



**TECHNICAL
UNIVERSITY
of CRETE**

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

**ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ & ΔΙΟΚΗΣΗΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΝΕΡΓΗ ΑΝΑΙΡΕΣΗ ΗΧΟΥ

ACTIVE NOISE CANCELLATION

ΜΑΡΓΑΡΗΣ ΙΩΑΝΝΗΣ

Επιβλέπων : Σταυρουλάκης Γεώργιος, καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτη

Χανιά 2015

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1 ΓΕΝΙΚΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΕΝΕΡΓΗ ΑΝΑΙΡΕΣΗ ΗΧΟΥ..4

- 1.1 Γενική Εισαγωγή.....4
- 1.2 Παθητικός Έλεγχος Θορύβου..... 5
- 1.3 Μηχανισμός Ενεργού Ελέγχου Θορύβου.....6

Κεφάλαιο 2 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ.....10

- 2.1 Ευρυζωνική εμπροσθοτροφοδοτούμενη.....10
- 2.2 Ευρυζωνική οπισθοτροφοδοτούμενη.....12
- 2.3 Βασική αρχή κατανόησης συστημάτων ANC.....13
- 2.4 Ο LMS feedback Ελεγκτής Ενεργού Θορύβου.....16
- 2.5 Filtered – X LMS (FXLMS) αλγόριθμος.....27
 - 2.5.2 Ανάλυση του FXLMS αλγορίθμου.....31
 - 2.5.3 Ο Leaky FXLMS αλγόριθμος.....33
- 2.6.1 Εξουδετέρωση Ανατροφοδότησης.....36
- 2.6.2 Προσαρμοστικά IIR Φίλτρα.....37

Κεφάλαιο 3

- 3.1 Ο FULMS Feedback Ελεγκτής Ενεργού Θορύβου.....41
- 3.2 Βελτιωμένος FULMS Feedback Ελεγκτής Ενεργού
Θορύβου με Secondary Path.....46

Κεφάλαιο 4 ΣΤΕΝΗΣ ΖΩΝΗΣ feedforward ANC.....49

- 4.1 Εισαγωγή.....50
- 4.2 Η Μέθοδος Σύνθεσης κυματομορφής για τη Σύνθεση
Σήματος Αναφοράς (Αλγόριθμος Essex).....52
 - 4.2.1 Δομές και Αλγόριθμοι.....53
 - 4.2.2 Αρχές και Ανάλυση.....56

4.2.3	FXLMS για συστήματα σύνθεσης κυματομορφής..	58
4.3	Προσαρμοστικά φίλτρα αποκοπής.....	59
4.3.1	Σύστημα Προσαρμοστικής Ακύρωσης Θορύβου Στενής –Ζώνης.....	59
4.3.2	ANC Μονής Συχνότητας.....	64
4.3.3	Απλοποιημένη ANC μονής συχνότητας.....	67
4.4	ANC ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ.....	68
4.4.1	Παράλληλη Μορφή.....	68
4.4.2	Σειριακή μορφή.....	68
4.4.3	Παράλληλη/ Σειριακή Μορφή.....	69
4.4.4	Μορφή καταρράκτη.....	70
4.5	Ενεργοί Ισορροπιστές Θορύβου.....	70
Κεφάλαιο 5.....		72
5.1	Πολυκαναλικά ANC Συστήματα.....	72
5.2	Αλγόριθμοι ANC για Πολυκαναλικά Συστήματα.....	74
5.2.1	Αλγόριθμοι Μονής Αναφοράς – Πολλαπλής Εξόδου.....	75
5.2.2	Ανάλυση Σύγκλισης στο Πεδίο Συχνότητας.....	77
5.2.3	Ελάττωση Ανάδρασης.....	78
5.3	Αλγόριθμοι FXLMS Πολλαπλής Αναφοράς/ Πολλαπλής Εξόδου.....	78
Βιβλιογραφία		81

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΓΕΝΙΚΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΕΝΕΡΓΗ ΑΝΑΙΡΕΣΗ ΗΧΟΥ (ANC)

1.1 Γενική Εισαγωγή

Από την εποχή της βιομηχανικής επανάστασης ο θόρυβος έχει αυξηθεί κατά πολύ. Η αύξηση αυτή οφείλεται κυρίως στην χρήση βιομηχανικού εξοπλισμού όπως κινητήρες, συμπιεστές, μετασχηματιστές, φυσητήρες τόσο στην παραγωγή όσο και στην κατανάλωση. Επίσης οι πυκνοκατοικημένες πια αστικές δομές έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση έκθεσης του πληθυσμού στον θόρυβο, λόγω της κυκλοφοριακής κίνησης των μικρών αποστάσεων μεταξύ γειτόνων κ.τ.λ. Ο περιβαλλοντικός θόρυβος έχει επιπτώσεις στην υγεία μας, στην ασφάλειά μας καθώς προκαλεί έλλειψη συγκέντρωσης, προκαλεί κόπωση, υποβαθμίζει την απόδοση στην εργασία, παρεμποδίζει την ανθρώπινη επικοινωνία και μειώνει γενικά την ποιότητα ζωής μας.

Δύο είδη ακουστικού θορύβου συναντώνται στο περιβάλλον. Ο θόρυβος ευρείας ζώνης ο οποίος είναι αποτέλεσμα διαταραχής (στροβιλισμού) και είναι εντελώς τυχαίως κατανέμοντας την ενέργεια του σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και ο θόρυβος στενής ζώνης ο οποίος συγκεντρώνει την ενέργεια του σε συγκεκριμένες ζώνες και είναι περιοδικός ή σχεδόν περιοδικός. Ο θόρυβος που προκαλείται στους κυκλοφοριακούς δρόμους ο οποίος είναι εξαιρετικά τυχαίος όπως και ο θόρυβος από την τυχαία ροή αέρα σε αγωγό αλλά και ο κρουστικός θόρυβος μιας έκρηξης είναι αποτελέσματα τυχαίων διαδικασιών και είναι χαρακτηριστικά παραδείγματα θορύβου ευρείας ζώνης. Σε αντίθεση θόρυβοι από μηχανές εσωτερικής καύσης, συμπιεστές σε συστήματα ψύξης και άλλες βοηθητικές πηγές ενέργειας χρησιμοποιούν επαναληπτικές ή περιστρεφόμενες μηχανές αποτελώντας παραδείγματα θορύβου στενής ζώνης. Ως εκ τούτου καταλαβαίνουμε ότι ο ευρείας ζώνης θόρυβος είναι εξαιρετικά δύσκολος να προβλεφθεί σε αντίθεση με τον στενής

ζώνης θορύβου ο οποίος είναι περιοδικός ή σχεδόν περιοδικός και άρα σε μεγάλο βαθμό προβλέψιμος.

Η ιδέα του Ενεργού Ελέγχου Θορύβου αποτελεί μια αποτελεσματική λύση σε χαμηλής συχνότητας θορύβους και συναντάται για πρώτη φορά το 1936 σε μια πατέντα από τον Lueg [1], που όμως τότε παρέμεινε μη εφαρμόσιμη. Η ραγδαία εξέλιξη στην επιστήμη και την τεχνολογία των υπολογιστών τα επόμενα χρόνια μετέτρεψαν τον ενεργό έλεγχο θορύβου σε μια πρακτική λύση για πολλά προβλήματα σχετιζόμενα με τον ακουστικό θόρυβο.

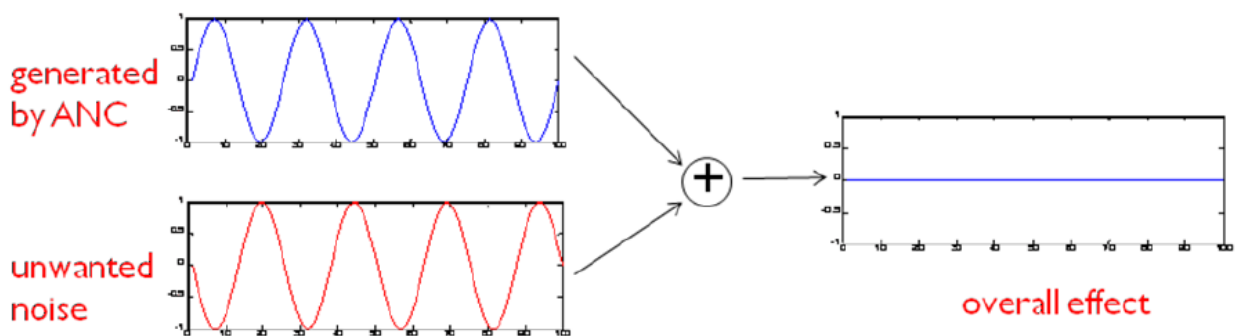
1.2 Παθητικός Έλεγχος Θορύβου

Οι έως τώρα μέθοδοι αντιμετώπισης του θορύβου βασίζονταν στην χρήση παθητικών μέσων όπως σιγαστήρες, φραγμούς, περιβλήματα, ηχοπαγίδες για την εξασθένιση του ανεπιθύμητου θορύβου. Ο παθητικός έλεγχος θορύβου συνεχίζει (**passive noise control**) να αποτελεί μια συνεχή προσπάθεια. Η απόδοση των παθητικών τεχνικών εξαρτάται κατά κύριο λόγο από το μήκος κύματος του ανεπιθύμητου θορύβου και τις διαστάσεις του παθητικού μέσου που χρησιμοποιούμε. Όταν το μήκος του ανεπιθύμητου θορύβου είναι μικρό (υψηλές συχνότητες) η απόδοση του παθητικού μέσου ηχομόνωσης αυξάνεται καθώς το μήκος κύματος διαδίδεται κατά μια μεγάλη απόσταση εντός του ηχομονωτικού υλικού όπου και εξαλείφεται ικανοποιητικά. Αντιθέτως όταν το μήκος κύματος του ανεπιθύμητου θορύβου είναι μεγάλο (χαμηλές συχνότητες) το μήκος θορύβου διαδίδεται κατά μια μικρή απόσταση εντός του ηχομονωτικού υλικού όπου και τελικά μια μικρή απορρόφηση συμβαίνει κατά πλάτος του. Πρακτικά δηλαδή και συγκεκριμένα για την περίπτωση των μεγάλων μήκους κυμάτων πρέπει να χρησιμοποιηθούν τεράστια ηχομονωτικά υλικά τα οποία είναι ασύμφορα κοστοβόρα, καθώς επίσης το μέγεθος και το βάρος αυτών καθιστούν τις εφαρμογές μη πρακτικές. Ενώ δηλαδή ο **παθητικός έλεγχος θορύβου**

παρείχε ικανοποιητικά αποτελέσματα σε θορύβους υψηλής συχνότητας, αποδείχτηκε ανεπιτυχής για τον έλεγχο θορύβων μικρής συχνότητας (της τάξεως των 500 Hz και κάτω).

1.3 Μηχανισμός Ενεργού Ελέγχου Θορύβου

Ο Ενεργός Έλεγχος Θορύβου (Active Noise Control – ANC) αποτελεί μια σύγχρονη αναπτυσσόμενη τεχνολογία αντιμετωπίζοντας επιτυχώς το πρόβλημα του θορύβου χαμηλών συχνοτήτων (κάτω από τα 600 Hz) εκεί όπου ο παθητικός έλεγχος θορύβου είναι οικονομικά ασύμφορος και μη πρακτικός ως προς το θέμα του όγκου. Το σύστημα ANC αποτελείται από μια ηλεκτροακουστική συσκευή εξασθενίζοντας σε μεγάλο βαθμό τον ανεπιθύμητο θόρυβο βάση της αρχής της υπέρθεσης των κυμάτων, παράγοντας δηλαδή έναν αντί-θόρυβο ίσου πλάτους και αντίθετης φάσης - διαφορά φάσης 180° . Ο αρχικός ανεπιθύμητος ήχος συνδυάζεται ακουστικά με τον παραγόμενο αντί-ήχο καταλήγοντας στην ακύρωση των δυο ήχων (φαινόμενο καταστροφικής συμβολής). Η ακύρωση του κύριου θορύβου εξαρτάται από την ακρίβεια του πλάτους και φάσης του παραγόμενου ήχου ακύρωσης. Το αποτέλεσμα του Ενεργού Ελέγχου Θορύβου είναι ένας εναπομένον θόρυβος κατά πολύ μειωμένης ισχύος από το πρωτεύων σήμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.



Σχήμα 1. Φυσικός μηχανισμός Ενεργού Ελέγχου Θορύβου

Αφού στο περιβάλλον τα χαρακτηριστικά της πηγής ακουστικού θορύβου είναι χρονικά μεταβαλλόμενα παραγόμενη συχνότητα δηλαδή το πλάτος, η φάση καθώς και η ταχύτητα του ήχου είναι μη στάσιμα μεγέθη. Οπότε προκειμένου να είναι ένα σύστημα ANC αποδοτικό, πρέπει να είναι σύστημα πραγματικού χρόνου. Η δειγματοληψία του θορύβου από το σύστημα γίνεται σε πραγματικό χρόνο. Αυτό σημαίνει πως για κάθε δείγμα αφειχθέντος θορύβου, ο ANC αλγόριθμος επανεκτελείται από την αρχή για την δημιουργία ενός αντί-ήχου ο οποίος οδηγείται προς τα ηχεία, πριν αφιχθεί ο επόμενος ήχος και αυτό επαναλαμβάνεται έως ότου τερματίσουμε την λειτουργία του συστήματος.

Όπως είναι κατανοητό η αντιμετώπιση του παραπάνω προβλήματος πραγματικού χρόνου με χρήση συμβατικού PC που τρέχει Matlab ή κώδικα C++ δεν είναι εφικτή αλλά χρειαζόμαστε hardware πραγματικού χρόνου. Συστήματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) πρέπει να χρησιμοποιηθούν στους οποίους ο ANC αλγόριθμος θα «βλέπει» κατευθείαν από την αρχή ολόκληρο το αναλογικό interface χωρίς την ανάγκη διαμεσολάβησης κάποιου άλλου λογισμικού.

Οι αλγόριθμοι ANC χρησιμοποιούν κυρίως προσαρμοζόμενα φίλτρα (adaptive filters). Τα προσαρμοζόμενα φίλτρα είναι ψηφιακά φίλτρα γι' αυτό και όλη η διάταξη ANC είναι επιθυμητό να είναι ψηφιακή. Τα έως τώρα ψηφιακά φίλτρα είναι γραμμικά και χρονικά αμετάβλητα. Τα προσαρμοζόμενα φίλτρα είναι χρονικά μεταβαλλόμενα δηλαδή χαρακτηριστικοί παράμετροι όπως η συχνότητα συντονισμού τους αλλάζουν με τον χρόνο. Επίσης τα προσαρμοστικά φίλτρα μπορούν να είναι είτε γραμμικά είτε μη γραμμικά. Το παραπάνω επιτυγχάνεται επιτρέποντας τους συντελεστές του προσαρμοζόμενου φίλτρου να μεταβάλλονται χρονικά ρυθμιζόμενοι αυτόματα από τον προσαρμοστικό αλγόριθμο. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να μπορούν να χρησιμοποιηθούν επιτυχώς τα προσαρμοστικά φίλτρα όταν οι ακριβώς συνθήκες φιλτραρίσματος είναι άγνωστες ή μη-στάσιμες.

Τα προσαρμοστικά φίλτρα που λαμβάνονται προκειμένου ένας αλγόριθμος να ανταπεξέρχεται στις προηγούμενες απαιτήσεις πραγματικού χρόνου χωρίζονται σε :

FIR : πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (εγκάρσια),

IIR : άπειρης κρουστικής απόκρισης (αναδρομικά),

φίλτρα μετασχηματισμού πεδίου

και δικτυωτά.

Από τα παραπάνω τα πιο δημοφιλή και κοινά είναι τα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης και τα οποία υλοποιούνται από τον αλγόριθμο του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος LMS (Least Mean Square). Ο υπολειμματικός θόρυβος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως είσοδος εσφαλμένου σήματος σε έναν προσαρμοστικό αλγόριθμο που προσαρμόζει τους συντελεστές φίλτρου για να μοντελοποιήσει (εκτιμήσει) τις επιδράσεις των ακουστικών καναλιών. Το πρώτο βήμα στην υλοποίηση του ενεργού ελέγχου θορύβου έγινε στα μέσα της δεκαετίας του '70 με χρήση προσαρμοζόμενων φίλτρων για τη δημιουργία του σήματος του αντί-θορύβου. Αργότερα τη δεκαετία του '80 αναπτύχθηκαν ολοκληρωμένα DSP συστήματα επιτρέποντας την υλοποίηση ισχυρών προσαρμοστικών φίλτρων ενδυναμώνοντας την διάδοση και εφαρμογή του Ενεργού Ελέγχου Θορύβου.

Σήμερα τα ANC συστήματα έχουν γίνει στόχος μελέτης από επιστήμονες, μηχανικούς και βιομηχανίες. Λίγες μόνο εφαρμογές έχουν παρουσιασθεί και έχουν βρει το φώς της μαζικής παραγωγής όπως η εξασθένιση του θορύβου των κινητήρων στο εσωτερικό των αεροπλάνων, η μείωση του θορύβου του κινητήρα στο εσωτερικό του αυτοκινήτου, επιλεκτική μείωση του θορύβου των αυτοκινητοδρόμων στο εσωτερικό των αυτοκινήτων, μείωση θορύβου στον τομέα της βιομηχανίας από ανεμιστήρες, μετασχηματιστές, γεννήτριες, αντλίες, αλυσοπρίονα κ.τ.λ.

Επίσης πρέπει να επισημανθεί το γεγονός ότι η ANC τεχνολογία δεν πρόκειται να αντικαταστήσει τις μέχρι τώρα παθητικές μορφές ηχομόνωσης αλλά θα τις συμπληρώσει. Τέλος πρέπει να αναφερθούμε στο γεγονός ότι οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιήθηκαν για τον ενεργό έλεγχο θορύβου μπορούν να εφαρμοσθούν και στον ενεργό έλεγχο δονήσεων. Ο ενεργός έλεγχος δονήσεων μπορεί να λάβει χώρα για την σταθεροποίηση διαφόρων πλατφόρμων από την παρουσία ποικίλων διαταράξεων ή την απορρόφηση διαφόρων δονήσεων σε διάφορα μηχανήματα. Όσο βελτιώνεται η απόδοση των ενεργών συστημάτων και το κόστος μειώνεται προδιαγράφεται η αυξανόμενη ανάγκη εξέλιξης και αντικατάστασης παλαιών παραδοσιακών συστημάτων στα διάφορα προβλήματα ελέγχου θορύβου αλλά και δονήσεων.

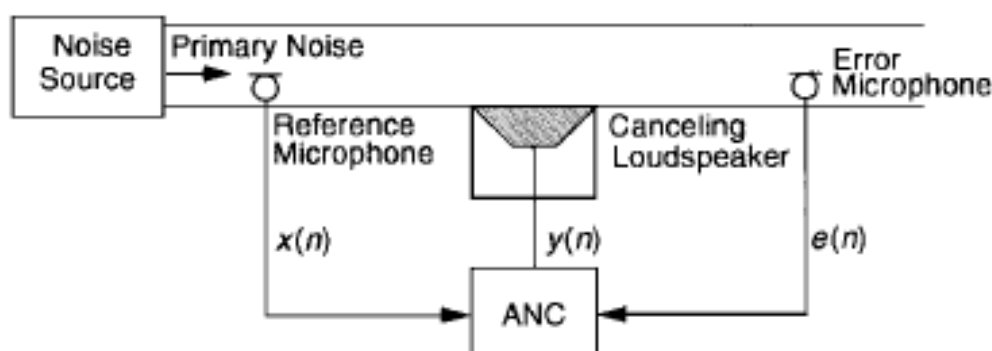
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

2.1 Ευρυζωνική εμπροσθοτροφοδοτούμενη (feedforward) ANC

Τα συστήματα ενεργού ελέγχου θορύβου διακρίνονται σε δύο κατηγορίες: σε αυτά που χρησιμοποιούν εμπροσθοτροφοδοτούμενο (feedforward) και αυτά που χρησιμοποιούν οπισθοτροφοδοτούμενο (feedback) έλεγχο.

Ο εμπροσθοτροφοδοτούμενος ενεργός έλεγχος θορύβου χρησιμοποιεί δύο μικρόφωνα. Το πρώτο μικρόφωνο ονομάζεται ως μικρόφωνο αναφοράς και είναι αυτό που θα τοποθετηθεί κοντά στην πηγή του κύριου θορύβου. Το δεύτερο μικρόφωνο ονομάζεται ως μικρόφωνο σφάλματος και τοποθετείται σε ένα κεντρικό σημείο της περιοχής όπου και θέλουμε να δημιουργήσουμε μια ηχομονωμένη ζώνη. Στο παρακάτω Σχήμα 2 εμφανίζεται ο εμπροσθοτροφοδοτούμενος ενεργός έλεγχος θορύβου, ο οποίος αποτελεί και ένα από τα συνηθέστερα παραδείγματα ANC.



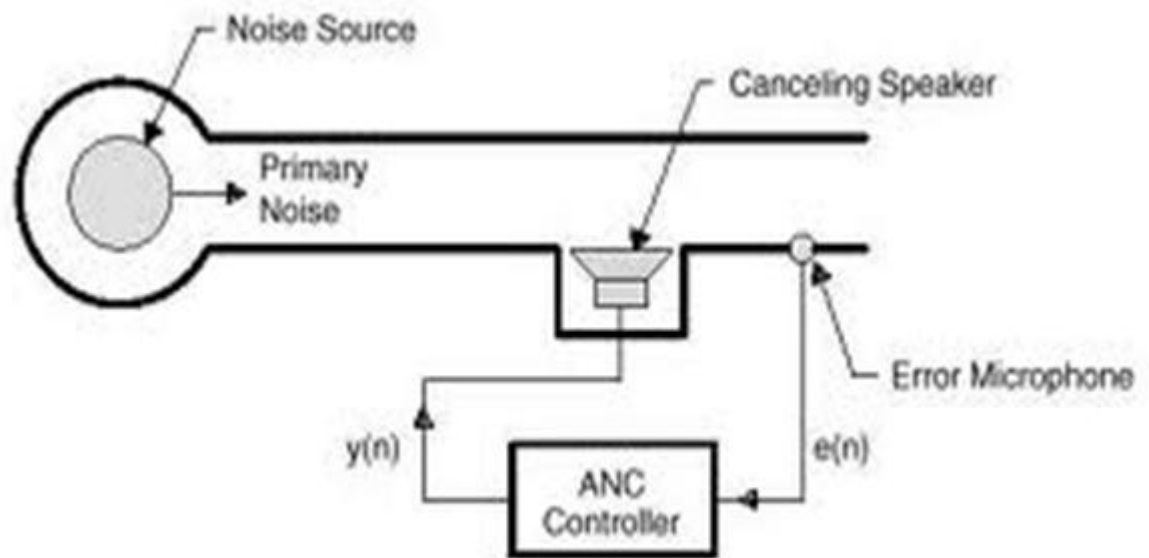
Σχήμα 2.feedforward ενεργός έλεγχος θορύβου

Στο παραπάνω σύστημα το μικρόφωνο αναφοράς (reference microphone) τροφοδοτεί στον ANC ελεγκτή το σήμα αναφοράς παρέχοντας την πληροφορία στον ελεγκτή για τον επόμενο θόρυβο που θα ακολουθηθεί. Έτσι ο ελεγκτής πρόκειται να προβλέψει τον θόρυβο, ο οποίος και θα οδηγηθεί προς την επιθυμητή ηχομονωμένη ζώνη για να τον εξασθενίσει. Σκοπός του μικρόφωνου σφάλματος (error microphone) είναι να μετράει τον εναπομένοντα θόρυβο και να ενημερώνει τον ANC ελεγκτή για το

ονομαζόμενο σήμα σφάλματος. Στη συνέχεια ο ελεγκτής προμηθεύει το ηχείο εξασθένισης με ένα κατάλληλο σήμα, το λεγόμενο αντί-θόρυβος, τέτοιο ώστε το σήμα σφάλματος συνεχώς να μειώνεται και επομένως να μειώνεται και ο εναπομένον θόρυβος. Οι feedforward διατάξεις ελέγχου θορύβου μπορούν και ανταπεξέρχονται ικανοποιητικά τόσο σε θόρυβο στενής ζώνης, όσο και σε θόρυβο ευρείας ζώνης. Αξίζει να παρατηρηθεί, πως όταν ακόμα και ο κύριος θόρυβος είναι σε υψηλό ποσοστό τυχαίος (ευρεία ζώνη), εάν το σήμα αναφοράς αφιχθεί στον ANC ελεγκτή πιο γρήγορα από το μη διαδιδόμενο θόρυβο από την πηγή του στην περιοχή της ηχομονωμένης ζώνης, τότε ο ελεγκτής θα έχει τη δυνατότητα να προβλέψει την κυματομορφή του θορύβου όταν αυτός προσεγγίζει την ηχομονωμένη ζώνη, και συνεπώς εγκαίρως να δημιουργήσει το κατάλληλο σήμα αντί-θορύβου. Η παραπάνω διάταξη μπορεί και επιτυγχάνει 6 με 10 dB (50% με 70%) μείωση του θορύβου στις χαμηλές συχνότητες.

