

**Τ.Ε.Ι ΗΡΑΚΛΕΙΟΥ  
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΘΕΜΑ: ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΦΩΝΗΣ**

Ιωάννης Μαυρογεώργης  
Α.Μ.: 934

Εισηγητής: Δρ Μακρής Ιωάννης

**Χανιά, Οκτώβριος 2006**

## ABSTRACT

The design and development of the scrambler system has provided useful knowledge and experience regarding issues such as, signal modulation, practical experience on the development of active filters, and theoretical knowledge on signal reconstruction depending on various parameters as frequency band, frequency shift and spectrum shift.

The output of the band pass filter that has been developed, deviates slightly from the initial specifications and offers a slope of  $-3\text{dB}$  on cut-off frequencies. As a result, the cut-off band is wider to some extent, than the frequencies of interest ( $0 - 400\text{Hz}$  and  $2000 - 3000\text{Hz}$ )

The main reason of this deviation is the performance of the components used and not the strict filter design process followed. The reference voltage has been achieved using a simple voltage divider comprising of two resistors offering a total  $10\text{ K}\Omega$ . This has been an economical approach but lacks the performance of an ideal signal source, which theoretically has zero output impedance. The specific design's output impedance is at a level of  $5\text{ K}\Omega$ , which affects the signal at the input stage of the amplifiers. It has been suggested that the use of buffer amplifier before the signal amplification stage would provide some improvement. Furthermore, the circuit's non-linearity has been a factor reducing the quality of the original signal as well as minor deviations of the phase and frequency components of the signal.

Nevertheless, the resulting decoded signal acquired from the output has given satisfactory results as regards of the quality of the input. There has only been a slight alteration in the timbre and tone of the signal, which can be clarified on the phase shift of the decoded signal and/or the frequency shift of input signal.

There has also been noticed that a small number of vocal tones are not decoded correctly for the reason that some frequency components are being cut-off to some extent in difference to the initial specifications of the band pass filter design.

The aim of this project is the design and development of a simple scrambler system used for the range of audible frequencies and more specifically for the frequency range of telephone landline applications.

The fundamental function of the system is the reversal of the speech signal spectrum with the intention of coding the initial input message. Similar systems have been used in the past for security reasons.

The advancement of technology and the expansion of the area of signal coding have put aside audible scrambler systems to some extent, but nevertheless the particular type of system and its application is still widely accepted and used for protecting telephone lines from occasional eavesdroppers.

The main component of the system is the modulator (U3, U4) with a carrier frequency of  $F_c = 3500\text{Hz}$ , which is slightly higher than the maximum frequency range used in telephone applications. Taking into account that the input signal frequency is equal to  $f_l$ , then the basic frequency components after the modulation stage are  $f_c \pm f_l$ . Adding a low pass filter at the output stage with a cut-off frequency equal to  $f_{cut} = 3500\text{Hz}$  there is a complementary component of  $f_l$  towards  $f_c$ , which leads us to  $f_0 = f_c - f_l$ .

A basic condition in order to maintain a good signal quality signal and to avoid an aliasing effect is the addition of a band pass filter, equal to  $f_{min} = 300\text{Hz}$  and  $f_{max} = 3000\text{Hz}$ , during the initial stages of the circuit. The same process is used to demodulate the coded signal.

By the frequency component of  $f_0$  we can acquire the following

$$f_c - f_0 = f_c - (f_c - f_1) = f_1$$

Therefore we can presume that a receiver that uses a similar system can obtain the complete initial signal of the decoded message. Of course, this is purely a theoretical analysis and doesn't take into account any non-linearities that may occur during the reconstruction of the signal from the frequency range  $f_1$  to  $f_0$  and vice versa.

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....   | <b>2</b>  |
| <b>2. ΑΡΧΕΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ – ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗΣ</b> .....                         | <b>3</b>  |
| <b>2.1. ΑΡΧΗ ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΙΑΣ</b> .....   | <b>3</b>  |
| <b>2.2 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ – ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗ</b> .....                                | <b>4</b>  |
| 2.2.1 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ.....  | 4         |
| 2.2.2 ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗ.....   | 4         |
| <b>2.3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΟΜΙΛΙΑΣ (ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ) – ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ</b> ..... | <b>5</b>  |
| 2.3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΟΜΙΛΙΑΣ (ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ).....                  | 5         |
| 2.3.2 ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ.....   | 6         |
| 2.3.3 ΠΑΡΑΠΟΙΗΣΗ ΔΥΑΔΙΚΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ (DATA SCRAMBLING).....                 | 8         |
| <b>2.4 ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΨΕΥΔΟΘΟΥΡΥΒΩΔΟΥΣ ΦΕΡΟΝΤΟΣ –PN</b> .....          | <b>9</b>  |
| 2.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....  | 9         |
| 2.4.2 ΧΩΝΔΡΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΝΟΣ ΠΟΜΠΟΥ PN Η SPREAD SPECTRUM.....               | 10        |
| 2.4.3 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΔΕΚΤΗ PN.....                                | 11        |
| 2.4.4.ΑΝΑΤΟΜΙΑ ΤΗΣ ΟΜΙΛΙΑΣ.....  | 13        |
| <b>3. ΠΕΡΙΛΗΠΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ</b> .....                         | <b>15</b> |
| <b>3.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ</b> .....                                   | <b>16</b> |
| <b>3.2 ΣΥΝΟΠΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ</b> .....   | <b>19</b> |
| <b>4. ΤΑ ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΤΟΥ SCRAMBLER</b> .....                         | <b>20</b> |
| <b>4.1 Η ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ 14ΚΗΖ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ</b> .....                            | <b>20</b> |
| 4.1.1 ΤΙ ΕΙΝΑΙ Ο ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555.....  | 20        |
| 4.1.2 ΤΡΟΠΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555.....                               | 22        |
| 4.1.3 ΑΚΡΟΔΕΚΤΕΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555.....                                       | 23        |
| 4.1.4 ΑΣΤΑΘΗΣ ΠΟΛΥΔΟΝΗΤΗΣ.....   | 26        |
| 4.1.5 Η ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ.....  | 28        |
| <b>4.2 Ο ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ</b> .....                                      | <b>29</b> |
| 4.2.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ D FLIP-FLOP.....  | 29        |
| 4.2.2 ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΞΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....                | 29        |
| <b>4.3 Ο ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ</b> .....                               | <b>31</b> |
| 4.3.1 Ο ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΣ ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ.....  | 32        |
| 4.3.2 Ο ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....  | 34        |
| <b>4.4 ΦΙΛΤΡΟ ΖΩΝΗΣ ΑΚΟΥΣΤΙΚΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ 300 – 3000ΗΖ</b> .....             | <b>36</b> |
| 4.4.1 ΦΙΛΤΡΑ-ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....   | 36        |
| 4.4.2 ΣΧΗΜΑΤΑ ΚΑΜΠΥΛΩΝ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ.....  | 36        |
| 4.4.3 ΟΡΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ.....                                    | 36        |
| 4.4.4 ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΤΥΠΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.....                                      | 38        |
| 4.4.5 ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΗΣ ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ.....                                 | 41        |
| 4.4.6 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΑΝΑΓΩΓΗ ΦΙΛΤΡΩΝ.....                                    | 41        |
| 4.4.7 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ.....   | 46        |
| 4.4.8 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.....  | 48        |
| 4.4.9 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΑΚΟΥΣΤΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ 300-3000ΗΖ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ.....   | 60        |
| <b>4.5 ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ</b> .....                                   | <b>63</b> |
| 4.5.1 ΦΙΛΤΡΑ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΩΝ ΠΥΚΝΩΤΩΝ.....                                     | 63        |
| 4.5.2 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΜΕ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟ ΠΥΚΝΩΤΗ.....                                 | 63        |
| 4.5.3 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΜΕ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟΥΣ ΠΥΚΝΩΤΕΣ.....                            | 66        |
| 4.5.4 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΑΣ.....                   | 70        |
| <b>4.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΗΧΟΥ</b> .....  | <b>73</b> |
| <b>5. ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ</b> .....                              | <b>75</b> |
| <b>ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ SCRAMPLER</b> .....                                   | <b>76</b> |
| <b>6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b> .....   | <b>77</b> |
| <b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....  | <b>78</b> |

## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα εργασία περιγράφεται η κατασκευή ενός απλού scrambler για την περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων και ειδικότερα για εύρος ζώνης τηλεφωνικής ομιλίας.

Η βασική λειτουργία της κατασκευής είναι η αντιστροφή του φάσματος της ομιλίας με σκοπό την κρυπτοκωδικοποίηση του μηνύματος. Παρόμοια συστήματα χρησιμοποιήθηκαν στο παρελθόν για την ασφαλή διακίνηση πληροφοριών. Η εξέλιξη της τεχνολογίας και η ανάπτυξη του κλάδου της κρυπτανάλυσης παραμέρισαν τον ακουστικό scrambler προς όφελος πολύπλοκων μηχανισμών κρυπτοκωδικοποίησης. Όμως, ο ακουστικός scrambler αποτελεί ακόμα και σήμερα ένα ευρέως διαδεδομένο μέσο προστασίας από τον τυχαίο συνακροατή, π.χ λόγω εμπλοκής των τηλεφωνικών γραμμών ή από ραδιοακρόασεις σε κανάλια μειωμένης προστασίας όπως ραδιοσυνδιαλέξεις αστυνομίας ή ιδιωτικών οργανισμών.

Ας δούμε όμως μερικές βασικές αρχές κωδικοποίησης .

## 2. ΑΡΧΕΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ - ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗΣ

### 2.1. ΑΡΧΗ ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΙΑΣ

Ένα από τα πρώτα παραδείγματα συστημάτων κρυπτογράφησης είναι το αλφάβητο του Καίσαρα, το οποίο χρονολογείται γύρω στο 70 π.Χ. Όταν χρησιμοποιούνταν αυτό το σύστημα, κάθε χαρακτήρας του κανονικού κειμένου του μηνύματος αντικαθιστούνταν από ένα άλλο χαρακτήρα, σύμφωνα με τον πίνακα 2.1., ο οποίος ονομάζεται ‘συμβουλευτικός πίνακας’.

Πίνακας 2.1.

Συμβουλευτικός πίνακας

|                          |   |
|--------------------------|---|
| Αλφάβητο κοινό           | Α Β Γ Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ Σ Τ Υ Φ Χ Ψ Ω |
| Αλφάβητο Κρυπτογραφημένο | Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ Σ Τ Υ Φ Χ Ψ Ω Α Β Γ |

Ένα τέτοιο σύστημα ονομάζεται ‘σύστημα κρυπτογραφίας μοναλφαβητικής αντικατάστασης’. Ονομάζεται σύστημα αντικατάστασης γιατί κάθε γράμμα του κανονικού κειμένου αντικαθίσταται πάντοτε με το ίδιο γράμμα στο κρυπτογραφημένο κείμενο.

Συστήματα αυτού του είδους προσφέρουν μικρή ασφάλεια γιατί η συχνότητα εμφάνισης ενός γράμματος σε ένα κρυπτογραφημένο κείμενο μπορεί να αποκαλύψει τον κώδικα.

Αυτό το μειονέκτημα αποφεύγεται όχι όμως απόλυτα με τη χρήση ενός συστήματος κρυπτογραφίας ‘πολυαλφαβητικής αντικατάστασης’, μία μορφή του οποίου φαίνεται στον πίνακα 2.2 και ονομάζεται ‘Πίνακας του Vigenera’.

Πίνακας 2.2

Πίνακας του Vigenera

|       |   |
|-------|---|
| ΚΛΕΙΣ | α β γ δ ε ζ η θ ι κ λ μ ν ..... φ χ ψ ω |
| Α     | Α Β Γ Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν ..... Φ Χ Ψ Ω |
| Β     | Β Γ Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ ..... Χ Ψ Ω Α |
| Γ     | Γ Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο ..... Ψ Ω Α Β |
| Δ     | Δ Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π ..... Ω Α Β Γ |
| Ε     | Ε Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ ..... .....   |
| Ζ     | Ζ Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ Σ ..... .....   |
| Η     | Η Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ Σ Τ ..... .....   |
| Θ     | Θ Ι Κ Λ Μ Ν Ξ Ο Π Ρ Σ Τ Υ ..... .....   |
| ..... | .....                                   |
| ..... | .....                                   |
| Ω     | Ω Α Β Γ Δ ..... .....                   |

## 2.2 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ – ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗ

### 2.2.1 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, ο θόρυβος μπορεί να αλλοιώσει ένα δυαδικό μήνυμα μετατρέποντας ένα '1' σε '0' και αντίστροφα. Αυτή είναι η βασική αιτία, η οποία μας οδηγεί στη διαδικασία της κωδικοποίησης, αφού μας δίνεται η δυνατότητα να γνωρίζουμε αν έχει συμβεί λάθος στο λαμβανόμενο μήνυμα, οπότε ανάλογα με το χρησιμοποιούμενο κώδικα μπορούμε να καθορίσουμε σε ποιο ψηφίο έχει συμβεί λάθος για να το διορθώσουμε.

