

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ  
ΙΔΡΥΜΑ ΠΑΤΡΑΣ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ  
Αριθμός 1106

ΘΕΜΑ: ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΟΥ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΤΗ 10 ΠΕΡΙΟΧΩΝ



ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΜΠΙΣΔΟΥΝΗΣ ΛΑΜΠΡΟΣ  
ΑΝΑΠΛ. ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

ΣΠΟΥΔΑΣΤΕΣ:  
ΑΠΟΣΤΟΛΟΣ ΚΑΡΑΛΗΣ  
ΕΥΑΝΘΙΑ ΗΛΙΑΔΟΥ

ΠΑΤΡΑ 2011

## Πρόλογος

Ένας γραφικός ισοσταθμιστής είναι μία ηχητική συσκευή που την χρησιμοποιούμε για να επέμβουμε στο φάσμα απόκρισης ενός σήματος ήχου ή να αναπαράγουμε άλλα επιθυμητά ηχητικά αποτελέσματα. Παραδείγματος χάρη σε μια ηχητική μετάδοση, είτε ζωντανή είτε ηχογραφημένη, το τονικό περιεχόμενο αυτή της μετάδοσης μπορεί να παραμορφωθεί από μια εξαρτώμενη συχνότητα εξασθένισης ή από μια ενίσχυση συγκεκριμένων συχνοτήτων από τα χαρακτηριστικά ενός δωματίου, ενός συναυλιακού χώρου, ενός συστήματος ήχου, ή άλλων παραγόντων που επηρεάζουν τον ήχο. Σε υψηλής πιστότητας συστήματα αναπαραγωγής ήχου, το άμεσο ενδιαφέρον του χρήστη είναι ότι ο ήχος που θα φτάσει στον ακροατή, πρέπει να συμφωνεί σε ακρίβεια όσο τον δυνατόν περισσότερο με την πηγή που παρέχεται το σήμα, είτε είναι από ένα πικ απ, ραδιόφωνο, κασετόφωνο, cd player ή οποιαδήποτε άλλη πηγή ήχου. Η δυσκολία που προβάλλει με οποιαδήποτε ηχητικό περιβάλλον, είναι στο πως αποκρίνεται στις διάφορες ηχητικές συχνότητες. Κάποια ηχητικά περιβάλλοντα μπορεί να έχουν ένα πιο "ζωντανό" ήχο, παρέχοντας πολλαπλές ανακλάσεις των υψηλών συχνοτήτων, ενώ κάποια άλλα μπορεί να είναι κάπως πιο "νεκρά" παρέχοντας μια πραγματική απόσβεση (damping) υψηλών συχνοτήτων. Για να πολεμήσουμε αυτές τις επιρροές που δημιουργεί το ηχητικό περιβάλλον πάνω στην πιστότητα του αναπαραγόμενου σήματος, δημιουργήθηκε η ανάγκη να εισάγουμε μια τροποποίηση στα χαρακτηριστικά της απόκρισης συχνότητας του ηχητικού συστήματος, που θα αντισταθμίζουν τους ηχοχρωματισμούς που δημιουργούνται στο ηχητικό περιβάλλον. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί γενικά με την χρήση του equalizer το οποίο παρεμβαίνει ανάμεσα στην διαδρομή του ηχητικού σήματος από την πηγή στα ηχεία.

Ένας γραφικός ισοσταθμιστής είναι μια δημοφιλής συσκευή ηχογράφησης η οποία διαχωρίζει την ζώνη συχνοτήτων των ηχητικών σημάτων, σε ένα μεγάλο αριθμό συχνοτήτων υποζωνών και με αυτό τον τρόπο μπορεί να αλλάξει τα χαρακτηριστικά των συχνοτήτων επάνω σε ολόκληρη τη ζώνη όπου επιθυμούμε. Ένας γραφικός ισοσταθμιστής τυπικά προσαρμόζει τα ενεργειακά επίπεδα ενός ηχητικού σήματος σε μια ή σε πολλές διαφορετικές ζώνες, με αποτέλεσμα να αλλάξει τα χαρακτηριστικά του. Για παράδειγμα, ένα equalizer μπορεί να προσαρμόσει το ηχητικό σήμα σε μια πιο μεγάλη εστίαση στις μεσαίες συχνότητες (middle frequency range), οι οποίες είναι πιο αντιληπτές από στους

περισσότερους ανθρώπους. Επίσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να προσθέσει περισσότερη ενεργεία στις χαμηλές ζώνες συχνότητας, με αποτέλεσμα να δώσει μια πιο μπάσα αίσθηση του ήχου. Τα ηχεία των ηχητικών συστημάτων αποτελούνται από crossover δίκτυα ακριβείας, τα οποία διαχωρίζουν το σήμα μεταξύ των οδηγών, των οποίων ο σχεδιασμός και σύνθεση έχουν φτιαχτεί ώστε να κάνουν σχετικά πιο ομοιόμορφη την απόδοση μέσα σε ένα εύρος ζώνης. Οι γραφικοί ισοσταθμιστές εισήχθησαν στα συστήματα αναπαραγωγής ήχου για να διορθώσουν το σήμα από τις διάφορες επιρροές ενός ακουστικού χώρου σε διάφορα ακουστικά φάσματα και επί πλέον να εξουδετερώσει τις ατέλειες των ηχείων, πάλι με τον σκοπό να κάνει πιο ομοιόμορφη την απόκριση ενός σήματος ενός δεδομένου πλάτους ενίσχυσης του οποίου οι συχνότητες του διαφέρουν. Ένα σύστημα ηχείων συχνά περιλαμβάνει διάφορα ηχεία από τα οποία το καθένα μεταχειρίζεται διαφορετικά εύρη ζωνών από συχνότητες, όπως μπάσες, μεσαίες και υψηλές συχνότητες. Τα όρια της απόκρισης συχνότητας του κάθε ηχείου καθορίζουν τα crossover σημεία πέρα από τα οποία κάθε crossover φίλτρο μπλοκάρει συχνότητες έξω από αυτό. Μια απόκριση συχνότητας ενός equalizer επιτρέπει σε ένα χρήστη να ρυθμίσει το πλάτος κέρδους σε μια συγκεκριμένη συχνότητα χωρίς να επηρεάζει άλλες συχνότητες. Τα equalizers συνήθως ενεργούν σαν μια σειρά από ξεχωριστά φίλτρα, το καθένα με μια ανεξάρτητη ρυθμιζόμενη ενίσχυση, για να δώσει σε ολόκληρο σύστημα την επιθυμητή απόκριση συχνότητας. Τα γραφικά equalizers είναι σειρές από φίλτρα στα οποία μόνο η ενίσχυση ή η εξασθένηση του κάθε φίλτρου μπορεί να ρυθμιστεί, ενώ η απόκριση συχνότητας του κάθε φίλτρου δεν μπορεί να αλλάξει, σε αντίθεση με τα παραμετρικά equalizer όπου η κεντρική συχνότητα, το εύρος ζώνης και η επιθυμητή ενίσχυση ή μείωση μπορούν να αλλάξουν. Τα γραφικά equalizer έχουν ένα καθορισμένο κύκλωμα απόκρισης συχνότητας για κάθε στενή ζώνη συχνότητας, το οποίο περιέχει ένα ρυθμιζόμενο στοιχείο όπως μια αντίσταση, η οποία τοποθετείται κάθετα με τέτοιο τρόπο όπου οι θέσεις των controls ή η πληθώρα των knobs για κάθε μια ζώνη συχνότητας, δίνουν μια γραφική αναπαράσταση της συνολικής απόκρισης συχνότητας του equalizer. Ο γραφικός ισοσταθμιστής μπορεί να επιτρέψει μια-μια ανταπόκρισή μεταξύ της θέσης της κάθε διάταξης ελέγχου του φίλτρου και του γραφήματος της έντασης του equalizer που επιθυμούμε, με την συχνότητα. Κάθε διάταξη φίλτρου έχει μια προκαθορισμένη κεντρική συχνότητα το οποίο επιτρέπει ταχείς και σαφείς ρυθμίσεις.

Γενικώς ένα graphic equalizer είναι μια χρήσιμη συσκευή επεξεργασίας ήχου, που επιτρέπει στον ακροατή να διαμορφώσει τον ήχο ανάλογα με το ύφος που επιθυμεί ή συμφώνα με την ακουστική γύρω του ή να διορθώσει ηχητικά σφάλματα ή λεπτομέρειες του ήχου που διαστρεβλώνουν την ηχητική αίσθηση π.χ. ενός οργάνου ή ενός ηχητικού κομματιού. Τυπικά αυτού του είδους τα equalizer προσφέρουν μια πληθώρα από φίλτρα που το καθένα έχει μια μεταβλητή ενίσχυση/μείωση. Οι κεντρικές συχνότητες των διαφόρων φίλτρων διανέμονται μέσα σε ένα μεγάλο εύρος ακουστικού φάσματος, οι οποίες έχουν ένα πάνω και κάτω όριο. Συνήθως έχουν ένα στάνταρ αριθμό φίλτρων με προκαθορισμένες κεντρικές συχνότητες και εύρη ζωνών και ρυθμιζόμενο κέρδος από τα οποία ο χρήστης μπορεί να τροποποιήσει ανάλογα με την προτιμώμενη ηχητική εμπειρία. Συνήθως αυτά τα φίλτρα είναι σχεδιασμένα να εκτείνονται σε ολόκληρο το ηχητικό φάσμα. Ο χρήστης έχει την δυνατότητα να ρυθμίσει το κέρδος από αυτά τα φίλτρα για να αλλάξει τα ακουστικά χαρακτηριστικά του ηχητικού συστήματος και τελικώς του τελικού ήχου εξόδου. Στο εμπρόσθιο πάνελ του γραφικού ισοσταθμιστή παρέχονται μια σειρά από slide controls από τα οποία το καθένα μπορεί να μετακινηθεί πάνω και κάτω από το ουδέτερο κεντρικό σημείο για να αυξήσει ή να μειώσει την ένταση μια συγκεκριμένης συχνότητας. Όταν όλα τα slide controls ρυθμιστούν η ανάλογη θέση τους με το εμπρόσθιο πάνελ του equalizer μας δείχνει μια γραφική απεικόνιση που αντιπροσωπεύει την ολική απόκριση συχνότητας του equalizer επάνω σε ολόκληρο το ηχητικό φάσμα, συνήθως από 20Ηζ με 20κΗζ. Τα πιο απλά graphic equalizers μπορεί να έχουν δυο knobs ( bass, treble ). Μετέπειτα υπάρχουν με 7 μπάντες, 10 (όπως και αυτό που κατασκευάσαμε), 12 μπάντες και μετά έρχονται αυτά που χρησιμοποιούνται για επαγγελματική χρήση που φτάνουν και τις 32 μπάντες.

## Περιεχόμενα

Ιστορική αναδρομή	1
-------------------	---

### Κεφάλαιο 1 Φίλτρα

1.1. Εισαγωγή στα φίλτρα	5
1.2. Παθητικά φίλτρα	
1.2.1. Παθητικό βαθυπερατό φίλτρο	7
1.2.2. Παθητικό υψιπερατό φίλτρο	17
1.2.3. Παθητικό ζωνοπερατό φίλτρο	20
1.3. Ενεργά φίλτρα	
1.3.1. Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο	26
1.3.2. Ενεργό υψιπερατό φίλτρο	34
1.3.3. Ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο	42
1.4. Shelving φίλτρα	52

### Κεφάλαιο 2 Χωρητική Αντίσταση

2.1. Ο ρόλος της χωρητικής αντίστασης μέσα στο φίλτρο	55
2.2. Διαιρέτης Τάσης	57

### Κεφάλαιο 3 Τελεστικοί Ενισχυτές

3.1. Εισαγωγή	60
3.2. Ιδανικός Τελεστικός Ενισχυτής	63
3.3. Μη Αναστρέφων Ενισχυτής	64
3.4. Ακόλουθος Τάσης	69
3.5. Αναστρέφων Ενισχυτής	70
3.6. Απλοποιημένη Μέθοδος Ανάλυσης Κυκλωμάτων Με Τελεστικούς Ενισχυτές	73
3.7. Αθροιστής Τάσεων	76
3.8. Ενισχυτής Διαφορών	77
3.9. Ροή Ρεύματος Στους Τελεστικούς Ενισχυτές	79

## **Κεφάλαιο 4      Υλοποίηση Κυκλώματος**

4.1.	Ανάλυση Κυκλώματος	81
4.2.	Κατασκευή Τυπωμένων Κυκλωμάτων	88
4.3.	Μοντάρισμα συσκευής	93
4.4.	Δοκιμή και έλεγχος	97
4.5.	Data sheet	
4.5.1.	Ολοκληρωμένο TL072CP	99
4.5.2.	Ολοκληρωμένο NE5532	107
4.5.3.	Ολοκληρωμένο TA7815	110
	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>115</b>

## Ιστορική αναδρομή

Η πρώτη χρήση μεταβλητών equalizer εμφανίστηκε στο Hollywood για ηχητική βελτίωση, στις ταινίες κινηματογράφου με ήχο, στις οποίες εγκαταστάθηκαν για πρώτη φορά στα θέατρα συστήματα αναπαραγωγής ήχου. Σύντομα, η προσοχή κάποιων ανθρώπων εστιάστηκε στο πόσο άσχημα αυτά συστήματα αναπαραγωγής ακούγονταν. Ο John Volkman ήταν ένας από αυτούς όπου στην δεκαετία του 1930, όπου δούλευε για την RCA, είναι ο πρώτος άνθρωπος που χρησιμοποιεί μεταβλητά equalizer για να βελτιώσει τον αναπαραγόμενο ήχο. Εφάρμοσε αυτό το νέο εργαλείο για να ισοσταθμίσει το σύστημα αναπαραγωγής ήχου ενός θεάτρου για μια ταινία κινηματογράφου.

Καθώς τα εργαστήρια Bell χρησιμοποιούν αμετάβλητα equalizer πιο νωρίς για να διορθώσουν απώλειες ηχητικών μεταδόσεων, ο Volkman παρουσιάζει μία από τις πρώτες χρήσεις ενός εξωτερικού μεταβλητού ισοσταθμιστή σαν ένα στοιχείο που έχει προστεθεί σε ένα σύστημα εγκατάστασης. Οι τηλεφωνικές εφαρμογές εμπλάκηκαν αναμιγνύοντας σταδιακά την ισοστάθμιση ως ένα μέρος της ηλεκτρονικής λήψης, αντικρουόμενη στην άποψη του equalizer ως διαφορετική οντότητα.

Την ίδια περίοδο όπου ο Volkman πειραματίζεται με τα equalizer επάνω σε αναπαραγόμενους ήχους, ενώ το Hollywood τα χρησιμοποιεί για την δημιουργία ήχων του κινηματογράφου. Ο Langevin, μηχανικός κινηματογράφου, και άλλοι, κατασκευάζουν εξωτερικά μεταβλητούς equalizers με controls για post-production, δημιουργία ηχητικών εφέ και για τον εμπλουτισμό της ομιλίας. Το μοντέλο του Langevin EQ-251A αντιπροσωπεύει την πρώιμη χρήση των slide controls. Ενώ δεν ήταν ένα graphic equalizer με την σημερινή έννοια, ήταν ο πρόδρομος του. Το EQ-251A έχει δυο slide controls, το καθένα με σημεία εναλλαγής συχνοτήτων. Το ένα slider χρησιμοποιείται για να ελέγξει ένα bass shelving δίκτυο με δυο συχνότητες επιλογής, ενώ το άλλο παρέχει κορυφές boost/cut με τέσσερις εναλλασσόμενες κεντρικές γωνίες. Αυτή η παθητική μονάδα έμοιαζε και δούλευε όμοια με οτιδήποτε κατασκευάζεται σήμερα.

Η εταιρεία του Art Davis, μηχανικός κινηματογράφου, κατασκεύασε τα πρώτα αναγνωρισμένα graphic equalizers. Γνωστά ως 7080 Graphic Equalizer, είχε έξι μπάντες με boost/cut εμβέλειας των 8 db, όπου προσαρμόζονταν σε βήματα του 1 db. Αργότερα όταν

ο Art Davis πήγε στην εταιρεία Altec, σχεδίασε ένα 7 band equalizer ως διάδοχο του 7080 γνωστό ως 9062A, ένα γραφικό equalizer τεράστιας επιτυχίας όπου πούλησε την δεκαετία του 70. Ένα πολύ καλό χαρακτηριστικό του 7080 είναι ότι μπορούσε να ενίσχυση το σήμα (boost) χωρίς απώλειες,.

Ένα άλλο καινοτόμο χαρακτηριστικό του 7080 ήταν η πρώτη χρήση εναλλασσόμενων ενισχυτών μίξης για να βοηθήσουν σε έναν ομαλό συνδυασμό του ισοσταθμισμένου σήματος. Οι μηχανικοί κινηματογράφου σχεδίασαν τρεις ενισχυτές ήχου για 6 μπάντες. Χρησιμοποιώντας αυτή την προσέγγιση κανένας ενισχυτής δεν μίξαρε συνεχόμενες μπάντες. Οι κεντρικές συχνότητες ήταν 80Ηζ, 200Ηζ, 500Ηζ, 1.25κΗζ, 3.2κΗζ και 8κΗζ. Οι ενισχυτές μίξαραν τις 80Ηζ + 1250Ηζ, 200Ηζ + 3200Ηζ και 500Ηζ + 8κΗζ αντιστοίχως. Χρησιμοποιώντας ξεχωριστούς ενισχυτές για να μιξάρουν τα σήματα που είχαν απόσταση 4 οκτάβες, είχε ως αποτέλεσμα έναν ανασχεδιασμό της εξόδου (αργότερα ο Art Davis θα χρησιμοποιήσει μια παρόμοια τεχνική για τον σχεδιασμό του πρώτου Altec-Lancing ενεργού γραφικού ισοσταθμιστή).

Κατά την διάρκεια του 1940-50 δεν συνέβησαν αρκετά πράγματα λόγω του δευτέρου παγκοσμίου πολέμου. Οι περισσότερες εφαρμογές μεταβλητών equalizer χρησιμοποιούνταν σε post-production δουλειές, χωρίς καμία επιτυχία στο room equalization. Τότε το 1958 ο Wayne Rudmose (καθηγητής στο Southern Methodist University του Dallas, Texas) εφάρμοσε επιτυχώς νέες θεωρίες για τη ακουστική ισοστάθμιση, στο αεροδρόμιο Love Field του Dallas. Ο Dr. Rudmose έκδωσε το μνημειώδες έργο του με αποτέλεσμα την γέννηση του sound system equalization.

Το 1962, το Texas έκανε μια άλλη σημαντική συμβολή στη ιστορία των μεταβλητών ισοσταθμιστών. Αυτή την φορά ήταν το πανεπιστήμιο του Texas (Austin) και ένας καθηγητής φυσικής ονόματι C.P. Boner. Ο Dr. Boner και ο Rudmose που ήταν ταυτόχρονα και φίλοι, είχαν συγγράψει μια εργασία 23 χρόνια νωρίτερα. Ο Boner, αναγνωρισμένος από πολλούς, ως ο πατέρας του acoustical equalization, κατασκεύαζε όργανα ως χόμπι του. Από το εργαστήρι του όπου είχε ακουστικές εμπειρίες και γνώσεις ακουστικής φυσικής ανέπτυξε μία βαθιά απλή θεωρία. Ο Boner επιχειρηματολόγησε ότι όταν μια ανάδραση (feedback) συμβαίνει, συμβαίνει σε μια συγκεκριμένη συχνότητα, κι για να την σταματήσεις το μόνο που πρέπει να κάνεις είναι να δημιουργήσεις ένα πολύ στενό φίλτρο notch (εγκοπή σε σχήμα V) σε αυτή την συχνότητα. Πήγε σε έναν μαθητή του οποίου η εταιρεία κατασκεύαζε φίλτρα υψηλής λεπτομέρειας για χρήση οργάνων και του ζήτησε να



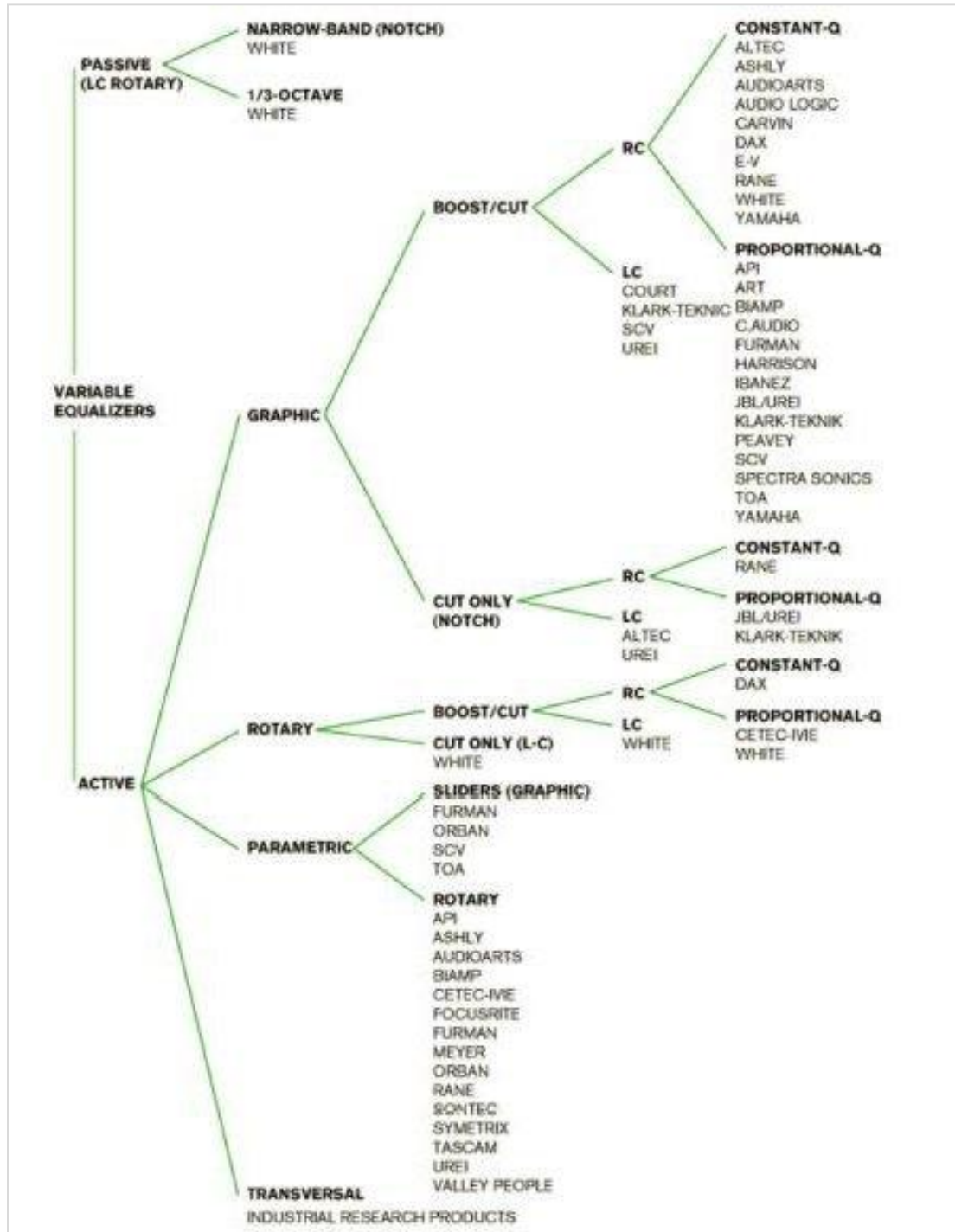
σχεδιάσει μιας στενής μπάντας ηχητικό φίλτρο. Ο Gifford White συμφώνησε και λανσάρισε την White Instruments σε ένα νέο πεδίο ακουστικής ισοστάθμισης.

Οπλισμένος με White equalizers, ο Boner καθιέρωσε την θεμελιώδη θεωρία για την ακουστική ανάδραση (acoustic feedback), room-rings modes και room-sound system equalizing τεχνικές. Αυτός που επέκτεινε την δουλειά του Boner ήταν ένας μαθητής του Wayne Rudmose ονόματι William Conner. Το 1967, ο Conner έκδωσε μια εργασία που και ακόμα θεωρείται ως μια από τις καλύτερες που περιγράφουν την θεωρία και την μεθοδολογία του sound system equalization.

Επίσης το 1967, ο Art Davis μαζί με τον Jim Noble και τον Don Davis ανέπτυξαν το πρώτο εργοστασιακό 1/3 Octave μεταβλητού notch (παθητικό) φίλτρου set για την Altec-Lansing. Ο Don Davis παρουσίασε την εργασία του στο Audio Engineering Society τον Οκτώβριο του 1967. Έχοντας τον τίτλο "Acousta Voice" system, προαναγγέλθηκε στην νέα εποχή του system sound equalization και εκφράστηκε ως απόλυτη στην ταχύτητα και την άνεση. Το Acousta-Voice System αποδείχτηκε ένα άλλο μονοπάτι που υπήρχε για τον έλεγχο των room-ring modes. Ως εναλλακτική στην τεχνική της στενής notch μπάντας του Boner, τα 1/3-octave "broad-band" φίλτρα παρήγαγαν τα ίδια αποτελέσματα.

Τα επόμενα 20 χρόνια δημιουργήθηκε μια έκρηξη από την ανάπτυξη των μεταβλητών equalizer. Μεταξύ άλλων το πιο αξιοσημείωτο είναι το 1/3-octave graphic equalizer, το parametric equalizer, η χρήση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, η ανάπτυξη του gyrator (σύνθετο πηνίο), ενεργά LC και RC κυκλώματα, ανάπτυξη της σταθεράς-Q (bandwidth) του γραφικού ισοσταθμιστή και οι εφαρμογές από μικροεπεξεργαστές για έλεγχο και μνήμη.

Μετάπειτα δυο άλλες κατηγορίες εμφανιστήκαν. Η πρώτη είναι τα transversal equalizers, όπου το 1984 η Industrial Research Products παρουσίασαν το πρώτο μεταβλητό equalizer βασισμένο στην τεχνολογία analog transversal filter. Η δεύτερη είναι τα ψηφιακά equalizers το 1987, όπου η Yamaha παρουσίασε το DEQ7 Digital Equalizer, το πρώτο stand-alone μεταβλητό equalizer βασισμένο στην τεχνολογία DSP (digital signal processor). Ένας συνδυασμός "graphic" και parametric, το DEQ7 έχει 30 διαφορετικά built-in διάταξης τμημάτων. Επίσης το 1987 η Roland έδειξε ένα ψηφιακό παραμετρικό equalizer, το πρώτο μεταβλητό equalizer που συμπεριλάμβανε το νέο digital audio transmission standard που αναπτύχθηκε από την Audio Engineering Society.



Εικόνα 1. Ιστορικό δένδρο

# Κεφάλαιο 1 Φίλτρα

## 1.1 Εισαγωγή στα φίλτρα

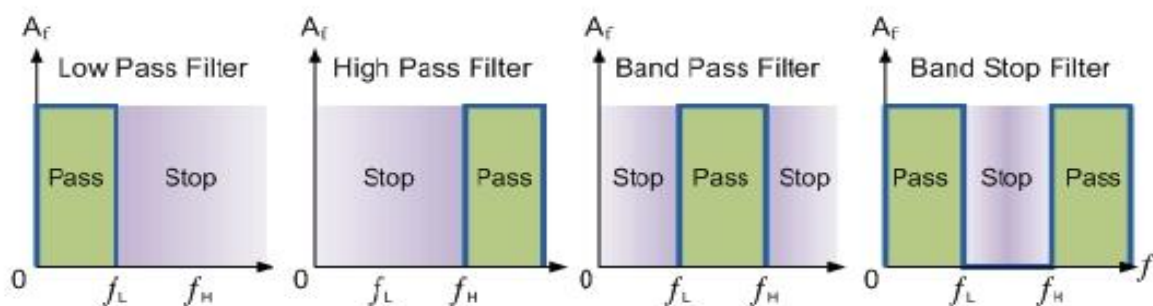
Ένα ηλεκτρικό φίλτρο είναι ένα κύκλωμα που σχεδιάζεται για να τροποποιήσει, να αναδιαμορφώσει ή να απορρίψει όλες τις συχνότητες ενός ηλεκτρικού σήματος που δεν χρειαζόμαστε και να δεχτεί ή να αφήσει να περάσουν μόνο αυτά τα ηλεκτρικά σήματα που θέλουμε. Με άλλα λόγια φιλτράρει ανεπιθύμητες συχνότητες και ένα ιδανικό φίλτρο θα διαχωρίσει και θα αφήσει να περάσουν ημιτονοειδή σήματα εισόδου, βασισμένα πάνω στην συχνότητα τους. Για εφαρμογές στις χαμηλές συχνότητες (μέχρι τα 100KHz), τα παθητικά φίλτρα συνήθως κατασκευάζονται με ένα απλό δίκτυο αντίστασης-πυκνωτή ενώ υψηλών συχνοτήτων φίλτρα (πάνω από 100 KHz) συνήθως φτιάχνονται από ένα δίκτυο αντίστασης-πηνίου-πυκνωτή. Τα παθητικά φίλτρα φτιάχνονται από παθητικά στοιχεία, όπως αντιστάσεις πυκνωτές και πηνία και δεν έχουν μέσα τους ενισχυτικά στοιχεία (transistors, τελεστικούς ενισχυτές κ.τ.λ.), άρα δεν έχουν αύξηση του σήματός τους, οπότε το σήμα εξόδου είναι πάντα μικρότερο από το σήμα εισόδου.

Τα φίλτρα περνούν το όνομα τους σύμφωνα με το ποια σήματα συχνοτήτων αφήνουν να περνούν μέσα από αυτά. Υπάρχουν τα βαθυπερατά σήματα (Low Pass Filters) (LPF) που αφήνουν μόνο σήματα χαμηλών συχνοτήτων να περάσουν, υπάρχουν τα υπερπερατά φίλτρα (High Pass Filters) (HPF) που αφήνουν μόνο σήματα υψηλών συχνοτήτων να διέρχονται από μέσα τους, τα ζωνοπερατά (Band Pass Filters) (BPF) που αφήνουν να διέρθουν σήματα μόνο μέσα σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων και τα ζωνοφρακτικά (Band Stop Filters) (BSF) που αποκόβουν σήματα μέσα στην συγκεκριμένη ζώνη διέλευσης τους. Ο συνδυασμός των BPF και των BSF filters συναντάται και με την ορολογία Bell στα επαγγελματικά equalizer. Επίσης υπάρχουν και κάποια πιο ειδικευμένα φίλτρα που χρησιμοποιούνται σε ορισμένα equalizers όπως τα High Shelf φίλτρα (HSF) που ενισχύουν (boost) τις υψηλές συχνότητες και τα Low Shelf φίλτρα (LSF) που ενισχύουν (boost) της χαμηλές συχνότητες.

Απλά παθητικά φίλτρα πρώτης τάξεως μπορούν να κατασκευαστούν ενώνοντας μαζί μία μόνο αντίσταση και ένα μόνο πυκνωτή σε σειρά με το σήμα εισόδου ( $V_{in}$ ), με την έξοδο του φίλτρου ( $V_{out}$ ), να δίνεται από την συνένωση αυτών των δύο στοιχείων. Εξαρτάται με πια σειρά θα τοποθετηθούν στο κύκλωμα η αντίσταση και ο πυκνωτής σε σχέση, με το

σήμα εξόδου, καθορίζεται και το πιο θα είναι το φίλτρο που θα παραχθεί, βαθυπερατό ή υψυπερατό.

Καθώς η λειτουργία του κάθε φίλτρου είναι να αφήνει να περνούν σήματα από μία ζώνη συχνοτήτων χωρίς να τις επηρεάζει ενώ ταυτόχρονα μειώνει ή εξασθενεί όλες τις άλλες που δεν θέλουμε, μπορούμε να καθορίσουμε την χαρακτηριστική απόκριση ενίσχυσης ενός ιδανικού φίλτρου χρησιμοποιώντας μια ιδανική καμπύλη απόκρισης συχνότητας των τεσσάρων βασικών φίλτρων όπως φαίνονται στην παρακάτω εικόνα. Στην πρώτη χαρακτηριστική του βαθυπερατού φίλτρου βλέπουμε πως η ζώνη διέλευσης αρχίζει από το μηδέν και τελειώνει στο χαμηλό σημείο αποκοπής ( $f_L$ ), ενώ αποκόπτει κάθε σήμα που εκτίνεται έξω από αυτή και προς το άπειρο. Στη δεύτερη χαρακτηριστική του υψυπερατού φίλτρου από το μηδέν έως την υψηλή συχνότητα ( $f_H$ ) αποκόβεται, ενώ η ζώνη διέλευσης αρχίζει από αυτήν μέχρι το άπειρο. Στην τρίτη χαρακτηριστική του ζωνοπερατού φίλτρου τα σήματα από μηδέν έως την χαμηλή συχνότητα αποκοπής και από την υψηλή συχνότητα αποκοπής μέχρι το άπειρο αποκόπονται, ενώ η ζώνη διέλευσης βρίσκεται μέσα στα όρια αυτών των συχνοτήτων. Στην τέταρτη και τελευταία χαρακτηριστική συμβαίνει ακριβώς το αντίθετο από την προηγούμενη, δηλαδή από το μηδέν μέχρι την χαμηλή συχνότητα αποκοπής και από την υψηλή συχνότητα αποκοπής μέχρι το άπειρο τα σήματα μπορούν και διέρχονται, καθώς αποκόπονται ανάμεσα από αυτές τις δύο.



Εικόνα 2.1. Ιδανικές καμπύλες απόκρισης φίλτρων

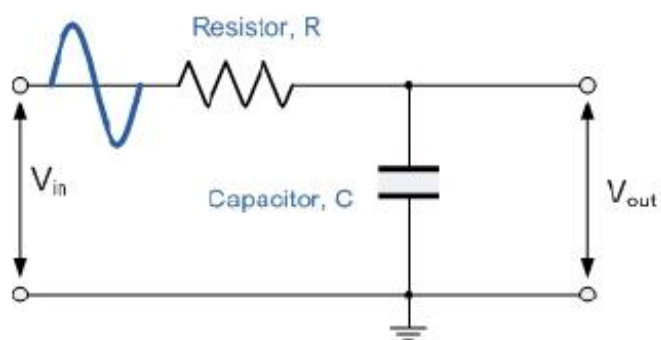
Τα φίλτρα μπορούν να ξεχωρίσουν σε δυο διαφορετικά είδη: στα ενεργά και στα παθητικά φίλτρα. Τα ενεργά φίλτρα περιέχουν ενισχυτικές βαθμίδες για να ενδυναμώσουν το σήμα ενώ τα παθητικά φίλτρα δεν έχουν τέτοιου είδους βαθμίδες. Καθώς υπάρχουν δυο παθητικά στοιχεία μέσα σε ένα παθητικό φίλτρο, η έξοδος του σήματος έχει μικρότερο πλάτος από το αντίστοιχο σήμα εισόδου, έτσι τα παθητικά φίλτρα εξασθενούν το σήμα και έχουν κέρδος λιγότερο της μονάδας.

## 1.2. Παθητικά φίλτρα

### 1.2.1. Βαθυπερατό παθητικό φίλτρο

Ένα βαθυπερατό φίλτρο μπορεί να είναι ένας συνδυασμός της χωρητικότητας του πυκνωτή, της επαγωγικότητας του πηνίου και της ωμικότητας της αντίστασης που σκοπεύει να παράγει μια υψηλή μείωση άνω μιας καθορισμένης συχνότητας και μια μικρή ή καθόλου εξασθένηση κάτω από αυτή τη συχνότητα. Η συχνότητα όπου αυτή η μετάβαση (δηλαδή εκεί που αρχίζει να εξασθενεί το σήμα) λέγεται συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency). Το πιο απλό είδος βαθυπερατού φίλτρου αποτελείται από μια αντίσταση και ένα πυκνωτή αλλά κάποια πιο πολύπλοκα βαθυπερατά φίλτρα δημιουργούνται με τον συνδυασμό μιας σειράς πηνίων παράλληλα με πυκνωτές. Παρακάτω θα εξετάσουμε το πιο απλό παθητικό φίλτρο για να γίνει πιο εύκολα και η κατανόηση του.

Ένα απλό LPF φίλτρο μπορεί εύκολα να φτιαχτεί απλά συνδέοντας σε σειρά μια αντίσταση με ένα πυκνωτή όπως φαίνεται στο διπλανό κύκλωμα. Σε αυτού του τύπου την σύνδεση το ημιτονικό σήμα εισόδου ( $V_{in}$ ) εφαρμόζεται και στην αντίσταση και στον πυκνωτή, αλλά το σήμα εξόδου ( $V_{out}$ ) το παίρνουμε από τα άκρα του πυκνωτή. Αυτού του τύπου το φίλτρο είναι γνωστό ως πρώτης τάξης ή ενός πόλου φίλτρο, γιατί έχει μόνο ένα αντιδρών στοιχείο, τον πυκνωτή. Ενώ η τιμή της αντίστασης παραμένει σταθερή καθώς η συχνότητα αλλάζει, η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή ποικίλει, αντιστρόφως ανάλογα με την συχνότητα. Στις χαμηλές συχνότητες η χωρητική αντίσταση ( $X_C$ ) του πυκνωτή θα είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με την ωμική τιμή της αντίστασης  $R$ , με αποτέλεσμα η τάση



Εικόνα 3.2.1. Παθητικό βαθυπερατό φίλτρο.

στα άκρα του πυκνωτή ( $V_C$ ) να είναι επίσης μεγάλη ενώ η τάση στα άκρα της αντίστασης ( $V_R$ ) να είναι πολύ μικρότερη. Στις υψηλές συχνότητες συμβαίνει το αντίστροφο, με την τάση στα άκρα του πυκνωτή να είναι πολύ μικρή και την τάση στα άκρα της αντίστασης να είναι μεγάλη. Το πιο πάνω RC βαθυπερατό κύκλωμα μπορεί να θεωρηθεί ένα μεταβλητής συχνότητας διαιρέτης τάσης και άρα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την ακόλουθη σχέση

όπου ισχύει για τους διαιρέτες τάσης και να την μετατρέψουμε καθώς την θέση της δεύτερης αντίστασης παίρνει ο πυκνωτής. Άρα :  $V_{out} = V_{in} \times \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$  , όπου  $R_1 + R_2 = R_T$

δηλαδή η συνολική αντίσταση του κυκλώματος

Επίσης ξέρουμε ότι η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή σε ένα εναλλασσόμενο (AC) κύκλωμα δίνεται με την σχέση :  $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$  σε Ohm's

Επίσης θα βρούμε την σύνθετη αντίσταση (Z) του κυκλώματος που υπολογίζεται με τη σχέση :  $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$

Αντικαθιστώντας την σύνθετη αντίσταση στην πρώτη μας εξίσωση παίρνουμε την εξής

$$\text{σχέση: } V_{out} = V_{in} \times \left( \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \right) = V_{in} \times \left( \frac{X_C}{Z} \right)$$

Έτσι χρησιμοποιώντας την σχέση του διαιρέτη τάσης με τις δυο αντιστάσεις σε σειρά και αντικαθιστώντας όπου  $R_2$  την χωρητική αντίσταση του πυκνωτή και τέλος αντικαθιστώντας την συνθέτη αντίσταση , υπολογίζουμε την τάση εξόδου ενός RC φίλτρου για μια συγκεκριμένη συχνότητα.

### Παράδειγμα 1

Σε ένα βαθυπερατό φίλτρο αποτελούμενο από μια αντίσταση των 47 Ω σε σειρά με ένα πυκνωτή των 47nF δίνουμε στα άκρα του μια ημιτονοειδής τάση των 10V. Θα υπολογίσουμε την τάση εξόδου ( $V_{out}$ ) για μια συχνότητα των 100Hz και μετά για μια συχνότητα των 10KHz.

Για συχνότητα 100Hz

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 47 \times 10^{-9}} = 33.863 \Omega$$

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = 10 \times \left( \frac{33863}{\sqrt{4700^2 + 33863^2}} \right) = 9.9 V$$

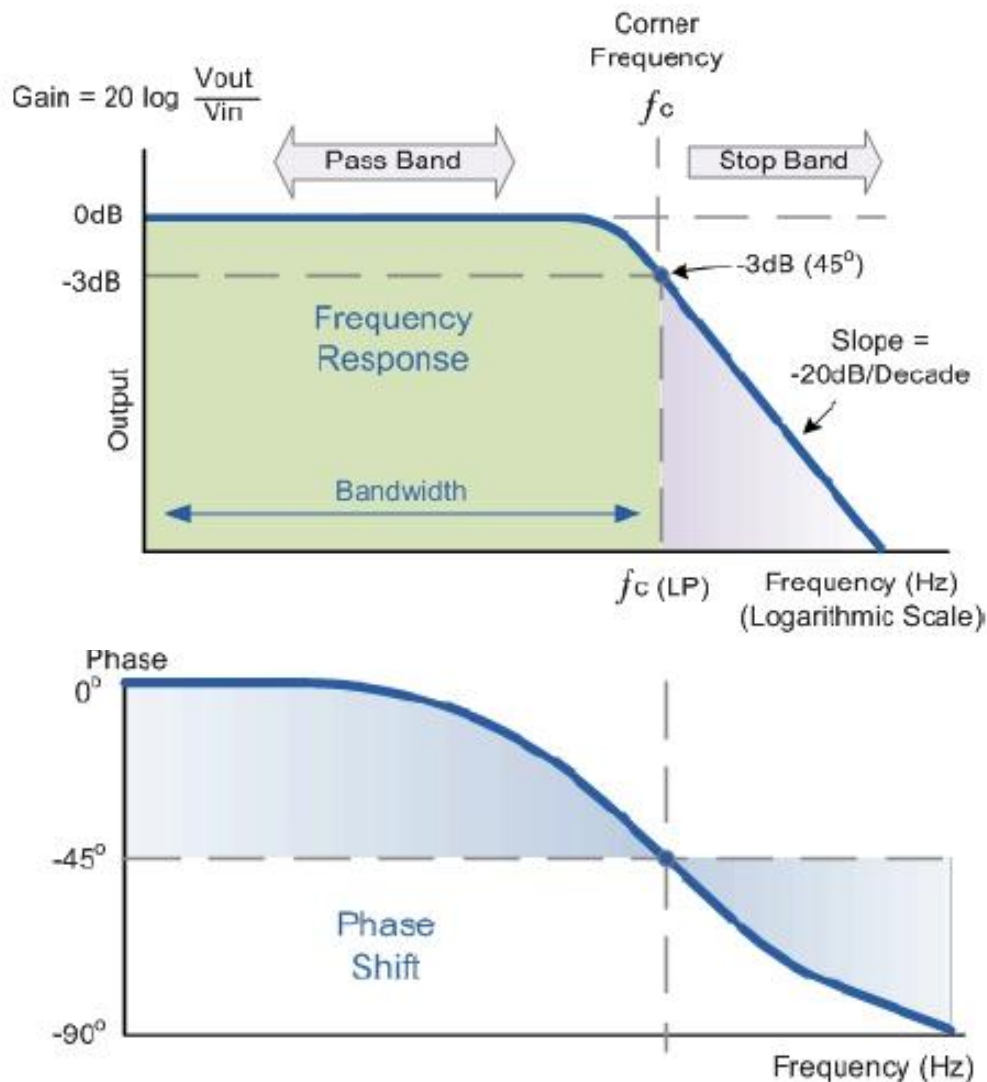
Για συχνότητα 10KHz

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 10.000 \times 47 \times 10^{-9}} = 338,6 \Omega$$

$$V_{out} = V_{in} \times \left( \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} \right) = 10 \times \left( \frac{338,6}{\sqrt{4700^2 + 338,6^2}} \right) = 0,718 V$$

### Απόκριση συχνότητας

Μπορούμε να δούμε με βάση τα παραπάνω ότι όταν η συχνότητα αυξάνει από τα 100Η στα 10ΚΗz , η τάση εξόδου ( $V_{out}$ ) μειώνεται από 9,9V στα 0,718V. Κατασκευάζοντας



Εικόνα 1.2.2. Απόκριση συχνότητας και εναλλαγή φάσης .

μια χαρακτηριστική που στον άξονα τον y τοποθετούμε την τάση εξόδου και στον άξονα

των  $\chi$  την συχνότητα, βλέπουμε την καμπύλη απόκρισης συχνότητας που για ένα βαθυπερατό φίλτρο λειτουργεί όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.

Το διάγραμμα Bode μας δείχνει την απόκριση συχνότητας του φίλτρου να είναι σχεδόν επίπεδη στις χαμηλές συχνότητες και όλο το σήμα εισόδου να περνά απευθείας στην έξοδο, έχοντας ως αποτέλεσμα ένα κέρδος ίσο με τη μονάδα, μέχρι να φτάσει στο σημείο αποκοπής ( $f_c$ ). Αυτό συμβαίνει γιατί η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή είναι μεγάλη στις χαμηλές συχνότητες και μπλοκάρει όποιο ρεύμα περνά μέσα από τον πυκνωτή. Μετά από αυτό το σημείο αποκοπής, η απόκριση του κυκλώματος μειώνεται έχοντας μια κλίση των  $-20\text{db/decade}$  ή  $(-6\text{db/octave})$  και το σήμα κάτω από αυτή την συχνότητα αρχίζει το roll-off δηλαδή μειώνεται σε μεγάλο βαθμό, ωστόσο φτάσει στις πολύ υψηλές συχνότητες όπου η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή μικραίνει πάρα πολύ με αποτέλεσμα η έξοδος να είναι μηδενική.

Για αυτού του βαθυπερατού φίλτρου τύπου το κύκλωμα, όλες οι συχνότητες πριν από το σημείο αποκοπής που δεν μεταβάλλονται ή εξασθενούν πολύ λίγο, ονομάζονται ως ζώνη διέλευσης (pass band) του φίλτρου. Επίσης αυτή η ζώνη διέλευσης αναπαριστά και το εύρος ζώνης (bandwidth) του φίλτρου. Όλες οι άλλες συχνότητες έξω από αυτό το σημείο αποκοπής ονομάζεται η ζώνη αποκοπής του φίλτρου (stop band).

Αυτή η συχνότητα αποκοπής ορίζεται ως το σημείο όπου η χωρητική αντίσταση και η ωμική αντίσταση είναι ίσες,  $R = X_c = 47\text{K}\Omega$ . Όταν αυτό συμβαίνει το σήμα εξόδου εξασθενεί κατά 70.7% του σήματος εισόδου ή  $-3\text{db}$  ( $20\log(V_{out}/V_{in})$ ) του σήματος. Αν και η ωμική αντίσταση είναι ίση με την χωρητική, η έξοδος δεν είναι η μισή του σήματος εισόδου. Αυτό γίνεται γιατί είναι ίσο με το διανυσματικό άθροισμα των δυο, συνεπώς 0,707 του σήματος εισόδου. Εφόσον το φίλτρο περιέχει πυκνωτή, η γωνιακή φάση ( $\Phi$ ) του σήματος εξόδου υστερεί του σήματος εισόδου και του  $-3\text{db}$  σημείου αποκοπής ( $f_c$ ), και είναι  $-45^\circ$  εκτός φάσης. Αυτό συμβαίνει από τον χρόνο που παίρνει για να φορτίσει τις πλάκες του ο πυκνωτής καθώς η τάση εισόδου αλλάζει, έχοντας ως αποτέλεσμα η τάση στα άκρα του πυκνωτή να υστερεί πίσω από το σήμα εισόδου. Όσο μεγαλύτερη συχνότητα εισόδου εφαρμόζεται στο φίλτρο τόσο ο πυκνωτής υστερεί και το κύκλωμα βγαίνει όλο και περισσότερο «εκτός φάσης». Η συχνότητα αποκοπής και η αλλαγή της γωνίας φάσης μπορούν να βρεθούν χρησιμοποιώντας τις ακόλουθες σχέσης:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 4700 \times 47 \times 10^{-9}} = 720\text{Hz}$$

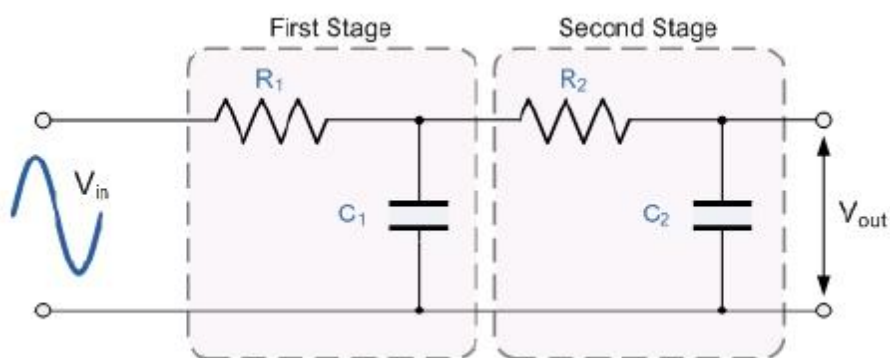


$$\text{Phase shift } \varphi = -\arctan(2\pi fRC)$$

Έτσι για το απλό παράδειγμα του βαθυπερατού μας φίλτρου, η συχνότητα του σημείου αποκοπής μας δίνεται 720Hz με μία τάση εξόδου 70,7% σε σχέση με την τάση εισόδου και μια αλλαγή φάσης στις  $-45^\circ$ .

### Βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης

Μέχρι στιγμής είδαμε ένα απλό πρώτης τάξης φίλτρο τον τρόπο κατασκευής του και την εξασθένηση σήματος που μας δίνει μετά την συχνότητα αποκοπής. Όμως κάποιες φορές η κλίση της γωνία της εξασθένησης, δηλαδή  $-20\text{db/decade}$ , δεν θα είναι αρκετή για να εξαλείψουμε κάποιο ανεπιθύμητο σήμα και έτσι θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε δυο διατάξεις φίλτρων για να το πετύχουμε αυτό όπως θα δούμε παρακάτω.



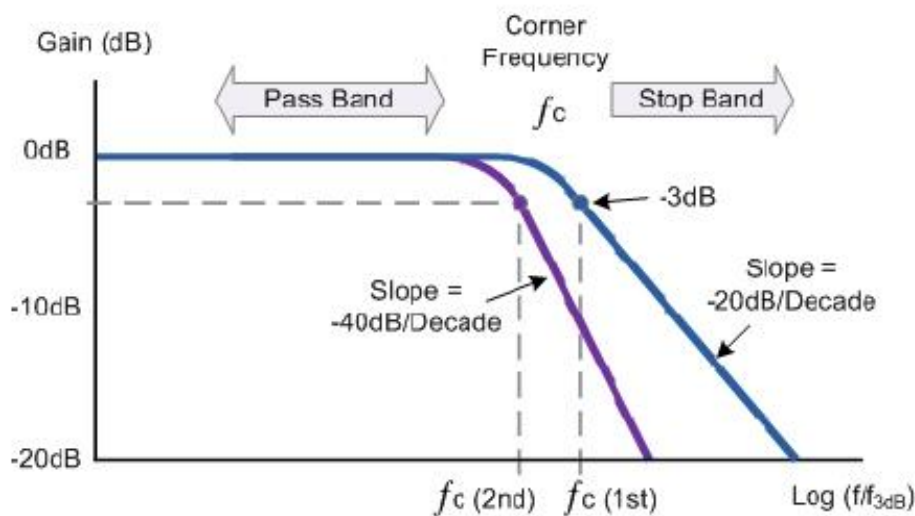
Εικόνα 1.2.3. Βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης.

Το παραπάνω κύκλωμα χρησιμοποιεί δυο βαθυπερατά φίλτρα πρώτης τάξεως συνδεδεμένα σε σειρά για να σχηματίσουν ένα δευτέρας τάξεως ή διπολικό φίλτρο. Έτσι ένα πρώτης τάξεως βαθυπερατό φίλτρο μπορεί να μετατραπεί σε δεύτερης τάξης τύπου φίλτρο απλά προσθέτοντας ένα ακόμα φίλτρο ίδιου τύπου. Εάν ένας αριθμός ( $n$ ) από τέτοια φίλτρα συνδεθεί μαζί, το αποτέλεσμα του φίλτρου που θα δημιουργηθεί θα είναι τάξεως  $n$  με μια κλίση  $n \times -20\text{db/decade}$ . Για παράδειγμα ένα φίλτρο δεύτερης τάξης θα έχει κλίση  $-40\text{db/decade}$  ( $-12\text{db/octave}$ ), ένα φίλτρο τέταρτης τάξεως θα έχει κλίση  $-80\text{db/decade}$  ( $-24\text{db/octave}$ ) και πάει λέγοντας.

Τα φίλτρα δεύτερης τάξης είναι σημαντικά, γιατί φίλτρα μεγαλύτερων τάξεων μπορούν να δημιουργηθούν από αυτά. Η συχνότητα αποκοπής  $f_c$  καθορίζεται και από τις δυο αντιστάσεις και πυκνωτές με την σχέση που βλέπουμε παρακάτω.

$$f_c = \frac{1}{2\pi(\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2})} \text{ Hz}$$

Έτσι η απόκριση συχνότητας ενός βαθυπερατού φίλτρου δεύτερης τάξεως υποθέτοντας το ίδιο -3dB σημείο αποκοπής θα είναι:



Εικόνα 1.2.4. Απόκριση συχνότητας βαθυπερατού φίλτρου δεύτερης τάξης.

Στην πράξη συνδέοντας σε σειρά παθητικά φίλτρα για να παράγουμε ένα φίλτρο μεγαλύτερης τάξεως, είναι δύσκολο να υλοποιηθεί με ακρίβεια καθώς η δυναμική σύνθετη αντίσταση του κάθε φίλτρου θα επηρεάζει το γειτονικό του. Όμως για να μειώσουμε την επιρροή του φορτίου, μπορούμε να αυξήσουμε την σύνθετη αντίσταση κάθε φίλτρου επί δέκα (10x) σε σχέση με την προηγούμενη διάταξη του, έτσι  $R_2=10 \times R_1$  και  $C_2=1/10 C_1$ . Φίλτρα δεύτερης τάξης και άνω, γενικώς χρησιμοποιούνται σε αλληλεπίδραση με κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών δημιουργώντας τα **ενεργά φίλτρα** ή δίκτυα αλλαγής φάσης σε RC κυκλώματα ταλαντωτών.

## Σύνοψη

Έτσι για να συνοψίσουμε ένα βαθυπερατό φίλτρο έχει μια συνεχές έξοδο τάσης από 0Hz μέχρι μια συγκεκριμένη συχνότητα αποκοπής  $f_c$ . Αυτή η συχνότητα αποκοπής είναι

0,707 ή -3db ( $db = -20 \log(V_{out}/V_{in})$ ) του κέρδους της τάσης που αφήνεται να περάσει. Το εύρος συχνοτήτων κάτω από αυτό το σημείο είναι γενικά γνωστό ως ζώνη διέλευσης καθώς το σήμα εισόδου επιτρέπεται να περάσει μέσα από το φίλτρο. Το εύρος ζώνης πάνω από αυτό το σημείο είναι γενικώς γνωστό σαν η ζώνη αποκοπής καθώς το σήμα μπλοκάρεται από το να περάσει μέσα από το φίλτρο. Ένα απλό πρώτης τάξεως βαθυπερατό φίλτρο δημιουργείται τοποθετώντας μόνο μια αντίσταση σε σειρά με έναν μόνο πυκνωτή και διαμέσου αυτών να εφαρμόζουμε ένα σήμα ( $V_{in}$ ), και το σήμα εξόδου θα το παίρνουμε από τα άκρα του πυκνωτή. η συχνότητα αποκοπής μπορούμε να την βρούμε με τη σχέση  $f_c = 1/(2\pi RC)$ . Η γωνιακή φάση του σήματος εξόδου στο σημείο αποκοπής θα είναι  $-45^\circ$ .

Το κέρδος του φίλτρου η οποιοδήποτε φίλτρου γενικώς εκφράζεται σε decibels και είναι μια συνάρτηση της εξόδου του σήματος διαιρεμένο με την αντίστοιχη τιμή εισόδου και βρίσκετε με τη σχέση:

$$gain \text{ in db} = 20 \log \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

Εφαρμογές των παθητικών βαθυπερατών φίλτρων βρίσκουμε σε ενισχυτές ήχου και σε συστήματα ήχου, όταν θέλουμε να καθορίσουμε τα σήματα χαμηλής συχνότητας (bass) σε ένα μεγάλο ηχείο που αναμεταδίδει μόνο μπάσα π.χ. ένα subwoofer, ή για να μειώσουμε κάποιες υψηλές συχνότητες θορύβου ή ενός τύπου παραμόρφωση λεγόμενη «hiss». Εάν τα χρησιμοποιήσουμε με αυτό τον τρόπο σε ηχητικές εφαρμογές, το βαθυπερατό φίλτρο κάποιες φορές ονομάζεται «high-cut» ή «treble-cut» filter.

### Σταθερά χρόνου

Μέχρι τώρα ενδιαφερθήκαμε για την απόκριση συχνότητας του LPF φίλτρου και ότι το σημείο αποκοπής αυτού του φίλτρου είναι προϊόν της ωμικής αντίστασης και της χωρητικής αντίστασης του πυκνωτή, των οποίων οι τιμές εάν αλλαχθούν θα αλλάξει και αυτό το σημείο είτε μεγαλώνοντάς το είτε μικραίνοντάς το. Επίσης ξέρουμε ότι η εναλλαγή φάσης του κυκλώματος υστερεί από το σήμα εισόδου, πράγμα που οφείλεται στον χρόνο που χρειάζεται για να φορτίσει και να ξεφορτίσει ο πυκνωτής καθώς το ημιτονοειδές σήμα αλλάζει. Ο συνδυασμός αντίστασης και πυκνωτή παράγει ένα φαινόμενο φόρτισης και αποφόρτισης του πυκνωτή γνωστή ως η σταθερά χρόνου ( $\tau$ ) ή Time constant του κυκλώματος δίνοντας του μια απόκριση στο πεδίο του χρόνου.

Αυτή η σταθερά χρόνου ( $\tau$ ) σχετίζεται με την συχνότητα αποκοπής  $f_c$  :

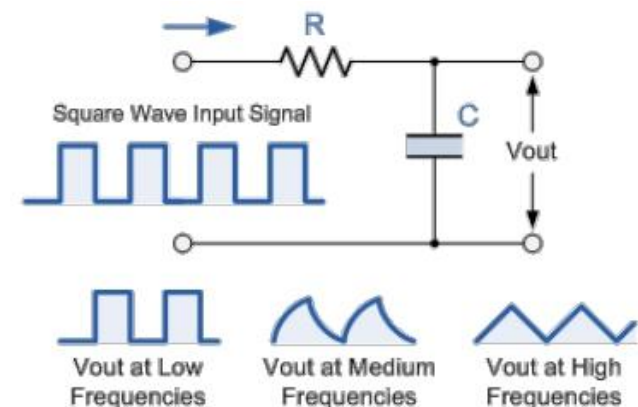
$$\tau = RC = 1/(2\pi f_c)$$

Ή εκφράζεται με τον όρο της συχνότητας αποκοπής ως:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{ή} \quad \frac{1}{2\pi\tau}$$

Η τάση εξόδου ( $V_{out}$ ) εξαρτάται από τη σταθερά του χρόνου και από την συχνότητα του σήματος εισόδου. Με ένα ημιτονοειδή σήμα το οποίο αλλάζει ομαλά κατά την πάροδο του χρόνου, το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν ένα απλό πρώτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο. Αλλά τι θα γίνει εάν αλλάξουμε το σήμα εισόδου από ημιτονοειδές σε τετραγωνικό παλμό όπου έχει σχεδόν κατακόρυφο βήμα εισόδου; Η απόκριση εξόδου του κυκλώματος θα αλλάξει δραματικά και θα παραχθεί ένας άλλου τύπου κύκλωμα γνωστός ως ολοκληρωτής.

Ο ολοκληρωτής είναι βασικά ένα κύκλωμα βαθυπερατού φίλτρου το οποίο λειτουργεί στο πεδίο του χρόνου και μετατρέπει μια κυματομορφή τετραγωνικής βηματικής απόκρισης σε κυματομορφή τριγωνικής εξόδου καθώς ο πυκνωτής φορτίζει και



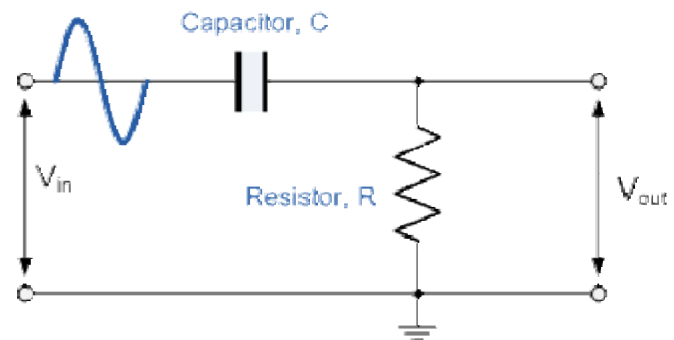
Εικόνα 1.2.5. Κύκλωμα ενός RC ολοκληρωτή.

ξεφορτίζει. Όπως φαίνεται και παρακάτω, εάν η σταθερά χρόνου του RC κυκλώματος είναι μεγάλη, σε σύγκριση με την περίοδο χρόνου της κυματομορφής εισόδου, η κυματομορφή εξόδου πλέον θα μετατρέπεται σε τριγωνικής μορφής και όσο μεγαλύτερη θα ήταν η συχνότητα εισόδου τόσο μικρότερη θα ήταν η ενίσχυση εξόδου σε σύγκριση με αυτής της εισόδου. Έτσι λοιπόν αυτού του είδους το κύκλωμα είναι ιδανικό για να μετατρέπουμε ένα ηλεκτρονικό σήμα εισόδου σε ένα άλλο και χρησιμοποιείται σε γεννήτριες παλμών ή σε κυκλώματα που αναδιαμορφώνουν κυματομορφές.

## 1.2.2. Παθητικό υψιπερατό φίλτρο.

Ένα υψιπερατό φίλτρο (High Pass Filter) HPF, έχει ακριβώς το αντίθετο κύκλωμα από το βαθυπερατό φίλτρο, καθώς τώρα τα δύο στοιχεία έχουν αλλάξει θέση και το σήμα εξόδου ( $V_{out}$ ) το παίρνουμε από τα άκρα της αντίστασης. Εκεί που το βαθυπερατό φίλτρο άφηνε το σήμα να περνά κάτω από την συχνότητα αποκοπής του,  $f_c$ , το παθητικό υψιπερατό φίλτρο όπως και τι όνομα του υπονοεί, αφήνει να περνούν σήματα πάνω από το σημείο αποκοπής του,  $f_c$ , εξαλείφοντας οποιαδήποτε χαμηλή συχνότητα από το σήμα. Ας δούμε το παρακάτω κύκλωμα.

Σε αυτό το κύκλωμα η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή είναι πολύ υψηλή στις χαμηλές συχνότητες, ο πυκνωτής συμπεριφέρεται σαν ένα ανοικτό κύκλωμα άρα μπλοκάρει οποιοδήποτε σήμα της  $V_{in}$  ωσότου φτάσει την συχνότητα αποκοπής. Πάνω από αυτή την συχνότητα αποκοπής η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή έχει ελαττωθεί σημαντικά με αποτέλεσμα τώρα να συμπεριφέρεται πιο πολύ σαν ένα μικρό κύκλωμα που επιτρέπει να περνούν όλα τα σήματα εισόδου



Εικόνα 6.2.6. Παθητικό υψιπερατό φίλτρο.

απευθείας στην έξοδο όπως φαίνεται παρακάτω στο σχέδιο της απόκρισης της καμπύλης.

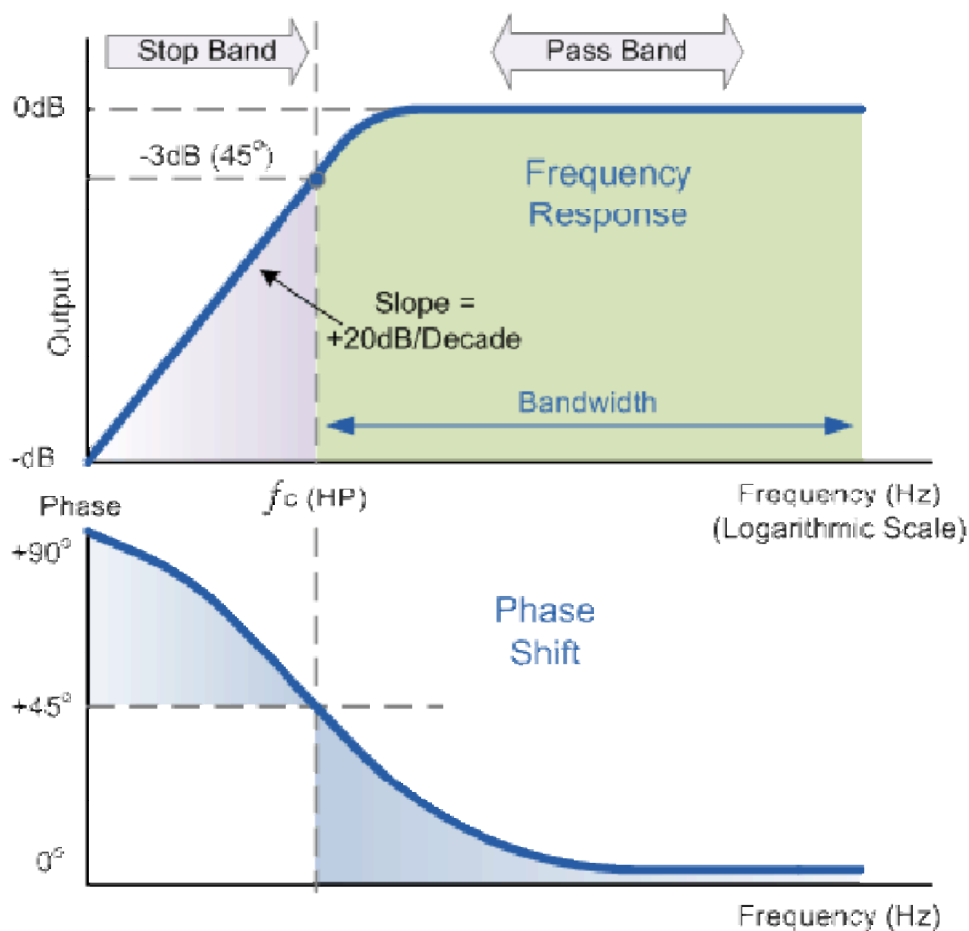
### Απόκριση συχνότητας

Το διάγραμμα Bode απόκρισης συχνότητας της καμπύλης ενός υψιπερατού φίλτρου είναι ακριβώς το αντίθετο από αυτό του βαθυπερατού. Εδώ το σήμα εξασθενεί στις χαμηλές συχνότητες με την έξοδο να αυξάνει κατά  $+20\text{db/decade}$  ( $6\text{db/octave}$ ) μέχρι η συχνότητα να φτάσει το σημείο αποκοπής  $f_c$  όπου ξανά θα ισχύσει  $R=X_C$ . Έχει μια απόκλιση καμπύλης που εκτείνεται κάτω από το άπειρο μέχρι το σημείο αποκοπής, όπου το πλάτος της τάσης εξόδου είναι  $1/\sqrt{2} = 70.7\%$  της τιμής του σήματος εισόδου ή αλλιώς  $-3\text{db}(20\log(V_{out}/V_{in}))$  της τιμής εισόδου. Η γωνιακή φάση ( $\phi$ ) του σήματος εξόδου προηγείται του σήματος εισόδου και ισούται με  $+45^\circ$  στην συχνότητα  $f_c$ . Η απόκριση συχνότητας της καμπύλης ενός υψιπερατού φίλτρου συνεπάγεται ότι το φίλτρο μπορεί να

περάσει όλα τα σήματα μέχρι το άπειρο. Όμως στην πράξη η απόκριση συχνότητας του υπερβατικού φίλτρου δεν εκτείνεται στο άπειρο αλλά περιορίζεται από τα χαρακτηριστικά των στοιχείων που το αποτελούν .

Η συχνότητα αποκοπής ενός πρώτης τάξεως υπερβατικού φίλτρου μπορεί να βρεθεί χρησιμοποιώντας την ίδια σχέση με αυτή του βαθυπερατού, αλλά η σχέση που δίνει την αλλαγή φάσης αλλάζει ελάχιστα για την θετική γωνία φάσης.

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$$



Εικόνα 1.2.7. Απόκριση συχνότητας και εναλλαγή φάσης.

### Συχνότητα αποκοπής και εναλλαγή φάσης

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\text{phase shift } \varphi = \arctan \frac{1}{2\pi f RC}$$

Το κέρδος του κυκλώματος,  $A_V$ , που είναι το πλάτος  $V_{out}/V_{in}$  υπολογίζεται ως εξής:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R - X_C}$$

Στις χαμηλές συχνότητες  $f$ :  $X_C \rightarrow \infty$ ,  $V_{out} = 0$

Στις υψηλές συχνότητες  $f$ :  $X_C \rightarrow 0$ ,  $V_{out} = V_{in}$

### Παράδειγμα 1.

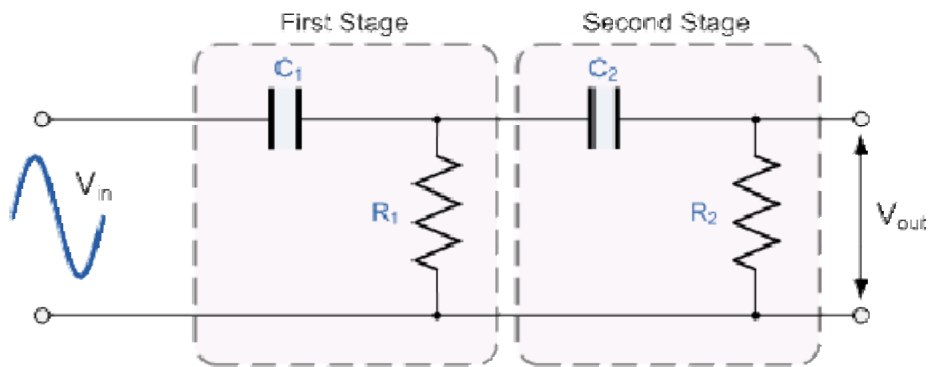
Θα υπολογίσουμε την συχνότητα αποκοπής ενός απλού υψιπερατού φίλτρου που αποτελείται από ένα πυκνωτή  $82\text{pF}$  συνδεδεμένο σε σειρά με μια αντίσταση  $240\text{K}\Omega$ .

Η συχνότητα αποκοπής ισούται:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 240.000 \times 82 \times 10^{-12}} = 8.087\text{Hz} \text{ ή } 8\text{KHz}$$

### Υψιπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης

Ξανά όπως και με το βαθυπερατό φίλτρο, διατάξεις υψιπερατού φίλτρου συνδέονται σε σειρά για να σχηματίσουν ένα δεύτερας τάξης φίλτρο (διπολικό) όπως



Εικόνα 1.2.8. Υψιπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης.

φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.

Η κλίση στο roll-off του επάνω κυκλώματος τώρα είναι  $-40\text{db/decade}$  ( $-12\text{db/octave}$ ) σε σχέση με το προηγούμενο. Και όπως και με το βαθυπερατό φίλτρο η συχνότητα αποκοπής καθορίζεται από τη σχέση:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{H}$$

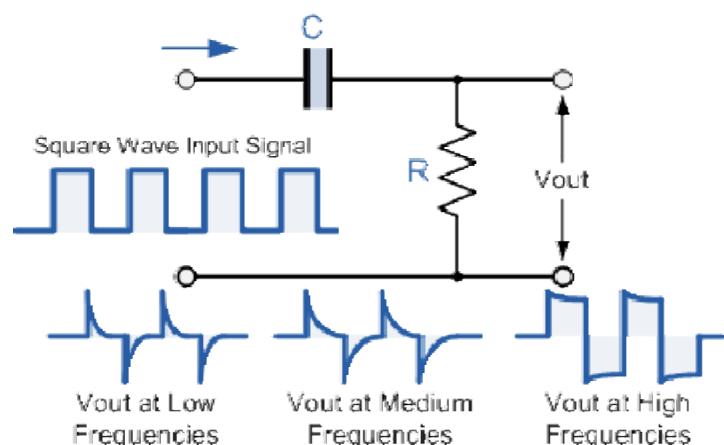
## Σύνοψη

Το υψιπερατό φίλτρο είναι ακριβώς αντίθετο με το βαθυπερατό φίλτρο. Αυτό το φίλτρο δεν έχει τάση εξόδου από 0Hz μέχρι μια συγκεκριμένη συχνότητα αποκοπής. Η χαμηλή συχνότητα αποκοπής είναι 70.7% ή -3db του μεγέθους της τάσης που αφήνεται να περάσει. Το φάσμα συχνοτήτων πάνω από αυτό το σημείο είναι γενικώς γνωστό ως ζώνη αποκοπής του φίλτρου ενώ το φάσμα συχνοτήτων κάτω από αυτό το σημείο ονομάζεται ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Η σχέση για να βρούμε την συχνότητα αποκοπής είναι η ίδια με του βαθυπερατού φίλτρου ενώ η γωνία εναλλαγής φάσης είναι +45°. Γενικώς τα υψιπερατά φίλτρα δημιουργούν λιγότερη παραμόρφωση από το αντίστοιχο βαθυπερατό. Μια συνηθισμένη χρήση είναι σε ενισχυτές ήχου, καθώς μια σύζευξη πυκνωτών μπαίνει ανάμεσα από δυο διατάξεις ενισχυτών ήχου, σε συστήματα ηχείων όπου οδηγούν τα σήματα υψηλής συχνότητας στα tweeters του ηχείου μπλοκάροντας τις χαμηλές συχνότητες, και επίσης ως φίλτρο που μειώνει το είδος θορύβου rumble. Όταν χρησιμοποιείται με αυτούς τους τρόπους σε ηχητικές διατάξεις τα υψιπερατά φίλτρα ονομάζονται ως low cut ή bass cut φίλτρα.

Η τάση εξόδου  $V_{out}$  εξαρτάται την σταθερά χρόνου και την συχνότητα του σήματος εισόδου όπως είδαμε και προηγουμένως. Με ένα AC ημιτονικό σήμα να εφαρμόζεται στην είσοδο του κυκλώματος το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως πρώτης τάξης φίλτρο. Τι θα γίνει όμως εάν εφαρμόσουμε ένα τετραγωνικό παλμό που έχει σχεδόν μια κατακόρυφη βιωματική απόκριση; Η απόκριση του κυκλώματος αλλάζει δραματικά και παράγει ένα κύκλωμα γνωστό ως διαφορικό.

### Διαφορικό κύκλωμα RC

Κάθε περίοδος του τετραγωνικού παλμού παράγει δυο αιχμές στην κυματομορφή εξόδου, μια θετική και μία αρνητική και το πλάτος τους είναι ίσο με αυτό της εισόδου. Ο ρυθμός της εξασθένησης των αιχμών εξαρτάται από την τιμή



Εικόνα 1.2.9. Διαφορικό κύκλωμα RC.

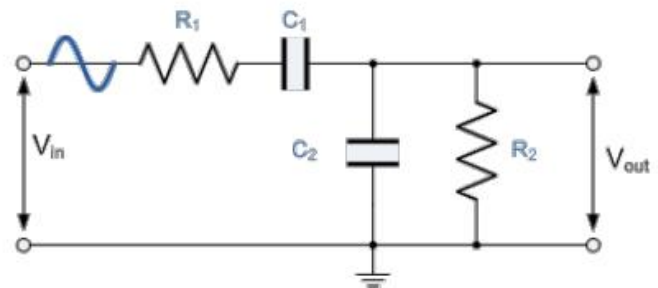


της σταθεράς χρόνου των δυο στοιχείων RC, ( $t=RxC$ ) και την τομή της συχνότητας εισόδου. Οι παλμοί εξόδου μοιάζουν όλο και πιο πολύ με το σχήμα του σήματος εισόδου καθώς η συχνότητα αλλάζει.

### 1.2.3. Παθητικό ζωνοπερατό φίλτρο

Η συχνότητα αποκοπής ή το σημείο  $f_c$  σε ένα απλό RC παθητικό κύκλωμα μπορεί να ελεγχθεί ακριβέστατα χρησιμοποιώντας απλά μια αντίσταση σε σειρά με έναν μη πολωμένο πυκνωτή. Αναλόγως με ποιιά σειρά θα τα συνδέσουμε (πρώτα τον πυκνωτή ή πρώτα την αντίσταση), δημιουργούμε ένα βαθυπερατό ή ένα υψιπερατό φίλτρο. Κάποιες απλές χρήσεις με αυτούς τους τύπους φίλτρων είναι σε εφαρμογές ενισχυτών ήχου ή σε κυκλώματα όπως στα crossover φίλτρα των ηχείων ή για έλεγχο τονικότητας σε προενισχυτές. Κάποιες φορές είναι απαραίτητο να θέλουμε να περάσουμε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων από ένα φίλτρο στις χαμηλές, στις υψηλές ή στις μεσαίες ζώνες αλλά αυτό το εύρος να είναι προκαθορισμένο και να είναι είτε στενό είτε πλατύ. Συνδέοντας ή βάζοντας διαδοχικά μαζί ένα **βαθυπερατό** (Low pass) και ένα **υψιπερατό** (high pass) κύκλωμα φίλτρου, μπορούμε να δημιουργήσουμε ένα άλλο τύπο παθητικού φίλτρου που θα αφήνει να περνούν ένα επιλεγμένο εύρος συχνοτήτων και τα όριά τους θα είναι είτε στενά είτε πλατιά, καθώς επίσης θα εξασθενεί όλες τις άλλες συχνότητες έξω από αυτό. Αυτό το νέο παθητικό είδος φίλτρου, παράγει ένα φίλτρο επιλεκτικής συχνότητας γνωστό ως **ζωνοπερατό** ή Band Pass Filter ή BPF σε συντομογραφία.

Σε αντίθεση με ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο αφήνει να περνούν μόνο σήματα χαμηλού φάσματος συχνοτήτων ή με ένα υψιπερατό φίλτρο το οποίο αφήνει να περνούν μόνο σήματα υψηλού φάσματος συχνοτήτων, ένα ζωνοπερατό φίλτρο αφήνει να περνάνε σήματα μόνο μέσα από μια προκαθορισμένη «ζώνη» ή «διάκενο» χωρίς να παραμορφώνει το σήμα ή να εισάγει έξτρα θόρυβο. Αυτή η ζώνη συχνοτήτων μπορεί να έχει οποιοδήποτε πλάτος και είναι κοινά γνωστό σαν το **εύρος ζώνης** του φίλτρου ή **Bandwidth**. Το εύρος ζώνης ορίζεται ως το φάσμα συχνοτήτων μεταξύ δυο καθορισμένων συχνοτήτων αποκοπής ( $f_c$ ), τα οποία βρίσκονται 3db κάτω από το μέγιστο κεντρικό σημείο ή την κορυφή του σήματος, ενώ ταυτόχρονα μειώνει ή εξασθενεί τις άλλες έξω από αυτά.



Εικόνα 7.2.10. RC κύκλωμα ζωνοπερατού φίλτρου.

Έτσι για ευρέως διανεμημένες συχνότητες , μπορούμε απλά να ορίσουμε τον όρο εύρος ζώνης (BW) ως την διαφορά μεταξύ της χαμηλής συχνότητας αποκοπής ( $f_{c \text{ lower}}$ ) και της υψηλής συχνότητας αποκοπής ( $f_{c \text{ higher}}$ ). Με άλλα λόγια ,  $BW = f_H - f_L$  . για να δουλέψει σωστά ένα ζωνοπερατό φίλτρο , η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού φίλτρου πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη συχνότητα αποκοπής του υψυπερατού φίλτρου. Τα ζωνοπερατά φίλτρα είναι γνωστά γενικώς ως φίλτρα δεύτερης τάξης (δυο πόλων), γιατί έχουν «δυο» αντιδραστικά στοιχεία μέσα στο κύκλωμά τους , ένα πυκνωτή στο βαθυπερατό κύκλωμα και ένας άλλο πυκνωτή στο υψυπερατό κύκλωμα.

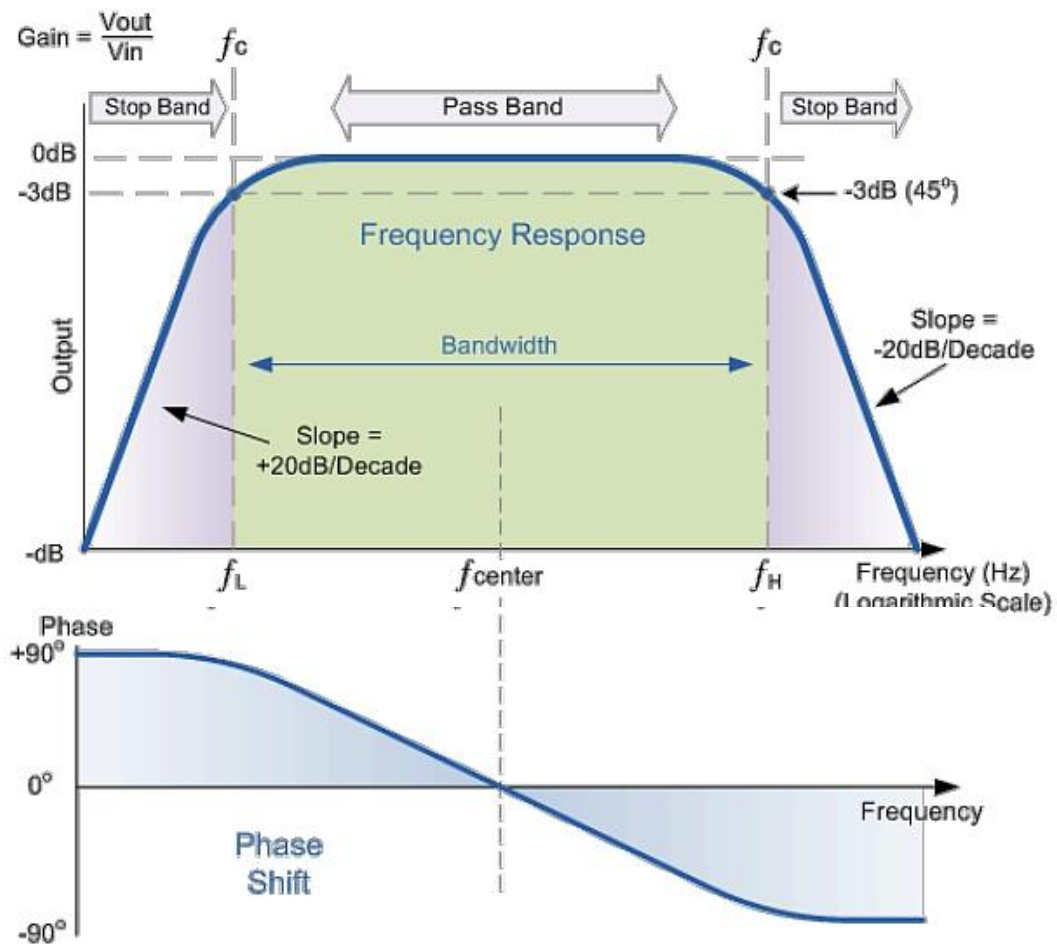
Το  $Q$  , ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου φανερώνει πόσο «επιλεκτικό» είναι το φίλτρο και έχει πολλή στενή σχέση με το εύρος ζώνης του φίλτρου. Ισούται με την διαίρεση της κεντρικής συχνότητας και του bandwidth σε Hertz.

$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

Ένα ιδανικό ζωνοπερατό φίλτρο θα μπορούσε να εξασθενήσει εντελώς όλες τις συχνότητες έξω από το εύρος που είναι κατασκευασμένο να λειτουργήσει . Η μετάβαση έξω από την διαπερατή ζώνη θα ήταν στιγμιαία σε συχνότητα, όμως στην πραγματικότητα κανένα τέτοιο φίλτρο δε γίνεται να είναι ιδανικό, γιατί το φίλτρο δεν μπορεί να εξασθενήσει όλες τις συχνότητες έξω από το επιθυμητό εύρος συχνοτήτων εντελώς. Συγκεκριμένα, υπάρχει μια περιοχή λίγο έξω από την προβλεπόμενη ζώνη διέλευσης, όπου οι συχνότητες εξασθενούν αλλά δεν απορρίπτονται. Αυτό είναι γνωστό με τον όρο roll-off. Γενικώς , στη σχεδίαση ενός φίλτρου επιδιώκεται το roll-off να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο, συνεπώς να αφήνει το φίλτρο να δρα όσο πιο κοντά μπορεί στο σκοπό του σχεδιασμού του.

**Απόκριση συχνότητας** Η καμπύλη απόκρισης που φαίνεται στο διάγραμμα δείχνει τα χαρακτηριστικά ενός ζωνοπερατού φίλτρου. Εδώ βλέπουμε ότι το σήμα εξασθενεί στις χαμηλές συχνότητες με την έξοδο να αυξάνεται με την κλίση +20db/decade (6db/octave), μέχρι η συχνότητα να φτάσει το χαμηλό σημείο αποκοπής ( $f_L$ ). Σε αυτή την συχνότητα τα βολτ στην έξοδο είναι  $1/\sqrt{2} = 70.7\%$  του σήματος εισόδου ή -3db ( $20 \log (V_{out}/V_{in})$ ) του σήματος εισόδου.

Η έξοδος συνεχίζει στο μέγιστο κέρδος της μέχρι να φτάσει το υψηλό σημείο αποκοπής ( $f_H$ ), όπου η έξοδος μειώνεται με ρυθμό  $-20 \text{ dB/decade}$  ( $6\text{dB/octave}$ ) εξασθενώντας οποιαδήποτε σήμα υψηλής συχνότητας. Το σημείο του μέγιστου κέρδους εξόδου είναι η γεωμετρική μέση της  $-3\text{dB}$  τιμής μεταξύ του χαμηλού και υψηλού σημείου αποκοπής και ονομάζεται κεντρική συχνότητα ή Resonant Peak ( $f_r$ ). Αυτή η τιμή



Εικόνα 1.2.11. Απόκριση συχνότητας και εναλλαγή φάσης.

υπολογίζεται με τον εξής τύπο  $f_r^2 = f_H \times f_L$ .

Ένα ζωνοπερατό φίλτρο θεωρείτε ένα δεύτερης τάξεως τύπου φίλτρο (δυο πόλων) γιατί, όπως είπαμε και προηγουμένως, έχει δυο αντιδραστικά στοιχεία μες στο κύκλωμά του, έτσι γωνία της φάσης θα είναι διπλή σε σχέση με των προηγουμένων πρώτων τάξεων φίλτρων, δηλαδή  $180^\circ$ . Η γωνία της φάση του σήματος εξόδου προηγείται από αυτή της εισόδου κατά  $90^\circ$  μέχρι να φτάσει στην κεντρική συχνότητα ( $f_r$ ) όπου οι μοίρες μηδενίζονται ( $0^\circ$ ) ή λέμε ότι έχουν την ίδια φάση και μετά αλλάζει πηγαίνοντας πίσω κατά  $90^\circ$  καθώς η συχνότητα εισόδου αυξάνει.

Οι επάνω και κάτω συχνότητες αποκοπής για ένα ζωνοπερατό φίλτρο μπορούν να βρεθούν χρησιμοποιώντας τον ίδιο τύπο και για τις δυο ,  $f_c = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$  . Έτσι πλέον ξεκάθαρα διαπιστώνουμε πως το εύρος ζώνης ενός φίλτρου μπορεί να ελεγχθεί μεταβάλλοντας την θέση των συχνοτήτων αποκοπής των δύο φίλτρων , βαθυπερατού και υψυπερατού.

### Παράδειγμα 1

Θα υπολογίσουμε τις τιμές των δυο πυκνωτών που χρειάζονται για να κατασκευαστή ένα ζωνοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης , το οποίο θα επιτρέπει μόνο να περνούν συχνότητες με εύρος ζώνης από 1KHz (1.000Hz) μέχρι 30 kHz (30.000Hz). υποθέτουμε ότι οι τιμές των δύο αντιστάσεων θα ισούνται με 10KΩ.

#### Στάδιο του υψυπερατού φίλτρου

Η τιμή του πυκνωτή C1 που απαιτείται για να δώσει μια συχνότητα αποκοπής  $f_L$  του 1KHz με μία τιμή αντίστασης 10KΩ υπολογίζεται ως εξής :

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1.000 \times 10.000} = 15,8 \text{ nF}$$

Έτσι οι τιμές της αντίστασης R1 και του πυκνωτή C1 που χρειάζονται για να μας δώσουν την συχνότητα αποκοπής των 1KHz στο υψυπερατό φίλτρο είναι:

$$R1 = 10\text{K}\Omega \text{ και } C1 = 15\text{nF}$$

#### Στάδιο του βαθυπερατού φίλτρου

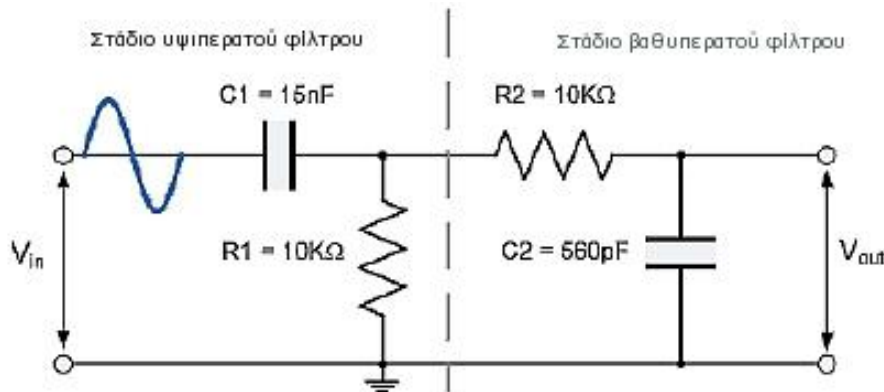
Η τιμή του πυκνωτή C2 που απαιτείται για να δώσει μια συχνότητα αποκοπής  $f_H$  του 30KHz με μία τιμή αντίστασης 10KΩ υπολογίζεται ως εξής :

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 30.000 \times 10.000} = 510 \text{ pF}$$

Έτσι οι τιμές της αντίστασης R2 και του πυκνωτή C2 που χρειάζονται για να μας δώσουν την συχνότητα αποκοπής των 30KHz στο βαθυπερατό φίλτρο είναι:

$R1 = 10\text{K}\Omega$  και  $C1 = 510\text{pF}$  , όμως η κοντινότερη προτιμώμενη τιμή του πυκνωτή που υπολογίσαμε είναι 560 pF άρα θα επιλέξουμε αυτή.

Με τις τιμές των δύο αντιστάσεων R1 και R2 που μας δόθηκαν στα 10KΩ και με τις τιμές των πυκνωτών C1 και C2 που βρήκαμε και για τα δύο φίλτρα ,υψιπερατό και βαθυπερατό, στα 15nF και 560pf, το κύκλωμα του απλού παθητικού ζωνοπερατού φίλτρου φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 1.2.12. Ολοκληρωμένο ζωνοπερατό φίλτρο

### Κεντρική συχνότητα (Resonant Frequency)

Μπορούμε επίσης να υπολογίσουμε το σημείο της μέγιστης συχνότητας του ζωνοπερατού φίλτρου, όπου το μέγιστο κέρδος εξόδου φτάνει στην μέγιστη τιμή της. Αυτή η μέγιστη τιμή δεν είναι η αριθμητική που θα έβγαινε κατά μέσο όρο του χαμηλού και υψηλού σημείου αποκοπής των -3db όπως περιμέναμε ,αλλά στην πραγματικότητα είναι η «γεωμετρική» ή η μέση τιμή. Αυτή η γεωμετρική μέση τιμή υπολογίζεται ως :

$$fr^2 = fcL \times fcH$$

$$fr = \sqrt{fL \times fH}$$

Όπου  $fr$  είναι η κεντρική συχνότητα

$fL$  η χαμηλή συχνότητα αποκοπής στα -3db

$fH$  η υψηλή συχνότητα αποκοπής στα -3db

και στο απλό προηγούμενο παραπάνω παράδειγμα οι υπολογισμένες συχνότητες αποκοπής για κάθε φίλτρο είναι:

$$fL = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz} \rightarrow fL = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10.000\Omega \times 15nF} \rightarrow fL = 1,060\text{Hz}$$

$$fH = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz} \rightarrow fH = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10.000\Omega \times 560pF} \rightarrow fH = 28,420 \text{ Hz}$$

Άρα αντικαθιστώντας στην παραπάνω εξίσωση μας δίνει την κεντρική συχνότητα :

$$fr = \sqrt{fL \times fH} = \sqrt{1,060 \times 28,420} = 5,48\text{KHz}$$

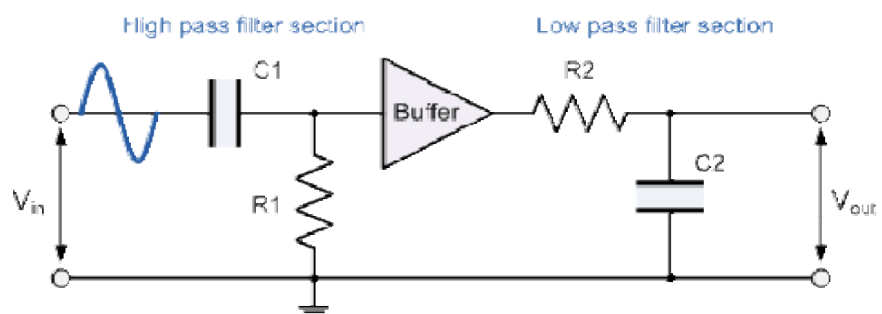
## Σύνοψη

Ένα ζωνοπερατό φίλτρο μπορεί να φτιαχτεί συνδέοντας σε σειρά ένα βαθυπερατό φίλτρο και ένα υψιπερατό φίλτρο με ένα εύρος ζώνης μεταξύ της κάτω και της επάνω  $-3\text{db}$  συχνότητας αποκοπής, δηλαδή του εύρους ζώνης. Η κεντρική συχνότητα είναι η γεωμετρική μέση τιμή των επάνω και κάτω σημείων αποκοπής. Σε αυτή την κεντρική συχνότητα το σήμα εξόδου είναι στο μέγιστο του και η εναλλαγή φάσης του σήματος εξόδου είναι η ίδια με του σήματος εισόδου. Το σήμα εξόδου οποιουδήποτε παθητικού φίλτρου τύπου RC θα είναι πάντα μικρότερο του σήματος της εισόδου και θα δίνει μια τάση μικρότερης της μονάδας. Για να εξασφαλίσουμε ένα σήμα κέρδους τάσης μεγαλύτερο από το 1 θα πρέπει να προσθέσουμε στο κύκλωμα και μια ενισχυτική βαθμίδα.

Ένα παθητικό ζωνοπερατό φίλτρο θεωρείται φίλτρο δεύτερης τάξης γιατί έχει δυο αντιδραστικά στοιχεία μες στο κύκλωμά του, τους πυκνωτές. Δημιουργείται από δυο δίκτυα RC φίλτρων τα οποία είναι πρώτης τάξης. Εάν περισσότερα φίλτρα ενωθούν μεταξύ τους το αποτελών κύκλωμα θα είναι N-τάξης, όπου N θα είναι ο αριθμός κάθε αντιδραστικού στοιχείου μέσα στο κύκλωμα, και όσο υψηλότερη η τάξη του φίλτρου τόσο πιο απότομη θα είναι η κλίση N φορές του  $-20\text{db/decade}$ . Όμως η τιμή ενός πυκνωτή που δημιουργείται συνδυάζοντας δυο ή περισσότερους πυκνωτές, εξακολουθεί να είναι ένας πυκνωτής.

Στο προηγούμενο παράδειγμα η καμπύλη της απόκρισης συχνότητας της εξόδου που δείχνουμε είναι για ένα ιδανικό ζωνοπερατό φίλτρο με ένα συνεχές κέρδος στη ζώνη διέλευσης και μηδενικό κέρδος στην ζώνη αποκοπής. Στην πράξη η απόκριση συχνότητας ενός ζωνοπερατού φίλτρου δεν θα είναι η ίδια καθώς η άεργη αντίσταση της εισόδου του υψιπερατού κυκλώματος θα επηρεάσει την απόκριση συχνότητας και του βαθυπερατού κυκλώματος (στοιχεία

που θα συνδεθούν σε σειρά ή παράλληλα) και αντίστροφα. Ένας τρόπος να το αποτρέψουμε αυτό είναι να ήταν να εξασφαλίσουμε ένα



Εικόνα 1.2.13, Διάταξη των δύο φίλτρων

είδος ηλεκτρικής απομόνωσης μεταξύ των κυκλωμάτων των δύο φίλτρων.