2.2 Ευρυζωνική οπισθοτροφοδοτούμενη (feedback) ANC

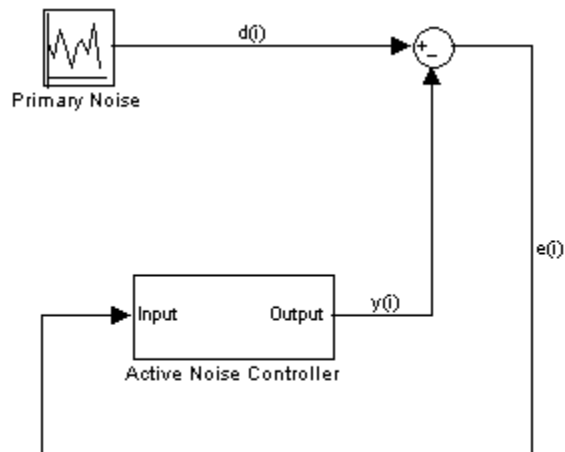
Ο οπισθοτροφοδοτούμενος (feedback) ενεργός έλεγχος θορύβου χρησιμοποιεί μόνο ένα μικρόφωνο. Στον feedback έλεγχο θορύβου δεν υπάρχει μικρόφωνο αναφοράς. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μην μπορεί να έχει κάποια πληροφορία εκ των προτέρων ο ελεγκτής για το τι θόρυβος πρόκειται να αφιχθεί και άρα να μπορέσει να συνθέσει τον αντί-θόρυβο. Σε αυτήν την περίπτωση ενεργού ελέγχου ο ελεγκτής αφού επεξεργάζεται τον αφιχθέντα θόρυβο, μπαίνει στην διαδικασία πρόβλεψης των επόμενων δειγμάτων του. Όπως γίνεται κατανοητό εάν ο κύριος θόρυβος είναι ευρείας ζώνης τότε καθίσταται αδύνατο ο ελεγκτής να παράξει τον σωστό αντί-θόρυβο αφού είναι αδύνατο να προβλεφθεί το τυχαίο σήμα από τις προηγούμενες τιμές του. Οπότε λόγω λειτουργίας του ο feedback έλεγχος θορύβου μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο για στενής ζώνης θορύβους οι οποίοι αποτελούνται από περιοδικότητες ή σχεδόν περιοδικότητες. Χρησιμοποιείται ο feedback ενεργός έλεγχος θορύβου στις περιπτώσεις μόνο που δεν είναι δυνατή ή πρακτική η παρουσία του μικροφώνου αναφοράς. Ο Feedback ενεργός έλεγχος θορύβου σχεδιάστηκε και αναπτύχθηκε στα μέσα της δεκαετίας του '70 από τον G. B. B. Chaplin. Στο παρακάτω Σχήμα 3 παρατίθεται ο οπισθοτροφοδοτούμενος ενεργός έλεγχος θορύβου.



Σχήμα 3. Feedback ενεργός έλεγχος θορύβου

2.3 Βασική αρχή κατανόησης συστημάτων ANC

Προκειμένου να καταλάβουμε την βασική αρχή ενός συστήματος ANC παραθέτουμε ένα απλοποιημένο διάγραμμα ενός feedback συστήματος όπου δεν έχει μικρόφωνο αναφοράς για επίσης θέμα απλότητας.



Σχήμα 4. Διάγραμμα απλοποιημένου feedback συστήματος

Στο Σχήμα 4 το $d(i)$ συμβολίζει τον πρωτεύον θόρυβο στην περιοχή της επιθυμητής ηχομονωμένης ζώνης, υποθέτοντας ότι ο πρωτεύον θόρυβος είναι χαμηλής συχνότητας και άρα είναι χωρικά αμετάβλητος. Το $y(i)$ είναι ο παραγόμενος αντί-θόρυβος και το $e(i)$ είναι ο εναπομένοντας θόρυβος. Μεταξύ των τριών αυτών παραγόντων ισχύει η σχέση:

$$e(i) = d(i) - y(i)$$

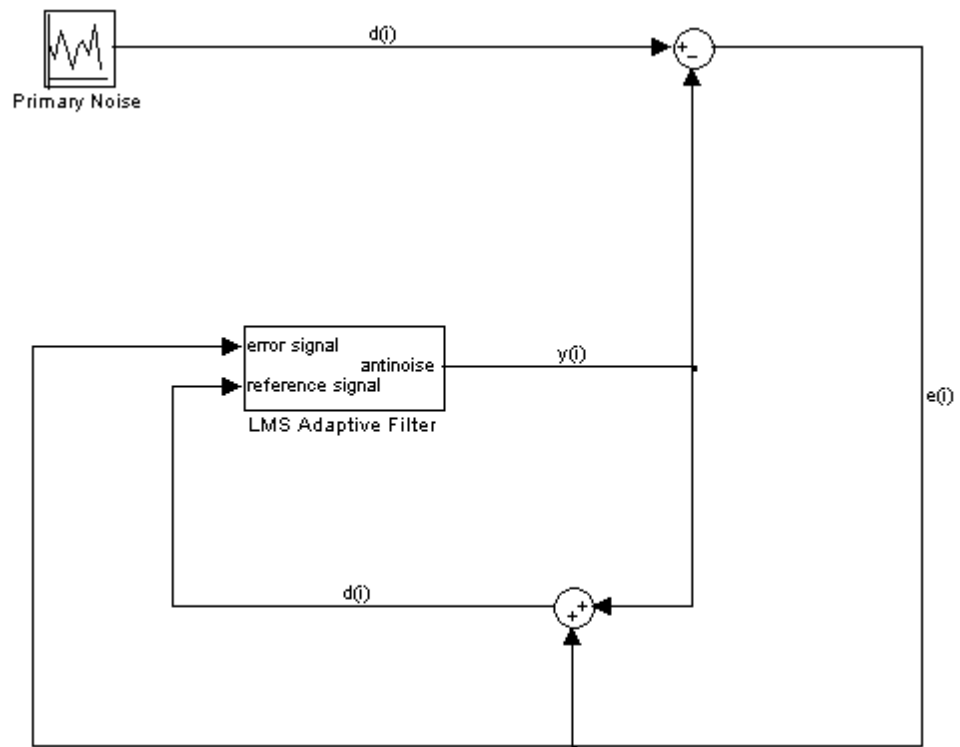
ή

$$d(i) = e(i) + y(i)$$

Όταν ο ελεγκτής ενεργού θορύβου είναι κλειστός ακούμε τον πρωτεύον θόρυβο $d(i)$ ενώ όταν αντίστοιχα είναι ανοιχτός, ακούμε τον εναπομένων θόρυβο $e(i)$. Θεωρούμε ότι η μείωση θορύβου είναι ικανοποιητική όταν το $e(i)$ γίνεται απειροελάχιστο, όταν δηλαδή ισχύει το $e(i)$ να τείνει στο μηδέν και άρα

$$d(i) = y(i)$$

Οπότε καταλαβαίνουμε ότι θα πρέπει η έξοδος y του ελεγκτή να είναι μια καλή πρόβλεψη του κύριου θορύβου d σε μια πρώτη φάση. Δηλαδή θα ισχύει ότι υψηλότερη ποιότητα πρόβλεψης συνεπάγεται μικρότερο σφάλμα πρόβλεψης και άρα μικρότερος εναπομένοντας θόρυβος. Καταλήγουμε λοιπόν στο συμπέρασμα ότι το παραπάνω μπλοκ του σχήματος 4 αποτελεί ένα προσαρμοζόμενο φίλτρο. Το φίλτρο θα πρέπει να είναι προσαρμοζόμενο καθώς ο θόρυβος ενδέχεται να μεταβάλλεται με τον χρόνο. Στην παρακάτω εικόνα παρατίθεται ένα σύστημα με επιλογή προσαρμοστικού φίλτρου LMS καθώς στο Σχήμα 4 παρίσταται καλύτερα το σφάλμα πρόβλεψης παρά το επιθυμητό σήμα.



Σχήμα 5. Προσαρμοζόμενο φίλτρο LMS στο feedback σύστημα ANC

2.4 Ο LMS feedback (Οπισθοτροφοδοτούμενος) Ελεγκτής Ενεργού Θορύβου

Η βασική αρχή του Ενεργού Ελέγχου Θορύβου απεικονίζεται στο σχήμα 4.

Εν τούτοις οπωσδήποτε δεν αποτελεί την πραγματική δομή ενός ANC συστήματος αφού για να γίνει αυτό πρέπει για παράδειγμα αρχικά να προσδιορίσουμε τη φύση των σημάτων, αν δηλαδή είναι ακουστικά ή ηλεκτρονικά σήματα. Αν για παράδειγμα το $d(i)$ που είναι ο κύριος θόρυβος και είναι ακουστικό σήμα πως προκύπτει η έξοδος του προσαρμοζόμενου φίλτρου, η οποία είναι ψηφιακό σήμα, να μπορεί και το ακυρώνει; Αν πάλι το $d(i)$ είναι ηλεκτρονικό σήμα τότε ποια είναι η πραγματική πηγή θορύβου του σχήματος 4; Όπως καταλαβαίνουμε λοιπόν προκύπτει το συμπέρασμα πως δεν χρειάζεται να κατατάξουμε τα σήματα σε ακουστικά και ηλεκτρονικά, διότι αποτελούν απλώς αφηρημένες ποσότητες όπως ήχος και αντί-ήχος.

Προκύπτει επομένως η ανάγκη δημιουργίας ενός πραγματικού ANC ελεγκτή. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί αν προχωρήσουμε στον επόμενο διαχωρισμό του χώρου του διαγράμματος : στον ακουστικό χώρο και στον ηλεκτρονικό χώρο. Έτσι μόνο θα μπορέσουμε να καταφέρουμε η έξοδος του προσαρμοστικού φίλτρου να αναφέρεται στον ηλεκτρονικό χώρο ενώ ο πρωτεύων θόρυβος θα αναφέρεται στον ακουστικό χώρο. Το μικρόφωνο αναφοράς συνδέει τον ακουστικό χώρο με τον ηλεκτρονικό ενώ αντίστοιχα το ηχείο συνδέει τον ηλεκτρονικό χώρο με τον ακουστικό. Οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των δύο αυτών χώρων θα γίνονται μέσω των ηλεκτροακουστικών συναρτήσεων μεταφοράς.

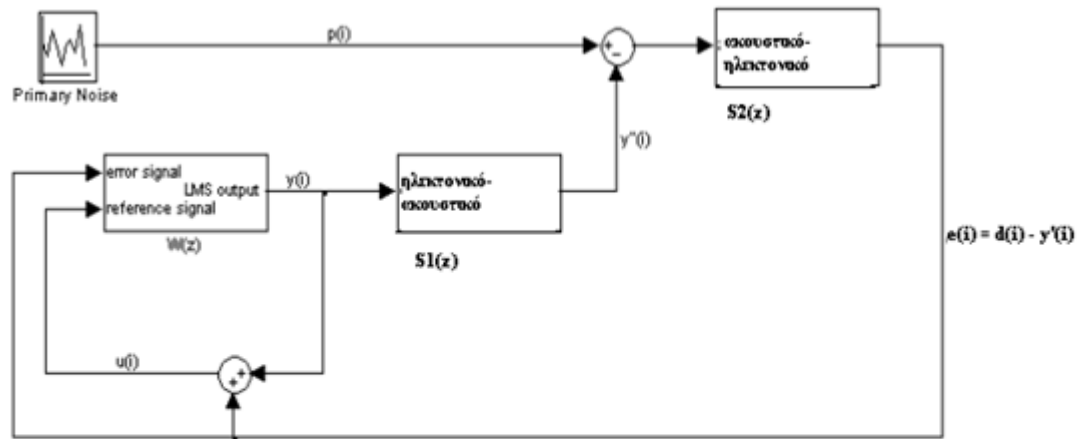
Επίσης η επεξεργασία του σήματος η οποία εκτελείται από τον μικροεπεξεργαστή είναι μια εξολοκλήρου διακριτή διαδικασία ενώ από την άλλη η ροή και η εξασθένιση του θορύβου είναι μια απολύτως συνεχής διαδικασία. Δηλαδή ένα πραγματικό ANC σύστημα δεν είναι τίποτα άλλο παρά ένα υβριδικό συνεχές-διακριτό σύστημα. Για την δικιά μας

διευκόλυνση στην ανάλυση του πραγματικού ANC συστήματος αναλύουμε το υβριδικό συνεχές-διακριτό σύστημα στο αντίστοιχο του διακριτό.

Έτσι εφαρμόζεται μετασχηματισμός Z στις εξισώσεις διαφορών, αφού όλες οι συναρτήσεις μεταφοράς θα αποτελούν συναρτήσεις της μεταβλητής z και επιπλέον όλα τα σήματα θα είναι εν συναρτήσει του κοινωνικοποιημένου δείκτη χρόνου i .

Η συνάρτηση μεταφοράς από την έξοδο του προσαρμοζόμενου φίλτρου μέχρι το μικρόφωνο σφάλματος (ακουστική περιοχή), συμβολίζεται με $S_1(z)$. Η παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς περιλαμβάνει: D/A μετατροπέα, φίλτρο ανακατασκευής, ενισχυτή ισχύος, ηχείο και τον ακουστικό δρόμο από το ηχείο έως και το μικρόφωνο σφάλματος. Η συνάρτηση μεταφοράς από το μικρόφωνο σφάλματος (ακουστική περιοχή) μέχρι τον μικροεπεξεργαστή συμβολίζεται με $S_2(z)$. Αντίστοιχα η $S_2(z)$ περιλαμβάνει : μικρόφωνο, προ-ενισχυτή, anti-aliasing φίλτρο καθώς και τον A/D μετατροπέα. Τέλος η συνάρτηση μεταφοράς του προσαρμοζόμενου φίλτρου συμβολίζεται ως $W(z)$.

Η διαδικασία ανάλυσης του σήματος αναφοράς έχει ως εξής : αφού διέλθει εντός του προσαρμοστικού φίλτρου $y(i)$ στη συνέχεια διέρχεται μέσω της συνάρτησης μεταφοράς $S_1(z)$ όπου και καταλήγει με ακουστική πια μορφή στο μικρόφωνο σφάλματος, όπου και συναντάται με το ακουστικό σήμα του πρωτεύοντος θορύβου. Δυο είναι οι υποθέσεις που έπονται, είτε ότι αυτά τα δύο ακουστικά σήματα προστίθενται και ο ANC αλγόριθμος στην έξοδο του φίλτρου αντιστρέφει το πρόσημο, είτε ότι τα δυο αυτά ακουστικά σήματα ακυρώνονται χωρίς κάποια εσκεμμένη αντιστροφή του πρόσημου στην έξοδο. Φυσικά η δεύτερη λύση προϋποθέτει μηχανισμό ακουστικής αφαίρεσης κάτι που δεν υπάρχει παρά είναι αποτέλεσμα μιας σύμβασης. Η πράξη της αφαίρεσης γίνεται διότι η έξοδος του προσαρμοζόμενου φίλτρου δεν είναι μια εκτίμηση του πρωτεύοντος θορύβου μετατοπισμένη κατά 180° παρά μια απλή εκτίμηση του πρωτεύοντος θορύβου. Στη συνέχεια και μέσω της $S_2(z)$ παράγεται το σήμα σφάλματος $e(i)$ αποτέλεσμα της ένωσης ήχου και αντί-ήχου. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η παραπάνω διαδικασία.



Σχήμα 6. Πραγματικό μοντέλο ενός feedback ANC ελεγκτή

Τα $p(i)$ και $y''(i)$ είναι ακουστικά σήματα. Το σήμα σφάλματος περιέχει ταυτόχρονα μια ακουστική μορφή, την $p(i) - y''(i)$ και μια ηλεκτρονική μορφή

$$e(i) = d(i) - y'(i) \quad (19)$$

Οι δύο μορφές του ακουστικού σφάλματος, δηλαδή η ακουστική και η ηλεκτρονική συνδυάζονται από την εξίσωση :

$$D(z) - Y'(z) = S_2(z)[P(z) - Y''(z)] \quad (20)$$

Και όλες οι ποσότητες είναι στον z χώρο. Προκύπτει από την (20)

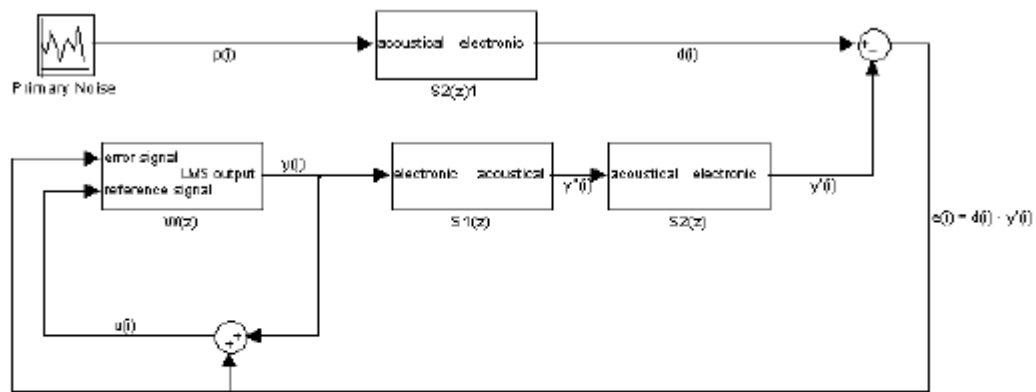
$$D(z) = S_2(z)P(z) \quad (21)$$

και

$$Y'(z) = S_2(z)Y''(z) \quad (22)$$

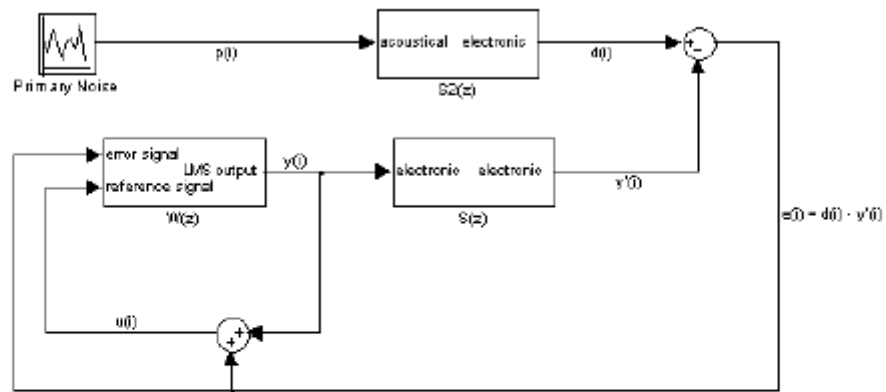
Αν θεωρήσουμε όλες τις συναρτήσεις μεταφοράς που χρησιμοποιούμε ως γραμμικές (μη πραγματικό γεγονός) τότε θα μπορούσαμε να μετακινήσουμε την $S_2(z)$ πριν από τον κόμβο ένωσης και να την τοποθετήσουμε και στον κλάδο του πρωτεύοντος θορύβου αλλά και στον κλάδο εξόδου του

προσαρμοστικού φίλτρου. Στο σχήμα 14 απεικονίζεται η παραπάνω περιγραφή.



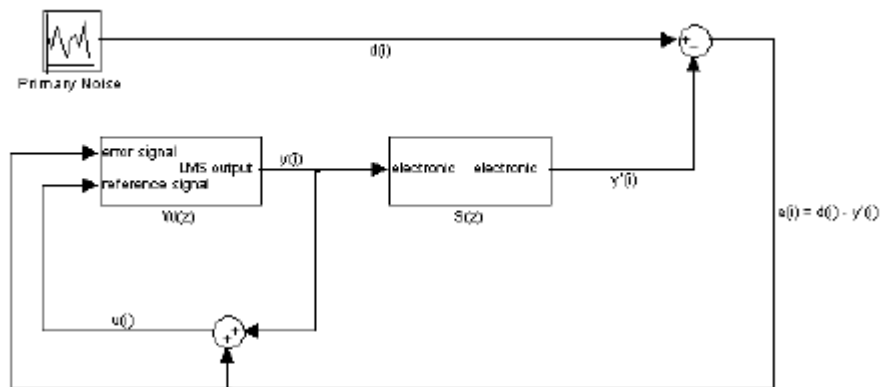
Σχήμα 7. Πραγματικό μοντέλο ενός feedback ANC ελεγκτή.version 2

Αν αντικαταστήσουμε τον συνδυασμό των $S_1(z)$ και $S_2(z)$ που εμφανίζονται μετά από την έξοδο του προσαρμοστικού φίλτρου με μια και μοναδική συνάρτηση μεταφοράς $S(z)$ το νέο διάγραμμα θα είναι:



Σχήμα 8.Πραγματικό μοντέλο ενός feedback ANC ελεγκτή.version 3

στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι το ακουστικό σήμα $y''(n)$ έχει ενσωματωθεί στη συνάρτηση μεταφοράς $S(z)$. Επίσης το σήμα πια που διεγείρει το σύστημα μας είναι πια το $d(i)$ και όχι το $p(i)$. Αν οπότε αφαιρέσουμε την $p(i)$ και την $S_2(z)$ συνειδητοποιούμε ότι δημιουργούμε έναν ANC ελεγκτή αποκλειστικά ηλεκτρονικού χώρου.



Σχήμα 9.Πραγματικό μοντέλο ενός feedback ANC ελεγκτή.version 4

Παρατηρούμε ότι το σχήμα 9 είναι ακριβώς ίδιο με το σχήμα 4 με την διαφορά της απουσίας της συνάρτησης μεταφοράς $S(z)$, η οποία και ονομάζεται *secondary path transfer function*. Ισχύει από παραπάνω ότι :

$$S(z) = S_1(z)S_2(z) \quad (23)$$

Όπου και η $S(z)$ περιγράφει τον βρόγχο : μικροεπεξεργαστής – D/A – ενισχυτής ισχύος – ηχείο – ακουστική δίοδος μεταξύ ηχείου και μικροφώνου – προ-ενισχυτής – A/D – μικροεπεξεργαστής.

Επίσης μεταξύ των σχημάτων (9) και (4) υπάρχει επίσης μια μικρή διαφορά. Το σήμα αναφοράς δεν είναι πια το d του σχήματος (4) αλλά το u , το οποίο ισούται με:

$$\begin{aligned} u(i) &= e(i) + y(i) \Rightarrow (19) \Rightarrow \\ u(i) &= d(i) + y(i) - y'(i) \end{aligned} \quad (24)$$

Επίσης η έξοδος του προσαρμοζόμενου φίλτρου γράφεται :

$$y(i) = w_{i-1}^T u(i-1) \quad (25)$$

Επίσης ο μετασχηματισμός Z του $u(i-1)$ είναι από (24)

$$z^{-1}U(z) = z^{-1}D(z) + z^{-1}[1 - S(z)]Y(z) \quad (26)$$

Επίσης παρατηρούμε ότι τα δείγματα του πρωτεύοντος θορύβου διαταράσσονται από την διαταραχή :

$$f(i) = y(i) - y'(i) \quad (27)$$

ή αλλιώς

$$\begin{aligned} F(z) &= Y(z) - S(z)Y(z) \Rightarrow \\ F(z) &= [1 - S(z)]Y(z) \end{aligned} \quad (28)$$

Σε μια ιδεατή κατάσταση στην οποία στο secondary path θα χρησιμοποιούνταν ιδανικά στοιχεία τότε η $S(z)$ θα ισούταν με τη μονάδα και η $F(z)$ θα ισούταν με μηδέν. Έτσι για το σήμα αναφοράς θα χρειαζόνταν μόνο παρελθοντικά δείγματα του πρωτεύοντος θορύβου καθώς και η πρόβλεψη $d(i)$ από το διάνυσμα :

$$[d(i-1), d(i-2), \dots, d(i-L)]^T \quad (29)$$

και με την υπόθεση ότι ο πρωτεύον θόρυβος είναι περιοδικός το σύστημα μας δεν θα αντιμετώπιζε ιδιαίτερη δυσκολία υλοποιούμενη από το LMS προσαρμοζόμενο φίλτρο (για $S(z) = 1$ τα σχήματα 16 και 4 είναι ταυτόσημα).

