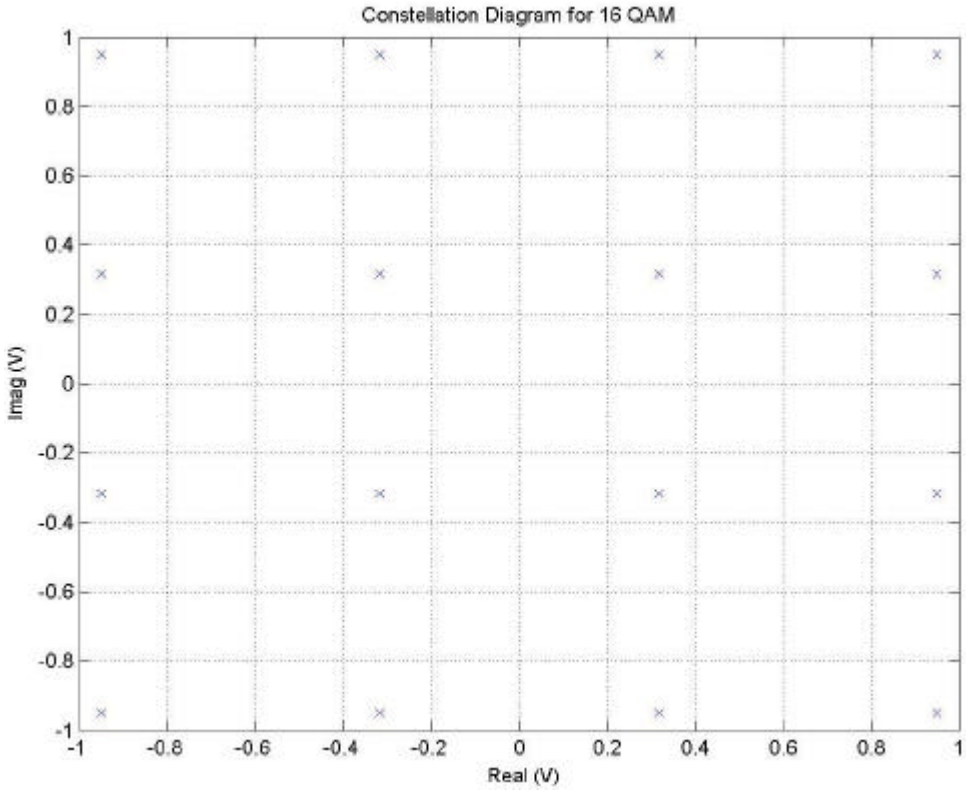


Εικόνα 5.3 – Διαμόρφωση συχνότητας, διαφορετικά bits αντιστοιχούν σε διαφορετικές συχνότητες



Εικόνα 5.4 – Διαμόρφωση φάσης

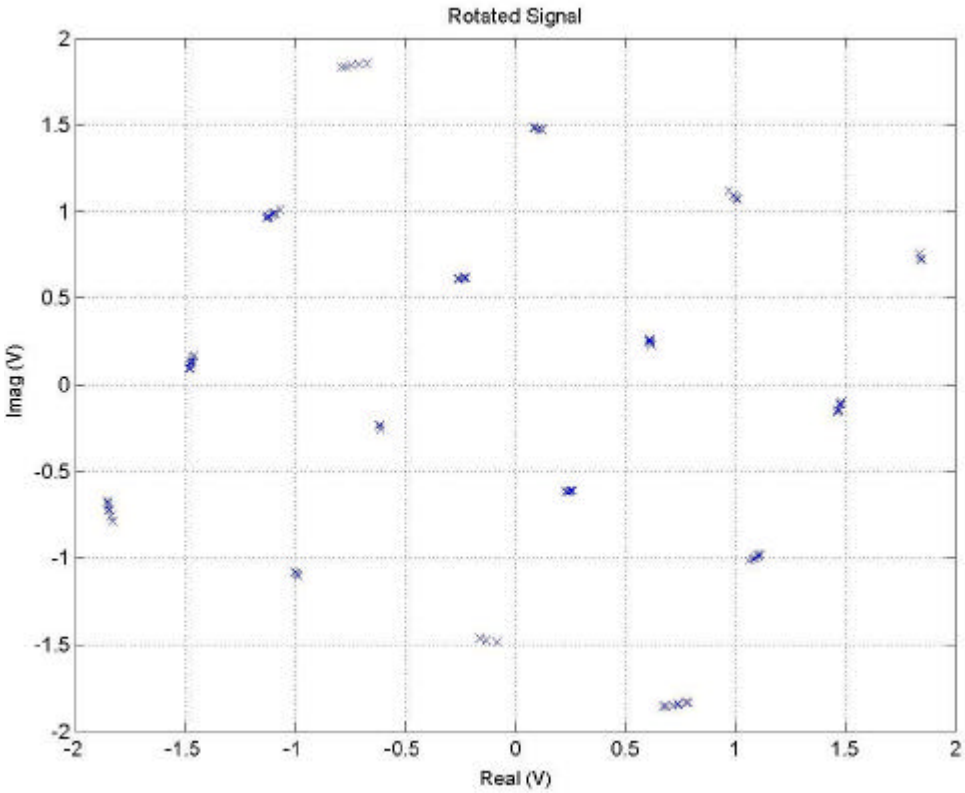
Μια άλλη τεχνική διαμόρφωσης είναι η QAM, κατά την οποία αντιστοιχίζουμε σύνολα bits με σύνθετες ημιτονοειδής συναρτήσεις που έχουν συγκεκριμένα πλάτη και φάσεις. Στο διάγραμμα 5.1 φαίνεται ένα σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί τέσσερα bits πληροφορίας για να παράγει 16 σύμβολα διαμόρφωσης.



Διάγραμμα 5.1 – Διάγραμμα μιας 16 QAM διαμόρφωσης

Η γωνία ενός σημείου στις δύο διαστάσεις αναπαριστά την φάση του συμβόλου, ενώ το μέγεθος αναπαριστά το πλάτος. Το παραπάνω διάγραμμα δείχνει τα ληφθέντα σημεία του σήματος απουσία θορύβου.

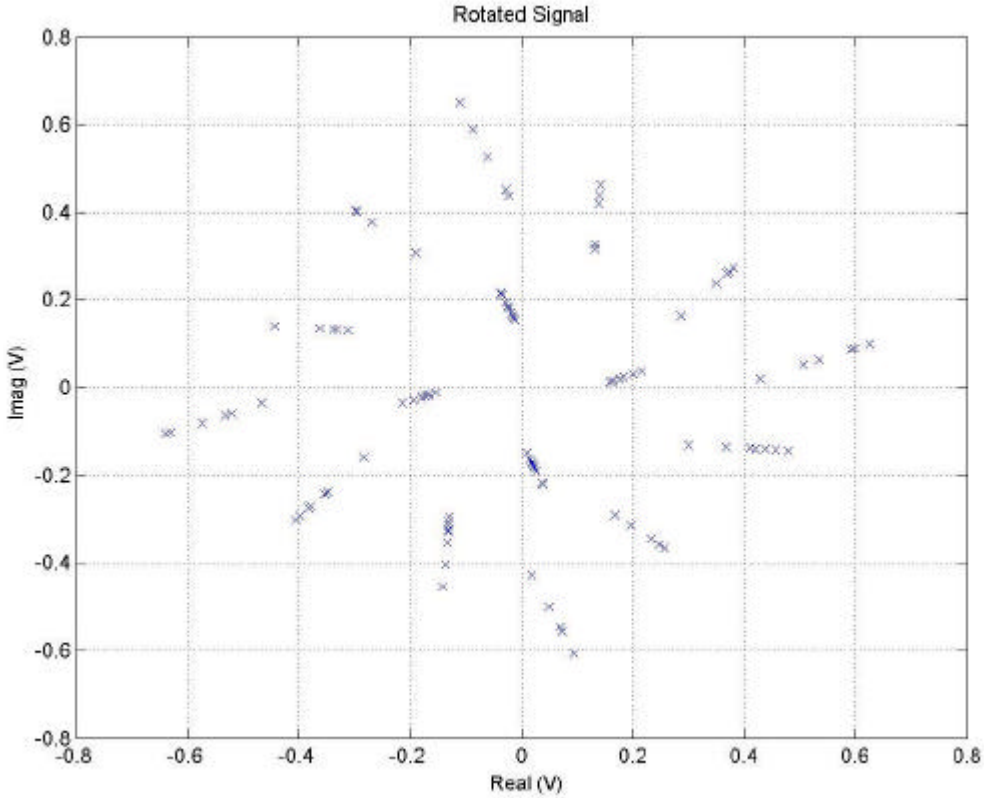
Στο διάγραμμα 5.2 βλέπουμε τι παθαίνει το σήμα παρουσία θορύβου μέσα σε ένα κανάλι Rayleigh.



Διάγραμμα 5.2 – Σήμα 16 QAM παρουσία θορύβου

Αυτό που δείχνει το παραπάνω διάγραμμα είναι το αποτέλεσμα της μετάδοσης του 16 QAM διαμορφωμένου σήματος μέσα από ένα κανάλι Rayleigh με συγκεκριμένο SNR. Όπως είναι εμφανές το σήμα στον δέκτη είναι περιστραμένο, βαθμονομημένο και ελαφρώς διαταραγμένο. Για την σωστή αποδιαμόρφωση, κάποιος πρέπει να αντισταθμίσει τις διαταραχές αυτές με την επαναφορά της σωστής γωνίας και τού σωστού πλάτους. Πάραυτα αυτό δεν είναι το μοναδικό πρόβλημα που δημιουργείται από το φαινόμενο Rayleigh. Το διάγραμμα 5.3 έχει παρόμοια περιστροφή με εκείνη του διαγράμματος 5.2, αλλά υπάρχει

περισσότερη απόκλιση στις τιμές. Αυτό προσθέτει ένα επιπλέον πρόβλημα όταν θόρυβος εισέρχεται στο σήμα. Όσο μικρότερη είναι η συγκέντρωση του σήματος τόσο μικρότερη είναι η απαιτούμενη ισχύς του θορύβου που χρειάζεται για να μετατοπίσει το εισερχόμενο σήμα από μια σωστή θέση σε μια άλλη. Αυτό είναι πολύ σημαντικό γιατί τελικά θα έχουμε λάθη στην αποκωδικοποίηση των συμβόλων.



Διάγραμμα 5.3 – Τα σύμβολα πληροφορίας είναι περιστραμένα και ισχυρά βαθμονομημένα

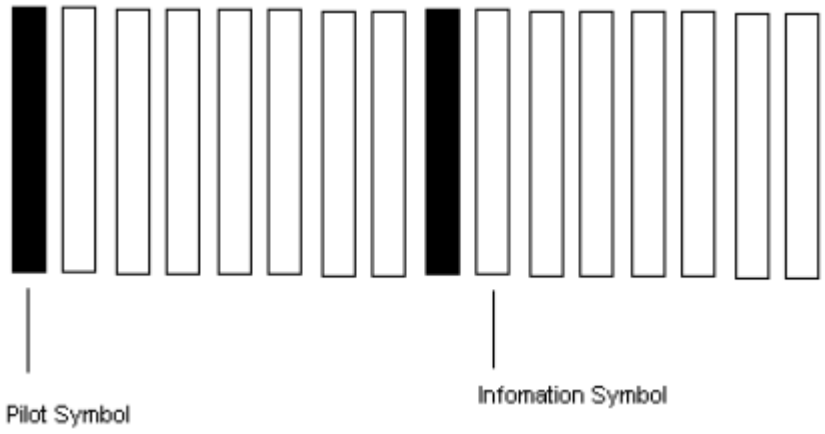
Όταν κατά την διάρκεια της μετάδοσης συμβαίνουν μεγάλες εξασθενίσεις και τα σύμβολα περιστρέφονται από τον θόρυβο, τα λάθη στην αποκωδικοποίηση είναι ολοένα και περισσότερα. Παρόλα αυτά, το ίδιο το κανάλι μπορεί να εκτιμηθεί και οι διαταραχές του να μετριαστούν με την χρήση μιας μεθόδου που ονομάζεται Διαμόρφωση βοηθούμενη από Πιλοτικά Σύμβολα (Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM).

5.4 Εκτίμηση καναλιού και αντιστάθμιση

5.4.1 Διαμόρφωση βοηθούμενη από Πιλοτικά Σύμβολα (Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)

Η δουλειά από την οπτική γωνία του δέκτη είναι να αποκωδικοποιεί το εισερχόμενο σήμα και να παράγει μια ακολουθία bits η οποία ταιριάζει στην αρχική ακολουθία που λαμβάνει χώρα κατά την αρχή της μετάδοσης. Δυστυχώς όπως έχει ήδη αναφερθεί αυτό δεν μπορεί να γίνει απευθείας λόγο της παραμόρφωσης που εισαγάγει το τηλεπικοινωνιακό κανάλι. Αντί για αυτό, πρέπει να *προσαρμόσουμε* το εισερχόμενο σήμα πριν κάνουμε την αποδιαμόρφωση. Αυτό μπορούμε να το κάνουμε με την χρήση Διαμόρφωσης βοηθούμενης από Πιλοτικά Σύμβολα (Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM).

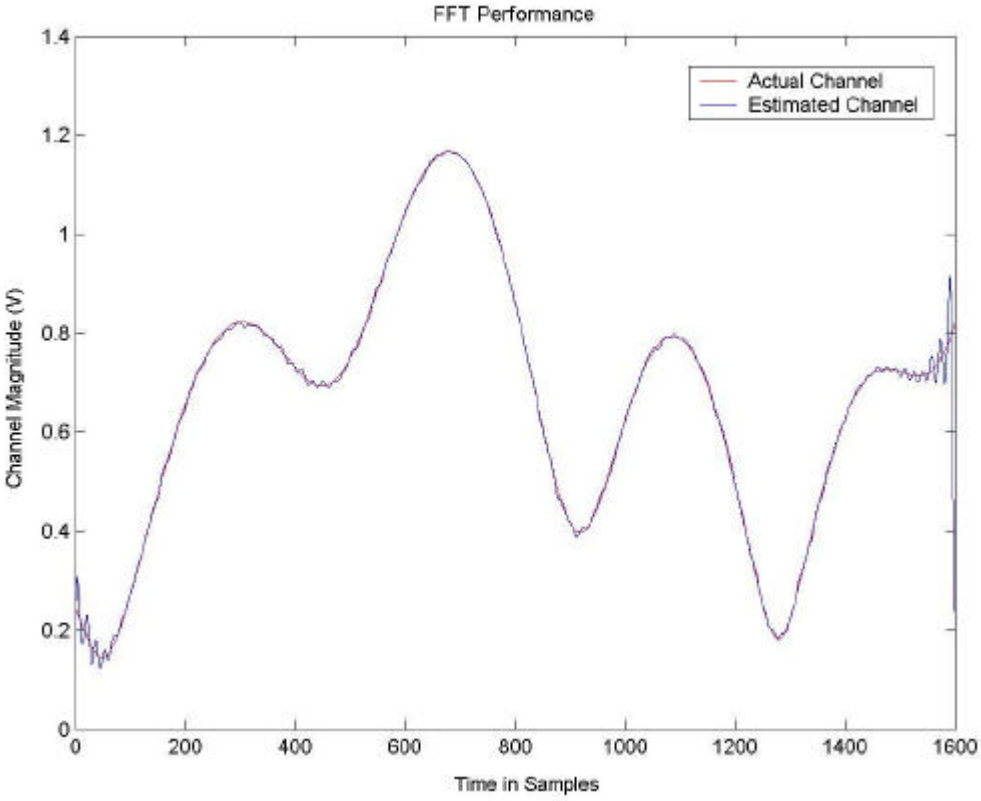
Η ιδέα πίσω από την PSAM είναι να εισάγουμε γνωστά σύμβολα στην ακολουθία μετάδοσης σε δεδομένα διαστήματα. Αυτά τα σύμβολα ονομάζονται πιλοτικά σύμβολα.



Εικόνα 5.5 – Εισαγωγή πιλοτικών συμβόλων

Ο σκοπός των πιλοτικών συμβόλων είναι να παρέχουν στον δέκτη ένα τρόπο να γνωρίζει τις παραμέτρους του καναλιού. Χρησιμοποιώντας αυτήν την τεχνική έχουμε σχετικά ακριβή δείγματα καναλιού σε συχνότητα ίση με αυτήν της συχνότητας των συμβόλων. Μπορούμε να παρεμβάλουμε τις τιμές του καναλιού χρησιμοποιώντας μια

κατάλληλη μέθοδο παρεμβολής όπως FFT- based προσέγγιση. Το διάγραμμα 5.4 δείχνει το αποτέλεσμα της τεχνικής αυτής.



Διάγραμμα 5.4 – Παρουσίαση ακρίβειας μιας FFT εκτίμησης καναλιού

Παρατηρούμε ότι στην μέση του διαγράμματος η εκτίμηση είναι αρκετά ακριβής. Στα άκρα όμως υπάρχει μια διακύμανση. Αυτή η διακύμανση μπορεί να εισάγει ανακρίβειες όταν η εκτίμηση χρησιμοποιείται για αντιστάθμιση. Μια λύση που έχουμε είναι να εισάγουμε επιπλέον σύμβολα στο τέλος κάθε frame, έτσι ώστε το κομμάτι που θα αλλοιωθεί να μην είναι μείζονος σημασίας. Βέβαια αυτό εισάγει μια επιπλέον καθυστέρηση στο σύστημα.

5.4.2 Εκτίμηση SNR

Μια άλλη μέθοδος που χρησιμοποιούμε για την εκτίμηση του καναλιού είναι η εκτίμηση του SNR (Signal to Noise Ratio). Ο σκοπός της μέτρησης του SNR είναι να έχουμε μια πιο ακριβής άποψη της κατάστασης του καναλιού.

Το σήμα που επιθυμούμε να λάβουμε και να αποκωδικοποιήσουμε θα παραμορφωθεί τόσο από το φαινόμενο Rayleigh, όσο και από τον θόρυβο που υπάρχει στον ίδιο τον δέκτη. Υπάρχουν πολλές τεχνικές βάση των οποίων μπορούμε να υπολογίσουμε την εκτίμηση SNR. Στην δικιά μας περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί ένας εκτιμητής που στηρίζεται στην εργασία των Gagliardi και Jain. Η βασική ιδέα του εκτιμητή είναι η ακόλουθη: Εάν έχουμε ένα σήμα το οποίο είναι παραμορφωμένο από θόρυβο, μπορούμε να εκτιμήσουμε την SNR μέσο υπολογισμών 'διακυμάνσεων και μέσων τιμών'. Πρώτα υπολογίζεται η μέση εισερχόμενη ισχύς μετά την εξασθένιση Rayleigh, παίρνοντας το τετράγωνο της μέσης τιμής του πλάτους του εισερχόμενου σήματος (μετά την αφαίρεση της διαμόρφωσης). Αυτό θα είναι η εκτιμώμενη ισχύς του σήματος. Η ισχύς του θορύβου θα βρεθεί με την χρησιμοποίηση ενός υπολογισμού διακύμανσης του εισερχόμενου σήματος (πάλι μετά την αφαίρεση της διαμόρφωσης). Στην συνέχεια από τον υπολογισμό αυτόν της διακύμανσης μπορούμε να εξάγουμε τον μέσο όρο με την πάροδο μεγάλου χρονικού διαστήματος.

Για PSK διαμόρφωση χρησιμοποιούνται οι ακόλουθες εξισώσεις για την εύρεση του μέσου και της διακύμανσης του τωρινού ληφθέντος μπλοκ δεδομένων:

$$Z = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}|r_i| \quad (5.1)$$

και

$$T^2 = \frac{1}{N-1}\left(\sum_{i=1}^{N}\left(|r_i| - |c_i^{'}|\right)^2\right) \quad (5.2)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, το Z αναπαριστά τον μέσο του εισερχόμενου σήματος, το T^2 την διακύμανση του σήματος (αγνοώντας τα αποτελέσματα της διαμόρφωσης και του

καναλιού), και N είναι ο αριθμός των συμβόλων πάνω στα οποία έχουν υπολογιστεί οι στατιστικές τιμές αυτές. Στο σημείο αυτό πρέπει να τονίσουμε ότι ο υπολογισμός της διακύμανσης εξαρτάται από τις εκτιμήσεις του καναλιού c_i που προέρχονται από τον FFT εκτιμητή.

Για τεχνικές διαμόρφωσης που έχουν πολλαπλά επίπεδα ισχύος, όπως για παράδειγμα η QAM, έχουμε διαφορετικά set από εξισώσεις για τον υπολογισμό του μέσου και της διακύμανσης :

$$Z = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left|\frac{r_i}{\hat{d}_i}\right| \quad (5.3)$$

και

$$T^2 = \frac{1}{N-1}\left(\sum_{i=1}^{N}\left|r_i - c_i^{'}\hat{d}_i\right|^2\right) \quad (5.4)$$

Είναι αξιοσημείωτο να αναφέρουμε ότι σε τεχνικές multiple-power, το ίδιο το σύμβολο πρέπει να αφαιρέσει το αποτέλεσμα που έχουν στον εκτιμητή τα πολλαπλά επίπεδα ισχύος. Αυτό γίνεται με χρήση των εκτιμήσεων των συμβόλων, $\hat{d}_i$.