## 1.3. Ενεργά φίλτρα

### 1.3.1. Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο

Στα RC παθητικά φίλτρα είδαμε πως ένα βασικό πρώτης τάξεως κύκλωμα φίλτρου , όπως ένα βαθυπερατό ή ένα υψιπερατό φίλτρο , μπορεί να φτιαχτεί χρησιμοποιώντας μόνο μια αντίσταση σε σειρά με έναν μη πολωμένο πυκνωτή, που σαν είσοδο έχουν ένα ημιτονοειδές σήμα. Επίσης είδαμε το μειονέκτημα των παθητικών φίλτρων είναι ότι το πλάτος του σήματος εξόδου είναι πάντα μικρότερο από το αντίστοιχο της εισόδου, δηλαδή το κέρδος δεν είναι ποτέ μεγαλύτερο της μονάδας και ότι το φορτίο της αντίστασης επηρεάζει τα χαρακτηριστικά του φίλτρου. Με κυκλώματα παθητικών φίλτρων να περιέχουν πολλαπλές βαθμίδες αυτή η απώλεια στο πλάτος του σήματος που ονομάζεται εξασθένηση μπορεί να γίνει ακόμα σκληρή. Μια μέθοδος για επαναφέρουμε ή να ελέγξουμε αυτήν την απώλεια σήματος είναι να χρησιμοποιήσουμε μια ενίσχυση μέσω από την χρήση των ενεργών φίλτρων.

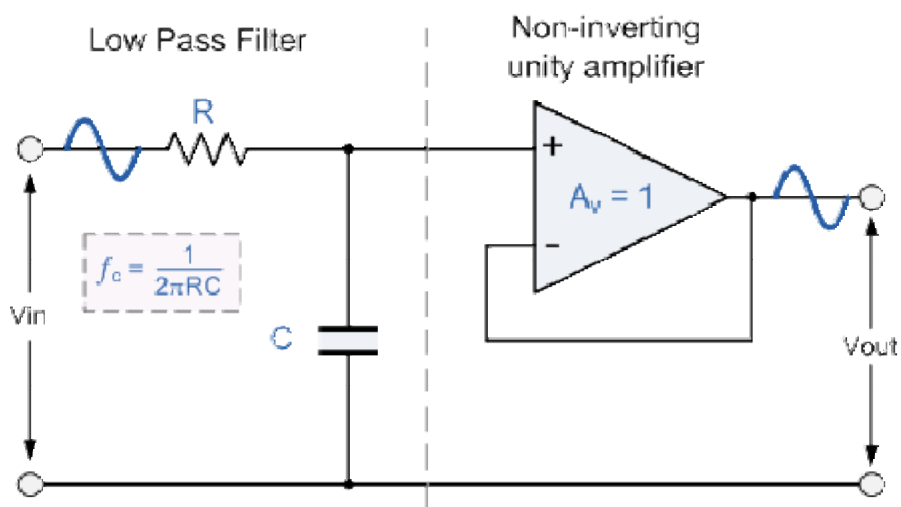
Όπως και το όνομά του υπονοεί , τα ενεργά φίλτρα περιέχουν ενεργά στοιχεία όπως τελεστικούς ενισχυτές τρανζίστορ FET'S, μέσα στο διάταξη του κυκλώματος τους. Ρουφούν την ενέργειά τους από μια εξωτερική πηγή και την χρησιμοποιεί για να ενίσχυση το σήμα εξόδου. Εφαρμογές φίλτρων μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για να αναδιαμορφώσουν ή να αλλάξουν την απόκριση συχνότητας ενός κυκλώματος φίλτρου παράγοντας μια πιο επιλεκτική απόκριση εξόδου, κάνοντας την έξοδο της εύρους ζώνης του φίλτρου πιο στενή ή πιο ανοικτή.

Ένα ενεργό φίλτρο γενικά χρησιμοποιεί έναν τελεστικό ενισχυτή μέσα στη διάταξη του , και όταν μιλήσαμε για τους τελεστικούς ενισχυτές είδαμε πως έχουν μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου, μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου και ένα κέρδος τάσης που καθορίζεται από το δίκτυο των αντιστάσεων μέσα στην ανατροφοδότηση του βρόγχου του. Αντίθετα από ένα παθητικό υψιπερατό φίλτρο που θεωρητικά έχει μια άπειρα υψηλή συχνότητα απόκρισης, η μέγιστη απόκριση συχνότητας ενός ενεργού φίλτρου περιορίζεται από το γινόμενο κέρδους/εύρους ζώνης του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιεί. Ακόμα τα ενεργά φίλτρα είναι γενικώς πιο εύκολα να σχεδιαστούν από τα παθητικά, έχουν καλή



απόδοση χαρακτηριστικών , πολύ καλή ακρίβεια με απότομο roll-off και χαμηλό θόρυβο , όταν χρησιμοποιούνται σε μια καλή διάταξη κυκλώματος.

Τα πιο κοινά και πιο κατανοητά ενεργά φίλτρα είναι τα ενεργά βαθυπερατά φίλτρα. Η αρχή λειτουργίας τους και η απόκριση συχνότητας είναι ακριβώς ίδια με τα προηγούμενα παθητικά φίλτρα , η μόνη διαφορά τους αυτή τη φορά είναι ότι χρησιμοποιεί έναν τελεστικό ενισχυτή για ενίσχυση και έλεγχο κέρδους. Η πιο απλή μορφή ενός ενεργού βαθυπερατού φίλτρου είναι να συνδέσουμε ένα αναστρέφων ή μη αναστρέφων τελεστικό ενισχυτή στο βασικό κύκλωμα RC του βαθυπερατού φίλτρου όπως φαίνεται και πιο κάτω.

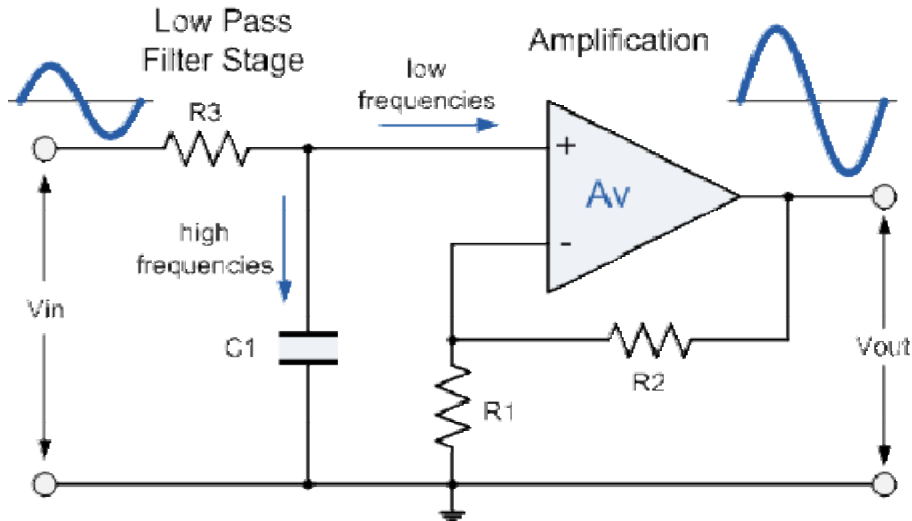


Εικόνα 1.3.1. Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξεως

Το ενεργό βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης , αποτελείται από μια διάταξη RC παρέχοντας ένα δρόμο χαμηλής συχνότητας στην είσοδο του μη αναστρέφοντος τελεστικού ενισχυτή. Ο ενισχυτής είναι σχεδιασμένος ως ένας ακόλουθος τάσης (Buffer) δίνοντας μια DC απολαβή ίση με της μονάδα, ( $A_v=+1$ ), αντίθετα με το προηγούμενο παθητικό RC φίλτρο όπου η DC απολαβή ήταν λιγότερη της μονάδας . το πλεονέκτημα αυτού του σχεδιασμού είναι ότι η σύνθετη αντίσταση του τελεστικού ενισχυτή προλαμβάνει το υπερβολικό φορτίο στην έξοδο των φίλτρων ενώ η μικρή του αντίσταση εξόδου προλαμβάνει την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου από το να επηρεαστεί από αλλαγές της σύνθετης αντίστασης του φορτίου.

Καθώς αυτός ο σχεδιασμός εξασφαλίζει μια καλή σταθερότητα του φίλτρου , το κύριο μειονέκτημα είναι ότι δεν έχει απολαβή τάσης πάνω από τη μονάδα. Εν τούτοις αν και η απολαβή της τάσης είναι ίση με τη μονάδα το κέρδος ρεύματος είναι πολύ υψηλό

καθώς η σύνθετη αντίσταση της εξόδου του είναι πολύ πιο χαμηλή από την σύνθετη αντίσταση της εισόδου. Εάν μια απολαβή τάσης είναι μεγαλύτερη από ένα , απαιτείται να χρησιμοποιήσουμε το επόμενο κύκλωμα.



Εικόνα 1.3.2. Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο με ενίσχυση.

Η απόκριση συχνότητας του κυκλώματος θα είναι η ίδια όπως και του παθητικού RC φίλτρου , εκτός του ότι η ενίσχυση της εξόδου αυξάνεται από την ζώνη διέλευσης  $Af$  του ενισχυτή. Για έναν κύκλωμα μη αναστρέφοντος ενισχυτή, η ποσότητα της απολαβής τάσης δίνεται σαν μια συνάρτηση της αντίστασης ανάδρασης (  $R2$  ) διαιρεμένη με την τιμή της αντίστοιχη αντίσταση εξόδου (  $R1$  ) , και δίνεται όπως παρακάτω:

$$DC\ gain = \frac{R1}{R1+R2}$$

Έτσι η απολαβή ενός ενεργού βαθυπερατού φίλτρου σε σχέση με την συχνότητα θα είναι

$$Av = \frac{Vout}{Vin} = \frac{Af}{\sqrt{1+(\frac{f}{fc})^2}}$$

Όπου :

$Af$  = η απολαβή της ζώνης διέλευσης του φίλτρου,  $(1+R2/R1)$

$f$  = η συχνότητα του σήματος εισόδου σε Hz

$fc$  = η συχνότητα αποκοπής σε Hz

Έτσι η λειτουργία ενός βαθυπερατού ενεργού φίλτρου μπορεί να επαληθευτεί από την παραπάνω εξίσωση απολαβής συχνότητας:

1. Σε πολύ χαμηλές συχνότητες ,  $f < f_c$  ,  $\frac{V_{out}}{V_{in}} \cong Af$
2. Στην συχνότητα αποκοπής,  $f = f_c$  ,  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Af}{\sqrt{2}} = \mathbf{0.707 Af}$
3. Σε πολύ υψηλές συχνότητες ,  $f > f_c$  ,  $\frac{V_{out}}{V_{in}} < Af$

Έτσι ένα ενεργό βαθυπερατό φίλτρο έχει μια συνεχής απολαβή  $Af$  από 0 Hz μέχρι την υψηλή συχνότητα απολαβής  $f_c$ . Στο  $f_c$  η απολαβή είναι  $0,707 Af$  και μετά από το  $f_c$  μειώνεται με ένα συνεχές ρυθμό καθώς η συχνότητα αυξάνεται. Αυτό συμβαίνει γιατί όταν η συχνότητα δεκαπλασιάζεται, η απολαβή της τάσης διαιρείται με το 10. Με άλλα λόγια η απολαβή μειώνεται 20db(-20log 10) κάθε φορά που η συχνότητα αυξάνεται επί 10. Όταν έχουμε να κάνουμε με κυκλώματα φίλτρων το μέγεθος του κέρδους της ζώνης διέλευσης εκφράζεται σε decibel ή db σε συνάρτηση με την απολαβή της τάσης, και ορίζεται ως:

$$Av(db) = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad \therefore -3db = 20 \log \left( \frac{\sqrt{2}V_{out}}{V_{in}} \right)$$

### Παράδειγμα 1

Θα σχεδιάσουμε ένα μη αναστρέφων κύκλωμα ενεργό βαθυπερατού φίλτρου που έχει απολαβή 10 στις χαμηλές συχνότητες , μια υψηλή συχνότητα αποκοπής στα 159Hz και μια σύνθετη αντίσταση εισόδου των 10KΩ.

Το κέρδος τάσης ενός τελεστικού ενισχυτή μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας δίνεται από τη σχέση:

$$Af = 1 + \left( \frac{R1}{R2} \right) = 10$$

Υποθέτοντας μια τιμή για την αντίσταση  $R1$  στα 1KΩ η παραπάνω σχέση θα μας δώσει μια τιμή για την  $R2$  ίση με:

$$R2 = (10 - 1) \times R1 = 9 \times 1K\Omega = 9K\Omega$$

Έτσι, για απολαβή κέρδους ίση με 10 η αντίσταση  $R1=1k\Omega$  και η αντίσταση  $R2=9k\Omega$ . Όμως μια αντίσταση των  $9k\Omega$  δεν υπάρχει άρα η επόμενη προτιμώμενη τιμή που χρησιμοποιούμε είναι στα  $9,1k\Omega$ .

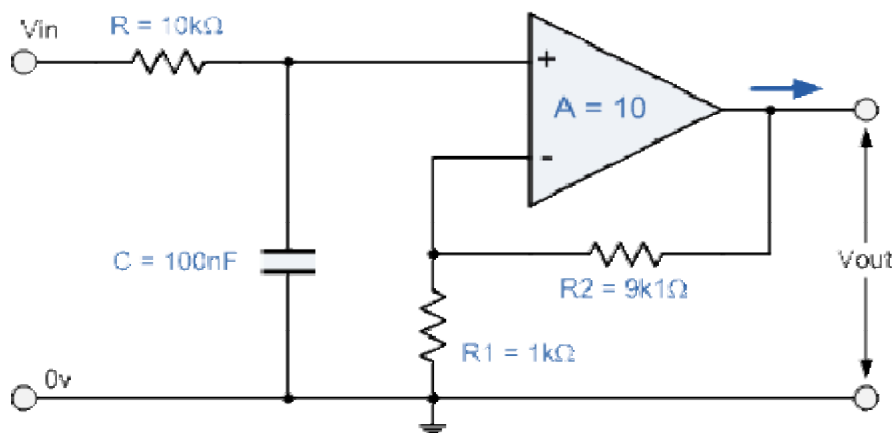
Μετατρέποντας αυτήν την απολαβή τάσης σε decibel παίρνουμε :

$$Gain\ in\ db = 20\log A = 20\log 10 = 20db$$

Η συχνότητα αποκοπής  $f_c$  μας δίνεται  $159Hz$  με μια σύνθετη αντίσταση εισόδου στα  $10k\Omega$ . Χρησιμοποιώντας την σχέση της συχνότητας αποκοπής  $f_c = \frac{1}{2\pi RC} Hz$  Αντικαθιστώντας το  $f_c$  και το  $R$  βρίσκουμε:

$$C = \frac{1}{2\pi f_c R} = \frac{1}{2\pi \times 159 \times 10k\Omega} = 100nF$$

Τώρα το τελικό κύκλωμα μαζί με την απόκριση συχνότητας του γίνεται:



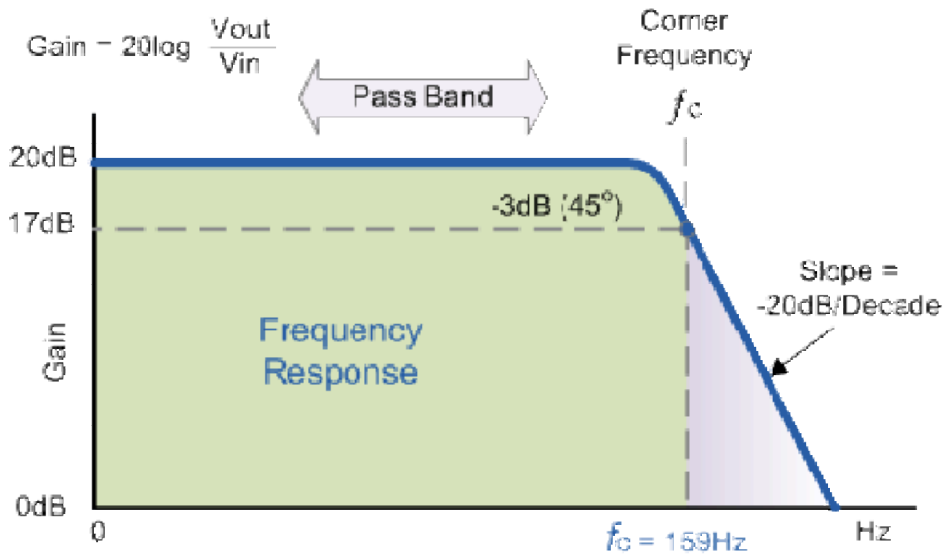
Εικόνα 8.3.3. Κύκλωμα ενεργού βαθυπερατού φίλτρου.

### Απόκριση συχνότητας

Εάν η εξωτερική σύνθετη αντίσταση συνδεθεί στην είσοδο του κυκλώματος, η αλλαγή που θα δημιουργηθεί θα επηρεάσει την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Ένας τρόπος να το αποφύγουμε αυτό είναι να τοποθετήσουμε ένα πυκνωτή παράλληλα με την αντίσταση ανατροφοδότησης  $R2$ . Η τιμή του πυκνωτή θα αλλάξει ελαφριά από  $100nF$  σε

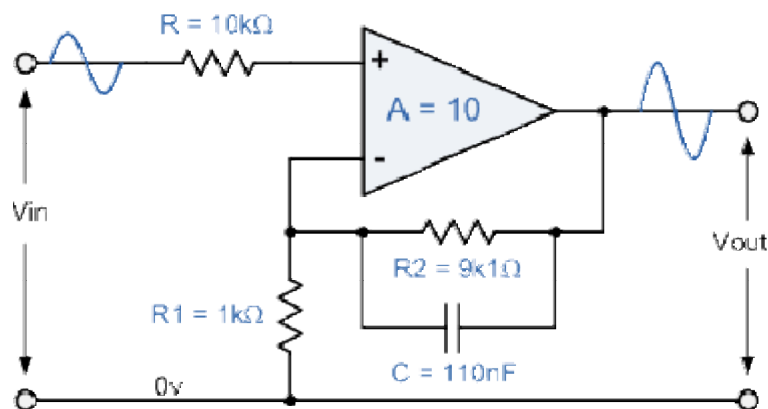
110nF και η σχέση που χρησιμοποιήσαμε για να υπολογίσουμε την συχνότητα είναι ίδια με αυτή που χρησιμοποιήσαμε και για το παθητικό βαθυπερατό φίλτρο.

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR_2} \text{Hz}$$



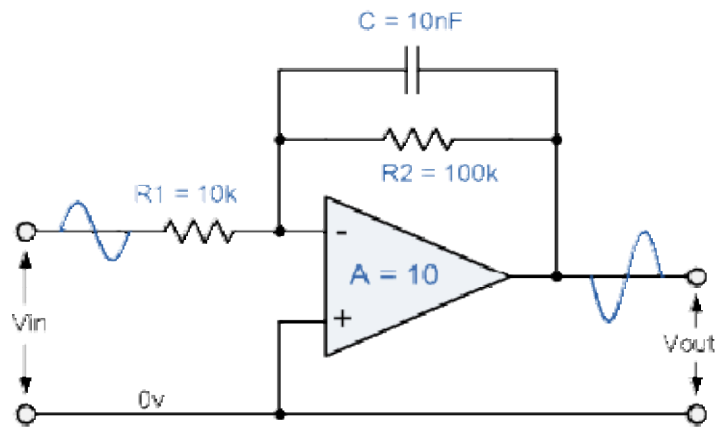
Εικόνα 1.3.4. Απόκριση συχνότητας του ενεργού βαθυπερατού φίλτρου.

Ένα παράδειγμα για το καινούριο ενεργό βαθυπερατό φίλτρο δίνεται παρακάτω:



Εικόνα 1.3.5. Απλοποιημένο κύκλωμα μη αναστρέφοντος ενισχυτή.

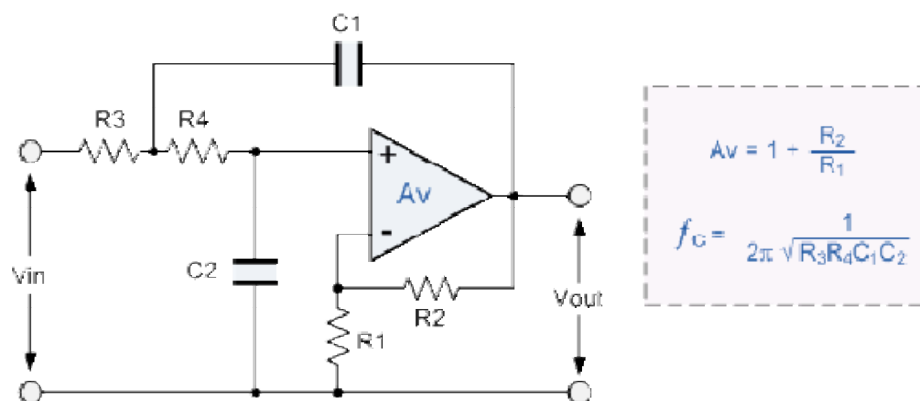
Οι εφαρμογές που χρησιμοποιείται ένα ενεργό βαθυπερατό φίλτρο είναι σε ενισχυτές ήχου , σε equalizers και σε συστήματα ηχείων για να οδηγήσουν τις χαμηλές συχνότητες στα woofers ηχεία ή να εξαλείψουν οποιαδήποτε hiss παραμόρφωση. Όταν χρησιμοποιείται σε συστήματα ήχου το ενεργό βαθυπερατό φίλτρο λέγεται και bass boost φίλτρο.



Εικόνα 1.3.6. Ισοδύναμο κύκλωμα

### Ενεργό βαθυπερατό φίλτρο δευτέρας τάξεως

Όπως και με τα παθητικά φίλτρα , ένα πρώτης τάξης ενεργό βαθυπερατό φίλτρο μπορεί να μετατραπεί σε ένα φίλτρο δευτέρας τάξης απλά προσθέτοντας επιπλέον ένα ακόμα RC δίκτυο στην είσοδο. Η απόκριση συχνότητας της δευτέρας τάξης φίλτρου είναι πανομοιότυπη με της πρώτης τάξης εκτός από το roll-off της ζώνης αποκοπής που θα είναι δυο φορές του πρώτου , δηλαδή 40db/decade (12db/octave). Έτσι τα βήματα για να σχεδιάσουμε την διάταξη που απαιτείται είναι η ίδια.



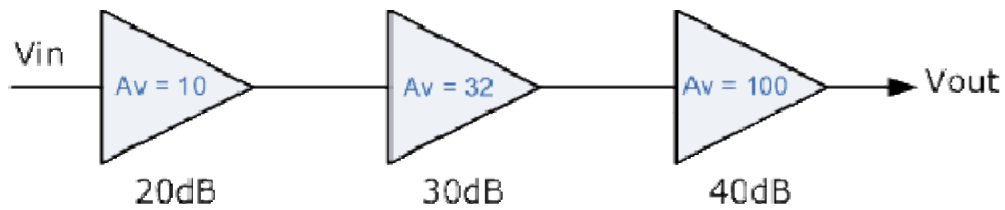
Εικόνα 1.3.7. Κύκλωμα ενεργού βαθυπερατού φίλτρου δευτέρας τάξης.

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$

Όταν συνδέουμε μαζί κυκλώματα για δημιουργήσουμε φίλτρα μεγαλύτερης τάξης, το συνολικό κέρδος του φίλτρου είναι ίσο το αποτέλεσμα της κάθε διάταξης. Για παράδειγμα το κέρδος της πρώτης διάταξης μπορεί να είναι 10 και η απολαβή της δεύτερης

διάταξης να είναι 32 και της τρίτης μπορεί να είναι 100 , και το συνολικό κέρδος θα είναι 32.000 (10x32x100) όπως φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 1.3.8. Διάταξη κέρδους τάσης.

$$\begin{aligned}A_v &= A_{v1} \times A_{v2} \times A_{v3} \\A_v &= 10 \times 32 \times 100 = 32.000 \\A_v(\text{db}) &= 20\log_{10}(32.000) \\A_v(\text{db}) &= 90\text{db} \\90\text{db} &= 20\text{db} + 30\text{db} + 40\text{db}\end{aligned}$$

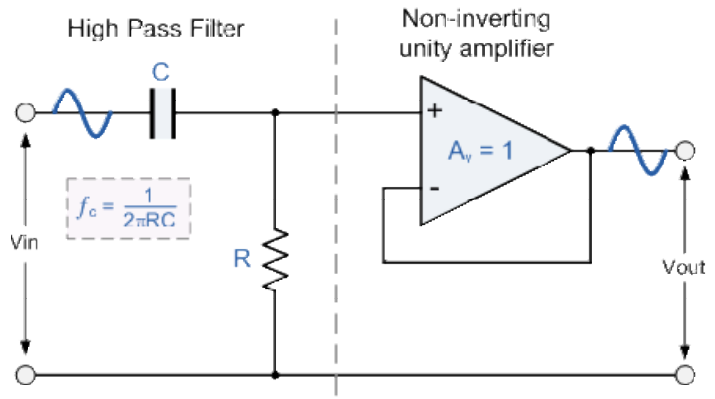
Δευτέρας τάξεως (διπολικά) ενεργά φίλτρα είναι σημαντικά γιατί μπορούμε να σχεδιάσουμε φίλτρα υψηλότερης τάξης.

### 1.3.2. Ενεργό υπερβατό φίλτρο

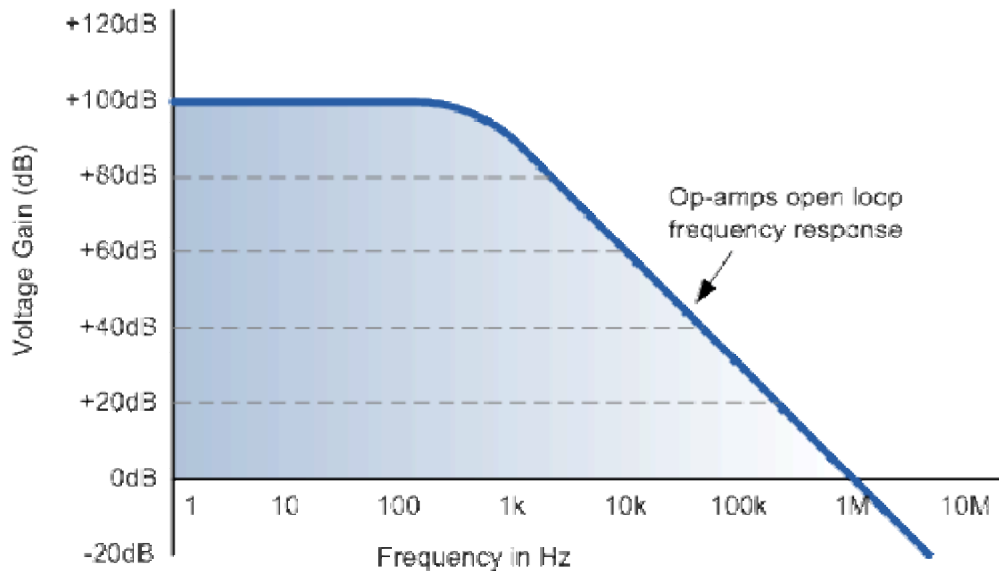
Η βασική εφαρμογή ενός ενεργού υπερβατού φίλτρου (HPF) είναι ακριβώς η ίδια όπως και με το ισοδύναμο παθητικό φίλτρο, μόνο που το ενεργό έχει στην διάταξη του και ένα τελεστικό ενισχυτή για έλεγχο της ενίσχυσης και του κέρδους. Όπως και το προηγούμενο κύκλωμα ενεργού βαθυπερατού φίλτρου, η πιο απλή μορφή του είναι να συνδέσεις ένα αναστρέφων ή μη αναστρέφων τελεστικό ενισχυτή στο βασικό RC παθητικό κύκλωμα όπως φαίνεται και παρακάτω.

Τεχνικά, δεν μπορεί να υπάρξει ένα ενεργό υπερβατό φίλτρο. Αντίθετα από το παθητικό υπερβατό φίλτρο το οποίο έχει μια άπειρη απόκριση συχνότητας,

η μέγιστη απόκριση της ζώνη διέλευσης ενός ενεργού υπερβατού φίλτρου περιορίζεται από τα χαρακτηριστικά ή το εύρος ζώνης του τελεστικού ενισχυτή που περιέχει, κάνοντας



Εικόνα 9.3.9. Ενεργό υπερβατό φίλτρο πρώτης τάξης.

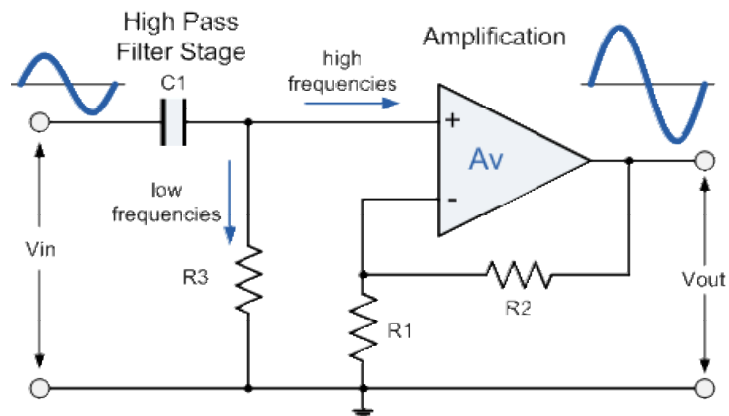


Εικόνα 1.3.10. Απόκριση συχνότητας ενός τυπικού τελεστικού ενισχυτή.

το να φαίνεται σαν ένα ζωνοπερατό φίλτρο με μια υψηλή συχνότητα αποκοπής, η οποία καθορίζεται από την επιλογή του τελεστικού. Η μέγιστη απόκριση συχνότητας ενός τελεστικού ενισχυτή περιορίζεται από το γινόμενο κέρδους/εύρους ζώνης του τελεστικού



ενισχυτή που χρησιμοποιεί, ή το πλάτος της τάσης ( $A_v$ ) του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται δίνοντας ένα περιορισμό στο εύρος ζώνης, όπου η απόκριση του κλειστού βρόγχου του τελεστικού διασταυρώνεται με την απόκριση του ανοιχτού. Ένας απλός τελεστικός ενισχυτής έχει ένα τυπικό ανοικτού βρόγχου (χωρίς καμιά ανατροφοδότηση) πλάτος DC τάσης με περίπου 100db το μέγιστο, με μείωση του roll-off στο ρυθμό των -20db/decade(-6db/octave) καθώς η συχνότητα εισόδου αυξάνει. Η απολαβή ενός μειώνεται μέχρι να φτάσει την μονάδα ξανά,(0Db) ή της συχνότητας μετάβασης ( $F_t$ ) η οποία είναι περίπου 1MHz. Αυτό προκαλεί στο τελεστικό ενισχυτή να έχει μια απόκριση καμπύλης συχνότητας πολύ όμοια με αυτή του βαθυπερατού φίλτρου πρώτης τάξεως όπως φαίνεται και παρακάτω.



Εικόνα 1.3.11. Ενεργό υψιπερατό φίλτρο με ενίσχυση.

Έτσι η απόδοση του φίλτρου στις υψηλές συχνότητες περιορίζεται από αυτή τη μοναδιαία απολαβή συχνότητα διασταύρωσης η οποία καθορίζει το συνολικό εύρος ζώνης ενός ενισχυτή ανοικτού βρόγχου. Το προϊόν κέρδους/ευρους ζώνης του τελεστικού ενισχυτή αρχίζει στα περίπου 100KHz για μικρούς ενισχυτές σήματος, μέχρι το 1GHz για ενισχυτές μεγάλης ταχύτητας ψηφιακού video. Ενεργά φίλτρα βασισμένα σε τελεστικούς ενισχυτές μπορούν να πετύχουν πολύ μεγάλη ακρίβεια και απόδοση υπό τον όρο ότι χρησιμοποιούνται χαμηλής ανεκτικότητας αντιστάσεις και πυκνωτές. Υπό κανονικές συνθήκες η μέγιστη ζώνη διέλευσης που απαιτείται για ένα ενεργό υψιπερατό ή ζωνοπερατό φίλτρο κλειστού βρόγχου, είναι πολύ κάτω από αυτή της συχνότητας μετάβασης ενός ανοικτού βρόγχου. Εν τούτοις, όταν σχεδιάζουμε ενεργά φίλτρα είναι σημαντικό να επιλέξουμε τον σωστό τελεστικό ενισχυτή για το κύκλωμα καθώς η απώλεια σημάτων υψηλών συχνοτήτων μπορούν να μετατραπούν ως παραμόρφωση στο σήμα. Ένα υψιπερατό φίλτρο πρώτης τάξης (μονοπολικό) εξασθενεί τις χαμηλές συχνότητες αφήνοντας να περνούν οι υψηλές. Αποτελείται από ένα παθητικό φίλτρο που ακολουθείται από έναν μη αναστρέψιμο τελεστικό ενισχυτή. Η απόκριση συχνότητας του κυκλώματος είναι η ίδια όπως και στο παθητικό φίλτρο εκτός του ότι το πλάτος του

σήματος αυξάνεται από την απολαβή του ενισχυτή , και για ένα μη αναστρέφων ενισχυτή η τιμή του κέρδους τάσης της ζώνης διέλευσης δίνεται από τον τύπο:  $1+R2/R1$ , η ίδια όπως και στο κύκλωμα του βαθυπερατού φίλτρου.

Το μέγεθος του κέρδους της τάσης δίνεται ως συνάρτηση της αντίστασης ανατροφοδότησης  $R2$  διαιρεμένη με την τιμή της αντίστοιχης αντίστασης εισόδου  $R1$ :

$$Av = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Af\left(\frac{f}{fc}\right)}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{fc}\right)^2}}$$

Όπου :

$Af$  το κέρδος της ζώνης διέλευσης του φίλτρου

$f$  η συχνότητα του σήματος εισόδου σε Hertz

$fc$  η συχνότητα αποκοπής σε Hertz

Όπως και με το βαθυπερατό φίλτρο , η λειτουργία ενός υψιπερατού ενεργού φίλτρου μπορεί να επαληθευτεί από την επάνω εξίσωση του κέρδους:

1. Σε πολύ χαμηλές συχνότητες ,  $f < fc$  ,  $\frac{v_{out}}{v_{in}} < Af$
2. Στην συχνότητα αποκοπής,  $f = fc$  ,  $\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Af}{\sqrt{2}} = 0,707 Af$
3. Σε πολύ υψηλές συχνότητες  $f > fc$  ,  $\frac{v_{out}}{v_{in}} \cong Af$

Έτσι ένα ενεργό υψιπερατό φίλτρο έχει κέρδος  $Af$  το οποίο αυξάνει από 0HZ στην χαμηλή συχνότητα αποκοπής,  $fc$  στα 20db/decade καθώς η συχνότητα μεγαλώνει. Στην  $fc$  το κέρδος είναι  $0.707 Af$  και μετά το  $fc$  όλες οι συχνότητες, είναι συχνότητες ζώνης διέλευσης και έτσι το φίλτρο έχει ένα συνεχές κέρδος  $Af$  με την υψηλότερη συχνότητα να καθορίζεται από το εύρος ζώνης του κλειστού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή. Όταν έχουμε να κάνουμε με φίλτρα , το πλάτος του κέρδους της ζώνης διέλευσης του κυκλώματος , γενικώς εκφράζεται σε decibels ή db σε συνάρτηση με την απολαβή της τάσης, και αυτό καθορίζεται ως:

$$Av(db) = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \therefore -3db = 20 \log_{10} \left( \frac{\sqrt{2} V_{out}}{V_{in}} \right)$$

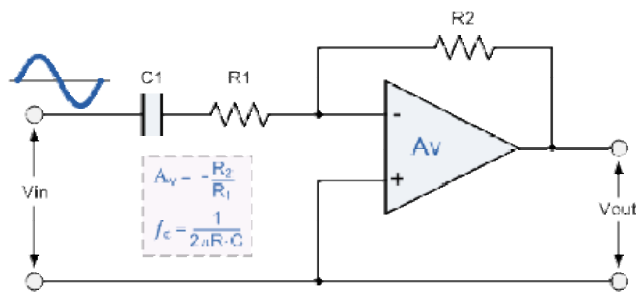
Για ένα πρώτης τάξης φίλτρο η καμπύλη απόκρισης συχνότητας αυξάνεται κατά 20dv/decade ή 6dv/octave μέχρι τη καθορισμένη συχνότητα αποκοπής η οποία είναι πάντα -3db κάτω από τη μέγιστη απολαβή τάσης. Όπως και με τα προηγούμενα κυκλώματα φίλτρων, η χαμηλή συχνότητα αποκοπής  $f_c$  μπορεί να βρεθεί χρησιμοποιώντας την ίδια σχέση:

$$f_c = \frac{1}{(2\pi RC)Hz}$$

Η αντίστοιχη γωνιακή φάση του σήματος εξόδου είναι η ίδια όπως και με τα προηγούμενα RC φίλτρα και προηγείται από αυτή του σήματος εισόδου. Ισούται με  $+45^\circ$  στην τιμή της συχνότητας αποκοπής  $f_c$  και δίνεται ως:

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{1}{2\pi f RC} \right)$$

Ένα πρώτης τάξης ενεργό υπερβατό φίλτρο μπορεί επίσης να φτιαχθεί χρησιμοποιώντας ένα αναστρέφων τελεστικό ενισχυτή, έτσι παρακάτω έχουμε την διάταξη του κυκλώματος μαζί με την αντίστοιχη καμπύλη απόκρισης συχνότητας. Εδώ έχουμε υποθέσει ένα κέρδος 40 db.



Εικόνα 1.3.12. Κύκλωμα ενός αναστρέφοντος ενισχυτή

### Παράδειγμα 1

Ένα ενεργό υπερβατό φίλτρο έχει κέρδος ζώνη διέλευσης δυο, και συχνότητα αποκοπής στα 1KHz. Εάν ο πυκνωτής εισόδου έχει τιμή ίση με 10nF, θα υπολογίσουμε την τιμή της συχνότητας αποκοπής που καθορίζει την αντίσταση και το κέρδος της αντίστασης στο κύκλωμα ανατροφοδότησης. Επίσης θα σχεδιάσουμε το διάγραμμα Bode

Με μια συχνότητα αποκοπής στα 1KHz και πυκνωτή ίσο με 10nF η τιμή της αντίστασης θα ισούται με:  $R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 10} = 15.92K\Omega$

Το κέρδος της ζώνης διέλευσης του φίλτρου Af μας δίνεται 2, άρα:

$$A\varphi = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad \therefore \quad 2 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{και} \quad \frac{R_2}{R_1} = 1$$

Καθώς η τιμή της αντίστασης R2 μας δίνει μια τιμή ίση με 1 τότε η αντίσταση R1 πρέπει να είναι ίση με την αντίσταση R2 καθότι το κέρδος της ζώνης διέλευσης,  $Af$ , ισούται με 2. Έτσι μπορούμε να επιλέξουμε μια κατάλληλη αντίσταση αν πούμε στα 10KΩ για κάθε μία αντίσταση ανατροφοδότησης.

Τα δεδομένα για το διάγραμμα Bode μπορούμε να τα πάρουμε αντικαθιστώντας τις τιμές που πήραμε από την πιο πάνω συχνότητα από 100Hz στα 100KHz στην εξίσωση του κέρδους τάσης.

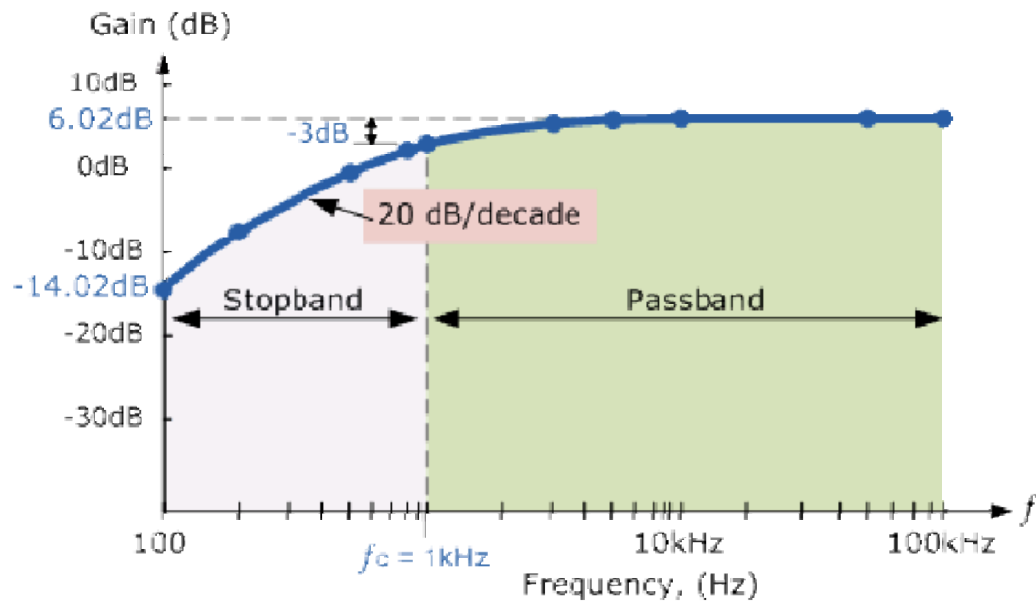
$$Av = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{Af\left(\frac{f}{f_c}\right)}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

Αυτό θα μας δώσει τον ακόλουθο πίνακα αποτελεσμάτων:

Πίνακας 1.3.1.

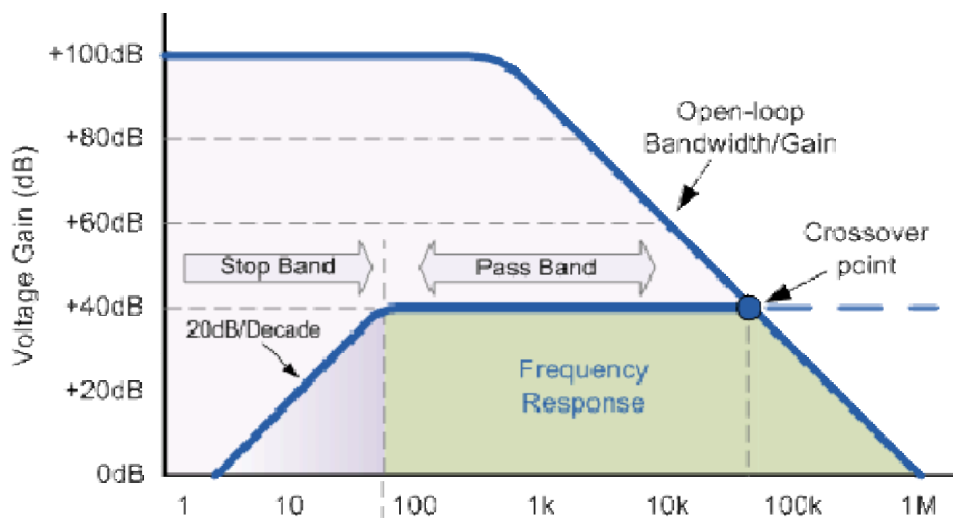
f (Hz)	Κέρδος τάσης ( $V_o / V_{in}$ )	κέρδος(dB) $20\log(V_o / V_{in})$
100	0.20	-14.02
200	0.39	-8.13
500	0.89	-0.97
800	1.25	1.93
1.000	1.41	3.01
3.000	1.90	5.56
5.000	1.96	5.85
10.000	1.99	5.98
50.000	2.00	6.02
100.000	2.00	6.02

Τα στοιχεία από τον πίνακα μπορούν τώρα να τοποθετηθούν στο παρακάτω διάγραμμα. Στην ζώνη αποκοπής (από 100Hz μέχρι 1KHz) το κέρδος αυξάνεται με τον ρυθμό 20db/decade. Όμως στην ζώνη διέλευσης μετά από τη συχνότητα αποκοπής το κέρδος παραμένει σταθερό στα 6.02db. Το όριο της επάνω συχνότητας της ζώνης διέλευσης καθορίζεται από το εύρος του ανοιχτού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιούμε όπως είπαμε και προηγουμένως. Άρα το διάγραμμα bode είναι το εξής:



Εικόνα 1.3.14. Διάγραμμα Bode υπερηχητικού φίλτρου.

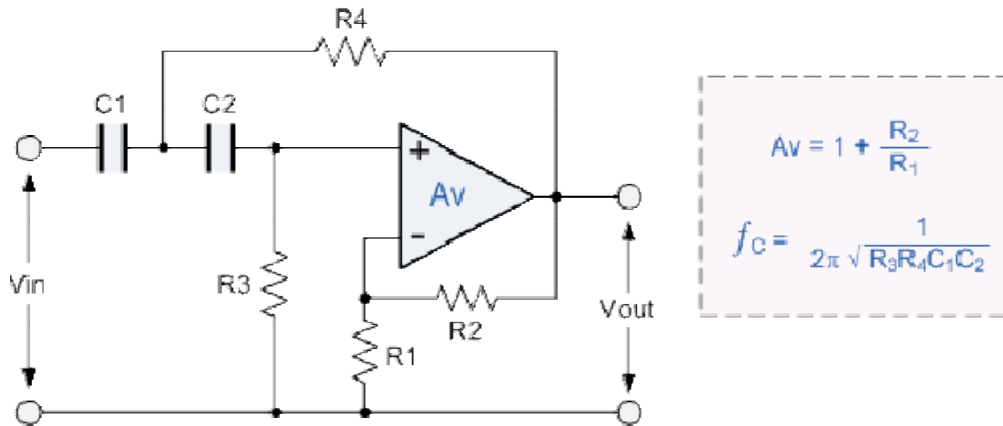
Εφαρμογές ενεργών υπερηχητικών φίλτρων βρίσκουμε σε ενισχυτές ήχου, σε equalizers ή σε ηχητικά συστήματα όπου οδηγούν τις υψηλές συχνότητες να περνούν στα tweeters. Επίσης μειώνουν τον θόρυβο χαμηλής συχνότητας τύπου Rumble και όταν χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ήχου τα ενεργά υπερηχητικά φίλτρα ονομάζονται και treble boost.



Εικόνα 1.3.13. Απόκριση συχνότητας ενός υπερηχητικού φίλτρου.

### Ενεργό υπερβατό φίλτρο δεύτερης τάξης

Όπως και με τα βαθυπερατά φίλτρα , ένα πρώτης τάξης ενεργό υπερβατό φίλτρο μπορεί να μετατραπεί σε δεύτερης τάξης απλά προσθέτοντας ένα ακόμα RC δίκτυο στην είσοδο. Η απόκριση συχνότητας ενός δεύτερης τάξης υπερβατού φίλτρου είναι πανομοιότυπη με αυτή της πρώτης τάξης τύπου εκτός του ότι το roll-off της ζώνης αποκοπής θα είναι δυο φορές του πρώτου ,δηλαδή 40db/decade (12db/octave).

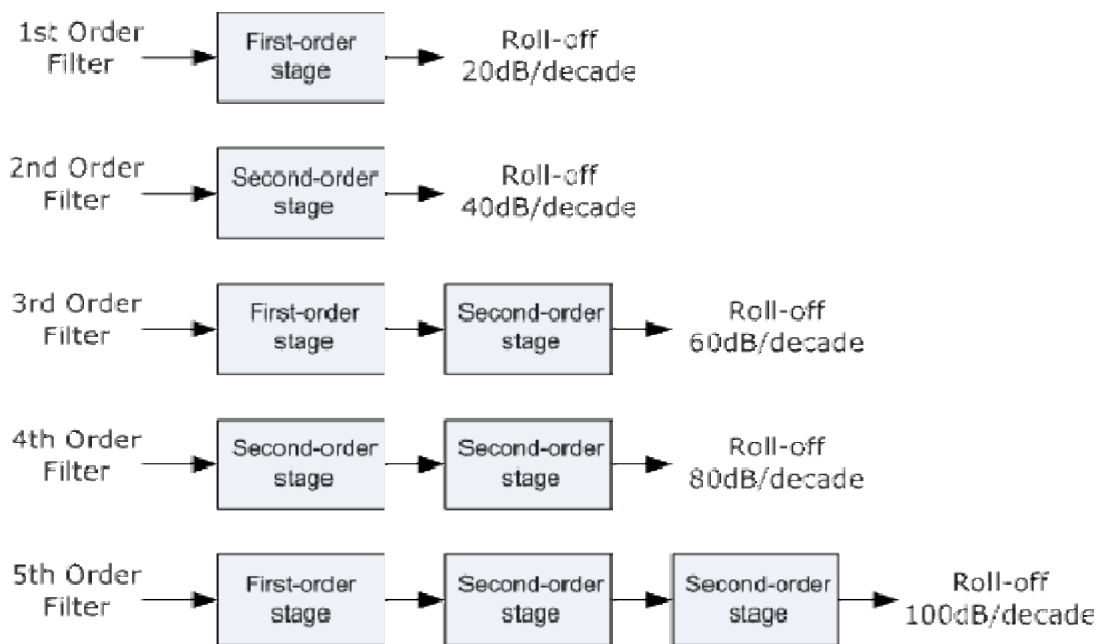


$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$

Εικόνα 1.3.15. Κύκλωμα ενεργού υπερβατού φίλτρου δεύτερης τάξεως.