Στην πραγματικότητα όμως η $S(z)$ αποκλίνει κατά πολύ από τη μονάδα πράγμα που κάνει τα πράγματα πιο πολύπλοκα. Αν ισχυριστούμε ότι $S(z) \neq 1$ καθώς και ότι η $S(z)$ περιγράφεται πλήρως από τους συντελεστές ενός FIR φίλτρου, ότι δηλαδή

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \quad (30)$$

Στο σημείο αυτό όμως προκύπτει ένα πρόβλημα. Με την ένταξη της $S(z)$ το σήμα αναφοράς δεν είναι πια το d , αλλά το $d - y - y'$, με την $y - y'$ να δημιουργεί μια διαταραχή. Επίσης με την ένταξη της $S(z)$ το σήμα σφάλματος δεν είναι πια το $d - y$, αλλά το $d - y'$. Σύμφωνα με τις παραπάνω αλλαγές το προσαρμοζόμενο φίλτρο δεν παράγει καν πια εκτιμήσεις του πρωτεύοντος θορύβου. Που χρησιμεύει λοιπόν το προσαρμοζόμενο φίλτρο του σχήματος 16 ;

Το σήμα σφάλματος γράφεται :

$$\begin{aligned} E(z) &= D(z) - Y'(z) \Rightarrow \\ E(z) &= D(z) - S(z)Y'(z) \end{aligned} \quad (31)$$

Το σήμα αυτό τροφοδοτεί την θύρα σφάλματος του προσαρμοστικού φίλτρου. Το προσαρμοζόμενο φίλτρο από την πλευρά του προσπαθεί να προσαρμόσει τους συντελεστές του ως προς την ελαχιστοποίηση την μέση τιμή του σήματος σφάλματος.

Έστω ότι το φίλτρο συγκλίνει βέλτιστα και έχουμε $E(z) = 0$. Από την (31) έχουμε :

$$\begin{aligned} D(z) &= S(z)Y(z) \Rightarrow (25) \Rightarrow \\ D(z) &= S(z)W(z)[z^{-1}U(z)] \Rightarrow \\ W(z)[z^{-1}U(z)] &= \text{---} \Rightarrow \\ W(z)[z^{-1}U(z)] &= S^{-1}(z)D(z) \end{aligned} \quad (32)$$

Στην (32) καταλαβαίνουμε ότι η πρόβλεψη της ποσότητας $S^{-1}(z)D(z)$ γίνεται από την $z^{-1}U(z)$, δηλαδή την πρόβλεψη της $D(z)$ και της αντίστροφης μοντελοποίησης της $S(z)$. Προβλήματα ενδέχεται να προκύψουν αφού η $S(z)$

είναι φίλτρο μόνο με μηδενικά ενώ αντίστοιχα η $S^{-1}(z)$ είναι φίλτρο μόνο με πόλους. Αν ο πρωτεύον θόρυβος έχει συχνότητες κοντά στα μηδενικά της $S(z)$, τότε το προσαρμοζόμενο φίλτρο θα προσπαθήσει να μοντελοποιήσει την $S^{-1}(z)$ στην περιοχή κοντά στους πόλους της, που όμως εκεί παίρνει άπειρη τιμή, οπότε και η έξοδος του προσαρμοζόμενου φίλτρου καταστείτε ασταθής. Επίσης αν η $S(z)$ φέρει κάποιο μηδενικό στη συχνότητα της f_1 , δηλαδή το μηδενικό ανήκει στην $S_1(z)$, αυτό καταστεί την συχνότητα αυτή ως μη ελέγξιμη, ενώ ανήκει στην $S_2(z)$ την συχνότητα την καταστεί ως μη παρατηρήσιμη. Αν με τη σειρά της η f_1 είναι μη παρατηρήσιμη τότε το προσαρμοζόμενο φίλτρο θα αγνοήσει την ύπαρξη της, ενώ από την άλλη αν η f_1 είναι μη ελέγξιμη τότε ο παραγόμενος αντί - ήχος σε αυτή τη συχνότητα θα είναι μηδενικός.

Στο σχήμα (16) απεικονίζεται ο LMS feedback (οπισθοτροφοδοτούμενος) ελεγκτής ενεργού θορύβου και οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι οι παρακάτω.

$$y(i) = w_{i-1}^T u(i-1) \quad (33)$$

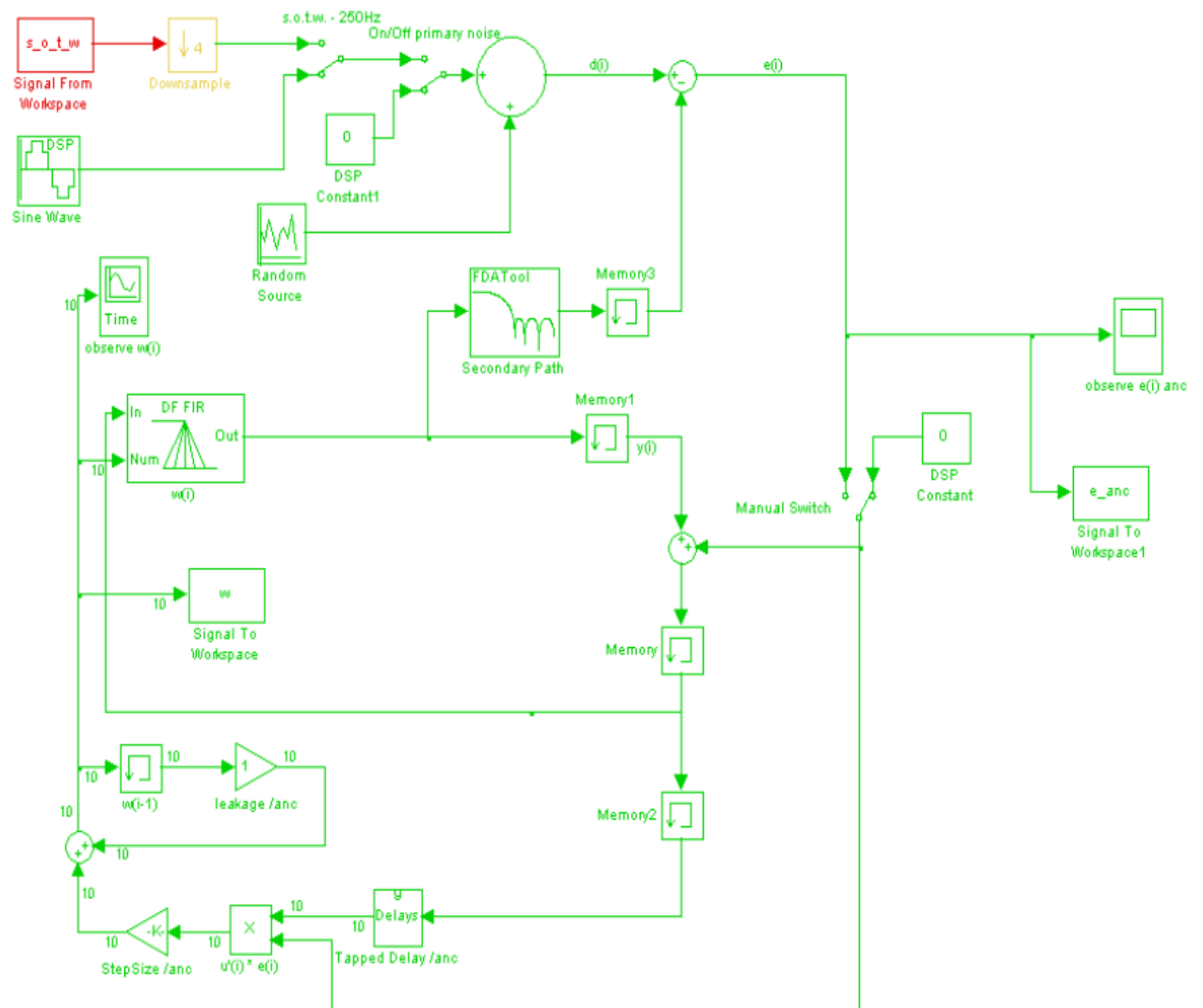
$$u(i) = d(i) + y(i) - y'(i) \quad (34)$$

$$y(i) = s^T y(i) \quad (35)$$

$$e(i) = d(i) - y'(i) \quad (36)$$

$$w_i = w_{i-1} + \mu u(i-1)e(i) \quad (37)$$

Το διάγραμμα αυτού του μοντέλου Simulink είναι :



Σχήμα 17. Διάγραμμα του μοντέλου Simulink του feedback LMS συστήματος ενεργού θορύβου με secondary path.

Επίδραση Δευτερεύουσας Οδού

Η αριστερή πλευρά του σχήματος (6) παρουσιάζει ένα σύστημα ANC. Η χρήση του προσαρμοστικού φίλτρου στην εφαρμογή του ANC περιπλέκεται από το γεγονός ότι ο αθροιστικός σύνδεσμος του σχήματος (6) αντιπροσωπεύει την ακουστική υπέρθεση στο διάστημα μεταξύ του ηχείου ακύρωσης και του μικροφώνου σφάλματος όπου ο αρχικός θόρυβος συνδυάζεται με την έξοδο από το προσαρμοστικό φίλτρο. Ως εκ τούτου το σύστημα είναι ευαίσθητο σε έναν πιθανό ασύγχρονο συνδυασμό φάσης. Εάν εμφανιστεί κακή διαφορά φάσης, ακόμα και αν παραχθεί ο αντίστροφος

θόρυβος, το τελικό αποτέλεσμα που θα ακούμε δεν θα έχει ακυρώσει ικανοποιητικά τον πρωτεύων θόρυβο. Γι' αυτό είναι αναγκαία η αντιστάθμιση της συνάρτησης μεταφοράς $S(z)$ της διαδρομής από το $y(n)$ στο $e(n)$ η οποία και περιλαμβάνει: το ψηφιακό σε αναλογικό μετατροπέα (D/A), το φίλτρο αναδόμησης, τον ενισχυτή ισχύος, το ηχείο, την ακουστική διαδρομή από το ηχείο στο μικρόφωνο σφάλματος, το μικρόφωνο σφάλματος, τη διάταξη προ ενίσχυσης, το φίλτρο μη αναδίπλωσης φάσματος και το αναλογικό σε ψηφιακό μετατροπέα. Προκειμένου να απλουστευτούν τα πράγματα μπορούμε να περιγράψουμε το σύστημα της εικόνας (6) δια του απλουστευμένου συστήματος του σχήματος (7).

Στο σχήμα (6) ο υπολειπόμενος θόρυβος υπολογίζεται:

$$E(z) = [P(z) - S(z)W(z)]X(z). \quad (1)$$

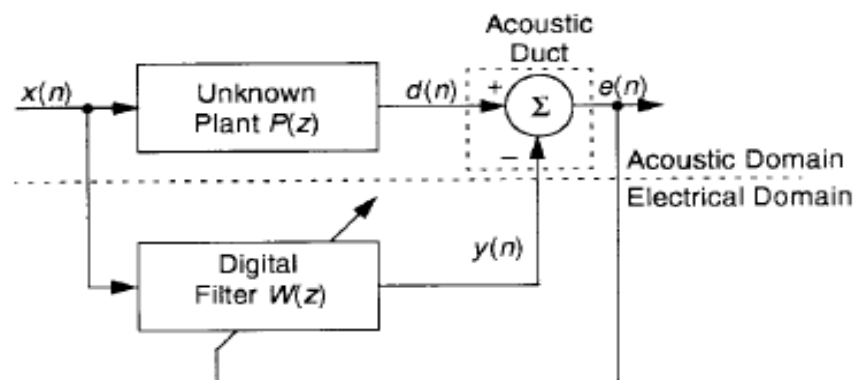
Όπου :

- $E(z)$: ο υπολειπόμενος θόρυβος
- $P(z)$: άγνωστη συνάρτηση (κύρια διαδρομή)
- $S(z)$: συνάρτηση μεταφοράς (δευτερεύουσα διαδρομή)
- $W(z)$: προσαρμοστικό φίλτρο
- $X(z)$: πρωτεύουσα πηγή

Για να καταλάβουμε καλύτερα την παραπάνω σχέση ας κάνουμε μια απλή παραδοχή. Ας υποθέσουμε ότι μετά την σύγκλιση του προσαρμοστικού φίλτρου, ο υπολειπόμενος θόρυβος θα είναι μηδενικός [$E(z) = 0$], θα έχουμε δηλαδή μια ιδανική περίπτωση ακύρωσης θορύβου. Μετατρέποντας την σχέση (1) προκύπτει

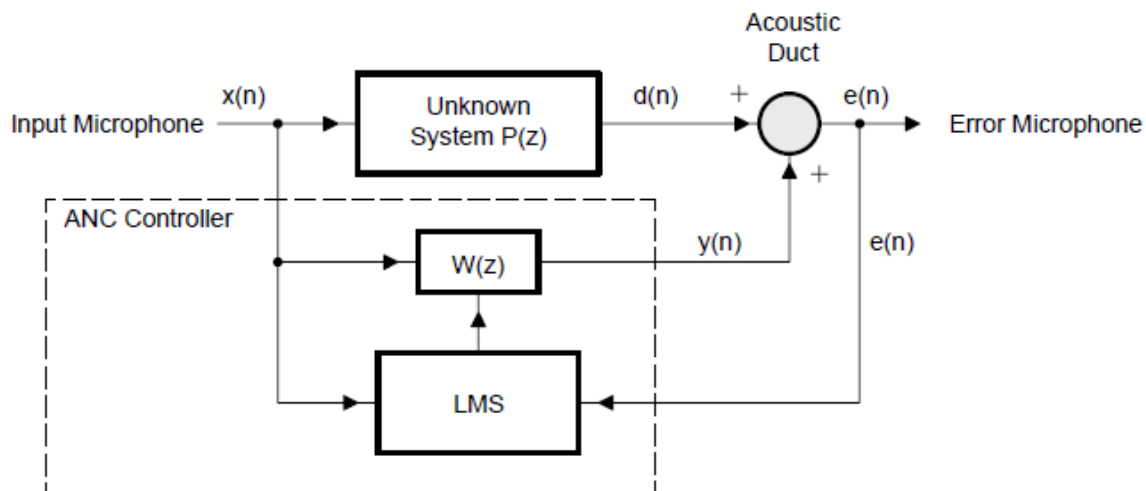
$$W^0 = P(z)/S(z) \quad (2)$$

Από όπου καταλαβαίνουμε ότι από το προσαρμοστικό φίλτρο $W(z)$ θα πρέπει ταυτόχρονα να μοντελοποιηθεί το $P(z)$ και το ανάστροφο $S(z)$. Με την παραπάνω προσέγγιση το σύστημα είναι ικανό να ανταποκρίνεται στιγμιαία στις μεταβολές του σήματος εισόδου, οι οποίες με τη σειρά τους προκαλούνται από τις πρωταρχικές πηγές



Σχήμα 6. Σύστημα ANC





Σχήμα 7. Απλοποιημένο διάγραμμα ANC συστήματος

θορύβου. Κυρίαρχο ρόλο στην ανταπόκριση του συστήματος έχει η συνάρτηση μεταφοράς στην δευτερεύουσα διαδρομή. Η μείωση θορύβου μπορεί να μειωθεί σημαντικά στην δευτερεύουσα διαδρομή με την τοποθέτηση ενός equalizer πετυχαίνοντας πιο ομοιόμορφη απόκριση συχνότητας [2]. Επίσης για την προσέγγιση της συνάρτησης $1/S(z)$ από το Σχήμα (6) απαιτείται ένα αρκούντως υψηλής τάξης φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR). Η κύρια διαδρομή της $P(z)$ πρέπει να έχει την ίσου μεγέθους καθυστέρηση με αυτήν της $S(z)$ έτσι ώστε να αντισταθμιστούν οι δυο καθυστερήσεις.

2.5 Filtered – X LMS (FXLMS) αλγόριθμος

Αν εισαγάγαμε στο παραπάνω Σχήμα (6) την συνάρτηση μεταφοράς $S(z)$, χρησιμοποιώντας την δευτερεύουσα δίοδο, στον ελεγκτή χρησιμοποιώντας τον LMS αλγόριθμο, τότε θα προκαλούνταν αστάθεια [3]. Η αστάθεια αυτή προκαλείται ακριβώς λόγω της παρουσίας της $S(z)$ όπου

και δεν μπορεί να υπάρχει ταυτόχρονη χρονική ταύτιση μεταξύ του σήματος σφάλματος και σήματος αναφοράς. Αρκετές λύσεις έχουν βρεθεί για το πρόβλημα της $S(z)$. Ο Morgan [4] καταλήγει σε δύο λύσεις για την αντιμετώπιση του προβλήματος. Η πρώτη λύση είναι η εξάλειψη του φίλτρου $S(z)$ τοποθετώντας ένα ανάστροφο φίλτρο $1/S(z)$ σε σειρά με το πρώτο. Αυτή είναι η συνολική περιοριστική τυχαιότητα του περιορισμού στα ευρυζωνικά εμπροσθοτροφοδοτούμενα συστήματα ελέγχου. Επιπλέον, για την εξίσωση (2), το σύστημα ελέγχου είναι ασταθές αν υπάρχει μια συχνότητα ω έτσι ώστε $H(\omega)=0$. Επίσης, το σύστημα ελέγχου είναι αναποτελεσματικό αν υπάρχει μια συχνότητα ω , όπου $P(\omega)=0$, (αυτό σημαίνει ότι, ένα μηδέν στην πρωτογενή οδό προκαλεί έναν μη παρατηρήσιμο έλεγχο συχνότητας). Επομένως είναι εμφανές ότι τα χαρακτηριστικά της δευτερεύουσας οδού $H(z)$, έχουν σημαντικές επιδράσεις στην επίδοση ενός συστήματος ANC. Η παραπάνω λύση απορρίπτεται καθώς δεν υπάρχει απαραίτητα η αντιστροφή του $S(z)$. Η δεύτερη λύση και πιο αποτελεσματική λύση είναι η τοποθέτηση ενός παρόμοιου τύπου φίλτρο στην διαδρομή του σήματος αναφοράς προς την ενημέρωση των συντελεστών στάθμισης του αλγορίθμου LMS, η οποία και θα πραγματοποιεί τον αλγόριθμο filtered – x LMS [5].

2.5.1 Η εξαγωγή του FXLMS αλγορίθμου

Στο Σχήμα 7 είδαμε την τοποθέτηση ενός ψηφιακού φίλτρου $W(z)$ δίπλα από την συνάρτηση μεταφοράς $S(z)$ στην δευτερεύουσα δίοδο ελεγχόμενο πάντα από τον LMS αλγόριθμο. Σε αυτήν την περίπτωση το εναπομείναν σήμα εκφράζεται ως

$$e(n) = d(n) - s(n) * [w^T(n)x(n)] \quad (3)$$

όπου:

n : ο χρόνος

$s(n)$: η κρουστική απόκριση της δευτερεύουσας διόδου $S(z)$

$*$: συνέλιξη

$w(n) = [w_0(n), w_1(n) \dots w_{L-1}(n)]^T$

$$x(n) = [x(n) \ x(n-1) \dots \dots x(n-L+1)]^T$$

όπου $w(n)$ και $x(n)$ είναι οι συντελεστές και τα διανύσματα αντίστοιχα του $W(z)$ και L είναι η τάξη του φίλτρου.

Το φίλτρο $W(z)$ πρέπει να είναι επαρκής τάξης έτσι ώστε να ανταποκρίνεται με ακρίβεια στο φυσικό σύστημα.

Προκειμένου το προσαρμοστικό φίλτρο να ελαχιστοποιήσει το στιγμιαίο τετραγωνικό σφάλμα

$$\xi(n) = e^2(n) \quad (4)$$

τοποθετούμε μια συνάρτηση μέσου τετραγωνικού κέρδους $\xi(n) = E[c^2(n)]$ (5).

Αν χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο της πιο απότομης καθόδου, θα ενημερώσει τον συντελεστή του διανύσματος στην αρνητική κατεύθυνσης κλίσης, με βήμα μ

$$w(n+1) = w(n) - (\mu/2) \nabla \xi(n) \quad (6)$$

Το $\nabla \xi(n)$ συμβολίζει μια εκτίμηση της κλίσης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος στο χρόνο n και αναπτύσσεται $\nabla \xi(n) = \nabla e^2(n) = 2[\nabla e(n)]e(n)$. Από όπου αντικαθιστώντας από την σχέση (3) προκύπτει $\nabla e(n) = -s(n)*x(n) = -x'(n)$ όπου αντίστοιχα $x'(n) = [x'(n) \ x'(n-1) \dots \dots x'(n-L+1)]^T$ και $x'(n) = s(n)*x(n)$

Συμψηφίζοντας από τα παραπάνω η εκτίμηση της κλίσης γίνεται

$$\nabla \xi(n) = -2x'(n)e(n) \quad (7)$$

Και αν αντικαταστήσουμε την (7) στην (6) προκύπτει το `updateweights` του FXLMS αλγορίθμου

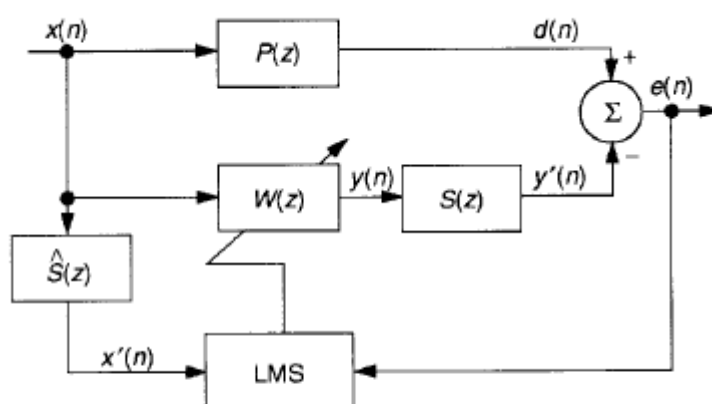
$$w(n+1) = w(n) + \mu x'(n)e(n) \quad (8)$$

Στις πραγματικές εφαρμογές συστημάτων ANC την $S(z)$ συνάρτηση αναφοράς δεν την γνωρίζουμε και θα πρέπει να την υπολογίσουμε με την

βοήθεια ενός επιπλέον φίλτρου του $\hat{S}(z)$. Έτσι το φιλτραρισμένο σήμα αναφοράς παράγεται μέσω της διέλευσης μιας δευτερεύουσας διόδου από την ήδη δευτερεύουσα δίοδο και ισχύει η σχέση

$$x'(n) = \hat{s}(n) * x(n) \quad (9)$$

όπου το $\hat{s}(n)$ είναι η κρουστική απόκριση του φίλτρου της δευτερεύουσας διόδου $\hat{S}(z)$. Στο Σχήμα 8 απεικονίζεται το σύστημα ANC που χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο FXLMS.



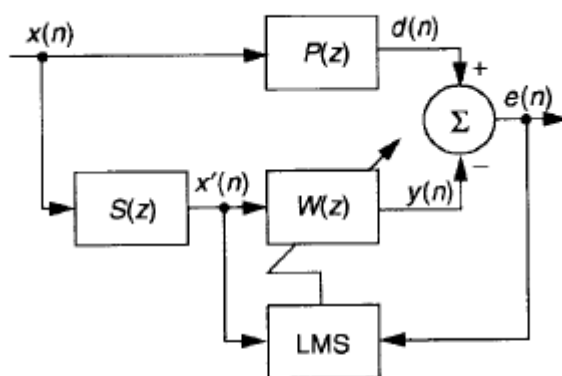
Σχήμα 8. Διάγραμμα συστήματος ANC με χρήση του FXLMS αλγορίθμου

Ο FXLMS αλγόριθμος εμφανίζεται να είναι πολύ ανεκτικός στα λάθη προσέγγισης της $S(z)$ από το φίλτρο του $\hat{s}(z)$. Το σημαντικότερο μειονέκτημα αυτού του αλγορίθμου είναι ότι λόγω της ακουστικής ανατροφοδότησης ενδέχεται να δημιουργηθεί μια σύζευξη των ακουστικών κυμάτων μεταξύ του ηχείου ακύρωσης και του μικροφώνου αναφοράς με συνέπεια ένα αλλοιωμένο πρωτεύων σήμα $X(n)$.

Αυτό μπορεί ενδεχομένως να οδηγήσει σε μια καθυστερημένη σύγκλιση ή ακόμα και μη-σύγκλιση του αλγορίθμου.

2.5.2 Ανάλυση του FXLMS αλγορίθμου.

Στην περίπτωση όπου το φίλτρο ελέγχου $W(z)$ συγκλίνει με αργό ρυθμό, η τάξη του $W(z)$ και $S(z)$ του σχήματος 8 μπορεί να μετατραπεί. Στην περίπτωση όπου $S(z) = \hat{s}(z)$ το παραπάνω σχήμα 8 μπορεί να απλοποιηθεί στο σχήμα 9.