Ένας απλός κώδικας χρησιμοποιούμενος κύρια στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές, είναι ο κώδικας άρτιας ή περιττής ισοτιμίας (parity check). Ας υποθέσουμε ότι το προς εκπομπή δυαδικό μήνυμα έχει όπως στον πίνακα 2.3.

Η αναγνώριση του σφάλματος στο δέκτη επιτυγχάνεται με εξέταση κάθε λέξης και αν αυτή βρεθεί να έχει άρτιο αριθμό '1' θεωρείται σωστή, διαφορετικά θεωρείται σαν λάθος και ζητείται η επανεκπομπή της από τον πομπό.

Σε περίπτωση διπλών λαθών αυτός ο κώδικας γίνεται ανίκανος να τα ανιχνεύσει. Αν είναι επιθυμητή η ανίχνευση διπλών λαθών και η διόρθωση ενός, τότε πρέπει να προστεθούν τρία τουλάχιστον ψηφία ισοτιμίας.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι κωδικοποίηση είναι η διαδικασία επεξεργασίας ενός δυαδικού μηνύματος, ώστε είναι δυνατή η ανίχνευση και κατ' επέκταση η διόρθωση των λαθών κατά τη λήψη.

Πίνακας 2.3

| Αρχικές τετραψήφιες<br>δυαδικές λέξεις | Εκπεμπόμενες λέξεις<br>με ψηφία ισοτιμίας |
|--|---|
| 0000                                   | 0000 0                                    |
| 0001                                   | 0001 1                                    |
| <b>(α)</b> 0010                        | <b>(β)</b> 0010 1                         |
| 0011                                   | 0011 0                                    |
| 0100                                   | 0100 1                                    |
| .....                                  | .....                                     |
| 1111                                   | 1111 0                                    |

Εκτός από τον κώδικα άρτιας ή περιττής ισοτιμίας, υπάρχουν και άλλοι πιο σύνθετοι κώδικες π.χ. ο Hamming Code, οι οποίοι προσθέτουν περισσότερα ψηφία σε κάθε εκπεμπόμενη λέξη. Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας είναι η πρόσθεση ψηφίων, τα οποία δεν μεταφέρουν πληροφορία. Είναι λοιπόν αδύνατο για ένα δέκτη να αποκωδικοποιήσει το σήμα που έχει κωδικοποιηθεί μ' αυτόν τον τρόπο αν αγνοεί τον κώδικα. Η παραπάνω κωδικοποίηση δεν πρέπει να συγχέεται με την αντίστοιχη κωδικοποίηση στην κρυπτογράφηση – κρυπτοφωνία η οποία θα αναφερθεί αργότερα.

### 2.2.2 ΚΡΥΠΤΟΓΡΑΦΗΣΗ

Στις επικοινωνίες με την έννοια 'κρυπτογράφηση' αναφερόμαστε στην επεξεργασία ενός τηλετυπικού σήματος για να παρέχει ασφάλεια κατά την εκπομπή. Η τεχνική της κρυπτογραφίας δεν διαφέρει από την τεχνική της κρυπτοφωνίας αφού το σήμα ομιλίας έχει μετατραπεί σε δυαδική μορφή.

## 2.3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΟΜΙΛΙΑΣ (ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ) – ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

### 2.3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΟΜΙΛΙΑΣ (ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ)

Η κρυπτοφωνία ασχολείται με την επεξεργασία της ομιλίας χρησιμοποιώντας αναλογικές και ψηφιακές τεχνικές για την επίτευξη τηλεπικοινωνιακής ασφάλειας και μυστικότητας κατά τη μετάδοση της ομιλίας ή οποιασδήποτε άλλης πληροφορίας, ενσύρματης ή ασύρματης.

Ο παραπάνω στόχος της κρυπτοφωνίας μπορεί να πραγματοποιηθεί με διάφορες μεθόδους, οι κυριότερες από τις οποίες είναι:

α. Αντιστροφή συχνότητας (Frequency inversion)

β. Παραποίηση της ζώνης εκπομπής με αντιστροφή (Band scrambling withinversion)

γ. Παραποίηση με τη διαίρεση χρόνου (Time division scrambling)

δ. Κρυπτογράφηση με ψευδοτυχαίο λευκό θόρυβο – PN (Pseudo Noise carrier ή Spread Spectrum System)

Πιο κάτω αναφέρονται περιληπτικά οι μέθοδοι για τις οποίες γίνεται λόγος. Στη συνέχεια όμως ακολουθεί πιο αναλυτική περιγραφή της τέταρτης μεθόδου και περιγράφεται ένα πλήρες κρυπτοφωνικό σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί τελευταία μέθοδο κρυπτοφωνίας.

α. Αντιστροφή συχνότητας (Frequency inversion)

Στο σύστημα αυτό το ακουστικό σήμα εισόδου μειγνύεται με μία σταθερή συχνότητα, με αποτέλεσμα τη λήψη ενός σήματος που περιέχει στη σταθερή συχνότητα και τις δύο πλευρικές από τις οποίες η κάτω πλευρική ζώνη είναι (όπως είναι φυσικό) ανεστραμμένη.

Ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων χρησιμοποιείται για να επιτρέψει τη διέλευση του ανεστραμμένου τμήματος. Η μέθοδος αυτή της παραποίησης (scrambling) είναι πολύ απλή για να θεωρηθεί σαν σύστημα ασφαλείας καθώς ο οποιοσδήποτε ο οποίος διαθέτει τον κατάλληλο εξοπλισμό και την τεχνική ικανότητα μπορεί να μορφοποιήσει το σύστημα.

β. Παραποίηση της ζώνης εκπομπής

Στο σύστημα αυτό το φάσμα συχνοτήτων του ακουστικού σήματος διαχωρίζεται σε υποπεριοχές π.χ. σε πέντε υποπεριοχές. Στη συνέχεια με μίξη και φιλτράρισμα οι υποπεριοχές μετατοπίζονται και αναστρέφονται. Αν η αναστροφή και η μετατόπιση ελέγχεται από δυαδικό σήμα έχουμε  $5 \times 2^5$  δυνατούς συνδυασμούς.

Το σύστημα παραποίησης της ζώνης εκπομπής εκτός του ότι είναι φτωχό στην ασφάλεια που μας παρέχει είναι και ακατάλληλο στην επικοινωνία SSB, γιατί:

(1) Δεν είναι ανεκτό στην ολίσθηση συχνότητας, αφού οι ζώνες (υποπεριοχές) δεν μπορούν να διορθωθούν ή να ευθυγραμμιστούν από τον αποκωδικοποιητή.

(2) Τα μοντέρνα συστήματα SSB χρησιμοποιούν ψαλίδιση του σήματος ομιλίας για να υψώσουν τη μέση στάθμη της εκπεμπόμενης ισχύος. Το αφτί είναι ανεκτικό στις υψηλές στάθμες αρμονικής παραμόρφωσης, τις οποίες προκαλεί το ψαλίδισμα του σήματος ομιλίας. Με τους παραποιητές των ζωνών η σχέση των αρμονικών χάνεται και ο παραγόμενος θόρυβος στο δέκτη μπορεί να γίνει ανυπόφορος.



### γ. Παραποίηση με διαίρεση χρόνου (Time division scrambling)

Στο σύστημα αυτό το προς κρυπτοφώνηση σήμα π.χ. ομιλίας διαιρείται σε μικρά χρονικά τμήματα διάρκειας συνήθως 30 ως 100m sec, τα οποία μετατρέπονται σε ψηφιακή μορφή και αποθηκεύονται στη μνήμη του συστήματος. Στη συνέχεια ακολουθεί επαναδιάταξη των τμημάτων και η μετατροπή τους σε αναλογική μορφή για την εκπομπή.

Η επαναδιάταξη των τμημάτων καθορίζεται από μία ψηφιακή ψευδοτυχαία ακολουθία με βάση προκαθορισμένου προγράμματος και η παραποίηση γίνεται σε ομάδες των οκτώ τμημάτων.

Η παραποίηση της διαίρεσης χρόνου έχει τα παρακάτω πλεονεκτήματα-μειονεκτήματα:

- (1) Υψηλό βαθμό ασφάλειας
- (2) Το σήμα μπορεί να εκπεμφθεί στην κανονική περιοχή της ζώνης συχνοτήτων με αναλογική μορφή, και κατά συνέπεια ο παραποιητής (scrambler) μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνηθισμένα τηλεφωνικά δίκτυα και σε όλα τα ασύρματα συστήματα.
- (3) Είναι ανεκτικό στις ολισθήσεις συχνοτήτων.
- (4) Δέχεται μικρή χρονική καθυστέρηση μεταξύ εκπομπής και λήψης, αλλά αυτό είναι μικρής σημασίας (μειονέκτημα).

### δ. Κρυπτογράφηση με ψευδοτυχαίο λευκό θόρυβο – PN

Η μέθοδος PN είναι πιο ασφαλής από όλες όσες αναφέρθηκαν. Το προς κρυπτογράφηση σήμα μετατρέπεται σε ψηφιακή μορφή και στη συνέχεια μειγνύεται από μία ψευδοτυχαία ακολουθία υψηλής ταχύτητας. Το σήμα που προκύπτει μ' αυτό τον τρόπο διαμορφώνει ένα RF φέρον για να επακολουθήσει η εκπομπή.

Αν η συχνότητα του ακουστικού σήματος που έχει πάρει ψηφιακή μορφή είναι  $1/2T_0$  ( $T_0$ = η διάρκεια της λογικής στάθμης '1' ή '0' και  $1/T_0$ = ταχύτητα εκπομπής των bits=data rate) και  $1/T$  είναι η συχνότητα του χρησιμοποιούμενου ρολογιού για την παραγωγή της ψευδοτυχαίας ακολουθίας, ονομάζουμε σαν  $TW$  (γινόμενο χρόνου – πλάτους ζώνης) το λόγο  $T_0/T$ , ο οποίος για ασφάλεια πρέπει να παίρνει τιμές πάνω από 100. Το φάσμα συχνοτήτων του διαμορφωμένου σήματος εκτείνεται και καλύπτει μεγάλο πλάτος φάσματος ανάλογα με το λόγο  $TW=(T_0/T)$ , εξαιτίας όμως αυτού, το παραπάνω σύστημα ονομάζεται Spread Spectrum System (Σύστημα εκτεταμένου φάσματος) ή σύστημα ψευδοθορυβώδους φέροντος (Pseudo-Noise Carrier, PN).

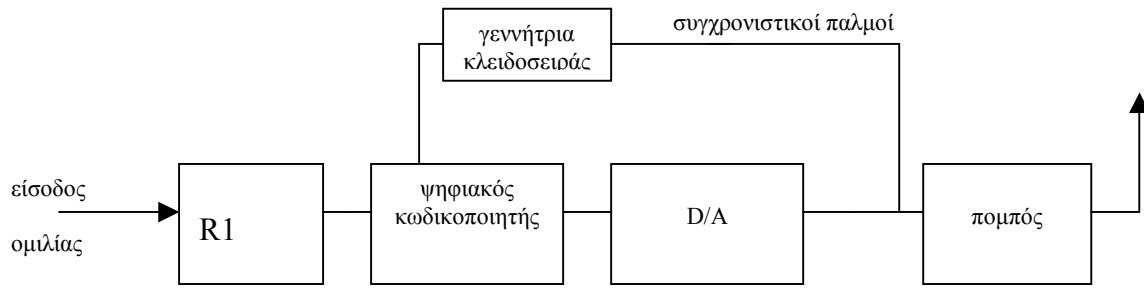
Εκτός από το πλεονέκτημα της υψηλής ασφάλειας, το σύστημα PN, παρέχει τη δυνατότητα μέτρησης της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, καθώς επίσης και απόκρυψη του σήματος από το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα.

Το μειονέκτημα του συστήματος PN είναι ότι απαιτεί πολύ μεγάλο πλάτος ζώνης συχνοτήτων για την εκπομπή και αρκετά πολύπλοκο δέκτη.

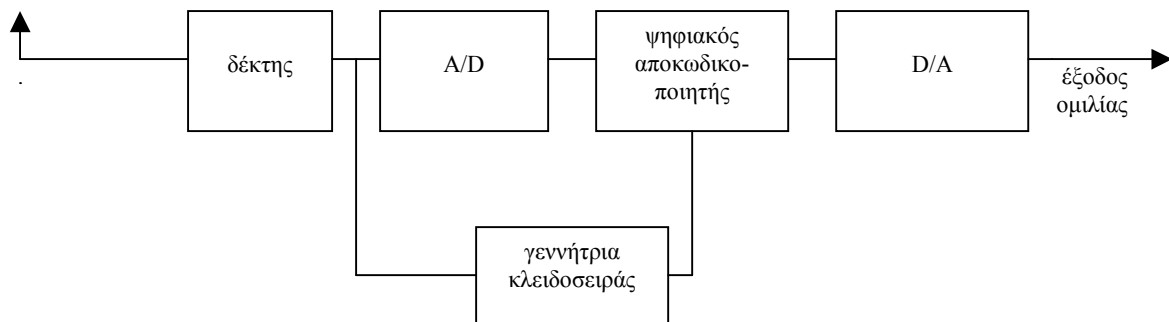
## 2.3.2 ΑΝΑΛΟΓΙΚΗ ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΑ

Το σχ. 2.1 παριστάνει ένα ολοκληρωμένο αναλογικό κρυπτοφωνικό σύστημα. Στο σχ. 17.1α φαίνεται ο πομπός. Η ομιλία αφού έχει προενισχυθεί κατάλληλα, οδηγείται σε ένα μετατροπέα A/D, ο οποίος μπορεί να είναι ένα από τα συστήματα παλμοδιαμόρφωσης (PCM, DM, SDM). Αν το σύστημα πραγματοποιεί παραποίηση (scrambling) με τη διαίρεση

χρόνου, τότε η έξοδος του μετατροπέα A/D οδηγείται διατεταγμένη σε χρονικά τμήματα στη μνήμη του κωδικοποιητή.