Υπερβατά φίλτρα ανωτέρων βαθμών , όπως τρίτου, τέταρτου, πέμπτου, έκτου κ.τ.λ. δημιουργούνται απλά ενώνοντας σε σειρά πρώτης και δεύτερης τάξης φίλτρα, π.χ. ένα φίλτρο τέταρτου βαθμού δημιουργείται απλά συνδέοντας σε σειρά δυο φίλτρα δευτέρου βαθμού.



Εικόνα 1.3.16. Ενεργά υπερβατά φίλτρα σε σειρά.

Παρόλο που δεν υπάρχει ένα όριο για την τάξη του φίλτρου που μπορεί να κατασκευαστεί, όσο η τάξη μεγαλώνει τόσο μεγαλώνει και αυτό. Επίσης η ακρίβεια του μειώνεται, αυτή είναι και η διαφορά μιας πραγματικής απόκρισης ζώνης αποκοπής και μιας θεωρητικής απόκρισης ζώνης αποκοπής. Εάν οι αντιστάσεις που καθορίζουν την συχνότητα είναι ίσες και οι πυκνωτές που καθορίζουν την συχνότητα είναι ίσες τότε η συχνότητα αποκοπής οποιασδήποτε τάξης φίλτρου θα είναι ακριβώς η ίδια. Όμως το συνολικό κέρδος ενός μεγάλης τάξης φίλτρου είναι αμετάβλητη επειδή όλα τα στοιχεία που καθορίζουν την συχνότητα του φίλτρου είναι ίσα.

### 1.3.3. Ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο

Όπως είδαμε και προηγούμενος οι χαρακτηριστικές αρχές ενός παθητικού ζωνοπερατού φίλτρου ή οποιοσδήποτε φίλτρου, είναι η ικανότητα του να αφήνει να περνούν συχνότητες μέσα σε μία καθορισμένη ζώνη διέλευσης. Για ένα βαθυπερατό φίλτρο αυτή η ζώνη διέλευσης ξεκινάει από τα 0Hz ή DC και συνεχίζει προς την προκαθορισμένη συχνότητα αποκοπής που βρίσκεται στα -3db από το μέγιστο κέρδος της ζώνης διέλευσης. Εξίσου για ένα υψιπερατό φίλτρο η ζώνη διέλευσης ξεκινάει από αυτή την -3db συχνότητα αποκοπής και συνεχίζει προς το άπειρο ή προς το μέγιστο κέρδος ενός ανοικτού βρόγχου για ένα ενεργό φίλτρο.

Ωστόσο ένα ενεργό φίλτρο είναι λίγο διαφορετικό σε αυτό, είναι ένα επιλεκτικής συχνότητας κύκλωμα φίλτρου, που χρησιμοποιείται στα ηλεκτρονικά συστήματα για να διαχωρίζει ένα σήμα συγκεκριμένη συχνότητα, ή ένα εύρος από σήματα που απλώνονται μέσα σε μια προκαθορισμένη ζώνη από συχνότητες, από σήματα όλων των άλλων συχνοτήτων. Αυτή η ζώνη ή το εύρος από συχνότητες τοποθετείται ανάμεσα από δυο σημεία που είναι συχνότητες αποκοπής και ονομάζονται χαμηλή και υψηλή συχνότητα αποκοπής ενώ παράλληλα εξασθενεί όποιο σήμα βρίσκεται έξω από αυτά τα δυο σημεία.

Απλά ενεργά ζωνοπερατά φίλτρα μπορούν εύκολα να δημιουργηθούν τοποθετώντας μαζί ένα βαθυπερατό και ένα υψιπερατό φίλτρο διαδοχικά. Όπως φαίνεται στη παρακάτω εικόνα.

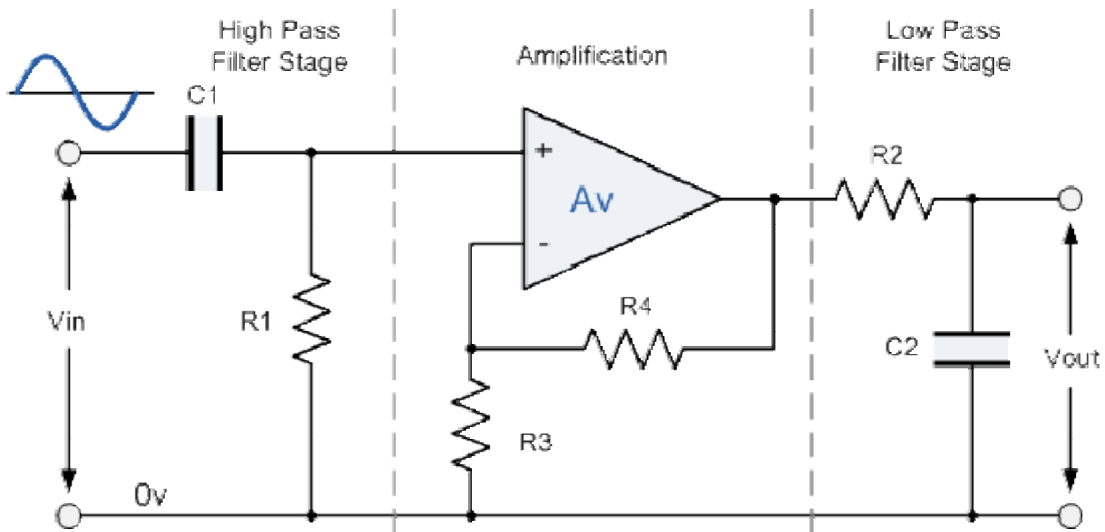


Εικόνα 10.3.17. Απλό ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο

Η συχνότητα αποκοπής ή γωνιακή συχνότητα ενός βαθυπερατού φίλτρου (LPF) είναι μεγαλύτερη από την συχνότητα αποκοπής του υψιπερατού φίλτρου (HPF) και η μαθηματική διαφορά μεταξύ των δυο συχνοτήτων στα -3db σημεία θα καθορίσουν το εύρος ζώνης (bandwidth) του ζωνοπερατού φίλτρου ενώ θα εξασθενεί όποια άλλα σήματα έξω από αυτή. Ένας τρόπος να φτιάξουμε ένα απλό ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο είναι να ενώσουμε το υψιπερατό και το βαθυπερατό φίλτρο που είδαμε προηγουμένως με ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή όπως φαίνεται στην επόμενη εικόνα. Αυτή η διαδοχική

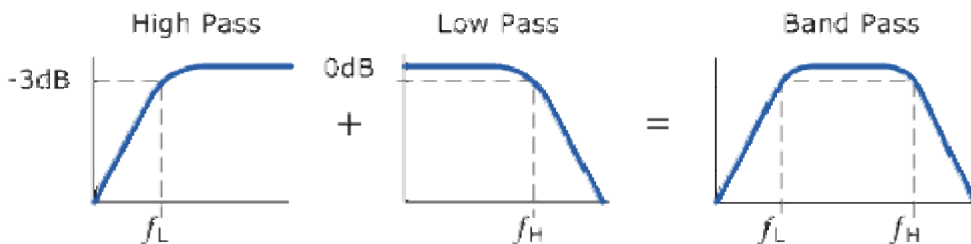


σύνδεση των δυο παθητικών υψιπερατών και βαθυπερατών φίλτρων (LPF, HPF) θα παράγει ένα χαμηλού συντελεστή ποιότητας τύπου φίλτρο που θα έχει μια πλατιά ζώνη διέλευσης.



Εικόνα 1.3.18. Ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο.

Το πρώτο στάδιο του φίλτρου θα είναι το υψιπερατό στάδιο όπου χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής για να αποκόψει οποιαδήποτε DC τάση πόλωσης που προέρχεται από την πηγή.



Εικόνα 1.3.19. Συνδυάζοντας το υψιπερατό και βαθυπερατό φίλτρο

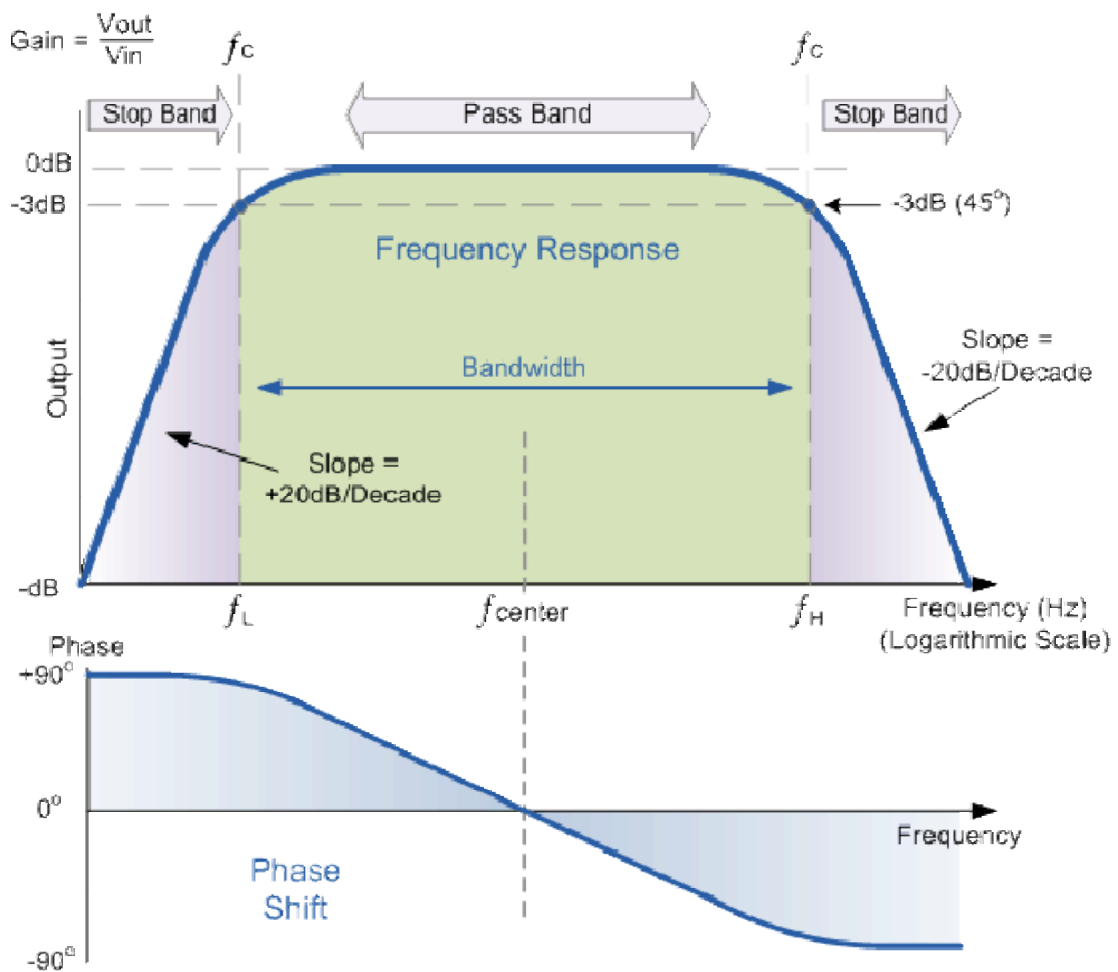
Αυτός ο τρόπος σύνδεσης έχει το πλεονέκτημα να παράγει μια σχετικά ευθεία (flat) ασύμμετρη ζώνη διέλευσης της απόκρισης συχνότητας, με το μισό να απεικονίζει την χαμηλή απόκριση και το άλλο μισό την υψηλή απόκριση όπως φαίνεται και στο επόμενο σχέδιο.

Το υψιπερατό σημείο και το βαθυπερατό σημείο αποκοπής ( $f_L$ ,  $f_H$ ) υπολογίζονται όπως κάναμε και πριν στα βαθυπερατά και υψιπερατά κυκλώματα φίλτρων πρώτης τάξης. Προφανώς λογικά χρειάζεται ένας διαχωρισμός μεταξύ των δυο σημείων αποκοπής για εμποδίσουμε οποιαδήποτε αλληλεπίδραση μεταξύ των δυο σταδίων. Ο τελεστικός ενισχυτής εξασφαλίζει τον διαχωρισμό μεταξύ των δυο σταδίων και καθορίζει μέγεθος της τάσης του κυκλώματος. Το εύρος ζώνης του φίλτρου λοιπόν θα είναι η διαφορά του επάνω και κάτω σημείου -3db. Για παράδειγμα εάν τα -3db σημεία αποκοπής είναι στα 200Hz και στα 600 Hz το εύρος ζώνης του φίλτρου θα το βρούμε ως εξής:  $BW=600 - 200 = 400\text{Hz}$ .

απόκριση της συχνότητας εξομάλυνσης και η εναλλαγή της τάσης για ένα ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο θα είναι ως εξής:

### Απόκριση συχνότητας

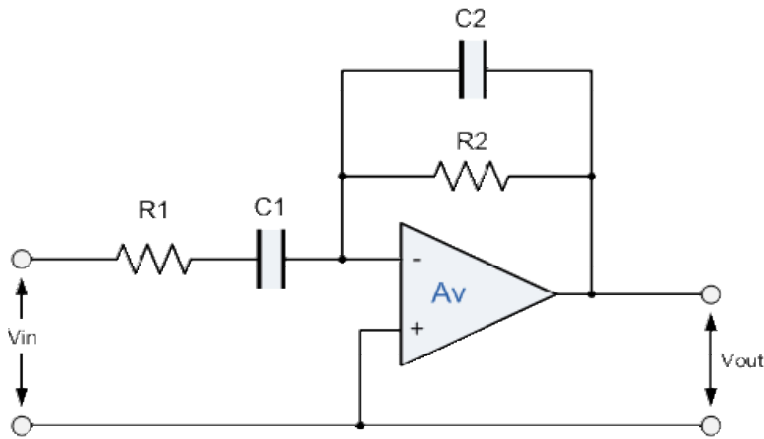
Καθώς προηγούμενο ενεργό φίλτρο θα δουλέψει ως ένα ζωνοπερατό φίλτρο, το εύρος ζώνης θα είναι αρκετά πλατύ και αυτό θα μας δημιουργήσει πρόβλημα εάν θελήσουμε να απομονώσουμε μια μικρή ζώνη από συχνότητες. Ένα ενεργό ζωνοπερατό



Εικόνα 1.3.20. Απόκριση συχνότητας και εναλλαγή φάσης.

φίλτρο μπορεί επίσης να φτιαχτεί χρησιμοποιώντας αναστρέφοντες τελεστικούς ενισχυτές, και εάν αλλάξουμε τις θέσεις των αντιστάσεων και των πυκνωτών μέσα στο κύκλωμα, να παράγουμε ένα πολύ καλύτερο κύκλωμα φίλτρου όπως βλέπουμε και παρακάτω. Το χαμηλότερο σημείο αποκοπής των -3db τώρα πια είναι το  $f_{c2}$  ενώ το υψηλότερο σημείο αποκοπής των -3db τώρα είναι το  $f_{c1}$ . Το ζωνοπερατό φίλτρο αυτού του τύπου είναι

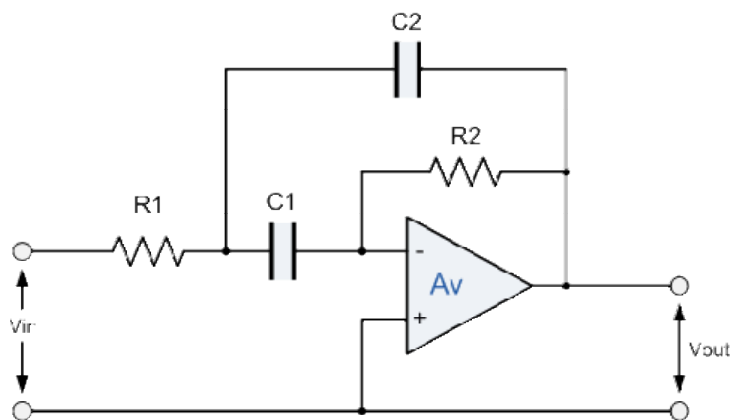
σχεδιασμένο να έχει μια πιο στενή ζώνη διέλευσης. Η κεντρική συχνότητα του φίλτρου και το εύρος ζώνης του φίλτρου σχετίζεται με τις τιμές των  $R1$ ,  $R2$ ,  $C1$ , και  $C2$ . Την έξοδο του φίλτρου την παίρνουμε ξανά από την έξοδο του τελεστικού ενισχυτή.



Εικόνα 1.3.21. Ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο με πιο στενή ζώνη διέλευσης.

### Ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο πολλαπλής ανατροφοδότησης

Μπορούμε να βελτιώσουμε την απόκριση της ζώνης διέλευσης του προηγούμενου κυκλώματος με το να ανά διευθετήσουμε τα στοιχεία ξανά για να παράγουμε εν ζωνοπερατό φίλτρο πολλαπλής ανατροφοδότησης άπειρου κέρδους (IGMF). Αυτού του τύπου η σχεδίαση του κυκλώματος παράγει ένα «συντονισμένο» κύκλωμα βασισμένο επάνω στην αρνητική ανατροφοδότηση του ενεργού φίλτρου δίνει ένα υψηλό συντελεστή ποιότητας (μέχρι το 25) ενισχυτικής απόκρισης και ένα απότομο roll-off εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητάς του. Επειδή η απόκριση συχνότητας του κυκλώματος είναι παρόμοια με ένα συντονισμένο κύκλωμα (resonance circuit), αυτή η κεντρική συχνότητα αναφέρεται ως «συντονισμένη συχνότητα» (resonant frequency), ( $f_r$ ). Ας μελετήσουμε το επόμενο κύκλωμα.



Εικόνα 1.3.22. Ενεργό φίλτρο πολλαπλής ανατροφοδότησης άπειρου κέρδους.

Αυτό το κύκλωμα του ζωνοπερατού φίλτρου χρησιμοποιεί το πλήρες κέρδος του τελεστικού ενισχυτή, με τη πολλαπλή αρνητική ανατροφοδότηση να εφαρμόζεται μέσω της αντίστασης R2 και του πυκνωτή C2. Τότε μπορούμε να καθορίσουμε τα χαρακτηριστικά του IGMF φίλτρου ίπως παρακάτω:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}}$$

$$Q_{BP} = \frac{f_r}{BW_{(3db)}} = \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{Μέγιστο κέρδος : } Av = -\frac{R_2}{2R_1} = -2Q^2$$

Μπορούμε να δούμε ότι η σχέση μεταξύ των αντιστάσεων R1 και R2 καθορίζουν την ζώνη διέλευσης του συντελεστή ποιότητας και την συχνότητα στην οποία δημιουργείται η μέγιστη ενίσχυση, το κέρδος του κυκλώματος θα ισούται με  $-2Q^2$ . Τότε καθώς το κέρδος θα αυξάνεται τόσο θα αυξάνεται και η επιλεκτικότητα, με λίγα λόγια μεγάλο κέρδος μεγάλη επιλεκτικότητα.

### Παράδειγμα 1

Θα υπολογίσουμε τις τιμές των στοιχείων που απαιτούνται για να υλοποιηθεί το κύκλωμα. Το ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο έχει κέρδος (Av) ίσο με 1 και συχνότητα συντονισμού  $f_r$  ίση με 1KHz και κατασκευάστηκε χρησιμοποιώντας ένα IGMF κύκλωμα.

Πρώτα θα καθορίσουμε τις τιμές των δύο αντιστάσεων R1 και R2, που απαιτούνται για το φίλτρο, χρησιμοποιώντας το κέρδος του κυκλώματος για να βρούμε το Q :

$$Av = 1 = -2Q^2 \therefore Q_{BP} = \sqrt{\frac{1}{2}} = 0.7071$$

$$Q = 0.7071 = \left(\frac{1}{2}\right) \times \sqrt{R_2/R_1} = \therefore \left(\frac{R_2}{R_1}\right) = \left[\frac{0.7071}{\frac{1}{2}}\right]^2 = 2$$

Έτσι βλέπουμε ότι η τιμή του  $Q=0.7071$  μας δείχνει την σχέση της αντίστασης R2 με την τιμή της αντίστασης R1 που είναι διπλάσια. Έπειτα μπορούμε να επιλέξουμε

οποιασδήποτε τιμές για να μας δώσουν των απαιτούμενο λόγο των αντιστάσεων. Έτσι η αντίσταση  $R_1=10k\Omega$  και η αντίσταση  $R_2=20k\Omega$ .

Η κεντρική συχνότητα συντονισμού μας δίνεται ίση με  $1kHz$ . χρησιμοποιώντας τις τιμές των αντιστάσεων που βρήκαμε θα υπολογίσουμε τις τιμές των πυκνωτών που απαιτούνται υποθέτοντας ότι  $C=C_1=C_2$

$$f_r = 1.000Hz = \frac{1}{2 \times \pi \times C \sqrt{R_1 \times R_2}} \quad \therefore C = \frac{1}{2 \times \pi \times f_r \sqrt{R_1 \times R_2}}$$

$$= \frac{1}{2 \times \pi \times 1000 \sqrt{10.000 \times 20.000}} = 11.2nF$$

Η πιο κοντινή πραγματική τιμή για να επιλέξουμε είναι  $10nF$ .

### Συχνότητα συντονισμού

Η πραγματική μορφή της απόκρισης συχνότητας της καμπύλης, για οποιοδήποτε ζωνοπερατό φίλτρο παθητικό ή ενεργό, θα εξαρτάτε από τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος του φίλτρου με την παραπάνω καμπύλη να ορίζεται ως μια «ιδανική» απόκριση ζώνης διέλευσης. Ένα ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο είναι ένα δευτέρας τάξεως φίλτρο γιατί έχει δυο αντιδραστικά στοιχεία (δυο πυκνωτές) μέσα στο κύκλωμά του και θα έχει μια απόκριση κορυφής (resonant frequency) ( $f_r$ ), στην κεντρική συχνότητα της,  $f_c$ . Η κεντρική συχνότητα υπολογίζεται γενικώς ως η γεωμετρική μέση τιμή των δυο -3db συχνοτήτων, μεταξύ των άνω και κάτω σημείων αποκοπής, με μια συχνότητα συντονισμού (σημείο κυμάτωσης) να δίνεται ως εξής:

$$f_r = \sqrt{f_L \times f_H}$$

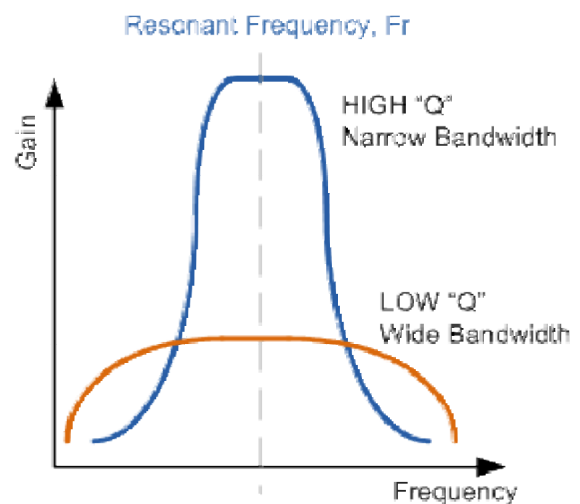
Όπου :  $f_r$  είναι η συντονισμένη ή κεντρική συχνότητα  
 $f_L$  να είναι η χαμηλή συχνότητα αποκοπής των -3db  
 $f_H$  να είναι η υψηλή συχνότητα αποκοπής των -3db

## Συντελεστής ποιότητας 'Q'

Σε ένα ζωνοπερατό φίλτρο, το συνολικό πλάτος της ζώνης διέλευσης μεταξύ των άνω και κάτω -3dB σημείων καθορίζουν τον συντελεστή ποιότητας (Quality factor) ή Q-point του κυκλώματος. Αυτός ο συντελεστής ποιότητας είναι ένα «μέτρο» για το πόσο επιλεκτικό ή όχι είναι το ζωνοπερατό φίλτρο έναντι ενός δοσμένου πλάτους συχνοτήτων. Όσο χαμηλότερη η τιμή του Q τόσο πιο ανοιχτό είναι το εύρος ζώνης του φίλτρου και συμπερασματικά όσο υψηλότερο το Q τόσο θα στενεύει και πιο επιλεκτικό θα είναι το φίλτρο.

Ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου κάποιες φορές δίνεται και με το ελληνικό σύμβολο Άλφα ( $\alpha$ ) και είναι γνωστό ως alpha-peak frequency όπου :  $\alpha = \frac{1}{Q}$

Καθώς ο συντελεστής ποιότητας ενός ζωνοπερατού φίλτρου (δεύτερης τάξεως) σχετίζεται με το πόσο «κοφτερή» είναι η απόκριση του φίλτρου γύρω από την κεντρική συχνότητα (Resonant frequency) ( $f_r$ ) , μπορεί επίσης να θεωρηθεί σαν ο παράγων απόσβεσης (Damping Factor) ή ο συντελεστής απόσβεσης (Damping Coefficient) .όσο πιο πολύ αποσβένεται το φίλτρο η απόκριση του γίνεται όλο και πιο επίπεδη και όσο το λιγότερο αποσβένεται το φίλτρο τόσο πιο κοφτερή γίνεται η απόκρισή του. Ο λόγος απόσβεσης δίνεται από το ελληνικό σύμβολο ( $\xi$ ) Ξί όπου:



Εικόνα 1.3.23. Συντελεστής ποιότητας (Q)

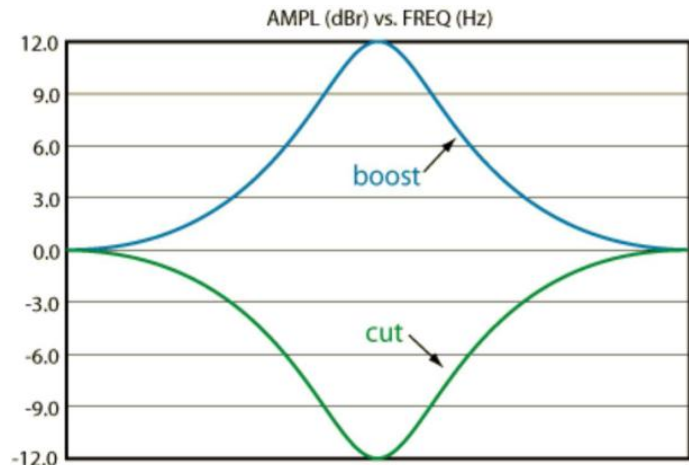
$$\xi = 2\alpha$$

Ο συντελεστής ποιότητας ενός ζωνοπερατού φίλτρου είναι ο λόγος της συχνότητας συντονισμού (resonant frequency) ( $f_r$ ) και του εύρους ζώνης (BW) μεταξύ των άνω και κάτω σημείων των -3dB και δίνεται με τον τύπο:  $Q = \frac{\text{Resonant frequency}}{\text{Bandwidth}}$

Έτσι το απλό προηγούμενο παράδειγμα θα μας έδινε έναν συντελεστή ποιότητας  $Q = 346 \text{ Hz} / 400 \text{ Hz} = 0,865$ . Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής ποιότητας είναι λόγος και έτσι δεν έχει μονάδες μέτρησης.

## Boost , Cut

Με ένα κατάλληλο κύκλωμα διαμορφωμένο γύρω του , ένα ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε να έχει το κατάλληλο ρυθμιζόμενο χαρακτηριστικό πλάτος που θα μπορεί είτε να ωθήσει (boost) είτε να κόψει (cut) τις επιθυμητές συχνότητες. Η απόκριση συχνοτήτων ενός τέτοιου κυκλώματος φαίνονται στη επόμενη εικόνα και μορφοποιεί την καρδιά του κάθε equalizer. Εάν ελεγχόμενες μεταβλητές τοποθετηθούν πάνω σε κάθε μια από τις τρεις παραμέτρους (εύρος ζώνης, ενίσχυση, κεντρική συχνότητα) που περιγράψαμε στην εικόνα 1, τότε δημιουργείται ένα παραμετρικός ισοσταθμιστής (Parametric equalizer).



Εικόνα 1.3.24. Ιδιότητες ( boost , cut ) ενός ζωνοπερατού φίλτρου.

Παρακάτω θα αναπτύξουμε τρία παραδείγματα με διαφορετικό  $Q$  σε σχέση με την εικόνα 3 που θα αναλύσουμε :

$$\text{Για : } Q = \frac{10\text{KHz}}{(1-100)\text{KHz}} \rightarrow Q = 0,1$$

Στα  $-3\text{ dB}$  το εύρος ζώνης είναι περίπου στα  $1\text{ KHz}$  και στα  $100\text{ KHz}$  για έναν συντελεστή ποιότητας της τάξης του  $0,1$ , με κεντρική συχνότητα τα  $10\text{ KHz}$ . Τα roll-off των χαμηλών και υψηλών συχνοτήτων μοιάζουν ακριβώς όπως θα περιμέναμε από τον συνδυασμό ενός υπερπερατού φίλτρου μοναδιαίου πόλου και ενός βαθυπερατού φίλτρου μοναδιαίου πόλου. Στο  $1/10$  της συχνότητας του χαμηλού  $-3\text{ dB}$  (δηλαδή στα  $100\text{ Hz}$ ) και στις  $10$  φορές συχνότητα του άνω  $-3\text{ dB}$  (δηλαδή στο  $1\text{ MHz}$ ) , η απόκριση είναι  $20\text{ dB}$  κάτω από την κεντρική συχνότητα ( $-20\text{ dB}$ ). Αυτό σημαίνει ότι η ζώνη διέλευσης του διπολικού φίλτρου αποτελεσματικά βάζει ένα πόλο στο τέλος της χαμηλής συχνότητας και ένα πόλο στο τέλος της υψηλής συχνότητας.

$$\text{Για: } Q = \frac{10\text{KHz}}{6\text{KHz}-16\text{KHz}} \rightarrow Q = 1$$

Η μείωση στα 3db σημεία είναι τώρα περίπου στα 6 KHz και 16 KHz για έναν συντελεστή ποιότητας ίσο με 1 (Q=1), και κεντρική συχνότητα στα 10 KHz. Τα -20 db τώρα είναι στα 1 KHz και στα 100 KHz περίπου, τα οποία δεν είναι όπως στην προηγούμενη περίπτωση δηλαδή στο 1/10 στις χαμηλές και στις επί 10 φορές στις υψηλές συχνότητες. Επίσης η μορφή της καμπύλης είναι διαφορετική, μοιάζοντας περισσότερο σαν μια στρογγυλοποιημένη γωνία 90 μοιρών παρά σαν μια χαρακτηριστική ενός φίλτρο μοναδιαίου πόλου. Η απόδοση του μοναδιαίου πόλου έχει χαθεί στις περιοχές μεταξύ των -20 db, ή στο 1/10 του εύρους ζώνης. Έξω από αυτή την περιοχή η αντίδραση του μοναδιαίου πόλου του ζωνοπερατού φίλτρου επιστρέφει. Επομένως, για συντελεστές ποιότητας με τιμές από 0.1 μέχρι 1, η κλήση ενός ζωνοπερατού κυκλώματος θα αλλάξει σε οτιδήποτε χρειαστεί για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των -3db σημείων, όπως καθορίζεται από το Q, και την τελική κλήση των -20 db ανά δεκάδα για τις περιοχές μεταξύ 10 και 100 φορές της ζώνης διέλευσης. Αυτή είναι μια τελική τιμή για την κλήση και θα διατηρηθεί σε μεγαλύτερες πολλαπλότητες του εύρους ζώνης.

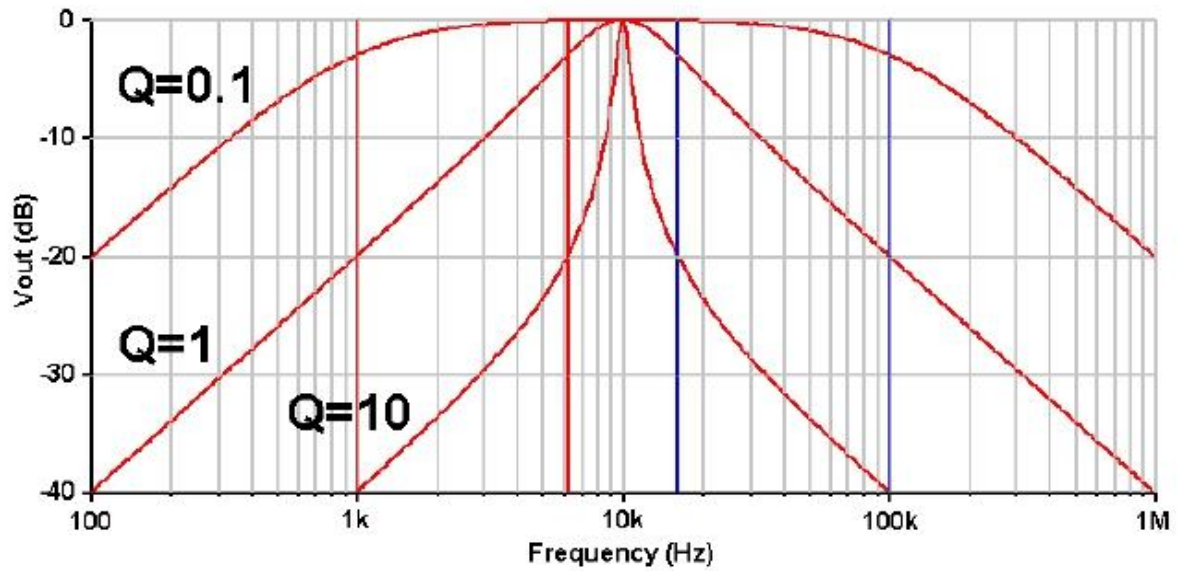
$$\text{Για: } Q = \frac{10\text{KHz}}{(9,5-10,5)\text{KHz}} \rightarrow Q = 10$$

Η απόκριση ενός band pass φίλτρου με συντελεστή ποιότητας 10 (Q=10) απεικονίζει δραματικά αυτό το αποτέλεσμα. Αναμεταξύ των -20db, η μορφή της κλήσης είναι εντελώς αντίθετη από ότι ήταν με την πρώτη περίπτωση που το Q ήταν ίσο με 0,1. Τα αρχικά -3db είναι πολύ κοντά στην κεντρική συχνότητα, και στα -20db η κλήση είναι παρόμοια όπως με τα σημεία των -3db για Q=1. Στην περιοχή αναμεταξύ 10 και 100 φορές του εύρους ζώνης, η κλήση συνεχίζει να αλλάζει μέχρι την τελική της μορφή των -20db ανά δεκάδα, για 100 φορές του bandwidth.

Άρα ποιο είναι το μέγιστο όριο; μήπως αυτό σημαίνει ότι οποιοσδήποτε συντελεστής ποιότητας είναι εφικτός; Δυστυχώς αυτό δεν συμβαίνει, σε πολύ μεγάλες τιμές του Q η κλήση του κυκλώματος θα άρχιζε να έχει overshoot και undershoot τα οποία



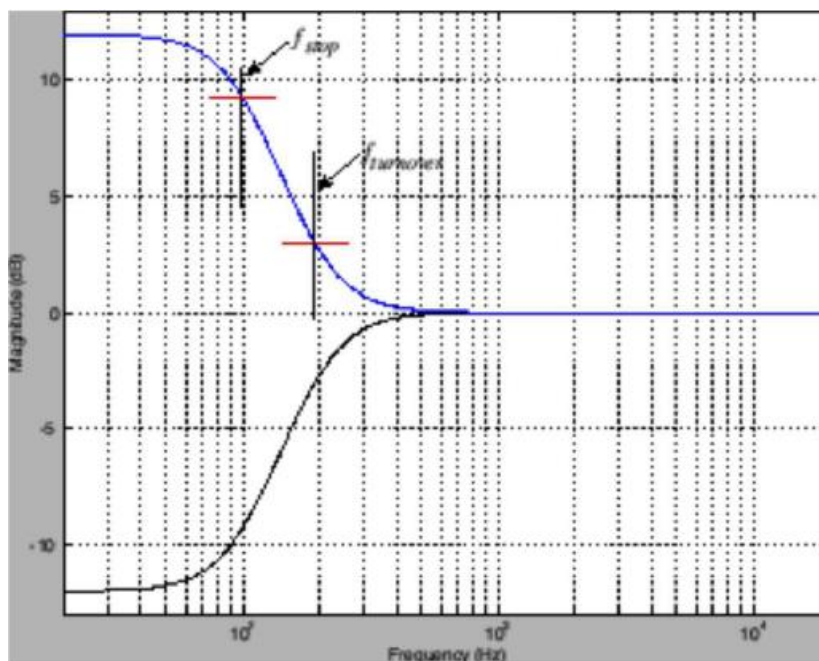
θα κατέστρεφαν την αξιοπιστία της κορυφής (peak) και η συχνότητα που υποτίθεται θα θέλαμε να περάσει τελικά θα απορριπτόταν.



Εικόνα 1.3.25. Τρεις διαφορετικές περιπτώσεις συντελεστών ποιότητας ενός band pass filter

## 1.4. Shelving φίλτρα

Σε αντίθεση με τα βαθυπερατά (Low pass filter) και τα υψιπερατά φίλτρα (High pass filters), τα High ή Low Shelving φίλτρα αυξάνουν και ενισχύουν όλες τις χαμηλές συχνότητες αντί να τις μειώνουν. Η απόκριση καμπύλης τέτοιων φίλτρων οριζοντιώνεται στο σημείο  $f_p$ , επίσης υπάρχει μια δεύτερη καθορισμένη συχνότητα που ονομάζεται turnover frequency  $f_z$ , η οποία συχνότητα εντοπίζεται 3db επάνω και κάτω από τα 0db, όπως φαίνεται και στη παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 1.4.1. Απόκριση συχνότητας Shelving φίλτρου (Low/High)

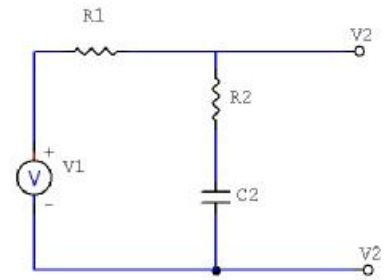
Ο λόγος μεταβολής (που συμβολίζεται με  $(\alpha)$  ή  $Rt$ ) είναι ανάλογος με την τάξη του φίλτρου και ισούται με το λόγο των δυο συχνοτήτων.

Το μειονέκτημα τέτοιων στοιχείων βρίσκεται στη πιθανότητα να ενισχύσουν συχνότητες πάνω και κάτω από το ακουστικό φάσμα, προκαλώντας το λιγότερο τη χαμένη ενέργεια του ενισχυτή σήματος και στη χειρότερη περίπτωση την καταστροφή των ηχείων ενός ηχητικού συστήματος, εάν δεν χρησιμοποιηθούν σωστά. Για παράδειγμα εάν χρησιμοποιούμε ένα high shelf φίλτρο με μία συχνότητα  $f_p$  στα 10 KHz για να αυξήσουμε την στάθμη των υψηλών συχνοτήτων με 12db κάνοντας λίγο πιο «καθαρό» τον ήχο, τότε πιθανών θα συμπαρασύρουμε μαζί και υψηλές συχνότητες πάνω από το ακουστικό μας

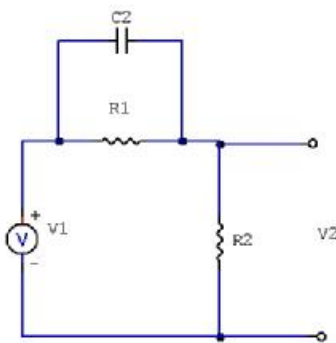
επίπεδο. Σε μια τυπική κατάσταση αυτό μπορεί να προκαλέσει κάποια απρόβλεπτα σήματα από το tweeter (ηχείο υψηλών συχνοτήτων) λόγω της αυξημένης ενδοδιαμορφωμένης παραμόρφωσης του σήματος το οποίο δεν μπορούμε καν να ακούσουμε, με αποτέλεσμα την καταστροφή του. Παρακάτω θα παραθέσουμε αναφορικά κάποια παραδείγματα ενεργών και παθητικών shelving φίλτρων.

### Παθητικά low και high shelf φίλτρα τύπου RC

Σε αυτό το κύκλωμα βλέπουμε μια απλή μορφή ενός παθητικού low shelf φίλτρου. Αποτελείται, όπως και το προηγούμενο βαθυπερατό φίλτρο, με μια αντίσταση στην είσοδο, αλλά η διαφορά είναι ότι έχει προστεθεί επιπλέον μια ακόμη αντίσταση ( $R_2$ ) σε σειρά με τον πυκνωτή.

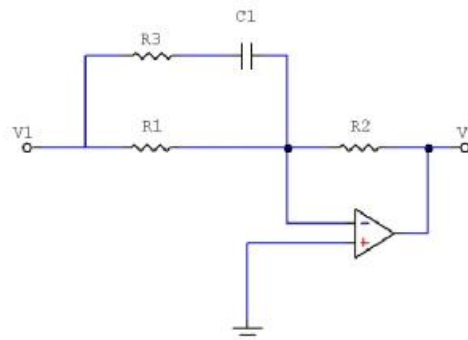


Εικόνα 11.4.2. Low Shelf φίλτρο.



Εικόνα 1.4.3. High Shelf φίλτρο.

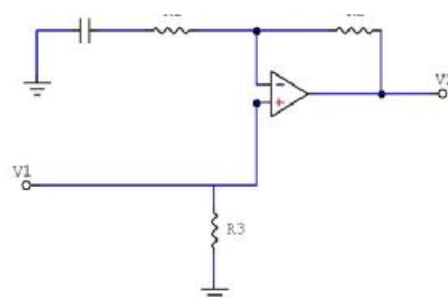
Το κύκλωμα του παθητικού high shelf φίλτρου είναι παρόμοιο με το κύκλωμα του υπερπερατού φίλτρου, αλλά τώρα παράλληλα με τον πυκνωτή έχουμε συνδέσει και μια αντίσταση ( $R_1$ ) όπως φαίνεται και στο διπλανό σχήμα.



Εικόνα 1.4.4. Ενεργό High Pass Filter

### Ενεργά high pass shelf φίλτρα τύπου RC

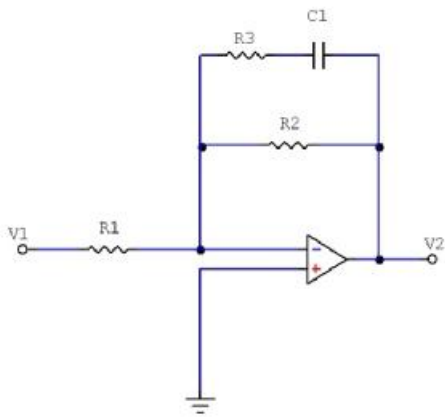
Στο παρακάτω σχήμα έχουμε ένα παράδειγμα ενεργού high pass φίλτρου αναστρέφουσας συνδεσμολογίας και στο ακριβώς διπλανό του ένα κύκλωμα μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.



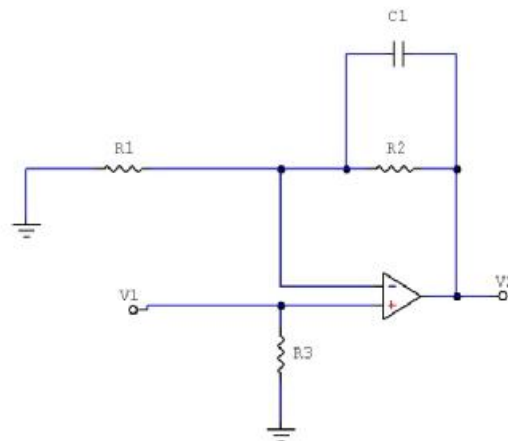
Εικόνα 1.4.5. Ενεργό High Pass Filter μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.

### Ενεργά low pass shelf φίλτρα τύπου RC

Στο παρακάτω σχήμα έχουμε ένα παράδειγμα ενεργού low pass φίλτρου αναστρέφουσας συνδεσμολογίας και στο ακριβώς διπλανό κύκλωμα μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.



Εικόνα 1.4.6. Ενεργό Low Pass Filter αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.



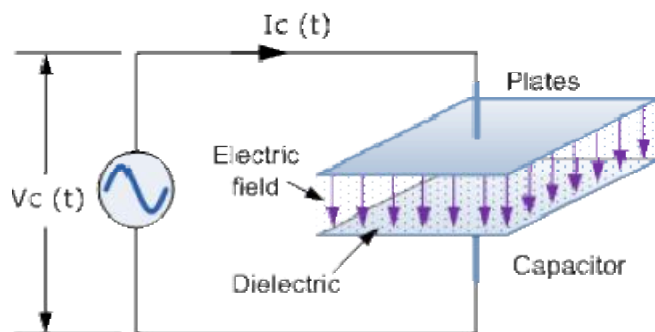
Εικόνα 1.4.7. Ενεργό Low Pass Filter μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.

## Κεφάλαιο 2 Χωρητική Αντίσταση

### 2.1. Ο ρόλος της χωρητικής αντίστασης μέσα στο φίλτρο

Από τα βασικά ηλεκτρονικά γνωρίζουμε ότι όταν μια DC τάση εφαρμόζεται σε έναν πυκνωτή, ο πυκνωτής από μόνος του με το ρεύμα που τραβάει από την παρεχόμενη τάση φορτίζει με τιμή τόση όση και η τιμή της τάσης. Παρομοίως όταν η παρεχόμενη τάση μειώνεται η φόρτιση που είναι αποθηκευμένη στον πυκνωτή μειώνεται επίσης και ο πυκνωτής αποφορτίζει. Σε ένα κύκλωμα όπου το σήμα της τάσης που εφαρμόζουμε αλλάζει συνεχώς από το θετικό στον αρνητικό κύκλο, δηλαδή εναλλασόμενη τάση, με ρυθμό όπου καθορίζεται από την συχνότητα (ημιτονοειδής κυματομορφή τάσης), ο πυκνωτής είτε φορτίζει είτε ξεφορτίζει σε συνεχή βάση. Καθώς ο πυκνωτής φορτίζει και ξεφορτίζει από μέσα του περνάει το ρεύμα που περνάει περιορίζεται από την εσωτερική αντίσταση του πυκνωτή. αυτή η εσωτερική αντίσταση είναι γνωστή ως χωρητική αντίσταση και συμβολίζεται με το  $X_c$  σε Ohms.

Αντιθέτως από την αντίσταση η οποία έχει μια στάνταρ τιμή π.χ. 100Ω, 1ΚΩ, 10ΚΩ κ.τ.λ. (και αυτό συμβαίνει γιατί η αντίσταση υπακούει στον νόμο του Ohm), η χωρητική αντίσταση ποικίλει με την συχνότητα, έτσι οποιαδήποτε εναλλαγή της συχνότητας θα επηρεάσει και τον πυκνωτή. καθώς η συχνότητα που εφαρμόζεται στον πυκνωτή αυξάνει, η χωρητική αντίσταση του μειώνεται και αντιστρόφως όταν η συχνότητα μειώνεται τότε η χωρητική αντίσταση αυξάνει. Αυτή η μεταβολή λέγεται σύνθετη αντίσταση και δημιουργείται επειδή τα ηλεκτρόνια, με την μορφή μιας ηλεκτρικής φόρτισης στις πλάκες του πυκνωτή, περνά από τη μία πλάκα στην άλλη με ταχύτητα πάντα σε σχέση με την συχνότητα. Καθώς η συχνότητα αυξάνει, ο πυκνωτής περνά μέσα από τις πλάκες του περισσότερη φόρτιση σε ορισμένο χρόνο που έχει ως αποτέλεσμα σε μεγαλύτερη εισροή ρεύματος στον πυκνωτή, το οποίο παρουσιάζεται σαν η εσωτερική αντίσταση του πυκνωτή να έχει μειωθεί. Έτσι ένας πυκνωτή που συνδέεται σε ένα κύκλωμα ο οποίος



Εικόνα 2.1.1. Χωρητική αντίσταση.