Για να εξάγουμε κάτι χρήσιμο από τις παραπάνω εξισώσεις πρέπει να βρούμε ένα τρόπο να υπολογίσουμε το SNR από αυτές. Το SNR μπορεί να υπολογιστεί από την:

$$\Gamma = \left(\frac{N-3}{N-1}\right)\frac{|Z|^2}{T^2} - \frac{1}{N} \quad (5.5)$$

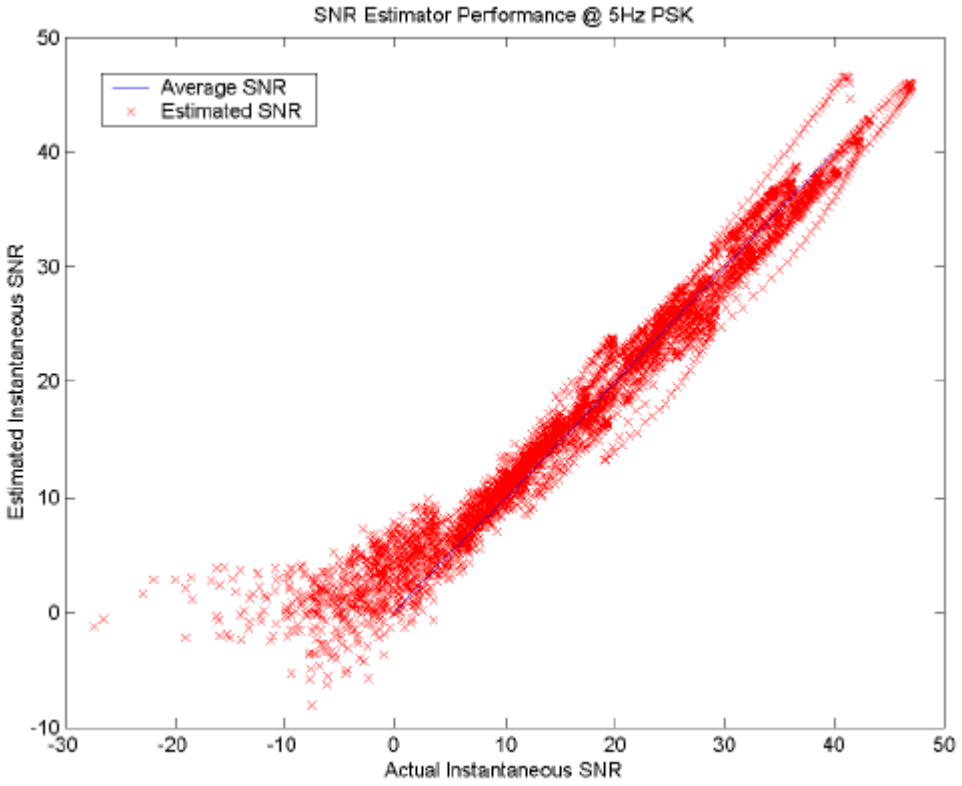
Η παραπάνω εξίσωση είναι απλά η ισχύς του σήματος διαιρεμένη με την ισχύ του θορύβου. Οι μονάδες του Γ είναι γραμμικές και έτσι πρέπει να πάρουμε τον λογάριθμο για να έχουμε ντεσιμπέλ. Πρέπει να σημειωθεί ότι το Γ είναι μια βραχυπρόθεσμη εκτίμηση βασισμένη στις τιμές των Z και T^2 . Μιας και η ισχύς του θορύβου είναι σταθερή πάνω σε μεγάλες χρονικές περιόδους, μπορούμε να βελτιώσουμε την εκτίμηση του SNR με την δημιουργία μακροπρόθεσμης εκτίμησης. Συνεπώς για τον σκοπό αυτό μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τις ακόλουθες εξισώσεις :

$$T_{long}^2(n) = 0.99T_{long}^2(n-1) + 0.01T^2(n) \quad (5.6)$$

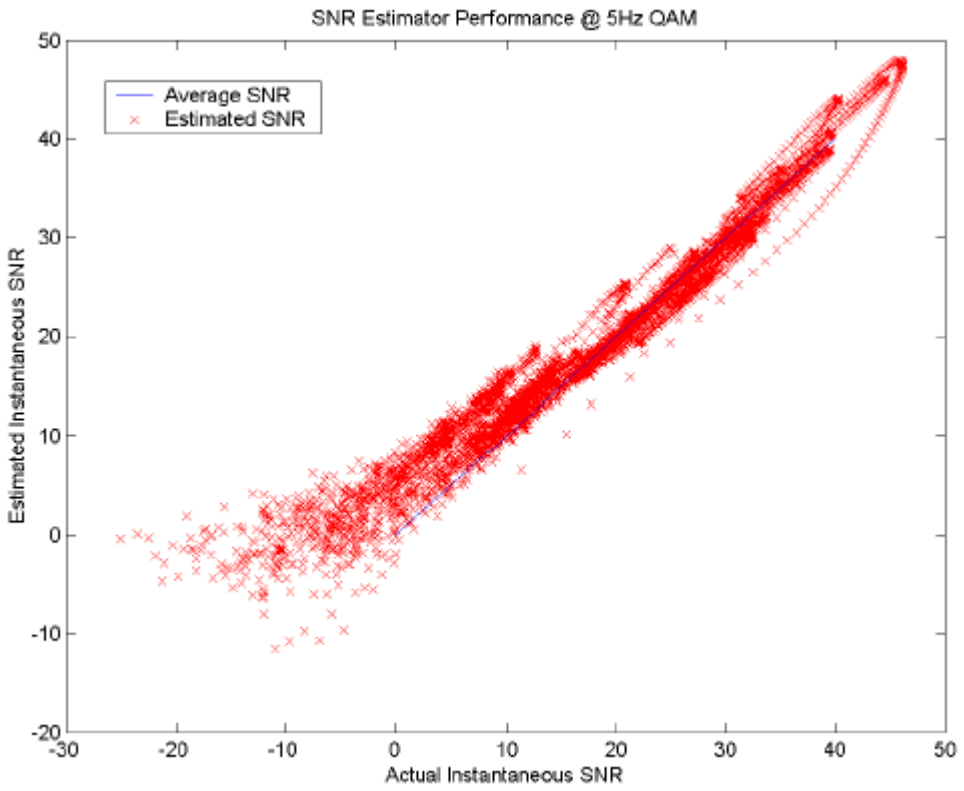
Όμως αυτή η μέθοδος χρειάζεται χρόνο για να συγκλίνει σε μια αξιόπιστη εκτίμηση. Έτσι να αποφύγουμε αυτό χρησιμοποιούμε την διαφοροποιημένη συνάρτηση :

$$T_{long}^2(n) = \frac{n}{n-1}T_{long}^2(n-1) + \frac{n}{n+1}T^2(n) \quad (5.7)$$

Στα διαγράμματα 5.5,5.6 φαίνονται ορισμένα αποτελέσματα προσομοίωσης του SNR εκτιμητή. Για το τηλεπικοινωνιακό σύστημα υποθέσαμε ότι έχουμε ένα διαμορφωτή, ένα αποδιαμορφωτή, και τον SNR εκτιμητή σε ένα Rayleigh και AWGN κανάλι.



Διάγραμμα 5.5 – Εκτίμηση SNR για PSK στα 5Hz Doppler



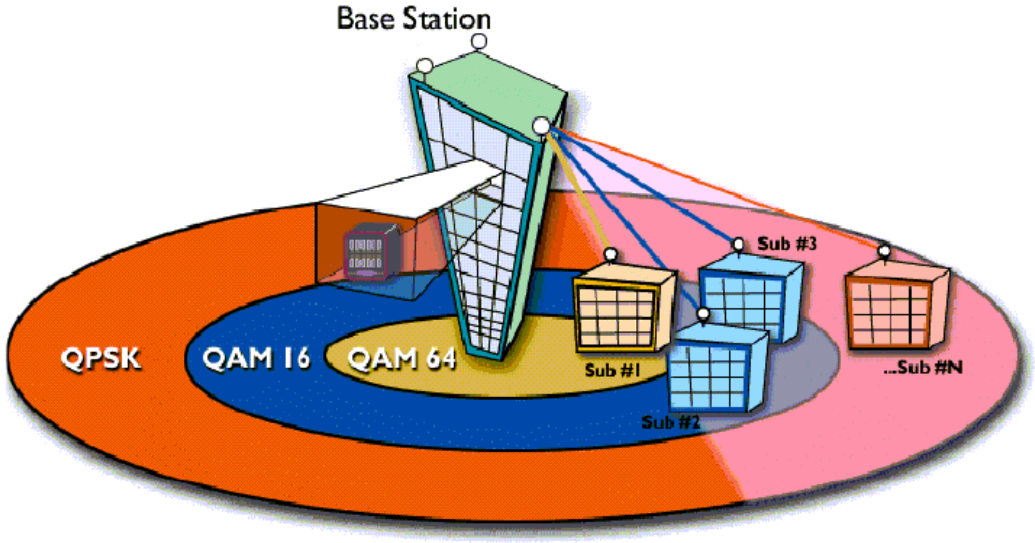
Διάγραμμα 5.6 – Εκτίμηση SNR για QAM στα 5Hz Doppler

Μπορεί να φανεί ότι για πολύ χαμηλό SNR υπάρχει μια υπερεκτίμηση, αλλά έχουμε σχετικά ακριβείς εκτιμήσεις για SNR πάνω από 5 dB.

5.5 Προσαρμοστική διαμόρφωση (Adaptive Modulation)

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιάσουμε την τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Όπως έχουμε αναφέρει η προσαρμοστική διαμόρφωση είναι ένας τρόπος για την βελτίωση του συμβιβασμού που κάνουμε μεταξύ της βέλτιστης χρήσης του φάσματος και του Bit Error Rate (BER). Είμαστε σε θέση να πραγματοποιήσουμε μια τέτοια βελτιστοποίηση σε ένα Rayleigh κανάλι, με την αξιοποίηση των δυναμικών εξασθένισης του. Συγκεκριμένα σε περιόδους με χαμηλή απόσβεση, ή υψηλή, μπορούμε να βελτιώσουμε την στιγμιαία SNR, με το να επιτρέποντας την χρήση υψηλότερων ρυθμών

διαμόρφωσης με ταυτόχρονη χαμηλή πιθανότητα σφάλματος. Σε περιόδους υψηλής εξασθένισης του σήματος χαμηλώνουμε το SNR και αναγκαζόμαστε να χρησιμοποιήσουμε χαμηλού ρυθμού διαμόρφωση με σκοπό να κάνουμε την μετάδοση περισσότερο εύρωστη. (βλ. εικόνα 5.6)



Εικόνα 5.6 – Διαφορετική κάλυψη ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης

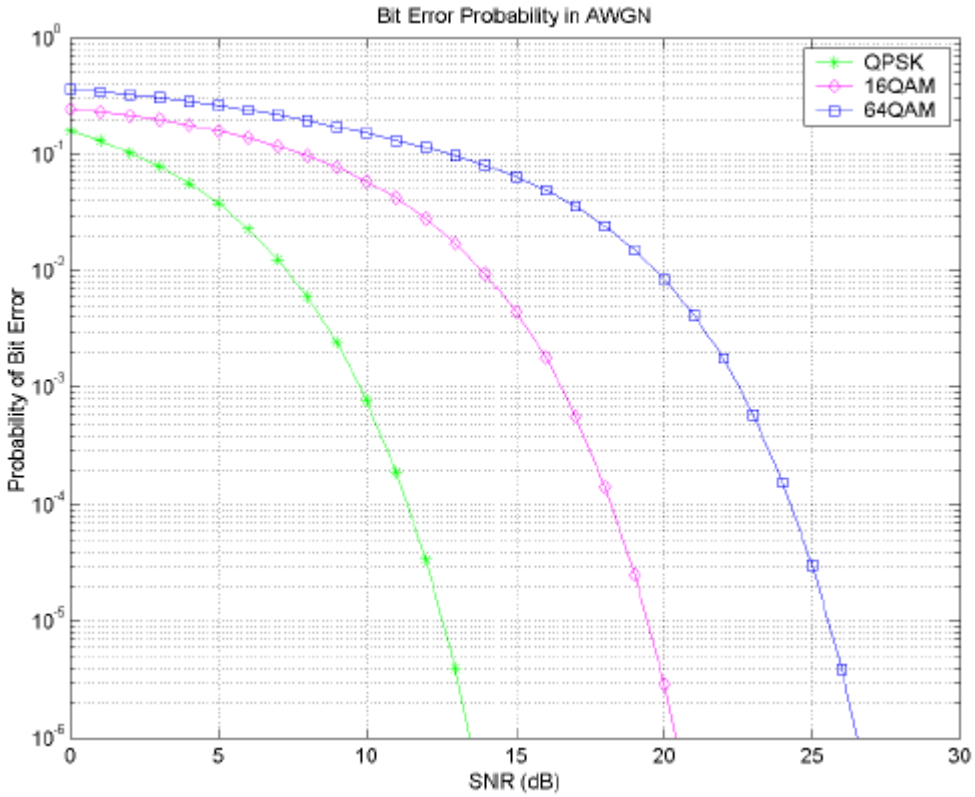
5.5.1 Όρια προσαρμογής (Adaptation Boundaries)

Το πρώτο που πρέπει να δούμε είναι πως να αλλάξουμε το σχήμα της διαμόρφωσης. Με άλλα λόγια χρειαζόμαστε ένα τρόπο έτσι ώστε το σύστημα να αποφασίσει ποία τεχνική διαμόρφωσης είναι η βέλτιστη ανάλογα με την υπάρχουσα κατάσταση του καναλιού. Οι Pons και Dunlop ισχυρίστηκαν ότι το BER στο επίπεδο του δέκτη αποτελεί μια καλή μετρική όσον αφορά την λήψη της απόφασης για την αλλαγή της διαμόρφωσης. Εναλλακτικά σαν κριτήριο απόφασης μπορεί να χρησιμοποιεί το εκτιμούμενο SNR της ζεύξης. Αξιόπιστη εκτίμηση του BER είναι μια αρκετά δύσκολη διαδικασία μέσα σε μικρά χρονικά διαστήματα και κατά συνέπεια θα περιόριζαν τον προσαρμοζόμενο ρυθμό μετάδοσης.

Οδηγούμαστε συνεπώς στο ερώτημα με ποιον τρόπο μπορούμε να επιλέξουμε ποία όρια του SNR θα χρησιμοποιηθούν για το αντίστοιχο σχήμα διαμόρφωσης. Η απάντηση στο ερώτημα αυτό βρίσκεται στην απόδοση του AWGN κάθε σχήματος διαμόρφωσης.

Γνωρίζουμε ότι το μοντέλο του εισερχόμενου σήματος ακολουθεί την εξίσωση $r(t) = c(t)s(t) + n(t)$, όπου *c(t)* είναι το Rayleigh κανάλι, *s(t)* είναι το μεταδιδόμενο σήμα, και *n(t)* είναι το σήμα θορύβου. Επίσης θυμόμαστε ότι το SNR δεν είναι τίποτα άλλο από τον λόγο της ισχύς του σήματος προς την ισχύ του θορύβου. Στο δεδομένο σύστημα υπάρχει η υπόθεση ότι η ισχύς του σήματος είναι η ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος πολλαπλασιασμένη με το κανάλι Rayleigh. Συνεπώς η ισχύς του παραγόμενου σήματος είναι η στιγμιαία ισχύς του εισερχόμενου σήματος και μπορεί να συγκριθεί απευθείας με την ισχύ του θορύβου, επιτρέποντας μας έτσι συμπεριλάβουμε το BER σε ένα AWGN κανάλι.

Στα ακόλουθα διαγράμματα βλέπουμε ορισμένα πειραματικά αποτελέσματα προσομοίωσης των παραπάνω. Στο διάγραμμα 5.7 βλέπουμε τις καμπύλες που αναπαριστούν το BER σε διάφορα σχήματα διαμόρφωσης, QPSK, 16QAM, και 64QAM σε ένα αυστηρώς AWGN κανάλι.



Διάγραμμα 5.7 – BER επίδοση σε AWGN

Με σκοπό να αποφασίσουμε τα κατάλληλα επίπεδα αλλαγής της διαμόρφωσης από το διάγραμμα αυτό, πρέπει να αποφασίσουμε ποίο θα είναι το επιθυμητό BER. Στην παρούσα μελέτη χρησιμοποιούμε τιμή 10^{-3} . Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι το υπό μελέτη σύστημα θα προσπαθεί και θα διατηρεί ένα BER μικρότερο από 10^{-3} με την ταυτόχρονη χρήση της βέλτιστης διαμόρφωσης όπου αυτή είναι εφαρμόσιμη. Στο σημείο αυτό πρέπει να πούμε ότι σαν φασματική αποδοτικότητα εννοούμε τον αριθμό των κωδικοποιημένων bits πληροφορίας σε ένα διαμορφωμένο μεταδιδόμενο σύμβολο. Για παράδειγμα η QPSK έχει μια φασματική απόδοση των 2 bits ανά σύμβολο, η 16QAM έχει 4 bits ανά σύμβολο, και η 64QAM έχει 6 bits ανά σύμβολο.

Συνεπώς με το σημείο που επιλέξαμε για το BER και το διάγραμμα έχουμε τα ακόλουθα SNR όρια για κάθε σχήμα διαμόρφωσης.

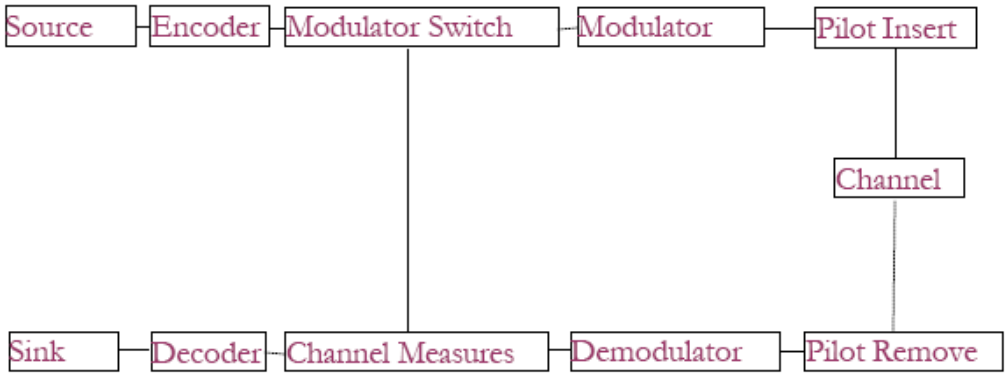
Είδος Διαμόρφωσης	**Όρια**
QPSK	SNR < 17dB

16QAM	17dB <= SNR <= 23 dB
64QAM	SNR > 23 dB

Πίνακας 5.1 – Όρια αλλαγής διαμόρφωσης με βάση το SNR για BER=10^{-3}

Η λογική βάση της οποίας οδηγηθήκαμε στις παραπάνω τιμές είναι η ακόλουθη: Για BER=10^{-3} δεν υπάρχει κάποιο σχήμα διαμόρφωσης το οποίο να δίνει την επιθυμητή απόδοση για το SNR < 10dB. Συνεπώς διαλέγουμε την QPSK μιας και είναι αυτή με την καλύτερη προσέγγιση. Ανάμεσα σε 10 και 17 dB υπάρχει μια μόνο διαμόρφωση που να δίνει απόδοση κάτω από10^{-3} και είναι η QPSK. Μεταξύ 17 και 23 dB η 16QAM υπερέχει σε φασματική απόδοση έναντι της QPSK. Για SNR > 23dB η 64QAM είναι εκείνη που δίνει καλύτερη φασματική απόδοση ενώ ταυτόχρονα παρέχει το επιθυμητό BER.

Στην εικόνα 5.7 μπορεί κανείς να δει το δομικό διάγραμμα του προσαρμοστικού συστήματος διαμόρφωσης.



Εικόνα 5.7 – Δομικό διάγραμμα συστήματος

- *Source* – Η πηγή της μεταδιδόμενης ψηφιακής πληροφορίας
- *Encoder* – Εδώ γίνεται η κωδικοποίηση της πληροφορίας (των bits)

- *Modulator Switch* – Εδώ βρίσκεται η λογική πίσω από την οποία το σύστημα αποφασίζει ποία διαμόρφωση θα εφαρμόσει στα bits πληροφορίας που δέχεται από τον κωδικοποιητή. Απαιτεί πληροφορίες από τον εκτιμητή του καναλιού.
- *Modulator* – Ο διαμορφωτής ο οποίος μετατρέπει τα δυαδικά δεδομένα σε σύνθετες ημιτονοειδής συναρτήσεις για την μετάδοση.
- *Pilot Insert* – Αυτό είναι το σημείο στο οποίο εισέρχονται τα πιλοτικά σύμβολα στην ακολουθία της πληροφορίας για την χρήση τους στο PSAM. Σε πραγματικά συστήματα τα σύμβολα αυτά μπαίνουν σαν bits πριν η ακολουθία των bits φθάσει στον Διαμορφωτή. Τα αποτελέσματα των προσημειώσεων που θα δωθούν παρακάτω υπονοούν αυτό το γεγονός.
- *Channel* – Εξασθένηση Rayleigh και προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος εφαρμόζονται στο μεταδιδόμενο σήμα.
- *Pilot Remove* – Αφαίρεση των πιλοτικών συμβόλων και αποθήκευση τους για περαιτέρω επεξεργασία στον εκτιμητή του καναλιού.
- *Demodulator* – Αποδιαμορφωτής ο οποίος μετατρέπει το σήμα σε ακολουθία bits/κωδικοποιημένων συμβόλων.
- *Channel Measures* – Παίρνει πληροφορίες από τα αποθηκευμένα πιλοτικά σύμβολα και ερμηνεύει την ποιότητα του καναλιού. Στην προγνωστική προσαρμοστική διαμόρφωση, αυτό είναι το σημείο στο οποίο γίνεται η πρόγνωση των συνθηκών του καναλιού. Οι εξαγόμενες πληροφορίες στέλνονται πίσω στο κομμάτι που κάνει την επιλογή της διαμόρφωσης για την λήψη των προσαρμοστικών αποφάσεων.
- *Decoder* – Αποκωδικοποιεί την πληροφορία από σύμβολα σε bits.
- *Sink* – Στο σημείο αυτό υπολογίζονται το BER και η φασματική απόδοση του συστήματος όταν το frame ή το block της πληροφορίας έχει περάσει από όλα τα προηγούμενα στάδια.