α.



β.

**Σχήμα 2.1 Μπλοκ διάγραμμα αναλογικού κρυπτοφωνικού συστήματος.**

**α. Κωδικοποιητής και πομπός.**

**β. Δέκτης και αποκωδικοποιητής.**

Ο κωδικοποιητής δέχεται τα σήματα της γεννήτριας κλειδοσειράς, (η οποία είναι μία γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας μεγάλου μήκους, M-Sequence) με την οποία προβαίνει στην ανακατανομή του περιεχομένου της μνήμης.

Άρα η έξοδος του κωδικοποιητή είναι το σε ψηφιακή μορφή ομιλίας το οποίο έχει υποστεί παραποίηση και μετατρέπεται σε αναλογική μορφή από τον μετατροπέα D/A προκειμένου να εκπεμφθεί από ένα συνηθισμένο τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Η γεννήτρια κλειδοσειράς παρέχει παλμούς για τον συγχρονισμό του δέκτη με τον πομπό και συνήθως για να 'πληροφορήσει' το δέκτη για τον κάθε φορά χρησιμοποιούμενο κώδικα.

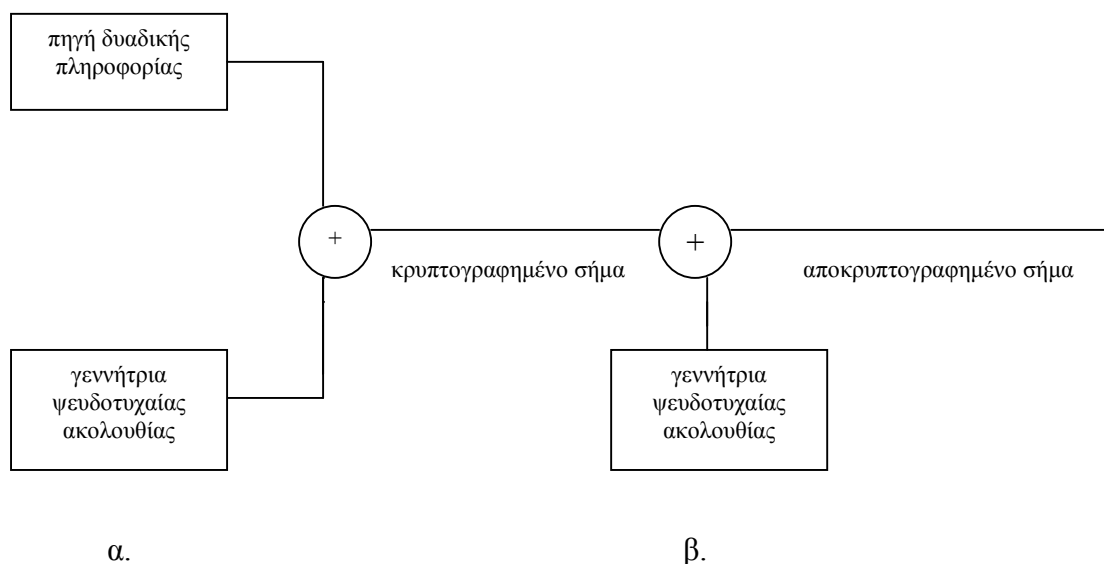
Το σχ. 17.1β παριστάνει δέκτη και αποκωδικοποιητή. Ο δέκτης λαμβάνει το σήμα του οποίου αλλάζει στη συχνότητα IF και στη συνέχεια το αποδιαμορφώνει. Η έξοδος του αποδιαμορφωτή (φωρατή) είναι ένα αναλογικό κωδικοποιημένο σήμα, το οποίο οδηγείται στον A/D. Η έξοδος του A/D είναι δυαδικής μορφής, και οδηγείται στον ψηφιακό αποκωδικοποιητή στον οποίο εισάγεται και το σήμα της γεννήτριας κλειδοσειράς για την αποκωδικοποίησή του. Σαν κλειδοσειρά χρησιμοποιείται μία ψευδοτυχαία ακολουθία. Η κάθε φορά χρησιμοποιούμενη ακολουθία εξαρτάται από τους συγχρονιστικούς παλμούς ή από το πρόγραμμα. Η έξοδος του αποκωδικοποιητή (η οποία είναι ακριβώς η ίδια με την

έξοδο του A/D του πομπού) είναι ψηφιακής μορφής και οδηγείται στον D/A μετατρέπόμενη σε ακουστικό σήμα το οποίο χρειάζεται μόνο ενίσχυση πριν οδηγηθεί στο μεγάφωνο.

Η ασφάλεια του παραπάνω συστήματος εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας κλειδοσειράς (μήκος L, μορφή και πλήθος των χρησιμοποιούμενων ψηφιακών ακολουθιών), και από την οργάνωση των μετατροπών.

### 2.3.3 ΠΑΡΑΠΟΙΗΣΗ ΔΥΑΔΙΚΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ (DATA SCRAMBLING)

Η πλειονότητα των κρυπτοφωνικών συστημάτων χρησιμοποιεί για την παραποίηση των πληροφοριών δυαδική ψευδοτυχαία ακολουθία (M-Sequence). Η έξοδος της δυαδικής πληροφορίας (σχ. 2.2) οδηγείται στη μία είσοδο της πύλης EX-OR, ενώ στην άλλη οδηγείται η έξοδος μίας γεννήτριας ψευδοτυχαίας ακολουθίας.



Σχήμα 2.2 α. Block διάγραμμα Scrambler  
β. Αποκωδικοποιητής

Για την κατανόηση της έννοιας ‘παραποίηση’, ας υποθέσουμε ότι το προς κρυπτοφώνηση δυαδικό σήμα είναι A0C1B, ενώ η δυαδική αναπαράσταση των παραπάνω γραμμμάτων και αριθμών είναι:

|           |           |
|-----------|-----------|
| 0 = 00000 | A = 11010 |
| 1 = 10000 | B = 00110 |
|           | C = 10110 |

Κατά συνέπεια η ροή του δυαδικού σήματος έχει ως εξής:

$$M_1 = \begin{array}{c|c|c|c|c} A & 0 & C & 1 & B \\ \hline 11010 & 00000 & 10110 & 10000 & 00110 \end{array}$$

Στη συνέχεια υποθέτουμε ότι η γεννήτρια ψευδοτυχαίας ακολουθίας παράγει την ακόλουθη σειρά:

$\alpha_1 =$             11100    10111    00101    11001    01110

Η έξοδος της πύλης EX-OR είναι το άθροισμα MOD-2 (δηλ. το άθροισμα στο δυαδικό σύστημα χωρίς αποθήκευση κρατουμένου) του δυαδικού μηνύματος και της ψευδοτυχαίας ακολουθίας, και θα έχει ως εξής:

|       |       |       |       |       |                           |
|-------|-------|-------|-------|-------|---------------------------|
| 11010 | 00000 | 10110 | 10000 | 00110 |                           |
| 11100 | 10111 | 00101 | 11001 | 01110 | μήνυμα<br>M-Sequence      |
| 00110 | 10111 | 10011 | 01001 | 01000 | Κρυπτογραφημένο<br>μήνυμα |

Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας είναι το κρυπτογραφημένο μήνυμα το οποίο παράγεται από το σύστημα του σχήματος 2.2α. Για την κρυπτογράφηση χρειαζόμαστε να ‘γνωρίζουμε’ την ψευδοτυχαία ακολουθία η οποία χρησιμοποιείται κατά τη διάρκεια της κρυπτογράφησης προκειμένου να προβούμε στην αντίστροφη διαδικασία για να πάρουμε το αρχικό μήνυμα, δηλαδή την άθροιση MOD-2 του κρυπτογραφημένου μηνύματος με την M-Sequence αφού στο δυαδικό σύστημα η άθροιση MOD-2 είναι η ίδια με την MOD-2 αφαίρεση.

Για το παραπάνω παράδειγμα θα έχουμε:

|       |       |       |       |       |                         |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------------------------|
| 00110 | 10111 | 10011 | 01001 | 01000 | Κρυπτογραφημένο         |
| 11100 | 10111 | 00101 | 11001 | 01110 | σήμα M-Sequence         |
| 11010 | 00000 | 10110 | 10000 | 00110 | Αποκρυπτογραφημένο σήμα |

Παρατηρούμε ότι η όλη διαδικασία είναι εύκολη με τη βασική προϋπόθεση ότι θα διαθέσουμε στο δέκτη την M-Sequence, η οποία χρησιμοποιήθηκε στον πομπό.

## 2.4 ΚΡΥΠΤΟΦΩΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΨΕΥΔΟΘΟΡΥΒΩΔΟΥΣ ΦΕΡΟΝΤΟΣ –PN

### 2.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το σύστημα ψευδοτυχαίου φέροντος –PN μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν κρυπτοφωνικό τηλεπικοινωνιακό σύστημα μεγάλου βαθμού ασφάλειας. Εκτός του ότι παρέχει ασφάλεια, επιπρόσθετα παρέχει πολύ καλή απόκρυψη του εκπεμπόμενου σήματος (Signal Hiding), αντίσταση σε παρεμβολές και δυνατότητα μέτρησης της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη.

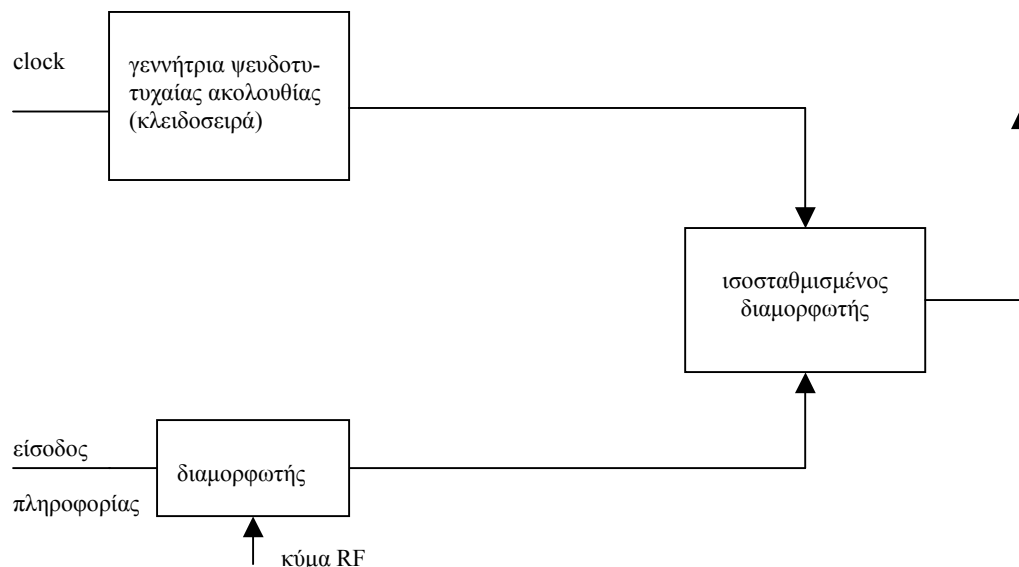
Η παραπάνω μέθοδος κρυπτοφωνίας, αν και ήταν γνωστή και παλαιότερα, τελευταία μόνο έχει διαδοθεί, ειδικά μετά την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, γιατί το κόστος κατασκευής μίας συσκευής PN έχει πλησιάσει σε προσιτά οικονομικά επίπεδα. Αυτό γίνεται φανερό από το γεγονός ότι το μεγαλύτερο μέρος μίας κρυπτοφωνικής συσκευής PN αποτελείται από ψηφιακά τμήματα.

Σε επόμενες παραγράφους αναλύεται η παραπάνω τεχνική PN μέσω της παράλληλης περιγραφής ενός συστήματος πομποδέκτη PN (ή διαφορετικά Spread Spectrum) σαν κρυπτοφωνικής μεθόδου.

Η έννοια κρυπτοφώνηση-αποκρυπτοφώνηση αναφέρεται μερικές φορές και σαν κωδικοποίηση-αποκωδικοποίηση.