αλλάζει σε ένα φάσμα συχνοτήτων ονομάζεται και ως εξαρτώμενης συχνότητας.

Η χωρητική αντίσταση συμβολίζεται με το  $X_C$  και η μονάδα μέτρησης είναι σε Ohms , η ίδια όπως και της αντίστασης( $R$ ). Υπολογίζεται με την εξής σχέση:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

Όπου:  $X_C$ , η χωρητική αντίσταση σε ohms

$\pi=3,14$

$f$  η συχνότητα σε Hertz (Hz)

$C$  η χωρητικότητα του πυκνωτή σε Farads (F)

### Παράδειγμα 1

Θα υπολογίσουμε την χωρητική αντίσταση ενός πυκνωτή των  $220nF$  σε μια συχνότητα  $1KHz$  και κέρδος στα  $20KHz$ .

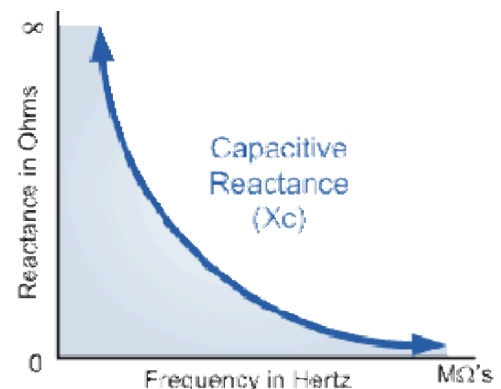
Στην συχνότητα των  $1KHz$ , θα ισχύει:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 1000 \times 220 \times 10^{-9}} = 723.4\Omega$$

Στην συχνότητα των  $20KHz$ , θα ισχύει

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 20000 \times 220 \times 10^{-9}} = 36.2\Omega$$

Μπορούμε και διαπιστώνουμε ότι καθώς η συχνότητα που εφαρμόζουμε στον πυκνωτή μας αυξάνει από το  $1$  στα  $20KHz$  η χωρητική αντίσταση μειώνεται από τα  $723\Omega$  στα  $36\Omega$ . Για οποιαδήποτε τιμή χωρητικότητας πυκνωτή, μπορούμε να κατασκευάσουμε το παρακάτω διάγραμμα της χωρητικής αντίστασης του πυκνωτή σε σχέση με την



Εικόνα 12.1.2. Χωρητική αντίσταση σε σχέση με την συχνότητα.

συχνότητα

Επανακαθορίζοντας την παραπάνω σχέση μπορούμε να βρούμε σε ποια συχνότητα ο πυκνωτής δίνει μια συγκεκριμένη τιμή της χωρητικής του αντίστασης. Για παράδειγμα, σε ποια συχνότητα ένας πυκνωτής των 2,2 $\mu$ F θα είχε μια χωρητική αντίσταση των 200 $\Omega$ .

$$f = \frac{1}{2\pi C X_c = \frac{1}{2\pi} \times 2.2 \times 10^{-6} \times 200} = 361,7Hz$$

Ή μπορούμε να βρούμε την τιμή ενός πυκνωτή σε Farads γνωρίζοντας την συχνότητα που έχουμε εφαρμόσει και την τιμή της χωρητικής αντίστασης σε αυτή την συχνότητα. Για παράδειγμα, θα υπολογίσουμε την τιμή του πυκνωτή σε Farads όταν η χωρητική αντίσταση είναι 200 $\Omega$  και η συχνότητα 50Hz.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 200} = 15.92\mu F$$

Άρα από τα παραπάνω παραδείγματα κατανοούμε ότι όταν ένας πυκνωτής συνδεθεί με μια μεταβαλλόμενη συχνότητα συμπεριφέρεται σαν αντίσταση ελεγχόμενης μεταβλητής συχνότητας. Στις πολύ χαμηλές συχνότητες, όπως το 1Hz ο πυκνωτής μας των 220nF έχει μια χωρητική αντίσταση των 723K $\Omega$  δίνοντας την εντύπωση ενός ανοικτού κυκλώματος και στις πολύ υψηλές συχνότητες όπως το 1MHz ο πυκνωτής θα έχει μια χωρητική αντίσταση μόλις 0,7 Ohms δίνοντας την εντύπωση ενός βραχυκυκλώματος. Σε μηδενική συχνότητα ή τάση DC, ο πυκνωτής έχει άπειρη χωρητική αντίσταση μοιάζοντας σαν ένα «ανοιχτό κύκλωμα» εμποδίζοντας οποιαδήποτε εισροή ηλεκτρικού ρεύματος από μέσα του.

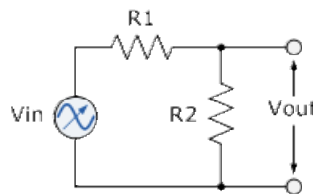
## 2.2. Διαιρέτης τάσης

Όπως γνωρίζουμε από τα βασικά ηλεκτρονικά, διαφορετικές τάσεις μπορούν να εμφανιστούν στα άκρα κάθε αντίστασης οι οποίες θα εξαρτιούνται από την τιμή της αντίστασης, όπως και σε ένα κύκλωμα διαιρέτη τάσης το οποίο διαιρεί την τάση με τον λόγο  $\frac{R2}{R1+R2}$ . Έτσι όταν η  $R1=R2$  η έξοδος της τάσης θα είναι η μισή της εισόδου. Ομοίως

οποιαδήποτε τιμή της R2 μεγαλύτερη ή μικρότερης της R1 θα έχει ως αποτέλεσμα μια αναλογική μεταβολή της τάσης εξόδου. Ας δούμε το παρακάτω κύκλωμα:

Τώρα ξέρουμε ότι η τιμή της χωρητική αντίσταση ενός πυκνωτή (Xc), αλλάζει σε σχέση με την συχνότητα. Εάν αλλάξουμε την μία αντίσταση R2 του δίπλα κυκλώματος με ένα πυκνωτή, η τάση στα άκρα των δυο αυτών στοιχείων θα αλλάξει καθώς η συχνότητα αλλάζει, και αυτό συμβαίνει από την

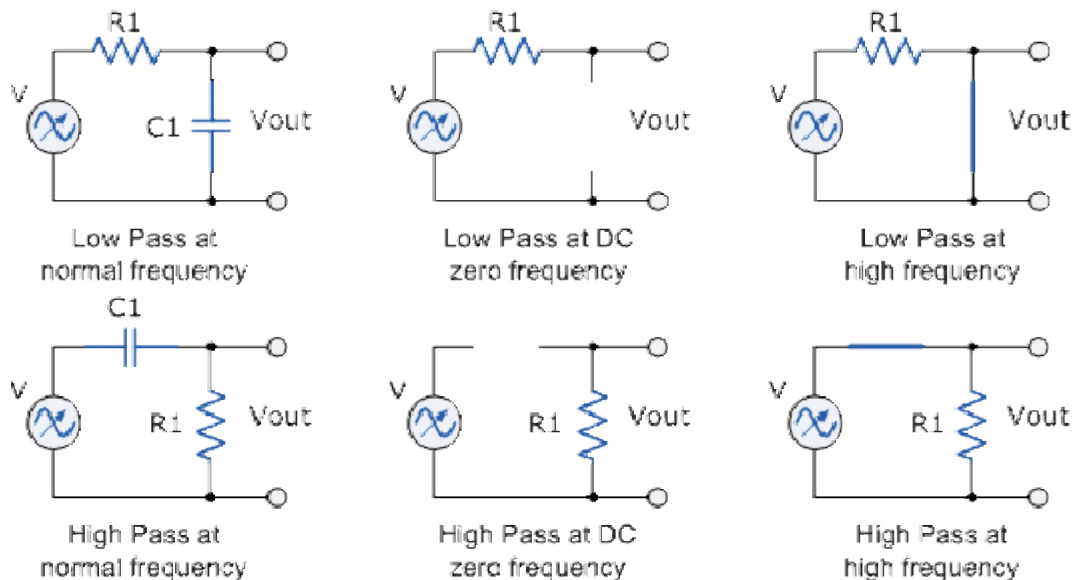
χωρητική αντίσταση του πυκνωτή. Η σύνθετη αντίσταση της R1 δεν αλλάζει με την συχνότητα, έτσι η τάση στα άκρα της R1 και επομένως και η τάση εξόδου καθορίζεται από



$$V_{out} = \frac{R2}{(R1 + R2)}$$

Εικόνα 2.1.3. Διαιρέτης τάσης.

την χωρητική αντίσταση του πυκνωτή για κάθε συχνότητα, έχοντας ως αποτέλεσμα ένα κύκλωμα διαιρέτη τάσης εξαρτωμένης συχνότητας. Βαθυπερατά και υψιπερατά φίλτρα μπορούν να δημιουργηθούν αντικαθιστώντας μια από τις αντιστάσεις του διαιρέτη τάσης με ένα πυκνωτή όπως βλέπουμε και παρακάτω.



Εικόνα 2.1.4. Βαθυπερατά και υψιπερατά φίλτρα.

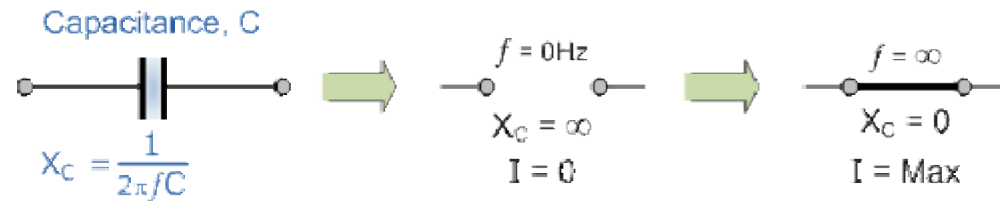
Η ιδιότητα της χωρητικής αντίστασης, κάνει τους πυκνωτές ιδανικούς για χρήση σε εναλλασσόμενα κυκλώματα φίλτρων ή σε συνεχή τάσης τροφοδοσίας κυκλώματα εξομάλυνσης όπου μειώνει τις συνέπειες των τυχόν ανεπιθύμητων ριπών τάσης, καθώς ο



πυκνωτής εφαρμόζεται ως βραχυκύκλωμα σε οποιαδήποτε ανεπιθύμητα σήματα συχνοτήτων στα τερματικά εξόδου.

## Σύνοψη

Έτσι μπορούμε να συνοψίσουμε την συμπεριφορά ενός πυκνωτή σε ένα κύκλωμα μεταβλητής συχνότητας, σαν να είναι ένα είδος αντίστασης ελεγκτή συχνότητας που έχει μεγάλη χωρητική αντίσταση (ανοικτό κύκλωμα) σε πολύ χαμηλές συχνότητες και χαμηλή



Εικόνα 2.1.5. Συμπεριφορά πυκνωτή.

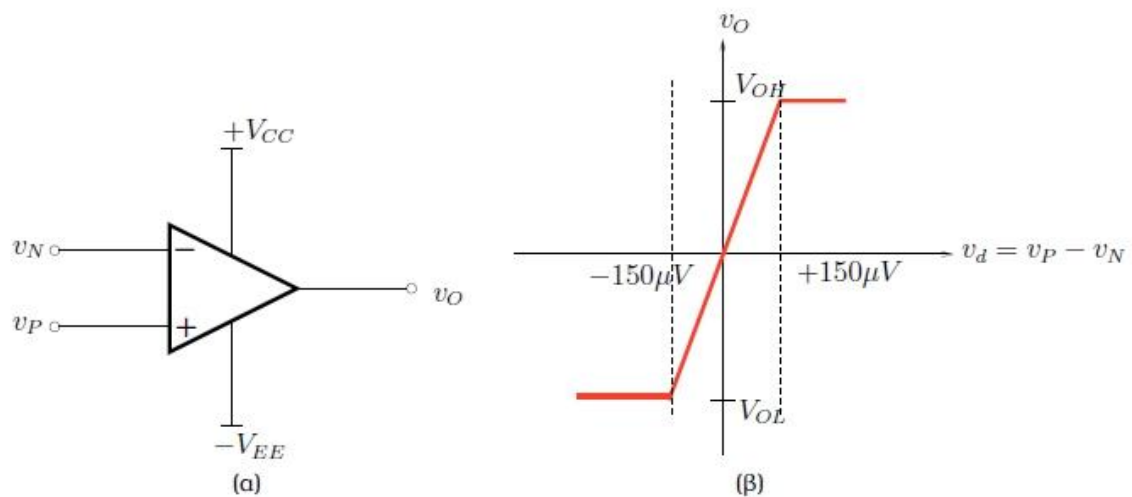
χωρητική αντίσταση (βραχυκύκλωμα) στις πολύ υψηλές συχνότητες, όπως φαίνεται και στο παρακάτω γράφημα.

Είναι σημαντικό να θυμόμαστε αυτές τις δύο συνθήκες γιατί όπως θα φανεί και στις ενότητες που θα ασχοληθούμε με τα βαθυπερατά φίλτρα, η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή είναι αυτή που θα μπλοκάρει ανεπιθύμητα υψηλά σήματα ενώ θα αφήνει να περνούν μόνο χαμηλής συχνότητας σήματα.

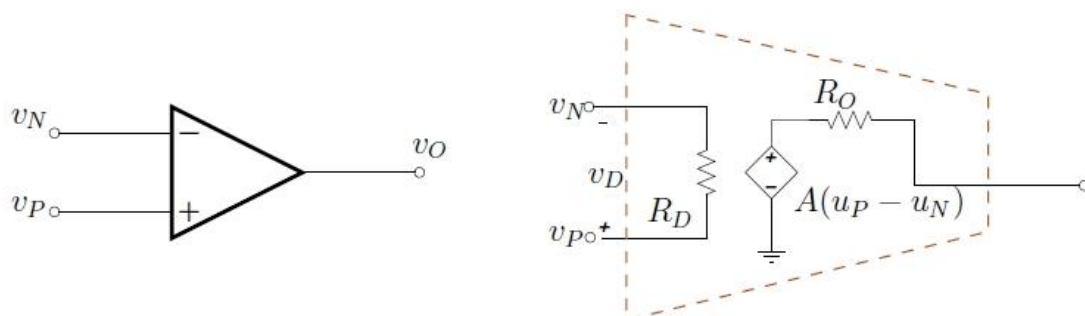
## Κεφάλαιο 3 Τελεστικοί Ενισχυτές

### 3.1. Εισαγωγή

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης με πολύ μεγάλο κέρδος. Το κέρδος μπορεί να παίρνει πολύ μεγάλες τιμές, συνήθως μεταξύ  $10^4$  και  $10^6$ . Ο τελεστικός ενισχυτής αποτελεί το βασικό δομικό στοιχείο σε μια πληθώρα αναλογικών εφαρμογών. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτόνομα σε ένα αναλογικό κύκλωμα, ενώ στην περίπτωση των ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων χρησιμεύει σαν ένα μοντέλο αφαιρετικής λειτουργίας (abstraction) για τα αρχικά στάδια του σχεδιασμού, και στη συνέχεια η



Εικόνα 3.1. Το σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή μαζί με ένα παράδειγμα της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου



Εικόνα 3.2. Το μοντέλο της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή. Η περίπτωση του κορεσμού της τάσης εξόδου δε συμπεριλαμβάνεται.

υλοποίηση του με τρανζίστορ προσαρμόζεται, ώστε να ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της εφαρμογής. Στην συνέχεια θα παρουσιάσουμε τη λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή μαζί με χρήσιμα μοντέλα της λειτουργίας του.

Ο τελεστικός ενισχυτής όπως φαίνεται από το σχηματικό διάγραμμα της εικόνας 3.1, αποτελείται από δύο εισόδους, την αναστρέφουσα είσοδο  $U_N$  (συνδέεται στον ακροδέκτη - του τελεστικού ενισχυτή) και τη μη αναστρέφουσα είσοδο  $U_P$  (συνδέεται στον ακροδέκτη + του τελεστικού ενισχυτή), και μία έξοδο τη  $U_{out}$ . Επίσης στον τελεστικό ενισχυτή συνδέονται δύο τάσεις τροφοδοσίας  $+V_{CC}$  και  $-V_{EE}$  αντίστροφης πολικότητας (Υπάρχουν μοντέλα τελεστικών ενισχυτών που δέχονται μία τάση τροφοδοσίας). Συνήθως στα σχηματικά μεγαλύτερων κυκλωμάτων που περιέχουν τελεστικούς ενισχυτές, οι τάσεις τροφοδοσίας παραλείπονται.

Η κύρια λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή είναι να ενισχύει τη διαφορά δυναμικού μεταξύ  $U_P$  και  $U_N$  η οποία ορίζεται ως

$$U_D = U_P - U_N$$

και ονομάζεται διαφορική τάση εισόδου. Έτσι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι ίση με  $U_O = \alpha \cdot U_D = \alpha \cdot (U_P - U_N)$  όπου με  $\alpha$  συμβολίζεται το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή το οποίο μπορεί να λάβει πολύ μεγάλες τιμές. Έτσι, για παράδειγμα, αν θέλαμε να βρούμε ποια είναι η διαφορά δυναμικού  $U_D$  που προκαλεί μια δεδομένη τάση εξόδου  $U_{out}$  (με τον ακροδέκτη της εξόδου να είναι ασύνδετος) τότε θα έπρεπε να υπολογίσουμε το λόγο

$$U_D = \frac{U_{out}}{\alpha} .$$

Αν  $\alpha = 2 \times 10^5$  και  $U_{out} = 6V$  τότε η διαφορά δυναμικού στους ακροδέκτες της εισόδου που προκάλεσαν αυτή την τάση στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή αρκεί να είναι  $U_D = \frac{6}{2 \times 10^5} = 30\mu V$  . Με άλλα λόγια μια πολύ μικρή διαφορά δυναμικού στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή αρκεί για δώσει στην έξοδο μια μεγάλη τιμή.

Φυσικά η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή δε μπορεί να ξεπεράσει τα όρια  $V_{OH}$  και  $V_{OL}$  που θέτουν οι τάσεις τροφοδοσίας  $+V_{CC}$  και  $-V_{EE}$ . Έτσι παρατηρούμε πως αν για

παράδειγμα  $V_{OH} = 15V$  ,  $\alpha = 10^5$  και η διαφορά δυναμικού  $U_D$  ξεπεράσει τα  $150\mu V$  τότε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή οδηγείται στη μέγιστη δυνατή της τιμή που δεν είναι άλλη από τη  $V_{OH}$ . Στην περίπτωση που η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή πιάσει είτε τη μέγιστη είτε την ελάχιστη δυνατή τιμή της για δεδομένες τάσεις τροφοδοσίας τότε λέμε πως ο τελεστικός ενισχυτής έχει εισέλθει στη φάση του κορεσμού (saturation). Γραφικά, η συμπεριφορά αυτή του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 1(β). Εκεί παρατηρούμε πως όσο η διαφορική τάση εισόδου  $U_D$  παραμένει μικρότερη κατά απόλυτη τιμή από τα  $150\mu V$  τότε η έξοδος είναι γραμμικά εξαρτημένη από τη  $U_D$ . Όταν το όριο αυτό ξεπεραστεί, τότε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή σταθεροποιείται στις δύο ακραίες τιμές της ανεξάρτητα της εισόδου.

όσο ο τελεστικός ενισχυτής βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού, το μοντέλο της λειτουργίας του ουσιαστικά παύει να ισχύει αφού η τάση στην έξοδο είναι σταθερή και ανεξάρτητη από τη διαφορά  $U_P - U_N$ . Το μοντέλο ανακάμπτει όταν η διαφορά δυναμικού  $U_D$  γίνει αρκούντως μικρή, οδηγώντας την έξοδο του τελεστικού ενισχυτή σε τιμές εντός του διαστήματος που ορίζουν οι τάσεις θετικής και αρνητικής τροφοδοσίας. Η επιστροφή του τελεστικού ενισχυτή από τον κορεσμό στην κανονική λειτουργία μπορεί να απαιτήσει περισσότερο χρόνο από ότι οι συνήθεις αλλαγές της τάσης εξόδου.

Το βασικό μοντέλο της λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 2. Ο πυρήνας του μοντέλου αυτού είναι η εξαρτημένη πηγή τάσης, η οποία ενισχύει γραμμικά τη 2 διαφορά δυναμικού μεταξύ του θετικού και του αρνητικού ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή κατά  $\alpha$ . Επίσης, στο μοντέλο αυτό παρατηρούμε τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του τελεστικού ενισχυτή. Από την είσοδο βλέπουμε τη διαφορική αντίσταση  $R_D$ , ενώ όταν κοιτάξουμε τον ακροδέκτη της εξόδου θα δούμε την αντίσταση εξόδου  $R_O$ .

Παρόλο που το μοντέλο αυτό προσεγγίζει με αρκετή ακρίβεια την πραγματικότητα, περιπλέκει αρκετά την ανάλυση των κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές. Για να απλοποιήσουμε τη διαδικασία χωρίς να χάσουμε πολύ από την ακρίβεια των αποτελεσμάτων μας, θα θεωρήσουμε στη συνέχεια πως ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός και δεν λειτουργεί στην κατάσταση κορεσμού. Στη συνέχεια όποτε ξαναχρειαστούμε το πληρέστερο μοντέλο του σχήματος 2 θα το αναφέρουμε ρητά.

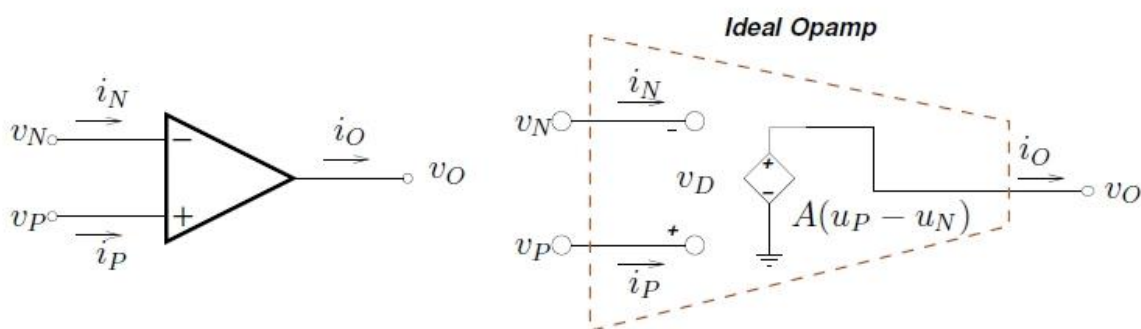
### 3.2. Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Για να απλοποιήσουμε την ανάλυση μας θα στραφούμε πρώτα στους *ιδανικούς τελεστικούς ενισχυτές*. Ευτυχώς, σε πολλές περιπτώσεις η υπόθεση της ιδανικότητας του τελεστικού ενισχυτή δεν απέχει πολύ από την πραγματικότητα και αρκεί για την πρώτη εκτίμηση της συμπεριφοράς του κυκλώματος που σχεδιάζουμε. Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Εφόσον ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης, τότε θα πρέπει να εμφανίζει μια πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, ώστε να επιβαρύνει όσο το δυνατόν λιγότερο τα κυκλώματα που τον οδηγούν. Έτσι, στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή  $R_D \rightarrow \infty$ . Εξαιτίας της πολύ μεγάλης αντίστασης εισόδου  $R_D$ , μπορούμε με ασφάλεια να υποθέσουμε πως τα ρεύματα  $i_N$  και  $i_P$  που καταλήγουν στους ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδέν.

- Επίσης, για να εξασφαλίσουμε πως η έξοδος του ενισχυτή υφίσταται τις ελάχιστες δυνατές απώλειες τάσης, πρέπει  $R_O \rightarrow 0$ .

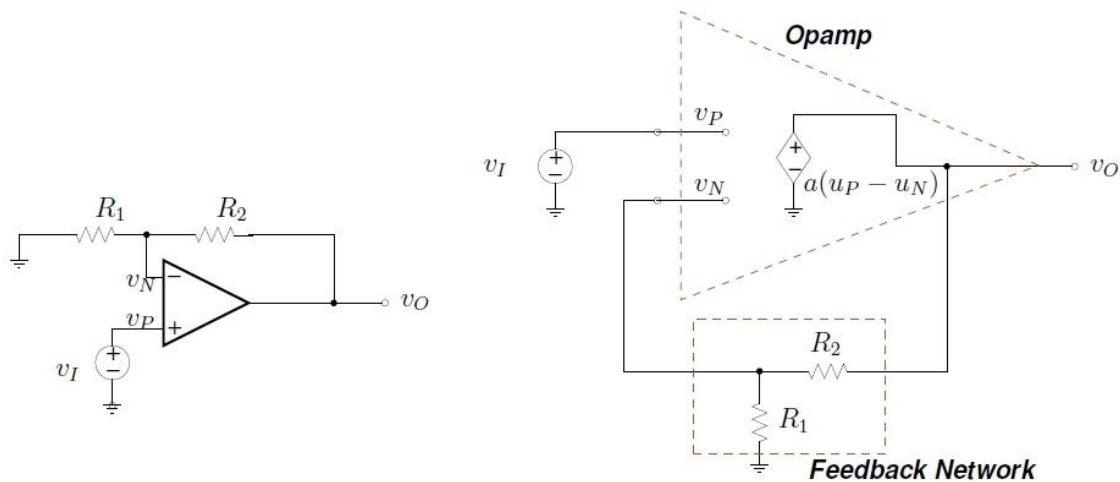
- Τέλος, το κέρδος τάσης  $a$  του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι οσοδήποτε μεγάλο, δηλαδή  $a \rightarrow \infty$ . Αυτή η θεώρηση για τον τελεστικό ενισχυτή προκαλεί πολλά ερωτήματα. Πρώτον, αυτό το άπειρο κέρδος σημαίνει ότι  $U_D = U_{out}/a \rightarrow 0$ . Επομένως, πως γίνεται ένας ενισχυτής να διατηρήσει μια μη-μηδενική ποσότητα στην έξοδο του όταν η είσοδος είναι σχεδόν μηδενική; Ουσιαστικά η διαφορά δυναμικού  $U_D$  δε γίνεται ποτέ μηδέν απλά λόγω του πολύ μεγάλου κέρδους, αναγκάζεται να παραμένει πολύ μικρή ώστε η τάση



Εικόνα 3.3. Το μοντέλο του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

εξόδου να αποφύγει τον κορεσμό. Ουσιαστικά, όπως θα δούμε και στη συνέχεια, τα κυκλώματα που χτίζουμε γύρω από τον τελεστικό ενισχυτή είναι αυτά που μας εξασφαλίζουν ότι η διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών θα είναι πολύ μικρή, οδηγώντας την έξοδο σε χρήσιμες τιμές μακριά από τον κορεσμό. Με τη βοήθεια αυτού του

απλοποιημένου μοντέλου του τελεστικού ενισχυτή, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 3, θα αναλύσουμε στη συνέχεια μια πληθώρα από πολύ χρήσιμα κυκλώματα.



Εικόνα 3.4. Η μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή και αντίστοιχο μοντέλο λειτουργίας.

### 3.3 Μη-αντιστρέφων ενισχυτής

Το κύκλωμα που βλέπουμε στο σχήμα 4 αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή και δύο αντιστάσεις. Για να καταλάβουμε τη λειτουργία του θα βρούμε τη σχέση που συνδέει την τάση  $V_O$  με την τάση  $V_I$ .

Εξαιτίας της συνδεσμολογίας, η είσοδος  $U_P$  του ενισχυτή είναι ίση με την τάση εισόδου  $V_I$ . Δηλαδή

$$U_P = V_I$$

Αντίθετα, η τάση εξόδου επανατροφοδοτείται (feedback) στην αναστρέφουσα είσοδο  $U_N$  μέσω του δικτύου των αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$ . Από το ισοδύναμο κύκλωμα παρατηρούμε, πως η τάση  $U_N$  που επιστρέφει από την έξοδο δίνεται από τη σχέση του διαιρέτη τάση και είναι ίση με :

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_O$$

Ουσιαστικά η τάση  $U_N$  αναπαριστά το ποσοστό της εξόδου που επιστρέφει πίσω στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Η έξοδος  $V_O$  είναι η ενισχυμένη εκδοχή της διαφορικής τάσης  $U_D$ . Δηλαδή  $V_O = a \cdot (U_P - U_N)$ . Επομένως, μπορούμε να γράψουμε πως

$$V_o = a \cdot \left( V_1 - \left( \frac{R1}{R1 + R2} V_o \right) \right)$$

Αναδιατάσσοντας την εξίσωση μπορούμε να γράψουμε πως ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου  $V_o/V_I$  είναι ίσος με:

$$A = \frac{V_o}{V_I} = \left( 1 + \left( \frac{R2}{R1} \right) \right) \left( \frac{1}{1 + \frac{1 + \left( \frac{R2}{R1} \right)}{a}} \right)$$

Η μορφή της σχέσης αποδεικνύει πως ο τελεστικός ενισχυτής μαζί με το ζευγάρι των αντιστάσεων είναι ένας ενισχυτής τάσης και το κέρδος που πετυχαίνει ισούται με  $A$ . Εφόσον το πρόσημο του  $A$  είναι θετικό, σημαίνει πως η πολικότητα των  $V_o$  και  $V_I$  είναι ίδια. Για το λόγο αυτό η συνδεσμολογία αυτή καλείται *μη-αναστρέφων ενισχυτής*.

Όπως παρατηρείτε το τελικό κέρδος του κυκλώματος  $A$  με το κέρδος  $a$  του τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ διαφορετικά. Για να τα ξεχωρίσουμε, το  $a$  καλείται συνήθως *κέρδος ανοιχτού βρόγχου* ενώ το  $A$  *κέρδος κλειστού βρόγχου*. Ο κλειστός βρόγχος προκύπτει από τις αντιστάσεις  $R1$  και  $R2$  που αποτελούν το δίκτυο ανάδρασης και επανατροφοδοτούν ένα μέρος της εξόδου ξανά στην είσοδο.

**Παράδειγμα:** Για τον μη-αναστρέφων ενισχυτή θεωρήστε ότι  $V_I = 1V$ ,  $R1 = 2K\Omega$  και  $R2 = 18K\Omega$ . Υπολογίστε τη  $V_o$  και την τάση στον ακροδέκτη  $U_N$  του τελεστικού ενισχυτή όταν το κέρδος  $a$  του τελεστικού ενισχυτή είναι  $10^2$ ,  $10^4$  και  $10^6$ . Γνωρίζουμε ότι από τη σχέση που δίνει το κέρδος του κυκλώματος πως

$$A = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1 + \frac{18}{2}}{1 + \frac{10}{a}}$$

Δηλαδή η τάση εξόδου ισούται με  $U_o = \frac{10}{1 + \frac{10}{a}}$ . Επίσης εξαιτίας του δικτύου ανάδρασης προκύπτει ότι  $U_N$

$$U_N = \frac{R1}{R1 + R2} U_o = \frac{1}{10} U_o = \frac{1}{1 + 10/a}$$
 Έτσι οι τάσεις  $U_o$  και  $U_N$  για τις

διάφορες τιμές του  $a$  είναι ίσες με :

$$1. U_O = \frac{10}{1 + \frac{10}{10^2}} = 9,091V$$

$$U_N = 1/(1 + 10/10^2) = 0,9091V$$

$$2. U_O = \frac{10}{1 + \frac{10}{10^4}} = 9,990V$$

$$U_N = 1/(1 + 10/10^2) = 0,9990V$$

$$3. U_O = \frac{10}{1 + \frac{10}{10^6}} = 9,9999V$$

$$U_N = 1/(1 + 10/10^2) = 0,99999V$$

Με ευκολία αντιλαμβανόμαστε, πως όσο το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή μεγαλώνει, τόσο η τάση εξόδου πλησιάζει τα 10V, ενώ η τάση της αναστρέφουσας εισόδου  $U_N$  ακολουθεί την τάση του ακροδέκτη  $U_P$  πλησιάζοντας το 1V.

Από τη σχέση που προέκυψε για το κέρδος κλειστού βρόγχου, αν θεωρήσουμε ότι το κέρδος ανοιχτού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ μεγάλο, δηλαδή  $a \rightarrow \infty$  τότε προκύπτει ότι

$$A_{IDEAL} = \lim_{a \rightarrow \infty} A = 1 + \frac{R2}{R1}$$

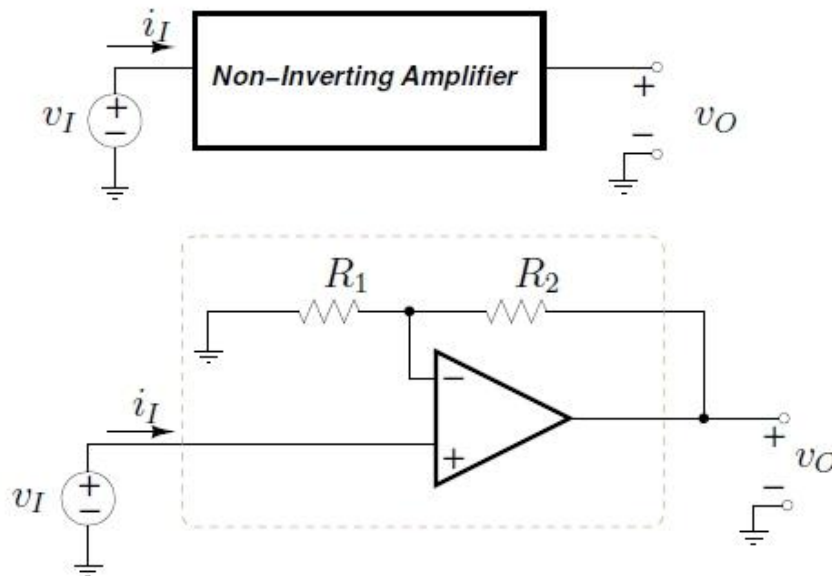
Ουσιαστικά αυτό που παρατηρούμε, είναι, ότι στην περίπτωση που το  $a \rightarrow \infty$  τότε το τελικό κέρδος που παίρνουμε από το συνολικό κύκλωμα είναι ανεξάρτητο από το  $a$  και καθορίζεται αποκλειστικά από το δίκτυο των αντιστάσεων. Το χαρακτηριστικό αυτό διευκολύνει πάρα πολύ τους σχεδιαστές, γιατί μπορούν να επιλέξουν με σχετικά καλή ακρίβεια το κέρδος που θέλουν να πετύχουν. Για παράδειγμα, αν  $R1 = R2$  τότε η έξοδος του κυκλώματος είναι ενισχυμένη  $\times 2$ . Επίσης, αν αλλάξουμε μία από τις δυο αντιστάσεις με ένα ποτενσιόμετρο μπορούμε να επιτύχουμε μεταβλητή ενίσχυση.

Το χαρακτηριστικό αυτό του μη-αντιστρέφοντος ενισχυτή φάνηκε και από το αριθμητικό παράδειγμα όπου μεγαλώνοντας το  $a$  πετύχαμε κέρδος  $U_O/U_I \approx 10/1 = 10 = \left(1 + \frac{18}{2}\right) = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$ . Επίσης για να παραμένει η έξοδος σε αυτή την τιμή παρατηρήσαμε ότι λόγω της ανάδρασης η διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του τελεστικού ενισχυτή  $U_P - U_N$  οδηγήθηκε σε πολύ μικρές τιμές.

Για να είμαστε σε θέση να συνδέσουμε τον αντιστρέφοντα ενισχυτή με άλλα κυκλώματα πρέπει να υπολογίσουμε τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου που εμφανίζει. Τις



αντιστάσεις αυτές τις συμβολίζουμε με  $R_{in}$  και  $R_{out}$  αντίστοιχα και ουσιαστικά αντιστοιχούν στις αντιστάσεις κλειστού βρόγχου του κυκλώματος.



Εικόνα 3.5. Εύρεση της ισοδύναμης αντίστασης εισόδου και εξόδου του μη-αναστρέφοντος ενισχυτή

Αρχικά θα περιορίσουμε την ανάλυση μας στο μοντέλο του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή. Η είσοδος του κυκλώματος συνδέεται στη μη-αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Όπως παρατηρούμε και από το ιδανικό μοντέλο του κυκλώματος (σχήμα 4), ουσιαστικά η είσοδος καταλήγει σε ένα ανοιχτό κύκλωμα. Επομένως, η αντίσταση εισόδου του μη-αναστρέφοντος ενισχυτή είναι όση και η αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή δηλαδή  $R_i = 1$ . Επίσης, εφόσον μεταξύ της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή και της εξόδου ολόκληρου του κυκλώματος δεν παρεμβάλλεται καμία άλλη αντίσταση ουσιαστικά τόσο ολόκληρο το κύκλωμα όσο και ο τελεστικός ενισχυτής παρουσιάζουν την ίδια αντίσταση εξόδου. Δηλαδή  $R_{out} = 0$ .

Τώρα ας μελετήσουμε κατά πόσον τα συμπεράσματα που βγάλαμε για τις αντιστάσεις εισόδου-εξόδου του κυκλώματος θεωρώντας τον τελεστικό ενισχυτή ιδανικό έχουν ισχύ και στην περίπτωση του ρεαλιστικού μοντέλου του σχήματος 2, το οποίο περιλαμβάνει τις αντιστάσεις  $R_D$  και  $R_O$ .

Για την εύρεση της αντίστασης εξόδου θα εφαρμόσουμε στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή ένα ρεύμα ελέγχου  $I_x$ , ώστε να υπολογίσουμε την τάση  $V_x$  που θα προκύψει, φροντίζοντας πρώτα να μηδενίσουμε τη συνεισφορά της τάσης εισόδου. Το ισοδύναμο

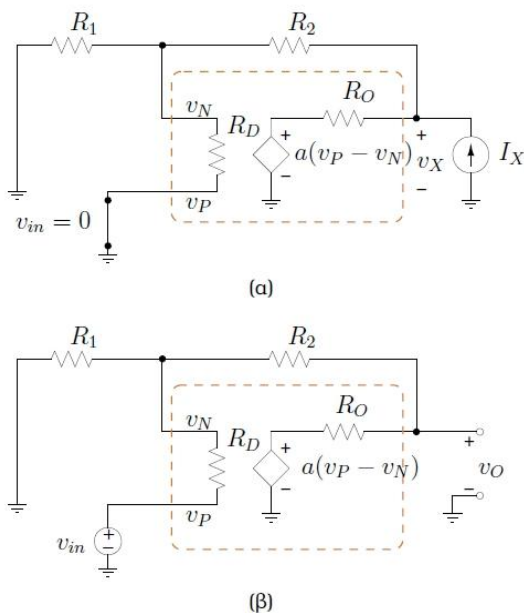
μοντέλο της μη- αναστρέφουσας συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 6(α). Μετά από την ανάλυση του κυκλώματος προκύπτει ότι

$$R_{out} \approx \frac{R_o}{a (R_2 / (R_1 + R_2))}$$

Με άλλα λόγια ακόμη και η αντίσταση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή  $R_o$  να είναι σημαντική, εξαιτίας του μεγάλου κέρδους του τελεστικού ενισχυτή και της αρνητικής ανάδρασης προκύπτει ότι η αντίσταση εξόδου (κλειστού βρόγχου) όλου του κυκλώματος παραμένει σημαντικά μικρή. Επομένως, το αποτέλεσμα αυτό συμφωνεί με την ανάλυση που κάναμε χρησιμοποιώντας το ιδανικό μοντέλο του τελεστικού ενισχυτή. Για την περίπτωση της αντίστασης εισόδου χρησιμοποιούμε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 6(β). Αναλύοντας το κύκλωμα βρίσκουμε ότι

$$R_{in} \approx R_D \left( \frac{aR_2}{R_1 + R_2 + R_o} \right)$$

Έτσι και πάλι το αποτέλεσμα που προέκυψε θεωρώντας τον τελεστικό ενισχυτή ιδανικό δεν απέχει πολύ από αυτό που υπολογίσαμε για τον μη-αντιστρέφοντα ενισχυτή, λαμβάνοντας υπόψη τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ίδιου του τελεστικού ενισχυτή.

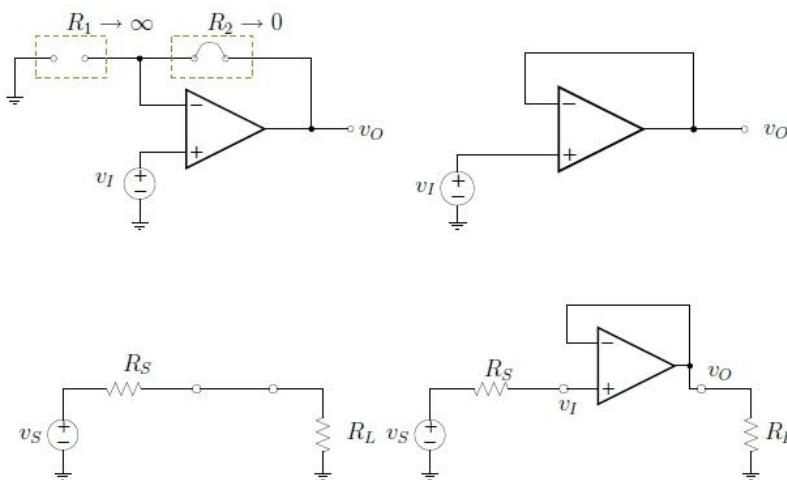


Εικόνα 3.6. Ισοδύναμα κυκλώματα για την εύρεση της πραγματικής αντίστασης εξόδου και εισόδου του μη αντιστρέφοντος ενισχυτή.

### 3.4. Ακόλουθος τάσης

Μια υπο-περίπτωση του μη-αναστρέφοντος ενισχυτή είναι ο ακόλουθος τάσης. Το κύκλωμα αυτό προκύπτει αν διαλέξουμε για τον μη-αναστρέφοντα ενισχυτή  $R_1 = \infty$  (ανοιχτό κύκλωμα) και  $R_2 = 0$  (βραχυκύκλωμα). Τότε ο ενισχυτής θα είχε την μορφή που φαίνεται στο σχήμα 7, και το κέρδος του κυκλώματος θα ήταν ίσο με 1. Δηλαδή  $V_O = V_I$  που σημαίνει πως η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή ακολουθεί πιστά την είσοδο του. Επίσης, το κύκλωμα αυτό έχει ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό. Αν κοιτάξουμε την είσοδο του ουσιαστικά θα δούμε ένα ανοιχτό κύκλωμα εξαιτίας της άπειρης αντίστασης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, ενώ αν δούμε την έξοδο του θα την βρούμε βραχυκυκλωμένη με την είσοδο του κυκλώματος λόγω της απευθείας ανατροφοδότησης. Ας δούμε όμως μια εφαρμογή της ιδιότητας αυτής η οποία θα αποσαφηνίσει την αξία της.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 8, υποθέστε ότι θέλετε να στείλετε ένα σήμα  $U_S$  σε ένα φορτίο  $R_L$ . Αν η πηγή του σήματος ήταν ιδανική, τότε δεν θα είχατε κανένα πρόβλημα και το



Εικόνα 3.7. Πάνω: Ο ακόλουθος τάσης ως μια υπο-περίπτωση του μη- αντιστρέφοντος ενισχυτή. Κάτω: Παράδειγμα εφαρμογής του ακόλουθου τάσης.

σήμα θα έφτανε στο φορτίο αναλλοίωτο. Στην πραγματικότητα όμως η πηγή εμφανίζει μια μη αμελητέα αντίσταση εξόδου  $R_S$ . Τότε μεταξύ της πηγής και του φορτίου σχηματίζεται ένας διαιρέτης τάσης με αποτέλεσμα το εύρος της  $U_L$  που καταλήγει τελικά στο φορτίο να είναι αρκετά μικρότερο από το αρχικό  $U_L = R_S / (R_S + R_L) U_S$ .

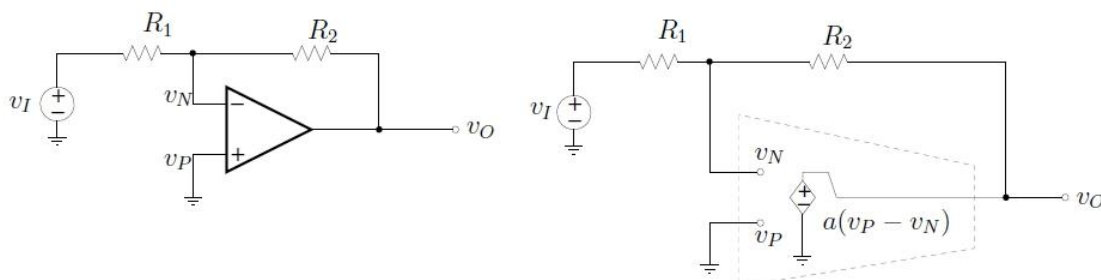
Αν αντικαταστήσουμε το καλώδιο που ενώνει την πηγή με το φορτίο με έναν ακόλουθο τάσης τότε πετυχαίνουμε δύο πράγματα:

1. Εφόσον η αντίσταση εισόδου του ακόλουθου τάσης είναι άπειρη τότε το κομμάτι της πηγής δε θα διαρρέεται από ρεύμα και η τάση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή  $V_I$  θα είναι ίση με  $U_s$ .

2. Θεωρώντας ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, τότε η αντίσταση εξόδου του είναι 0. Έτσι προκύπτει ότι  $V_L = V_O = V_I = U_s$ , δείχνοντας ότι το φορτίο  $R_L$  λαμβάνει όλο το σήμα χωρίς καμιά απώλεια.

Ο ρόλος του ακόλουθου τάσης είναι να απομονώνει μια πηγή από το φορτίο της. Στο κύκλωμα που περιλαμβάνει τον ακόλουθο τάσης, η πηγή δεν παρέχει καθόλου ρεύμα με αποτέλεσμα να έχει μηδενική κατανάλωση ισχύος. Κάτι τέτοιο δεν ίσχυε στην πρώτη περίπτωση, όπου η πηγή συνδεόταν απευθείας στο φορτίο. Τώρα το ρεύμα και την ισχύ που καταναλώνει το φορτίο  $R_L$  παρέχεται από τον ίδιο τον τελεστικό ενισχυτή, ο οποίος το παίρνει από τις δικές του γραμμές τροφοδοσίας  $V_{CC}$  και  $V_{EE}$ . Έτσι με τη χρήση του ακόλουθου τάσης καταφέραμε, πρώτον να απαλλάξουμε την πηγή από τον παρέχει ρεύμα και δεύτερον το φορτίο να λάβει όλο το σήμα που στέλνει η πηγή  $U_L = U_s$ .

### 3.5. Αναστρέφων ενισχυτής



Εικόνα 3.8. Η αναστρέφουσα συνδεσμολογία του ενισχυτή.

Ο αντιστρέφων ενισχυτής είναι επίσης μια πολύ χρήσιμη τοπολογία στα κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές. Ακολουθώντας το σχηματικό διάγραμμα προκύπτει ότι

$$U_P = 0$$

Αντίστοιχα, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει εύκολα από την αρχή της επαλληλίας και τη δομή του διαιρέτη τάσης και είναι ίση με:

$$U_N = R_2 / (R_1 + R_2) \cdot U_I + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_0 \right)$$

Ουσιαστικά η σχέση αυτή προκύπτει από την αρχή της επαλληλίας θεωρώντας τη μια φορά το  $V_0 = 0$  και ενεργή την  $V_I$ , και την επόμενη το αντίθετο. Τώρα εφόσον η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι, η ενισχυμένη κατά  $a$  εκδοχή της διαφοράς δυναμικού  $U_P - U_N$  προκύπτει ότι

$$V_0 = a \times \left( -\frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)} \times U_I - \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)} U_0 \right)$$

Παρατηρούμε ότι το δίκτυο ανάδρασης επιστρέφει πίσω στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή το  $1/(1+R_2/R_1)$  της εξόδου. Το ποσοστό αυτό της ανάδρασης είναι ακριβώς ίδιο με αυτό της μη-αναστρέφουσας συνδεσμολογίας. Έτσι το τελικό κέρδος κλειστού-βρόγχου που πετυχαίνει ο αναστρέφων ενισχυτής είναι ίσο με

$$A = \frac{U_0}{U_I} = \left( -\frac{R_2}{R_1} \right) \times \left( \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) a} \right)$$

Στην περίπτωση αυτή, όπως περιμέναμε άλλωστε, το κέρδος του ενισχυτή είναι αρνητικό. Για παράδειγμα αν η είσοδος μας ήταν ένα ημίτονο η έξοδος θα είχε διαφορά φάσης 180ο με το σήμα εισόδου.