Μιας και στην προηγούμενη παράγραφο ορίσαμε τα όρια βάση των οποίων μπορούμε να κάνουμε το switching στην διαμόρφωση ας εξετάσουμε την απόδοση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Η απόδοση αυτή περιλαμβάνει τόσο το BER όσο και την φασματική αποδοτικότητα. Μια σχέση από την οποία είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε την απόδοση αυτή είναι η :

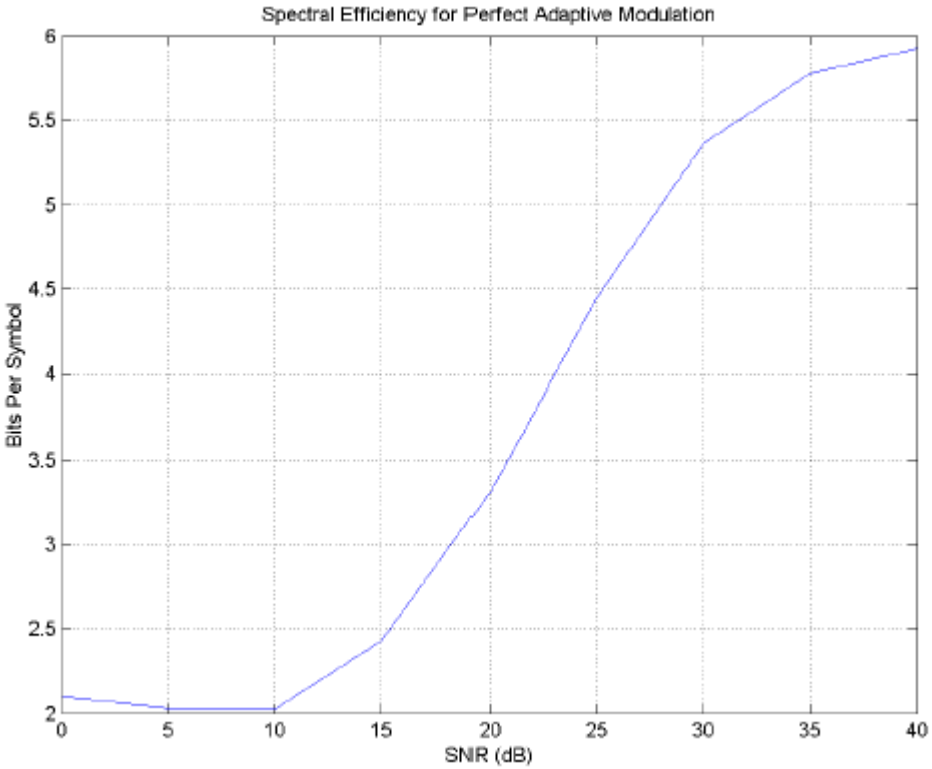
$$P_A(S/N) = B^{-1}\begin{bmatrix} 2\int_{l_2}^{l_1} P_{QPSK}(s/N)F(s,S)ds \\ +4\int_{l_2}^{l_3} P_{16QAM}(s/N)F(s,S)ds \\ +6\int_{l_3}^{l_4} P_{64QAM}(s/N)F(s,S)ds \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

όπου τα l_i είναι τα SNR όρια μεταξύ των διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης, και B είναι η μέση φασματική απόδοση η οποία δίδεται από την σχέση :

$$P_A(S/N) = 2\int_{l_2}^{l_1} P_{QPSK}(s/N)F(s,S)ds + 4\int_{l_2}^{l_3} P_{16QAM}(s/N)F(s,S)ds + 6\int_{l_3}^{l_4} P_{64QAM}(s/N)F(s,S)ds$$

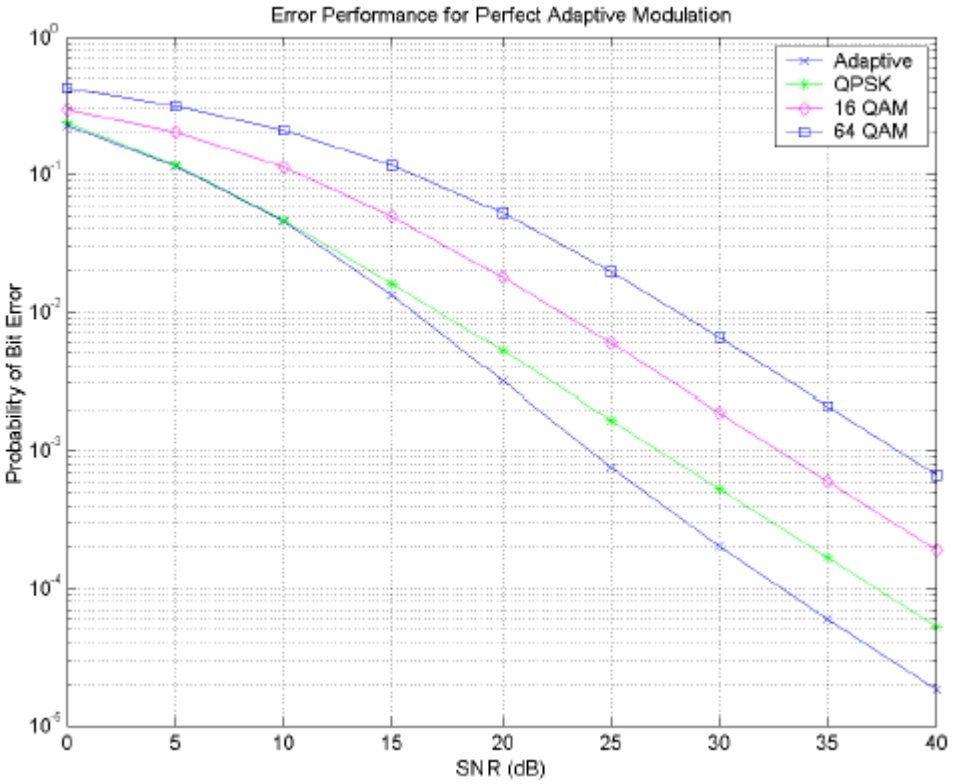
(5.9)

Στα διαγράμματα 5.8 και 5.9 βλέπουμε μερικά γραφικά αποτελέσματα με βάση τα παραπάνω:



Διάγραμμα 5.8 – Φασματική απόδοση τέλειας προσαρμοστικής διαμόρφωσης συναρτήσει του μέσου SNR σε ένα Rayleigh κανάλι

Στο παραπάνω διάγραμμα αναφέρουμε την έννοια της φασματικής απόδοσης. Στο σύστημα μας σαν φασματική απόδοση ορίζουμε τον αριθμό των απεσταλμένων bits ανά σύμβολο διαμόρφωσης. Δεν έχει ληφθεί υπόψη το γεγονός του κατά πόσο τα bits αυτά είναι σωστά ή λανθασμένα. Με άλλα λόγια δεν λαμβάνουμε υπόψη το throughput των σωστών bits αλλά το συνολικό. Επειδή το BER έχει τεθεί σαν στάνταρ για τον σύστημα μας, και είναι σταθερό, περιμένουμε από το adaptation σχήμα να προσπαθεί να φθάσει στο επίπεδο αυτό. Παρατηρούμε ότι για χαμηλά επίπεδα SNR το σύστημα πετυχαίνει περίπου 2 bits/symbol στην αρχική QPSK. Όμως καθώς το SNR μεγαλώνει, μεγαλώνει και το throughput σταδιακά, πράγμα που υποδηλώνει ότι κάνουμε χρήση φασματικά αποδοτικότερων σχημάτων διαμόρφωσης. Η καμπύλη αρχίζει να γίνεται επίπεδη κοντά στα 30 dB, όπου η 64QAM αρχίζει να γίνεται πιο χρήσιμη έναντι της QPSK.

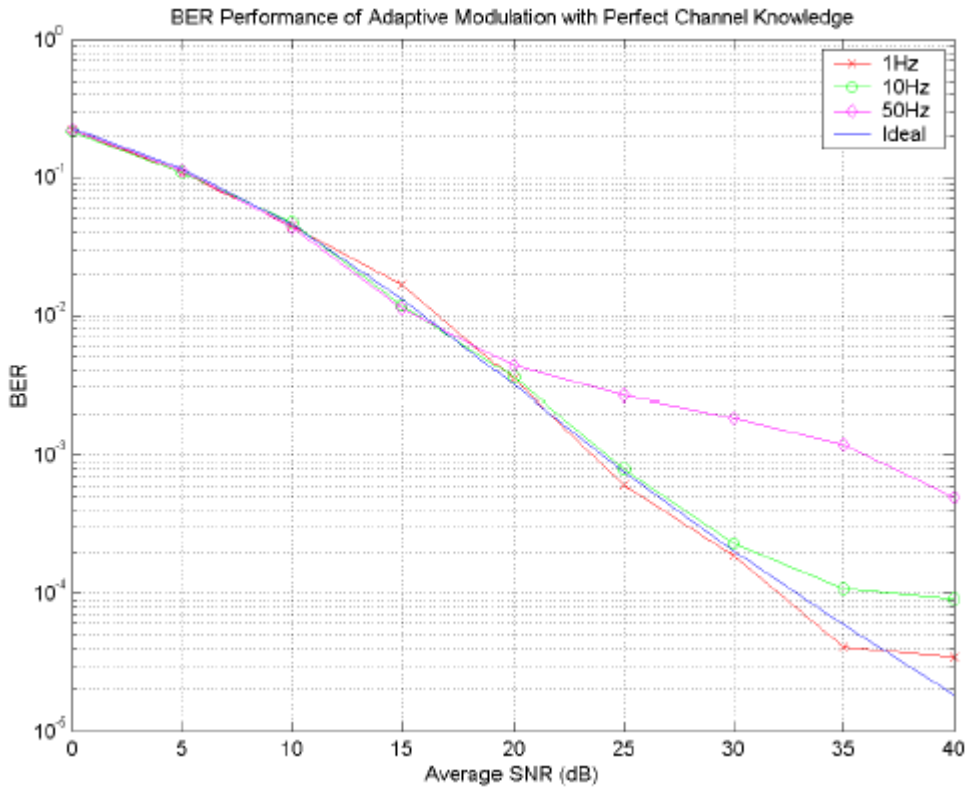


Διάγραμμα 5.9 – BER τέλειας προσαρμοστικής διαμόρφωσης συναρτήσει του μέσου SNR σε ένα Rayleigh κανάλι

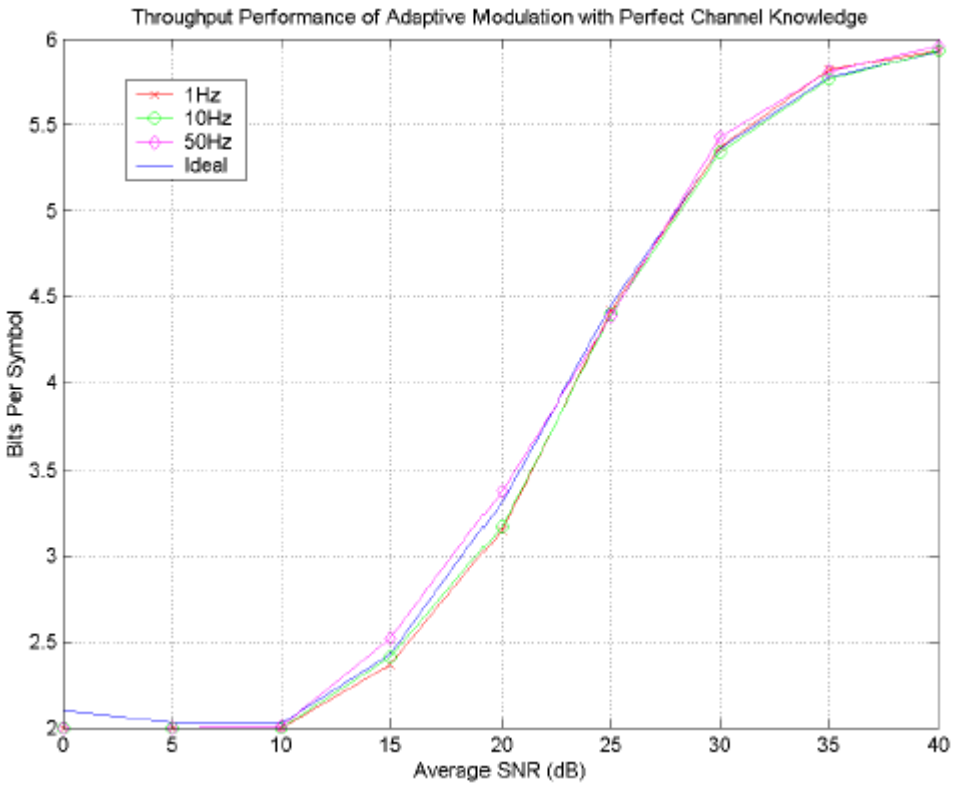
Πιο ενδιαφέρον παρουσιάζει το διάγραμμα 5.9, στο οποίο παρατηρούμε την απόδοση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης όσον αφορά το BER. Παρατηρούμε ότι για χαμηλά SNR μέχρι 10 dB η QPSK έχει τον κύριο λόγο, ενώ μετά τα 10 dB η προσαρμοστική διαμόρφωση βελτιώνεται περισσότερο από ότι η QPSK μπορεί. Για να γίνει το συμπέρασμα αυτό πιο αντιληπτό ας σκεφτούμε για λίγο την περίπτωση ενός περιβάλλοντος στο οποίο υπάρχει βαθιά απόσβεση. Η επιλογή που έχουμε στην προκειμένη περίπτωση έχει να κάνει με την χρησιμοποίηση μιας εκ των τριών διαφορετικών διαμορφώσεων που έχουμε στην διάθεση μας (QPSK, 16QAM, 64QAM). Στην περίπτωση της πολύ ισχυρής απόσβεσης περιμένουμε ίσως τουλάχιστον τα μισά όλων των bits να είναι αλλοιωμένα σε βαθμό λάθους. Είναι προτιμότερο λοιπόν να στέλνουμε λιγότερα bits γιατί έτσι μειώνουμε και τον αριθμό των συνολικών λανθασμένων bits, και επηρεάζουμε το Bit Error Rate (BER) περισσότερο. Όταν στο κανάλι δεν επικρατούν τέτοιες κακές συνθήκες θέλουμε να στέλνουμε όσο περισσότερα bits μπορούμε για να αυξήσουμε το throughput. Ο συνδυασμός των παραπάνω είναι που κάνει την προσαρμοστική διαμόρφωση περισσότερο εύρωστη και αποτελεσματική σε σύγκριση με τις στατικές μεθόδους διαμόρφωσης.

5.6 Απόδοση Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης σε μη-τέλεια περιβάλλοντα

Πριν ξεκινήσουμε την ανάλυση για την απόδοση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης σε μη-τέλεια περιβάλλοντα, ας δούμε πως συμπεριφέρεται το σύστημα σε ιδανικές συνθήκες.



Διάγραμμα 5.10 – BER προσαρμοστικής διαμόρφωσης σε διαφορετικούς ρυθμούς Doppler



Διάγραμμα 5.11 – Φασματική απόδοση (bits/symbol) προσαρμοστικής διαμόρφωσης

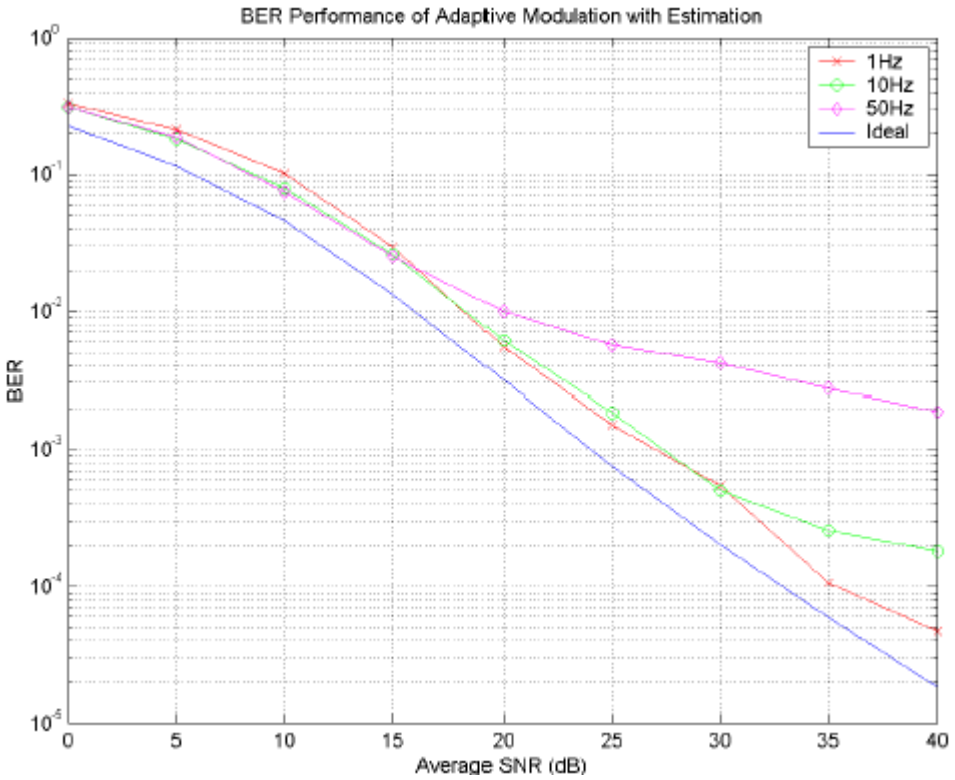
Στα διαγράμματα 5.10 και 5.11 παρουσιάζεται το BER και η φασματική απόδοση αντίστοιχα της προσαρμοστικής διαμόρφωσης στην περίπτωση που υπάρχει πλήρης γνώση του καναλιού με frame rate 640Hz. Παρατηρούμε ότι με την αύξηση της συχνότητας Doppler το BER μειώνεται σημαντικά όταν το SNR είναι μεγαλύτερο από 20 dB. Αυτό οφείλεται στην αύξηση της δυναμικής κατάστασης του καναλιού. Για 1Hz έχουμε σχεδόν σταθερή κατάσταση στο κανάλι, ενώ για 50Hz η ισχύς του τωρινού frame μπορεί να μην είναι η ίδια με αυτήν του επόμενου. Αυτή η αβεβαιότητα στο κανάλι οδηγεί σε λάθη μιας και τα επιλεγόμενα σχήματα διαμόρφωσης παύουν να είναι βέλτιστα. Επιπλέον όσο η συχνότητα Doppler αυξάνεται το SNR δεν παραμένει σταθερό πάω σε ένα δεδομένο frame. Εάν είμαστε σε θέση να προβλέψουμε την κατάσταση του καναλιού, θα μπορούμε να αντισταθμίσουμε τα προαναφερόμενα προβλήματα.

Στο διάγραμμα 5.11 παρατηρούμε ότι για όλες τις συχνότητες Doppler οι καμπύλες συγκλίνουν σχετικά καλά στην θεωρητική ιδανική κατάσταση. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι ότι στατιστικά, με τέλεια εκτίμηση SNR και καναλιού, πρέπει πάντα να έχουμε

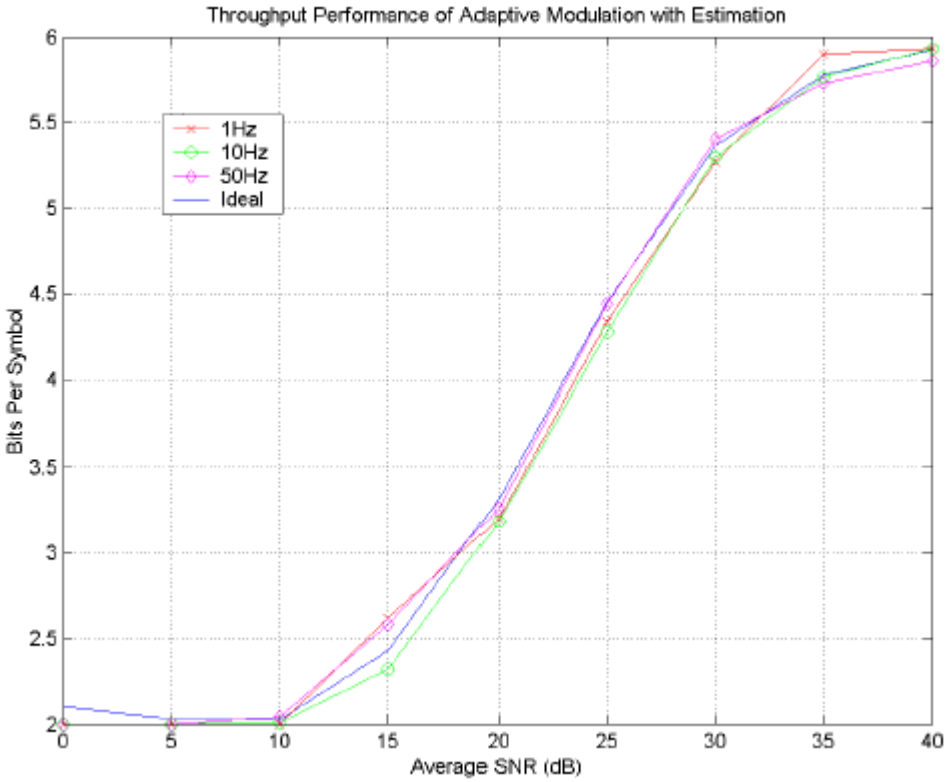
καλές καμπύλες φασματικής απόδοσης. Η σχετική αναλογία του χρόνου στον οποίο κάθε διαμόρφωση συμβαίνει είναι ανεξάρτητη από τον ρυθμό Doppler. Πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι η καλή φασματική αποδοτικότητα δεν υποδεικνύει απαραίτητα καλή BER απόδοση.

5.6.1 Αντίκτυπος της εκτίμησης του καναλιού στην προσαρμοστική διαμόρφωση.

Στο σημείο αυτό θα αφαιρέσουμε την υπόθεση της τέλειας γνώσης του καναλιού που είχαμε στην προηγούμενη ενότητα. Ενσωματώνουμε την FFT εκτίμηση καναλιού και την SNR εκτίμηση. Η αποτελεσματικότητα της FFT εκτίμησης βασίζεται στον λόγο πιλοτικών συμβόλων προς συμβόλων πραγματικής πληροφορίας. Στα ακόλουθα διαγράμματα έχει χρησιμοποιηθεί 1 πιλοτικό σύμβολο κάθε 15 σύμβολα πληροφορίας.