#### 2.4.2 ΧΟΝΔΡΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΝΟΣ ΠΟΜΠΟΥ PN ή Spread Spectrum

Η βασική αρχή της λειτουργίας ενός πομπού κρυπτοφωνίας Spread Spectrum είναι σχετικά απλή (σχ. 2.3). Η προς μετάδοση πληροφορία, αν είναι αναλογικής μορφής (π.χ. ομιλία) πρέπει να μετατραπεί σε ψηφιακή μορφή και στη συνέχεια να οδηγηθεί σ' ένα διαμορφωτή, όπου θα διαμορφώσει ένα φέρον κύμα.



Σχήμα 2.3 Block διάγραμμα για την αρχή λειτουργίας πομπού PN

Το διαμορφωμένο φέρον, το οποίο πρέπει να έχει σταθερό πλάτος, οδηγείται σ'έναν ισοσταθμισμένο διαμορφωτή όπου μειγνύεται με μία υψίσυχνη ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία.

Το αποτέλεσμα της διαδικασίας αυτής είναι η επέκταση του φάσματος συχνοτήτων του διαμορφωμένου σήματος σε μεγάλη (πλατιά) ζώνη συχνοτήτων. Από το γεγονός αυτό η μέθοδος αυτή κρυπτοφωνίας ονομάζεται 'Spread Spectrum' (εκτεταμένου φάσματος).

Το σύνθετο αυτό σήμα οδηγούμε για εκπομπή κυριαρχείται από το φάσμα συχνοτήτων της ψευδοτυχαίας ακολουθίας.

Αν η ψευδοτυχαία ακολουθία (κλειδοσειρά) έχει ικανοποιητικές στατιστικές ιδιότητες (η εμφάνιση των '0' και των '1' είναι τυχαία), τότε το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος μοιάζει ουσιαστικά με το θόρυβο Gauss, με μόνη διαφορά ότι το φάσμα του PN σήματος έχει μία περιβάλλουσα της μορφής  $\eta mX/X$  και πλάτος ζώνης εξαρτώμενο από τη συχνότητα του ρολογιού της γεννήτριας κλειδοσειράς.

Επειδή το σήμα για μετάδοση μοιάζει με το θόρυβο Gauss, το παραπάνω σύστημα ονομάζεται και σύστημα με φέρουσα ψευδοτυχαίο θόρυβο (PN).

Η διαδικασία της διαμόρφωσης μπορεί να περιγραφεί από τη σχέση:

$$e(t) = C(t) \cdot \text{συν} [\omega_c t + \varphi(t)] \quad (2.1)$$

όπου  $C(t)$  είναι η ψευδοτυχαία ακολουθία, η οποία διαμορφώνει τη φέρουσα συχνότητα  $f_c$ . Η  $f_c$  είναι διαμορφωμένη κατά συχνότητα από το προς εκπομπή σήμα (εξαιτίας της απαίτησης σταθερού πλάτους).

Από τα παραπάνω τίθεται ο περιορισμός ότι το σήμα με δυαδική μορφή πρέπει να είναι διφασικό ( $0^\circ$  ή  $180^\circ$ ) για ασφάλεια σε περίπτωση υποκλοπής και για να γίνεται αδύνατη η

φώραση με φωρατή του νόμου τετραγώνου, γιατί όπως διαπιστώνουμε από την παρακάτω σχέση:

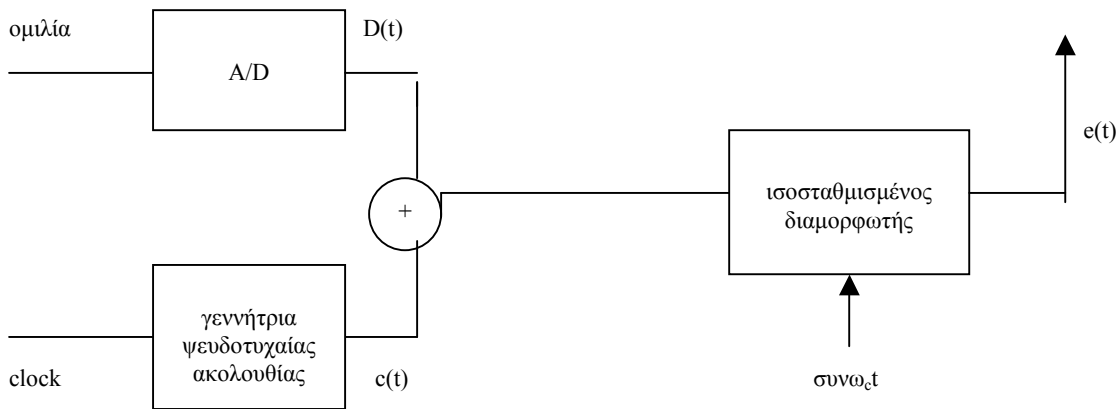
$$e^2(t) = C^2(t) \cdot \text{συν}2 [\omega_c t + \varphi(t)] =$$

$$\text{συν}2 [\omega_c t + \varphi(t)], \text{ διότι } C^2(t) = 1$$

η  $e^2(t)$  είναι ένα φέρον κύμα διπλάσιας συχνότητας διαμορφωμένο κατά συχνότητα. Εξαιτίας των απαιτήσεων και ακόμα ότι τόσο η ψευδοτυχαία ακολουθία  $C(t)$  όσο και η πληροφορία  $D(t)$  είναι δυαδικής μορφής, η μορφή του πομπού έχει όπως στο σχ. 2.4.

Η έξοδος στην κεραία δίνεται από τη σχέση:

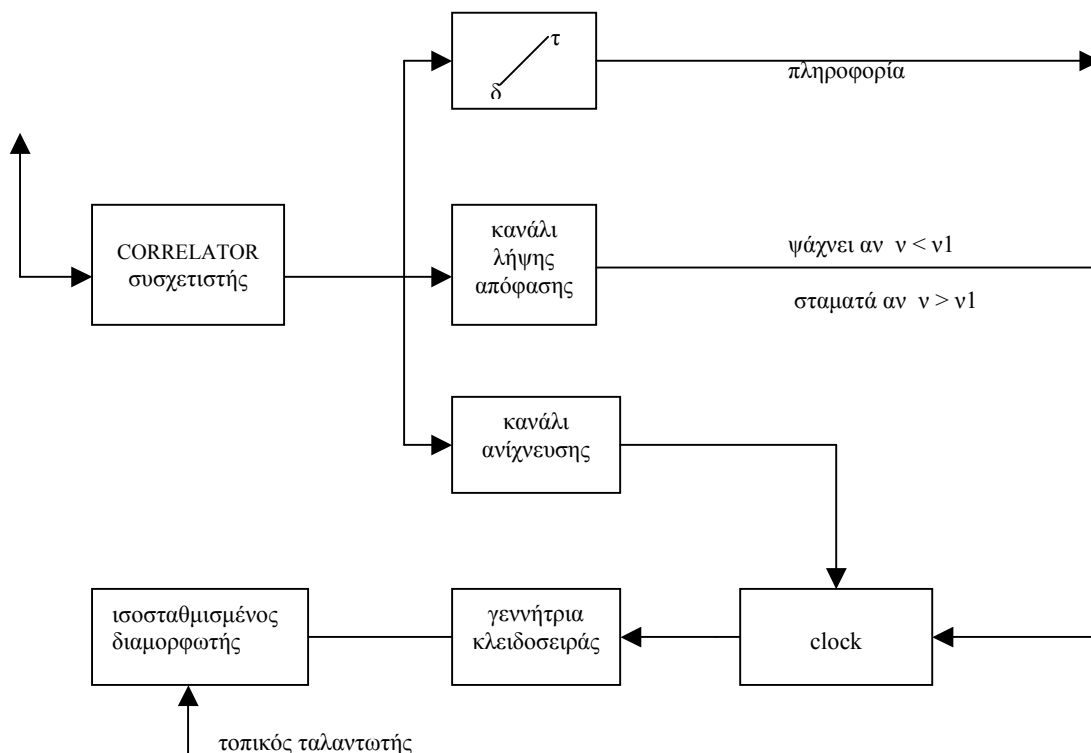
$$e(t) = C(t) \cdot D(t) \text{ συν} \omega_c t$$



Σχήμα 2.4 Block διάγραμμα πραγματικού πομπού PN (ή Spread Spectrum)

### 2.4.3 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΔΕΚΤΗ PN

Οι βασικές απαιτήσεις, τις οποίες έχουμε από ένα δέκτη PN (σχ.2.5), είναι να συγχρονίζεται με τη λαμβανόμενη κλειδοσειρά  $S$ , να την παρακολουθεί κατά την περίοδο εκπομπής και να αποδιαμορφώνει (αποκωδικοποιεί) το λαμβανόμενο σήμα πληροφορίας.



Σχήμα 2.5 Block διάγραμμα δέκτη PN

Για την επίτευξη των παραπάνω είναι ευνόητο ότι απαιτούνται η παραγωγή ενός πανομοιότυπου της εκπεμπόμενης από το δέκτη κλειδοσειράς, ο συγχρονισμός της (με ανοχή σφάλματος  $\pm$  κλάσμα του χρόνου ενός BIT) με τη λαμβανόμενη κλειδοσειρά, η διατήρηση του συγχρονισμού (Trade mode) και η φώραση της ψηφιακής πληροφορίας μέσω προσαρμοσμένου φίλτρου (Matched Filter Detection).

Αρχικά ο δέκτης αποθηκεύει τον κώδικα (κλειδοσειρά)  $C(t)$  για μία αυθαίρετη χρονική στιγμή  $C(t = \tau)$  μετατοπισμένη στην κατάλληλη συχνότητα  $f_c$  για την επίτευξη φώρασης με αυτοσυσχέτιση.

Η έξοδος του αυτοσυσχετισμού για ένα σήμα εισόδου της μορφής:  $D(t) \cdot C(t) \cdot \text{συν}\omega_c(t)$  είναι σε περίπτωση πλήρους συγχρονισμού:

$$[D(t) \cdot C(t)\text{συν}\omega_c t] [C(t)\text{συν}\omega_c t] = D(t) \cdot C^2(t) = D(t)$$

διαφορετικά η έξοδος είναι:

$$D(t) \cdot C(t) \cdot C(t + \tau), \text{ όταν } C^2(i) = 1.$$

Ο δέκτης θα αρχίσει τη χρονική ανίχνευση ώσπου ο αυτοσυσχετιστής να του δώσει σαν έξοδο ένα σήμα  $D(t)$  στενού πλάτους ζώνης (αυτό βέβαια θα συμβεί όταν  $\tau=0$ ). Αν ο λόγος σήματος προς θόρυβο  $S/N$  είναι ικανοποιητικός, ο δέκτης θα σταματήσει την ανίχνευση (θετική απόφαση συγχρονισμού) και θ' αρχίσει την παρακολούθηση (για να μη χάσει το συγχρονισμό). Η βασική διάταξη ενός δέκτη PN φαίνεται στο σχ. 17.5.

Καθώς ο αυτοσυσχετιστής ανιχνεύει για να συγχρονιστεί με το επιθυμητό σήμα της εισόδου του, η έξοδος του κατά τη διάρκεια της προσπάθειάς του είναι  $D(t) \cdot C(t + \tau)$ . Το γινόμενο όμως  $C(t) \cdot C(t + \tau)$  για τιμές του  $\tau$  σ' όλο το μήκος της ακολουθίας καθορίζει τη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης μίας ψευδοτυχαίας ακολουθίας, όπως έχει ήδη αναφερθεί, παρουσιάζει ένα κεντρικό μέγιστο για  $\tau = 0$ . Επίσης παρουσιάζει και μερικά δευτερεύοντα μέγιστα τα οποία έχουν σχέση με άλλες ιδιότητες όπως π.χ. το μήκος του κώδικα. Τα παραπάνω είναι σημαντικά για την επιλογή του τρόπου παραγωγής κλειδοσειρών, αφού είναι φανερό ότι δεν πρέπει να υπάρχουν δευτερεύοντα μέγιστα ικανά να ενεργοποιήσουν το σύστημα (κανάλι) λήψης απόφασης συγχρονισμού, διαφορετικά ο δέκτης θα απατηθεί γιατί θα νομίζει ότι βρίσκεται σε πραγματικό συγχρονισμό.