Σχήμα 9. Αντίστοιχο διάγραμμα σχήματος 8 με μικρό μέγεθος βήματος και ισχύοντος $S(z)=\hat{s}(z)$

Παρατηρούμε ότι εφόσον η έξοδος του προσαρμοστικού φίλτρου μεταφέρεται άμεσα μέσω του εναπομένων σήματος καταλήγουμε στην

παραδοσιακή μέθοδο ανάλυσης LMS αλγορίθμου, με την διαφορά ότι το σήμα αναφοράς πια θα είναι το $x'(n)$ προϊόν φιλτραρίσματος του $x(n)$ μέσω του $S(z)$. Αυτή η μέθοδος αν και επιτυγχάνεται με αργή προσαρμογή, γιατί το μέγεθος βήματος μ είναι μικρό, ωστόσο δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα.

Το μέγιστο μέγεθος βήματος που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε στον FXLMS αλγόριθμο είναι

$$\mu_{\max} = 1 / P_{x'}(L+\Delta) \quad (10)$$

όπου

$P_{x'} = E[x'^2(n)]$: η ισχύς του φιλτραρισμένου σήματος αναφοράς $x'(n)$ και Δ : ο αριθμός των δειγμάτων που αντιστοιχούν στην συνολική καθυστέρηση της δευτερεύουσας διόδου

Οπότε καταλαβαίνουμε και από τον παραπάνω τύπο ότι η καθυστέρηση στην δευτερεύουσα δίοδο προκαλεί μείωση του μέγιστου μεγέθους βήματος και άρα επηρεάζει την δυναμική αντίδραση του όλου συστήματος ANC.

Σφάλματα-διαφορά φάσης στο σύστημα δευτερεύουσας διόδου έχουν αντίκρισμα στο βέλτιστο μέγεθος βήματος καθώς και στον χρόνο σύγκλισης κατά τον Boucher και συνεργατών του [6] , [7]. Ειδικά η παραπάνω επισήμανση ισχύει στην ειδική περίπτωση όπου το σήμα αναφοράς είναι στενής ζώνης , η διαταραχή όμως είναι ευρείας ζώνης. Τα αριθμητικά πειράματα δείχνουν ότι διαφορά φάσης τάξεως 40° δύσκολα επηρεάζουν την ταχύτητα σύγκλισης του FXLMS. Αντίθετα αν η διαφορά φάσης αγγίζει τις 90° ο ρυθμός σύγκλισης του αλγορίθμου μπορεί να μειωθεί αισθητά. Όσο αναφορά τα στενής ζώνης σήματα, τα σφάλματα στην προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς χωρίζονται σε δύο κατηγορίες : σφάλματα πλάτους και σφάλματα φάσης [8]. Οποιοδήποτε σφάλμα στην προσέγγιση μπορεί να μεταβάλλει την ισχύ του $x'(n)$ επηρεάζοντας την ιδανική ευστάθεια του συστήματος. Παρ' όλα αυτά δεν υπάρχει κάποια απλή σχέση που να συνδέει το σφάλμα φάσης μοντελοποίησης με την σταθερότητα γύρω από την περιοχή των 90° .

Στην περίπτωση του ευρυζωνικού σήματος συναντάμε και άλλη μια επιπλοκή καθώς οι θόρυβοι μετρήσεως $u(n)$ και $v(n)$ προσμετρούνται αντίστοιχα στο σήμα αναφοράς και στο σήμα σφάλματος. Η βέλτιστη και χωρίς περιορισμούς συνάρτηση μεταφοράς $W^0(z)$ γράφεται :

$$W^0(z) = \frac{v(n)}{u(n)} \quad (11)$$

Όπως παρατηρούμε από την παραπάνω εξίσωση η $W^0(z)$ είναι ανεξάρτητη του θορύβου μέτρησης $v(n)$ που σχετίζεται με το αισθητήριο σφάλματος. Αντίθετα, ο θόρυβος $u(n)$, ο οποίος έχει σχέση με το αισθητήριο αναφοράς, επιδρά στον βέλτιστο συντελεστή στάθμισης, οπότε και μειώνει την απόδοση της ακύρωσης.

Έστω στο σχήμα 8 ότι η συνάρτηση μεταφοράς $S(z)$ εκφράζεται σαν μια καθαρή καθυστέρηση Δ οπότε, το $\hat{S}(z)$ θα αντικατασταθεί από μια καθυστέρηση Δ . Η παραπάνω ειδική περίπτωση αλγορίθμου FXLMS ονομάζεται καθυστερημένος LMS αλγόριθμος [9],[10]. Αναλόγως την καθυστέρηση Δ διαμορφώνεται το άνω όριο του μεγέθους βήματος και η οποία σχέση είναι όμοια με την (10). Γίνεται αντιληπτό πως το μέγεθος της καθυστέρησης πρέπει να μείνει σε χαμηλό επίπεδο. Το παραπάνω μπορεί και επιτυγχάνεται με μείωση της απόστασης μεταξύ αισθητηρίου σφάλματος και δευτερεύουσας πηγής καθώς και μείωσης της καθυστέρησης στα ηλεκτρικά μέρη (εξαρτήματα) του συστήματος.

2.5.3 Ο Leaky FXLMS αλγόριθμος.

Η άμεση εφαρμογή του FXLMS αλγορίθμου σε ένα σύστημα ANC μπορεί να δημιουργήσει το εξής πρόβλημα : υψηλές στάθμες θορύβου οι οποίες σχετίζονται με τον συντονισμό χαμηλών συχνοτήτων και οι οποίες μπορούν να προκαλέσουν μη-γραμμικές παρεμβολές λόγω της υπερφόρτωσης της δευτερεύουσας πηγής. Μια λύση στο παραπάνω πρόβλημα είναι η τοποθέτηση περιορισμών στην ισχύ εξόδου. Επίσης μέσω της τροποποίησης της συνάρτησης κέρδους ως εξής :

$$\xi(n) = e^2(n) + \gamma \omega^T(n) \omega(n) \quad (12)$$

όπου

γ : παράγοντας της προσπάθειας ελέγχου

μπορούν να επιτευχθούν παρόμοια αποτελέσματα αφού εισάγεται περιορισμός στον συντελεστή στάθμισης. Ο updateweight αλγόριθμος του FXLMS μπορεί να γραφτεί:

$$\omega(n+1) = \nu \omega(n) + \mu x'(n) e(n) \quad (13)$$

όπου

$\nu = 1 - \mu\gamma$: παράγοντας διαρροής και ισχύει $0 < \nu < 1$.

Με τον Leaky FXLMS αλγόριθμο μπορούμε να μειώσουμε το αριθμητικό σφάλμα στην εφαρμογή πεπερασμένης ακρίβειας [11],[12]. Με την εισαγωγή του Leaky επίσης επιτυγχάνουμε μια αξιοσημείωτη σταθεροποίηση του προσαρμοστικού αλγορίθμου ειδικά όταν η πρωταρχική πηγή ήχου είναι πολύ δυνατή [13],[14].

Ο Leaky FXLMS αλγόριθμος έχει ιδιαίτερα πολύπλοκη updateweight εξίσωση λόγω του συντελεστή στάθμισης, καθώς και εισαγάγει μια απόκλιση στην συγκλίνουσα λύση [15]. Με την ένταξη του γ λοιπόν υλοποιούμε την ενδιάμεση λύση μεταξύ της εκτροπής του διανύσματος σύγκλισης του συντελεστή στάθμισης από την βέλτιστη λύση.

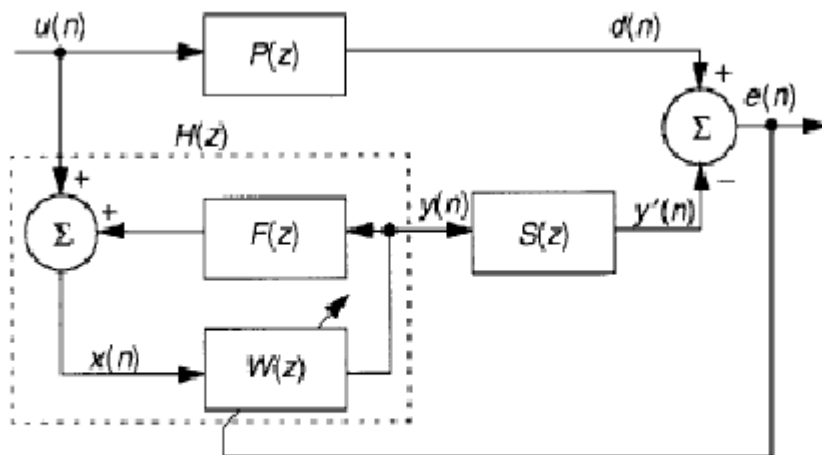
2.6 Οι Επιπτώσεις της Ανάδρασης και Λύσεις

Όπως αναλύσαμε προηγουμένως το ANC σύστημα του σχήματος 2 χρησιμοποιώντας ένα μικρόφωνο αναφοράς συλλέγει τον πρωτεύων θόρυβο, επεξεργάζεται την είσοδο αυτή μέσω του προσαρμοστικού φίλτρου και κατόπιν παράγει έναν αντί-ήχο $y(n)$ προκειμένου να εξουδετερώσει τον πρωτεύων θόρυβο στον αγωγό. Δυστυχώς όμως η έξοδος αυτή του αντί-ήχου εκπέμπεται και στο μικρόφωνο αναφοράς συντελώντας στην αλλοίωση του πρωτεύοντος θορύβου $x(n)$.

Αυτή η σύζευξη των δύο ήχων δηλαδή από το ηχείο ακύρωσης έως το μικρόφωνο αναφοράς ονομάζεται ακουστική ανάδραση. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό και σε άλλα ANC συστήματα ταλάντωσης λόγω της

ανατροφοδότησης από τον ενεργοποιητή ελέγχου και του αισθητηρίου αναφοράς.

Στο σχήμα 10 παρουσιάζεται ένα πιο γενικευμένο διάγραμμα ενός ANC συστήματος το οποίο περιέχει ανάδραση από την δευτερεύουσα πηγή στο αισθητήριο αναφοράς.



Σχήμα 10. Διάγραμμα ANC συστήματος με ανατροφοδότηση

Όπου :

$u(n)$: πρωτεύον θόρυβος

$x(n)$: σήμα που λαμβάνεται από το αισθητήριο αναφοράς

$F(z)$: συνάρτηση μεταφοράς της ανατροφοδότησης της εξόδου του προσαρμοστικού φίλτρου $W(z)$ στο αισθητήριο αναφοράς.

Η συνάρτηση μεταφοράς σταθερής κατάστασης του προσαρμοστικού φίλτρου γράφεται :

$$W^0(z) = \text{—————} \quad (14)$$

Στο σχήμα 10, η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου η οποία σχετίζεται με τον βρόχο ανάδρασης, γράφεται ως $H_{OL}(z) = W(z)F(z)$. Αν το

προσαρμοστικό φίλτρο $W(z)$ έχει συγκλίνει προς την ιδεατή λύση (βέλτιστη λύση) τότε ισχύει :

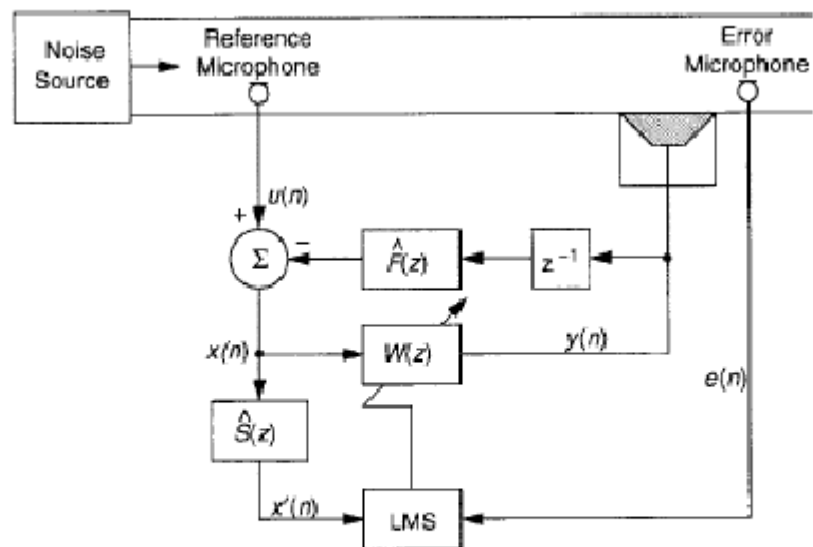
$$H_{OL}(z) = \text{—————} \quad (15)$$

Η παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο ευστάθειας του συστήματος [16].

Η αστάθεια θα προκύψει εάν η καθυστέρηση φάσης του ανοιχτού βρόχου φθάσει τις 180° , ενώ το κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι μεγαλύτερο της μονάδας.

2.6.1 Εξουδετέρωση Ανατροφοδότησης

Η πιο απλή μέθοδος εξουδετέρωσης της ακουστικής ανατροφοδότησης είναι η χρήση ενός ξεχωριστού φίλτρου ακύρωσης της ανατροφοδότησης εντός του συστήματος του ελεγκτή. Η μέθοδος αυτή είναι ακριβώς όμοια με αυτή που χρησιμοποιείται στην ακύρωση της ακουστικής ηχώ [17]. Αυτό το ηλεκτρικό μοντέλο της διαδρομής ανατροφοδότησης οδηγείται από το δευτερεύων σήμα, ενώ η έξοδος του αφαιρείται από το σήμα του σήματος αναφοράς [18]. Στο σχήμα 11 απεικονίζεται ένα ANC σύστημα ακουστικών-αγωγών το οποίο χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο FXLMS με εξουδετέρωση ακουστικής ανατροφοδότησης.



Σχήμα 11. Σύστημα ANC με χρήση εξουδετέρωσης ακουστικής ανατροφοδότησης.

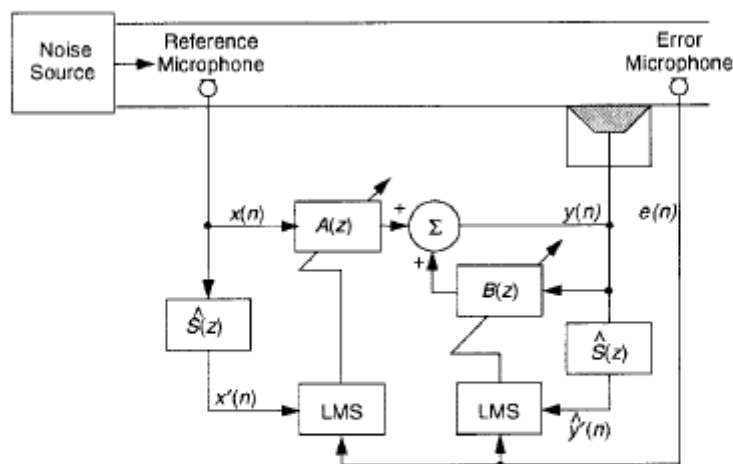
Η ανάδραση του σήματος από το μικρόφωνο αναφοράς ακυρώνεται ηλεκτρονικά με την χρησιμοποίηση ενός φίλτρου εξουδετέρωσης της ακουστικής ανάδρασης $\hat{F}(z)$ το οποίο παίρνει τον ρόλο της κανονικής ανάδρασης $F(z)$.

Κατά την διάρκεια λειτουργίας του ANC συστήματος η προσαρμογή του φίλτρου ακουστικής εξουδετέρωσης θα πρέπει να απαγορεύεται κατά τρόπο παρόμοιο με την προσαρμοστική ακύρωση του ήχου κατά τη διάρκεια μιας συνομιλίας. Έτσι η εξουδετέρωση ακουστικής ανάδρασης επιτυγχάνεται με την χρήση offline προσαρμοστικών για τον καθορισμό της συνάρτησης αναφοράς της διόδου ανάδρασης. Τα πρότυπα μοντέλα $\hat{S}(z)$ και $\hat{F}(z)$ μπορούν και υπολογίζονται στιγμιαία μέσω offline τεχνικών προσομοίωσης [11].

2.6.2 Προσαρμοστικά IIR Φίλτρα

Η προηγούμενη εξίσωση (14) δείχνει ότι όταν είναι παρών η ανάδραση, η καλύτερη δυνατή λύση ενός προσαρμοστικού φίλτρου είναι μια συνάρτηση IIR με πόλους και μηδενικά. Αυτή η ρητή συνάρτηση μπορεί να προσεγγισθεί από μια FIR συνάρτηση αντίστοιχης ικανοποιητικής τάξης,

χρησιμοποιώντας όμως μικρότερο μέγεθος βήματος μ , για λόγους ευστάθειας. Οι πόλοι ενός IIR φίλτρου καταστούν δυνατό τον καλό συγχρονισμό με μια δομή χαμηλότερης τάξης, όπου και θα απαιτούνται λιγότερες αριθμητικές λειτουργίες [14]. Εντούτοις, τα μειονεκτήματα των IIR φίλτρων είναι : 1) Τα IIR φίλτρα δεν είναι άνευ όρων σταθερά, αφού υπάρχει η πιθανότητα κάποιος πόλος να ολισθήσει εκτός του μοναδιαίου κύκλου, κατά τη διάρκεια της προσαρμοστικής διαδικασίας, προκαλώντας αστάθεια, 2) Η προσαρμογή είναι δυνατό να συγκλίνει σε ένα τοπικό ελάχιστο διότι οι λειτουργίες μέσω τετραγωνικού σφάλματος του IIR φίλτρου είναι γενικώς μη-τετραγωνικές και 3) Οι προσαρμοστικοί αλγόριθμοι μπορεί να έχουν αργούς ρυθμούς σύγκλισης σε σχέση με τα FIR φίλτρα. Μια περιεκτική αναφορά των IIR προσαρμοστικών φίλτρων βρίσκεται στη βιβλιογραφία [19],[20]. Ένα διάγραμμα ενός προσαρμοστικού IIR ANC συστήματος απεικονίζεται στο σχήμα 12.



Σχήμα 12. Σύστημα ANC που εκτελεί τον φιλτραρισμένο U αναδρομικό LMS αλγόριθμο.

Το σήμα εξόδου ενός IIR φίλτρου $y(n)$ υπολογίζεται ως εξής:

$$y(n) = \alpha^T(n)x(n) + b^T(n)y(n-1) \quad (16)$$

όπου

$a(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ . \ . \ . \ a_{L-1}(n)]^T$: το διάνυσμα των παραγόντων της $A(z)$

$x(n)$: το διάνυσμα του σήματος αναφοράς

$b(n) = [b_1(n) \ b_2(n) \ . \ . \ . \ b_M(n)]^T$: το διάνυσμα των παραγόντων της $B(z)$

$y(n-1)$: το διάνυσμα εξόδου καθυστερημένο κατά ένα δείγμα

Πολλοί αλγόριθμοι μπορούν να υιοθετηθούν ώστε να βρεθεί ο βέλτιστος συνδυασμός των συντελεστών a_1 και b_m για την ελαχιστοποίηση του σήματος σφάλματος $e(n)$. Το 1976, ο Feintuch [21] διατύπωσε ότι η ανάδρομη βάση των παλαιών εξόδων των βαθμίδων είναι αμελητέα. Στηριζόμενοι στην παραπάνω διατύπωση, ο φιλτραρισμένος U αναδρομικός αλγόριθμος [22] για ένα σύστημα ANC ορίζεται ως :

$$a(n+1) = a(n) + \mu x'(n)e(n) \quad (17)$$

$$b(n+1) = b(n) + \mu \hat{y}'(n-1)e(n) \quad (18)$$

όπου :

$\hat{y}'(n-1)$: η φιλτραρισμένη εκδοχή του διανύσματος του σήματος ακύρωσης σε χρόνο $n-1$.

Πρακτικά είναι λογικό να χρησιμοποιήσουμε μια υψηλότερη τάξη για το $B(z)$ απ' ότι για το $A(z)$. Πραγματικού χρόνου πειράματα έχουν διεξαχθεί για να δοκιμασθεί η απόδοση του συστήματος σε διαφορετικές θέσεις του μικροφώνου αναφοράς καθώς και σε διαφορετικές χρονικά μεταβαλλόμενες πηγές, όπως για παράδειγμα ανεμιστήρες και κινητήρες ντίζελ [23].

Δεδομένου της πολυπλοκότητας της σχέσης μεταξύ των δομών πόλων-μηδενικών των $P(z)$, $S(z)$ και $F(z)$, δεν μπορούμε να προβλέψουμε τις τιμές στις οποίες θα συγκλίνουν τα $A(z)$ και $B(z)$. Επίσης για τον Filter-U LMS αναδρομικό αλγόριθμο, γενική σύγκλιση και ισορροπία δεν έχει αποδειχθεί επίσημα. Μια τροποποιημένη leaky εκδοχή του απλοποιημένου υπέρ-ισορροπημένου προσαρμοστικού αναδρομικού αλγόριθμου (SHARF) [24] έχει αναπτυχθεί για ANC εφαρμογές, για την βελτίωση της σταθερότητας του IIR προσαρμοστικού φίλτρου [25]. Σε αυτόν τον αλγόριθμο, ένα

χαμηλότερης συχνότητας φίλτρο χρησιμοποιείται για να εξομαλυνθεί το σήμα σφάλματος για τον filtered- U αναδρομικό LMS αλγόριθμο, οπότε και μας παρέχει ένα ευρύτερο περιθώριο ισορροπίας.

Κεφάλαιο 3

3.1 Ο FULMS Feedback Ελεγκτής Ενεργού Θορύβου

Στην παράγραφο 3.1 είδαμε ότι το προσαρμοζόμενο φίλτρο του σχήματος (9) προσπαθεί να προβλέψει την ποσότητα $S^{-1}(z)D(z)$ από την ποσότητα $z^{-1}U(z)$. Όμως η διαδρομή προσαρμογής w δεν μας είναι γνωστή καθώς επίσης καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την $S(z)$. Προκύπτει λοιπόν το ερώτημα αν είναι εφικτό να μετατρέψουμε το διάγραμμα του σχήματος (9) ή αντίστοιχα τις εξισώσεις (18) – (22) με στόχο το w να διαγράφει μια διαδρομή στοχαστική κλίσης πάνω στην μέσου τετραγωνικού σφάλματος επιφάνεια, ενώ ταυτόχρονα να ελαχιστοποιείται επίδραση της $S(z)$ στη διαδικασία προσαρμογής του προσαρμοζόμενου φίλτρου. Για να απαντήσουμε στο παραπάνω ερώτημα θα ακολουθήσουμε παρόμοια διαδικασία με αυτήν της εξαγωγής του LMS αλγορίθμου.

Το σήμα σφάλματος γράφεται:

$$\begin{aligned} e(i) &= d(i) - y'(i) \\ &= d(i) - s^T y(i) \end{aligned} \quad (41)$$

Από όπου το s δίνεται από την (30) ενώ το $y(i)$ είναι διάνυσμα, το οποίο και κατέχει τις L πιο πρόσφατες εξόδους του προσαρμοζόμενου φίλτρου

$$y(i) = [y(i), y(i-1), \dots, y(i-L+1)]^T \quad (42)$$

Από (33) και (38) έχουμε

$$e(i) = d(i) - s^T \text{diag}\{W_{i-1}U(i-1)\} \quad (43)$$

όπου

$$W_{i-1} = [W_{i-1}, W_{i-2}, \dots, W_{i-L}]^T \quad (44)$$

$$U(i-1) = [u(i-1), u(i-2), \dots, u(i-L)] \quad (45)$$

και $\text{diag}\{-\}$ είναι ο τελεστής πινάκων, ο οποίος επιστρέφει την κύρια διαγώνιο του ορίσματος του σε ένα διάνυσμα στήλη.