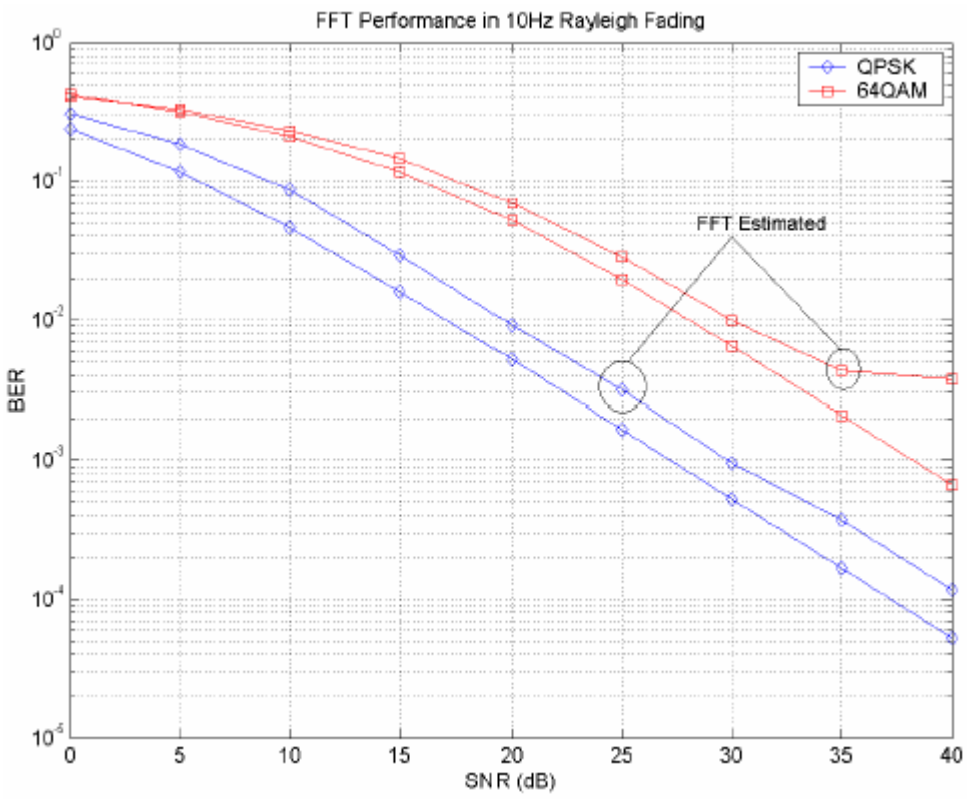


Διάγραμμα 5.12 – Απόδοση BER προσαρμοστικής διαμόρφωσης σε εκτιμώμενο περιβάλλον



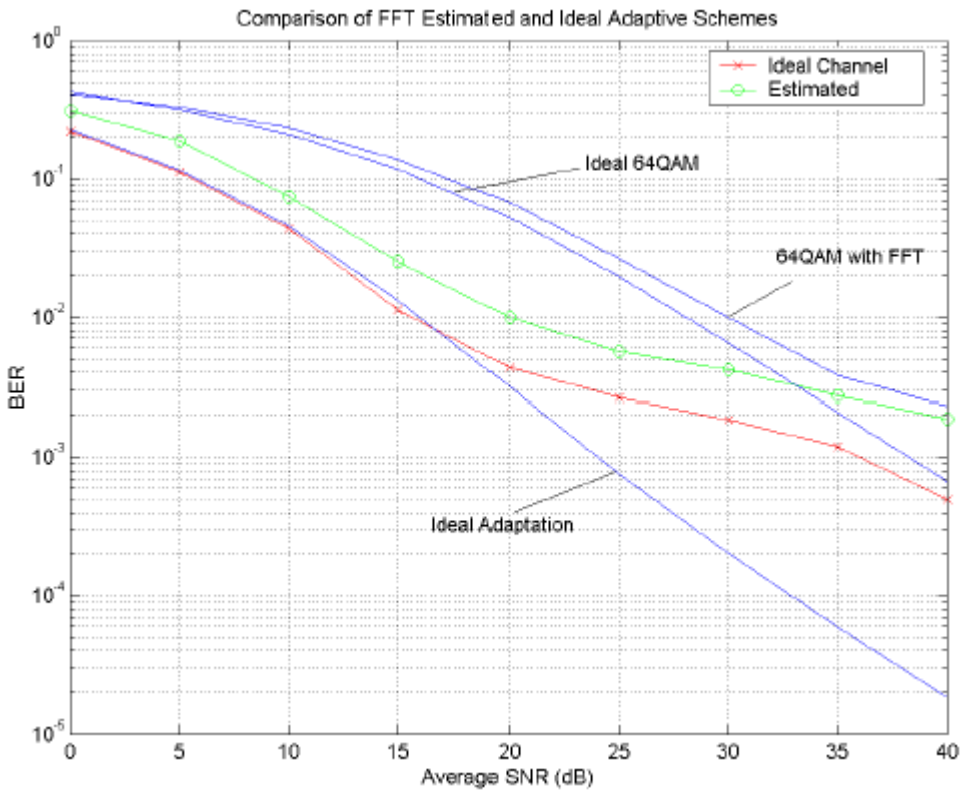
Διάγραμμα 5.13 – Φασματική απόδοση (bits/symbol)
σε εκτιμώμενο περιβάλλον

Στα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι η φασματική απόδοση (διάγραμμα. 5.13) δεν μεταβάλλεται σημαντικά με την αύξηση της συχνότητας Doppler. Αυτό είναι λογικό μιας και τίποτα θεμελιώδες δεν έχει αλλάξει στην συνολική στατιστική της εκτίμησης του SNR. Αντίθετα στο διάγραμμα 5.12 οι BER καμπύλες έχουν μετακινηθεί περίπου 2 με 3dB προς τα δεξιά. Αυτό οφείλεται στην διαδικασία της FFT εκτίμησης. Όταν εφαρμόζουμε FFT εκτίμηση υπάρχει μια αναπόφευκτη απώλεια πληροφορίας καναλιού η οποία θα μειώσει την εξισορρόπηση της περιστροφής. Ευτυχώς όπως παρατηρούμε στο διάγραμμα 5.14 υπάρχει μια μικρή απώλεια της απόδοσης της τάξης των 3 dB.



Διάγραμμα 5.14 – Το φαινόμενο της FFT απώλειας

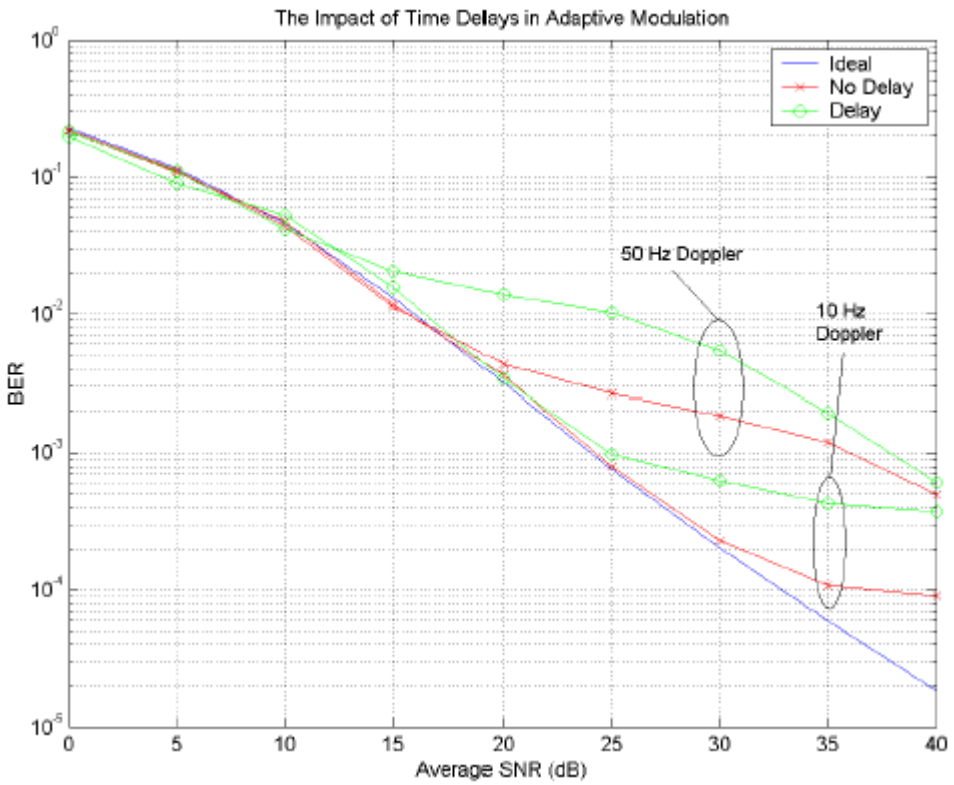
Τέλος στο διάγραμμα 5.15 παρουσιάζουμε μια σύγκριση μεταξύ των ιδανικών και εκτιμώμενων (SNR και FFT) συστημάτων προσαρμοστικής διαμόρφωσης για 50Hz Doppler συχνότητα. Για μικρά SNR έχουμε περίπου 3 dB ολίσθηση αλλά βλέπουμε ότι αυτό αλλάζει για μεγαλύτερες τιμές του SNR μιας και έχουμε μια maximum απόδοση σε περιβάλλοντα υψηλού SNR.



Διάγραμμα 5.15 – Σύγκριση μεταξύ Ιδανικού και εκτιμώμενου καναλιού για 50Hz Doppler συχνότητα

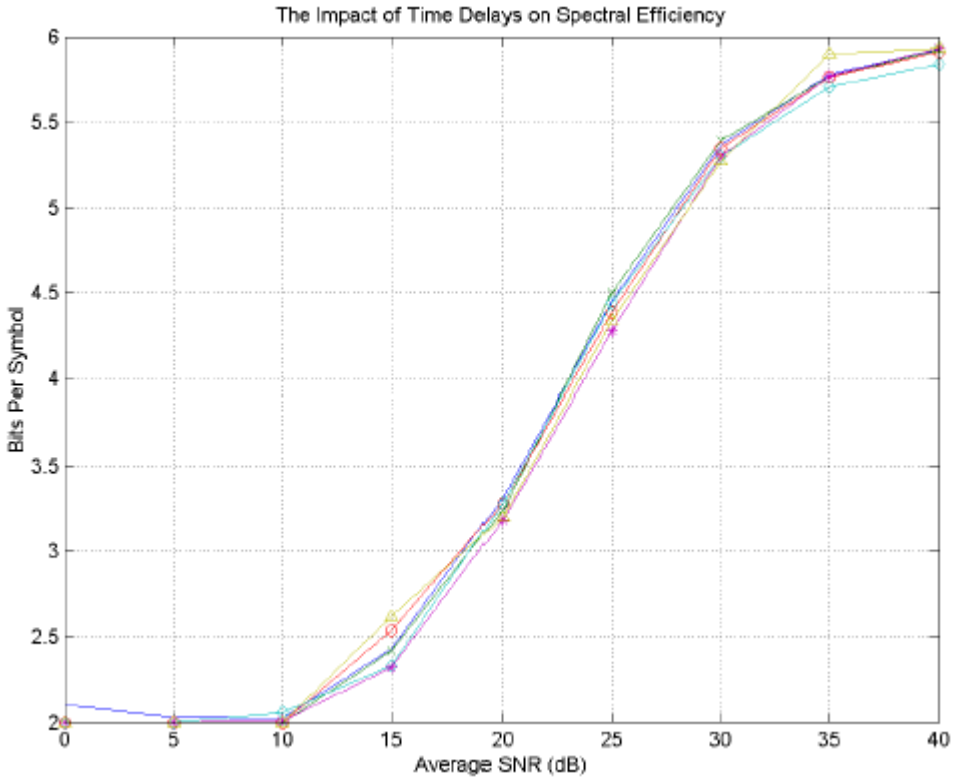
5.6.2 Αντίκτυπος της χρονικής καθυστέρησης (Propagation Delay) στην προσαρμοστική διαμόρφωση.

Μέχρι τώρα έχουμε κάνει την υπόθεση ότι δεν υπάρχει χρονική καθυστέρηση στην μετάδοση της πληροφορίας ελέγχου από τον δέκτη στο πομπό. Δηλαδή υποθέσαμε ότι η πληροφορία που είναι απαραίτητη για την εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού μεταδίδεται στιγμιαία και χωρίς καμία καθυστέρηση. Αυτό όμως δεν συμβαίνει σχεδόν ποτέ σε πραγματικά συστήματα. Πιο συγκεκριμένα, από την χρονική στιγμή που ο δέκτης στέλνει πίσω στον πομπό πληροφορία, δύο η περισσότερα frames θα είναι στην πορεία προς τον δέκτη που δεν είναι γνώστες της τελευταίας κατάστασης.



Διάγραμμα 5.16 – Σύγκριση μεταξύ συστημάτων Με / Χωρίς καθυστέρηση

Στο παραπάνω διάγραμμα, βλέπουμε πως επηρεάζεται το σύστημα στην παρουσία χρονικής καθυστέρησης. Φαίνεται ότι υπάρχει ένας διαχωρισμός από την ιδανική κατάσταση 5 με 10 dB νωρίτερα. Αυτό οφείλεται στην αλλαγή της φύσης του καναλιού. Εάν εισάγουμε μια καθυστέρηση στο σύστημα η SNR εκτίμηση θα είναι εκπρόθεσμη. Για αυτό τον λόγο για μεγαλύτερες συχνότητες Doppler (50Hz) υπάρχει μεγαλύτερος αντίκτυπος τόσο στο μέγεθος όσο και στον χρόνο.



Διάγραμμα 5.17 – Φασματική απόδοση συστημάτων με καθυστέρηση

Στο παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι οι χρονικές καθυστερήσεις δεν επηρεάζουν το throughput. Η καθυστέρηση θα αλλοιώσει μόνο την επιλογή ποιανού σχήματος διαμόρφωσης θα χρησιμοποιηθεί, αλλά δεν θα μεταβάλει την συνολική αναλογία. Αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η μέτρηση της φασματικής αποδοτικότητας δεν αποτελεί καλό δείκτη για το πόσο καλά θα αποδώσει το BER.

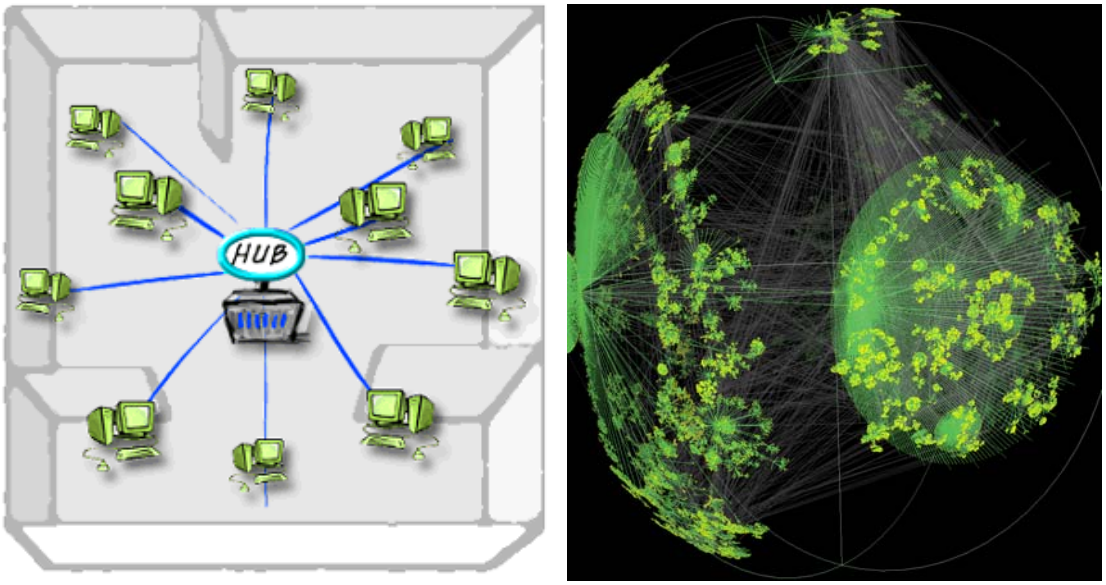
Συνοψίζοντας όσο αφορά τις εκτιμήσεις και τις χρονικές καθυστερήσεις, μπορούμε να πούμε ότι και οι δύο επηρεάζουν αρνητικά τα συστήματα σε σχέση με την ιδανική κατάσταση. Για την εκτίμηση του καναλιού, το σύστημα έχει χειρότερο BER ανεξάρτητα με την ολίσθηση Doppler. Επιπλέον οι χρονικές καθυστερήσεις βλάπτουν μόνο τα συστήματα εκείνα που λειτουργούν σε μέσες προς υψηλές ολισθήσεις Doppler.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΡΟΜΟΛΟΓΗΣΗ (ADAPTIVE ROUTING)

6.1 Εισαγωγή

Τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα μεταβάλλονται σε μέγεθος από μικρής κλίμακας, όπως τα τοπικά δίκτυα (LAN's) που βρίσκουν εφαρμογή σε πανεπιστήμια και γραφεία, σε μεγάλης κλίμακας (WAN's) όπως για παράδειγμα το internet (εικόνα.6.1). Η πληροφορία μεταδίδεται μέσα στο δίκτυα με την μορφή πακέτων. Αποτελεί μείζονος σημασίας η σωστή και αποδοτική δρομολόγηση (routing) των πακέτων αυτών, έτσι ώστε να αποφεύγονται προβλήματα κυκλοφοριακής συμφόρησης και μεγάλων καθυστερήσεων στην διαδικασία μετάδοσης. Είναι σημαντικό οι τρόποι (αλγόριθμοι δρομολόγησης) που επιλέγουμε να δρομολογήσουμε την πληροφορία να εξασφαλίζουν υψηλή ποιότητα υπηρεσιών και να αποτρέπουν την εμφάνιση ορισμένων πολύ αρνητικών φαινομένων.



Εικόνα 6.1 – Τοπικό Δίκτυο & Internet

6.2 Περιγραφή των τηλεπικοινωνιακών δικτύων

Ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο είναι μια συλλογή από κόμβους οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι μεταξύ τους με συγκεκριμένων τρόπο. Με την έννοια κόμβος εννοούμε ένα οποιαδήποτε σημείο του δικτύου στο οποίο γίνεται είτε αποθήκευση, επεξεργασία ή αναμετάδοση της διαδιδόμενης πληροφορίας. Παραδείγματα τέτοιων κόμβων είναι οι δρομολογητές (routers), οι αναμεταδότες (repeaters) ακόμα και υπολογιστές (hosts). Ο τρόπος που μπορεί να μεταδοθεί η πληροφορία έχει να κάνει με το μέσο διάδοσης που χρησιμοποιούμε. Έτσι για παράδειγμα μπορεί να είναι καλώδιο χαλκού, οπτική είναι ακόμα και ο αέρας στην περίπτωση των ασύρματων δικτύων (wireless networks).

Όπως αναφέραμε ήδη η πληροφορία που επιθυμούμε να μεταδώσουμε, στην περίπτωση που έχουμε packet oriented δίκτυα, κατακερματίζεται σε κομμάτια, σε πακέτα τα οποία συνθέτουν το σύνολο των δεδομένων της μετάδοσης. Τα πακέτα αυτά ανάλογα με το πρωτόκολλο επικοινωνίας είτε είναι σταθερού είτε μεταβλητού μήκους. Στις περισσότερες φορές όταν θέλουμε να στείλουμε ένα πακέτο πληροφορίας *P(s,d)* με μορφή πακέτων από μια πηγή *s* (source) σε ένα προορισμό *d* (destination), η διαδρομή που ακολουθεί μέσα στο δίκτυο, είναι πολύ περίπλοκη και περνάει από πολλούς ενδιάμεσους κόμβους (nodes) μέχρι να βρει τον προορισμό του. Η ακολουθία των ενδιάμεσων κόμβων ξεκινώντας από τον αρχικό $s(=x_0)$ και τερματίζοντας στον προορισμό $d(=x_l)$ ονομάζεται διαδρομή μήκους *l*. Ο συνολικός χρόνος που σπατάλησε το πακέτο κατά την διάρκεια της διαδρομής του αυτής καλείται *χρόνος παράδοσης πακέτου (packet delivery time)* T_D και εξαρτάται από δύο μεγάλους παράγοντες :

1. **Χρόνος αναμονής στις ενδιάμεσες ουρές, T_W** : Όταν ένας κόμβος x_{i+1} δέχεται το πακέτο *P(s,d)* από τον γειτονικό του x_i, τοποθετεί το εν λόγο πακέτο σε μία ουρά επεξεργάζοντας παράλληλα τα προηγούμενα πακέτα που είχαν έρθει πριν το *P(s,d)*. Συνεπώς ένα πακέτο κατά την διάρκεια της διαδρομής του πρέπει να ξοδέψει κάποιο χρόνο στις ουρές αυτές. Εάν q_i είναι το μήκος της ουράς του κόμβου x_i, ο

χρόνος αναμονής του πακέτου στον συγκεκριμένο κόμβο είναι $O(q_i)$. Ο συνολικός χρόνος αναμονής δίδεται από την σχέση:

$$T_W = O(\sum_{i=1}^{l-1} q_i) \quad (6.1)$$

Για την βέλτιστη δρομολόγηση λοιπόν είναι απαραίτητο τα πακέτα της πληροφορίας να περνάνε από εκείνους τους κόμβους που έχουν την μικρότερη ουρά.

2. **Καθυστέρηση μετάδοσης οφειλόμενη στις ζεύξεις, T_X** : Κατά την διάρκεια της διαδρομής του πακέτου από τον κόμβο x_i στον x_{i+1}, και ανάλογα με την ταχύτητα της σύνδεσης των δύο αυτών κόμβων, προστίθεται μια αναπόφευκτη χρονική καθυστέρηση. Αν $\delta_{x_i,x_{i+1}}$ είναι η καθυστέρηση διάδοσης ανάμεσα σε δύο κόμβους, τότε η συνολική καθυστέρηση δίδεται από την σχέση:

$$T_X = \sum_{i=0}^{l-1} \delta_{x_i,x_{i+1}} \quad (6.2)$$

Επομένως το μήκος της φυσικής διαδρομής l είναι επίσης κρίσιμο όσον αφορά τον χρόνο παράδοσης των πακέτων στον προορισμό τους. Επιπλέον μπορούμε να ισχυριστούμε ότι ο συνολικός χρόνος παράδοσης δίδεται από την σχέση :

$$T_D = T_W + T_X \quad (6.3)$$

6.3 Δρομολόγηση στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα (Routing)

Η δρομολόγηση μπορεί να οριστεί γενικά σαν την διαδικασία του δικτύου η οποία καθορίζει ένα μονοπάτι διαμέσου του δικτύου από μια αφετηρία προς ένα προορισμό. Το μονοπάτι αυτό είναι επιλεγμένο έτσι ώστε να βελτιστοποιεί κάποια συγκεκριμένα κριτήρια. Για παράδειγμα ένα κριτήριο μπορεί να είναι η ελαχιστοποίηση της καθυστέρησης

μετάδοσης. Ένα άλλο κριτήριο μπορεί να είναι η μεγιστοποίηση της χρησιμότητας των πόρων του δικτύου.

Το ίδιο το δίκτυο, όπως έχει αναφερθεί, αποτελείται από κόμβους (nodes) οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι μεταξύ τους, και οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για την αναμετάδοση την κίνησης των χρηστών. Ο τρόπος με τον οποίο θα επιλέξουν να αναμεταδώσουν την πληροφορία καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την διαδικασία δρομολόγησης που έχει επιλεγεί. Οι κανόνες της διαδικασίας αυτής υλοποιούνται πολλές φορές με την χρήση κατάλληλων πινάκων δρομολόγησης που είναι αποθηκευμένοι σε κάθε κόμβο του δικτύου.

Υπάρχουν τρεις βασικές μέθοδοι βάση των οποίων γίνεται η μεταγωγή (switching) της πληροφορίας σε ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο.

- *Μεταγωγή κυκλώματος (Circuit switching):* Τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος υλοποιούν πρώτα φυσικές ή λογικές συνδέσεις ανάμεσα στους τελικούς χρήστες του δικτύου, πριν μεταδοθεί οποιαδήποτε πληροφορία ανάμεσα στους χρήστες αυτούς. Οι πίνακες δρομολόγησης που περιέχονται στους κόμβους, υποδεικνύουν τις εξερχόμενες συνδέσεις που θα χρησιμοποιηθούν για ένα προτιμώμενο μονοπάτι μέσα στο δίκτυο. Στην συνέχεια δρομολογείται η διακίνηση της πληροφορίας μέσα από αυτό το επιλεγμένο μονοπάτι για όλη την διάρκεια της σύνδεσης.

- *Μεταγωγή πακέτων με ιδεατά κυκλώματα (Virtual circuit packet switching):* Τα δίκτυα αυτού του τύπου χρησιμοποιούν ένα παρόμοιο σχήμα με αυτά της μεταγωγής κυκλώματος για την παροχή υπηρεσιών. Δημιουργείται ένα ιδεατό μονοπάτι κατά την διαδικασία εγκατάστασης της σύνδεσης και όλα τα ακόλουθα πακέτα του χρήστη δρομολογούνται από το μονοπάτι αυτό. Οι πίνακες δρομολόγησης περιέχουν εισόδους αντιστοιχίζοντας ξεχωριστές ιδεατές συνδέσεις με εξερχόμενες ζεύξεις για την προώθηση της κίνησης σε συγκεκριμένους κόμβους. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα πακέτα των χρηστών να απαιτούν έναν δείκτη ιδεατού κυκλώματος στη κεφαλή, έτσι ώστε κάθε

κόμβος που δέχεται τα πακέτα αυτά να είναι σε θέση να καθορίσει την κατάλληλη διαδρομή για καθένα από αυτά.