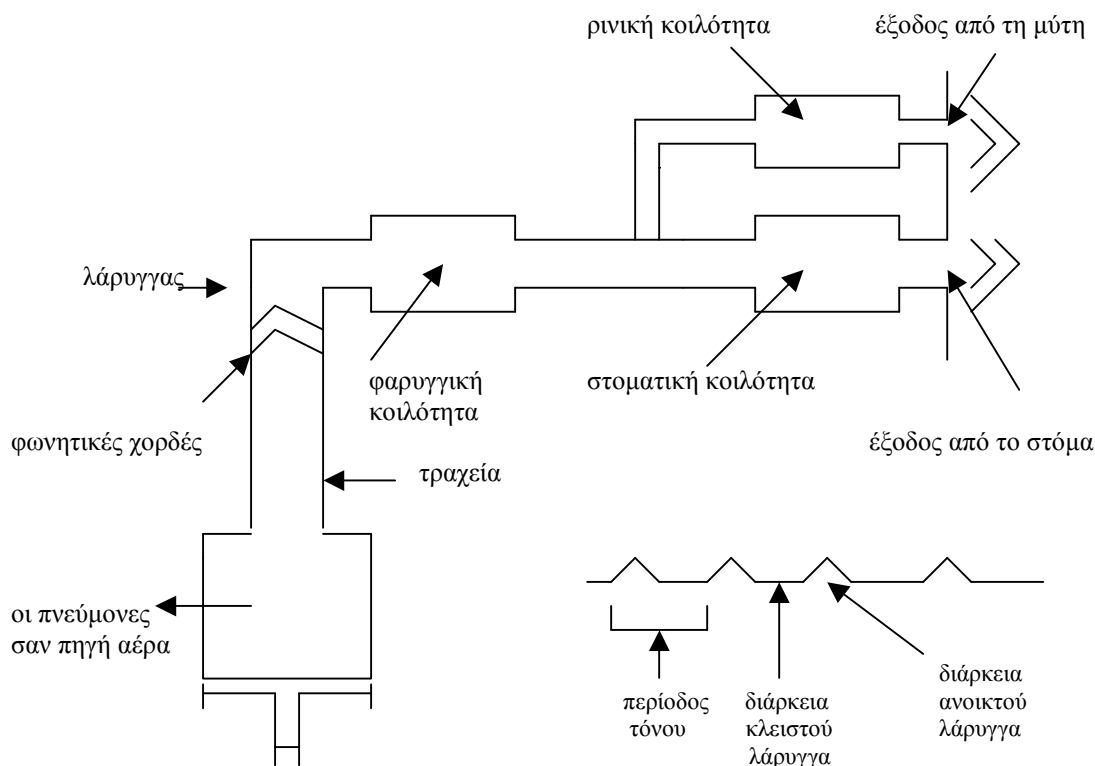
Τελικά παρατηρούμε ότι ένα σήμα παρεμβολής  $S(t)\text{συν}\omega_c t$  εμφανίζεται στην έξοδο του συσχετιστή έχοντας τη μορφή  $S(t) \cdot C(t + \tau)$  και το οποίο έχει πλάτος ζώνης τουλάχιστο ίσο προς το πλάτος ζώνης της κλειδοσειράς  $C(t)$ . Επειδή το πλάτος ζώνης του φωρατή, ο οποίος ακολουθεί τον συσχετιστή, καθορίζεται από την ταχύτητα εκπομπής της πληροφορίας ( $1/T_0$ ) μόνο ένα μικρό ποσοστό της ισχύος της  $S(t)$  θα εμφανίζεται στην έξοδο του δέκτη. Το ποσοστό αυτό είναι ανάλογο του λόγου  $T/T_0$ , όπου  $T$  είναι η περίοδος των παλμών ρολογιού της γεννήτριας κλειδοσειράς. Ο λόγος  $T_0/T$  είναι το γινόμενο χρόνου – πλάτους ζώνης (Time – Bandwidth Product –  $TW$ ) του συστήματος, λεγόμενος επίσης και κέρδος επεξεργασίας (Processing Gain) περιγράφει ακόμη, το λόγο απόρριψης παρεμβολών του συστήματος αν συγκριθεί μ' ένα συμβατικό σύστημα, το οποίο λαμβάνει την πληροφορία απ' ευθείας σε ταχύτητα

$$1/T_0 \text{ KB, } (T_0 = \text{χρόνος διάρκειας ενός BIT}).$$

#### 2.4.4 ANATOMΙΑ ΤΗΣ ΟΜΙΛΙΑΣ

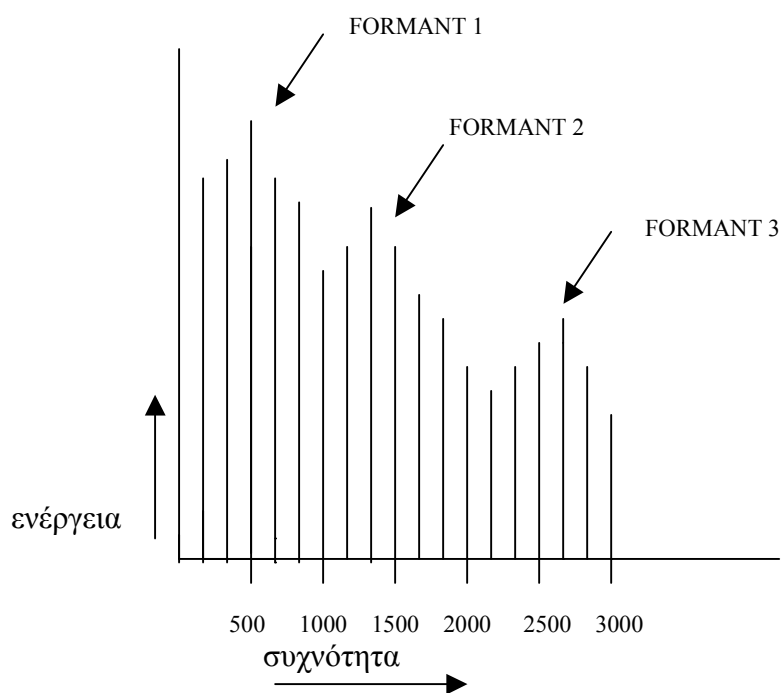
Όλοι οι έναρθροι ήχοι κατά τη διάρκεια της ανθρώπινης ομιλίας παράγονται με τη δίοδο του αέρα από τους πνεύμονες μέσω του λάρυγγα (σχ.2.6α).

Η κυματομορφή που παράγεται από το λάρυγγα ενός ατόμου που μιλάει είναι ένα περιοδικό σήμα (σχ.2.6β) πλούσιο σε αρμονικές, του οποίου η θεμελιώδης συχνότητα κυμαίνεται από άτομο σε άτομο, καθορίζοντας τον τόνο της ομιλίας του. Προκειμένου όμως για άνδρα η συχνότητα κυμαίνεται μεταξύ των 30 Hz ως 200 Hz. Ο φάρυγγας και η στοματική κοιλότητα δρουν σαν μία συντονισμένη κοιλότητα, οι διαστάσεις της οποίας μεταβάλλονται κάθε φορά από τη θέση της γλώσσας, την κίνηση των χειλιών και το άνοιγμα του στόματος. Η μ' αυτόν τον τρόπο διαμορφωμένη κοιλότητα, ονομάζεται φωνητική κοιλότητα και λειτουργεί σαν μία συντονισμένη κοιλότητα, η οποία ή θα ενισχύει ορισμένες συχνότητες ή θα τις εξασθενεί. Όταν η φωνητική κοιλότητα διεγείρεται από τον λάρυγγα συντονίζεται και αναδεικνύει ορισμένες ομάδες συχνοτήτων, οι οποίες ονομάζονται Formants (διατάξεις, σχ. 2.7). Παρατηρούμε ότι η Formant-1 βρίσκεται στη χαμηλότερη περιοχή συχνοτήτων (200 – 1000 Hz), η Formant-2 στην περιοχή από περίπου 500 Hz ως 2500 Hz και η Formant-3 από 1500 Hz ως 3000 Hz. Άρα η δημιουργία των διαφόρων Formant είναι συνάρτηση της ακριβούς θέσης των οργάνων παραγωγής ομιλίας. Ενώ η μορφή των Formants είναι χαρακτηριστική για κάθε προφερόμενο φωνήεν ή σύμφωνο.



Σχήμα 2.6 α. Σχηματική παράσταση μηχανισμού παραγωγής της ομιλίας.  
β. Το κύμα που παράγεται στο λάρυγγα.





**Σχήμα 2.7** Ενεργειακό φάσμα συχνοτήτων της ομιλίας, δείχνουν τα διάφορα Formants

Για την απόκτηση ενός διαγράμματος το οποίο δείχνει τη μεταβολή της ενέργειας της φωνής ως προς τις παραμέτρους συχνότητας, πλάτους και χρόνου, χρησιμοποιείται ο φασματογράφος.

### **3. ΠΕΡΙΛΗΠΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ**

Η καρδιά του ακουστικού scrambler είναι ο ισοσταθμισμένος διαμορφωτής (U3,U4) με συχνότητα φορέα  $f_c=3500\text{HZ}$ , δηλαδή λίγο μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπτή συχνότητα ομιλίας τηλεφωνικών συνδιαλέξεων (300HZ-3000HZ). Εάν η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι  $f_1$  τότε οι βασικές συχνότητες μετά τη διαμόρφωση θα είναι  $f_c \pm f_1$  και αν παρεμβάλουμε στην έξοδο ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων με  $f_{cut}=3500\text{HZ}$  θα λάβουμε την συμπληρωματική συχνότητα της  $f_1$  ως προς την  $f_c$ , δηλαδή την  $f_0=f_c-f_1$ . Βασική προϋπόθεση για την ποιότητα του λαμβανομένου σήματος και την αποφυγή του φαινομένου της ψεύδισης (aliasing effect) είναι το προφιλτράρισμα του σήματος εισόδου με ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων με  $f_{min}=300\text{HZ}$  και  $f_{max}=3000\text{HZ}$ . Με την ίδια ακριβώς διαδικασία αποδιαμορφώνουμε το κωδικοποιημένο σήμα .

Τώρα , από τη συχνότητα  $f_0$  λαμβάνουμε τη συχνότητα  $f_c-f_0=f_c-(f_c-f_1)=f_1$ .

Άρα ο εξουσιοδοτημένος χρήστης που διαθέτει την ίδια ακριβώς συσκευή λαμβάνει ακέραιο το αποκωδικοποιημένο μήνυμα. Βέβαια, είναι γεγονός ότι η παραπάνω ανάλυση έχει θεωρητική βάση και δε λαμβάνει υπόψη τις τυχόν μη γραμμικότητες που παρουσιάζονται κατά το μετασχηματισμό του σήματος από το φάσμα συχνοτήτων  $f_1$  στο  $f_0$  και αντίστροφα.

### 3.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Η διαμόρφωση είναι μια σημαντική τεχνική που εφαρμόζεται ευρέως σε τομείς της ηλεκτρονικής και τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Σκοπός της διαμόρφωσης είναι η τροποποίηση του φάσματος του αρχικού σήματος, με στόχο την προσαρμογή των χαρακτηριστικών της πηγής και του καναλιού.

Το σήμα αποτυπώνεται πάνω στο φέρων με τη μεταβολή μιας από τις χαρακτηριστικές παραμέτρους του φέροντος. Ας υποθέσουμε ότι το φέρων είναι ένα ημιτονοειδές σήμα της μορφής

$I(t) = I_0 \sin(\omega t + \varphi)$  Μπορούμε να επιτύχουμε διαμόρφωση του φέροντος  $I(t)$  με το σήμα  $s(t)$  με έναν από τους ακόλουθους τρόπους:

- i. κατά πλάτος (AM), αν το σήμα μεταβάλλει το  $I_0$ , δηλ.  $I_0 = I_0(s(t))$
- ii. κατά συχνότητα (FM), αν το σήμα μεταβάλλει το  $\omega$ , δηλ.  $\omega = \omega(s(t))$
- iii. κατά φάση (PM), αν το σήμα μεταβάλλει το  $\varphi$ , δηλ.  $\varphi = \varphi(s(t))$ .

Ο scrambler που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία, εκτελεί διαμόρφωση κατά πλάτος (AM) με τη χρήση μη γραμμικών στοιχείων, και συγκεκριμένα με τη βοήθεια ενός ισοσταθμισμένου διαμορφωτή, όπως περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο.

Είναι εύκολο να θεωρήσουμε τη διαμόρφωση κατά πλάτος σα γινόμενο δύο σημάτων, του φέροντος και του διαμορφώνοντα σήματος. Εάν έχουμε ημιτονικά σήματα, τότε το διαμορφωμένο σήμα θα είναι.

$$\begin{aligned} A_{out} &= [A_c \sin(\omega_c t)] [A_m \sin(\omega_m t)] = \\ &= [A_c A_m] \sin(\omega_c t) \sin(\omega_m t) \end{aligned}$$

όπου  $A_m(t) = A_m \sin(\omega_m t)$  , το διαμορφόν σήμα (το μήνυμα)  
και  $A_c(t) = A_c \sin(\omega_c t)$  , το φέρον σήμα.