Απαιτούμε η προσαρμογή να είναι της μορφής :

$$W_i = W_{i-1} - \nabla_w \{e(i)^2\} \quad (46)$$

Όπου το $e(i)$ δίνεται από την (43). Αφού η κλίση στην (46) δίνεται ως προς την w μπορούμε να ξαναγράψουμε την (43) :

$$e(i) = d(i) - s^T \text{diag}\{WU(i-1)\} \quad (47)$$

όπου

$$W = \underbrace{[w, w, \dots, w]}_L^T \quad (48)$$

$$w = [w(1), w(2), \dots, w(L)]^T \quad (49)$$

Μπορούμε να απλοποιήσουμε την (44) :

$$\text{diag}\{WU(i-1)\} = U(i-1)^T w \quad (50)$$

Από τις (47) και (50) το σήμα σφάλματος μετατρέπεται σε $e(i)^2$

$$e(i) = d(i) - s^T U(i-1)^T w \quad (51)$$

Θα προσπαθήσουμε να εκφράσουμε την ποσότητα $\nabla_w \{e(i)^2\}$:

$$\nabla_w \{e(i)^2\} = [\text{---} , \text{---} , \dots , \text{---}]^T =$$

$$[2e(i) \text{---} , 2e(i) \text{---} , \dots , 2e(i) \text{---}]^T =$$

$$2e(i) [\text{---} , \text{---} , \dots , \text{---}]^T = 2e(i) \nabla_w \{e(i)\} \Rightarrow$$

$$\nabla_w \{e(i)^2\} = 2e(i) \nabla_w \{e(i)\} \quad (52)$$

Από την (51) έχουμε :

$$\begin{aligned} \nabla_w \{e(i)\} &= \nabla_w \{d(i) - s^T U(i-1)^T w\} = \\ \nabla_w \{ - s^T U(i-1)^T w\} &= \\ [- s^T U(i-1)^T w]^T &\Rightarrow \\ \nabla_w \{e(i)\} &= -U(i-1)s \end{aligned} \quad (53)$$

Από (51), (52), (53) έχουμε :

$$\nabla_w \{e(i)^2\} = -2[d(i) - s^T U(i-1)^T w]U(i-1)s \quad (54)$$

Από (46) και (53) έχουμε :

$$\begin{aligned} w_i &= w_{i-1} + -2[d(i) - s^T U(i-1)^T w]U(i-1)s \Rightarrow \\ w_i &= w_{i-1} + \mu U(i-1)s[d(i) - s^T U(i-1)^T w] \Rightarrow \\ w_i &= w_{i-1} + \mu \{ U(i-1)s \} [d(i) - w^T \{ U(i-1)s \}] \end{aligned} \quad (55)$$

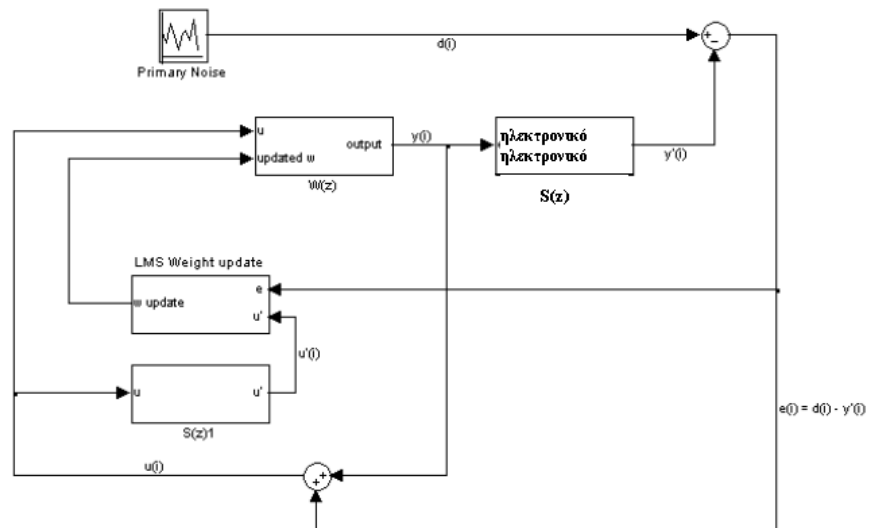
Η εξίσωση (48) είναι η εξίσωση αναβάθμισης και μας δείχνει ότι εάν θέλουμε η προσαρμογή να ακολουθεί ένα μονοπάτι στοχαστικής κλίσης πάνω στην μέσου τετραγωνικού σφάλματος επιφάνεια, τότε δεν πρέπει να χρησιμοποιηθεί η ποσότητα $u(i-1)$ για την αναβάθμιση του διανύσματος βάρους αλλά η $U(i-1)s$. Όμως το σήμα $U(i-1)s$ είναι ουσιαστικά ο συμβολισμός με πίνακες της γραμμικής συνέλιξης του φίλτρου s και του σήματος u . Οπότε στην πραγματικότητα αν φιλτράρουμε με το φίλτρο s το σήμα $U(i-1)s$ τότε θα είναι ταυτόσημο με το $u(i-1)$. Αν συμβολίσουμε το φιλτραρισμένο σήμα ως u' τότε :

$$U(i-1)s = u'(i-1) \quad (56)$$

Και οπότε η (55) θα είναι :

$$w_i = w_{i-1} + \mu u'(i-1)[d(i) - w^T u'(i-1)s] \quad (57)$$

Η παραπάνω φόρμουλα επαναλήψεων (57) ονομάζεται FULMS αλγόριθμος (Filterd –U LMS), εξαιτίας του φιλτραρίσματος που υπόκειται το σήμα u . Το διάγραμμα του αλγορίθμου είναι :



Σχήμα 18. Διάγραμμα ενός feedback FULMS ANC συστήματος.

Οι εξισώσεις που περιγράφουν ένα feedback FULMS ANC σύστημα είναι :

$$y(i) = w_{i-1}^T u(i-1) \quad (58)$$

$$u(i) = d(i) + y(i) - y'(i) \quad (59)$$

$$y'(i) = s^T y(i) \quad (60)$$

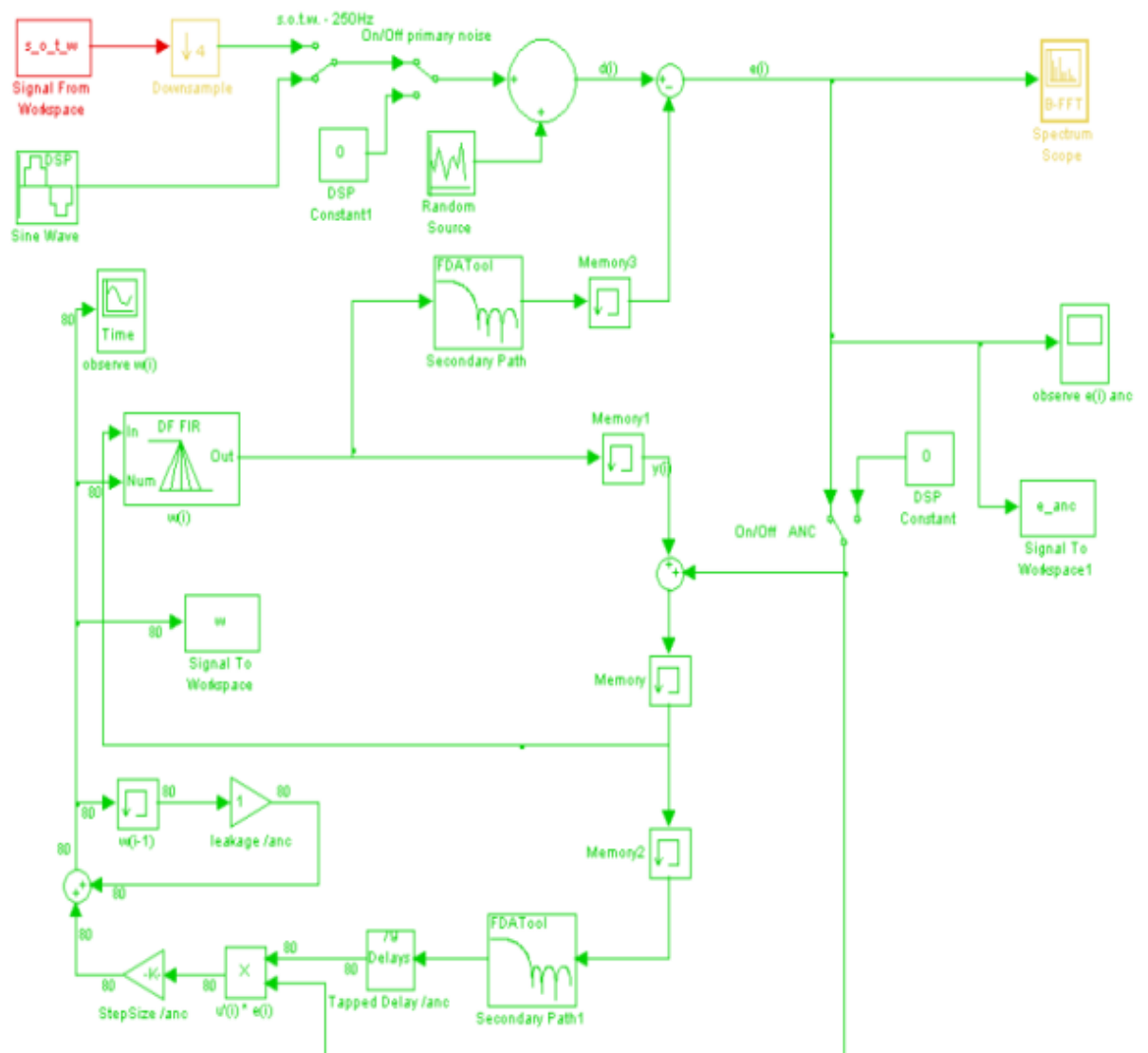
$$w_i = w_{i-1} + \mu u'(i-1) e(i) \quad (61)$$

$$e(i) = d(i) - y'(i) \quad (62)$$

$$u'(i) = s^T u(i) \quad (63)$$

Επίσης πρέπει να προσθέσουμε πως το προσαρμοζόμενο φίλτρο και πάλι προσπαθεί να προβλέψει την ποσότητα $S^{-1}(z)D(z)$ από την ποσότητα $z^{-1}U(z)$ με την διαφορά ότι αυτή την φορά κατεβαίνοντας την μέσου τετραγωνικού σφάλματος επιφάνεια κατά μήκος ενός μονοπατιού στοχαστικής κλίσης.

Το διάγραμμα αυτού του μοντέλου Simulink είναι :



Σχήμα 19. Διάγραμμα μοντέλου Simulink ενός FULMS feedback ANC συστήματος

3.2 Βελτιωμένος FULMS Feedback Ελεγκτής Ενεργού Θορύβου με Secondary Path

Ο μετασχηματισμός z του $f(i)$ είναι :

$$F(z) = Y(z) - Y'(z) \Rightarrow$$

$$F(z) = Y(z) - S(z)Y(z) \quad (64)$$

Αν θα μπορούσαμε να ελαχιστοποιήσουμε την διαταραχή $f(i)$, σίγουρα θα βελτιώνονταν και τα χαρακτηριστικά του ελεγκτή τα οποία και περιγράφονται από τις εξισώσεις (58) – (63). Οπότε καταλαβαίνουμε ότι θα προσπαθήσουμε να μικρύνουμε όσο το δυνατόν περισσότερο την ποσότητα $F(z)$. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί εάν φιλτράρουμε πρώτα την έξοδο του σήματος αναφοράς μέσω του s και μετά να το προσθέσουμε στο σήμα σφάλματος και όχι να προσθέσουμε απευθείας την έξοδο του προσαρμοζόμενου φίλτρου στο σήμα σφάλματος.

Αυτό συμβαίνει γιατί το σήμα αναφοράς πρόκειται να γίνει :

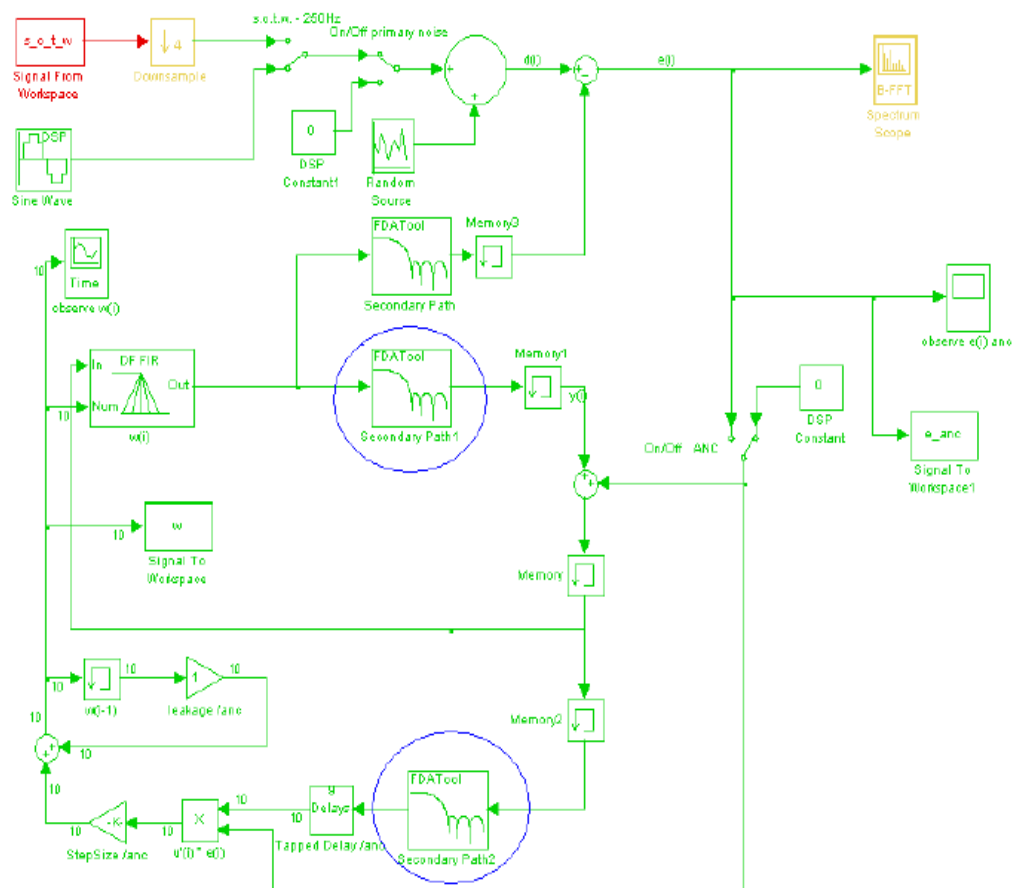
$$u(i) = d(i) + y'(i) - y'(i) = d(i) \quad (65)$$

ενώ προηγουμένως ήταν :

$$u(i) = d(i) + y(i) - y'(i) = d(i) + f(i)$$

καταλαβαίνουμε ότι η διαταραχή εξουδετερώνεται πλήρως.

Το βελτιωμένο διάγραμμα είναι :

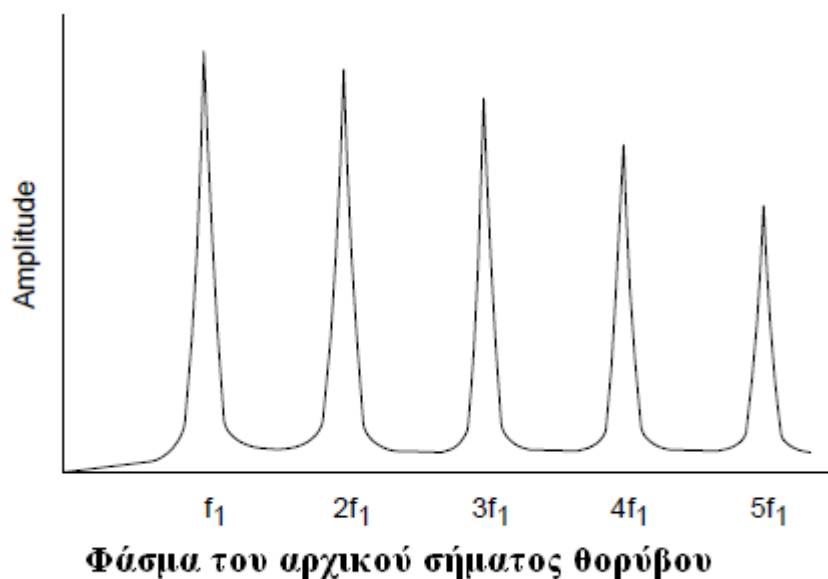


Σχήμα 21. Διάγραμμα βελτιωμένου FULMS feedback ANC συστήματος

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Στενής ζώνης feedforward (εμπροσθοτροφοδοτούμενο) ANC

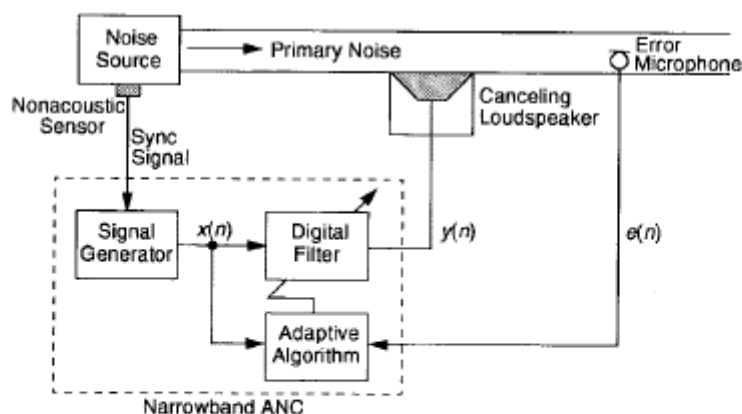
Σε πολλές πρακτικές εφαρμογές, η ακουστική μέτρηση του σήματος αναφοράς δεν είναι εφικτή, όπως όταν ο πρωτογενής θόρυβος παράγεται από περιστρεφόμενες μηχανές και είναι περιοδικός, όπως επεξηγείται στην παρακάτω εικόνα.



Όπως αναφερθήκαμε και στο 1^ο κεφάλαιο ο ακουστικός θόρυβος διακρίνεται σε δύο είδη : στον ευρείας ζώνης και στον στενής ζώνης. Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε συστήματα ANC που ακυρώνουν περιοδικό θόρυβο όπως ο θόρυβος που παράγεται από μηχανές εσωτερικής καύσης, προπέλες, συμπιεστές σε συστήματα ψύξης κ.α. Η παρατήρηση του περιοδικού θορύβου μπορεί να εξετασθεί με ένα κατάλληλο αισθητήρα ο οποίος μπορεί και παρέχει ένα ηλεκτρικό σήμα αναφοράς το οποίο στηρίζεται στη θεμελιώδη συχνότητα καθώς και όλες τις αρμονικές του πρωτεύοντος θορύβου.

4.1 Εισαγωγή

Στο σχήμα 22 παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός στενής ζώνης ANC συστήματος το οποίο χρησιμοποιείται για την μείωση του ακουστικού θορύβου μέσα σε αγωγό.



Σχήμα 22. Βασικό διάγραμμα στενής ζώνης ANC συστήματος

Το παραπάνω σύστημα μπορεί και ελέγχει περιοδικές πηγές μέσω προσαρμοζόμενου φίλτρου συντιθέμενου σήματος αναφοράς $x(n)$ το οποίο δημιουργείται από το ίδιο το ANC σύστημα. Η παραπάνω μέθοδος στηρίζεται στα εξής πλεονεκτήματα :

- 1) Αποφυγή της ανεπιθύμητης ακουστικής ανάδρασης μέσω ηχείου ακύρωσης στο μικρόφωνο αναφοράς
- 2) Αποφυγή προβλημάτων γήρανσης και μη-γραμμικότητες λόγο του μικροφώνου αναφοράς. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό από μηχανικής άποψης, καθότι είναι δύσκολο να αισθανθεί κανείς τον αναφερόμενο θόρυβο σε υψηλές θερμοκρασίες και ταραχώδεις αγωγούς αερίων όπως το σύστημα εξάτμισης ενός κινητήρα.
- 3) Επειδή μοντελοποιούμε μόνο την συνάρτηση αναφοράς του ακουστικού (Plant) οι οποίες κυμαίνονται σε ένα στενό φάσμα αρμονικών τόνων, χρησιμοποιούμε FIR φίλτρο σημαντικά μικρότερης τάξης κάνοντας το σύστημα έλεγchu του ενεργού περιοδικού θορύβου περισσότερο υπολογιστικά αποδοτικό

- 4) Η χρήση του αναφερόμενου σήματος παραγόμενο από τον ίδιο τον ελεγκτή έχει το πλεονέκτημα της επιλεκτικής ακύρωσης, που σημαίνει, ότι έχει τη δυνατότητα να ελέγχεται κάθε αρμονική ξεχωριστά.

Η είσοδος επεξεργασίας του σήματος αναφοράς περιέχει ένα μη ακουστικό αισθητήριο, όπου με έναν παλμό εκκινεί την γεννήτρια του σήματος αναφοράς, όπως το σήμα ενός ταχύμετρου συντίθεται από έναν αυτοκινούμενο κινητήρα.

Στα ANC συστήματα στενής ζώνης χρησιμοποιούνται κυρίως δύο τύποι σημάτων αναφοράς :

- 1) Σήμα κρουστικής : Τεχνική η οποία ονομάζεται μέθοδος σύνθεσης κυματομορφής (Charlin [26]). Κρουστική ακολουθία με μια περίοδο ίση με την αντίστροφη θεμελιώδη συχνότητα του περιοδικού θορύβου [27].
 - 2) Ημιτονικά κύματα : Τεχνική η οποία εμπεριέχει το προσαρμοστικό φίλτρο αποκοπής. Τα συγκεκριμένα κύματα έχουν την ίδια συχνότητα με τις αρμονικές προς ακύρωση, του πρωτεύοντος θορύβου.
- Η πρώτη τεχνική ονομάζεται μέθοδος κυματομορφικής σύνθεσης (επίσης ονομάζεται ο αλγόριθμος Essex), ο οποίος προτάθηκε από τον Charlin. Αυτή η τεχνική μπορεί να αναλυθεί ως το εγκάρσιο προστατευτικό φίλτρο που έχει διεγερθεί από την κρουστική ακολουθία και έχει ανανεωθεί από τον αλγόριθμο FXLMS.
 - Η δεύτερη τεχνική ονομάζεται προσαρμοστικό φίλτρο εγκοπής για την ακύρωση παρεμβολής. Το μονής συχνότητας φίλτρο εγκοπής χρησιμοποιεί δύο προσαρμοστικά σταθμά και έναν 90° μετατοπιστή φάσης για να ακυρώσει μια ανεπιθύμητη παρεμβολή ημιτονοειδούς στην πρωτογενή είσοδο. Η εφαρμογή αυτής της τεχνικής στον περιοδικά ενεργό έλεγχο θορύβου προτάθηκε από τον Ziegler.

Η σύγχρονη δειγματοληψία στηρίζεται στην μέθοδο σύνθεσης κυματομορφών, όπου και αναλυθεί παρακάτω αναλυτικότερα. Πρέπει να αναφέρουμε ότι σε ορισμένες εφαρμογές και αναλόγως της συνθήκης φόρτισης (λήψεις των δειγμάτων), η πραγματική τιμή της περιόδου μπορεί και διαφοροποιείται από την ονομαστική της τιμή. Έτσι γίνεται αντιληπτό, ότι προκειμένου οι συντελεστές του φίλτρου εκτίμησης (της δευτερεύουσας διαδρομής) να μην χρειάζονται να προσαρμοστούν ανάλογα με τον πραγματικό ρυθμό περιστροφής του ανεμιστήρα, να λειτουργεί ασύγχρονα, με σταθερό ρυθμό δειγματοληψίας. Ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι ευμετάβλητος και αυτό καθιστά τα ασύγχρονα συστήματα ANC τα οποία λειτουργούν με αλγόριθμο FXLMS, να εξαλείφουν το πρόβλημα της αλλαγής του $\hat{S}(z)$.

4.2 Η Μέθοδος Σύνθεσης κυματομορφής για τη Σύνθεση Σήματος Αναφοράς (Αλγόριθμος Essex)

Ο συνθέτης κυματομορφής παράγει ένα ακυρωτικό σήμα $y(n)$ για να οδηγήσει το ακυρωτικό ηχείο. Η παραγόμενη κυματομορφή είναι διαδοχική έξοδος για το ακυρωτικό ηχείο και συγχρονίζεται με τον παλμό από τον μη ακουστικό αισθητήρα. Ένα μικρόφωνο στην περιοχή της ήσυχης ζώνης ανιχνεύει τον υπολειπόμενο ήχο και τον τροφοδοτεί πίσω στη μονάδα προσαρμογής που χρησιμοποιείται για να τροποποιήσει τον συνθέτη κυματομορφής. Η ακύρωση συμβαίνει μόνο στις συχνότητες των αρμονικών - οι ζώνες συχνότητων των αρμονικών παραμένουν ανεπηρέαστες. Αυτό δίνει τη δυνατότητα, για παράδειγμα, στην κανονική ομιλία να ακουστεί καθαρά σε ένα κατά τα άλλα θορυβώδες δωμάτιο, ή δίνει τη δυνατότητα σε ένα ραδιόφωνο να ακουστεί καθαρά δια μέσου ακουστικών όταν αυτός που τα φοράει οδηγεί μοτοσικλέτα. Ένας άλλος λόγος για την αφαίρεση ορισμένων μερών από το φάσμα του θορύβου είναι ότι μέσα σε ένα

αυτοκίνητο ο οδηγός χρειάζεται ηχητική ένδειξη από την ταχύτητα του κινητήρα για να μπορεί να χειριστεί με ασφάλεια το όχημα.

4.2.1 Δομές και Αλγόριθμοι

Ο συνθέτης κυματομορφών [26] λειτουργεί αποθηκεύοντας τα δείγματα του ακυρωτικού θορύβου $\{w_l(n), l = 0, 1, \dots, L - 1\}$ σε μοναδικές και συνεχόμενες διευθύνσεις μνήμης.

Όπου :

L : πλήθος δειγμάτων σε ένα κύκλο της κυματομορφής.

n : δείκτης χρόνου.