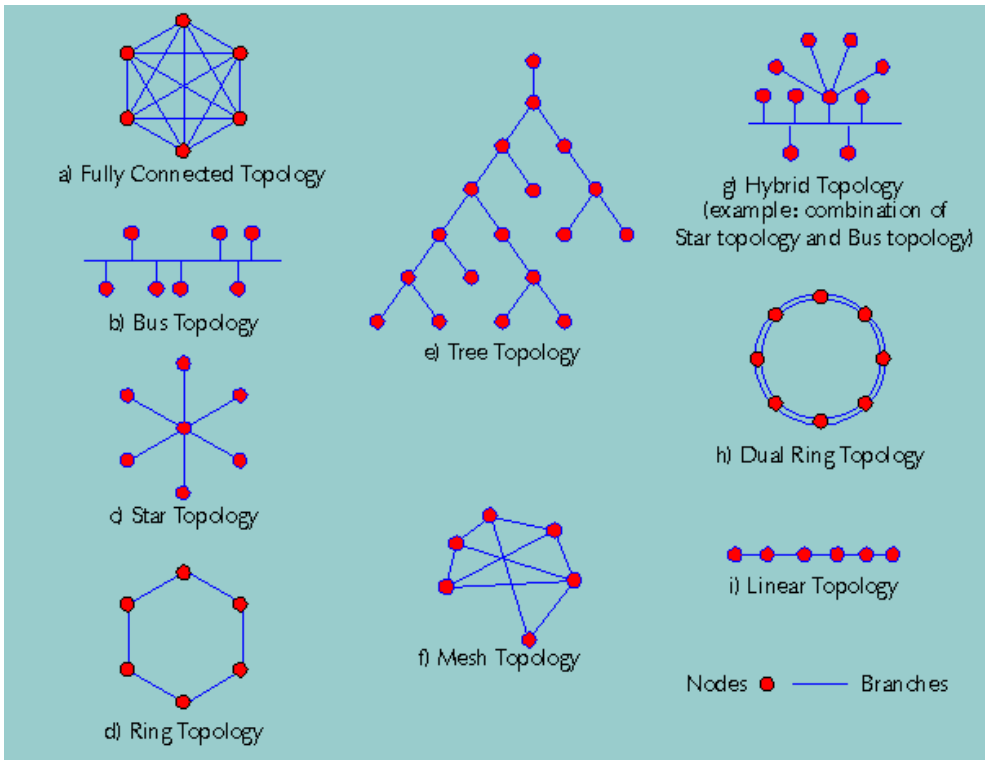
- *Μεταγωγή αυτοδύναμων πακέτων (Datagram packet switching)* : Κάθε πακέτο προερχόμενο από ένα κόμβο αφετηρίας προς ένα κόμβο προορισμού δρομολογείται στην επιθυμητή κατεύθυνση από τους κόμβους του δικτύου, ανάλογα με τις αποφάσεις δρομολόγησης των κόμβων αυτών. Σαν αποτέλεσμα αυτού τα αυτοδύναμα πακέτα πρέπει να περιέχουν την πλήρη διεύθυνση προορισμού στην κεφαλή τους (packet header). Επιπλέον αυτή η μέθοδος μπορεί να οδηγήσει τα πακέτα του ίδιου χρήστη να ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές μέσα στο δίκτυο και πιθανότατα να φτάνουν με διαφορετική σειρά στον προορισμό τους, μιας και κάθε πακέτο μπορεί να υφίσταται διαφορετική καθυστέρηση.

Υπάρχουν ορισμένες ιδιότητες που είναι επιθυμητές σε έναν αλγόριθμο δρομολόγησης. Αυτές είναι οι ακόλουθες :

- Ορθότητα (correctness)
- Απλότητα (simplicity)
- Ανθεκτικότητα (robustness). Από τη στιγμή που ενεργοποιείται ένα μεγάλο δίκτυο, θα πρέπει να αναμένεται να λειτουργεί για χρόνια συνεχώς, χωρίς αστοχίες μεγάλης έκτασης. Ο αλγόριθμος δρομολόγησης πρέπει να είναι σε θέση να αντιμετωπίζει τις αλλαγές της τοπολογίας και της κίνησης χωρίς να απαιτεί να διακόπτονται όλες οι εργασίες κάθε φορά που καταρρέει κάποιος δρομολογητής.
- Σταθερότητα (stability). Είναι σημαντικό για κάποιον αλγόριθμο να συγκλίνει σε κάποιο σημείο ισορροπίας.
- Δικαιοσύνη (fairness)
- Βελτιστοποίηση (optimality)

6.4 Το πρόβλημα της δρομολόγησης

Ανάλογα με την τοπολογία του δικτύου (βλ. εικόνα 6.2), είναι δυνατόν να υπάρξουν πολλαπλές διαδρομές από την πηγή *s* στον προορισμό *d*, με επακόλουθο ο χρόνος παράδοσης των πακέτων να εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την επιλογή της διαδρομής. Γεννιέται λοιπόν το ερώτημα : *Ποία είναι η βέλτιστη διαδρομή, δεδομένου ενός κόμβου αφετηρίας s και ενός κόμβου προορισμού d, σε σχέση πάντα με τις τρέχουσες συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο ?*Η κατάσταση του δικτύου εξαρτάται από έναν μεγάλο αριθμό παραγόντων, όπως για παράδειγμα από τα μήκη των ουρών όλων των κόμβων, την κατάσταση των συνδέσεων καθώς και την κατάσταση των κόμβων καθαυτών.



Εικόνα 6.2 – Διαφορετικές τοπολογίες δικτύων

Εάν υπήρχε ένας κεντρικός παρατηρητής, ο οποίος θα ήταν σε θέση να γνωρίζει ανά πάσα στιγμή την συνολική κατάσταση του δικτύου, τότε θα ήταν πιθανό να βρεθεί ένας βέλτιστος αλγόριθμος δρομολόγησης ο οποίος να έλυνε το πρόβλημα. Αλλά όπως είναι λογικό η ύπαρξη ενός τέτοιου κεντρικού παρατηρητή δεν είναι πάντα εφικτή. Το έργο της εξαγωγής των αποφάσεων δρομολόγησης είναι επομένως μια αρκετά δύσκολη διαδικασία.

Μάλιστα, η διαδικασία αυτή γίνεται ολοένα και πιο περίπλοκη όσο το μέγεθος του δικτύου μεγαλώνει.

Η επιλογή του τρόπου δρομολόγησης μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους, όπως θα δούμε στην συνέχεια Πρέπει όμως να είμαστε ιδιαίτερα προσεκτικοί, γιατί ο ενίοτε αλγόριθμος είναι δυνατόν να είναι υπολογιστικά ακριβός και να σπαταλάει σημαντική ποσότητα από τους πόρους του δικτύου.

6.4.1 Συμφόρηση – Ένα συχνό φαινόμενο

Όταν κυκλοφορούν υπερβολικά πολλά πακέτα στο δίκτυο (ή σε ένα τμήμα του), η λειτουργία του επιδεινώνεται. Η περίπτωση αυτή καλείται συμφόρηση (congestion). Όταν ο αριθμός των πακέτων που διοχετεύονται στο δίκτυο από τους host κυμαίνεται εντός του ορίου της χωρητικότητας του δικτύου, τότε όλα τα πακέτα (εκτός από αυτά στα οποία παρουσιάζεται σφάλμα) παραδίδονται. Ωστόσο, όταν αυξάνει η κίνηση υπερβολικά, οι δρομολογητές δεν πλέον σε θέση να αντεπεξέλθουν και αρχίζουν να χάνουν πακέτα. Σε πολύ μεγάλη κίνηση, η λειτουργία καταρρέει εντελώς και δεν παραδίδεται σχεδόν κανένα πακέτο.

Η συμφόρηση μπορεί να προκληθεί από διάφορους παράγοντες, όπως η ξαφνική εμφάνιση μεγάλου αριθμού πακέτων και οι αργοί επεξεργαστές. Η συμφόρηση τείνει να αυτοτροφοδοτείται και να επιδεινώνεται. Για παράδειγμα, όταν ένας χρήστης στείλει ένα πακέτο και αυτό απορριφθεί, το ξαναστέλνει και αυτό επιβαρύνει περισσότερο το δίκτυο.
Έτσι, προκειμένου να αποφεύγεται η σύμφορες και τα προβλήματα που την ακολουθούν, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η επιλογή της διαδρομής πρέπει να λαμβάνει υπ όψη εκτός από την συντομία της διαδρομής και την κίνηση σε κάθε τμήμα του δικτύου. Αν η κίνηση ήταν σταθερή και τα πακέτα κατέφθαναν με σταθερό ρυθμό, δεν θα υπήρχε πρόβλημα συμφόρησης. Συχνά, όμως η κίνηση είναι καταιγιστική, κάτι που μπορεί να αντιμετωπιστεί με την επιβολή σταθερού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Αυτό καλείται μορφοποίηση κίνησης (traffic shaping).

6.5 Κατηγορίες των διαδικασιών δρομολόγησης

Έχουν προταθεί πολλοί τρόποι ταξινόμησης των διαδικασιών δρομολόγησης, αλλά είναι δύσκολο να ενοποιήσουμε όλες τις στρατηγικές δρομολόγησης κάτω από τις διάφορες ταξινομήσεις. Πάραυτα στην ενότητα αυτή θα παρουσιάσουμε ορισμένες κατηγορίες στις οποίες μπορούν να ταξινομηθούν οι διαδικασίες δρομολόγησης :

6.5.1 Ντετερμινιστική και στοχαστική δρομολόγηση.

Οι ντετερμινιστικοί αλγόριθμοι είναι στατικοί με την έννοια ότι δεν μεταβάλλονται ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο, και εκτός αυτού, στηρίζονται στις κατά μέσο όρο συνθήκες του δικτύου. Οι στατικές μέθοδοι δρομολόγησης όπου οι πίνακες δρομολόγησης σε κάθε κόμβο είναι στατικοί είναι ντετερμινιστικές. Ενώ οι μέθοδοι αυτό δεν αποδίδουν καλά σε δυναμικές συνθήκες η χρήση εναλλακτικών διαδρομών μπορεί να βελτιώσει την απόδοση τους. Η εναλλακτική αυτή δρομολόγηση χρησιμοποιώντας στατικούς κανόνες χρησιμοποιείται τυπικά στα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος.

Μια άλλη ντετερμινιστική μέθοδος δρομολόγησης είναι η επονομαζόμενη δρομολόγηση πλημμύρας (Flood search routing ή Flooding). Αυτού του είδους η μέθοδος, απαιτεί από κάθε κόμβο που δέχεται ένα πακέτο να το αναμεταδίδει σε όλες τις εξερχόμενες συνδέσεις του. Αυτή η απλή τεχνική εξασφαλίζει ότι το πακέτο θα φτάσει με σιγουριά στον προορισμό του εφόσον υπάρχει εφικτός δρόμος. Η 'πλημμύρα' χαρακτηρίζεται σαν ντετερμινιστική γιατί οι κανόνες δρομολόγησης δεν μεταβάλλονται ανάλογα με τις συνθήκες του δικτύου.

Η στοχαστική δρομολόγηση αποτελεί αντιπρόταση στις ντετερμινιστικές τεχνικές. Μια απλή στοχαστική τεχνική δρομολόγησης είναι αυτή του *'τυχαίου περίπατου'* όπου ένας κόμβος επιλέγει τυχαία το μονοπάτι δρομολόγησης ενός εισερχομένου πακέτου πληροφορίας. Αυτού του είδους ο αλγόριθμος είναι γενικά αναποτελεσματικός όσον αφορά την απόδοση στην καθυστέρηση. Ένας τρόπος για την βελτίωση της απόδοσης του δικτύου

σε σχέση με την καθυστέρηση μετάδοσης, είναι η χρήση κατανεμημένων στοχαστικών αλγορίθμων. Οι αλγόριθμοι αυτοί, ανταλλάσσουν πληροφορία που έχει να κάνει με την παρατηρούμενη καθυστέρηση στο δίκτυο μεταξύ γειτονικών κόμβων, έτσι ώστε να μειώσουν τις καθυστερήσεις. Αυτό γίνεται με την επιλογή της διαδρομής ανάλογα με μια βαθμονομημένη πιθανότητα βαρών (weighted link choice probability). Εναλλακτικά σχήματα, όπου δεν γίνεται καμία ανταλλαγή πληροφορίας για την καθυστέρηση, ονομάζονται απομονωμένοι στοχαστικοί αλγόριθμοι (Isolated Stochastic Algorithms).

6.5.2 Κεντρικοποιημένη και κατανεμημένη δρομολόγηση (Centralized & Distributed routing)

Μια πιο γενική κατάταξη των αλγορίθμων δρομολόγησης σε δύο κατηγορίες προτάθηκε το 1981 από τον Michael Rudin. Η κατάταξη αυτή διαχωρίζει τους αλγόριθμους δρομολόγησης σε κεντρικοποιημένους και κατανεμημένους. Όταν οι στρατηγικές δρομολόγησης επεξεργάζονται κεντρικά και στην συνέχεια η πληροφορία δρομολόγησης που προκύπτει διαμοιράζεται στους κόμβους του δικτύου, τότε μιλάμε για κεντρικοποιημένους αλγόριθμους δρομολόγησης. Αντίθετα όταν η στρατηγική δρομολόγησης προετοιμάζεται και υλοποιείται σε κάθε κόμβο του δικτύου ξεχωριστά τότε έχουμε να κάνουμε με κατανεμημένη δρομολόγηση. Οι αλγόριθμοι που ανήκουν στην πρώτη κατηγορία (Centralized) εμπεριέχουν στατικούς κανόνες δρομολόγησης για μια δεδομένη κατάσταση, και οι οποιοσδήποτε κανόνες αναβάθμισης και ανανέωσης προέρχονται από τον κεντρικό ελεγκτή, και τον ιδεατό παρατηρητή που αναφέραμε σε προηγούμενη παράγραφο. Ο ιδεατός παρατηρητής έχει πλήρη γνώση του δικτύου ανά πάσα χρονική στιγμή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να αναδείξει την περιορισμένη απόδοση του δικτύου. Αλγόριθμοι ελαχίστου δρόμου, όπου πληροφορία ανταλλάσσεται μεταξύ γειτονικών κόμβων και διαδρομές υπολογίζονται από ανεξάρτητους κόμβους εμπίπτουν στην κατηγορία των κατανεμημένων αλγορίθμων. Για παράδειγμα ο αλγόριθμος του Dijkstra είναι ένας κατανεμημένος αλγόριθμος δρομολόγησης, αλλά μπορεί και να υλοποιηθεί και σαν κεντρικοποιημένος.

6.5.3 Προσαρμοστικοί και μη προσαρμοστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης (Adaptive & nonadaptive routing)

Οι τεχνικές δρομολόγησης έχουν χωριστεί πολλές φορές και σε προσαρμοστικούς και μη προσαρμοστικούς. Οι μη προσαρμοστικές τεχνικές είναι ουσιαστικά ντετερμινιστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης που χρησιμοποιούν στατικούς κανόνες για μια δεδομένη μορφολογία δικτύου. Αυτοί οι κανόνες παρασκευάζονται από πριν και η παρούσα κατάσταση του δικτύου δεν λαμβάνεται υπόψη. Αντίθετα οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι, μεταβάλλονται και προσαρμόζονται ανάλογα με τις αλλαγές τις κίνησης και της μορφολογίας του δικτύου. Αυτές οι τεχνικές έχουν διαχωριστεί επιπλέον σε κεντρικοποιημένες, κατανεμημένες, και απομονωμένες.

Οι κεντρικοποιημένες και κατανεμημένες τεχνικές προσαρμοστικής δρομολόγησης '*μαθαίνουν*' και '*εκπαιδεύονται*' με το να επικοινωνούν με έναν κεντρικό ελεγκτή ή τους γειτονικούς κόμβους αντίστοιχα. Οι απομονωμένες προσαρμοστικές τεχνικές βασίζουν τις αποφάσεις δρομολόγησης τους από την πληροφορία που οι κόμβοι έχουν μαζέψει ανεξάρτητα, και χωρίς να επικοινωνούν με τους γειτονικούς κόμβους. Μαθαίνουν δηλαδή με επαγωγή.

Οι κατανεμημένοι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης έχουν προταθεί χρησιμοποιώντας τεχνικές βασισμένες σε learning automata, και στην θεωρία ασαφών συνόλων (fuzzy set theory). Οι απομονωμένοι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι μπορούν να υλοποιηθούν πολύ γρήγορα με την χρήση stochastic learning automata τεχνικών, γιατί τα προβλήματα δρομολόγησης προορίζονται τυπικά για αποκεντρικοποιημένο έλεγχο, όπου οι ελεγκτές μπορούν να ανατροφοδοτηθούν με αποτέλεσμα την συνολική βελτίωση της απόδοσης του δικτύου. Σαν αποτέλεσμα οι απομονωμένοι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι είναι προτιμότεροι για τηλεφωνικά δίκτυα μεταγωγής κυκλωμάτων και δίκτυα μεταγωγής πακέτων. Οι αλγόριθμοι του τύπου αυτού χρησιμοποιούν την επιστροφή της πληροφορίας που λαμβάνεται από την κατάσταση του δικτύου, και την προηγούμενης εμπειρίας, για να μεταβάλλουν τους κανόνες απόφασης δρομολόγησης. Ο Βρετανικός οργανισμός τηλεπικοινωνιών ανέπτυξε μια τεχνική δυναμικής εναλλακτικής δρομολόγησης (Dynamic Alternative Routing , DAR) για το δίκτυο του, χρησιμοποιώντας αποκεντρικοποιημένες,

απομονωμένες προσαρμοστικές τεχνικές βασισμένες σε *learning automata*. Μια τεχνική με την ονομασία ‘’*sticky principle*’’ η οποία απλά ευνοεί τα επιτυχημένα μονοπάτια του δικτύου, σχηματίζει την βάση της DAR.

Οι περισσότεροι από τους κατανεμημένους αλγόριθμους ελαχίστου διαδρομής, όπου η πληροφορία των συνθηκών δρομολόγησης ανταλλάσσεται αποκλειστικά μεταξύ γειτονικών κόμβων, έχουν υλοποιηθεί με γνώμονα την χρήσης τους στα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος πακέτων. Αυτοί οι αλγόριθμοι απαιτούν ένα δίκτυο τύπου ‘quasi-static’ έτσι ώστε παράλληλα με την μεταβολή των συνθηκών του δικτύου πρέπει να υπάρχουν και μερικά διαστήματα ηρεμίας έτσι ώστε να ενημερώνονται οι πίνακες δρομολόγησης. Οι αλγόριθμοι αυτοί μπορούν αν χρησιμοποιηθούν για δίκτυα ATM.

Με βάση τα παραπάνω είναι εμφανές γιατί σε πολλές περιπτώσεις οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης είναι προτιμότεροι από τους στατικούς. Το μεγαλύτερο κίνητρο για την χρήση τέτοιου είδους αλγορίθμων προσέρχεται από το γεγονός: *Όσο η κίνηση αυξάνεται και συσσωρεύεται στους ‘δημοφιλής κόμβους’, η απόδοση της τρέχουσας στρατηγικής δρομολόγησης αρχίζει να μειώνεται. Εναλλακτικές διαδρομές, οι οποίες μπορεί να είναι μακρύτερες σε αριθμό ενδιάμεσων κόμβων αλλά οδηγούν σε μικρότερους χρόνους παράδοσης, πρέπει να γίνουν γνωστές μέσο εξερεύνησης.*
Οι αλγόριθμοι δρομολόγησης πρέπει να μεταβάλλονται ανάλογα με τον φόρτο του δικτύου, την τοπολογία και άλλες μεταβολές στην κατάσταση του δικτύου.

Για την υλοποίηση τέτοιων προσαρμοστικών τεχνικών δρομολόγησης, κάθε κόμβος πρέπει να κατέχει πληροφορίες δρομολόγησης, οι οποίες θα τον βοηθούν να πραγματοποιεί αποφάσεις. Πρέπει να υπάρχει επομένως ένας μηχανισμός ο οποίος να ενημερώνει την πληροφορία αυτή έτσι ώστε να λαμβάνονται υπόψη οι μεταβολές του δικτύου. Ένα παράδειγμα τέτοιου αλγορίθμου είναι ο κατανεμημένος Bellman-Ford. Στον αλγόριθμο αυτό, κάθε κόμβος κρατάει δύο πίνακες: Το μικρότερο κόστος για την προσέγγιση κάθε κόμβου στο δίκτυο, και έναν άλλο πίνακα ο οποίος δείχνει σε ποίον γειτονικό κόμβο θα προωθηθεί ένα πακέτο με σκοπό να φτάσει στον τελικό προορισμό του, με το ελάχιστο δυνατό κόστος. Τα κόστη αυτά και οι αντίστοιχοι πίνακες δρομολόγησης, ανανεώνονται με

περιοδικές ανταλλαγές των πινάκων κόστους μεταξύ γειτονικών κόμβων. Μια σύντομη περιγραφή του αλγορίθμου αυτού παρουσιάζεται στην επόμενη παράγραφο.

6.6 Κατανεμημένος Bellman – Ford αλγόριθμος δρομολόγησης.

Στις περισσότερες περιπτώσεις δεν είναι εφικτό να διατηρούμε γνωστή την κατάσταση όλου του δικτύου σε όλους τους κόμβους, όλες τις χρονικές στιγμές. Αντί αυτού μια τοπική εικόνα του δικτύου μπορεί να διατηρηθεί από κάθε κόμβο και μπορεί να ανανεώνεται σύμφωνα με τις αλλαγές του δικτύου. Μια εκδοχή της προσέγγισης αυτής ονομάζεται Distance Vector Routing (Tanenbaum 1989) και χρησιμοποιείται στα μοντέρνα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Η τεχνική Bellman – Ford (Bellman 1957, 1958 – Ford & Fulkerson 1962) είναι μια από τις πλέον γνωστές τεχνικές προσαρμοστικού Distance Vector Routing. Στον Bellman – Ford κάθε κόμβος *x* κρατάει δύο πίνακες για την αποθήκευση της κατάστασης του δικτύου :

- **Πίνακας Κόστους** $Cost_x(d)$: **V** →COST , ο οποίος περιέχει το ελάχιστο κόστος που συνάντησε ένα πακέτο κατά την διαδρομή του από τον κόμβο *x* στον κόμβο προορισμού *d*. ($Cost_x(x)=0$)

- **Πίνακας δρομολόγησης** $Rtb_x(d)$: **V** →N(x), όπου *N(x)* είναι το σύνολο των γειτονικών κόμβων του *x*, και ο πίνακας αυτός περιέχει τον καλύτερο γείτονα του *x* για να προωθήσει ένα πακέτο με προορισμό *d* ($Rtb_x(x)=x$)

,V είναι το σύνολο όλων των κόμβων του δικτύου. Υπάρχουν δύο εκδόσεις του Bellman – Ford αλγορίθμου ανάλογα με την ερμηνεία του *κόστους* για την παράδοση ενός πακέτου. Στην πρώτη έκδοση, **BF1**, το *κόστος* μετράται με τον αριθμό των hops(number of intermediate nodes), ενώ στην **BF2**, το κόστος με τον συνολικό χρόνο παράδοσης του πακέτου. Ο πίνακας δρομολόγησης *Rtb* αναφέρεται και στις δύο εκδοχές σαν $R_x(d)$. Και οι δύο πίνακες ανανεώνονται καθώς μεταβάλλεται η κατάσταση του δικτύου. Αυτές οι

ενημερώσεις λαμβάνουν χώρα, μέσο τακτικών ανταλλαγών των πινάκων κόστους μεταξύ γειτόνων. Ο ρυθμός ανταλλαγής εξαρτάται από την παράμετρο *f*, η οποία αναπαριστά ουσιαστικά την πιθανότητα με την οποία ένας κόμβος στέλνει τον πίνακα κόστους του στον γείτονα του σε κάθε χρονικό βήμα.