### Παράδειγμα

Για τον μη-αναστρέφων ενισχυτή θεωρήστε ότι  $v_I = 1V$ ,  $R_1 = 2KW$  και  $R_2 = 8KW$ . Υπολογίστε τη  $U_0$  και την τάση στον ακροδέκτη  $U_N$  του τελεστικού ενισχυτή όταν το κέρδος  $a$  του τελεστικού ενισχυτή είναι 102, 104 και 106. Γνωρίζουμε ότι από τη σχέση που δίνει το κέρδος του κυκλώματος πως  $A = V_0/V_I = -(8/2) \times (1/(1 + (1 + 4)/a))$ . Δηλαδή η τάση εξόδου ισούται με  $U_0 = -4 \times 1/(1 + 5/a)$ . Επίσης, σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση  $U_N = 1/(1$

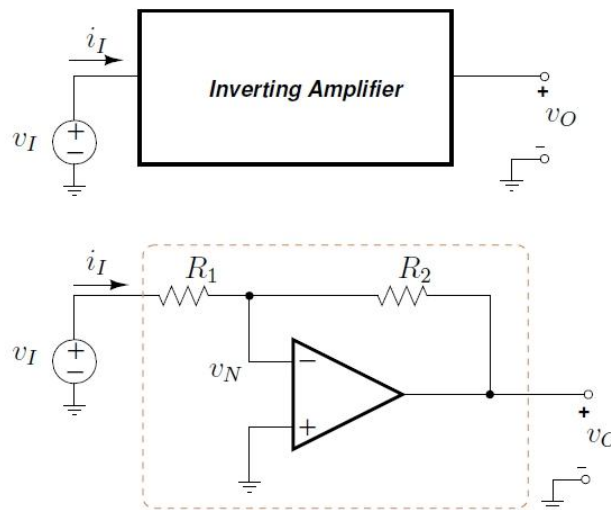
$+ 0.25) \times 1 + (1/(1 + 4))U_O$  δηλαδή  $U_N = 1/1.25 + 1/5U_O$  Οι τάσεις  $U_O$  και  $U_N$  για τις διάφορες τιμές του  $\alpha$  είναι ίσες με :

1.  $U_O = -4/(1 + 5/10^2) = -3,8095V$        $U_N = 1/1.25 + (1/5) \times (-3,8095) = 0,0381V$
2.  $U_O = -4/(1 + 5/10^4) = -3,9980V$        $U_N = 1/1.25 + (1/5) \times (-3,9980) = 0,0004V$
3.  $U_O = -4/(1 + 5/10^6) = -3,9999V$        $U_N = 1/1.25 + (1/5) \times (-3,9999) = 0,000004V$

Με ευκολία αντιλαμβανόμαστε πως όσο το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή μεγαλώνει τόσο η τάση εξόδου πλησιάζει τα  $-4V$  και η τάση της αναστρέφουσας εισόδου  $v_N$  ακολουθεί την τάση του ακροδέκτη  $v_P$  πλησιάζοντας το  $0V$ .

Στην περίπτωση που ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, τότε το κέρδος ανοιχτού βρόγχου  $\alpha \rightarrow \infty$ . Έτσι το κέρδος κλειστού βρόγχου θα ήταν ίσο με

$$A_{ideal} = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} A = -\frac{R_2}{R_1}$$



Εικόνα 3.9. Εύρεση της ισοδύναμης αντίστασης εισόδου και εξόδου του αντιστρέφοντος ενισχυτή.

Δηλαδή και πάλι το κέρδος κλειστού βρόγχου εξαρτάται αποκλειστικά από το λόγο των αντιστάσεων  $R_2$  και  $R_1$  και είναι ανεξάρτητο από το κέρδος ανοιχτού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή. Όπως είδαμε και στο παράδειγμα εξαιτίας της αρνητικής ανάδρασης

ένα μέρος της εξόδου επιστρέφει στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή μειώνοντας τη διαφορά δυναμικού των δύο ακροδεκτών εισόδου. Όσο πιο μεγάλο το κέρδος του ενισχυτή τόσο πιο κοντά έρχονται οι τάσεις  $U_N$  και  $U_P$ .

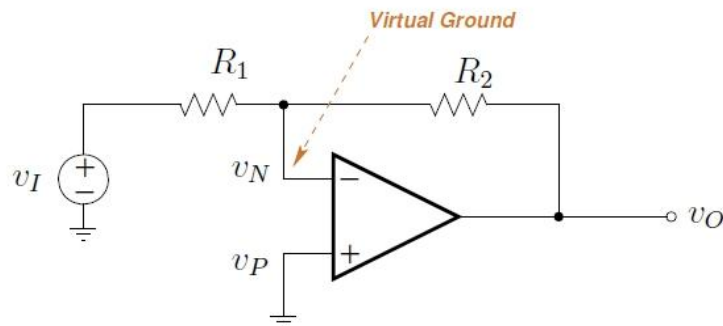
Για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου που εμφανίζει το κύκλωμα αρκεί να υπολογίσουμε το λόγο  $U_I/i_I$  όπου  $i_I$  είναι το ρεύμα που διαρρέει την είσοδο όταν εφαρμοστεί σε αυτή μια τάση  $U_I$ . Το ρεύμα  $i_I$  που διαρρέει την πηγή  $U_I$  είναι το ίδιο με αυτό που διαρρέει την αντίσταση  $R_1$ . Δηλαδή  $i_I = (U_I - U_N) / R_1$ . Από το κύκλωμα του αντιστρέφοντος ενισχυτή και λόγο της αρνητικής ανάδρασης δείξαμε πιο πριν ότι  $U_N \rightarrow 0$ . Έτσι προκύπτει ότι το ρεύμα  $i_I$  είναι ίσο με  $i_I = U_I / R_1$ . Με μια απλή αναδιάταξη προκύπτει ότι  $U_I / i_I = R_1$ . Επομένως, η αντίσταση εισόδου του αντιστρέφοντος ενισχυτή ισούται με  $R_{in} = R_1$ . Όμοια με τον μη-αντιστρέφοντα ενισχυτή εφόσον η έξοδος λαμβάνεται απευθείας από την έξοδο του τελεστικού ενισχυτή, η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος είναι ίση με  $R_{out} = 0$ . Αν θεωρούσαμε το αναλυτικότερο μοντέλο όπως κάναμε στην περίπτωση του μη-αντιστρέφοντος ενισχυτή θα καταλήγαμε στα ίδια συμπεράσματα εξαιτίας του μεγάλου κέρδους.

### 3.6. Απλοποιημένη μέθοδος ανάλυσης κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές

Στην περίπτωση που έχουμε *αρνητική ανάδραση*, δηλαδή ένα μέρος της εξόδου επιστρέφει στην αναστρέφουσα είσοδο  $U_N$  του τελεστικού ενισχυτή, και θεωρώντας τον τελεστικό ενισχυτή ιδανικό με το κέρδος του  $\alpha \rightarrow 1$  τότε ουσιαστικά η διαφορική διαφορά δυναμικού  $U_D = U_P - U_N = U_{out} / \alpha$  πλησιάζει το μηδέν. Για παράδειγμα αν το κέρδος ανοιχτού βρόγχου του τελεστικού ενισχυτή είναι ίσο με  $10^5$  και η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση εξόδου είναι  $U_{out} = 12V$  (καθορίζεται από τις τάσεις τροφοδοσίας) αυτό σημαίνει πως η μέγιστη επιτρεπόμενη διαφορά δυναμικού μεταξύ των  $U_P$  και  $U_N$ , δηλαδή  $U_P - U_N$ , δεν πρέπει να ξεπερνάει τα  $120\mu V$ . Η διαφορά δυναμικού αυτή είναι σημαντικά πιο μικρή από τις τάσεις εισόδου και εξόδου του κυκλώματος. Έτσι μπορούμε με ασφάλεια να θεωρήσουμε ότι λόγω του πολύ μεγάλου κέρδους  $10$  αρκεί να υποθέσουμε ότι

$$U_P - U_N \approx 0$$

Η προσέγγιση αυτή φάνηκε ξεκάθαρα ότι είναι αρκετά ρεαλιστική από τα δύο αριθμητικά παραδείγματα που παρουσιάστηκαν στις δύο προηγούμενες ενότητες. Η διαφορά  $U_P - U_N$  δεν θα είναι ποτέ ακριβώς ίση με 0. Πάντως θα είναι πολύ μικρή έναντι των υπολοίπων τάσεων του κυκλώματος. Ουσιαστικά η αρνητική ανάδραση οδηγεί τον



Εικόνα 3.10. Ο αντιστρέφων ενισχυτής.

ιδανικό τελεστικό ενισχυτή να βγάλει μια ορισμένη τάση εξόδου στην προσπάθεια του να μειώσει σημαντικά τη διαφορά δυναμικού μεταξύ  $U_P$  και  $U_N$ . Το  $U_N$  κινηγάει την τάση του  $U_P$  χωρίς όμως να ξοδεύει καθόλου ρεύμα στους ακροδέκτες της εισόδου του.

Για να δείτε ποιοτικά αυτή τη συμπεριφορά στην περίπτωση της αρνητικής ανάδρασης θεωρήστε ξανά το κύκλωμα του αντιστρέφοντος ενισχυτή. Μια οποιαδήποτε αύξηση της τάσης της εισόδου οδηγεί σε μια αύξηση της τάσης της  $U_N$  μέσω της  $R1$ . Η αυξημένη τάση  $U_N$  αντιστρέφεται και ενισχύεται στην έξοδο εφόσον όταν  $U_{out} = \alpha(U_P - U_N) = -\alpha U_N$ . Η μείωση αυτή της τάσης εξόδου μεταφέρεται μέσω της αντίστασης ανάδρασης πίσω στην είσοδο μειώνοντας έτσι την τάση στο  $U_N$  και επομένως τη διαφορά  $U_P - U_N$ . Προκαλείται δηλαδή το αντίθετο αποτέλεσμα από την αρχική αύξηση της  $U_I$ . Η εκ νέου ενισχυμένη εκδοχή της  $U_P - U_N$  που θα επανατροφοδοτηθεί στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή θα μειώσει περαιτέρω τη διαφορά δυναμικού  $U_P - U_N$ , φέρνοντας τις τάσεις στους δύο ακροδέκτες εισόδου ακόμη πιο κοντά. Η σταθεροποίηση της  $U_O$  σε μια τιμή θα σημαίνει ότι το  $U_P - U_N$  έχει έρθει σε μια πολύ μικρή τιμή. Με άλλα λόγια όταν έχουμε αρνητική ανάδραση σε ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με πολύ μεγάλο κέρδος μπορούμε να θεωρήσουμε ότι οι ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή ενώνονται με ένα *εικονικό βραχυκύκλωμα* έχοντας περίπου την ίδια τάση. Με αυτή την απλοποίηση στο μυαλό μας ας αναλύσουμε εκ νέου των αντιστρέφοντα ενισχυτή ώστε να δούμε την εφαρμογή της. Σύμφωνα με την απλοποιημένη μεθοδολογία ανάλυσης των κυκλωμάτων



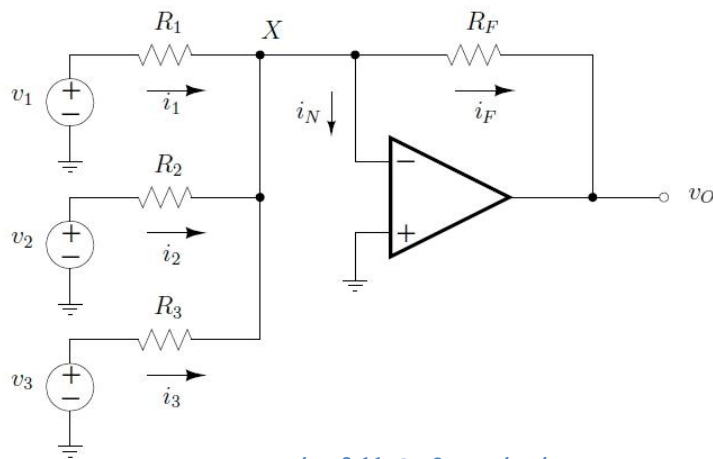
για την αναστρέφουσα συνδεσμολογία του σχήματος 11 θα λέγαμε το εξής :  $U_P = 0$  λόγω συνδεσμολογίας. Η τάση που αναπτύσσεται στο  $U_N$  είναι συνάρτηση της  $U_I$  και της  $U_O$ . Έτσι προκύπτει ότι

$$U_N = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_O + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_I$$

Η συνθήκη  $U_P - U_N \approx 0$  οδηγεί στο συμπέρασμα ότι

$$U_N \approx U_P \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_O + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_I = 0$$

με αποτέλεσμα 
$$U_O = -\frac{\frac{R_1}{R_1+R_2}}{\frac{R_2}{R_1+R_2}} U_I = -\frac{R_1}{R_2} U_I$$



Εικόνα 3.11. Ο αθροιστής τάσεων.

Όσο δηλαδή υπολογίσαμε και στη γενική περίπτωση θεωρώντας ότι  $\alpha \rightarrow \infty$ .

Για ένα οποιοδήποτε κύκλωμα με τελεστικούς ενισχυτές, αρχικά ελέγχουμε αν υπάρχει αρνητική ανάδραση στο κύκλωμα μας. Στη συνέχεια ξεκινάμε υπολογίζοντας τις τάσεις που εμφανίζονται στους ακροδέκτες εισόδου του κυκλώματος. Για τον μεν ακροδέκτη (-) η τάση  $U_N$  μπορεί να είναι συνάρτηση της εξόδου και πιθανόν κάποιων από τις εισόδους του κυκλώματος. Αντίθετα για τον ακροδέκτη (+) η έξοδος θα είναι συνάρτηση των εισόδων (ίσως και της εξόδου, αρκεί το ποσοστό της θετικής ανάδρασης να είναι μικρότερο της αρνητικής). εφόσον έχουμε εκφράσει τις τάσεις  $U_N$  και  $U_P$  συναρτήσει των εισόδων και της εξόδου του κυκλώματος, τότε τις εξισώνουμε, θεωρώντας ότι η αρνητική

ανάδραση έχει προκαλέσει η τάση  $U_N$  να έχει γίνει όσο περίπου και η  $U_P$ , και λύνουμε ως προς την τάση εξόδου. Έτσι έχουμε στη διάθεση μας την έξοδο συναρτήσει μόνο των εισόδων του κυκλώματος. Με άλλα λόγια η απλοποίηση ότι  $U_P - U_N \approx 0$  στην περίπτωση της αρνητικής ανάδρασης μας επιτρέπει να απαλλαγούμε από τη σχέση  $U_O = \alpha(U_P - U_N)$  η οποία διατηρεί στους υπολογισμούς το κέρδος ανοιχτού βρόγχου  $\alpha$ .

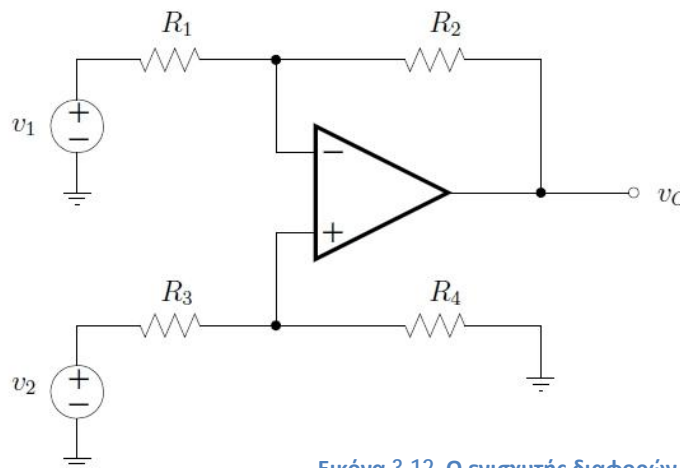
### 3.7. Αθροιστής τάσεων

Ο αθροιστής τάσεων δέχεται πολλές εισόδους και παράγει μία έξοδο. Στο παράδειγμα του σχήματος 12 φαίνονται 3 εισόδοι  $U_1$ ,  $U_2$ , και  $U_3$ . Αν εφαρμόσουμε τον KCL στον κόμβο X προκύπτει ότι  $I_1 + I_2 + I_3 + I_N = I_f$ . Εφόσον η αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή έχει άπειρη αντίσταση, τότε το ρεύμα  $I_N = 0$ . Έτσι προκύπτει ότι  $I_1 + I_2 + I_3 = I_f$ . Θεωρώντας ένα εικονικό βραχυκύκλωμα μεταξύ των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει ότι  $U_X = U_N = U_P = 0$ , διότι η μη-αναστρέφουσα είσοδος (+) είναι συνδεδεμένη στη γείωση. Αντικαθιστώντας τα ρεύματα από το νόμο του Ohm έχουμε

$$\frac{U_1 - U_X}{R_1} + \frac{U_2 - U_X}{R_2} + \frac{U_3 - U_X}{R_3} = \frac{U_X - U_O}{R_f}$$

Δηλαδή

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = \frac{U_O}{R_f}$$



Εικόνα 3.12. Ο ενισχυτής διαφορών.

Εξαιτίας της εικονικής γείωσης που δημιουργήθηκε στον κόμβο X τα ρεύματα εισόδου είναι γραμμικά εξαρτώμενα στις τάσεις των εισόδων. Επίσης, η συνεισφορά της

κάθε πηγής δεν μπλέκεται με τις γειτονικές της, στοιχείο που μας επιτρέπει να προσθέσουμε ή να αφαιρέσουμε όσες εισόδους θέλουμε. Αν λύσουμε ως προς  $V_O$  προκύπτει ότι

$$V_O = -\left(\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \frac{R_f}{R_3} V_3\right)$$

το οποίο αποδεικνύει ότι η έξοδος είναι το σταθμισμένο άθροισμα των εισόδων. Το βάρος που αποκτά η κάθε είσοδος είναι ίσο με το λόγο  $R_f/R_i$ . Αν όλες οι αντιστάσεις ήταν ίσες με  $R$ , τότε η έξοδος θα ήταν ίση με το πραγματικό άθροισμα των εισόδων μειωμένο ή αυξημένο κατά  $R_f/R$

$$V_O = -\frac{R_f}{R} (V_1 + V_2 + V_3)$$

Για κάθε είσοδο χωριστά ο αθροιστή τάσεων συμπεριφέρεται σαν ένας αντιστρέφων ενισχυτής. Έτσι, η αντίσταση εισόδου που εμφανίζεται σε κάθε είσοδο  $i$  είναι ίση με  $R_{in}^i = R_i$ . Τέλος, η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος ισούται με  $R_{out} = 0$ . Η κύρια εφαρμογή του αθροιστή τάσεων είναι στους μετατροπείς από ψηφιακό-σε-αναλογικό σήμα.

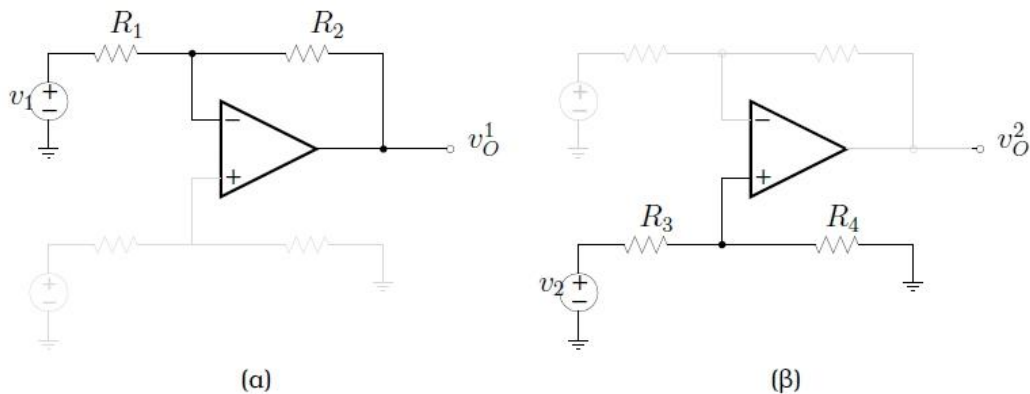
### 3.8. Ενισχυτής διαφορών

Ο ενισχυτής αυτός έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Θα δείξουμε ότι με το συγκεκριμένο κύκλωμα (σχήμα 13) καταφέρνουμε να ενισχύσουμε τη διαφορά  $U_1 - U_2$ . Θα αναλύσουμε το κύκλωμα χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας.

Έστω ότι  $U_2 = 0$ . Τότε ουσιαστικά το κύκλωμα απλοποιείται σε αυτό που βλέπουμε στο σχήμα 14(α). Δηλαδή, η μη-αναστρέφουσα είσοδος είναι συνδεδεμένη στα 0 V με αποτέλεσμα το κύκλωμα που απομένει να είναι ένας αντιστρέφων ενισχυτής όπου

$$U_O^1 = -\frac{R_1}{R_2} U_1$$

Αν υποθέσουμε ότι  $U_1 = 0$ . Τότε το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν ένας μη αντιστρέφω



Εικόνα 3.13. Ανάλυση του ενισχυτή διαφορών με την αρχή της επαλληλίας.

ενισχυτής ως προς το  $U_P$ , σχήμα 14(β). Δηλαδή  $U_O^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_P$

Η μη-αναστρέφουσα είσοδος  $U_P$  προκύπτει από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι  $R_3$  και  $R_4$ ,  $U_P = \frac{R_4}{R_3+R_4}U_2$ . Έτσι συνολικά

$$U_O^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2$$

Αθροίζοντας τις δύο υπο-περιπτώσεις που προέκυψαν με την εφαρμογή της αρχής της επαλληλίας

$$U_O = U_O^1 + U_O^2, \text{ έχουμε τελικά πως}$$

$$U_O^2 = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \times U_2 - U_1 \right)$$

Μια ενδιαφέρουσα υπο-περίπτωση του κυκλώματος αυτού δημιουργείται όταν

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$$

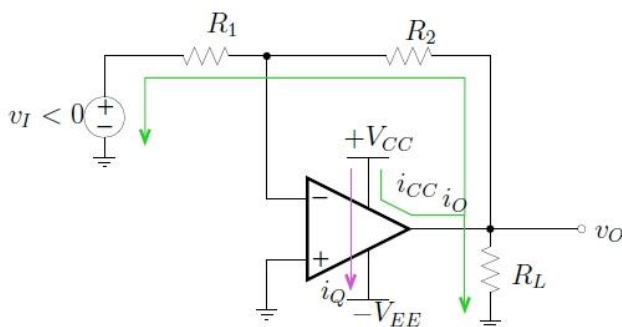
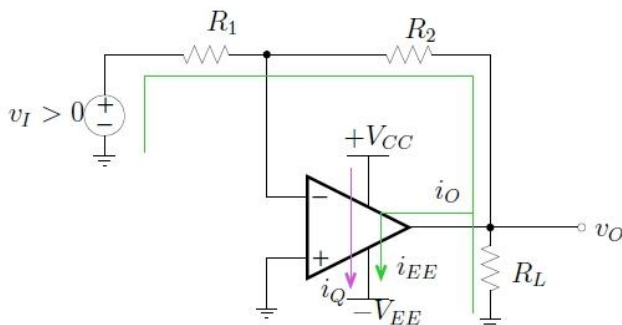
Τότε τάση εξόδου του κυκλώματος είναι ίση με

$$U_O = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1)$$

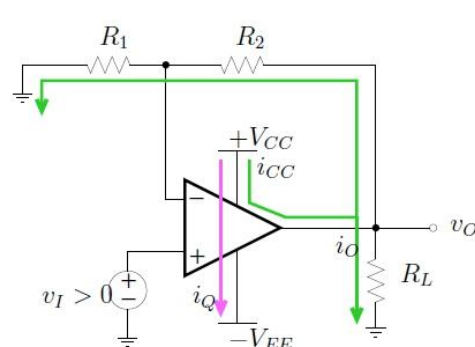
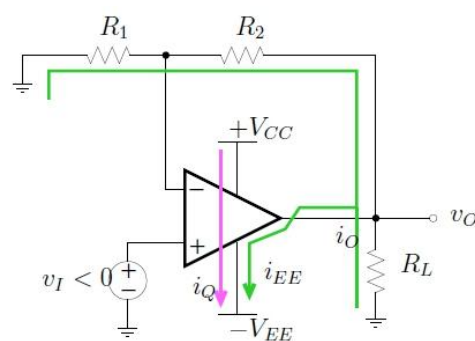
Δηλαδή το κύκλωμα ενισχύει την πραγματική διαφορά μεταξύ των δύο εισόδων. Μια απλή αλλά πολύ αποτελεσματική εφαρμογή του κυκλώματος αυτού θα μπορούσε να είναι στην περίπτωση διαφορικής μετάδοσης σημάτων.

### 3.9. Ροή ρεύματος στους τελεστικούς ενισχυτές

Σε όλη την ανάλυση που κάναμε μέχρι τώρα αφήσαμε απ' έξω ένα σημαντικό κομμάτι της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή. Αν το ρεύμα που κυλάει μέσα από τους ακροδέκτες + και - είναι μηδενικό πως μπορεί ο τελεστικός ενισχυτής να διατηρήσει στην έξοδο το απαιτούμενο δυναμικό; Η απάντηση προκύπτει αν θυμηθούμε πως οι τελεστικοί ενισχυτές τροφοδοτούνται από δύο τάσεις  $+V_{CC}$  και  $-V_{EE}$  (η οποία μπορεί να είναι και η γείωση). Η τάση  $V_{CC}$  είναι το μεγάλο δοχείο ρεύματος που έχουμε στη διάθεση μας και του οποίου η στρόφιγγα καθορίζεται από τη διαφορά δυναμικού που εμφανίζεται στις εισόδους του τελεστικού ενισχυτή. Οι τάσεις τροφοδοσίας του τελεστικού ενισχυτή παίζουν δύο ρόλους. Ο πρώτος είναι να πολώσουν τα τρανζίστορ που περιέχονται στον τελεστικό



Εικόνα 3.14. Ροή ρευμάτων στην αντιστρέφουσα συνδεσμολογία του ενισχυτή.



Εικόνα 3.15. Ροή ρευμάτων στη μη-αντιστρέφουσα συνδεσμολογία ενισχυτή.

ενισχυτή στο κατάλληλο σημείο λειτουργίας. Ο δεύτερος είναι να παρέχουν το απαραίτητο ρεύμα στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή το οποίο θα μοιραστεί μεταξύ του φορτίου της εξόδου και του δικτύου ανάδρασης. Το ρεύμα της εξόδου  $i_O$  μπορεί να κυλάει είτε έξω είτε

μέσα από τον τελεστικό ενισχυτή ανάλογα με τις συνθήκες του κυκλώματος. Όταν το ρεύμα  $i_o$  κυλάει έξω από τον τελεστικό ενισχυτή τότε  $i_{CC} = i_{EE} + i_o$ . Αντίθετα, όταν το ρεύμα  $i_o$  κυλάει μέσα στον τελεστικό ενισχυτή τότε  $i_{EE} = i_{CC} + i_o$ . Με  $i_o$  συμβολίζεται το στατικό ρεύμα που χρειαζόμαστε ώστε να πολωθούν κατάλληλα τα τρανζίστορ του τελεστικού ενισχυτή. Στην ιδανική περίπτωση το ρεύμα αυτό θα θέλαμε να είναι όσο μικρότερο γίνεται. Στα σχήματα 16 και 15 φαίνεται η ροή του ρευμάτων ανάλογα με το πρόσημο της τάσης εισόδου  $U_i$  για τη μη αναστρέφουσα και για την αναστρέφουσα τοπολογία του ενισχυτή. Σε όλες τις περιπτώσεις το ρεύμα εξόδου του τελεστικού ενισχυτή  $i_o$  μοιράζεται σε δύο μέρη. Το ένα κυλάει από ή προς το δίκτυο ανάδρασης ενώ το άλλο από ή προς το φορτίο  $R_L$ .

## Κεφάλαιο 4 Υλοποίηση Κυκλώματος

### 4.1. Ανάλυση του κυκλώματος

Στα σχήματα 1,2 και 3 , βλέπουμε το ηλεκτρονικό σχέδιο της συσκευής .Τα σήματα στις εισόδους των δύο καναλιών οδηγούνται στο IC1, όπου είναι ένας διπλός τελεστικός ενισχυτής σε συνδεσμολογία απομονωτή. Οι αντιστάσεις R1 και R56 προσαρμόζουν την αντίσταση εισόδου της συσκευής στα 48 ΚΩ. Το κύκλωμα των φίλτρων είναι ακριβώς το ίδιο και στα δύο κανάλια, οπότε περιγράφοντας ένα φίλτρο καταλαβαίνουμε και την λειτουργία των υπόλοιπων.

Τα σήματα του αριστερού και δεξιού καναλιού , μετά τους απομονωτές οδηγούνται στις εισόδους των 10 φίλτρων διέλευσης του κάθε καναλιού .Οι κεντρικές συχνότητες για το κάθε κανάλι είναι : 31Hz, 63Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1KHz, 2KHz, 4KHz, 8KHz, 16KHz. Παρατηρούμε ότι ξεκινώντας από την χαμηλότερη συχνότητα των 31Hz , κάθε επόμενη συχνότητα είναι διπλάσια της προηγούμενης . Οι αντιστάσεις R2 , R3 , R4 , και οι πυκνωτές C5 και C6 μαζί με το IC2-A, συνθέτουν το φίλτρο των 31Hz του αριστερού καναλιού. Είναι ένα φίλτρο ζώνης διέλευσης με απολαβή 1 και το εύρος ζώνης έχει επιλεγεί κατά τέτοιο τρόπο , ώστε εκεί που η απόκριση συχνότητας του πρώτου φίλτρου πέφτει, ξεκινάει να ανεβαίνει η χαμηλότερη συχνότητα του δεύτερου φίλτρου και ομοίως με τα υπόλοιπα φίλτρα.

Έτσι καλύπτεται όλο το ακουστικό φάσμα από 20Hz έως 20KHz. Το εύρος ζώνης του κάθε φίλτρου καθορίζεται από το συντελεστή ποιότητας Q, όπου έχει οριστεί για τα 7 πρώτα φίλτρα τιμή 1,7. Η σχέση που συνδέει το εύρος ζώνης με τον συντελεστή ποιότητας Q είναι η εξής :  $Q=f_0/Bw$  , όπου Q ο συντελεστής ποιότητας ,  $f_0$  η κεντρική συχνότητα και Bw το εύρος ζώνης , το οποίο είναι ίσο με :  $Bw=f_2-f_1$ , όπου  $f_2$  η υψηλότερη συχνότητα και  $f_1$  η χαμηλότερη.

Έτσι για το πρώτο φίλτρο που προαναφέραμε με κεντρική συχνότητα 31Hz το εύρος ζώνης είναι από 22Hz έως 40Hz . υπολογισμός των τιμών των εξαρτημάτων κάθε φίλτρου γίνεται με τη βοήθεια των παρακάτω σχέσεων. Για παράδειγμα στο φίλτρο του αριστερού καναλιού των 31Hz οι πυκνωτές C5 και C6 καθορίζονται από εμάς ίσο με 10 nF και οι αντιστάσεις R2, R3 και R4 καθορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$R2=Q/(2\pi f_0 Ck) =931K\Omega$$

$$R3=Q/ [2\pi f_0 C (2Q^2-K)] =169K\Omega$$

$$R4=2Q/2\pi f_0 C=1,8M\Omega$$

Όπου  $f_0 = 31\text{Hz}$ ,  $\pi=3,14$   $C=10\text{nF}$ ,  $K=1$  και  $Q=1,8$ .

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζονται και οι τιμές των αντιστάσεων των υπόλοιπων φίλτρων για κάθε κεντρική συχνότητα. Το φίλτρο των 31 Hz του δεξιού καναλιού αποτελείται από τα στοιχεία R57,R58,R59,C54,C55 και IC9-A . Τα φίλτρα των 63Hz του αριστερού και δεξιού καναλιού αποτελούνται από τα στοιχεία R7,R8,R9,C11,C12 IC2-B για το πρώτο και από τα στοιχεία R62,R63,R64,C60,C61 και IC9-B για το δεύτερο. Τα φίλτρα της αμέσως επόμενης κεντρικής συχνότητας, δηλαδή των 125Hz αποτελούνται από τα στοιχεία R12,R13,R14,C13,C14 και IC3-A για το αριστερό κανάλι και τα στοιχεία R67,R68,R69,C62,C63 και IC10-A για το δεξί κανάλι.

Το φίλτρο των 250 Hz του αριστερού καναλιού το αποτελούν οι αντιστάσεις R17,R18 και R19 με τους πυκνωτές C19 και C20 και τον τελεστικό ενισχυτή IC3-B. Για το δεξί κανάλι τα στοιχεία που το συνθέτουν είναι τα R72,R73,R74,C68,C69 και IC10-B. Για τα επόμενα φίλτρα βλέπουμε τα στοιχεία που τα συνθέτουν στον παρακάτω πίνακα-1. Οι έξοδοι των φίλτρων είναι συνδεδεμένες στα συρόμενα ποτενσιόμετρα για να μπορούμε να παίρνουμε ρυθμισμένο πλάτος σήματος από την έξοδο του κάθε φίλτρου. Οι αντιστάσεις R5, R10, R15, R20, R25, R30, R35, R40, R45, R50, R60, R65, R70, R75, R80, R85, R90, R95, R100 και R105 είναι σε σειρά συνδεδεμένες με τα ποτενσιόμετρα ρύθμισης για να μην μηδενίζεται τελείως το σήμα μιας συγκεκριμένης ζώνης συχνοτήτων, αλλά απλά να εξασθενεί.

Οι δρομείς των ποτενσιόμετρων ρύθμισης συνδέονται με αντιστάσεις 47K , όπου για το κάθε κανάλι αποτελούν τα στοιχεία ενός αθροιστή που ταυτόχρονα ενισχύει το μιγαρισμένο σήμα. Για το αριστερό κανάλι ο τελεστικός ενισχυτής IC7-A μαζί με τα στοιχεία R6, R11, R16, R21, R26, R31, R36, R41, R46, R51 και R52 αποτελεί ένα αθροιστή με απολαβή 20db. Για το δεξί κανάλι το ρόλο του αθροιστή τον έχει ο τελεστικός IC7-B μαζί με τις αντιστάσεις R61, R66, R71, R76, R81, R86, R91, R96, R101, R106 και R107. Στις εξόδους των αθροιστών συνδέονται το ποτενσιόμετρο P21 για να έχουμε ρυθμιζόμενο πλάτος σήματος εξόδου, έτσι ώστε να αποφύγουμε την υπεροδήγηση στους τελικούς ενισχυτές.

Τα σήματα εξόδου των δύο καναλιών από το ποτενσιόμετρο ρύθμισης εξόδου , οδηγούνται στους αντίστοιχους απομονωτές IC8-A και IC8-B. Οι πυκνωτές C53 και C94



εμποδίζουν την διέλευση κάθε dc τάσης στις εξόδους της επόμενης κατασκευής. Οι αντιστάσεις R54 και R109 μπαίνουν σαν φορτία στις εξόδους των δύο καναλιών, ενώ οι αντιστάσεις R55 και R110 σε αντιστάσεις εισόδου της δεύτερης συσκευής, ώστε να μην παραλληλιστούν με τις αντιστάσεις φορτίου R54 και R109 των απομονωτών εξόδου.

Το equalizer όταν είναι κλειστό, γεφυρώνει τα σήματα εισόδου με τις αντίστοιχες εξόδους, ενώ όταν ενεργοποιείται η συσκευή τα σήματα εισόδου περνάνε μέσα από το equalizer. Τον ρόλο αυτό τον αναλαμβάνουν τα ρελέ RL1 και RL2. Οι δίοδοι D1 και D2 προστατεύουν από ανάστροφες τάσεις και ρεύματα που δημιουργούνται από τα πηνία των ηλεκτρονόμων. Για τα φίλτρα επιλέχθηκαν τα ολοκληρωμένα TL072 που είναι διπλοί τελεστικοί ενισχυτές, φτηνοί σε κόστος αλλά με εξαιρετικά χαρακτηριστικά, όπως ο χαμηλός θόρυβος που είναι βασικό σε συσκευές ήχου. Για τους απομονωτές και το αθροιστή επιλέχθηκαν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα NE5532, που είναι επίσης τελεστικοί ενισχυτές με πολύ καλά χαρακτηριστικά και επιπλέον φτηνού κόστους.

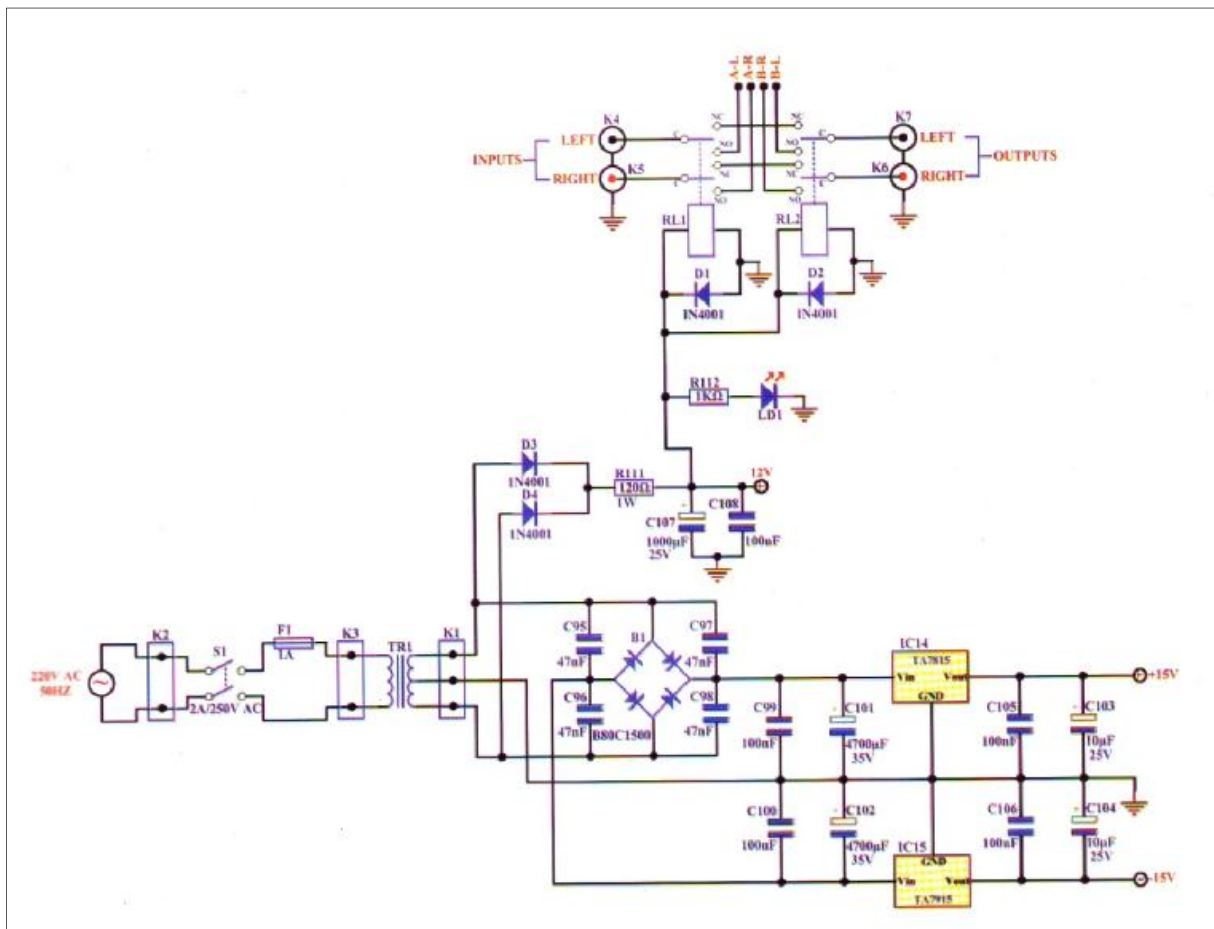
Οι τελεστικοί ενισχυτές χρειάζονται συμμετρική τάση για να δουλέψουν σωστά, οπότε και το τροφοδοτικό της συσκευής μας αποτελείται από δυο τμήματα. Το ένα τμήμα είναι η συμμετρική σταθεροποιημένη τάση των +15 V DC με την βοήθεια των ολοκληρωμένων IC14 και IC15 και το άλλο τμήμα είναι η τάση των 12V που παράγεται για την τροφοδοσία των ρελέ και του ενδεικτικού τροφοδοσίας LD1.

Ο μετασχηματιστής TR1 αποτελείται από δύο δευτερεύοντα τυλίγματα. Των 15V AC τα οποία οδηγούνται στην κλέμα K1 που είναι η είσοδος της εναλλασσόμενης τάσης της γέφυρας ανόρθωσης B1. Τα δύο μεσαία τυλίγματα ενώνονται και αποτελούν την γείωση του κυκλώματος. Οι πυκνωτές C95, C96 και C98 μπαίνουν παράλληλα σε κάθε δίοδο της γέφυρας, για να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος που προέρχεται από τις διόδους ανόρθωσης. Οι πυκνωτές C101, C99, C100, και C102, είναι πυκνωτές εξομάλυνσης για την θετική και αρνητική τάση αντίστοιχα. Στις εισόδους των IC14 και IC15 έχουμε θετική και αρνητική τάση περίπου 22V DC και στην έξοδο του κάθε σταθεροποιητή θα έχουμε σταθερή τάση 15V θετική ως προς τη γη για το 7815 και αρνητική για το 7915. Οι πυκνωτές C103, C104, C105 και C106 συμβάλλουν και αυτοί στην μείωση του θορύβου και κυρίως οι πυκνωτές C103 και C104 όπου είναι τανταλίου.

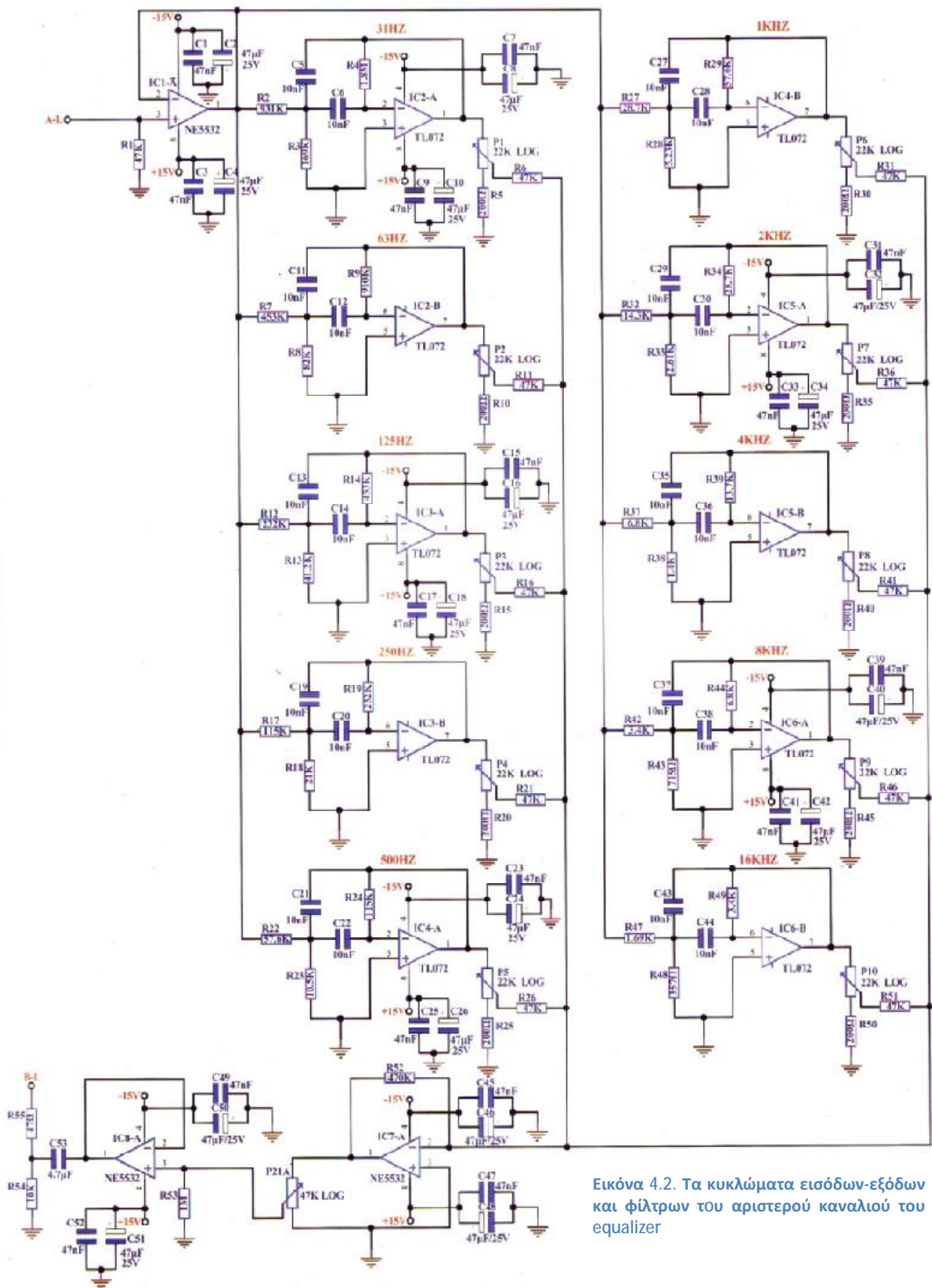
Επίσης πιο σημαντικό για την μείωση του θορύβου παίζουν οι πυκνωτές που βρίσκονται κοντά στους ακροδέκτες τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών. Αυτοί είναι οι ηλεκτρολυτικοί C2, C4, C8, C16, C24, C26, C32, C40, C46, C48, C50, C51, C57, C65, C73, C75,

C81, C89, C91 όπου αυξάνουν την χωρητικότητα για την κάθε τάση σε επίπεδα που ο θόρυβος μειώνεται αισθητά. Επίσης με πυκνωτές των 47nF που παραλληλίζονται με τους ηλεκτρολυτικούς, γειώνονται τα υψίσουχνα παρασιτικά σήματα στις τροφοδοσίες των τελεστικών ενισχυτών. Το δεύτερο τμήμα του τροφοδοτικού που παράγει την τάση τροφοδοσίας των 12V DC για τα ρελέ, αποτελείται από τις διόδους D3, D4, την αντίσταση R111 και τους πυκνωτές C107 και C108.