Το σήμα συγχρονισμού χρησιμοποιείται για να εξαγάγει έναν δείκτη διεύθυνσης μνήμης, που μπορεί να είναι ένα λογισμικό αυξανόμενου μετρητή ελεγχόμενο από διακοπές παραγόμενες από το σήμα συγχρονισμού. Αυτά τα δείγματα εκπροσωπούν την απαιτούμενη κυματομορφή που θα παραχθεί και εμφανίζονται διαδοχικά σε ένα μετατροπέα ψηφιακού προς αναλογικό για να παράγουν την πραγματική κυματομορφή αντιθορύβου για το ακυρωτικό ηχείο.

Τα παραπάνω δείγματα στην ουσία αναπαριστούν την κυματομορφή που πρέπει να παραχθεί και εν συνεχεία να διοχετευτεί σε D/A μετατροπείς όπου και θα υλοποιηθούν τελικά από το δευτερεύων ηχείο.

Ισχύει

$$y(n) = w_{j(n)}(n) \quad (69)$$

όπου

$j(n)$: το στοιχείο των δειγμάτων της κυματομορφής, όπου $j(n) = n \bmod L$ και μπορεί να λειτουργήσει σαν δείκτης που αυξομειώνεται κατά κυκλικό τρόπο μεταξύ 0 και $L-1$, σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, η οποία ελέγχεται από διακοπές που παράγονται από το σήμα συγχρονισμού.

Κάποιοι προηγμένοι επεξεργαστές ψηφιακού σήματος όπως ένας TMS320C50, TMS320C30, και TMS320C40 έχουν κυκλικούς δείκτες για αυτό τον τύπο της αντιμετώπισης.

Στη συνέχεια ο υπολειπόμενος θόρυβος που λαμβάνεται από τα μικρόφωνα σφάλματος δειγματοληπτείται σε συγχρονισμό με τα αναφορικά και τα ακυρωτικά σήματα. Το δειγματικό σήμα σφάλματος $e(n)$ τότε χρησιμοποιείται από τη μονάδα προσαρμογής για να προσαρμόσει τις τιμές της ακυρωτικής κυματομορφής $\{w_j(n)\}$ από τον ακόλουθο αλγόριθμο:

$$w_j(n+1) = w_j(n) - \mu \text{ σήμα } \{e(n)\} \quad (70)$$

Αυτός ο αλγόριθμος είναι το σήμα-σφάλμα του αλγόριθμου LMS (αφού η αναφορά εισόδου $x(n)=1$), το οποίο εξάγεται βασιζόμενο πάνω στο κριτήριο να ελαχιστοποιήσει την απόλυτη τιμή του στιγμιαίου σφάλματος σήματος. Προκειμένου να παράσχει γρηγορότερη σύγκλιση, ο παραδοσιακός αλγόριθμος LMS μπορεί να χρησιμοποιηθεί:

$$w_j(n+1) = w_j(n) - \mu e(n) \quad (71)$$

Όπου :

μ είναι μικρότερο από τη μονάδα.

Στην πράξη, το τρέχον σήμα σφάλματος $e(n)$ δεν αντιστοιχεί στο j th στοιχείο της ακυρωτικής κυματομορφής $w_j(n)$. Για ένα πρακτικό σύστημα υπάρχει μία καθυστέρηση αρκετών χιλιοστών του δευτερολέπτου ανάμεσα στο χρόνο που το σήμα $[y(n) = w_j(n)]$ διοχετεύεται στο ηχείο και τον χρόνο που το μικρόφωνο σφάλματος το λαμβάνει. Αυτή η καθυστέρηση μπορεί να γίνει αποδεκτή αφαιρώντας μια χρονική καθυστέρηση από τον κυκλικό δείκτη j ο οποίος δείχνει την κυματομορφή:

$$w_j - \Delta(n+1) = w_j - \Delta(n) - \mu e(n) \quad (72)$$

Όπου Δ :

η καθυστέρηση χρόνου των δειγμάτων δεδομένων ανάμεσα στην έξοδο του σήματος από τον συνθέτη κυματομορφής και την υποδοχή του στο εναπομείναν μικρόφωνο σφάλματος. Αυτό είναι :

$$\Delta = \text{---} \quad (73)$$

Όπου

δt :

η καθυστέρηση χρόνου (η οποία είναι συνεχής για μια δεδομένη συμφωνία ηχείου-μικροφώνου)

T: η περίοδος δειγματοληψίας.

Επειδή ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι συγχρονισμένος με την πηγή θορύβου, αυτός ο αντισταθμιστικός αριθμός είναι ανανεωμένος σε αντιστοιχία με τον μεταλλαγμένο ρυθμό δειγματοληψίας.

Μεγαλύτεροι βαθμοί ακύρωσης μπορούν να επιτευχθούν με την παρουσία του μη συγχρονισμένου θορύβου του περιβάλλοντος αν οι υπολειπόμενες κυματομορφές είναι κατά μέσο όρο πάνω από ένα αριθμό των κύκλων. Η απόδοση βελτιώνεται κατά 3-5 dB (ντεσιμπέλ) ανά συνιστώσα συχνότητας. Παρόλα αυτά, ο απαραίτητος αριθμός των μέσων όρων αυστηρώς εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του θορύβου. Έτσι, υπάρχει μια ανταλλαγή μεταξύ του βαθμού της ακύρωσης και του χρόνου προσαρμογής που απαιτείται για να ακυρωθούν οι στατικές κυματομορφές.

Η πολυπλοκότητα των ευρυζωνικών ANC συστημάτων που συζητήθηκε προηγουμένως και των στενής ζώνης ANC συστημάτων χρησιμοποιώντας τη μέθοδο σύνθεσης κυματομορφής, συνοψίζεται στον παρακάτω Πίνακα , όπου N είναι η διάταξη του φίλτρου και η πολυπλοκότητα δίνεται σε όρους των αριθμών των συντελεστών που πρέπει να ανανεωθούν ανά δειγματική περίοδο.

ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΟΥ ΚΑΙ ΣΤΕΝΗΣ ΖΩΝΗΣ ANC

	Εε ANC ANC	Ευρυζωνικό ΣΤΕΝΗΣ	Στενής ζώνης ANC
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ			
Πολλαπλασιασμός	2N+1	1	1
ΠΠρόσθεση	2N-1	1	1

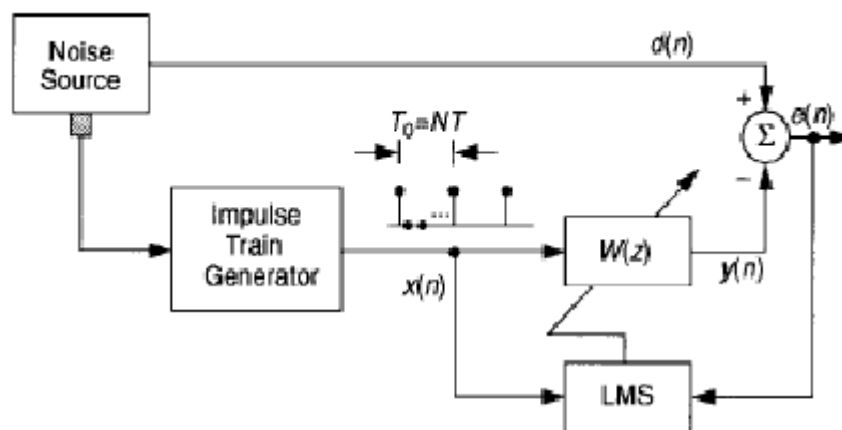
4.2.2 Αρχές και Ανάλυση

Η μέθοδος σύνθεσης κυματομορφής ισοδυναμεί με ένα προσαρμοζόμενο FIR φίλτρο της τάξης $L=N$ το οποίο διεγείρεται από ένα συρμό κρουστικής του Kroenecker με περίοδο $N = T_0/T$ και δείγματα [4] :

(71)

Όπου : $\delta(-)$: η διακριτή συνάρτηση δέλτα του kroenecker
 $T_0 = 2\pi/\omega_0$: θεμελιώδη γωνιακή ταχύτητα
 ω_0 : θεμελιώδη γωνιακή συχνότητα

Στο παρακάτω σχήμα 23 αναπαρίσταται η ακύρωση του διακριτού θορύβου από την έξοδο του προσαρμοζόμενου φίλτρου, χρησιμοποιώντας τον διακριτό συρμό κρουστικής ως είσοδο $x(n)$.



Σχήμα 23.Ανάλογο διάγραμμα με την μέθοδο σύνθεσης κυματομορφών, χρησιμοποιώντας ως είσοδο συρμό κρουστικής και οι επιδράσεις δευτερεύουσας διόδου αγνοούνται.

Η δευτερεύουσα δίοδος αγνοείται. Η συνάρτηση μεταφοράς του σύγχρονου περιοδικού ελεγκτή $H(z)$, σε ιδανικό περιβάλλον (χωρίς $S(z)$), μεταξύ της κύριας εισόδου $D(z)$ και εξόδου σφάλματος $E(z)$ με σήμα

μεταφοράς της σχέσης (71) και για προσαρμοζόμενο φίλτρο τάξης $L = N$ θα είναι :

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (72)$$

Όσο αφορά τη δημιουργία μηδενικών στην απόκριση συχνότητας για τις αρμονικές συχνότητες $k\omega_0$, το πλάτος των μηδενικών είναι σταθερό ($= 1$) καθώς και η μεταξύ τους απόσταση είναι ίδια ($2\pi/L$) στον μοναδιαίο κύκλο του z πεδίου.

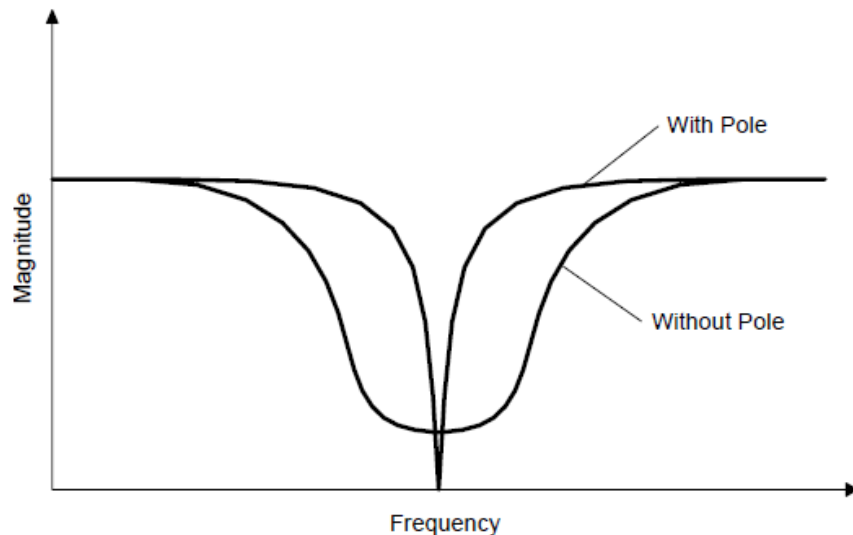
Αντίστοιχα οι πόλοι έχουν την ίδια συχνότητα με τα μηδενικά απέχοντας ίση απόσταση σε έναν κύκλο, με απόσταση $(1 - \mu)$ από το κέντρο. Οι πόλοι επιφέρουν συντονισμό γύρω από το μηδέν, ελαττώνοντας έτσι το εύρος της ζώνης αποκοπής. Άρα ο περιοδικός θόρυβος στην θεμελιώδη, αλλά και στις αρμονικές του συχνότητες, εξασθενεί από τα πολλά φίλτρα αποκοπής.

Στην παραπάνω σχέση (72) οφείλουμε να θέσουμε έναν πραγματικό περιορισμό στις τιμές που θα λαμβάνει το μ , για λόγους ευστάθειας :

- Για $0 < \mu < 1$, για συρμό κρουστικών μοναδιαίου πλάτους
- Για $\mu \ll 1$, για εύρος -3dB κάθε ζώνης αποκοπής δίνεται από τον τύπο $B = \mu / \Pi\tau$ (Hz) [54]

Από τον παραπάνω τύπο βλέπουμε ότι το εύρος της ζώνης του φίλτρου είναι ανάλογο του βήματος μ . Γενικά ισχύει $\tau = T/\mu$ (δευτερόλεπτα).

Επομένως, όσο μικρότερο είναι το μέγεθος βήματος μ , τόσο κοντύτερα οι πόλοι είναι στα μηδενικά και τόσο στενότερα οι εμβέλεις των εγκοπών μπορούν να επιτευχθούν. Αυτή η επίδραση ενός πόλου ή εμβέλειας εγκοπής παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα.



ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΟΥ ΠΟΛΟΥ ΣΕ ΕΜΒΕΛΕΙΑ ΕΓΚΟΠΗΣ

Οπότε καταλαβαίνουμε ότι υπάρχει μια ανάλογη σχέση μεταξύ του εύρους του φίλτρου αποκοπής και της χρονικής καθυστέρησης, η οποία επηρεάζεται από το μέγεθος βήματος και τον ρυθμό της δειγματοληψίας του στενής ζώνης ANC συστήματος.

4.2.3 FXLMS για συστήματα σύνθεσης κυματομορφής

Είδαμε στο 2^ο κεφάλαιο την αντιστάθμιση που παρέχει ο FXLMS αλγόριθμος στις επιδράσεις της δευτερεύουσας διαδρομής $S(z)$. Αν υποθέσουμε την δευτερεύουσα οδό $\hat{S}(z)$ με φίλτρο τάξης $L = N$, η έξοδος του $\hat{S}(z)$ θα είναι η :

$$x'(n) = x(n - 1) = s^{j(n)} \quad (73)$$

Όπου :

\hat{s}_1 = συντελεστής 1 τάξης του φίλτρου $\hat{S}(z)$

$j(n) = n \bmod L$: ίδιος κυκλικός δείκτης με αυτόν της σχέσης (69)

Ο FXLMS αλγόριθμος ANC συστημάτων σύγχρονης σύνθεσης κυματομορφής είναι :

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n) \hat{s}_{k(n,l)}, \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (74)$$

Όπου :

$$k(n,l) = (n-1) \bmod L$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του σύγχρονου περιοδικού ελεγκτή με παρουσία $S(z)$ είναι η [27].

$$H(z) = \frac{1}{1 - S(z)} \quad (75)$$

Στην παραπομπή [28] αναλύονται τα ακριβή όρια της δυναμικής ευστάθειας.

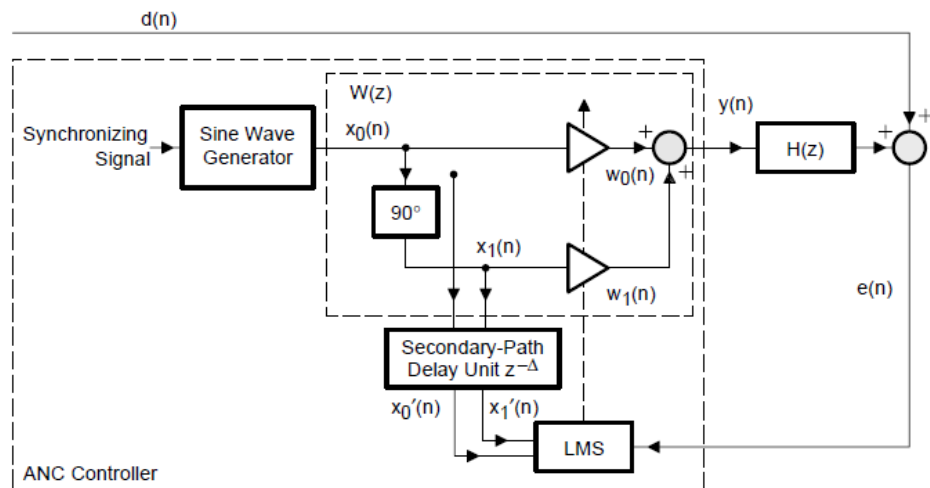
4.3 Προσαρμοστικά φίλτρα αποκοπής

4.3.1 Σύστημα Προσαρμοστικής Ακύρωσης Θορύβου Στενής –Ζώνης

Ο δεύτερος τύπος του σήματος αναφοράς που χρησιμοποιείται σε στενής ζώνης συστήματα ANC, είναι ένα ημίτονο κύμα της ίδιας συχνότητας, όπως του στενής ζώνης θορύβου που θα ακυρωθεί. Όταν ένα ημίτονο κύμα χρησιμοποιείται ως αναφορά εισόδου, ο αλγόριθμος LMS γίνεται ένα προσαρμοστικό φίλτρο αποκοπής (εγκοπής) για να αφαιρέσει τις συνιστώσες του αρχικού φάσματος, εντός μιας στενής ζώνης κεντραρισμένης γύρω από τη συχνότητα αναφοράς. Μια πολύ στενή εγκοπή είναι συνήθως επιθυμητή για να φιλτράρει την παρεμβολή χωρίς να στρεβλώσει το σήμα και μπορεί να γίνει αντιληπτή από έναν ακυρωτή προσαρμοστικού θορύβου.

Ο αισθητήρας του σήματος χρονισμού, όπως ένα ταχύμετρο κινητήρα, χρησιμοποιείται για να καθορίσει τη θεμελιώδη συχνότητα όπου ο επαναλαμβανόμενος θόρυβος παράγεται. Για παράδειγμα, ένας ηλεκτρικός κινητήρας ο οποίος δουλεύει στις 1800 ΣΑΛ (στροφές ανά λεπτό) ολοκληρώνει 30 περιστροφές το δευτερόλεπτο με μια θεμελιώδη συχνότητα στα 30 Hz. Ένας τετρακύλινδρος κινητήρας που δουλεύει στις 1800 ΣΑΛ επίσης ολοκληρώνει 30 περιστροφές το δευτερόλεπτο όμως με μόνο 15 ολοκληρωμένους κύκλους ανάφλεξης το δευτερόλεπτο, και έτσι έχει τη θεμελιώδη συχνότητα 15 Hz.

Η εφαρμογή του προσαρμοστικού φίλτρου εγκοπής σε έλεγχο ενεργού περιοδικού θορύβου αναπτύχθηκε από τον Ziegler. Ένα σχηματικό διάγραμμα αυτού του στενής ζώνης συστήματος ANC με δύο προσαρμοστικά σταθμά παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα (24).



Σχήμα 24. Προσαρμοστικό φίλτρο αποκοπής μονής συχνότητας

Ο μονής συχνότητας ελεγκτής ενεργού θορύβου που φαίνεται στην Εικόνα (24) μπορεί να ρυθμιστεί σε παράλληλες ή κάθετες δομές, για να ακυρώσει τον στενής ζώνης θόρυβο στη θεμελιώδη συχνότητα και τις αρμονικές του. Η γεννήτρια ημίτονων κυμάτων παρέχει ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς στην επιθυμητή συχνότητα. Χρησιμοποιώντας μια τροποποίηση του Hilbert σαν την εναλλαγή φάσης 90° , το ημίτονο κύμα χωρίζεται σε δύο ορθογώνιες συνιστώσες, $x_0(n)$ και $x_1(n)$, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως αναφορά εισόδου για το προσαρμοστικό φίλτρο. Αυτά τα δύο σήματα είναι χωριστά σταθμισμένα και κατόπιν αθροισμένα για να παράγουν το ακυρωτικό σήμα $y(n)$.

Η είσοδος αναφοράς γίνεται με κύμα συνημίτονου $x(n) = x_0(n) = A \cos(k\omega_0 n)$

Όπου :

A : πλάτος σήματος αναφοράς

ω_0 : συχνότητα σήματος αναφοράς

k : ο αρμονικός δείκτης

n : ο χρονικός δείκτης

Το τετραγωνικό σήμα αναφοράς $x_1(n) = A \sin(k\omega_0 n)$ παράγεται από έναν μεταλλάκτη φάσης 90° .

Και ισχύει :

$$y(n) = \omega_0(n) x_0(n) + \omega_1(n) x_1(n) \quad (76)$$

Αυτή η γεννήτρια ημίτονου κύματος μπορεί να εφαρμοστεί από έναν πίνακα ROM τεχνικής αναζήτησης ή από ένα ψηφιακό αντηχείο. Οι αλγόριθμοι μιας γεννήτριας ημίτονου κύματος χρησιμοποιώντας και τον πίνακα αναζήτησης αλλά και τον ψηφιακό ταλαντωτή δίνονται στο Παράρτημα Β, Digital Sine-Wave Generator [36].

Το μέγεθος και η φάση του σήματος αναφοράς προσαρμόζονται στον ελεγκτή, που τροφοδοτεί ένα ή περισσότερα μεγάφωνα εξυπηρετώντας την πηγή ελέγχου για να ακυρώνει τις συνιστώσες του αντίστοιχου θορύβου. Ο αλγόριθμος LMS ανανεώνει τα σταθμά του φίλτρου για να ελαχιστοποιήσει το υπολειπόμενο σφάλμα $e(n)$:

$$w_0(n+1) = w_0(n) - \mu e(n) x_0(n - \Delta_k) \quad (77)$$

και

$$w_1(n+1) = w_1(n) - \mu e(n) x_1(n - \Delta_k) \quad (78)$$

Όπου Δ_k χρησιμοποιείται για να αντισταθμίσει τις επιδράσεις της δευτερεύουσας οδού στο αρμονικό k . Αυτή η καθυστέρηση αναπαριστά την καθυστέρηση που υπάρχει ανάμεσα στην έξοδο του προσαρμοστικού φίλτρου και στην είσοδο του υπολειπόμενου σφάλματος.

Όταν η χρονική καθυστέρηση του συστήματος διορθώνεται, οι τιμές μπορούν να υπολογιστούν με μια τεχνική μοντελοποίησης εξωτερικής σύνδεσης δευτερεύουσας οδού. Γενικά, οι τιμές της καθυστέρησης εξαρτώνται από τη συχνότητα. Αυτές οι καθυστερήσεις μπορούν να καθοριστούν μετατρέποντας την κρουστική απόκριση του $C(z)$ στο πεδίο συχνότητας με τη διακριτική μετατροπή Fourier και μετά υπολογίζοντας τις καθυστερήσεις από τις τιμές της φάσης. Αυτό είναι :

$$t_f = \frac{\Phi_f}{2\pi f} \quad (79)$$

Όπου :

t_f : η χρονική καθυστέρηση στη συχνότητα f σε sec

Φ_f : η φάση στη συχνότητα f σε ακτίνια,

f : η συχνότητα σε Hz.

Οι τιμές Δ_k στις εξισώσεις (77) και (78) τότε καθορίζονται από:

$$\Delta_k = t_f f_s \quad (80)$$

Όπου :

f_s : ο ρυθμός δειγματοληψίας

Όπως προαναφέρθηκε, η μονάδα καθυστέρησης $z^{-\Delta}$ δευτερεύουσας οδού, στην εικόνα (24) μπορεί να αντικατασταθεί με τον υπολογισμό της δευτερεύουσας οδού. Ο αλγόριθμος του προσαρμοστικού φίλτρου εγκοπής χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο FXLMS μπορεί να εκφραστεί ως:

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu \chi_i'(n)e(n) \quad (81)$$

Για $i=0$ ή 1 και όπου $\chi_i'(n)$ είναι η φιλτραρισμένη έκδοση του $\chi_i(n)$ από την εκτίμηση της δευτερεύουσας οδού $C(z)$.

Τα πλεονεκτήματα του προσαρμοστικού φίλτρου αποκοπής είναι :

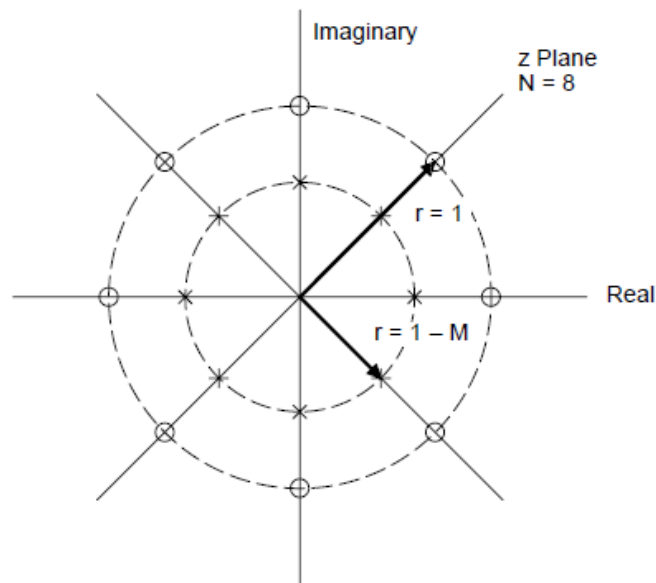
- Ευκολότερος έλεγχος του εύρους ζώνης
- Ικανό να ακολουθεί την πραγματική συχνότητα της παρεμβολής (Αυτό είναι ιδιαίτερα αληθές όταν η συχνότητα του παρεμβαλλόμενου ημιτονοειδούς μεταβάλλεται αργά.)