6.6.1 Ενημέρωση των πινάκων

Μιας και το κόστος μεταφράζεται διαφορετικά στις δύο εκδόσεις **BF1** και **BF2**, ο κανόνας ενημέρωσης για τις εκδόσεις αυτές είναι επίσης διαφορετικός. Για την **BF1**, όταν ένας κόμβος $y \in N(x)$ στέλνει τον πίνακα κόστους του $H_y(*)$ στον γειτονικό του κόμβο *x* το κόστος ανανεώνεται σύμφωνα με :

$$\forall d \in \mathbf{V}, H_x(d)^{upd} = \begin{cases} 0, \text{ if } x = d \\ 1, \text{ if } y = d \\ \min(n, 1 + H_x(d)), \text{otherwise} \end{cases} \qquad (6.4)$$

, όπου *n* είναι ο συνολικός αριθμός των κόμβων του δικτύου και *d* είναι ο κόμβος προορισμού. Ο πίνακας δρομολόγησης $R_x(*)$ του κόμβου *x* ανανεώνεται ως εξής :

$$\forall d \in \mathbf{V}, R_x(d)^{upd} = \begin{cases} y & \text{if } H_x(d)^{upd} < H_x(d)^{old} \\ R_x(d)^{old} & \text{otherwise} \end{cases} \qquad (6.5)$$

Οι παραπάνω κανόνες ενημέρωσης των πινάκων κόστους και δρομολόγησης για την **BF1** έχουν αποδειχθεί ότι συγκλίνουν στην πολιτική της ελαχίστου διαδρομής (shortest path) ακόμα και αν αρχικά όλες οι τιμές, εκτός των βασικών, είναι αρχικοποιημένες τυχαία.

Οι αντίστοιχοι κανόνες για την **BF2**, όταν ένας κόμβος $y \in N(x)$ στέλνει τον πίνακα κόστους του $T_y(*)$ στον γειτονικό του κόμβο *x* είναι :

$$\forall d \in \mathbf{V}, T_x(d)^{upd} = \begin{cases} 0, \text{ if } x = d \\ \delta, \text{ if } y = d \\ (1-\eta)T_x(d)^{old} + \eta(\delta + q_y + T_x(d)), \text{otherwise} \end{cases} \qquad (6.6)$$

,όπου δ είναι καθυστέρηση μετάδοσης της σύνδεσης μεταξύ των κόμβων x και y, q_y είναι το μήκος της ουράς του κόμβου y, και η είναι ο ρυθμός μάθησης. Ο πίνακας δρομολόγησης $R_x(*)$ του κόμβου x ανανεώνεται όμοια όπως και στην εξίσωση *6.5* :

$$\forall d \in \mathbf{V}, R_x(d)^{upd} = \begin{cases} y & \text{if } T_x(d)^{upd} < T_x(d)^{old} \\ R_x(d)^{old} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6.7)$$

6.6.2 Overhead Ανάλυση του αλγορίθμου Bellman – Ford

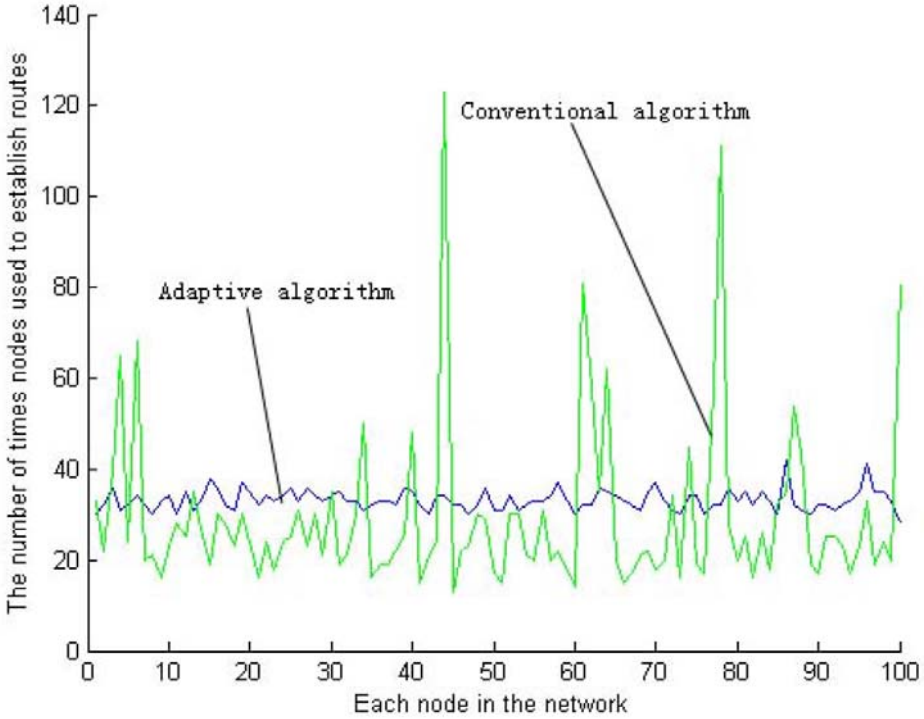
Η αποθήκευση και η επεξεργασία την πληροφορίας δρομολόγησης προσδίδουν και οι δύο κάποιες επιβαρύνσεις. Τόσο στον **BF1** όσο και στον **BF2** το μέγεθος των πινάκων δρομολόγησης και κόστους σε κάθε κόμβο είναι *O(n)*. Επομένως η συνολική επιβάρυνση αποθήκευσης (*storage overhead*)για την δρομολόγηση Bellman – Ford είναι $O(n^2)$. Η πιο σημαντική όμως επιβάρυνση είναι η επιβάρυνση εξερεύνησης (*exploration overhead*), η οποία οφείλεται στην αποστολή των πινάκων κόστους μεταξύ γειτονικών κόμβων, με συνέπεια να καταναλώνουν πολύτιμους πόρους του δικτύου. Κάθε πίνακας κόστους είναι μεγέθους *O(n)*. Αν f είναι η πιθανότητα αποστολής *O(n)* entries του πίνακα κόστους ενός κόμβου στον γειτονικό του, τότε η συνολική επιβάρυνση της εξερεύνησης είναι $O(fBn^2)$ σε κάθε χρονικό βήμα, όπου B είναι ο μέσος βαθμός διακλάδωσης του δικτύου. Για μεγάλα δίκτυα (μεγάλο n) αυτή η επιβάρυνση είναι τεράστια. Συνεπώς υπάρχει ένα tradeoff μεταξύ της ταχύτητας σύγκλισης του Bellman – Ford προς την αποτελεσματική πολιτική δρομολόγησης, και στην συχνότητα με την οποία γίνονται οι ανταλλαγές των πινάκων μεταξύ των κόμβων.

6.7 Συμπεράσματα

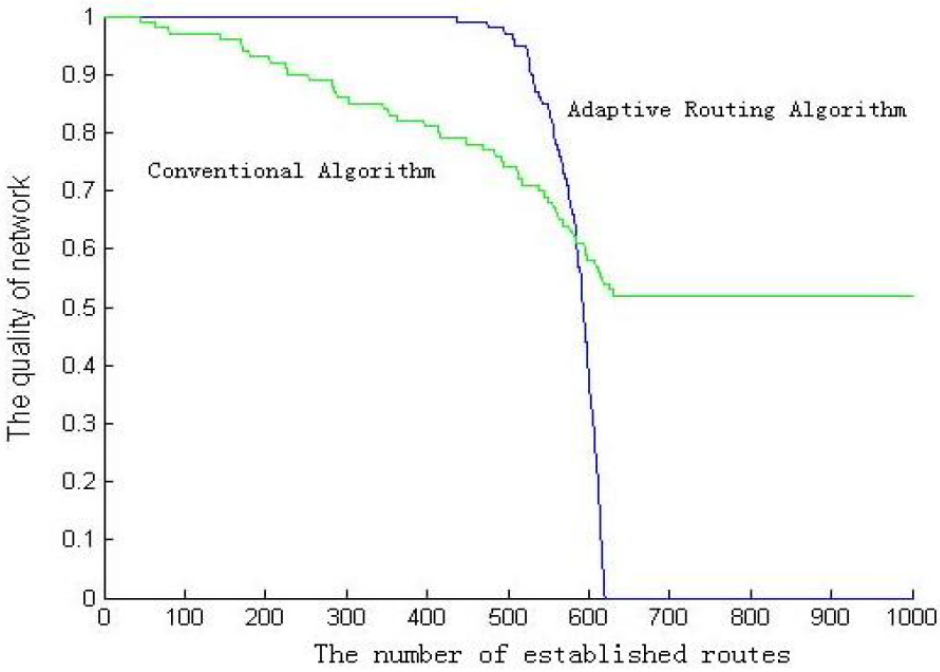
Στο κεφάλαιο αυτό είδαμε πώς μπορεί να εφαρμοστούν οι προσαρμοστικές τεχνικές για να επιτύχουμε καλύτερες και αποδοτικότερες στρατηγικές δρομολόγησης στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Παρουσιάσαμε ορισμένες βασικές έννοιες που αφορούν τα

δίκτυα, και αναδείξαμε το βασικό ερώτημα - πρόβλημα που υπάρχει στην διαδικασία δρομολόγησης της πληροφορίας μέσα από ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Στην συνέχεια κατατάξαμε τις διάφορες στρατηγικές δρομολόγησης σε ορισμένες βασικές κατηγορίες ανάλογα με την πολιτική δρομολόγησης που υιοθετούν. Περιγράψαμε τέλος τον τρόπο που δουλεύει μια από τις πιο γνωστές προσαρμοστικές μέθοδος δρομολόγησης και δείξαμε τους κανόνες βάση των οποίων γίνεται η ενημέρωση και ανανέωση των πινάκων δρομολόγησης και κόστους κάθε κόμβου μέσα στο δίκτυο.

Για να δείξουμε μερικά από τα πλεονεκτήματα που έχουν οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι δρομολόγησης έναντι των συμβατικών, στατικών μεθόδων παρουσιάζουμε τα παρακάτω διαγράμματα :



Διάγραμμα 6.1 – Utilization κάθε κόμβου



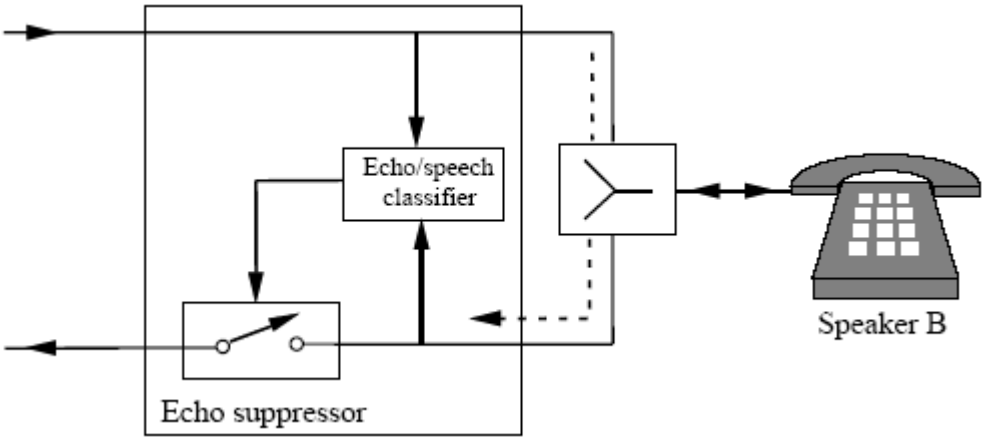
Διάγραμμα 6.2 – Συνολική ποιότητα δικτύου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΑΚΥΡΩΣΗ ΗΧΩΣ (ADAPTIVE ECHO CANCELLATION)

7.1 Εισαγωγή

Στα τέλη της δεκαετίας του 50 παρουσιάστηκαν οι πρώτες μέθοδοι – τεχνικές ελέγχου της ηχώς στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα με την έλευση των πρώτων echo-suppression συσκευών. Αυτά τα συστήματα αρχικά χρησιμοποιήθηκαν για τον έλεγχο της παραγόμενης ηχώς από τα δορυφορικά κυκλώματα επικοινωνίας. Στην ουσία ήταν φωνητικά ελεγχόμενοι διακόπτες (εικόνα 7.1), που μετέδιδαν το φωνητικό σήμα και στην συνέχεια απενεργοποιούνταν έτσι ώστε να μπλοκάρουν οποιοδήποτε echoed σήμα. Παρόλο που αυτά τα συστήματα εξασθενούσαν το φαινόμενο αυτό, συνέβαλλαν επίσης στην αποκοπή των πρώτων συλλαβών και δημιουργούσαν προβλήματα στην τεχνητή προσαρμογή της έντασης. Επιπλέον οι τεχνικές αυτές εμπόδιζαν την ταυτόχρονη επικοινωνία (full duplex) επηρεάζοντας έτσι αρνητικά την δυνατότητα για φυσική ποιότητα επικοινωνίας.



Εικόνα 7.1 *– Σύστημα αφαίρεσης ηχώς*

Μια πιο αποδοτική θεωρία για Echo Cancellation αναπτύχθηκε στις αρχές του 1960 από τα AT&T εργαστήρια στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής. Ακολούθησε η εισαγωγή των πρώτων συστημάτων Echo Cancellation στα τέλη της ίδιας δεκαετίας από την COMSAT TeleSytems. Η εταιρία αυτή ήταν η πρώτη που σχεδίασε τα πρώτα αναλογικά Echo Cancellation συστήματα για να επιδείξει την βελτίωση στην παρεχόμενη ποιότητα των δορυφορικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Αυτά τα συστήματα που ήταν βασισμένα σε αναλογικές διεργασίες αφαίρεσης της ηχώς χρησιμοποιήθηκαν ευρέως για την υλοποίηση δορυφορικών τηλεπικοινωνιακών δικτύων μεγάλων αποστάσεων και διηπειρωτικής τηλεφωνίας. Όμως αυτά τα συστήματα ήταν πολύ ογκώδη και υπερβολικά ακριβά για να χρησιμοποιηθούν ευρέως στον εμπορικό κόσμο.

Στα τέλη του 1970 η COMSAT TeleSytems κατασκεύασε και πούλησε τους πρώτους εμπορικά αναλογικούς Echo Cancellers οι οποίοι ήταν κατά κύριο λόγο ψηφιακές συσκευές με αναλογικό interface προς το δίκτυο. Η επανάσταση των ημιαγωγών στις αρχές του 80 σηματοδότησε την αλλαγή του κόσμου των τηλεπικοινωνιών από αναλογικές που ήταν σε ψηφιακές. Πιο ανεπτυγμένα συστήματα και διαδικασίες έπρεπε να αναπτυχθούν για να επιλύσουν τα νέα προβλήματα ηχώς που εισήχθησαν με τις νέες ψηφιακές τηλεπικοινωνιακές τεχνολογίες. Οι νέοι Echo Cancellers ήταν βασισμένοι σε ολοκληρωμένα ψηφιακά κυκλώματα (ASIC's) και υλοποιούσαν υψηλής ταχύτητας τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος για να μοντελοποιούν και να αφαιρέσουν την ηχώ. Το αποτέλεσμα ήταν μια νέα ψηφιακή τεχνική η οποία υπερτερούσε κατά πολύ των τεχνικών που υπήρχαν μέχρι τότε.

Στην δεκαετία του 90 γίναμε όλοι μάρτυρες τις εκρηκτικής ανάπτυξης των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων με την απελευθέρωση που έφεραν στην αγορά τα νέα αναλογικά και ψηφιακά εξαρτήματα, τα διάφορα δίκτυα, και τα νέα πρωτόκολλα επικοινωνιών όπως τα TDMA, CDMA και GSM. Σύμφωνα με τις διεθνείς στατιστικές οι νέοι συνδρομητές οδηγούν σε μια ανάπτυξη την αγορά που φτάνει το 40%. Με την ασύρματη – κινητή τηλεφωνία να είναι ευρέως ανεπτυγμένη και χρησιμοποιούμενη, παράγοντες όπως η ποιότητα της μεταδιδόμενης φωνής και η φροντίδα για τον πελάτη έγιναν πολύ σημαντικές. Η υπερπήδηση των ενγενών προβλημάτων της ηχώς που είναι

άμεσα συνδεδεμένη με τα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα αυξάνει κατά πολύ την παρεχόμενη ποιότητα του δικτύου, ποιότητα που απαιτούν οι συνδρομητές.

7.2 Κατηγορίες ηχώς

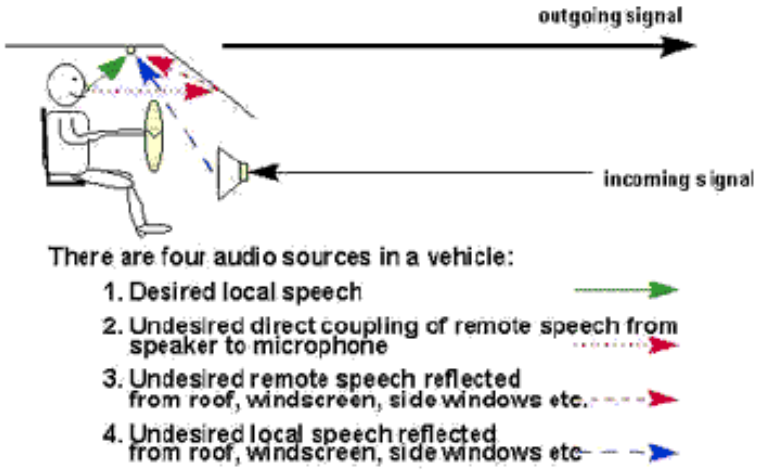
Πριν αναφέρουμε σε ποίες κατηγορίες μπορούμε να χωρίσουμε την ηχώ ας δώσουμε ένα σύντομο ορισμό του φαινομένου. Η ηχώ είναι η αναπαραγωγή και επανατροφοδότηση πίσω στο σημείο παραγωγής του ήχου ή γενικότερα του σήματος που μεταδίδεται μέσα σε ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι Στα τηλεφωνικά δίκτυα αυτό το φαινόμενο γένεται αντιληπτό με την καθυστερημένη επανάληψη της φωνής του ομιλητή στον ίδιο.

7.2.1 Ακουστική ηχώ (Acoustic Echo)

Η ακουστική ηχώ παράγεται από τα αναλογικά και ψηφιακά handsets. Το μέγεθος του φαινομένου έχει να κάνει άμεσα με τον τύπο και την ποιότητα των εξαρτημάτων που χρησιμοποιούνται. Αυτή η μορφή της ηχώς οφείλεται κυρίως στην κακή διάταξη μεταξύ ακουστικού και μικροφώνου στα handsets. Επιπλέον η φωνητική απόσβεση οφείλεται στις διαδικασίες συμπίεσης, κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης από τις διάφορες συσκευές οι οποίες παρεμβάλλονται μεταξύ της διαδρομής του σήματος. Το αποτέλεσμα είναι ανακλώμενα σήματα με ιδιότητες υψηλής μεταβλητότητας. Όταν αυτά συνδυάζονται με την ενγενή ψηφιακή καθυστέρηση της μετάδοσης, η ποιότητα της κλήσης υποβαθμίζεται σημαντικά.

Η μορφή αυτή της ηχώς, εμφανίστηκε αρχικά στα πρώτα περιβάλλοντα καταγραφής video/audio. Τελευταία έκανε την εμφάνιση της και καταστάσεις κινητής επικοινωνίας όπως δείχνει και η εικόνα 7.2. Στην περίπτωση αυτή ο ήχος που παράγεται από το μεγάφωνο ακούγεται από τον άνθρωπο όπως πρέπει να γίνεται. Όμως ο ίδιος ήχος περνάει και από το μικρόφωνο τόσο άμεσα όσο και έμμεσα, από ανακλάσεις στις επιφάνειες του

αυτοκινήτου. Το αποτέλεσμα των ανακλάσεων αυτών είναι η παραγωγή αντίλαλου (ηχώς) οι οποίες αν δεν εξαλειφθούν θα μεταδοθούν πίσω στο άλλο άκρο της κλήσης.



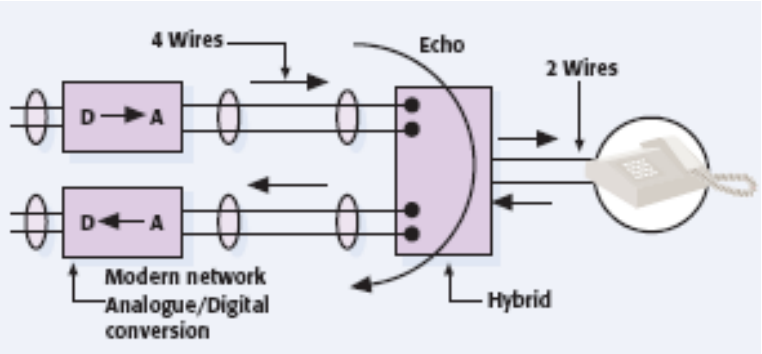
Εικόνα 7.2 *- Ακουστική ηχώ*

7.2.2 Υβριδική ηχώ (Hybrid Echo)

Η συγκεκριμένη αυτή μορφή είναι η πρωταρχική πηγή ηχώς που παράγεται από τις PSTN εγκαταστάσεις (Public Switched Telephone Network) Αυτή η ηλεκτρικά παραγόμενη ηχώ δημιουργείται όταν τα σήματα της φωνής μεταδίδονται μέσα από το δίκτυο μέσο των υβριδικών συνδέσεων στα two–wire / four–wire PSTN σημεία μετατροπής, αντανακλώντας έτσι την ηλεκτρική ενέργεια πίσω στο μεγάφωνο από το four–wire κύκλωμα.