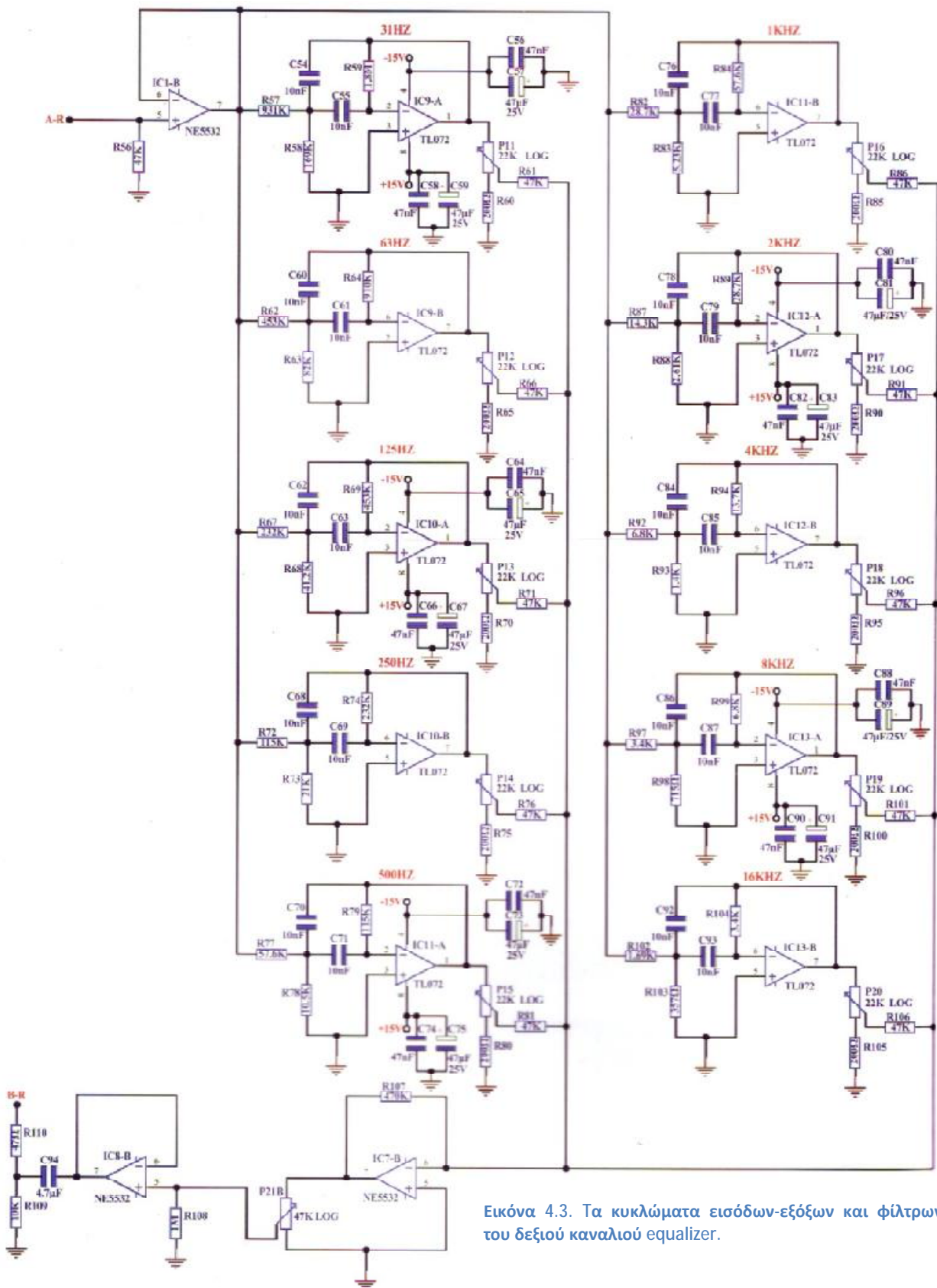
Οι τιμή της αντίστασης R111 σε συνδυασμό με την κατανάλωση των δύο ρελέ και του ενδεικτικού τροφοδοσίας καθορίζει την τάση γύρω στα 12V DC. Η αντίσταση R112 περιορίζει το ρεύμα στο LD1 στα 10 mA περίπου. Η ασφάλεια F1 προστατεύει τι πρωτεύον του TR1 και η τιμή της δεν είναι κρίσιμη καθώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί ασφάλεια από 500 mA έως 1A περίπου.



Εικόνα 4.1. Το κύκλωμα του τροφοδοτικού με τους ηλεκτρονόμες εξόδων.



Εικόνα 4.2. Τα κυκλώματα εισόδων-εξόδων και φίλτρων του αριστερού καναλιού του equalizer



Εικόνα 4.3. Τα κυκλώματα εισόδων-εξόδων και φίλτρων του δεξιού καναλιού equalizer.

Κανάλι	Κεντρική συχνότητα	Αντιστάσεις	Πυκνωτές	Τελεστικός Ενισχυτής
L	31 Hz	R2,R3,R4	C5,C6	IC2-A
R	31Hz	R57,R58,R59	C5,C6	IC9-A
L	63Hz	R7,R8,R9	C11,C12	IC2-B
R	63Hz	R62,R63,R64	C60,C61	IC9-B
L	125Hz	R12,R,13,R14	C13,C14	IC3-A
R	125Hz	R67,R68,69	C62,C63	IC10-A
L	250Hz	R17,R18,R19	C19,C20	IC3-B
R	250Hz	R72,R73,R74	C68,C69	IC10-B
L	500Hz	R22,R23,R24	C21,C22	IC4-A
R	500Hz	R77,R78,R79	C70,C71	IC11-A
L	1KHz	R27,R28,R29	C27,C28	IC4-B
R	1KHz	R82,R83,R84	C76,C77	IC11-B
L	2KHz	R32,R33,R34	C29,C30	IC5-A
R	2KHz	R87,R88,R89	C78,C79	IC12-A
L	4KHz	R37,R38,R39	C35,C36	IC5-B
R	4KHz	R92,R93,R94	C84,C85	IC12-B
L	8KHz	R42,R43,R44	C37,C38	IC6-A
R	8KHz	R97,R98,R99	C86,C87	IC13-A
L	16KHz	R47,R48,R49	C43,C44	IC6-B
R	16KHz	R102,R103,R104	C92,C93	IC13-B

Πίνακας 4.1. Τα στοιχεία σύνθεσης των φίλτρων

## 4.2. Κατασκευή Τυπωμένων Κυκλωμάτων

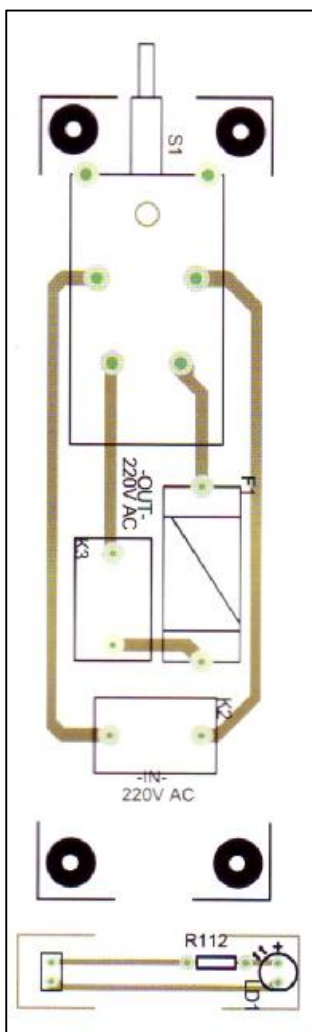
Ξεκινάμε την κατασκευή του γραφικού ισοσταθμιστή πρώτα από τις πλακέτες . Η συσκευή αποτελείται από δύο κύριες πλακέτες, όπου η μια είναι πλακέτα των φίλτρων και του τροφοδοτικού και η άλλη η πλακέτα των ποτενσιομέτρων, και από την πλακέτα του ενδεικτικού τροφοδοσίας LD1.

Αρχίζουμε το μοντάρισμα της πλακέτας των φίλτρων και του τροφοδοτικού, τοποθετώντας και κολλώντας πρώτα τις βάσεις των ολοκληρωμένων οι οποίες πρέπει να είναι επίχρυσες για να μπορούν να κολληθούν όπου είναι απαραίτητο και από την πάνω όψη. Χρησιμοποιήσαμε κολλητήρι 18Watt με ψιλή μύτη για σωστές κολλήσεις. Στη συνέχεια κολλάμε τις αντιστάσεις και μετά τους πυκνωτές. Ιδιαίτερη προσοχή δώσαμε στις αντιστάσεις ακριβείας και έπειτα κολλήσαμε ο εξαρτήματα και από την πάνω όψη, όπου τα pads του τυπωμένου κυκλώματος δεν είναι στον αέρα. Στους πυκνωτές που σκεπάζουν τα pads και χρειάζονται και από πάνω κόλληση , σηκώσαμε λίγο τους ακροδέκτες 2mm περίπου. Τους πυκνωτές C101 και C102 τους κολλήσαμε στο τέλος όπως και τους σταθεροποιητές τάσης IC14 και IC15. Πρώτα βιδώσαμε τα ολοκληρωμένα στις ψήκτρες και μετά το κολλήσαμε στο τυπωμένο.

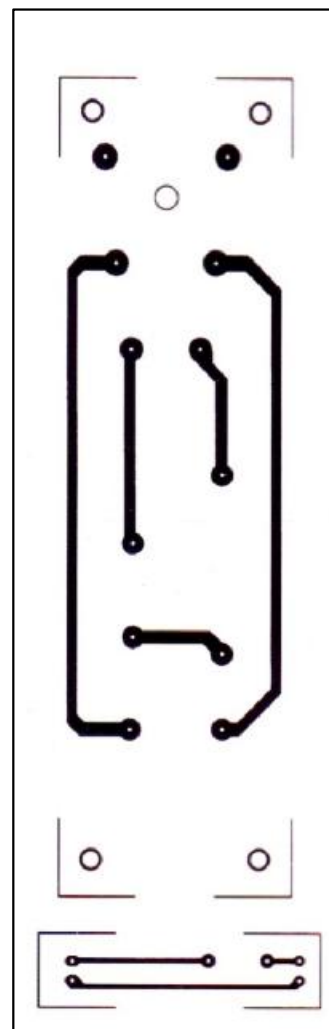
Για την σύνδεση των δυο πλακετών χρειαστήκαμε γωνιακούς συνδετήρες σύνδεσης, οι οποίοι τοποθετήθηκαν από την κάτω πλευρά της πλακέτας φίλτρων. Ανάλογα σε κάθε σημείο πόσα pins χρειάζονται, κόψαμε κομμάτια την ακιδοσειρά, τοποθετήσαμε τα τμήματα από κάτω και τις κολλήσαμε και από τις δυο πλευρές, ανεξάρτητα αν κάποιες νησίδες ήταν στον αέρα, αυτό το κάναμε για να έχουμε μεγαλύτερη μηχανική υποστήριξη.

Όταν τελειώσαμε το κόλλημα όλων των εξαρτημάτων τοποθετήσαμε τα ολοκληρωμένα στις βάσεις και καθαρίσαμε καλά την πλακέτα από τα υπολείμματα σολντερίνης με ειδικό καθαριστικό σπρέι. Έπειτα προχωρήσαμε στην κατασκευή της πλακέτας των ποτενσιόμετρων. Πρώτα τοποθετήθηκαν και κολλήθηκαν οι αντιστάσεις και μετά κολλήθηκαν τα ποτενσιόμετρα. Στη πλακέτα αυτή χρησιμοποιήσαμε θηλυκές ακιδοσειρές σύνδεσης, όχι γωνιακές και κολλήθηκαν από την πίσω πλευρά του τυπωμένου κυκλώματος. Οι θηλυκές ακιδοσειρές κόπηκαν με κόφτη στα pins που αντιστοιχούσαν στο κάθε τμήμα σύνδεσης και κολλήθηκαν και από τις δυο όψεις για καλύτερη στήριξη. Όταν τελειώσαμε και με αυτή την πλακέτα κατασκευάσαμε την πλακέτα του διακόπτη

τροφοδοσίας και του LD1. Η πλακέτα του διακόπτη τροφοδοσίας έχει σχεδιαστεί για ένα συγκεκριμένο τύπο διακόπτη που κυκλοφορεί στο εμπόριο και παρέχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να μονταριστεί καλύτερα με την χρήση κονεκτόρων K2 και K3. Οι κονέκτορες αυτοί είναι τετραπολικόι αλλά αφαιρούνται οι δυο μεσαίοι ακροδέκτες για να υπάρχει απόσταση λόγω τον υψηλής τάσης μεταξύ των δύο ακραίων ακροδεκτών.



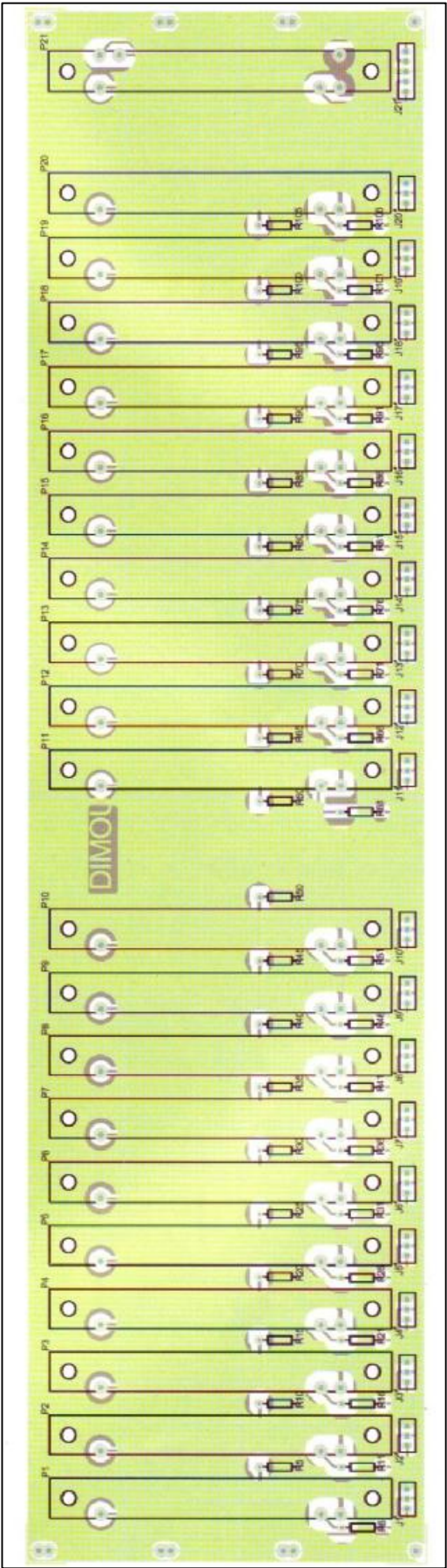
Εικόνα 4.4. Η τοποθέτηση του διακόπτη και του ενδεικτικού led στα αντίστοιχα τυπωμένα κυκλώματα.



Εικόνα 4.5. Τα τυπωμένα κυκλώματα του διακόπτη και του ενδεικτικού led τροφοδοσίας.

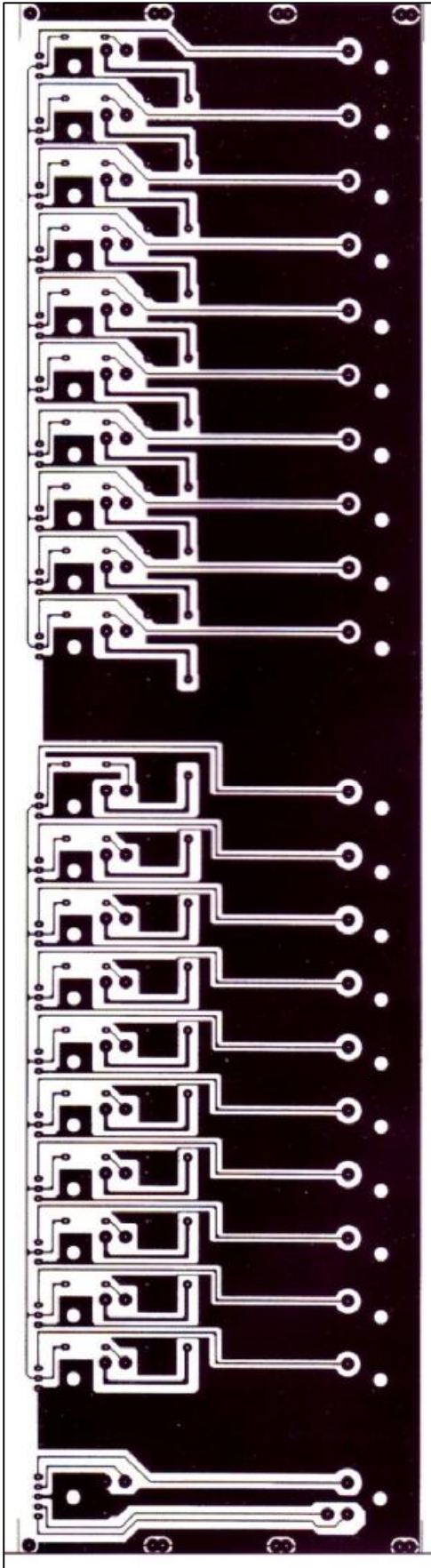


Εικόνα 4.6. Η τοποθέτηση των εξαρτημάτων στην πλακέτα των φίλτρων και του τροφοδοτικού.

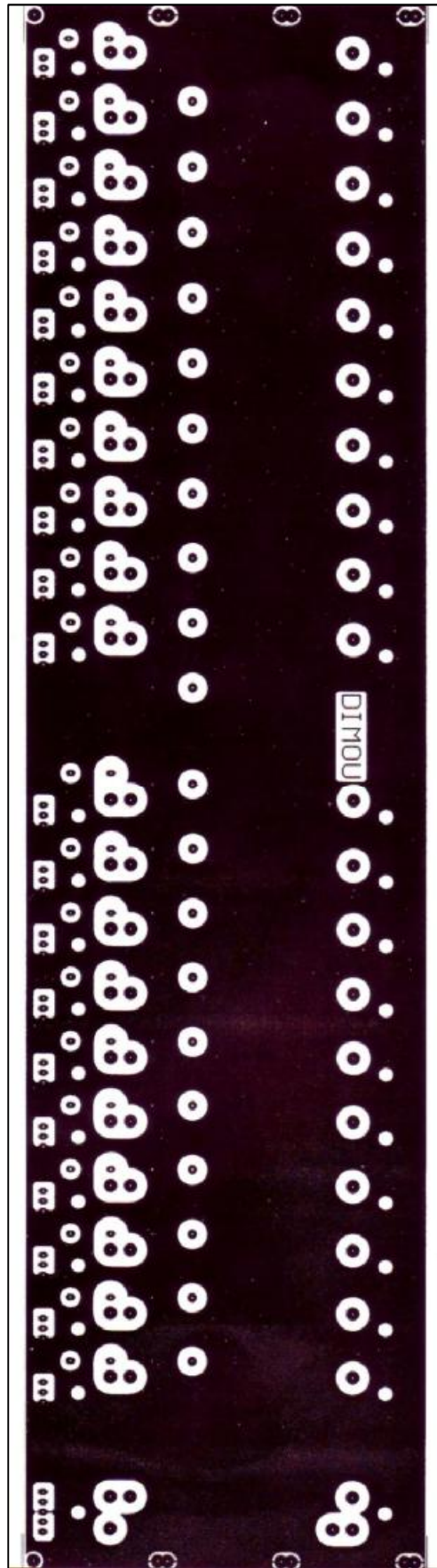


Εικόνα 4.7. Η τοποθέτηση των εξαρτημάτων στην πλακέτα των ποτενσιομέτρων.

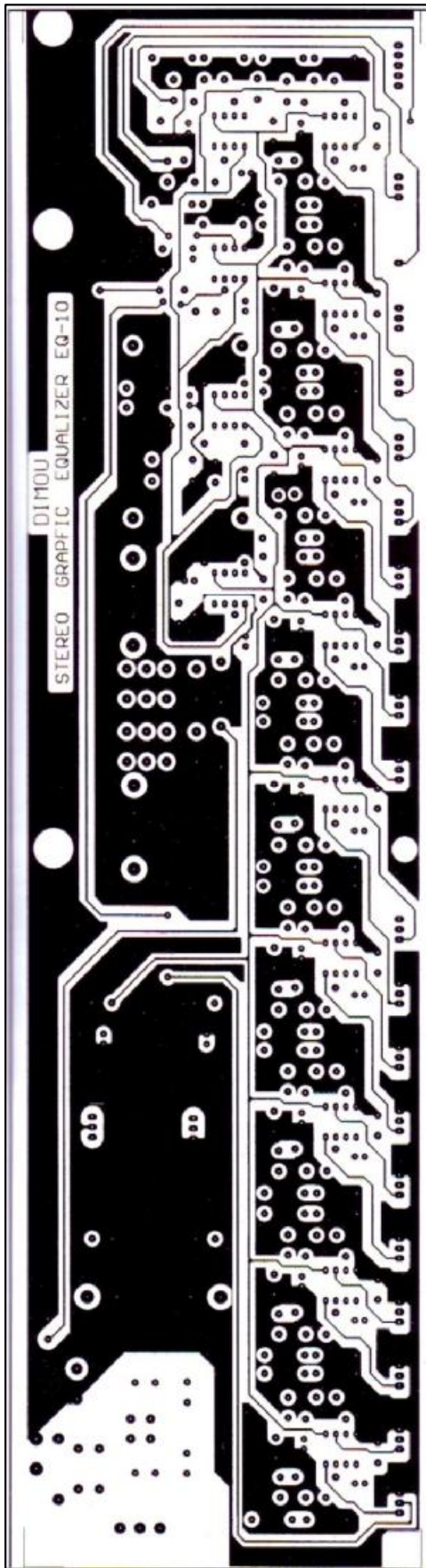




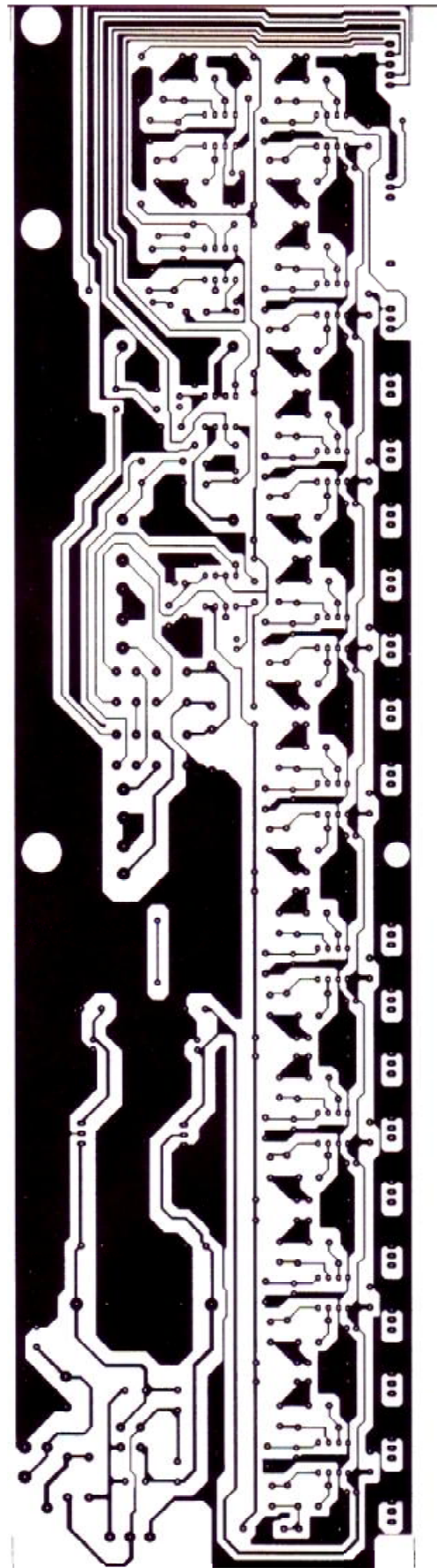
Εικόνα 4.8. Το τυπωμένο κύκλωμα διπλής όψης της πλακέτας των ποτενσιομέτρων (bottom layer)



Εικόνα 4.9. Το τυπωμένο κύκλωμα διπλής όψης της πλακέτας των ποτενσιομέτρων (top layer)



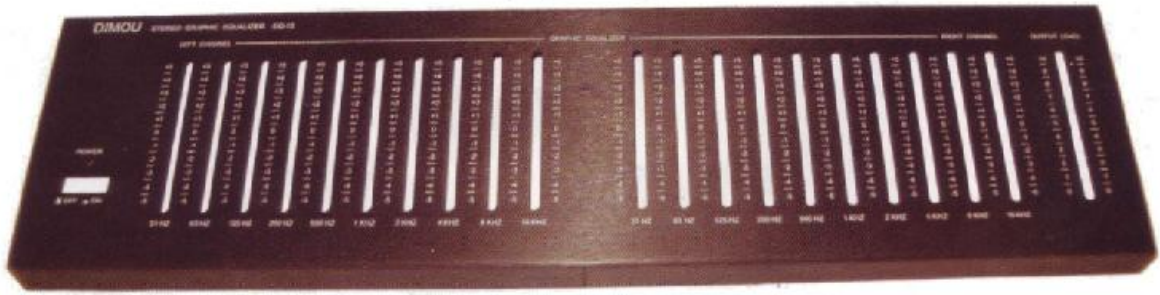
Εικόνα 4.10. Το τυπωμένο κύκλωμα διπλής όψης της πλακέτας των φίλτρων και του τροφοδοτικού (top layer)



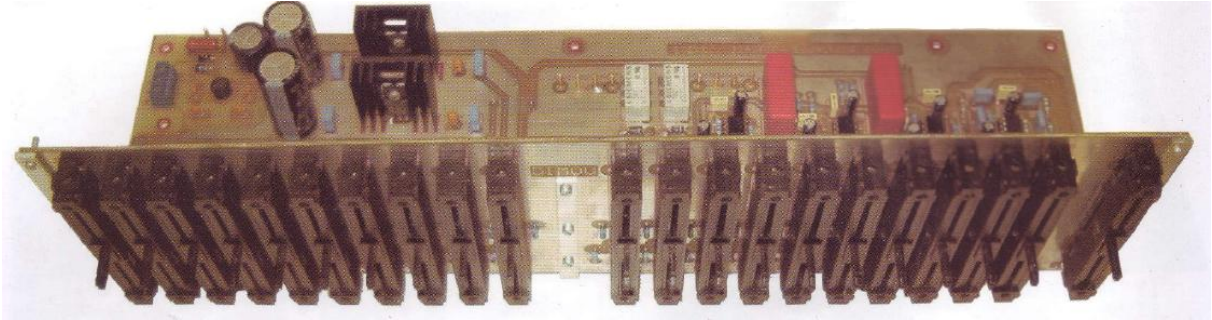
Εικόνα 4.11. Το τυπωμένο κύκλωμα διπλής όψης της πλακέτας των φίλτρων και του τροφοδοτικού (bottom layer)

### 4.3. Μοντάρισμα της συσκευής

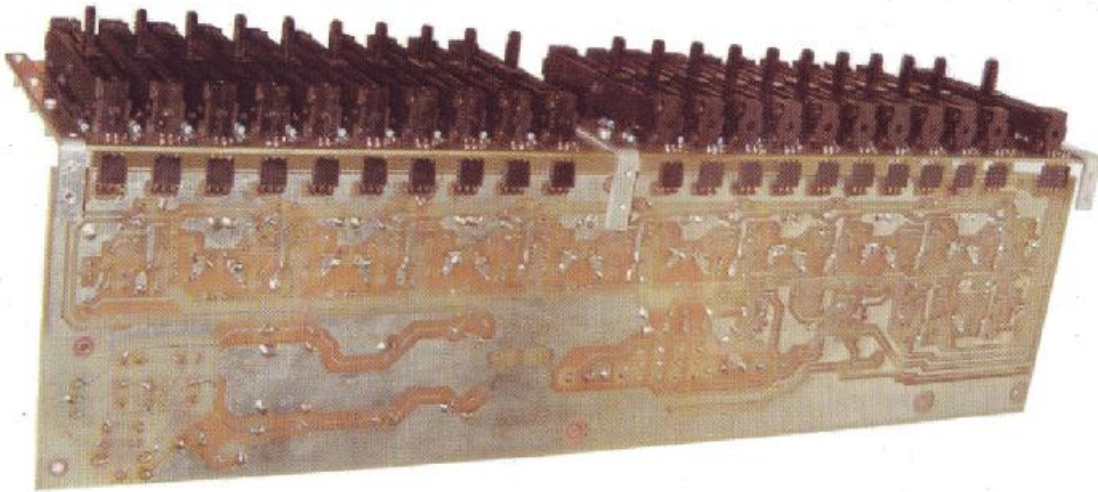
Πρώτα από όλα βιδώσαμε στην βάση του κουτιού την πλακέτα των ποτενσιόμετρων ,αφού πρώτα σημαδέψαμε σωστά για τις τρύπες που πέρασαν οι βίδες. Στην συνέχεια τοποθετήσαμε τη πλακέτα του κεντρικού διακόπτη και σημαδέψαμε την βάση δια να την τρυπήσουμε. Για να σημαδέψουμε σωστά βιδώσαμε και τη πρόσοψη και προσέξαμε ώστε το κουμπί να περνάει από την τρύπα της πρόσοψης. Αφού τρυπήσαμε για να βιδώσουμε την πλακέτα , χρησιμοποιήσαμε αποστάτες με τέτοιο ύψος , ώστε να βγαίνει μπροστά το κουμπί και να πατιέται χωρίς να σφηνώνει στα τοιχώματα της πρόσοψης. Αφού βιδώσαμε την πρόσοψη και την πλακέτα του κεντρικού διακόπτη , κουμπώσαμε και την πλακέτα των φίλτρων και σημαδέψαμε όπου έχει θέση για βίδες στην βάση του κουτιού και αφού ξεκουμπώσουμε την πλακέτα και τρυπήσουμε , τοποθετήσαμε την πλακέτα των φίλτρων και την βιδώσαμε με αποστάτες 1cm. Στην συνέχεια βιδώσαμε την πίσω όψη και τον μετασχηματιστή τον τοποθετήσαμε πίσω από τον κεντρικό διακόπτη τροφοδοσίας και κοντύτερα στο πίσω μέρος του κουτιού. Χρησιμοποιήσαμε απλό μετασχηματιστή λόγο του φτηνότερου κόστους του. Αφού μονταρίστηκαν όλα τα τμήματα ακολούθησε η καλωδίωση. Στο καλώδιο τροφοδοσίας 220 V AC, χρησιμοποιήσαμε θηλυκό κονέκτορα για να βυσματώνει στην πλακέτα του θηλυκού διακόπτη. Επίσης και στο καλώδιο σύνδεσης με το πρωτεύον του μετασχηματιστή χρησιμοποιήσαμε πάλι θηλυκό κονέκτορα 3.96 4 pins, όπου τα καλώδια κολλήθηκαν στα δυο ακραία pins από τα τέσσερα που έχει. Στην συνέχεια τα δυο δευτερεύοντα τυλίγματα του μετασχηματιστή συνδέονται στην κλέμα K1 με τα δυο από τα τέσσερα καλώδια να συνδέονται μεταξύ τους και να αποτελούν τη γείωση του κυκλώματος. Το πλακετάκι του ενδεικτικού led κολλήθηκε στο πίσω μέρος της πρόσοψης με ένα αποστάτη 1 cm. Χρησιμοποιήθηκε led 3mm flat ,το led σφηνώθηκε στην τρύπα της πρόσοψης χωρίς να εξέχει καθόλου ,δίνοντας αισθητικά ένα ωραίο αποτέλεσμα. Η σύνδεση των RCA γίνεται με θωρακισμένο μονοφωνικό καλώδιο για καλύτερη απομόνωση μεταξύ των καναλιών.



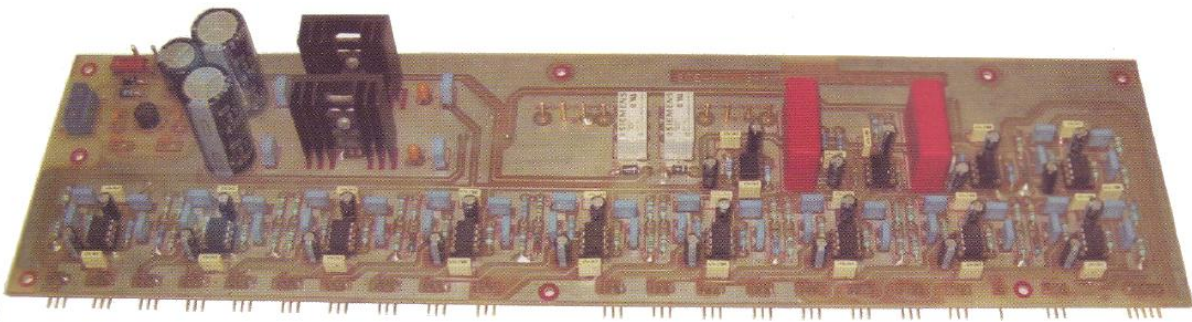
Εικόνα 4.12. Η αλουμινένια πρόσοψη της συσκευής.



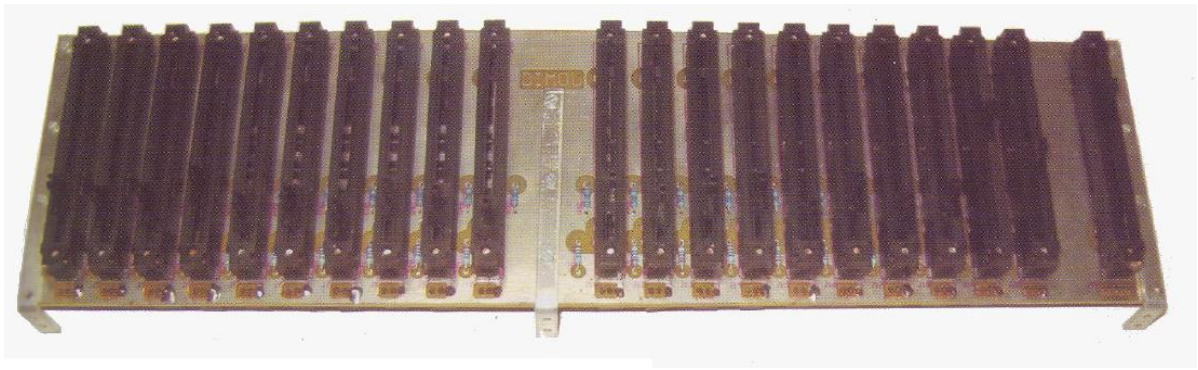
Εικόνα 4.14. Οι πλακέτες των φίλτρων και των ποτενσιομέτρων συνδεδεμένες μεταξύ τους.



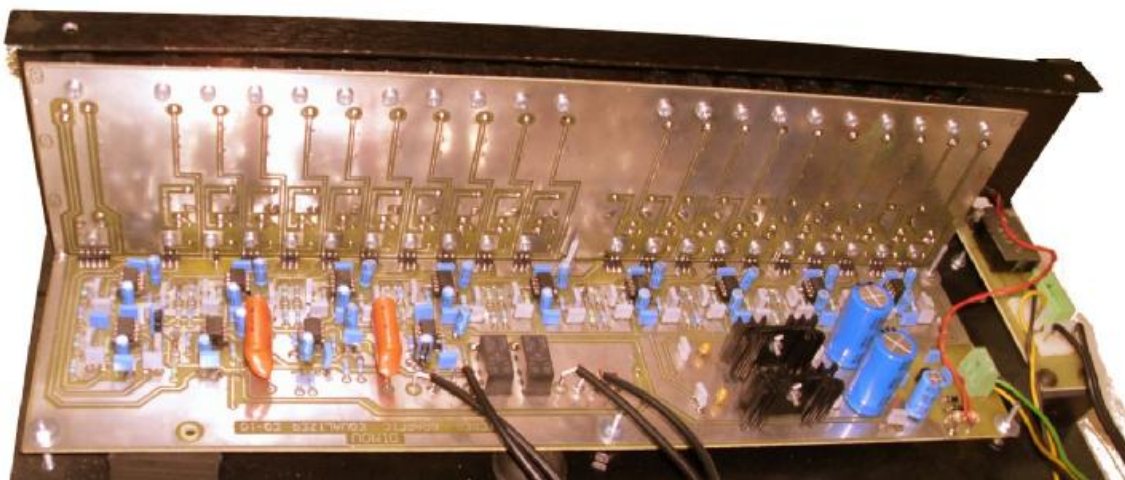
Εικόνα 4.13. Οι πλακέτες συνδεδεμένες από την κάτω όψη.



Εικόνα 4.15. Η πλακέτα των φίλτρων και του τροφοδοτικού μονταρισμένη.



Εικόνα 4.16. Η πλακέτα των συρόμενων ποτενσιομέτρων μονταρισμένη.



Εικόνα 4.17. Οι πλακέτες τοποθετημένες στο εσωτερικό της συσκευής.



Εικόνα 4.18. Η μπροστινή όψη του equalizer.



Εικόνα 4.19. Το equalizer ολοκληρωμένο.

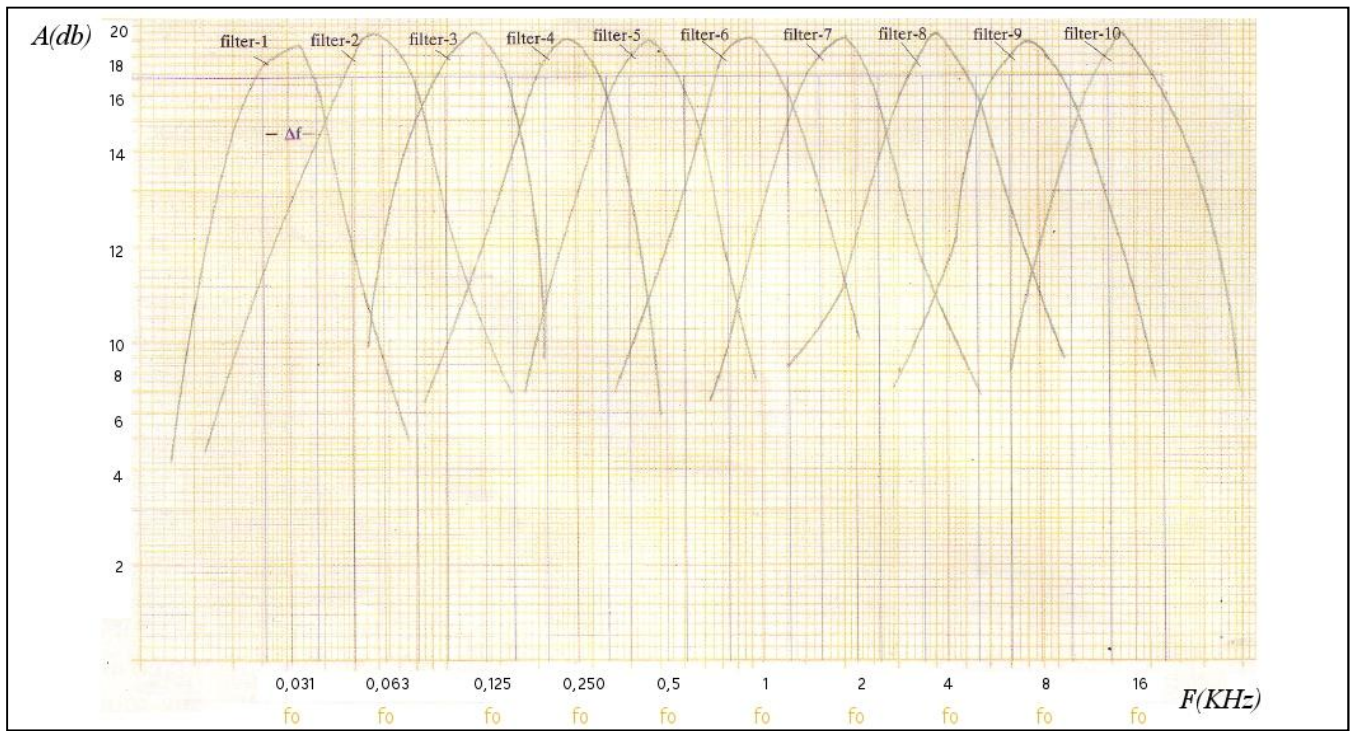


Εικόνα 4.20. Το equalizer ολοκληρωμένο (μπροστινή όψη).

#### 4.4. Δοκιμή και έλεγχος

Τελειώνοντας το μοντάρισμα της συσκευής πατώντας το κεντρικό διακόπτη θα ανάψει το ενδεικτικό led και θα ενεργοποιηθούν τα ρελέ. Με το βολτόμετρο μετράμε την τάση στην έξοδο των σταθεροποιητών που πρέπει να είναι +15V στην έξοδο του TA7815 και -15V στην έξοδο του TA7915. Στην είσοδό τους η τάση πρέπει να είναι γύρω στα 21V DC. Στα pins που συνδέεται το πλακετάκι του ενδεικτικού τροφοδοτικού η τάση πρέπει να είναι γύρω στα 12V DC. Η τάση αυτή τροφοδοτεί τα ρελέ με το πάτημα του κεντρικού διακόπτη. Με μια γεννήτρια ημιτονικού σήματος, θέτουμε ένα σήμα πλάτος 1Vp-p συχνότητας 1KHz και συνδέουμε τον παλμογράφο στην έξοδο του καναλιού. Όταν ο διακόπτης τροφοδοσίας είναι στο off, τότε στην έξοδο στο παλμογράφο θα δούμε το σήμα που εφαρμόζουμε στη είσοδο. το ίδιο και για το άλλο κανάλι.

Στην συνέχεια θέτουμε όλα τα ποτενσιόμετρα των περιοχών συχνοτήτων στη μεσαία θέση, δηλαδή στο 0, εκτός του ποτενσιόμετρου εξόδου (output) που το θέτω στη μέγιστη θέση. Πατώντας τον κεντρικό διακόπτη τροφοδοσίας, στο σήμα εισόδου παρεμβάλλεται το equalizer και με τα ποτενσιόμετρα συχνοτήτων στη μεσαία θέση, το πλάτος του σήματος είναι περίπου το ίδιο για όλες τις κεντρικές συχνότητες που επιλέγουμε από την γεννήτρια. Ξεκινώντας από την χαμηλή συχνότητα των 31 Hz και ανεβάζοντας το αντίστοιχο ποτενσιόμετρο στο μέγιστο, βλέπουμε ότι το πλάτος του σήματος αυξάνεται περίπου κατά 9 φορές. Το ίδιο κάνουμε και για όλες τις κεντρικές συχνότητες του equalizer και για τα δυο κανάλια. Παρατηρούμε ότι για κάθε κεντρική συχνότητα του equalizer που θέτουμε από την γεννήτρια, το σήμα εξόδου αυξάνεται κατά 20 db. Με το ποτενσιόμετρο της εξόδου, μπορούμε να ρυθμίσουμε το πλάτος εξόδου από το μηδέν μέχρι τη μέγιστη τιμή. Με τα ποτενσιόμετρα ρύθμισης των περιοχών συχνοτήτων στη μέση και το ρυθμιστικό εξόδου στο μέγιστο για κάθε κεντρική συχνότητα που επιλέγουμε από την γεννήτρια, θέτουμε στο ελάχιστο το αντίστοιχο ποτενσιόμετρο της συχνότητας. Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι το σήμα εξόδου εξασθενεί κατά 8 db από το αρχικό πλάτος. Καθώς διαπιστώθηκαν όλα αυτά το equalizer είναι έτοιμο να δεχτεί τα μουσικά μας ακούσματα και να δώσει το δικό του χρώμα στον ήχο.



Εικόνα 4.20. Οι καμπύλες απόκρισης του κάθε φίλτρου του γραφικού ισοσταθμιστή.

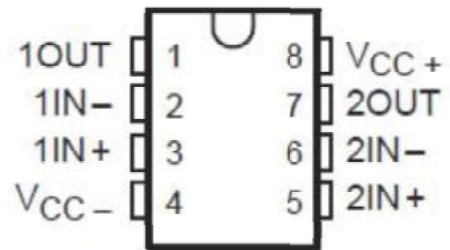


## 4.5 Data sheet

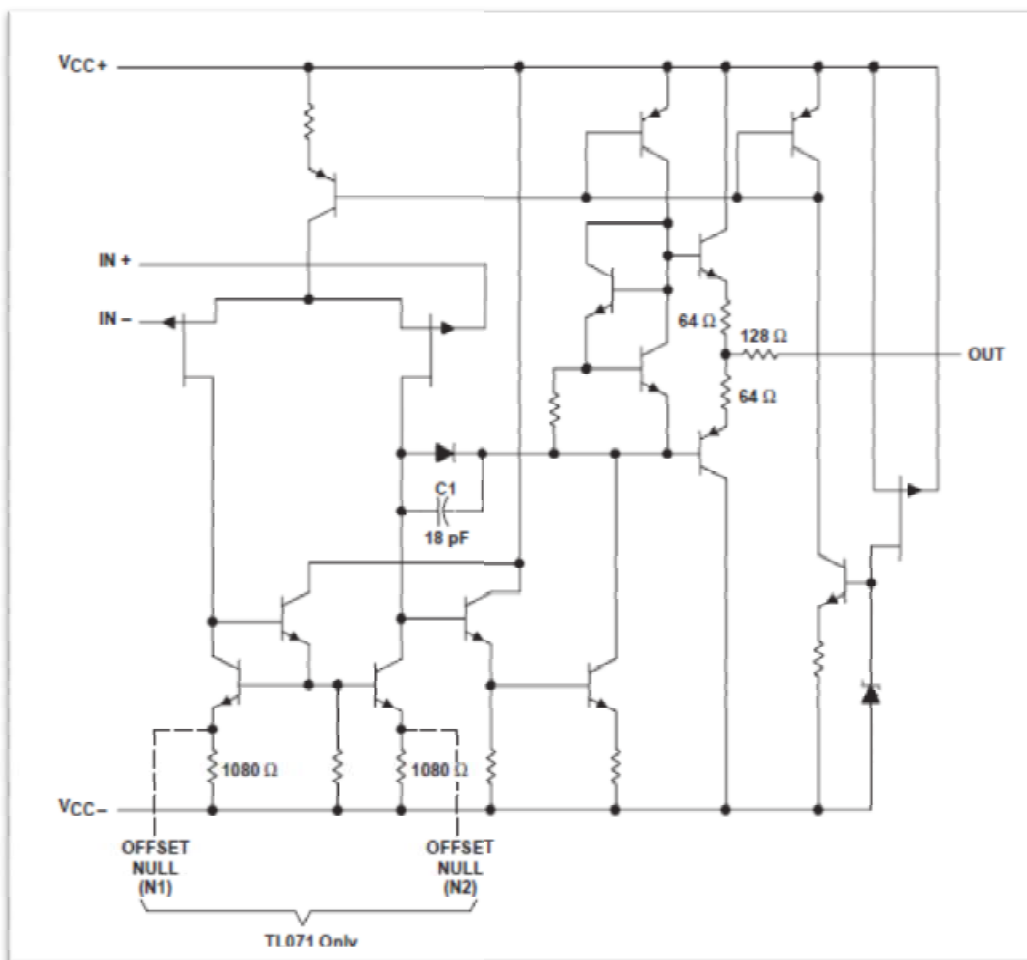
### 4.5.1. Ολοκληρωμένο TL072CP

Οι τελεστικοί ενισχυτές της σειράς TL07x JFET-εισόδου έχουν σχεδιαστεί ως οι χαμηλού θορύβου εκδόσεις της TL08x σειράς, με χαμηλό input bias, χαμηλή αντιστάθμιση ρευμάτων και γρήγορο ρυθμό περιστροφής. Η χαμηλή αρμονική παραμόρφωση και ο χαμηλός θόρυβος κάνουν τη σειρά TL07x ιδανικά κατάλληλη για εφαρμογές υψηλής πιστότητας και προενίσχυσης στο πεδίο του ήχου.

Κάθε ενισχυτής διαθέτει εισόδους JFET (για την υψηλή αντίσταση εισόδου) σε συνδυασμό με διπολικές φάσεις εξόδου το οποίο σταδιακά διαμορφώνεται σε ένα ενιαίο μονολιθικό τσιπ.