Ανακαλώντας την ταυτότητα

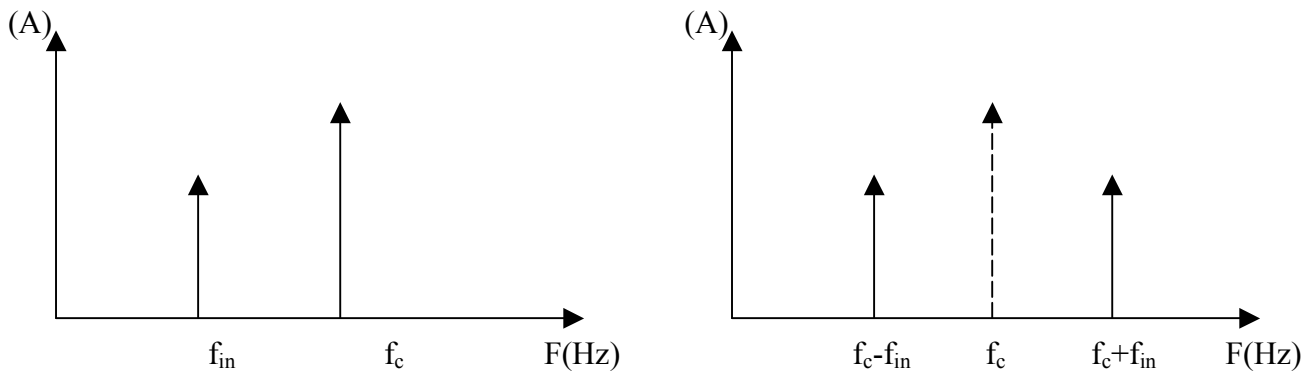
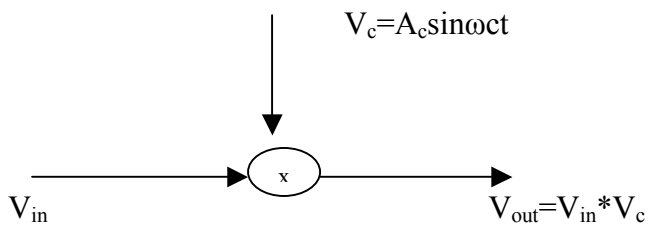
$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} [\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

λαμβάνουμε

$$A_{out} = A_c A_m / 2 [\cos(2\pi(f_c - f_m)t) - \cos(2\pi(f_c + f_m)t)] \quad (3.1)$$

Στη σχέση (3.1) διακρίνουμε τις δύο πλευρικές ζώνες, την άνω πλευρική ( $f_c + f_m$ ) και την κάτω πλευρική ( $f_c - f_m$ ). Επίσης, παρατηρούμε ότι η συχνότητα του φέροντος δεν εμφανίζεται στο φάσμα εξόδου. Στη γενική περίπτωση το σήμα εισόδου περιγράφεται από το φάσμα  $F_{in}(f)$ .

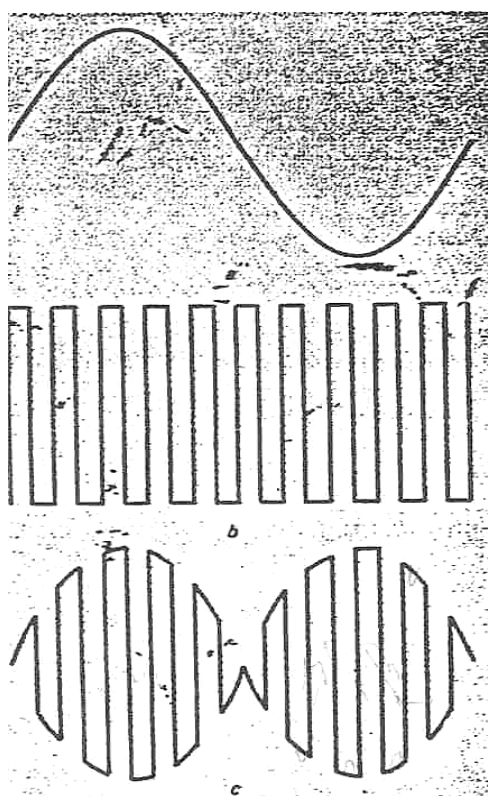
Τότε, το φάσμα εξόδου μετά τη διαμόρφωση θα είναι όπως στο σχήμα (3.1).



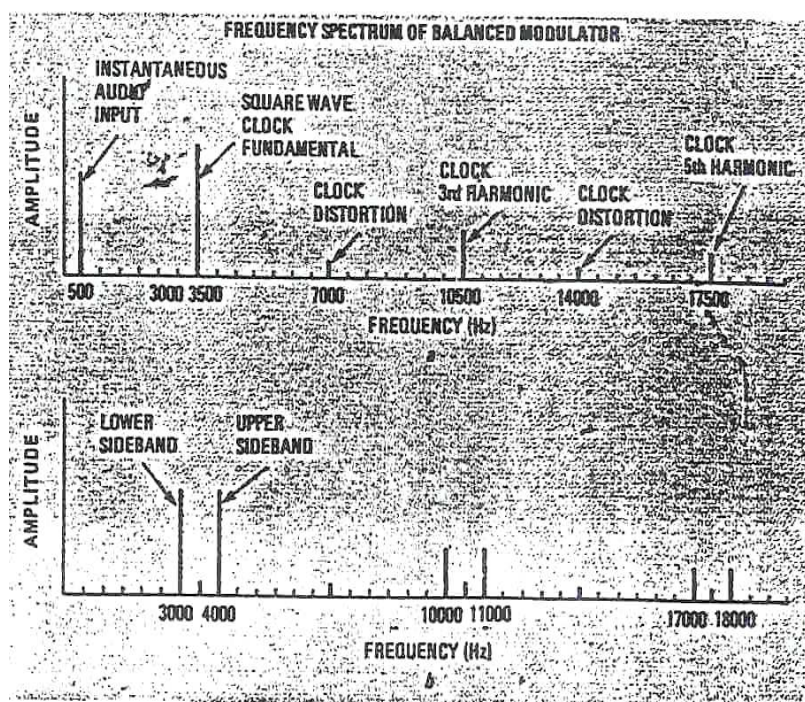
**ΣΧΗΜΑ 3.1** α) πολλαπλασιασμός φέροντος-ακουστικού σήματος, β) φέρων-ακουστικό σήμα πριν την διαμόρφωση στο πεδίο συχνοτήτων, γ) άνω και κάτω πλευρική στο πεδίο συχνοτήτων μετά την διαμόρφωση.

Το σχήμα (3.2) δείχνει τη λειτουργία του scrambler στο πεδίο του χρόνου. Ένα τυπικό ημιτονοειδές σήμα (a) διαμορφώνεται με το τετραγωνικό φέρον (b) και λαμβάνουμε την κυματομορφή (c). Το αρχικό σήμα τεμαχίζεται από το φέρον σε λεπτές φέτες, στο ρυθμό του φέροντος και η φάση αναστρέφεται σε κάθε κατάτμηση.

Στο σχήμα (3.3) βλέπουμε την ίδια λειτουργία στο πεδίο συχνοτήτων, όπου παρατηρούμε παρασιτικές συχνότητες υπό μορφή υψηλών αρμονικών και πλευρικών ζωνών. Όλα αυτά συντελούν στην παραμόρφωση του αρχικού σήματος και πρέπει να απομακρυνθούν έτσι ώστε κατά την αντίστροφη διαδικασία (φώραση) να λάβουμε καθαρά το αρχικό σήμα.



**ΣΧΗΜΑ 3.2** λειτουργία του scrambler στο πεδίο του χρόνου



**ΣΧΗΜΑ 3.3** λειτουργία του scrambler στο πεδίο συχνοτήτων

Όταν η συχνότητα του φέροντος είναι λίγο μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπτή συχνότητα ακουστικής τηλεφωνίας, το μήνυμα θα ακούγεται αλλαγμένο, λόγω της αναστροφής του φάσματος που έχει συμβεί και δε θα είναι κατανοητό. Διαθέτοντας μια ίδια συσκευή και αποδιαμορφώνοντας το λαμβανόμενο σήμα, ανακτούμε το αρχικό μήνυμα, το οποίο είναι κατανοητό (έχει βέβαια παραμορφωθεί από τις μη γραμμικότητες της συσκευής).

Για παράδειγμα βλέπε (σχήμα 3.3). Το φέρον ρυθμίζεται στα 3500Hz. Η είσοδος είναι ένα ημιτονικό σήμα στα 500 Hz. Τότε, επιθυμητή έξοδος είναι 3000 Hz και πράγματι, αυτή παράγεται μετά το φιλτράρισμα της από τις παρασιτικές συχνότητες.

### 3.2 ΣΥΝΟΠΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ

Στο σχήμα (3.5) δίνεται το συνοπτικό διάγραμμα του scrambler με πέντε βασικά μέρη.

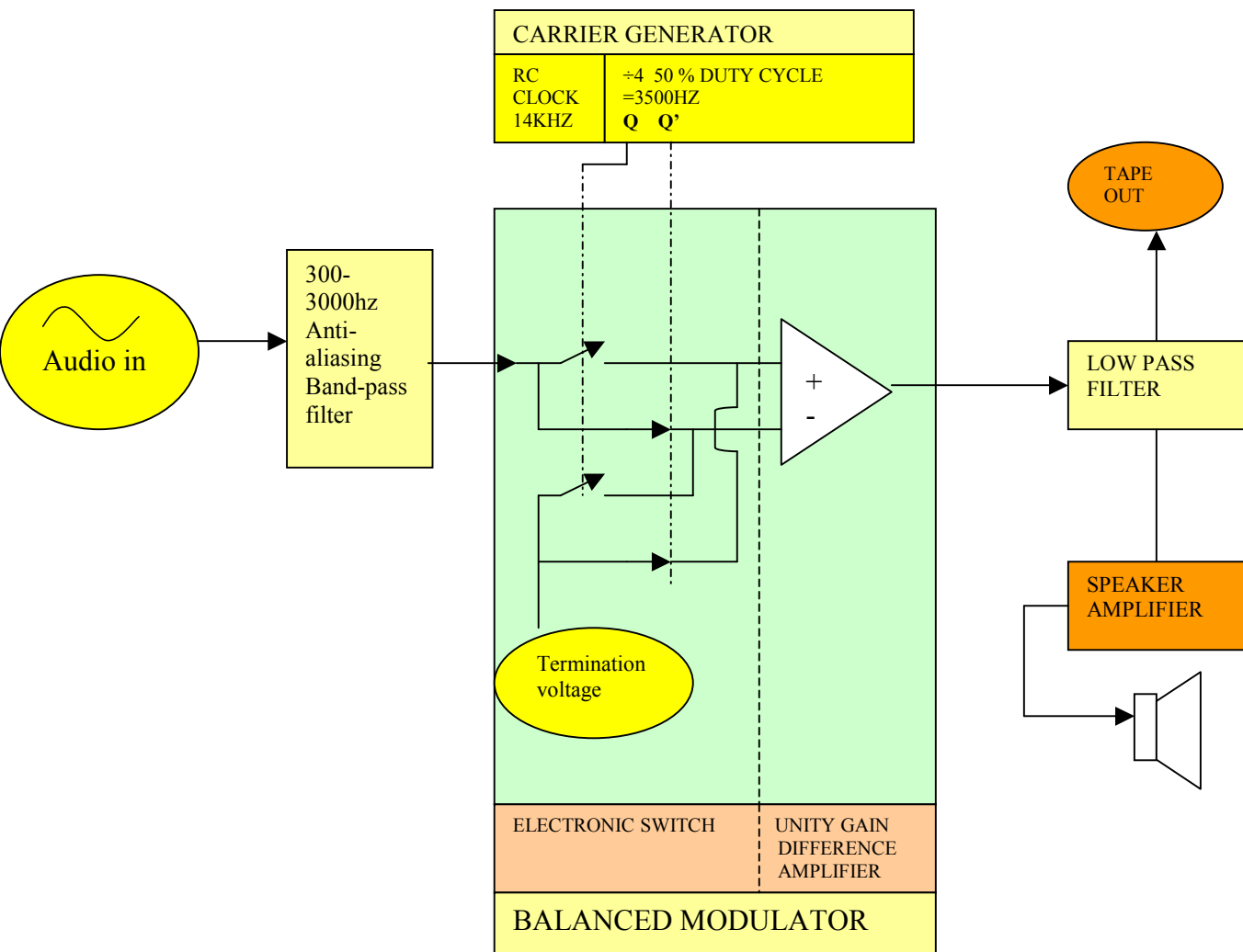
Ο γεννήτορας του φέροντος είναι ένα RC clock και ένας απ αριθμητής διαίρεσης συχνότητας δια 4, που παράγει την απαραίτητη είσοδο για τον ισοσταθμισμένο διαμορφωτή.

Το φίλτρο αντιψεύδισης (antialiasing filter), που είναι ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο με ζώνη διάβασης 300Hz-3000Hz, περιορίζει το φάσμα του σήματος εισόδου με σκοπό την αποφυγή της παραμόρφωσης στην έξοδο του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή.

Ο ισοσταθμισμένος διαμορφωτής είναι η καρδιά του scrambler/discrambler. Ο σκοπός είναι η μίξη του φιλτραρισμένου σήματος της εισόδου με το φέρον τετραγωνικό σήμα.

Το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων απομακρύνει τις παρασιτικές συχνότητες, επιτρέποντας μόνο τη διέλευση στην κάτω πλευρική ζώνη.