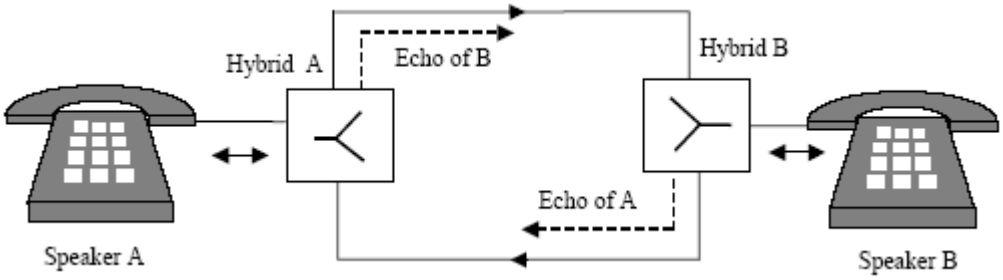
Η παρουσία της υβριδικής ηχώς ταυτίζεται με την τηλεφωνία. Η παρουσία της έγινε γνωστή σχεδόν ταυτόχρονα γνωστή με την άφιξη του πρώτου τηλεφωνικού συστήματος. Η διαδρομή του σήματος μεταξύ δύο τερματικών συσκευών που έχει να κάνει με την εδραίωση μιας τηλεφωνικής κλήσης απαιτεί μια ενίσχυση του σήματος με την χρήση ενός four–wire κυκλώματος. Παρόλο που η υβριδική ηχώ δεν αποτελεί πρόβλημα στις ψηφιακές επικοινωνίες, αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα στις PSTN κλήσεις. Το κόστος και η απαιτούμενη καλωδίωση αποκλείει την χρήση ενός four–wire κυκλώματος στην περιοχή

του τελικού χρήστη. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται μια εναλλακτική τεχνική κατά την οποία τα four–wire κυκλώματα μετατρέπονται σε two–wire με την χρήση μια συσκευής που ονομάζεται υβρίδιο (hybrid). (βλ. εικόνα 7.3)



Εικόνα 7.3 *– Ένα 2-wire σε 4-wire υβριδικό κύκλωμα*

Όμως το υβριδικό αυτό κύκλωμα έχει από την φύση του διαρροές. Με την διέλευση των σημάτων φωνής μέσα από αυτόν τον μετατροπέα μέρος της ενέργειας του σήματος από το 4-wire κομμάτι αντανακλάται προς τα πίσω (μιας και η σύνθετη αντίσταση είναι διαφορετική) δημιουργώντας έτσι ηχώ. (βλ. εικόνα 7.4) Δεδομένου ότι η συνολική καθυστέρηση συμβαίνει σε μερικά χιλιοστά του δευτερολέπτου δημιουργεί την αίσθηση της ότι η κλήση είναι ζωντανή, συνεισφέροντας έτσι θετικά στην ποιότητα της κλήσης.

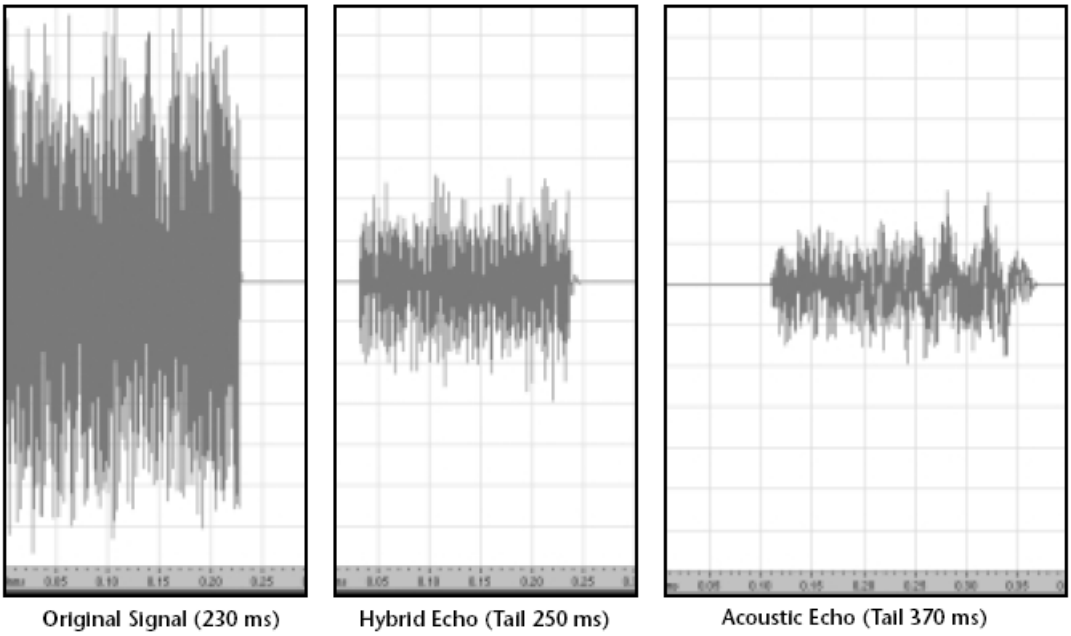


Εικόνα 7.4 *– Δημιουργία υβριδικής ηχώς*

Σε περιπτώσεις όμως όπου η συνολική καθυστέρηση του δικτύου υπερβαίνει τα 36 ms η θετική αυτή συνεισφορά εξαφανίζεται και μια ενοχλητική ηχώ κάνει την εμφάνιση της. Η πραγματική ποσότητα του σήματος που ανακλάται πίσω εξαρτάται από το πόσο καλά 'προσαρμόζεται' το υβριδικό κύκλωμα στην 2-wire γραμμή. Στις περισσότερες περιπτώσεις η προσαρμογή αυτή είναι κακή με αποτέλεσμα ένα σημαντικό μέρος του

σήματος να ανακλάται πίσω. Αυτό μετράται σαν Echo Return Loss (ERL). Όσο υψηλότερο το ERL τόσο χαμηλότερο είναι το ανακλώμενο σήμα και αντίστροφα.

Στην εικόνα 7.5 μπορούμε να δούμε τις μορφές ηχώς που αναφέραμε προηγουμένως σε σχέση με το μεταδιδόμενο σήμα φωνής.



Εικόνα 7.5 *– Οι δύο διαφορετικές μορφές ηχώς*

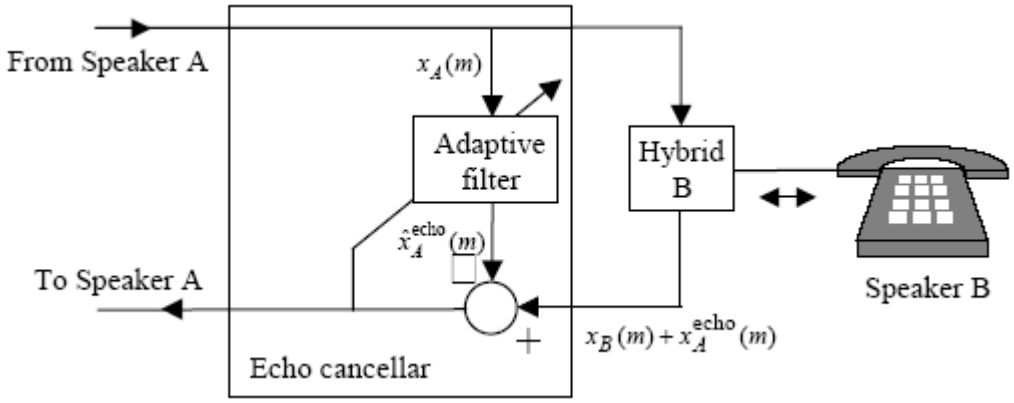
7.3 Προσαρμοστική ακύρωση ηχώς

Είδαμε λοιπόν ότι η ηχώ που μπορεί να υπάρξει σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι ένα σημαντικό πρόβλημα, και αποτελεί μεγάλο εμπόδιο στην προσπάθεια για βελτίωση της ποιότητας στις τηλεπικοινωνίες. Χρειαζόμαστε συνεπώς ένα τρόπο έτσι ώστε να μπορέσουμε να αντισταθμίσουμε τις συνέπειες του φαινομένου αυτού και αν είναι δυνατό να αφαιρέσουμε τελείως την ηχώ μέσα από τις τηλεπικοινωνιακές διαδικασίες.

Τα συστήματα που έχουν σαν σκοπό την ακύρωση της ηχώς ονομάζονται ακυρωτές ηχώς (echo cancellers). Οι συσκευές αυτές αφαιρούν την ηχώ από το επιθυμητό σήμα, δηλαδή περιορίζουν την αντανάκλαση από το άκρο της ζεύξης που παράγεται στο

τερματικό σημείο των τοπικών συστημάτων. Στα δίκτυα μεγάλης απόστασης οι συσκευές αυτές βρίσκονται μέσα στα κεντρικά γραφεία διαμεταγωγής (CO , Central Offices), και αφαιρούν την ηλεκτρική ηχώ που είναι ανιχνεύσιμη με την καθυστέρηση στα δίκτυα αυτά. Όταν η καθυστέρηση υπερβεί τα αποδεκτά όρια ο φορέας θα δώσει 2 echo cancellers ένα για κάθε τερματικό σημείο της σύνδεσης. Ο αναστολέας της ηχώς παρακολουθεί την φωνή από το άκρο όσο αυτή μεταδίδεται μέσο του μονοπατιού υποδοχής, και χρησιμοποιεί αυτήν την πληροφορία για να εκτιμήσει την ηχώ και στην συνέχεια να αφαιρέσει αυτή την εκτίμηση από το μονοπάτι μετάδοσης. Ο αναστολέας της ηχώς προσανατολίζεται στην κατεύθυνση της πηγής της ηχώς, το υβριδικό κύκλωμα, και βρίσκεται μακριά από το τερματικό σημείο που επωφελείται την λειτουργία του.

Στην εικόνα 7.6 βλέπουμε την βασική λειτουργία ενός προσαρμοστικού αναστολέα ηχώς. Το σήμα της φωνής στην γραμμή από τον ομιλητή Α προς τον Β είναι είσοδος στο 4/2 wire υβριδικό κύκλωμα Β και στον echo canceller. Ο echo canceller παρακολουθεί το σήμα στην γραμμή από τον Β στον Α και προσπαθεί να μοντελοποιήσει και αν συνθέσει ένα αντίγραφο της ηχώς του ομιλητή Α. Αυτό το αντίγραφο χρησιμοποιείται στην αφαίρεση και ακύρωση της ηχώς του ομιλητή Α στηνγραμμή από τον Β στον Α. Στην ουσία ο echo canceller δεν είναι τίποτα άλλο από ένα *γραμμικό προσαρμοστικό φίλτρο* (*Adaptive linear filter*). Οι παράμετροι του φίλτρου προσαρμόζονται αυτόματα έτσι ώστε η ενέργεια του σήματος στην γραμμή να ελαχιστοποιείται. Το φίλτρο αυτό μπορεί να είναι ένα φίλτρο άπειρης κρουστικής απόκρισης (Infinite Impulse Response – IIR) ή πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response, FIR). Το κυρίως πλεονέκτημα του IIR φίλτρου είναι ότι μπορεί να συνθέσει μια μεγάλης καθυστέρησης ηχώ με χρήση σχετικά λίγων συντελεστών / παραμέτρων. Στην πράξη όμως οι echo cancellers αποτελούνται από FIR φίλτρα Αυτό οφείλεται κυρίως στις πρακτικές δυσκολίες που σχετίζονται με την προσαρμογή των παραμέτρων και την ομαλή λειτουργία των IIR φίλτρων.



Εικόνα 7.6 *– Προσαρμοστικό σύστημα ακύρωσης ηχώς*

(Adaptive echo cancellation system)

Υποθέτοντας ότι το σήμα στην γραμμή από τον ομιλητή B στον A είναι και αποτελεί σύνθεση της φωνής του ομιλητή B, $x_B(m)$ και της ηχου του ομιλητή A, $x_A^{echo}(m)$ έχουμε ότι :

$$y_B(m) = x_B(m) + x_A^{echo}(m) \quad (7.1)$$

Στην πράξη τα σήματα της φωνής και της ηχώς δεν είναι ταυτόχρονα παρόν στην γραμμή. Αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να απλουστεύσει την διαδικασία προσαρμογής. Με την προϋπόθεση ότι ο συνθέτης της ηχώς (echo synthesizer) είναι ένα FIR φίλτρο, η εκτιμώμενη έξοδος του φίλτρου για το σήμα της ηχώς μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\hat{x}_A^{echo}(m) = \sum_{k=0}^{P-1} w_k(m) x_A(m-k) \quad (7.2)$$

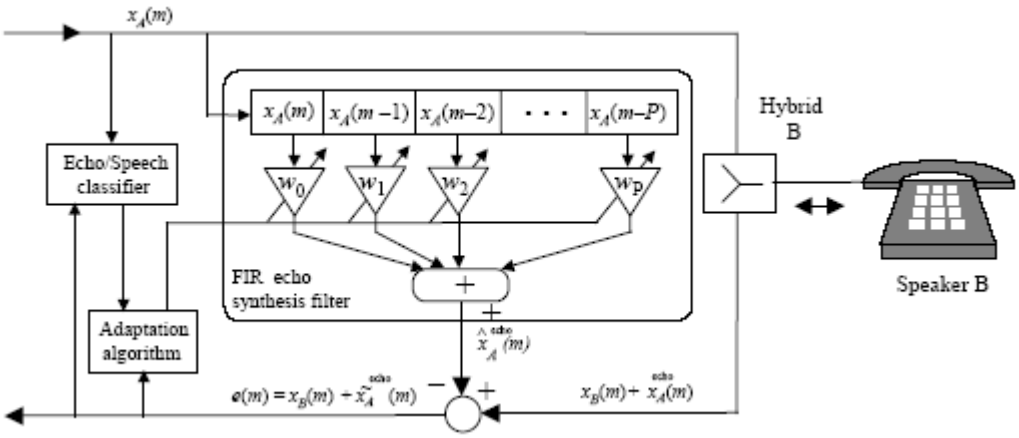
,όπου $w_k(m)$ είναι οι χρονικά μεταβαλλόμενοι συντελεστές του προσαρμοστικού FIR φίλτρου, και $\hat{x}_A^{echo}(m)$ είναι η εκτίμηση της ηχώς του ομιλητή A στην γραμμή από τον B στον A και P το μήκος του φίλτρου. Το σήμα της ηχώς που μένει μετά την αφαίρεση δίδεται από την σχέση:

$$\begin{aligned} e(m) &= y_B(m) - \hat{x}_A^{echo}(m) \\ &= \mathrm{x}_\mathrm{B}(m) + x_A^{echo}(m) - \sum_{k=0}^{P-1} w_k(m) x_A(m-k) \end{aligned} \quad (7.3)$$

Για εκείνες τις χρονικές στιγμές κατά τις οποίες ο ομιλητής Α μιλάει, και ο Β είναι σιωπηλός και ακούει μόνο μια ηχώ είναι παρούσα, αυτή από την γραμμή Β στην Α. Συνεπώς έχουμε:

$$\begin{aligned} e(m) = \tilde{x}_A^{echo}(m) &= x_A^{echo}(m) - \hat{x}_A^{echo}(m) \\ &= x_A^{echo}(m) - \sum_{k=0}^{P-1} w_k(m) x_A(m-k) \end{aligned} \quad (7.4)$$

,όπου $\tilde{x}_A^{echo}(m)$ είναι το υπόλοιπο της ηχώς. Ένας echo canceller που χρησιμοποιεί ένα προσαρμοστικό FIR φίλτρο φαίνεται στην εικόνα 7.7 Το πλάτος της υπολειπόμενης ηχώς εξαρτάται στην ικανότητα του echo canceller να συνθέτει ένα αντίγραφο της ηχώς, και αυτό με την σειρά του εξαρτάται με τον αλγόριθμο προσαρμογής (Adaptation algorithm) που χρησιμοποιείται.



Εικόνα 7.7 *– Σύστημα ακύρωσης ηχώς με χρήση προσαρμοστικούFIR φίλτρου*

Το συγκριτικό πλεονέκτημα που έχουν τα FIR φίλτρα σε σχέση με άλλες δομές είναι ο σημαντικός παράγοντας του ότι η συνάρτηση μεταφοράς τους περιέχει μόνο μηδενικά.

$$\text{FIR: } H(z) = \sum_{k=0}^{M} b_k z^{-k} \quad (7.5)$$

Αυτό κάνει τα FIR φίλτρα ενγενώς και ανεξαρτήτως συνθηκών σταθερά. Τα IIR από την άλλη, έχουν τόσο πόλους όσο και μηδενικά στις συναρτήσεις μεταφοράς τους, και η έξοδος τους έχει μεγάλη πιθανότητα να ταλαντώνεται όταν οι πόλοι και τα μηδενικά τους κινούνται έξω από τον μοναδιαίο κύκλο. Παρόλα αυτά όμως, υπό κάποιους περιορισμούς, θεωρούνται αρκετά σταθερά σαν φόρμες φίλτρων.

$$\text{IIR: } H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{M} b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^{N} a_k z^{-k}} \quad (7.6)$$

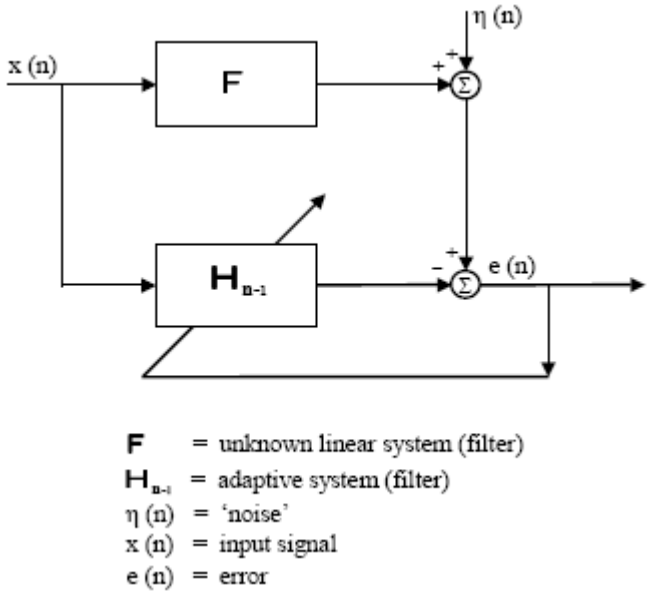
Υπάρχουν και επιπλέον λόγοι βάση των οποίων τα FIR φίλτρα χρησιμοποιούνται πιο συχνά έναντι των IIR. Μερικοί από αυτούς είναι :

- Μπορούν να σχεδιαστούν σαν φίλτρα γραμμικής φάσης και όσο οι FIR συντελεστές είναι συμμετρικοί τα φίλτρα αυτά δεν αλλοιώνουν την φάση του σήματος εισόδου.
- Είναι απλούστερα στην υλοποίηση και στην προσαρμογή τους μιας και χρειάζονται περιορισμένη μνήμη. Μόνο τα παρών και τα παλιά δείγματα εισόδου χρησιμοποιούνται για να υπολογίσουν την τωρινή τιμή εξόδου. Δεν γίνεται καμία χρήση των προηγουμένων δειγμάτων εξόδου για την εξάρτιση της πιο πρόσφατης εξόδου του φίλτρου.
- Έχουν επιθυμητές αριθμητικές ιδιότητες. Για πεπερασμένης ακρίβειας αριθμητική είναι λιγότερο ευπαθή στις στρογγυλοποιήσεις, στις υπερχειλίσεις ή στα σφάλματα κβάντισης των συντελεστών μιας και δεν έχουν επανατροφοδότηση της εξόδου. Επιπλέον οι πλειοψηφία των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος είναι πεπερασμένης ακρίβειας.

Όμως υπάρχουν και μερικά μειονεκτήματα όσον αφορά την χρήση FIR φίλτρων. Οι επιθυμητές αποκρίσεις που τα φίλτρα στοχεύουν να επιτύχουν και να συνθέσουν συχνά περιέχουν τόσο πόλους όσο και μηδενικά. Επομένως τα FIR φίλτρα αποτελούν μόνο μια προσέγγιση του πραγματικού μοντέλου. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε πολύ μεγάλα FIR φίλτρα με μεγάλες απαιτήσεις για μνήμη, υψηλό κόστος και υπολογιστική πολυπλοκότητα, μιας και ένας ισχυρός πόλος απαιτεί μερικές εκατοντάδες μηδενικά σαν αντάλλαγμα για ικανοποιητική απόδοση. Στις περιπτώσεις αυτές τα IIR ενδεχομένως να μπορούν να επιτύχουν την επιθυμητή έξοδο χρησιμοποιώντας πολύ λιγότερη μνήμη και λιγότερους υπολογισμούς.

7.3.1 Προσαρμοστικοί αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται από τον Echo Canceller

Σε προβλήματα γραμμικών φίλτρων με στατικές εισόδους, οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι στοχεύουν να έχουν την ίδια σύγκλιση με τα φίλτρα Wiener. Στην εικόνα 7.8 βλέπουμε το γενικό πρόβλημα της εκτίμησης της διαταραχής ή της διαδικασίας της παρεμβολής η οποία αλλοιώνει ένα σήμα εισόδου, έχοντας υπόψη μας το αρχικό σήμα εισόδου και ένα σήμα αναφοράς το οποίο είναι γενικά γνωστό σας το επιθυμητό σήμα.



Εικόνα 7.8 *– Στάνταρ πρόβλημα προσαρμοστικών φίλτρων*

Για την επίλυση του παραπάνω προβλήματος οι N. Wiener και E. Hopf το 1931, πρότειναν μια φόρμουλα για την εξαγωγή της βέλτιστης λύσης που έχει να κάνει με τοπ συγκεκριμένο πρόβλημα. Αυτή η φόρμουλα απαιτούσε την λύση μιας ολοκληρωτικής εξίσωσης, η οποία έγινε γνωστή με το όνομα Wiener – Hopf και ήταν βασισμένη στην ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγώνου του λάθους του εν λόγο συστήματος. Στην συνέχεια αναπτύχθηκε από τον Levinson το 1947 να παράγει την Wiener – Hopf εξίσωση για σήματα διακριτού χρόνου σύμφωνα με τις ακόλουθες εξισώσεις :

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_0 = \mathbf{P} \quad (7.7)$$

με λύση την :

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P} \quad (7.8)$$

,όπου $\mathbf{w}_0$ είναι το βέλτιστο διάνυσμα βαρών , **R** είναι ένας (NxN) πίνακας αυτο-συσχέτισης των εισόδων, και **P** είναι ένα (Nx1) διάνυσμα ετερο-συσχέτισης μεταξύ των εισόδων και της επιθυμητής απόκρισης.

Τα φίλτρα Wiener ελαχιστοποιούν την μέση τιμή του τετραγώνου του λάθους του συστήματος. Αυτή η συνάρτηση κόστους είναι μια από τις πιο απλές για μαθηματική επίλυση και στην πλειονότητα των περιπτώσεων έχει ένα μοναδικό συνολικό ελάχιστο, ιδιαίτερα στην περίπτωση του FIR φίλτρου. Για την ιδεατή περίπτωση λοιπόν η βέλτιστη λύση του Wiener φίλτρου υπάρχει και μπορεί να βρεθεί με μεγάλη ακρίβεια.