Η συνάρτηση μεταφοράς $H(z)$ σταθερής κατάστασης μεταξύ πρωταρχικής εισόδου $d(n)$ και σφάλματος εξόδου $e(n)$ είναι [29] :

$$H(z) = \frac{C(z)}{D(z)} \quad (82)$$

Στο $z = e^{j\omega}$ - πεδίου βρίσκονται τα μηδενικά της $H(z)$, υπό γωνία δηλαδή ω_0 μέσα στον μοναδιαίο κύκλο.

Όπου $0 \leq k \leq L-1$ είναι ο δείκτης συχνότητας. Η τοποθέτηση πόλου-μηδενός στο z επίπεδο παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Τοποθέτηση πόλου-μηδενός σε Z επίπεδο

Στην περίπτωση ενός γενικού προσαρμοστικού φίλτρου L τάξης η συνάρτηση μεταφοράς μετατρέπεται :

$$H(z) = \frac{\text{---}}{\text{---}} \quad (83)$$

Ως εκ τούτου καταλαβαίνουμε ότι ο αριθμός των χρονικών μονάδων χρονικής καθυστέρησης (taps) L εξαρτάται από τους πόλους, επηρεάζοντας την μορφή της ζώνης αποκοπής.

Η απόσταση των πόλων και των μηδενικών διαμορφώνουν την οξύτητα της ζώνης αποκοπής. Έτσι, το εύρος ζώνης -3dB [61] του φίλτρου αποκοπής υπολογίζεται ως :

$$B \text{ --- (Hz)} \quad (84)$$

Το πλάτος της ζώνης αποκοπής οφείλει να καλύπτει ευρύτερη περιοχή συχνοτήτων κάθε που η παρεμβαλλόμενη ημιτονοειδής συχνότητα ταλαντεύεται ή μεταβάλλεται. Για να επιτευχθεί αυτό, γίνεται χρήση ενός μεγαλύτερου βήματος μ , το οποίο βοηθά στη δημιουργία ευρύτερης ζώνης

συγκοπής αλλά και σε γρηγορότερη ανίχνευση. Όταν $L = 2$ το σύστημα έχει γρηγορότερη σύγκλιση και έτσι η σταθερά του χρόνου προσαρμογής $1/c$ γράφεται ως [11]:

$$\tau \quad \text{---} \quad (s) \quad (85)$$

Η κυματομορφή αναφοράς σε συνάρτηση με το μέγεθος βήματος μ , καθορίζουν την σταθερά του χρόνου προσαρμογής.

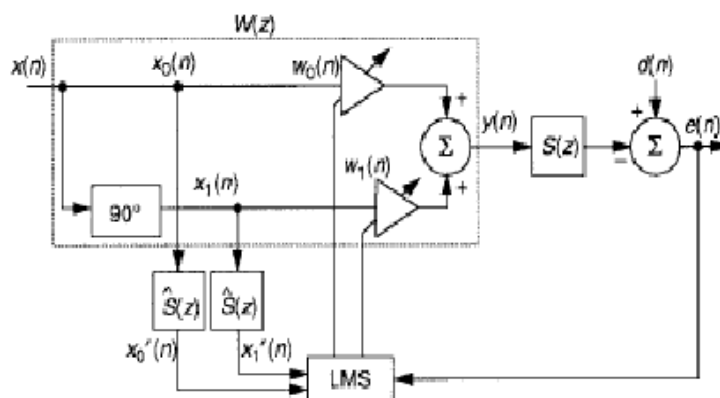
4.3.2 ANC ΜΟΝΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Ο Ziegler έχει εφαρμόσει το προσαρμοστικό φίλτρο αποκοπής σε περιοδική ANC [29]. Οι δύο ορθογώνιες συνιστώσες $x_0(n)$, $x_1(n)$, οι οποίες παρέχονται από έναν τετραγωνικό αναδρομικό ταλαντωτή, χρησιμεύουν για το προσαρμοστικό φίλτρο ως είσοδος αναφοράς. Οι παραπάνω ορθογώνιες συνιστώσες αρχικά σταθμίζονται χωριστά και έπειτα προστίθενται δημιουργώντας το σήμα ακύρωσης $y(n)$. Οι συντελεστές στάθμισης του φίλτρου ενημερώνονται για την ελαχιστοποίηση του εναπομείναν σφάλματος $e(n)$ μέσω του leaky LMS αλγορίθμου.

$$w_l(n+1) = w_l(n) + \mu e(n)x_l(n - \Delta), l = 0, 1, \dots \quad (79)$$

Όπου :

Δ : χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση μεταφοράς της δευτερεύουσας διόδου



Σχήμα 25. ANC σύστημα μονής συχνότητας με χρήση FXLMS αλγορίθμου.

Διαφορετικά μια εκτίμηση δευτερεύουσας διόδου $\hat{S}(z)$ όπως στον FXLMS αλγόριθμο που απεικονίζεται παραπάνω (σχήμα 25) μπορεί να αντικαταστήσει την παραπάνω μονάδα χρονικής καθυστέρησης. Η ενημέρωση των προσαρμοστικών συντελεστών στάθμισης γίνεται :

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu \chi'_1(n)e(n), \quad l = 0, 1, \dots \quad (80)$$

Οι φιλτραρισμένες εκδοχές των $\chi_0(n)$ και $\chi_1(n)$ λαμβανόμενες από την προσέγγιση $S(z)$ εμφανίζονται αντίστοιχα ως $\chi'_0(n)$ και $\chi'_1(n)$.

Η συνάρτηση μεταφοράς του ANC συστήματος στενής ζώνης στο όριο της αργής προσαρμογής γίνεται [11] :

$$H(z) = \frac{1 - \beta e^{-j\omega_0 z}}{1 - \beta e^{-j\omega_0 z} + \beta^2 e^{-j2\omega_0 z}} \quad (81)$$

Όπου :

$\beta = \mu \frac{\omega_0}{2} \frac{1}{\sin(\omega_0/2)}$, με το πλάτος του $S(z)$ σε συχνότητα ω_0 .
 $= \varphi_s - \varphi_{\hat{s}}$, η διαφορά φάσης μεταξύ $S(z)$ και $\hat{S}(z)$ σε συχνότητα ω_0

Όταν έχουμε μικρό β , η συνάρτηση μεταφοράς $H(z)$ αποκτά σύμπλεγμα συζευγμένων πόλων σε ακτίνα $r_p = \beta$. Όπως παρατηρούμε στην προηγούμενη σχέση όλοι οι συντελεστές του β είναι θετικοί, οπότε η ακτίνα του πόλου μπορεί να υπερβεί της μονάδος μόνο αν είναι αρνητικό. Οπότε η συνθήκη ισορροπίας διαμορφώνεται :

$$\text{ή } 0^\circ < \varphi_\Delta < 90^\circ \quad (82)$$

Και παρατηρούμε πως η σταθερά του χρόνου σύγκλισης θα επιβραδύνεται αναλόγως με τον παράγοντα $1/\sin(\omega_0/2)$ [30].

Η διαμόρφωση του προβλήματος στο πεδίο των πολλαπλών επιλογών στάθμισης και η εφαρμογή της τυπικής θεωρίας ελέγχου [31] αποτελεί μια άλλη μέθοδο ισορροπίας και της μεταβατικής απόκρισης του προσαρμοστικού φίλτρου αποκοπής με τη χρήση του FXLMS αλγόριθμου. Το εκτός ορίων κέρδος μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια. Η εξισορρόπηση της συνάρτησης μεταφοράς της δευτερεύουσας διόδου $S(z)$ σε πλάτος και σε φάση όλης της ζώνης συχνοτήτων δίνει μια λύση στο πρόβλημα του εκτός ορίων κέρδους. Επίσης μια άλλη λύση είναι ο έλεγχος της εκτός ορίων απόκρισης. Αυτό επιτυγχάνεται είτε από τη χρήση ενός χαμηλοπερατού (low

– pass filter) φίλτρου μετά την αποδιαμόρφωση είτε χρησιμοποιώντας στη δευτερεύουσα δίοδο ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο [62]. Τα δύο προηγούμενα φίλτρα ανήκουν στα παθητικά φίλτρα και μια σύντομη περιγραφή τους είναι:

- Χαμηλοπερατό ονομάζεται το φίλτρο το οποίο αφήνει και περνάει σήματα χαμηλής συχνότητας, εξασθενώντας σήματα (μειώνει το πλάτος τους) τα οποία έχουν συχνότητες υψηλότερες από την συχνότητα αποκοπής.
- Ζωνοδιαβατό (ή φίλτρο διέλευσης ζώνης) αποτελείται από μια χαρακτηριστική ζώνη διέλευσης εύρους και δύο ζώνες αποκοπής και λειτουργεί αφήνοντας να περάσουν οι συχνότητες που βρίσκονται μεταξύ της χαμηλής συχνότητας αποκοπής (foL) και της υψηλής συχνότητας αποκοπής (foH).

Παρολαυτά καθώς συμπληρωματικά με την εξασθένιση του εκτός ορίων κέρδους, το ζωνοδιαβατό φίλτρο θα προκαλέσει καθυστέρηση, εμφανίζεται ένα εγγενές κόστος. Δυο διασυνδεδεμένα προσαρμοστικά φίλτρα τα οποία κάνουν κοινή χρήση του ίδιου εσωτερικώς παραγόμενο σήμα αναφοράς μπορεί να λειτουργήσουν ως μια άλλη λύση [63]

4.3.3 Απλοποιημένη ANC μονής συχνότητας

Η προαναφερθείσα εφαρμογή του Ziegler προϋποθέτει είτε μόνο μια συνημιτονική τράπεζα σε συνδυασμό με μονάδα μεταγωγής φάσης κατά 90° προκειμένου να παραχθεί η ημιτονική κυματομορφή, είτε ο συνδυασμός δύο κυματισμών (συνημίτονο και ημίτονο) προκειμένου να παραχθούν τα $x_0(n)$ και $x_1(n)$. Στα απλοποιημένα ANC συστήματα μονής συχνότητας, εν αρχή η είσοδος αναφοράς $x(n)$ παράγεται από μια γεννήτρια μονού κύματος συνημίτονου, όπου εν συνεχεία εισέρχεται και επεξεργάζεται σε ένα φίλτρο FIR δεύτερης τάξης, όπου ο FXLMS αλγόριθμος ενημερώνει και τους δύο συντελεστές στάθμισης [11]. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουμε γρηγορότερη σύγκλιση επιλέγοντας ο ρυθμός δειγματοληψίας να είναι τέσσερις φορές γρηγορότερος από την συχνότητα της ημιτονικής συνάρτησης.

4.4 ANC ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

Στην πραγματικότητα ο κατά τα άλλα πιο προβλέψιμος περιοδικός θόρυβος εμπεριέχει πολλαπλούς τόνους πάνω στην βασική συχνότητα αλλά και πολλές διαφορετικές αρμονικές. Αυτός ο θόρυβος μπορεί να αντιμετωπιστεί εφαρμόζοντας φίλτρο πολλαπλών ζωνών αποκοπής (πολλαπλές εγκοπές). Αυτή η μέθοδος υλοποιείται με φίλτρα υψηλής τάξης τα οποία μπορούν να συνταθούν σε παράλληλη, σειριακή, σειριακή/παράλληλη καθώς και σε μορφή καταρράκτη.

4.4.1 Παράλληλη Μορφή

Έστω ότι ο πρωτεύων θόρυβος έχει M ημιτονοειδή συχνότητες. Τότε M προσαρμοστικά φίλτρα συνδέονται, με εν παραλλήλω συνεργασία δύο συντελεστών στάθμισης για την εξασθένιση των ανεπιθύμητων συχνοτήτων. Το τελικό σήμα ακύρωσης λοιπόν θα αποτελείται από το άθροισμα των M εξόδων των προσαρμοστικών φίλτρων. Η σχέση είναι :

$$y(n) = \quad (83)$$

Η έξοδος θα παράγεται με τον ίδιο τρόπο που παράγεται η έξοδος μονής συχνότητας και αφού θα χρησιμοποιείται ένας αισθητήρας σφάλματος προκύπτει ότι ένα θα είναι και το σήμα σφάλματος $e(n)$, το οποίο θα αποστέλλεται για την ενημέρωση των M προσαρμοστικών φίλτρων του FXLMS αλγορίθμου.

4.4.2 Σειριακή μορφή

Μια μέθοδος για την εξάλειψη πολλαπλών ημιτονοειδών και άλλων περιοδικών παρεμβολών είχε προταθεί από τον Glover.]. Η εφαρμογή αυτής της τεχνικής του ελέγχου ενεργού περιοδικού θορύβου είναι να παράγει έξοδο αναφοράς ως σύνολο των M ημιτονοειδών. Αυτό είναι:

$$y(n) = \quad n) \quad (84)$$

Όπου :

A_m : το πλάτος του ημιτονοειδούς m – τάξης
 ω_m : η συχνότητα του ημιτονοειδούς m – τάξης

Προκειμένου να υπάρχει καλή ανάλυση στις ημιτονοειδείς συχνότητες αναφοράς που η απόσταση μεταξύ τους είναι πολύ μικρή, χρησιμοποιείται ένα μακρύ φίλτρο τάξης $L \gg 2M$. Η παραπάνω όμως λύση δεν είναι εφικτή καθώς στα υψηλής τάξης προσαρμοστικά φίλτρα LMS παρατηρούνται μεγαλύτερα αριθμητικά σφάλματα, συγκλίνουν βραδύτερα καθώς και έχουν υψηλότερο μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Μια εφαρμογή του Glover για ενεργό εξασθένιση θορύβου από κινητήρα βρίσκεται στην παραπομπή [32].

Όταν ένα σύνολο ημιτονοειδών εφαρμόζεται σε ένα προσαρμοστικό φίλτρο, το φίλτρο συγκλίνει σε έναν μεταβαλλόμενο χρόνο, ένα συντονισμό φίλτρο εγκοπής, με μια εγκοπή τοποθετημένη σε κάθε μία από τις συχνότητες αναφοράς. Για όσο μια αναφορά είναι διαθέσιμη η οποία περιλαμβάνει κάθε μία παρεμβολή ημιτονοειδούς, το στενής ζώνης σύστημα ANC δημιουργεί μια εγκοπή πάνω από κάθε ημιτονοειδές και το ακολουθεί αν αλλάξει σε συχνότητα. Αυτό το προσαρμοστικό φίλτρο εγκοπής παρέχει μια απλή μέθοδο για την αναζήτηση και την εξάλειψη των ημιτονοειδών παρεμβολών. Το σήμα αναφοράς που αντιπροσωπεύει τις επιλεγμένες πολλαπλές αρμονικές συνιστώσες θορύβου είναι παραγμένο από έναν προκαθορισμένο πίνακα τιμών.

4.4.3 Παράλληλη/ Σειριακή Μορφή

Στον τομέα της αυτοκινητοβιομηχανίας τα ANC συστήματα χρησιμοποιούν ταυτόχρονα πολλαπλές γεννήτριες σημάτων αναφοράς με τα αντίστοιχα προσαρμοστικά φίλτρα [33]. Η παραπάνω λογική έχει την βάση του στην κατακερμάτιση των πολλών αρμονικών ημιτονοειδών συχνοτήτων και συγκέντρωση τους σε διαφορετικά σύνολα τα οποία θα αποτελούνται από όσο το δυνατόν περισσότερο κατανεμημένες συχνότητες. Δηλαδή αν χρησιμοποιούμε K γεννήτριες σήματος και υπάρχουν M αρμονικές προς ακύρωση με $K < M$, το κάθε σήμα αναφοράς $x_k(n)$, $k=1,2,\dots,K$, θα εμπεριέχει τις ομαδοποιημένες ημιτονικές συχνότητες από κάθε άλλη K - βαθμού αρμονική. Εν συνεχεία τα σήματα αναφοράς θα επεξεργάζονται από τα προσαρμοστικά φίλτρα. Με τον παραπάνω τρόπο επεξεργασίας των

σημάτων – συνιστωσών η ταχύτητα σύγκλισης καθώς και η ακρίβεια των προσαρμοστικών φίλτρων βελτιώνεται.

4.4.4 Μορφή καταρράκτη

Ενδεχομένως η πιο αποτελεσματική σύνδεση για την αντιμετώπιση πολλαπλών ημιτονοειδών εισόδων αναφοράς είναι η σύνδεση καταρράκτη, η οποία αποτελείται από Μ δεύτερης συχνότητας φίλτρα (μονής τάξης) αποκοπής. Το σήμα ακύρωσης της παρούσας διάταξης είναι [33] :

$$H(z) = \frac{1}{W_m(z)} \quad (85)$$

Όπου :

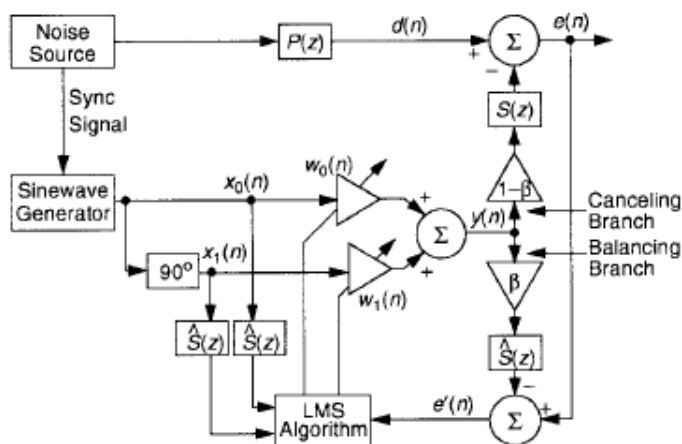
$W_m(z)$: το προσαρμοστικό φίλτρο του m τμήματος

Σε κάθε συχνότητα ω_m αντιστοιχεί και ένας πόλος παραγόμενος από κάθε $W_m(z)$. Αντίστοιχα σε κάθε συχνότητα ω_m παράγεται μια ζώνη αποκοπής παραγόμενη από κάθε $H_m(z)$. Αν είναι εφικτή η προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς στην δευτερεύουσα δίοδο, τότε θα μπορούσε να ρυθμιστεί μια συνδεσμολογία ψευδό - καταρράκτη απαιτώντας μία μόνο προσέγγιση δευτερεύουσας διόδου $\hat{S}(z)$, η οποία σε ιδανικές συνθήκες θα λειτουργεί σαν πραγματικός καταρράκτης. Λόγω του ότι τα φίλτρα αποκοπής του FXLMS αλγορίθμου του ψευδό – καταρράκτη μπορούν να επεκταθούν σε ευρύ αριθμό σταδίων, μπορούν να καλύψουν ένα αυθαίρετα ευρύ φάσμα.

4.5 Ενεργοί Ισορροπιστές Θορύβου

Στόχος των συστημάτων ANC είναι η πλήρης απόσβεση του πρωτεύοντος θορύβου. Ωστόσο σε κάποιες περιπτώσεις και για λόγους ασφαλείας είναι επιθυμητό η διατήρηση ενός μικρού δείγματος πρωτεύοντος θορύβου. Σε μηχανοκίνητα παραδείγματα όπως αυτοκίνητα, χωματουργικά μηχανήματα, τόνους, φρέζες κ.τ.λ. ο χειριστής οφείλει να ακούει τις στροφές του κινητήρα για την ασφάλεια του. Με τους ενεργούς Ισορροπιστές Θορύβου μπορούμε να ρυθμίσουμε την τιμή του υπολειπόμενου θορύβου. Η αρχή της ενεργούς εξισορρόπησης θορύβου για στενής ζώνης θόρυβο μπορεί να βρει εφαρμογή και σε ευρυζωνικό θόρυβο.

Το διάγραμμα ενός ενεργούς εξισορροπιστή θορύβου στενής ζώνης παρουσιάζεται στο παρακάτω διάγραμμα (26).



Σχήμα 26. Διάγραμμα ενεργού εξισορροπιστή θορύβου στενής ζώνης.

Παρατηρούμε στο διάγραμμα ότι οι απολήξεις των φίλτρων των δύο συντελεστών στάθμισης $y(n)$, στη συνέχεια διακλαδώνονται στους κλάδους ακύρωσης και εξισορρόπησης. Τα β και $1-\beta$ συμβολίζουν τα κέρδη που εισάγονται σε αυτούς τους δύο κλάδους για την πιο εύκολη ρύθμιση του υπολειπόμενου θορύβου. Στην περίπτωση της τέλει προσέγγισης της δευτερεύουσας διόδου (ισχύει δηλαδή $\hat{S}(z) = S(z)$), το ψευδό - σφάλμα $e'(n)$ θα γράφεται ως $e'(n) = d(n) - y(n)$ και το οποίο θα εξέφραζε τον υπολειπόμενο θόρυβο ενός συμβατικού ANC συστήματος. Με χρήση του FXLMS αλγορίθμου το προσαρμοστικό φίλτρο ελαχιστοποιεί τον υπολειπόμενο θόρυβο και αφού το φίλτρο θα συγκλίνει, δηλαδή $e'(n) = 0$, η έξοδος του συστήματος θα είναι $e(n) = d(n) - (1-\beta)*y(n) = \beta d(n)$, το οποίο σημαίνει πως στην έξοδο του συστήματος μπορούμε να έχουμε έναν υπολειπόμενο θόρυβο στενής ζώνης, με πλάτος συνεχές, γραμμικό και πλήρως ελεγχόμενο μέσω του ρυθμιστή κέρδους β [11],[33].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

5.1 Πολυκαναλικά ANC Συστήματα

Πολλές εφαρμογές μπορούν να εμφανίσουν μία σύνθετη τυπική συμπεριφορά. Αυτές οι εφαρμογές περιλαμβάνουν:

- Έλεγχο του ενεργού θορύβου σε μεγάλους αγωγούς ή καμπίνες
- Έλεγχο ενεργής δόνησης σε άκαμπτα σώματα με πολλαπλούς βαθμούς ελευθερίας.
- Έλεγχο ενεργού θορύβου σε θαλάμους επιβατών αεροσκάφους ή αυτοκινήτων.

Όταν η γεωμετρία του ηχητικού πεδίου είναι περίπλοκη, δεν είναι πλέον επαρκές το να προσαρμοστεί μία μονή δευτερεύουσα πηγή για να ακυρωθεί ο πρωτογενής θόρυβος χρησιμοποιώντας ένα μονό μικρόφωνο σφάλματος. Ο έλεγχος του περίπλοκου ακουστικού πεδίου απαιτεί και την εξερεύνηση αλλά και την ανάπτυξη βέλτιστων στρατηγικών καθώς και την κατασκευή ενός επαρκούς πολυκαναλικού ελεγκτή. Αυτές οι εργασίες απαιτούν τη χρήση ενός πολλαπλής-εισόδου πολλαπλής-εξόδου προσαρμοστικού αλγορίθμου. Το γενικό πολυκαναλικό ANC σύστημα εξελίσσει μία συστοιχία αισθητήρων και ενεργοποιητών. Το σχηματικό διάγραμμα του πολυκαναλικού ANC συστήματος για μια τρισδιάστατη εφαρμογή παρουσιάζεται στην εικόνα (27). Τα πολυκαναλικά ANC συστήματα αναφέρονται σε πιο περίπλοκους θορύβους από άποψη πολλαπλότητας συχνοτήτων. Παραδείγματα στα οποία έχουν εφαρμοστεί πολυκαναλικά ANC συστήματα είναι :

- χωματουργικά μηχανήματα
- έλεγχος του θορύβου από την εξάτμιση του αυτοκινήτου
- μείωση του θορύβου στην καμπίνα των αεροπλάνων που προκαλείται από τους κινητήρες
- έλεγχος των ταλαντώσεων σε περίπλοκες μηχανικές κατασκευές κ.α.

Τα πολυκαναλικά ANC συστήματα χρησιμοποιούν πολλές δευτερεύουσες πηγές, πολλαπλά αισθητήρια σφάλματος και είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν και διάφορους αισθητήρες αναφοράς.

Η συνάρτηση κέρδους η οποία θα πρέπει να ελαχιστοποιείται σε ένα πολυκαναλικό ANC σύστημα είναι :

$$\xi = \frac{\rho}{c} \quad (86)$$

Όπου :

ρ : η πυκνότητα του ακουστικού μέσου

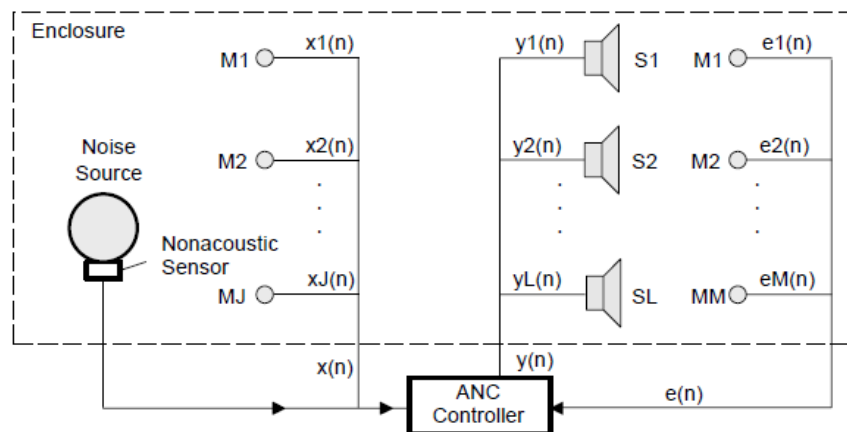
c : η ταχύτητα διάδοσης των κυμάτων

ρ_m : η ακουστική πίεση της μ – τάξης, της θέσης του αισθητήριου σφάλματος στο περίβλημα που ανιχνεύονται από M μικρόφωνα σφάλματος.