Τέλος, το σήμα οδηγείται σε ένα ακουστικό ολοκληρωμένο ενισχυτή και στο εσωτερικό μεγάφωνο, ή εναλλακτικά προς το μέσο μετάδοσης (π.χ. τηλεφωνική γραμμή).



ΣΧΗΜΑ 3.5 BLOCK ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΟΥ SCRAMBLER

## **4. ΤΑ ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΤΟΥ SCRAMBLER**

### **4.1 Η ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ 14KHZ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ**

Για γεννήτρια του συστήματος χρησιμοποιήθηκε ο πολύ γνωστός χρονιστής LM555, σε συνδεσμολογία ασταθούς πολυδονητή. Θα δούμε πιο κάτω τι είναι ο 555 χρονιστής και πως τον προσαρμόστηκε στον scrambler.

#### **4.1.1 ΤΙ ΕΙΝΑΙ Ο ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555**

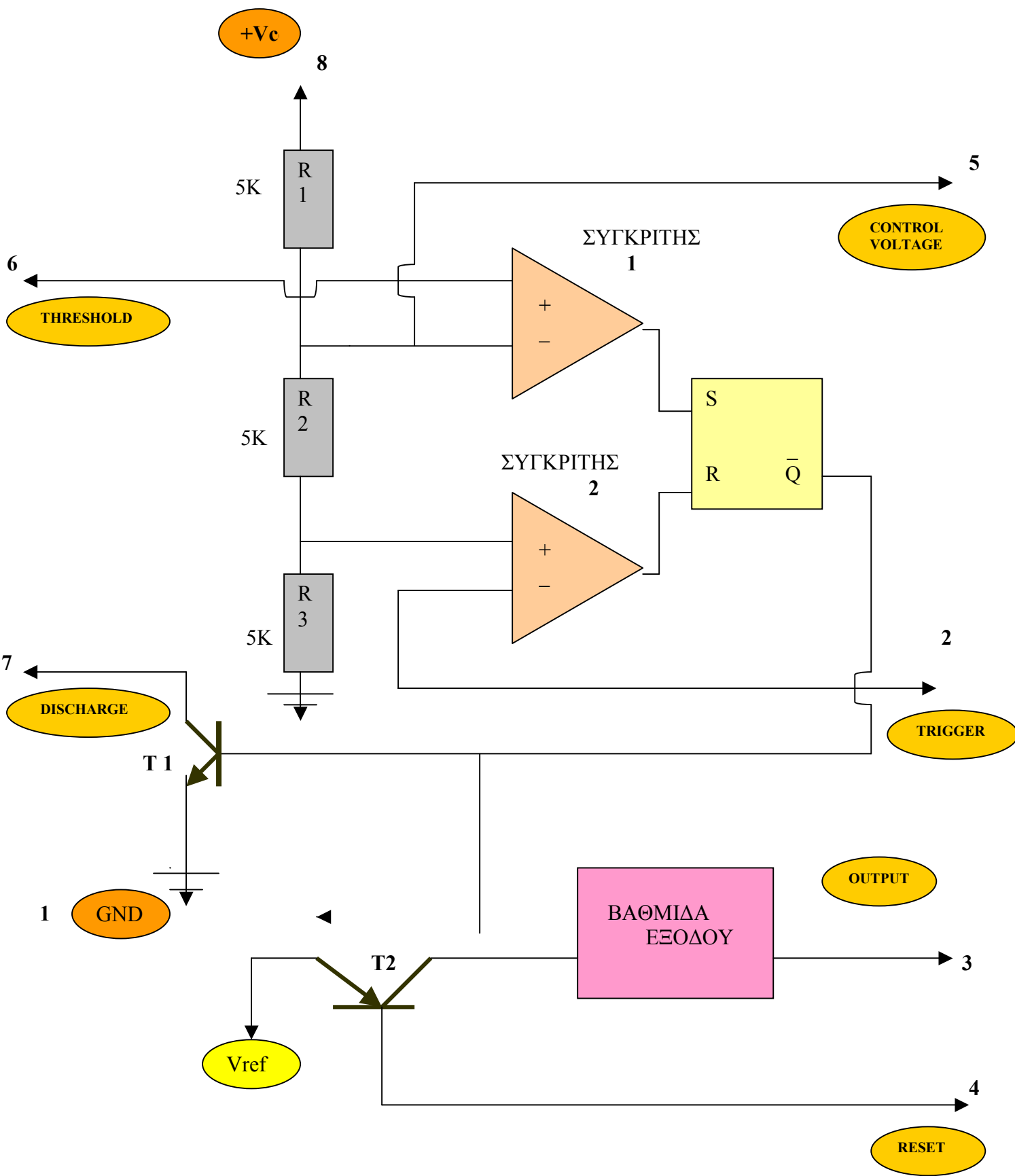
Σε πολλές εφαρμογές χρειάζονται κυκλώματα που να έχουν την ικανότητα να δημιουργούν χρονικά διαστήματα . Ο πιο δημοφιλής χρονιστής είναι ο 555. Όπως οι τελεστικοί γενικού σκοπού έτσι και ο 555, είναι αξιόπιστος, εύκολος να χρησιμοποιηθεί σε μια ποικιλία εφαρμογών, έχει δε χαμηλό κόστος. Ο 555 μπορεί να λειτουργήσει είτε με τάση 5V, οπότε μπορούμε να διεγείρουμε κυκλώματα TTL, είτε με τάση 15V, οπότε δίνει ρεύμα εξόδου 200ma με αποτέλεσμα να μπορούμε να διεγείρουμε ρελαί ή ενδεικτικό λαμπάκι. Η περιοχή λειτουργίας είναι με τάση παροχής από 5-18 Volt.

Ο χρονιστής 555 αποτελείται από δύο συγκριτές, δύο τρανζιστορς, τρεις ίσες αντιστάσεις, ένα R-S flip-flop και μια βαθμίδα εξόδου.

Το δομικό του διάγραμμα φαίνεται πιο κάτω Σχήμα 4.1.

Ο 555 έχει μέγιστη περιοχή χρόνου περίπου 15min. Ο απαριθμητής – χρονιστής έχει περιοχή

Χρόνου ημερών. Η περιοχή χρόνου και των δύο, μπορεί να επεκταθεί σε μήνες ακόμη και σε χρόνια αν τα συνδέσουμε σε σειρά.



ΣΧΗΜΑ 4.1 ΤΟ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555

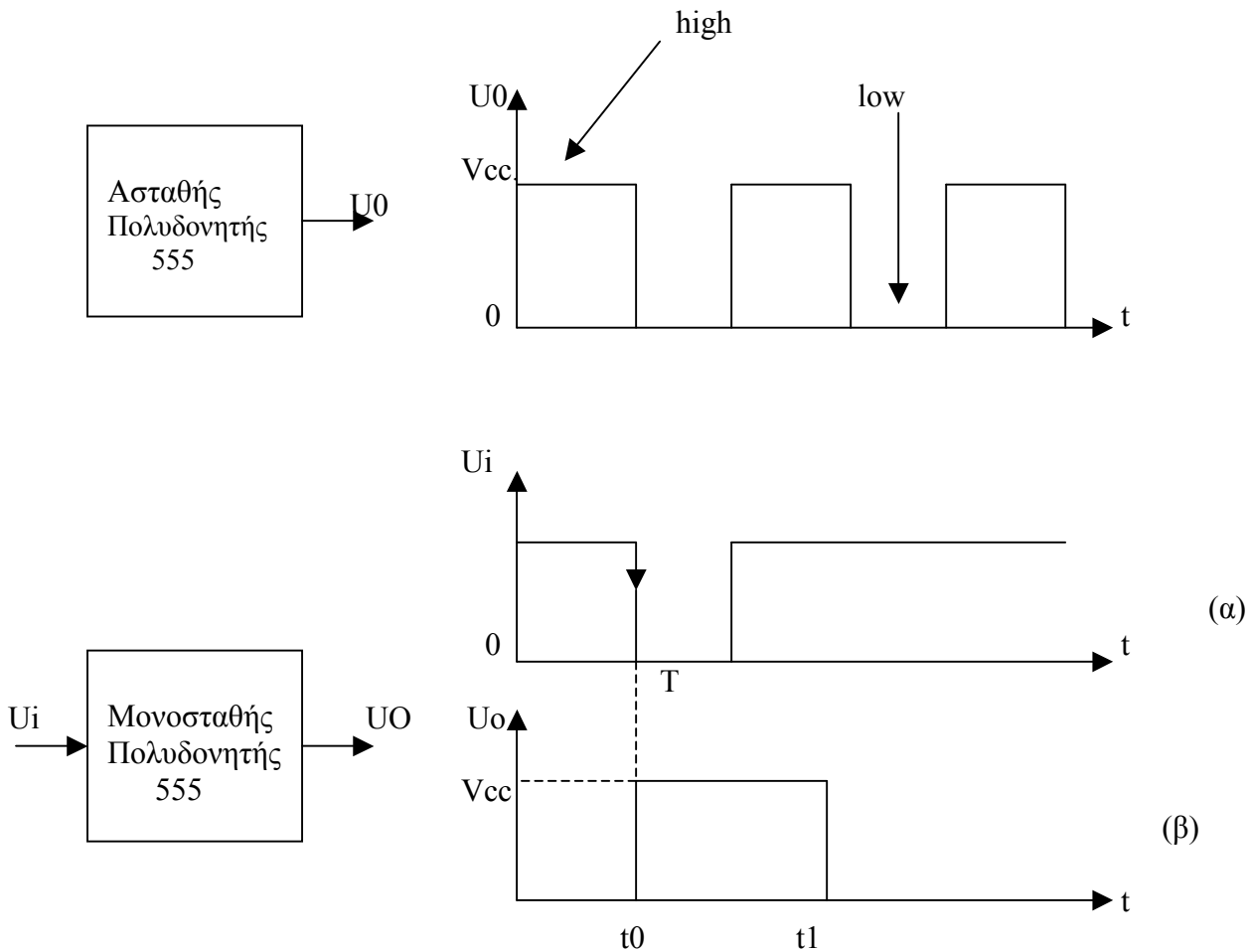


#### 4.1.2 ΤΡΟΠΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555

Το IC 555 έχει δύο τρόπους λειτουργίας, είτε σαν ασταθής πολυδονητής είτε σαν μονοσταθής πολυδονητής. Σχήμα 4.2

Στον ασταθή πολυδονητή, (σχήμα 4.2.α), η τάση εξόδου του χρονιστή οδηγείται από την κατάσταση high στην low και αντίστροφα. Ο χρόνος στον οποίο η έξοδος είναι στην κατάσταση high ή low καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στο IC 555. Η τιμή high, της εξόδου, είναι λίγο πιο μικρή από την τάση  $V_{cc}$ . Η τιμή low, της εξόδου είναι περίπου 0.1V.

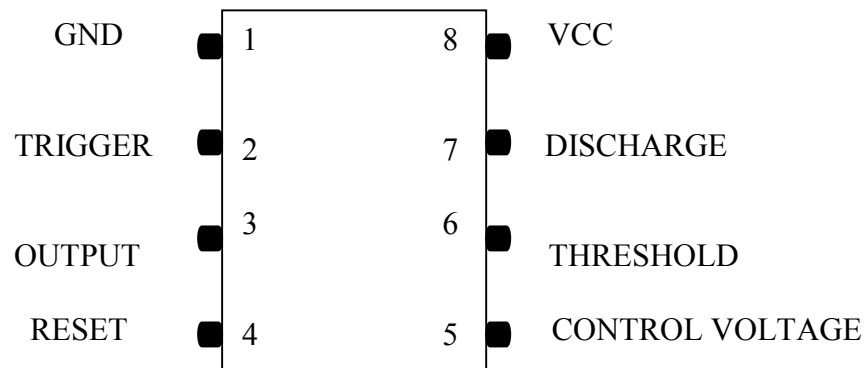
Στον πολυδονητή μιας βολής (μονοσταθής), η τάση εξόδου του χρονιστή είναι low μέχρις ότου ένα αρνητικό μέτωπο παλμού διεγείρει το σύστημα, οπότε η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση high. Ο χρόνος που η έξοδος είναι high, καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στον χρονιστή. Στο τέλος του χρονικού διαστήματος, η έξοδος επιστρέφει στην κατάσταση low.



**ΣΧΗΜΑ 4.2 ΤΡΟΠΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555**

### 4.1.3 ΑΚΡΟΔΕΚΤΕΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555

Το σχήμα 4.3 δείχνει τους ακροδέκτες του 555. Ο ακροδέκτης 1 είναι η γη (GND) και ο ακροδέκτης 8 είναι η θετική τάση παροχής Vcc. Η Vcc μπορεί να είναι οποιαδήποτε τάση μεταξύ των 5 και 15 V.