Εικόνα 4.21. Επάνω κάτοψη του TL072CP



Εικόνα 4.23. Schematic σχέδιο (του κάθε ενισχυτή)

## Απόλυτες μέγιστες τιμές λειτουργίας σε περιβάλλον ανοικτού αέρα

Supply voltage, $V_{CC+}$ (see Note 1)	18 V
Supply voltage, $V_{CC-}$ (see Note 1)	-18 V
Differential input voltage, $V_{ID}$ (see Note 2)	$\pm 30$ V
Input voltage, $V_I$ (see Notes 1 and 3)	$\pm 15$ V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, $T_A$ : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, P, or PW package	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .  
 2. Differential voltages are at  $IN+$  with respect to  $IN-$ .  
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.  
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

Πίνακας 4.2. Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του ολοκληρωμένου TL072C

PARAMETER		TEST CONDITIONS†		$T_A$ ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
					MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$	Input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$		25°C	3	10	3	6	2	3	3	6	mV				
				Full range		13	7.5	5	8								
$\alpha_{VIO}$	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$	Full range		18	18	18	18	18	$\mu V/^\circ C$							
$I_{IO}$	Input offset current	$V_O = 0$		25°C	5	100	5	100	5	100	5	100	pA				
				Full range		10	2	2	2								
$I_{IB}$	Input bias current§	$V_O = 0$		25°C	65	200	65	200	65	200	65	200	pA				
				Full range		7	7	7	20	nA							
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range		25°C	$\pm 11$	-12 to 15	$\pm 11$	-12 to 15	$\pm 11$	-12 to 15	$\pm 11$	-12 to 15	V					
$V_{OM}$	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$		25°C	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	V				
				Full range	$R_L \geq 10 k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$				
					$R_L \geq 2 k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 10$						
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$		25°C	25	200	50	200	50	200	50	200	V/mV				
				Full range	15	25	25	25									
$B_1$	Unity-gain bandwidth		25°C	3	3	3	3	3	3	MHz							
$r_i$	Input resistance		25°C	$10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$	$\Omega$						
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$ , $V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$	25°C	70	100	75	100	75	100	75	100	dB					
$k_{SVR}$	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 9$ V to $\pm 15$ V, $V_O = 0$ , $R_S = 50 \Omega$	25°C	70	100	80	100	80	100	80	100	dB					
$I_{CC}$	Supply current (each amplifier)	$V_O = 0$ , No load	25°C	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	mA					
$V_{O1}/V_{O2}$	Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120	120	120	120	120	120	120	120	dB					

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.  
 ‡ Full range is  $T_A = 0^\circ C$  to  $70^\circ C$  for TL07\_C, TL07\_AC, TL07\_BC and is  $T_A = -40^\circ C$  to  $85^\circ C$  for TL07\_I.  
 § Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

Πίνακας 4.3. Αξιολόγηση διασποράς του TL072CP

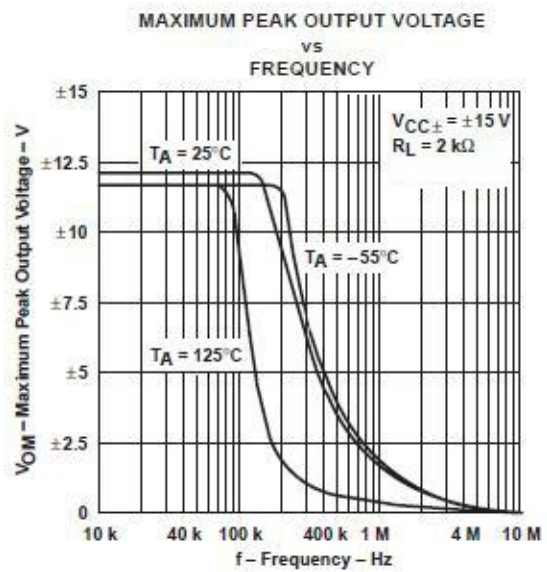
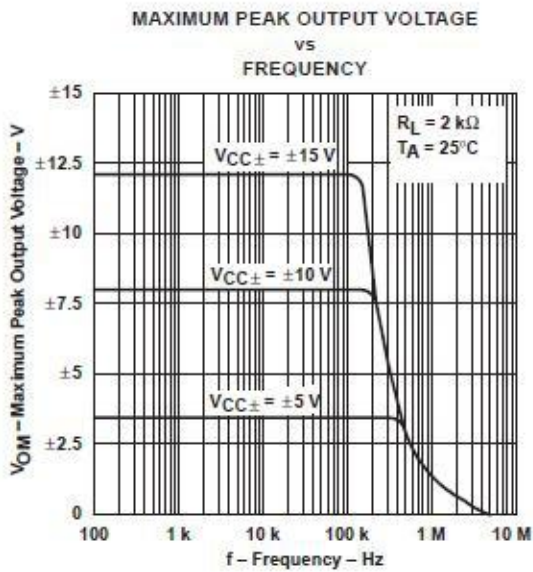
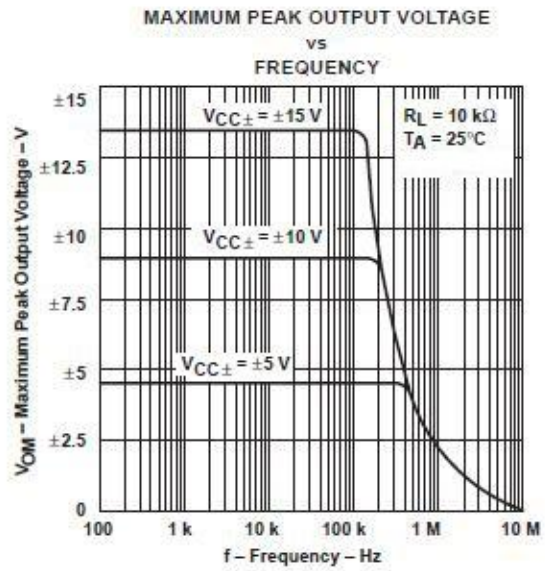
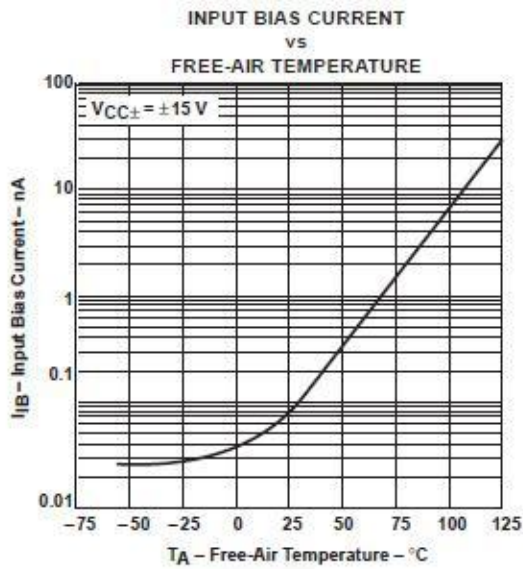
PACKAGE	T <sub>A</sub> ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T <sub>A</sub>	T <sub>A</sub> = 70°C POWER RATING	T <sub>A</sub> = 85°C POWER RATING	T <sub>A</sub> = 125°C POWER RATING
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	N/A

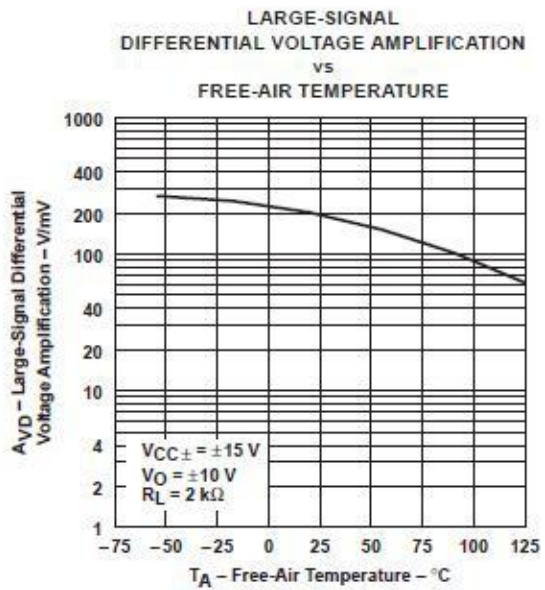
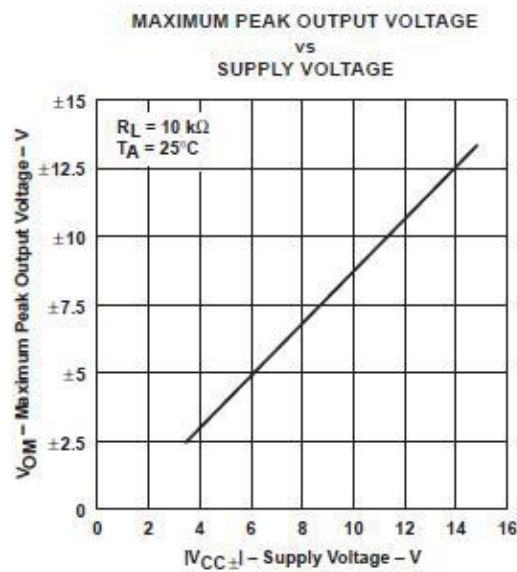
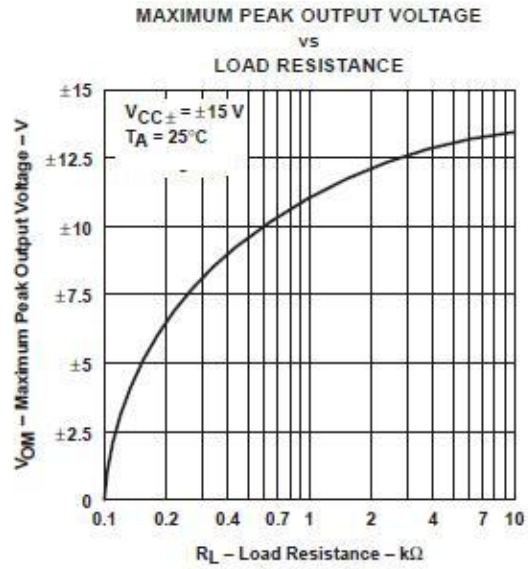
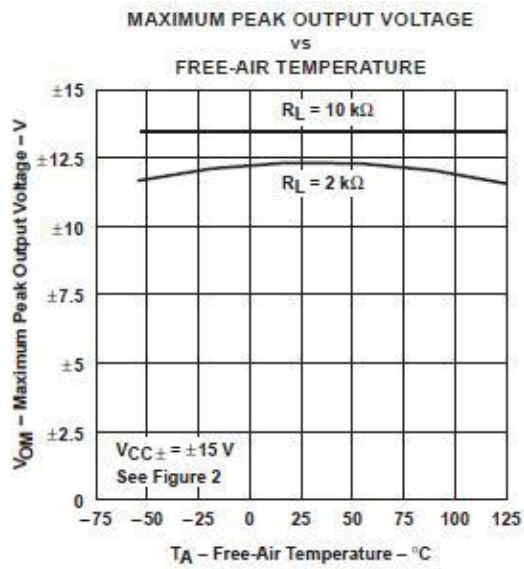
Πίνακας 4.4. Χαρακτηριστικά λειτουργίας του TL072CP

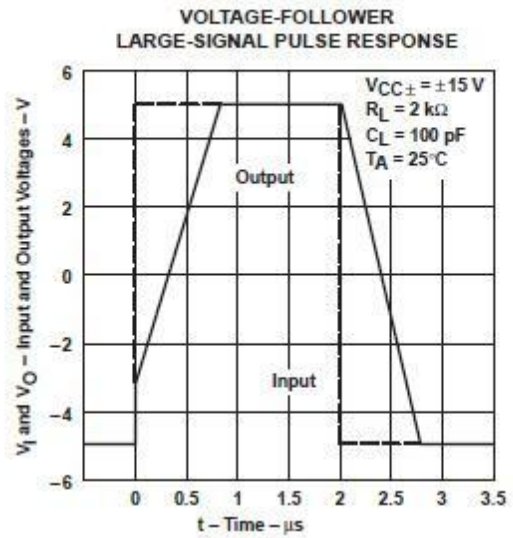
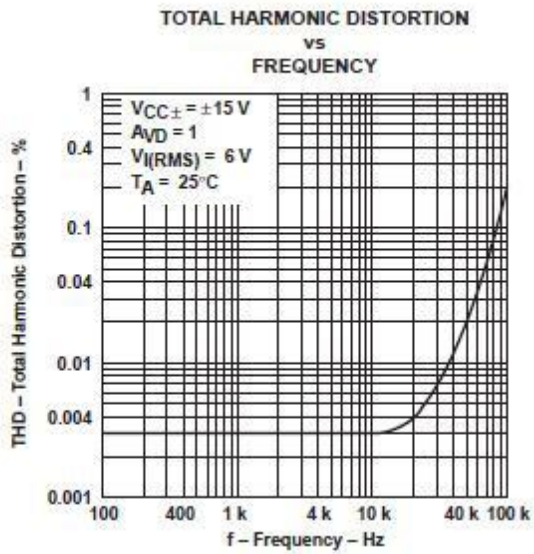
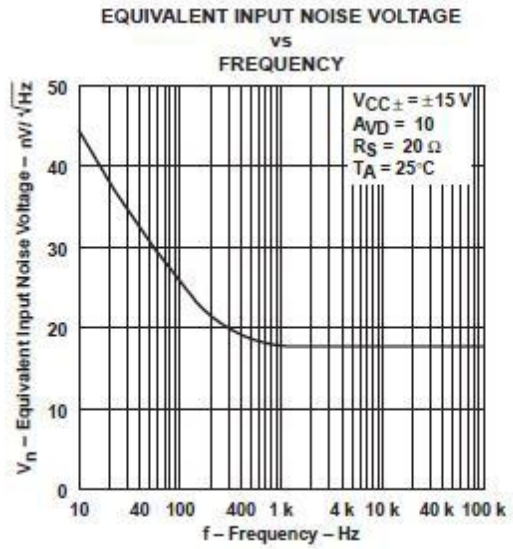
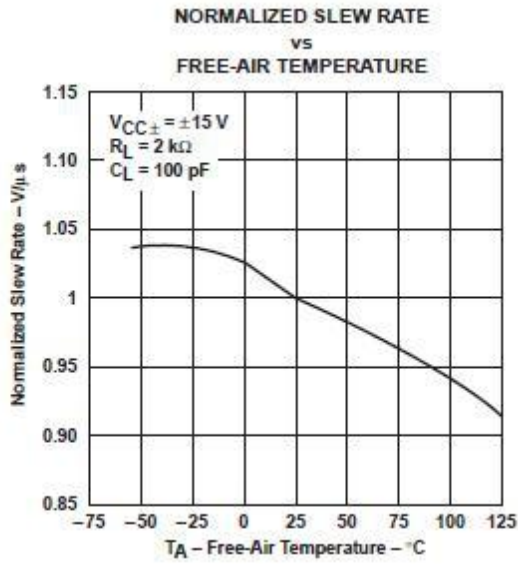
**V<sub>CC±</sub> = ±15 V, T<sub>A</sub> = 25°C**

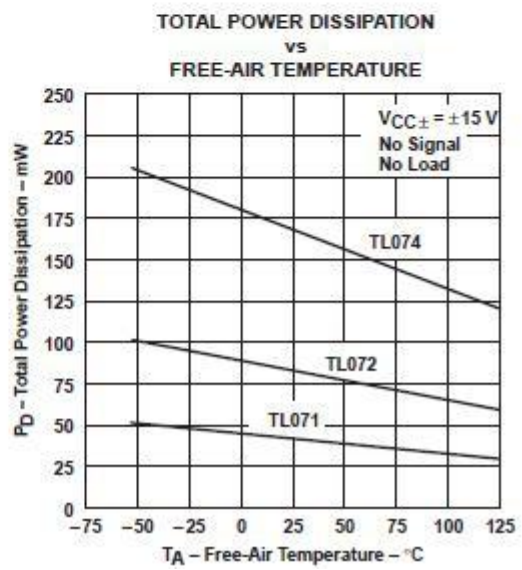
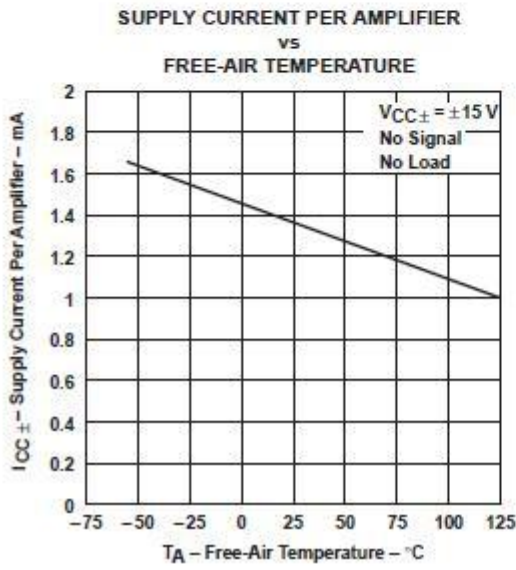
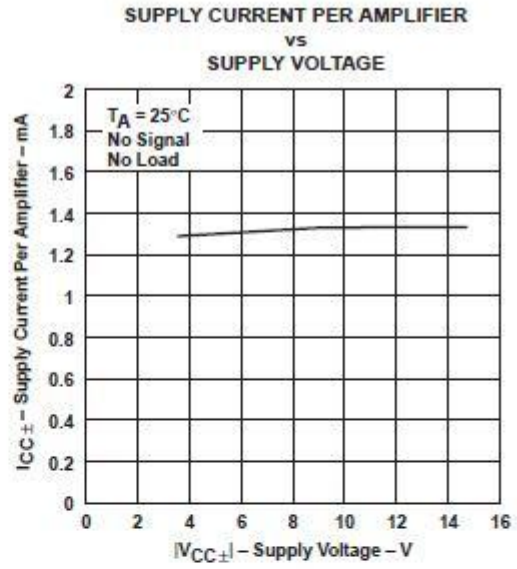
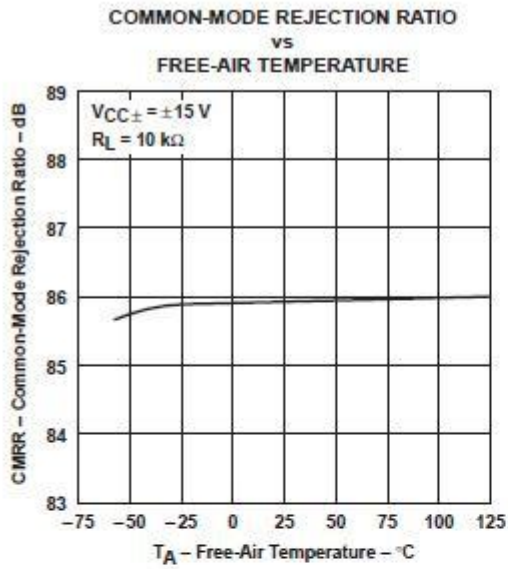
PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain V <sub>I</sub> = 10 V, C <sub>L</sub> = 100 pF, R <sub>L</sub> = 2 kΩ	5	13		8	13		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise time overshoot factor V <sub>I</sub> = 20 mV, C <sub>L</sub> = 100 pF, R <sub>L</sub> = 2 kΩ		0.1			0.1		μs
V <sub>n</sub>	Equivalent input noise voltage R <sub>S</sub> = 20 Ω	f = 1 kHz			18			nV/√Hz
		f = 10 Hz to 10 kHz			4			μV
I <sub>n</sub>	Equivalent input noise current R <sub>S</sub> = 20 Ω, f = 1 kHz	0.01			0.01			pA/√Hz
THD	Total harmonic distortion V <sub>I rms</sub> = 6 V, R <sub>L</sub> ≥ 2 kΩ, f = 1 kHz A <sub>VD</sub> = 1, R <sub>S</sub> ≤ 1 kΩ	0.003%			0.003%			

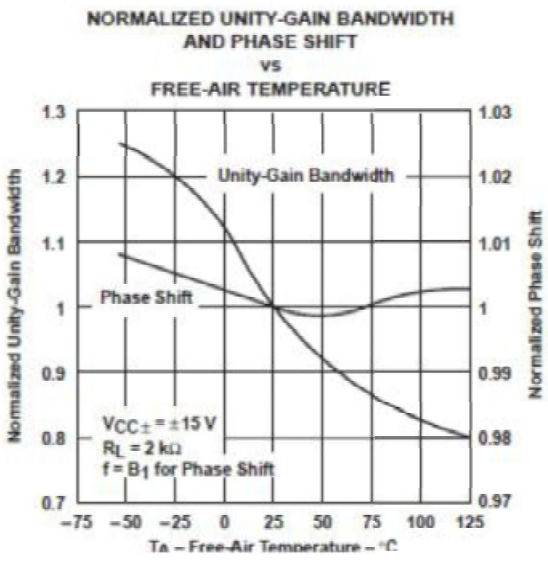
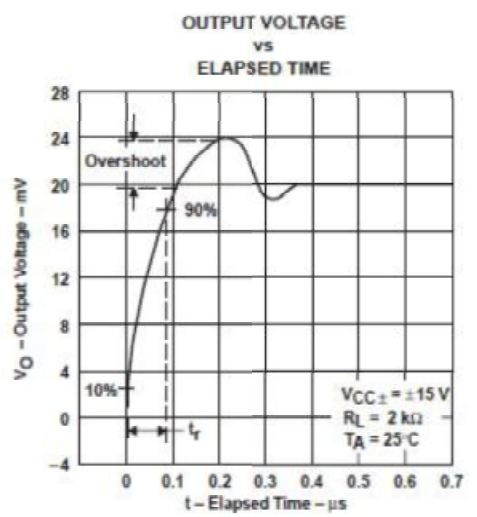
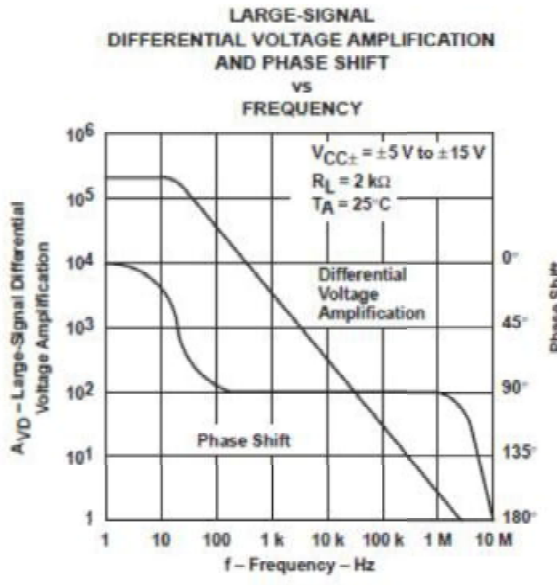
## Τυπικές Χαρακτηριστικές







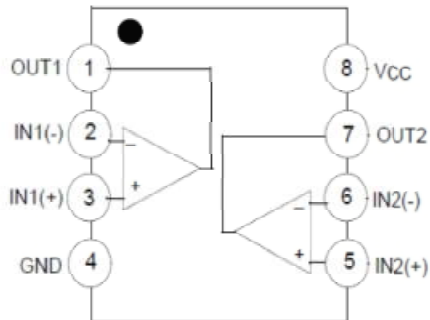






#### 4.5.2. Ολοκληρωμένο NE5532

Το NE5532 είναι ένας εσωτερικής αντιστάθμισης χαμηλού θορύβου ενισχυτής. Το υψηλό μικρό σήμα και το εύρος ζώνης της ισχύς εξασφαλίζουν υψηλή απόδοση σε ενισχυτές υψηλής ποιότητας, σε κυκλώματα ελέγχου και σε τηλεφωνικές εφαρμογές.



Εικόνα 4.24. Εσωτερικό Block Diagram

Πίνακας 4.4. Απόλυτα μέγιστες τιμές λειτουργίας του ολοκληρωμένου NE5532

Parameter	Symbol	NE5532	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	$\pm 22$	V
Differential Input Voltage	$V_{(DIFF)}$	$\pm 13$	V
Input Voltage	$V_I$	Supply Voltage	V
Power Dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	1100 500	mW
Operating Temperature Range	TOPR	0 ~ +70	$^\circ\text{C}$

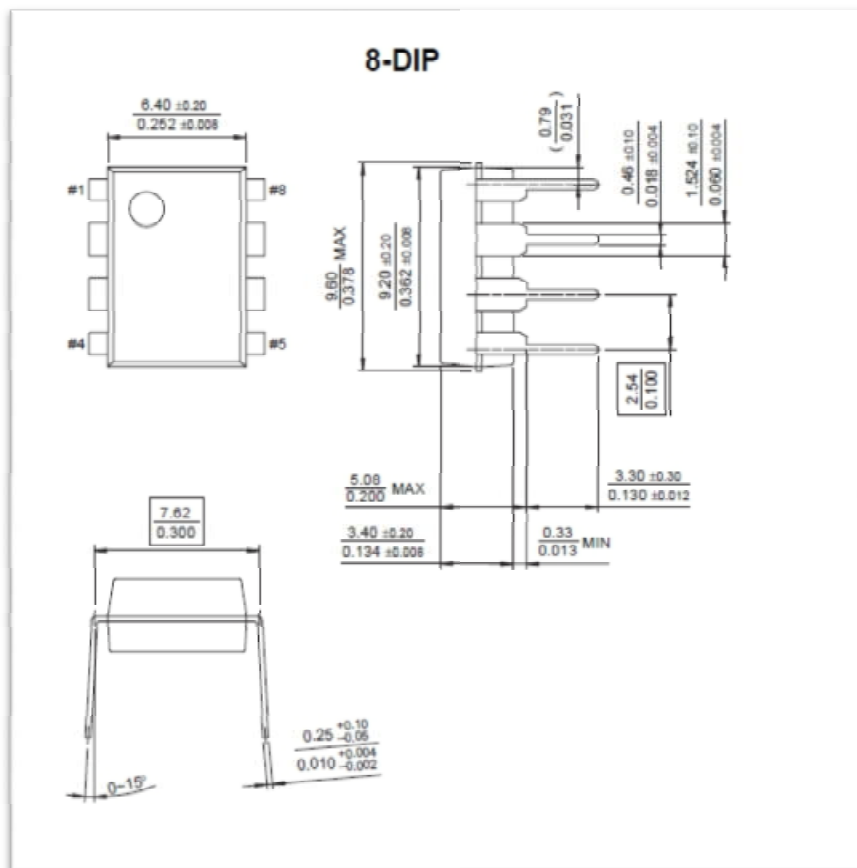
Πίνακας 4.5. Θερμικές τιμές

Parameter	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance Junction-Ambient Max.	$R_{\theta ja}$	110 250	$^\circ\text{C/W}$

Πίνακας 4.6. Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του NE5532

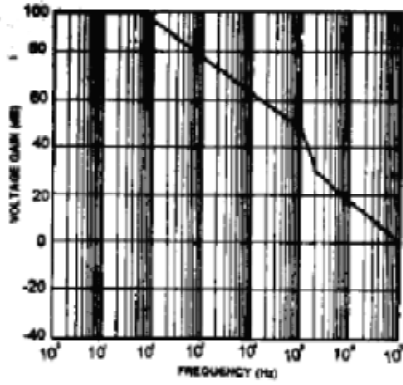
( $V_{CC} = 15V$ ,  $V_{EE} = -15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ )

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	$V_{IO}$	-	-	0.5	4.0	mV
Input Offset Current	$I_{IO}$	-	-	10	150	nA
Input Bias Current	$I_{BIAS}$	-	-	200	800	nA
Supply Current	$I_{CC}$	-	-	6.0	16	mA
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V
Common Mode Rejection Range	CMRR	$T_A = 25^\circ C$	70	100	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$T_A = 25^\circ C$	80	100	-	dB
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$R_L \geq 600\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V
Input Resistance	$R_I$	$T_A = 25^\circ C$	30	300	-	k $\Omega$
Short Circuit Current	$I_{SC}$	-	-	38	-	mA
Overshoot	OS	$R_L = 600\Omega$ , $C_L = 100pF$	-	10	20	%
Large-signal Voltage Gain	$G_V$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	25	100	-	V/mV
		$R_L \geq 600\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	15	50	-	
Small-signal Voltage Gain	$G_v$	$f = 10kHz$	2	2.2	-	V/mV
Gain Bandwidth Product	GBW	$C_L = 100pF$ , $R_L = 600\Omega$	8	10	-	MHz
Slew Rate	SR	$R_L = 1K$ , $C_L = 100pF$ , $R_L = 600\Omega$	6	8.0	-	V/ $\mu s$
Input Noise Voltage	$e_N$	$f_O = 30Hz$	-	8.0	-	nV/ $\sqrt{Hz}$
		$f_O = 1kHz$	-	5.0	-	

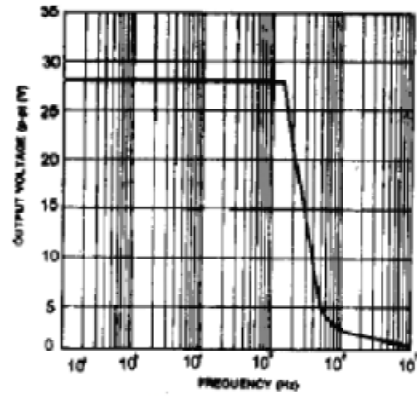


Εικόνα 4.25. Μηχανικές διαστάσεις

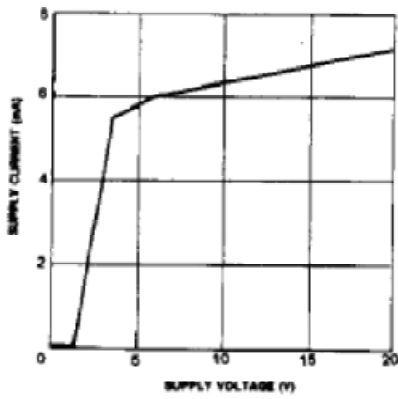
## Τυπικές Χαρακτηριστικές



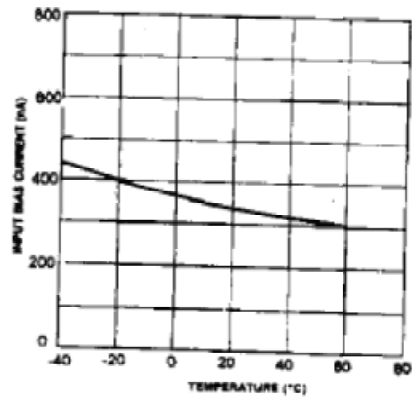
Open Loop Frequency Response



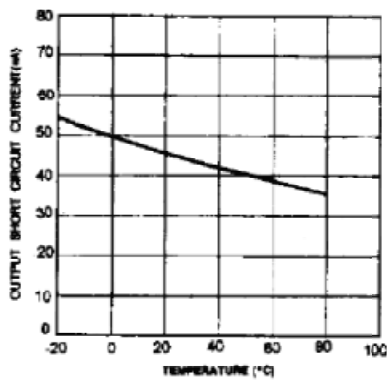
Large Signal Frequency Response



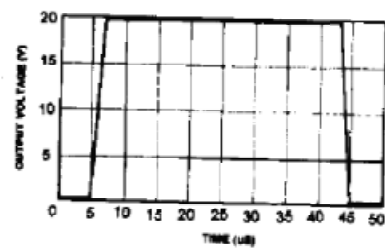
Supply Current vs Supply Voltage



Input Bias Current vs Temperature



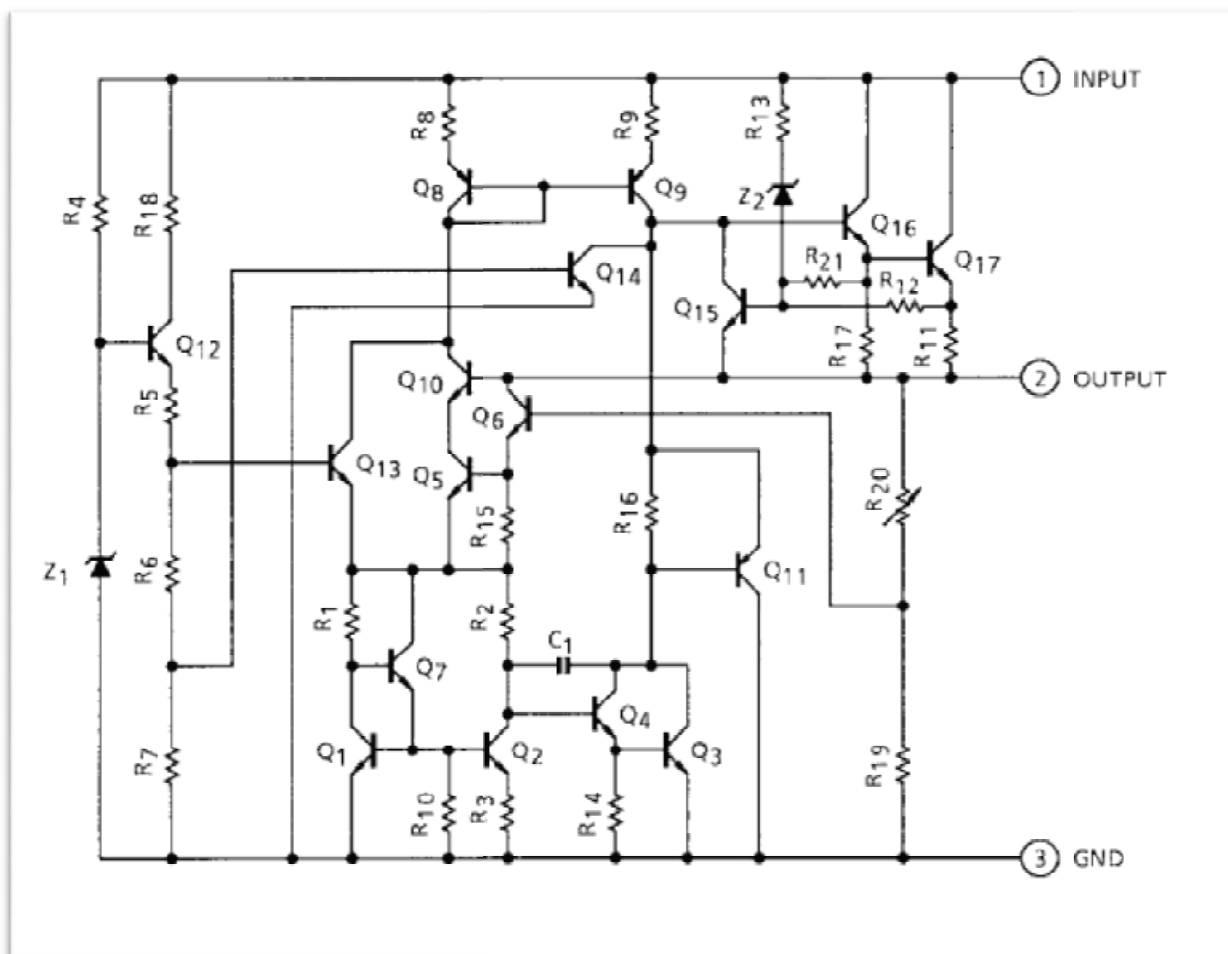
Output Circuit Current vs Temperature



Slew Rate

### 4.5.3 Ολοκληρωμένο TA7815

Το TA7815 είναι ένα διπολικό γραμμικό ολοκληρωμένο κύκλωμα κατάλληλο για την παροχή συμμετρικής σταθεροποιημένης τάσης των  $\pm 15\text{ V DC}$  στα δύο προηγούμενα ολοκληρωμένα. Αποτελείται από τρεις θερμικούς θετικά φορτισμένους ρυθμιστές τάσης



Εικόνα 4.26. Ισοδύναμο κύκλωμα

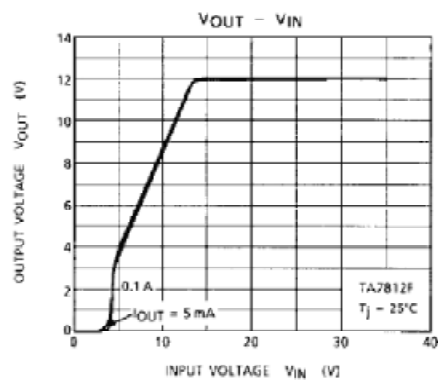
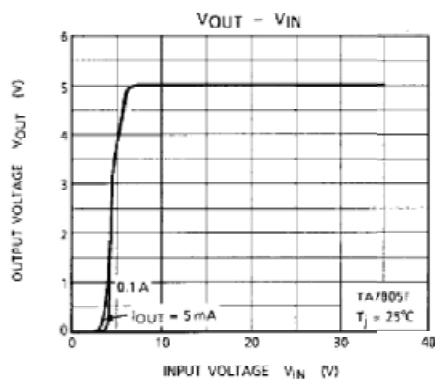
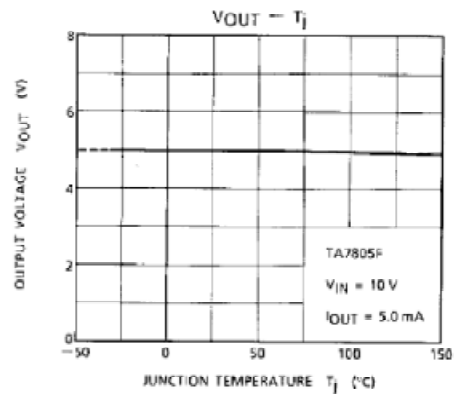
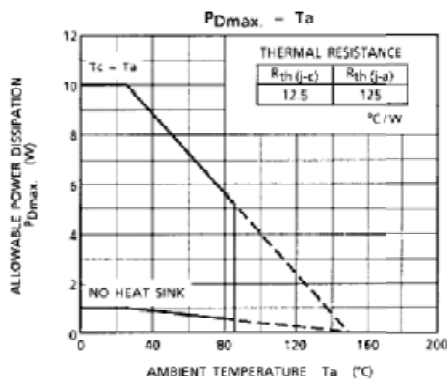
Characteristics		Symbol	Rating	Unit
Input voltage	TA7805F	$V_{IN}$	35	V
	TA78057F			
	TA7806F			
	TA7807F			
	TA7808F			
	TA7809F			
	TA7810F		40	
	TA7812F			
	TA7815F			
	TA7818F			
	TA7820F			
	TA7824F			
Power dissipation	( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	1	W
	( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )		10	
Operating temperature		$T_{opr}$	-30~85	$^\circ\text{C}$
Storage temperature		$T_{stg}$	-55~150	$^\circ\text{C}$
Junction temperature		$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Thermal resistance	$R_{th(j-c)}$		12.5	$^\circ\text{C/W}$
	$R_{th(j-a)}$		125	

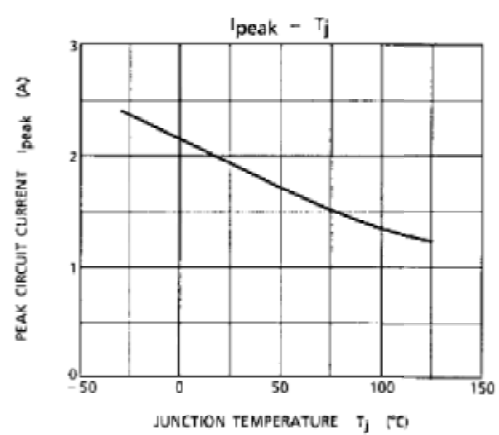
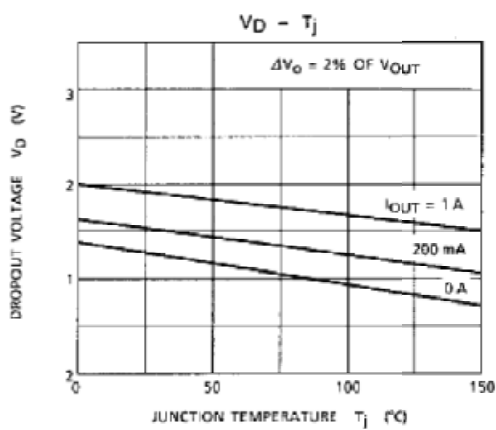
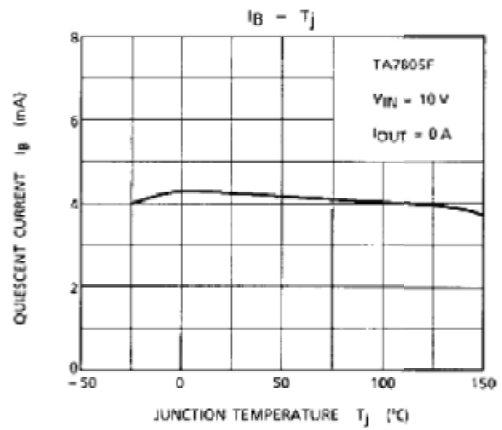
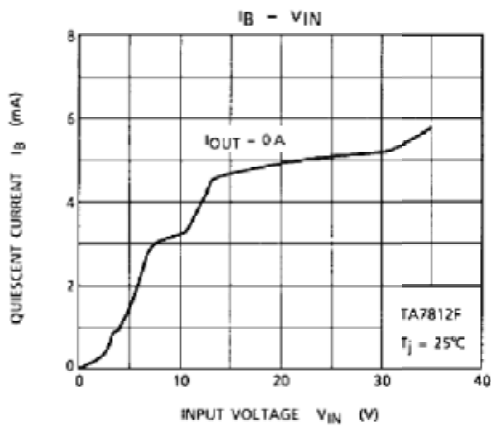
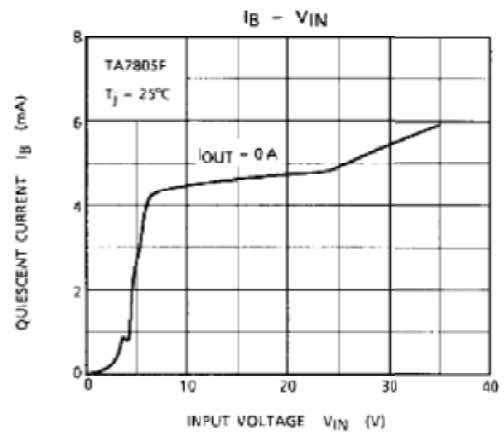
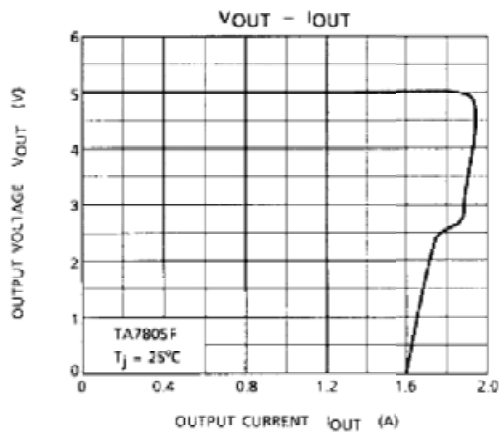
Πίνακας 4.7. Μέγιστες τιμές ( $T_a = 25^\circ$ )

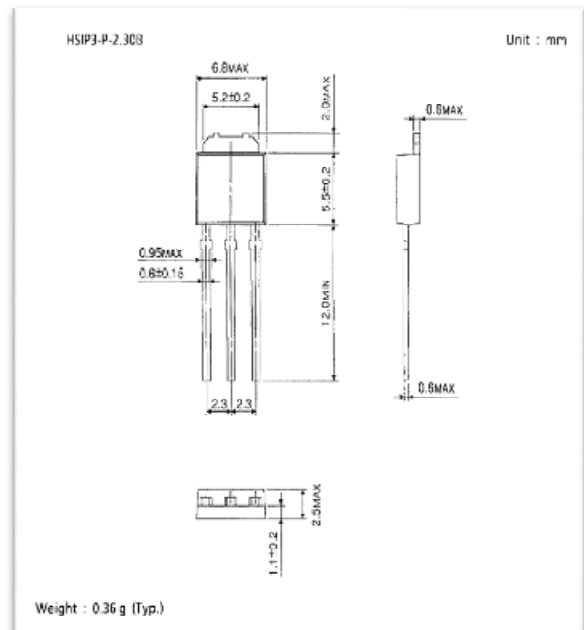
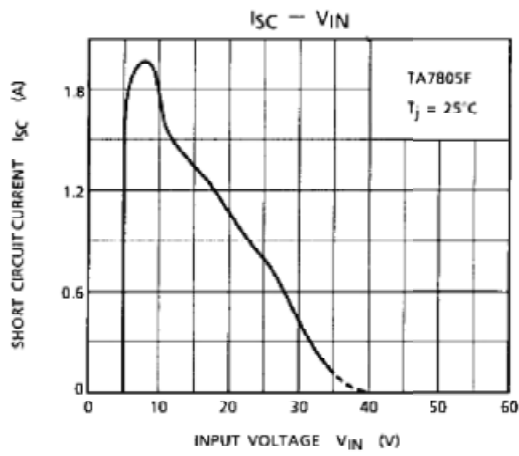
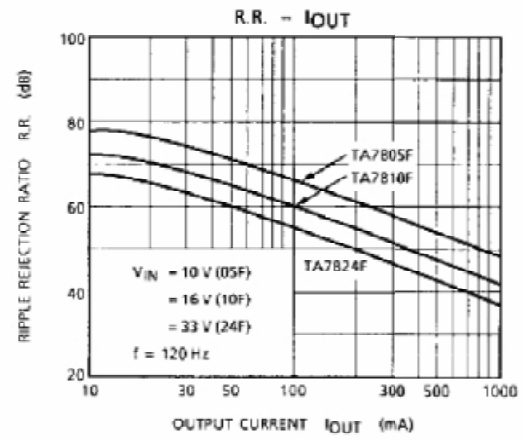
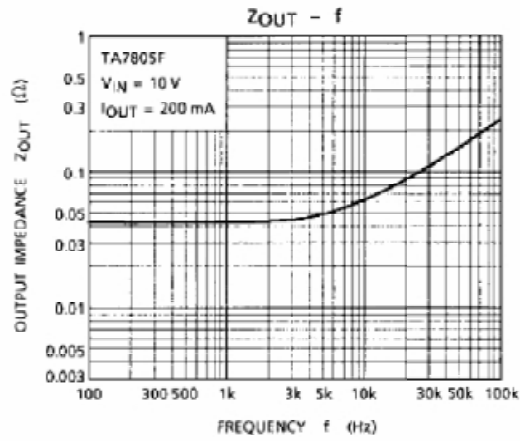
Characteristics	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ.	Max	Unit	
Output voltage	$V_{OUT}$	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 100\text{ mA}$	14.4	15.0	15.6	V	
Line regulation	Reg-line	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$17.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$	—	11	300	mV
				$20\text{ V} \leq V_{IN} \leq 26\text{ V}$	—	3	150	
Load regulation	Reg-load	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.4\text{ A}$	—	12	300	mV
				$250\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$	—	4	150	
Output voltage	$V_{OUT}$	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $17.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ , $5.0\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.0\text{ A}$	14.25	—	15.75	V	
Quiescent current	$I_B$	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$ , $I_{OUT} = 5\text{ mA}$	—	4.4	8.0	mA	
Quiescent current change	$\Delta I_B$	1	$17.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 30\text{ V}$ , $I_{OUT} = 5\text{ mA}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA	
Output noise voltage	$V_{NO}$	2	$T_a = 25^\circ\text{C}$ , $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$ , $I_{OUT} = 50\text{ mA}$	—	110	—	$\mu\text{V}_{rms}$	
Ripple rejection	R.R.	3	$f = 120\text{ Hz}$ , $23\text{ V} \leq V_{IN} \leq 28.5\text{ V}$ , $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$	49	65	—	dB	
Dropout voltage	$V_D$	1	$I_{OUT} = 1.0\text{ A}$ , $T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.0	—	V	
Short circuit current limit	$I_{SC}$	1	$T_j = 25^\circ\text{C}$	—	0.5	—	A	
Average temperature coefficient of output voltage	$T_{CVO}$	1	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$	—	-2.0	—	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	

Πίνακας 4.8. Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του TA781

### Τυπικές Χαρακτηριστικές







Εικόνα 4.27. Μηχανικές διαστάσεις.



## Βιβλιογραφία

- [1] Dennis Bohn, Rane Corporation. "Operator Adjustable Equalizers / An Overview". (Rane Note 122). <http://www.rane.com/note122.html>
- [2] Dennis Bohn, Rane Corporation. "Constant-Q Graphics Equalizers". (Rane Note 101 & 117) <http://www.rane.com/note101.html>
- [3] Sophocles J. Orfanidis / Introduction to Signal Processing.1996
- [4] Κ. Ψυχαλίνος. "Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά Φίλτρα". Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Φυσικής. Πάτρα 2005.
- [5] Ethan Winer. "Audio Filters – Theory And Practice". August 1981. <http://www.ethanwiner.com/filters.html>
- [6] Ethan Winer. "The Art Of Equalization". August 1979.
- [7] Προηγμένα Μικτά Αναλογικά / Ψηφιακά Κυκλώματα Και Διατάξεις. Πανεπιστήμιο Πατρών , Τμήμα Ηλ/γων Μηχ/κων & Τεχνολογίας Υπ/στων.
- [8] Audio Engineering Society Equalization Methods with True Response using Discrete . Filters. May 8-11 2004, Berlin Germany.
- [9] Sedra/Smith "Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα ". Εκδόσεις Παπασωτηρίου. 1991.
- [10] Tran Tien Lang "Ηλεκτρονικά Συστήματα Μετρήσεων". Εκδόσεις Τζιόλα. 2007.
- [11] Bobby Owsinski " The Mixing Engineer's Handbook". 1999.
- [12] <http://grp.pops.net>
- [13] <http://www.dsprelated.com>
- [14] <http://en.wikipedia.org>
- [15] <http://www.allaboutcircuits.com>
- [16] <http://ccrma.stanford.edu>
- [17] <http://www.tonmeister.ca>
- [18] <http://itp.nyu.edu>
- [19] <http://www.soundonsound.com>
- [20] <http://www.anstendig.org>
- [21] <http://www-k.ext.ti.com>
- [22] <http://www.electronics-manufacturers.com>
- [23] <http://www.onsemi.com>
- [24] <http://www.fairchildsemi.com>