Οι συντελεστές $w_k(m)$ του echo canceller προσαρμόζονται έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουν την ενέργεια του ανεπιθύμητου σήματος της ηχώς στην τηλεφωνική γραμμή, για παράδειγμα από τον ομιλητή B στον ομιλητή A. Με την υπόθεση ότι τα σήματα φωνής $x_A(m)$ και $x_B(m)$ είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους, η ενέργεια στην τηλεφωνική γραμμή από τον B στον A ελαχιστοποιείται όταν η έξοδος του echo canceller $\hat{x}_A^{echo}(m)$ ισούται με την ηχώ $x_A^{echo}(m)$ στην γραμμή. Οι συντελεστές του echo canceller μπορούν να προσαρμοστούν χρησιμοποιώντας μια από τις παραλλαγές της αναδρομικής μεθόδου ελαχίστου τετραγώνου του λάθους (Recursive Least Square Error – RLS) η της Least Mean Squared Error – LMS μεθόδου προσαρμογής. Ένας από τους πλέον χρησιμοποιούμενους αλγορίθμους για τον σκοπό αυτό είναι η κανονικοποιημένη μέθοδος ελαχίστων μέσων τετραγώνων του λάθους (Normalized Least Mean Square Error method-NLMS).

7.3.1.1 Αλγόριθμος ελαχίστων μέσων τετραγώνων (LMS)

Στην πράξη τα φίλτρα Wiener που αναφέρθηκαν προηγουμένως είναι κοινώς υλοποιημένα χρησιμοποιώντας μια LMS οικογένεια αλγορίθμων. Οι LMS αλγόριθμοι είναι ικανοί να επιτυγχάνουν καλή προσέγγιση της ίδιας βέλτιστης λύσης που δίδει η Wiener –

Hopf εξίσωση, αλλά χωρίς την απευθείας επίλυση της εξίσωσης. Η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων οφείλεται στους Gauss και Legendre, οι οποίοι δουλεύοντας ανεξάρτητα ανέπτυξαν τον ίδιο αλγόριθμο το 1805.

Ο LMS αλγόριθμος ακολουθεί μια προσέγγιση στοχαστικού τελεστή για την εύρεση της βέλτιστης Wiener λύσης $\mathbf{w}_0$, με την ελαχιστοποίηση του μέσου τετραγώνου του λάθους, όπου το λάθος είναι η διαφορά μεταξύ της εξόδου του φίλτρου και της επιθυμητής απόκρισης του. Ο αλγόριθμος αυτός έχει την παρακάτω μορφή :

$$\mathbf{w}^{(k+1)} = \mathbf{w}^{(k)} - a^{(k)} \nabla F(\mathbf{w}^{(k)}) \quad (7.9)$$

ή εναλλακτικά :

$$\begin{Bmatrix} \text{Updated} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \text{old} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} - \begin{Bmatrix} \text{step} \\ \text{size} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{gradient of cost} \\ \text{function} \end{Bmatrix} \quad (7.10)$$

, όπου οι συντελεστές του φίλτρου w ενημερώνονται αναλογικά με την τιμή του τελεστή $\nabla F(\mathbf{w}^{(k)})$, και $\alpha^{(k)}$ είναι ένα μικρού μεγέθους βήμα και το μείον εξασφαλίζει ότι οι εκτιμήσεις των παραμέτρων μειώνουν την επιφάνεια του λάθους.

Υπάρχουν όμως και περιπτώσεις όπου υπολογίζεται μια πραγματική η μια εκτιμώμενη τιμή για τον τελεστή σε κάθε βήμα. Αυτό δίνει ένα τυχαίο ή στοχαστικό τελεστή. Με σκοπό την εξαγωγή της LMS εξίσωσης η (7.9) ξαναγράφεται σαν συνάρτηση κόστους του μέσου τετραγωνισμένου λάθους :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \nabla_w (e^2(n)) \quad (7.11)$$

Μετά από την μερική παραγώγιση του $\nabla_w (e^2(n))$ ως προς w , έχουμε ότι :

$$\nabla_w (e^2(n)) = -2x(n)e(n) \quad (7.12)$$

Αντικαθιστώντας την 7.12 στην 7.11 έχουμε τελικά ότι :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{e}(n)\mathbf{x}(n) \quad (7.13)$$

ή εναλλακτικά :

$$\begin{Bmatrix} \text{Updated} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \text{old} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} + 2 \begin{Bmatrix} \text{step} \\ \text{size} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{error} \\ \text{signal} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{tap} \\ \text{input} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} \quad (7.14)$$

Ο LMS έχει ένα σημαντικό αριθμό από επιθυμητές ιδιότητες, που τον κάνουν δημοφιλή. Ένα από τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα του LMS είναι η απλότητα. Δεν απαιτεί άμεσο υπολογισμό των συναρτήσεων συσχέτισης ούτε αντιστροφή πίνακα πράγμα που μπορεί να αποβεί πολύ 'ακριβό' σε υπολογιστικό χρόνο. Επιπλέον ο LMS είναι ένας straight forward αλγόριθμος, πράγμα που σημαίνει ότι στην κάθε επανάληψη απαιτεί μόνο (N+1) πολλαπλασιασμούς και N προσθέσεις, όπου N ο αριθμός των εκτιμώμενων βαρών του φίλτρου. Ακόμα ο LMS είναι γενικά πολύ εύρωστος. Εμπεριέχει δηλαδή μικρές αβεβαιότητες και μη-γραμμικότητες, ή αλλιώς μικρές (μικρής ενέργειας) διαταραχές προκαλούν μικρά λάθη εκτίμησης. Τα παραπάνω δεν προκαλούν μεγάλες παρεκκλίσεις του αλγορίθμου από το μονοπάτι της προσαρμογής του, αλλά τον οδηγούν σε ένα συνεχές ψάξιμο για την βέλτιστη λύση.

Όσον αφορά την σταθερότητα του αλγορίθμου σε σχέση με τον βήμα μ, ισχύει η παρακάτω συνθήκη :

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (7.15)$$

, όπου λ_{max} είναι η μεγαλύτερη ιδιοτιμή του πίνακα αυτοσυσχέτισης. Η παραπάνω συνθήκη είναι η αναγκαία και ικανή συνθήκη για την σταθερότητα του αλγορίθμου.

7.3.1.2 Κανονικοποιημένος Αλγόριθμος ελαχίστων μέσων τετραγώνων (NLMS)

Όπως γνωρίζουμε υπάρχουν αλγόριθμοι που ανήκουν σε άλλες οικογένειες, οι οποίοι μπορεί να είναι πιο σύνθετοι, πιο δύσκολοι και υπολογιστικά ασύμφοροι στην υλοποίηση τους (όπως ο RLS). Εκτός από αυτά τα μειονεκτήματα έχουν ένα σημαντικό πλεονέκτημα: τυγχάνουν μεγαλύτερης ταχύτητας σύγκλισης. Η ιδιότητα αυτή είναι ιδιαίτερα επιθυμητή. Η βελτίωση της ταχύτητας σύγκλισης κρατώντας ταυτόχρονα την απλότητα του LMS αλγορίθμου, αποτελεί αντικείμενο συνεχούς έρευνας. Τα αποτελέσματα της αναζήτησης αυτής είναι ο κανονικοποιημένος αλγόριθμος LMS, ή αλλιώς NLMS (Normalized Least Mean Square). Ενώ για τον LMS ο ρυθμός σύγκλισης εξαρτάται από το μέγεθος του

βήματος, που με την σειρά του εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του σήματος εισόδου, ο NLMS δεν δεσμεύεται από αυτήν εξάρτιση. Η εξίσωση του NLMS είναι :

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu e(n)\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)} \quad (7.16)$$

ή εναλλακτικά :

$$\begin{Bmatrix} \text{Updated} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \text{old} \\ \text{tap - weight} \\ \text{vector} \end{Bmatrix} + \frac{\begin{Bmatrix} \text{step} \\ \text{size} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{error} \\ \text{signal} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{tap} \\ \text{input} \\ \text{vector} \end{Bmatrix}}{\begin{Bmatrix} \text{estimate of instantaneous} \\ \text{input signal power} \end{Bmatrix}} \quad (7.17)$$

Σε κάθε επανάληψη η αλλαγή του διανύσματος των εκτιμώμενων βαρών κανονικοποιείται σε σχέση με την τετραγωνισμένη ευκλείδεια νόρμα του σήματος εισόδου. Αυτό ελαχιστοποιεί την επίδραση της ισχύς του σήματος στην αλλαγή των παραμέτρων.

Ο NMLS στοχεύει στην εύρεση του κατάλληλου βήματος που ελαχιστοποιεί την στιγμιαία έξοδο του λάθους. Επομένως ο NMLS όταν δέχεται νέα δεδομένα στην είσοδο το εκτιμώμενο διάνυσμα βαρών ενημερώνεται μόνο με τις ελάχιστες βέλτιστες διορθώσεις και συνεπώς οι συνεχείς τιμές των βαρών δεν ταλαντώνονται ισχυρά. Αυτό συνεπάγεται με την βελτιστοποίηση της προσαρμογής, με βελτιστοποίηση του ρυθμού σύγκλισης.

Για σήματα υψηλής συσχέτισης και μεταβλητότητας, ο NMLS προσφέρει σημαντική βελτίωση στην ταχύτητα σύγκλισης έναντι του LMS, εξαιτίας την κανονικοποίησης η οποία ελαχιστοποιεί την ισχύ του σήματος εισόδου. Για σήματα χαμηλής συσχέτισης και μεταβλητότητας, όπως ο λευκός θόρυβος, ο NMLS εξακολουθεί να προσφέρει βελτιωμένη απόδοση με τον ρυθμό σύγκλισης να είναι σταθερός και μέγιστος.

Μια σημαντική παραλλαγή του NMLS η οποία τυγχάνει μεγάλης δημοτικότητας και χρησιμοποιείται συχνότερα στην πεδίο της ακύρωσης ηχώς είναι η:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu e(n)\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) + \psi} \quad (7.18)$$

Το ψ είναι μια πολύ μικρή σταθερά η οποία χρησιμοποιείται για να αποτρέψει την διαίρεση με 0, ή με άλλη τιμή πολύ κοντά στο 0. Αυτή η περίπτωση συμβαίνει όταν ή εκτιμώμενη ισχύς του σήματος εισόδου είναι πολύ μικρή και εν δυνάμει θα μπορούσε, σύμφωνα με την εξίσωση (7.16) να έχει σαν αποτέλεσμα την αλλαγή του διανύσματος των βαρών στο άπειρο. Με την ενσωμάτωση του ψ, η μέγιστη τιμή του βήματος είναι περιορισμένη και περισσότερο ευσταθής.

Σε σύγκριση με τον LMS ο NMLS, συγκλίνει με την προϋπόθεση το βήμα να είναι μεταξύ 0 και 2, δηλαδή 0<μ<2. Αυτό δείχνει ότι η ευστάθεια του NMLS δεν εξαρτάται στην στατιστική του σήματος εισόδου. Είναι ελαφρώς πιο σύνθετος αλγόριθμος σε σχέση με τον LMS εξαιτίας της κανονικοποιημένης διαίρεσης. Πάραυτα π NMLS αποτελεί ένας απλό αλγόριθμο στην υλοποίηση του, και έχει όλα τις επιθυμητές ιδιότητες του LMS, με το πρόσθετο χαρακτηριστικό της ταχύτερης σύγκλισης και απόδοσης. Είναι πολύ δημοφιλής στην βιομηχανία γιατί προσφέρει μια καλή ισοστάθμιση μεταξύ κόστους και απόδοσης και επιπλέον έχει εγγυημένη ευστάθεια.

7.4 Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάσαμε ένα από τα πιο γνωστά προβλήματα στον τομέα των τηλεπικοινωνιών, την παρουσία ηχώς. Είδαμε ότι το φαινόμενο αυτό παρουσιάστηκε αρχικά στην δεκαετία του ΄50, με την ανάπτυξη των πρώτων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, και είναι πάντα παρών στην μετέπειτα εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών. Δώσαμε ένα απλό ορισμό του φαινομένου και το χωρίσαμε σε κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο σχηματισμού του. Το κύριο μέρος της ανάλυσης μας εστιάστηκε στους τρόπους αντιμετώπισης του, και πιο συγκεκριμένα παρουσιάσαμε με ποίον τρόπο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον προσαρμοστικό έλεγχο για την αντιστάθμιση των αρνητικών συνεπειών του. Είδαμε λοιπόν ότι με την χρήση φίλτρων και των κατάλληλων αλγόριθμων (LMS, NMLS) είμαστε σε θέση να ελέγξουμε την παρουσία του και να επιτύχουμε καλύτερη ποιότητα στις προσφερόμενες υπηρεσίες τηλεπικοινωνιών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η εργασία αυτή είχε σαν στόχο να παρουσιάσει τον τρόπο εφαρμογής του προσαρμοστικού ελέγχου στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Τα τρία πρώτα κεφάλαια ήταν εισαγωγικά και ο αντικειμενικός τους σκοπός ήταν να φέρουν τον αναγνώστη σε μια πρώτη επαφή με τον αυτόματο έλεγχο γενικότερα και τις διαδικασίες που διέπουν τον προσαρμοστικό έλεγχο. Αναλύουν το μαθηματικό υπόβαθρο που βρίσκεται πίσω από τις βασικές έννοιες του τομέα αυτού και προετοιμάζουν το έδαφος για τα επόμενα κεφάλαια, που είναι και τα βασικά της παρούσας εργασίας.

Τα κεφάλαια τέσσερα, πέντε, έξι και επτά έχουν να κάνουν με τις εφαρμογές του προσαρμοστικού ελέγχου στον τομέα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι τομείς αυτούς αυτοί είναι πολύ σημαντικοί, μιας και αποτελούν την βάση για τις περισσότερες μετέπειτα εφαρμογές και καινοτομίες των τηλεπικοινωνιών. Οι διαδικασίες μετάδοσης, διαμόρφωσης, κωδικοποίησης και δρομολόγησης της πληροφορίας, καθώς και ακύρωσης της ηχώς σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, αποτελούν θεμελιακές διεργασίες που αντιμετωπίζουν πολλές προκλήσεις και δυσκολίες. Η εργασία αυτή αναδεικνύει τα πλεονεκτήματα της χρήσης προσαρμοστικών τεχνικών για την επίλυση αυτών των δυσκολιών, καθώς την προσφορά τους στην βελτίωση των παρεχόμενων υπηρεσιών.

Πιο συγκεκριμένα είδαμε ότι με την χρήση ‘έξυπνων’ κεραιών (smart antennas) μπορούμε να πετύχουμε σημαντική βελτίωση σε ένα μεγάλο εύρος στις παρεχόμενες υπηρεσίες, όπως για παράδειγμα την βελτιστοποίηση της κάλυψης, και τον περιορισμό των αρνητικών επιπτώσεων ορισμένων φαινομένων, απόσβεση πολλαπλών διαδρομών, κατά την διαδικασία της μετάδοσης.

Όμοια η προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση της πληροφορίας, μπορεί να ωφελήσει σημαντικά την ποιότητα της μεταδιδόμενης πληροφορίας, μιας και το σχήμα διαμόρφωσης – κωδικοποίησης μπορεί να προσαρμοστεί στις υπάρχουσες καιρικές συνθήκες και να μεταβληθεί όπου χρειάζεται, αντισταθμίζοντας έτσι τα προβλήματα που δημιουργούνται.

Είδαμε επίσης μια πολύ σημαντική εφαρμογή των προσαρμοστικών αλγορίθμων στον τομέα της δρομολόγησης (routing) της πληροφορίας μέσα από ένα τηλεπικοινωνιακό δίκτυο. Παρουσιάσαμε τον τρόπο και τα πλεονεκτήματα της χρήσης των αλγορίθμων αυτών σε δίκτυα, όπου οι συνθήκες μεταβάλλονται διαρκώς. Αναλύσαμε έναν χαρακτηριστικό αλγόριθμο της κατηγορίας αυτής, (Προσαρμοστικός Bellman – Ford) και είδαμε με ποίον τρόπο γίνεται το feedback της πληροφορίας στους κόμβους του δικτύου έτσι ώστε να λαμβάνονται κάθε φορά και διαφορετικές αποφάσεις δρομολόγησης ανάλογα με τις πληροφορίες αυτές.

Το επόμενο κεφάλαιο παρουσίασε με ποιόν τρόπο εφαρμόζεται ο προσαρμοστικός έλεγχος στην προσπάθεια αντιμετώπισης ενός πολύ κλασσικού προβλήματος των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, την παρουσία ηχώς. Το φαινόμενο αυτό όπως είδαμε ταυτίζει την παρουσία του με την ύπαρξη των πρώτων τηλεφωνικών συστημάτων μεγάλης απόστασης. Είδαμε ποίες τεχνικές ακολουθούνται για την εφαρμογή προσαρμοστικών μεθόδων με σκοπό την ακύρωση και αντιστάθμιση του φαινομένου αυτού.

Βέβαια, όπως καταλαβαίνει κανείς, το εύρος δράσης των προσαρμοστικών συστημάτων δεν περιορίζεται μόνο στις τηλεπικοινωνίες. Υπάρχει μεγάλο περιθώριο δράσης των προσαρμοστικών τεχνικών σε πολλούς άλλου τομείς, όπως η βιομηχανία, η ιατρική, κ.τ.λ. Η δύναμη των προσαρμοστικών συστημάτων πηγάζει από την ίδια την ονομασία τους. Έχουν έμφυτη την ικανότητα να προσαρμόζονται στις συνθήκες και να μαθαίνουν σε μεγάλο βαθμό τις παραμέτρους του περιβάλλοντος στο οποίο είναι σχεδιασμένα. Αυτή ακριβώς η ιδιότητα τους κάνει τα προσαρμοστικά συστήματα ιδιαιτέρως γνωστά και δημοφιλή.

Όπως όλα τα συστήματα έτσι και τα προσαρμοστικά έχουν τα μειονεκτήματα τους. Πολλές φορές οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι είναι ιδιαίτερα πολύπλοκοι με αποτέλεσμα να είναι υπολογιστικά ασύμφοροι στην υλοποίηση τους. Επίσης αρκετές φορές η ταχύτητα με την οποία συγκλίνουν, απέχει πού από την επιθυμητή με συνέπεια να περιορίζει το πεδίο δράσης τους σημαντικά. Παρόλα αυτά όμως, τα προσαρμοστικά σχήματα αποτελούν πάντα μια πολύ καλή επιλογή και εναλλακτική σε πολλές περιπτώσεις.

-- ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ --

- Schwartz, M., Bennet, W.R., Seymour, S., Communications Systems and Techniques, McGraw-Hill, New York, 1966.
- Papoulis, A., Probability, Random Variables and Stochastic Processes 2nd edition,
  McGraw-Hill, 1984.
- L.C. Godara, \Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II:
  Beam-forming and Direction-of-Arrivel Considerations", Proceedings of the IEEE, Vol.85, No. 8, pp. 1195-1245, August 1997.
- J.C. Liberti Jr., T.S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 1998.
- J. Litva, T.K-Y Lo, Digital Beamforming in Wireless Communications, Norwood,
  Artech House, 1996.
- J. Butler, R. Lowe, \Beamforming Matrix Simpli_es Design of Electronically Scanned Antennas", Electronic Design, April 1961.
- M. J. Gans, \A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment",
- IEEE Trans. Vehicular Techology, vol. VT-21, pp. 27-38, February 1972.
- J.M. Torrence, L. Hanzo, “Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel,” *IEEE Electronics Letters*, Vol. 32, pg 718, April 1996
- J. Pons, J. Dunlop, “Bit Error Rate Link Adaptation for GSM,” *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 1998, Volume: 3 , 8-11 Sep 1998 Page(s): 1530 -1534 vol.3
- P. Bender, et al, “CDMA/HDR: A Bandwidth Efficient High Speed Wireless Data Service for Nomadic Users”, *Communications Magazine*, IEEE, Vol. 38, No. 7, July 2000, pgs. 70-77

- P. Jain "On the Impact of Channel and Channel Quality Estimation on Adaptive Modulation" December 2002
- J. B. Andersen, et al, "Prediction of Future Fading Based on Past Measurements" *Vehicular Technology Conference*, VTC 99, Vol.1, pg 151 – 155
- R. Roy, T Kailath, "ESPIRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques", *IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 37 No. 7, July 1989, pgs 984-995
- J.K. Hwang, J.H. Winters, "Sinusoidal Modelling and Prediction of Fast Fading Processes" *IEEE Globecom 98*, Sydney, Nov 1998 pgs 667-672
- Duel-Hallen, S. Hu, H. Hallen, "Long Range Prediction of Fading Signals" *IEEE Signal Processing Magazine*, May 2000, pg 62 - 75
- S. Hu, A. Duel-Hallen, "Combined Adaptive Modulation and Transmitter Diversity using Long Range Prediction for Flat Fading Mobile Radio Channels", *GlobeCom 2001*, Vol. 2, Nov 2001, pgs. 1256 – 1261
- J-O. Andersson, B. Carlquist, A. Bauer, and I. Dahlqvist, "An LSI Implementation of an ISDN Echo Canceler: Design and Network Aspects," *IEEE Journal on Selected Areas in*
- *Communications*, November 1986.
- D. G. Messerschmitt, "Design Issues for the ISDN U-Interface Transceiver," *IEEE Jour. on*
- *Special Areas in Communications*, (Nov. 1986).
- O. Agazzi, D. A. Hodges, and D. G. Messerschmitt, "Large-Scale Integration of Hybrid-Method Digital Subscriber Loops," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-30, p. 2095 (Sep. 1982).
- Tzeng, D. Hodges, and D. G. Messerschmitt, "Baud Rate Timing Recovery in Digital Subscriber Loops," *IEEE Int. Conf. on Communications*, (June 1985).
- K. H. Mueller and M. Muller, "Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers," *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-24,pp. 516-531 (May 1976).

- S. B. Weinstein, "A Passband Data-Driven Echo Canceller for Full-Duplex Transmission on Two-Wire Circuits," *IEEE Trans. on Communications*, (July 1977).
- J. J. Werner, "An Echo-Cancellation-Based 4800 Bit/s Full-Duplex DDD Modem," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-2 (5), (Sep. 1984).
- B. Widrow, J. McCool, M. Larimore, and C. Johnson, Jr., "Stationary and Non-Stationary
- Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter," *Proc. IEEE,* Vol. 64 (8), pp. 1151-1162 (Aug. 1976).
- N. A. M. Verhoeckx, H. C. Van Den Elzen, F. A. M. Snijders, and P. J. Van Gerwen, "Digital Echo Cancellation for Baseband Data Transmission," *IEEE Trans. on ASSP*, Vol. ASP-26 (6), (Dec.1979).
- D. L. Duttweiler, "A Twelve-Channel Digital Echo Canceller," *IEEE Trans. on Communications*, pp. 647-653 (May 1978).
- M. L. Honig and D. G. Messerschmitt, *Adaptive Filters: Structures, Algorithms, and Applications*, Kluwer Academic Publishers, Boston (1984).
- M. Sondhi and D. A. Berkley, "Silencing Echos on the Telephone Network," *IEEE Proceeding*s,Vol. 8, (Aug. 1980).
- D. G. Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," *IEEE Jour. On Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-2 (2), p. 283 (March 1984).
- D. G. Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," pp. 182 in *AdvancedDigital Communications Systems and Signal Processing Techniques*, ed. K. Feher, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. (1987).