Στον παραπάνω τύπο (86), το άθροισμα των τετραγώνων των εξόδων των αισθητηρίων σφάλματος περιγράφονται από την συνολική ακουστική ενέργεια E_p . Η τοποθέτηση των αισθητηρίων σφάλματος στα πολυκαναλικά συστήματα είναι σημαντική για την σωστή καταμέτρηση της συνολικής ενέργειας θορύβου. Παραδόξως έχει παρατηρηθεί ότι για τις χαμηλές συχνότητες, απαιτείται μικρός αριθμός αισθητηρίων σφάλματος. Η σύγκλιση του αλγορίθμου στα πολυκαναλικά ANC συστήματα επηρεάζεται από μικρές φυσικές ιδιότητες όπως η τοποθέτηση των αισθητήρων σφάλματος και η τοποθέτηση των δευτερευουσών πηγών [34]. Η προσέγγιση σε κάποια συγκεκριμένη συχνότητα γίνεται γραμμικά ανά δύο ή περισσότερα κανάλια. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια πιο αργή σύγκλιση και η λύση στο παρών πρόβλημα είναι η μετακίνηση μιας ή περισσότερων πηγών από τις δευτερεύουσες είτε από τους αισθητήρες σφάλματος. Η βέλτιστη λύση για την απόδοση ενός συστήματος είναι η τοποθέτηση των δευτερευουσών πηγών απευθείας στην κύρια πηγή θορύβου όπου και πραγματοποιείται καλύτερη σύζευξη των ακουστικών κυμάτων του περιβάλλοντος. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει η απόσταση των δευτερευουσών πηγών από την κύρια, να είναι το $\frac{1}{4}$ του μήκους κύματος της υψηλότερης συχνότητας [35].

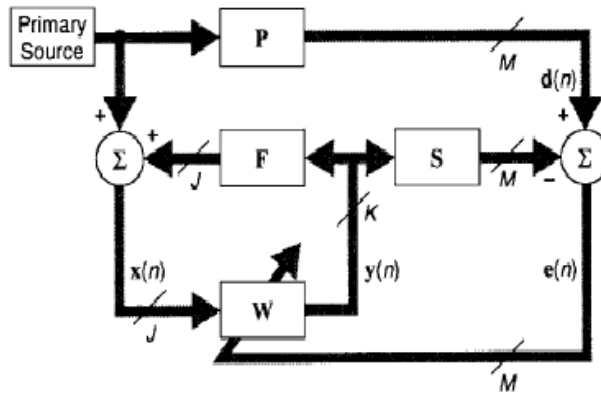
5.2 Αλγόριθμοι ANC για Πολυκαναλικά Συστήματα

Στα στενής ζώνης εμπροσθοτροφοδοτούμενα ANC πολυκαναλικά συστήματα, ως αισθητήριο αναφοράς χρησιμοποιείται ένα μη – ακουστικό αισθητήριο. Στα ευρείας ζώνης εμπροσθοτροφοδοτούμενα ANC, το πολυκαναλικό σύστημα διαιρεί το σήμα αναφοράς σε J αισθητήρια αναφοράς. Στη συνέχεια παράγονται K σήματα ακύρωσης για να οδηγηθούν οι αντίστοιχες δευτερεύουσες πηγές και τελικά M αισθητήρια σφάλματος τοποθετούνται σε επιθυμητές θέσεις για την μέτρηση του εναπομείναντος θορύβου. Στα προσαρμοστικά ανατροφοδοτούμενα ANC συστήματα, το σήμα αναφοράς πραγματοποιείται εντός του συστήματος με βάση το δευτερεύων και το σήμα σφάλματος. Ένα ANC πολυκαναλικό σύστημα απεικονίζεται στο σχήμα (27).



Σχήμα 27. Πολυκαναλικό ANC σύστημα με J αναφορές, L δευτερεύουσες πηγές και M αισθητήρια σφάλματος.

Στο παρακάτω σχήμα (28) περιγράφεται ένα διάγραμμα πολυκαναλικού συστήματος με ανατροφοδοτήσεις από τις δευτερεύουσες πηγές προς τα αισθητήρια αναφοράς.



Σχήμα 28. Διάγραμμα προσαρμοστικού πολυκαναλικού εμπροσθοτροφοδοτούμενου ANC συστήματος με διαδρομές ανάδρασης.

Στο παραπάνω σχήμα τα παχιά βέλη δηλώνουν μια ομάδα σημάτων (ακουστικών ή ηλεκτρικών) τα οποία συμβολικά εκφράζονται ως διανύσματα. Ο πίνακας P περιέχει $M \times J$ συναρτήσεις μεταφοράς της κύριας διαδρομής, $P_{mj}(z)$ από την κύρια πηγή σε κάθε έξοδο $e_m(n)$ των αισθητήρων σφάλματος. Αντίστοιχα ο πίνακας S περιέχει $M \times K$ συναρτήσεις μεταφοράς της δευτερεύουσας διόδου, $S_{mk}(z)$ από K δευτερεύουσες πηγές σε M αισθητήρια σφάλματος. Αναλόγως ο πίνακας F περιέχει $J \times K$ ανατροφοδοτήσεις $F_{jk}(z)$ από K δευτερεύουσες πηγές σε J αισθητήρες αναφοράς. Ο πίνακας W περιέχει $K \times J$ προσαρμοστικά φίλτρα, όπου K είναι τα πιθανά εμπροσθοτροφοδοτούμενα κανάλια, καθένα εκ των οποίων απαιτεί ένα ξεχωριστό κανάλι. Στην παραπομπή [11] περιγράφεται μια συλλογή από FXLMS πολυκαναλικούς αλγορίθμους για ευρείας ζώνης εμπροσθοτροφοδοτούμενα, στενής ζώνης εμπροσθοτροφοδοτούμενα και προσαρμοστικά ανατροφοδοτούμενα ANC συστήματα.

5.2.1 Αλγόριθμοι Μονής Αναφοράς – Πολλαπλής Εξόδου

Τα συστήματα Μονής Αναφοράς – Πολλαπλής Εξόδου αναφέρονται για θορύβους στενής ζώνης όπως κινητήρες, περιστρεφόμενα μηχανήματα κ.α.[39]. Ως εκ τούτου προκειμένου να αποφευχθεί η ακουστική ανάδραση χρησιμοποιείται ένα μη ακουστικό αισθητήριο αναφοράς. Το σήμα αναφοράς $x(n)$ φιλτραρίζεται από το αντίστοιχο FIR φίλτρο και προστίθεται σε αυτό το k – τάξης δευτερεύων σήμα $y_k(n)$.

$$y_k(n) = w_k^T(n)x(n), \quad k = 0, 1, \dots, K \quad (87)$$

Όπου

$w_k(n) = [w_{k,0}(n) \ w_{k,1}(n) \ \dots \ w_{k,L-1}(n)]^T$: το κοινό διάνυσμα των συντελεστών στάθμισης του k προσαρμοστικού φίλτρου.

$x'(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots x(n - L+1)]^T$: το κοινό διάνυσμα σήματος αναφοράς για όλα τα προσαρμοστικά φίλτρα.

Το άθροισμα των στιγμιαίων τετραγωνικών σφαλμάτων διαμορφώνουν την συνάρτηση κέρδους των προσαρμοστικών φίλτρων.

$$J(n) = \quad (88)$$

Ανάλογα με την περίπτωση μονού καναλιού ο αλγόριθμος FXLMS μονής αναφοράς/ πολλαπλής εξόδου εξάγεται και χωρίζεται σε K ισότητες [4]

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu \quad , \ k=1, 2, \dots, K \quad (89)$$

με

$$\mu = \mu_k \quad , \ k = 1, 2, \dots, K \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (90)$$

Όπου :

K, m : διανύσματα των φιλτραρισμένων σημάτων αναφοράς όπου έχουν διαμορφωθεί φιλτράροντας το $x'(n)$ σύμφωνα με τις εκτιμήσεις της δευτερεύουσας οδού $m_k(z)$, από την δευτερεύουσα πηγή k τάξης στο αισθητήριο σφάλματος τάξης μ .

$S_{mk}(z)$: η κρουστική απόκριση ενός FIR φίλτρου $m_k(z)$ και το οποίο αποσκοπεί στην προσέγγιση της $S_{mk}(z)$.

Στην παραπομπή [11] βρίσκουμε αναλυτικό παράδειγμα $1 \times 2 \times 2$ αλγορίθμου μονής αναφοράς/ πολλαπλής εξόδου FXLMS.

Αντίστοιχα η συνάρτηση κέρδους μπορεί να συμπεριλάβει παράγοντα στάθμισης όπως και στην περίπτωση του αλγορίθμου FXLMS με τον Leaky FXLMS.

Αν θέσουμε το $\nu w_k(n)$ έναντι του $w_k(n)$ στην σχέση (89) ο αλγόριθμος τροποποιείται και σχηματίζεται ο Leaky FXLMS,

Η επωφελής ιδέα ελαχιστοποίησης του τοπικού αθροίσματος των τετραγωνικών σημάτων χρησιμοποιώντας λίγα αισθητήρια σφάλματος, εκφράστηκε με την χρήση ανεξάρτητων παραγόντων στάθμισης q_{km} για τον έλεγχο της επιρροής των M σημάτων σφάλματος σε κάθε ένα από τα K προσαρμοστικά φίλτρα [36]. Στην παραπομπή [37] συναντάται μια προσέγγιση όπου $q_{km} = 0$ για την περίπτωση όπου $k \neq m$ για $1 \times 2 \times 2$ σύστημα. Με την τοποθέτηση των αισθητηρίων σφάλματος όσο το δυνατόν εγγύτερα στην κάθε σχετιζόμενη με αυτή δευτερεύουσα πηγή εξασφαλίζει την σταθερότητα σε ένα κατά τα άλλα αποκεντρωμένο σύστημα ANC λόγω ελεύθερου πεδίου.

5.2.2 Ανάλυση Σύγκλισης στο Πεδίο Συχνότητας

Η προσπάθεια ελέγχου καθώς και συνάρτηση κέρδους επηρεάζει την γενικότερη συμπεριφορά σύγκλισης του ANC συστήματος [38]. Στα στενής ζώνης ANC συστήματα εφαρμόζεται η ανάλυση στο συχνοτικό πεδίο. Το σήμα αναφοράς στα στενής ζώνης ANC συστήματα είναι καθαρά ημιτονικό και μπορεί να θεωρηθεί στο πεδίο συχνοτήτων ως μια σταθερά με τιμή $X = 1$.

Για λόγους απλούστευσης από το σχήμα (27) παραλείπεται το περιεχόμενο συχνότητας και έχουμε $Y = W$. Οπότε το σήμα σφάλματος περιγράφεται ως $E = D - SW$. Ο αλγόριθμος FXLMS για τα πολυκαναλικά ANC συστήματα είναι [38]:

$$W(n+1) = (I - \mu S^H S)W(n) + \mu S^H D \quad (91)$$

Όπου :

H : δείκτης (Hermitian) και δηλώνει την συζευγμένη μετατόπιση $S^H S$: πίνακας αντίστοιχος με αυτόν της συσχέτισης του σήματος αναφοράς για την περίπτωση του μονού καναλιού. Οι ιδιοτιμές του παρόντος πίνακα καθορίζουν τα χαρακτηριστικά σύγκλισης του FXLMS πολυκαναλικού αλγορίθμου στο πεδίο συχνοτήτων. Η σύγκλιση του γενικού ευρυζωνικού FXLMS πολυκαναλικού αλγορίθμου καθορίζεται από τα χρονικά και χωρικά χαρακτηριστικά του συστήματος λόγω των ανόμοιων ιδιοτιμών που εγείρονται εξαιτίας της χωρικής φύσης του πίνακα της δευτερεύουσας οδού S .

Αντίστοιχα με τον Leaky FXLMS αλγόριθμο μονού καναλιού, μπορούμε να συμπεριλάβουμε μια προσπάθεια ελέγχου στην αρχική συνάρτηση μεταφοράς και να τροποποιηθεί ως :

$$\xi(n) = E^H + \gamma W^H W \quad (92)$$

Όπου :

γ : πραγματική σταθερά καθορισμού της ισορροπίας μεταξύ της μείωσης του συνολικού μέσου τετραγωνικού σφάλματος $E^H E$ και μετριάζοντας την προσπάθεια ελέγχου $W^H W$.

Αν και μόνο αν ισχύει $\mu < \frac{1}{K}$ $K=1,2,\dots,K$ συγκλίνει ο Leaky FXLMS αλγόριθμος πολλαπλού καναλιού στο πεδίο συχνοτήτων.

Όπου :

μ : K τάξης ιδιοτιμή του $S^H S$.

γ : παράγοντας που επιταχύνει τα αργά κύματα (modes) της σύγκλισης τα οποία σχετίζονται με τις μικρές τιμές του μ .

Η αστάθεια λόγω λαθών στα μοντέλα της δευτερεύουσας διαδρομής [6] μειώνεται αρκετά από την προσπάθεια ελέγχου.

5.2.3 Ελάττωση Ανάδρασης

Από το σχήμα (28) παρατηρούμε την ανατροφοδότηση από τις K δευτερεύουσες πηγές στα J αισθητήρια αναφοράς. Οπότε η ανάγκη της μετάλλαξης του FXLMS αλγορίθμου πολλαπλού καναλιού προκειμένου να αυτή να μειωθεί, είναι άμεση. Στην παραπομπή [11] αναφέρονται ορισμένες ακουστικές διατάξεις για την ελάττωση της ακουστικής ανάδρασης. Εναλλακτική λύσης απόσβεσης της ανάδρασης των K δευτερευόντων ενεργοποιητών στα J αισθητήρια αναφοράς είναι η εφαρμογή της εξουδετέρωσης των αναδράσεων.

5.3 Αλγόριθμοι FXLMS Πολλαπλής Αναφοράς/ Πολλαπλής Εξόδου

Στο παραπάνω σχήμα (28) παρουσιάζεται ένα σύστημα ANC πολλαπλής αναφοράς/ πολλαπλής εξόδου με χρήση του FXLMS αλγορίθμου με το W ANC φίλτρο να έχει J εισόδους αναφοράς $x_j(n)$ και τα οποία αποτελούν στοιχεία του σήματος – διανύσματος $x(n)$. Ο εκάστοτε ελεγκτής του πίνακα W αναπαρίσταται από $W_{kj}(z)$, όπου j είναι το περιεχόμενο του σήματος αναφοράς και k το περιεχόμενο της δευτερεύουσας πηγής. Η

έξοδος του δευτερεύοντος σήματος στη nk – τάξης δευτερεύουσας πηγή είναι :

$$y_k(n) = (n)x(n), k=1,2,\dots,K, \quad (93)$$

Όπου :

$x_j(n) = [x_j(n) \ x_j(n-1) \dots x_j(n-L+1)]^T, j = 1,2,\dots,J$: διάνυσμα των σημάτων αναφοράς

Στον FXLMS αλγόριθμο πολλαπλού καναλιού οι $M \times K$ δευτερεύουσες διαδρομές $S_{mk}(z)$ μεταξύ των δευτερευουσών πηγών και των αισθητηρίων σφάλματος, τα οποία μοντελοποιούνται από τα $w_{mk}(z)$, παράγουν τα $x_{jkm}(n)$ φιλτραρισμένα σήματα αναφοράς.

$$w_{kj}(n+1) = w_{kj}(n) + \mu \quad \text{για } k=1,2,\dots,K \text{ και } j = 1,2,\dots,J \quad (94)$$

$$\text{Όπου τα διανύσματα} \quad *x_j(n), \quad (95)$$

είναι τα διανύσματα των φιλτραρισμένων σημάτων αναφοράς.

Στην παραπομπή [39] αναφέρεται μια εφαρμογή πολλαπλής αναφοράς/πολλαπλής εξόδου που έχει εφαρμοστεί για τον θόρυβο διόδου πτέρυγας έλικα σε αεροσκάφος πενήντα θέσεων. Το παραπάνω σύστημα κάνει χρήση τριών σημάτων αναφοράς(τα οποία παράγονται εσωτερικώς και είναι ημιτονοειδή) τα οποία αντιστοιχούν στη θεμελιώδη συχνότητα και στις δύο πρώτες αρμονικές, δεκαέξι δευτερεύουσες πηγές και τριάνταδύο αισθητήρια σφάλματος συνθέτουν ένα $3 \times 16 \times 32$ ANC σύστημα πολλαπλών αναφορών/πολλαπλών εξόδων.

Εν Κατακλείδι

Καταλαβαίνουμε πως όταν χρονικό-χωρικές συνθήκες του ηχητικού πεδίου είναι πολύπλοκες είναι αναγκαία η ρύθμιση πολλών δευτερευουσών πηγών καθώς και η χρησιμοποίηση πληθώρας σημάτων αναφοράς. Γίνεται δηλαδή ξεκάθαρο το γεγονός πως η χρήση ενός πολυκαναλικού ελεγκτή με αλγόριθμο πολλαπλής εισόδου/ πολλαπλής εξόδου είναι αναγκαία. Επίσης για την σωστή εφαρμογή ενός πολυκαναλικού συστήματος είναι άξιο αναφοράς τα παρακάτω :

- Η σωστή τοποθέτηση των δευτερευουσών πηγών και των αισθητηρίων.
- Όσο μεγαλύτερος ο αριθμός των ακουστικών μετρήσεων, τόσο πιο ακριβής είναι η προσέγγιση, αλλά ο αριθμός αυτός περιορίζεται από την επεξεργαστική ισχύ του DSP.
- Αν για κάποιο λόγο δυο ή περισσότερα κανάλια του πολυκαναλικού ελεγκτή είναι γραμμικώς εξαρτώμενα σε κάποια συχνότητα, η σύγκλιση του προσαρμοστικού αλγορίθμου του πολυκαναλικού ANC συστήματος μπορεί να καθυστερήσει αισθητά.
- Μπορεί να δημιουργηθεί μια ζώνη ησυχίας.
- Εφόσον χρησιμοποιείται συγκεκριμένος πεπερασμένος αριθμός αισθητηρίων, η πραγματική ακουστική δυναμική ενέργεια δεν μπορεί να ελαχιστοποιηθεί.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] P. Lueg, "Process of silencing sound oscillations," U.S. Patent 2 043 416, June 9, 1936.
- [2] S. M. Kuo and J. Tsai "Acoustical mechanisms and performance of various active noise control systems," Appl. Acoust., vol 41, no.1, pp.81-91, 1994
- [3] S. J. Elliott and P. A. Nelson, "The application of adaptive filtering to the active control of sound and vibration," ISVR, Univ. Southampton, U.K., Tech. Rep. 136, Sept. 1985
- [4] D. R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-28, pp. 454 – 467, Aug. 1980
- [5] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice – Hall, 1985
- [6] C. C. Boucher, S. J. Elliott and P. A. Nelson, "The effects of modeling errors on the performance and stability of active noise control systems," in Proc. Recent Advances in Active Control of Sound Vibration, 1991, pp. 290-301
- [7] C. C. Boucher, S. J. Elliott and P. A. Nelson "Effect of errors in the plant model on the performance of algorithms for adaptive feedforward control," Proc. Inst. Elect. Eng., part 3, vol. 138, pp. 313-319, Aug. 1991
- [8] S. D. Snyder and C. H. Hansen, "The effect of transfer function estimation errors on the filtered – X LMS algorithm," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 42, pp. 950 -953, Apr. 1994
- [9] G. Long, F. Ling, and J. G. Proakis, "The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation," IEEE Trans. Acoust, Signal Processing, vol. 37, pp. 1397 – 1405, Sept. 1989
- [10] , G. Long, F. Ling, and J. G. Proakis "Corrections to 'The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation'," IEEE Trans. Acoust, Signal Processing, vol. 40, pp. 232-232, Jan. 1992

- [11] S. M. Kuo and D. R. Morgan, Active Noise Control Systems – Algorithms and Digital Implementations. New York : Wiley, 1996
- [12] R. D. Gitlin, H. C. Meadors, and S. B. Weinstein, “The tap leakage algorithm : An algorithm for the stable operation of a digitally implemented, fractionally spaced adaptive equalizer,” Bell Syst. Tech. J., vol.61, pp. 1817 – 1839, Oct. 1982
- [13] S. J. Elliott, I. M. Stothers and P. A. Nelson, “ A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration,” IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.ASSP-35,pp. 1423 – 1434, Oct. 1987
- [14] S. Laugesen and S. J. Elliott, “Multichannel active control of random noise in a small reverberant room,” IEEE Trans. Signal Processing, vol.1 , pp.241 -249 , Apr.1993
- [15] J. R. Treichler, C. R. Johnson, Jr., and M. G. Larimore, Theory and Design of Adaptive Filters. New York : Wiley, 1987
- [16] P. R. Enderle and G. R. Elliott, ” Stability of active noise control systems in ducts,” in Proc. Noise-Con, 1990, pp. 167-172
- [17] M. M. Sondhi and D. A. Berkley, “Silencing echoes on the telephone network,” Proc. IEEE, vol.68, pp.948-963, Aug.1980
- [18] L. A. Poole, G. E. Warnaka, and R. C. Cutter, “The implementation of digital filters using a modified Widrow - Hoff algorithm for the adaptive cancellation of acoustic noise,” in Proc. ICASSP, 1984, pp.21.7.1 – 21.7.4.
- [19] J. R. Treichler, “Adaptive algorithms for infinite impulse response filters,” in Adaptive Filters, C. F. N. Cowan and P. M. Grant, Eds. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1985, ch. 4.
- [20] J. J. Shynk, “Adaptive IIR filtering,” IEEE Acoust. Speech Signal Processing Magazine, Apr. 1989, pp. 4-21.
- [21] P. L. Feintuch, “An adaptive recursive LMS filter,” Proc. IEEE, vol. 64, pp.1622 – 1624, Nov. 1976.

- [22] L. J. Eriksson, "Development of the filtered-U algorithm for active noise control," *Acoust. Soc. Amer.*, vol.89, pp. 257 – 265, Jan. 1991.
- [23] L. J. Eriksson, M. C. Allie, C. D. Bremigan and J. A. Gilbert, "Active noise control on systems with time-varying sources and parameters," *Sound Vibration*, vol.23, pp.16-21, July 1989.
- [24] M. G. Larimore, J. R. Treicher and C. R. Johnson, "SHARF : An algorithm for adaptive IIR digital filters," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-28, pp.428 – 440, Aug. 1980.
- [25] S. M. Kuo and J. Tapia, "The implementation of modified leaky SHARF algorithm for the active noise cancellation," in *Proc. IEEE ASSP Workshop Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, 1989.
- [26] B. Chaplin, "The cancellation of repetitive noise and vibration," in *Proc. Inter-noise*, 1980, pp. 699 -702.
- [27] S. J. Elliott and P. Darlington, "Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-33, pp. 715 – 717, June 1985.
- [28] P. Darlington and S. J. Elliott, "Stability and adaptively controlled systems – A graphical approach," in *Proc. ICASSP*, 1987, pp. 399 – 402
- [29] E. Ziegler, Jr., "Selective active cancellation system for repetitive phenomena," *U. S. Patent 4878 188*, Oct. 31, 1989.
- [30] D. R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP – 28, pp.454 – 467, Aug. 1980.
- [31] S. M. Kuo and M. Ji, "Pass – band disturbance reduction in periodic active noise control systems," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol.4, pp. 96 – 103, Mar. 1996.
- [32] D. P. Pfaff, N. S. Kapsokavathis and N. A. Parks, "Method for actively attenuating engine generated noise," *U. S. Patent 5 146 505*, Sept. 8, 1992.

[33]] S. M. Kuo and M. J. Ji, "Development and analysis of ana adaptive noise equalizer," IEEE Trans. Speech Audio Processing, vol.3, pp. 217 – 222, May 1995.

[34] D. C. Swanson, "The generalized multichannel filtered – X algorithm", in Proc. Recent Advances in Active Control of Sound Vibration, 1993, pp. 550 – 561.

[35] P. A. Nelson, A. R. D. Curtis, S. J. Elliott and A. J. Bullmore," The minimum power output of free field point sources and the active control of sound," J. Sound Vibration, vol.116, no. 3, pp.397 – 414, 1987.