**ΣΧΗΜΑ 4.3 ΑΚΡΟΔΕΚΤΕΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΙΣΤΗ 555**

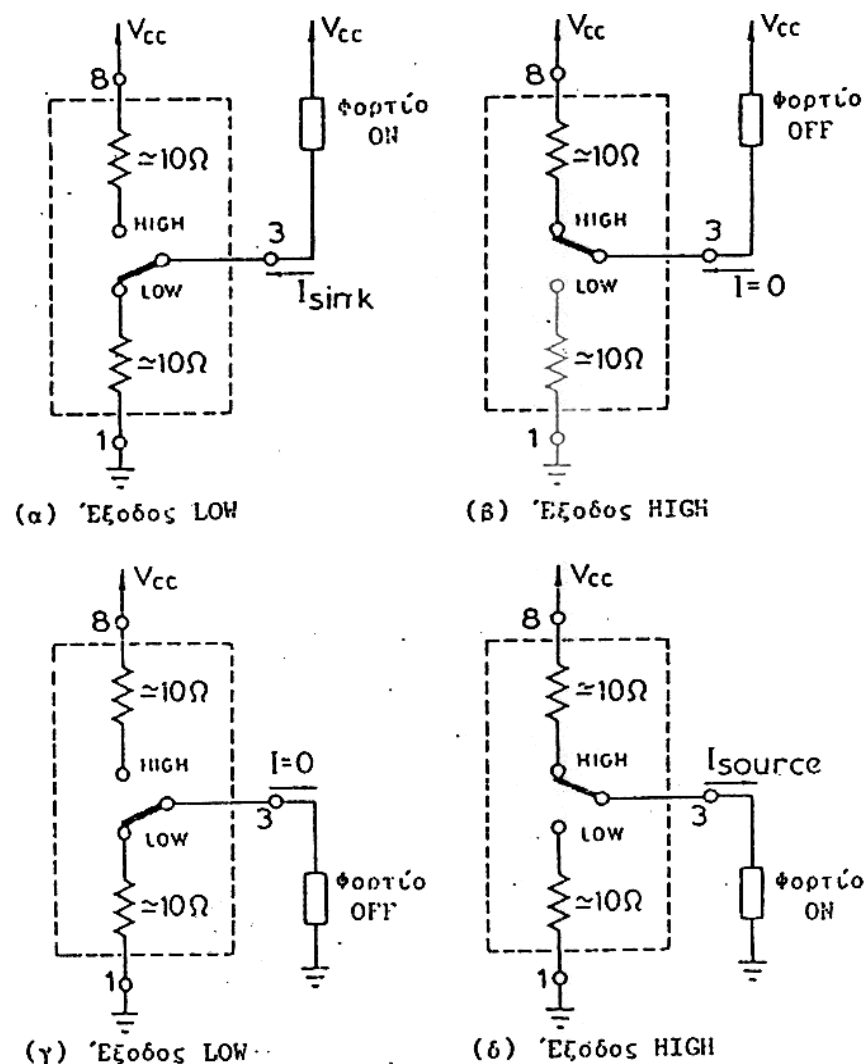
### Ακροδέκτης εξόδου (OUTPUT)

Η έξοδος του χρονιστή είναι ο ακροδέκτης 3. Η λειτουργία της εξηγείται από τα ισοδύναμα κυκλώματα του σχήματος 4.4

Η έξοδος έχει δύο καταστάσεις, την low και την high.

Στην κατάσταση low, η έξοδος του 555, ενεργεί σα χαμηλή αντίσταση ως προς τη γη, σχ. 4.4.α και γ. Όταν η έξοδος του 555 είναι high, συμπεριφέρεται σαν ισοδύναμη αντίσταση  $10\Omega$  μεταξύ του VCC και του ακροδέκτη 3, σχ.4.4 β και δ.

Μπορούμε να συνδέσουμε το φορτίο στην έξοδο του 555 με δύο τρόπους, είτε μεταξύ ακροδέκτη 3 και VCC, είτε μεταξύ ακροδέκτη και γης.



ΣΧΗΜΑ 4.4 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ ΑΚΡΟΔΕΚΤΗ ΕΞΟΔΟΥ

### Ακροδέκτης TRIGGER

Ο ακροδέκτης 2 του 555, είναι ο ακροδέκτης TRIGGER. Αν η τάση που εφαρμόζεται στον ακροδέκτη αυτό είναι μεγαλύτερη από τα  $2/3$  της τάσης  $V_{CC}$ , η έξοδος παραμένει στην κατάσταση low. Αν στην είσοδο TRIGGER εφαρμοσθεί το αρνητικό μέτωπο ενός παλμού κατάλληλου ύψους, η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση high. Η διάρκεια του παλμού διέγερσης, πρέπει να είναι μικρότερη από τη διάρκεια του παλμού που περιμένουμε στην έξοδο του 555. Αν ο ακροδέκτης TRIGGER διατηρείται σε χαμηλή τάση, η έξοδος παραμένει στην κατάσταση high. Ο ακροδέκτης αυτός δεν πρέπει να γειώνεται για μεγάλα χρονικά διαστήματα.

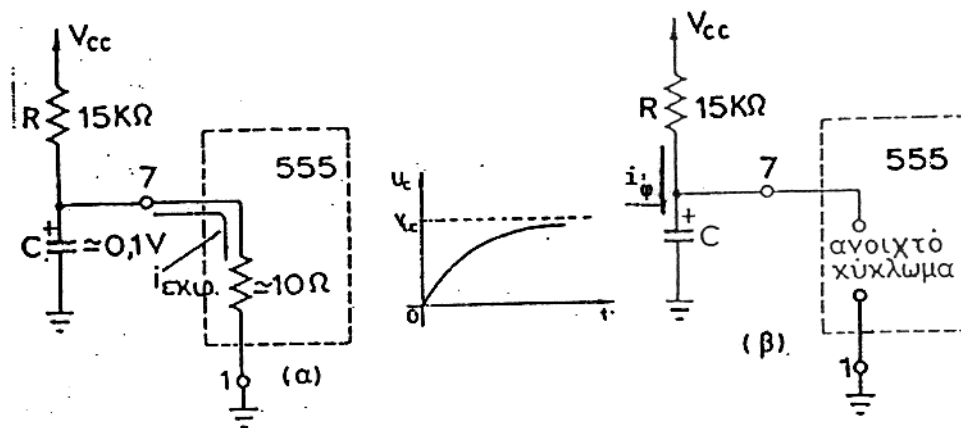
### Ακροδέκτης RESET

Ο ακροδέκτης 4, RESET επιτρέπει στο 555 να μηδενιστεί η λειτουργία του, λόγω της διέγερσης του από την είσοδο TRIGGER.

Όταν η είσοδος αυτή, δεν χρησιμοποιείται, πρέπει να συνδέεται στην τάση  $V_{CC}$ . Όταν η είσοδος RESET γειώνεται ή όταν η τάση της είναι κάτω από  $0.4\text{ V}$  η έξοδος (ακροδέκτης 3) και ο ακροδέκτης DISCHARGE (ακροδέκτης 7) είναι περίπου στο δυναμικό της γης, δηλ. η έξοδος είναι στην κατάσταση low. Αν η έξοδος είναι στην κατάσταση high και ο ακροδέκτης RESET γειωθεί, η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση low.

### Ακροδέκτης DISCHARGE

Ο ακροδέκτης DISCHARGE (ακροδέκτης 7), χρησιμοποιείται για να εκφορτίσει έναν πυκνωτή που έχουμε συνδέσει εξωτερικά κατά τη διάρκεια που η έξοδος είναι στην κατάσταση low. Όταν η έξοδος είναι στην κατάσταση high, ο ακροδέκτης 7 ενεργεί σαν ανοικτό κύκλωμα κι επιτρέπει στον πυκνωτή να φορτιστεί με ρυθμό που καθορίζεται από την εξωτερική αντίσταση ή από την αντίσταση και τον πυκνωτή. Το σχήμα 4.5 δείχνει τον τρόπο εκφόρτισης και φόρτισης του πυκνωτή C.



ΣΧΗΜΑ 4.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΚΡΟΔΕΚΤΗ DISCHARGE

### Ακροδέκτης THRESHOLD

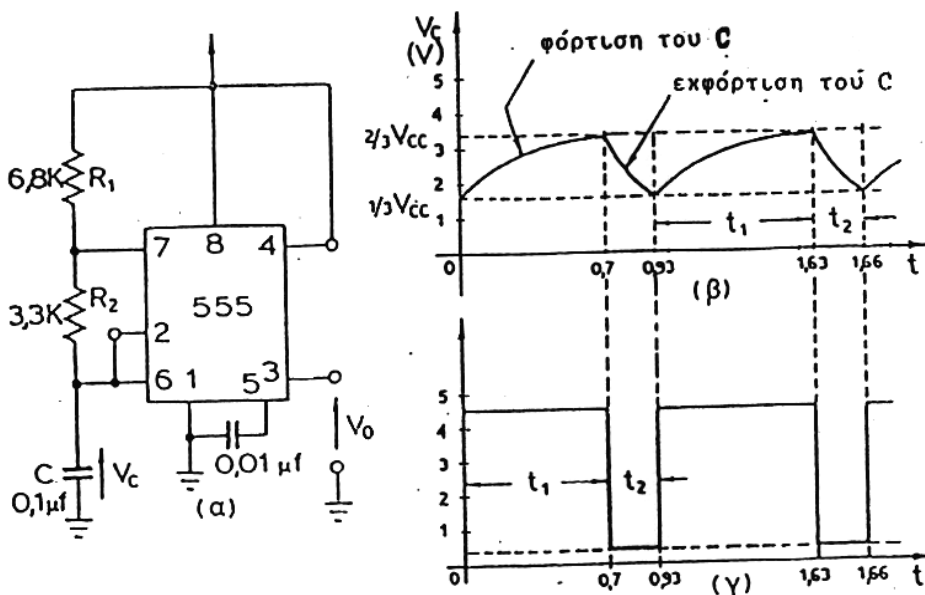
Ο ακροδέκτης THRESHOLD ρυθμίζει την τάση ενός εξωτερικού πυκνωτή, π.χ. όταν ο 555 διεγερθεί και οδηγηθεί στην κατάσταση high, ο ακροδέκτης THRESHOLD παρακολουθεί την ανερχόμενη τάση του πυκνωτή  $U_c$ . Όταν η τάση  $U_c$ , φτάσει στην τάση THRESHOLD, που είναι περίπου  $2/3 V_{CC}$ , η έξοδος του 555 οδηγείται στην κατάσταση low.

### Ακροδέκτης CONTROL VOLTAGE

Μεταξύ του ακροδέκτη CONTROL VOLTAGE (ακροδέκτης 5) και της γης, συνήθως, συνδέουμε έναν πυκνωτή 0.01μf για φίλτρο. Από τον πυκνωτή αυτόν διαρρέει προς την γη ο θόρυβος ή και η τάση κυμάτωσης του τροφοδοτικού, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση τους στην τάση THRESHOLD. Ο ακροδέκτης αυτός, μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για να αλλάξει, τόσο τη στάθμη της τάσης THRESHOLD όσο και τη στάθμη της τάσης TRIGGER.

#### 4.1.4 ΑΣΤΑΘΗΣ ΠΟΛΥΔΟΝΗΤΗΣ

Το σχήμα 4.6 δείχνει το 555 συνδεδεμένο σαν ασταθή πολυδονητή. Ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω των R1 και R2 από την τάση VCC. Η αντίσταση R2 και ο ακροδέκτης 7 εκφορτίζει τον πυκνωτή. Όταν φορτίζεται ο πυκνωτής, η έξοδος V0, είναι στην κατάσταση high. Όταν η τάση Vc του πυκνωτή φτάσει τα 2/3 της VCC, ο συγκριτής 1 κάνει την τάση εξόδου να οδηγηθεί στην κατάσταση low σχήμα 4.6γ. Όταν η τάση Vc εκφορτιζόμενη φτάσει το 1/3 της VCC, ο συγκριτής 2 κάνει την έξοδο να οδηγηθεί στην κατάσταση high και ο κύκλος επαναλαμβάνεται. Οι κυματομορφές των τάσεων Vc και V0 φαίνονται στο σχήμα 4.6β και 4.6γ, αντίστοιχα.



**ΣΧΗΜΑ 4.6 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΤΟΥ 555 ΣΑΝ ΑΣΤΑΘΗΣ ΠΟΛΥΔΟΝΗΤΗΣ**

Η έξοδος παραμένει στην κατάσταση high, όσο χρόνο ο C φορτίζεται από το 1/3 της VCC. Η έξοδος είναι στην κατάσταση high κατά τη διάρκεια του κύκλου φόρτισης, για τη χρονική περίοδο t1,

συνεπώς:

$$t_1 = 0.69(R_1 + R_2) C$$

Η έξοδος είναι στην κατάσταση low, κατά την διάρκεια του κύκλου εκφόρτισης, για την χρονική περίοδο t2, που δίνεται από τη σχέση:

$$t_2 = 0.69 \cdot R_2 \cdot C$$

Συνεπώς, η περίοδος ταλάντωσης, είναι ο χρόνος φόρτισης, και εκφόρτισης, δηλ.

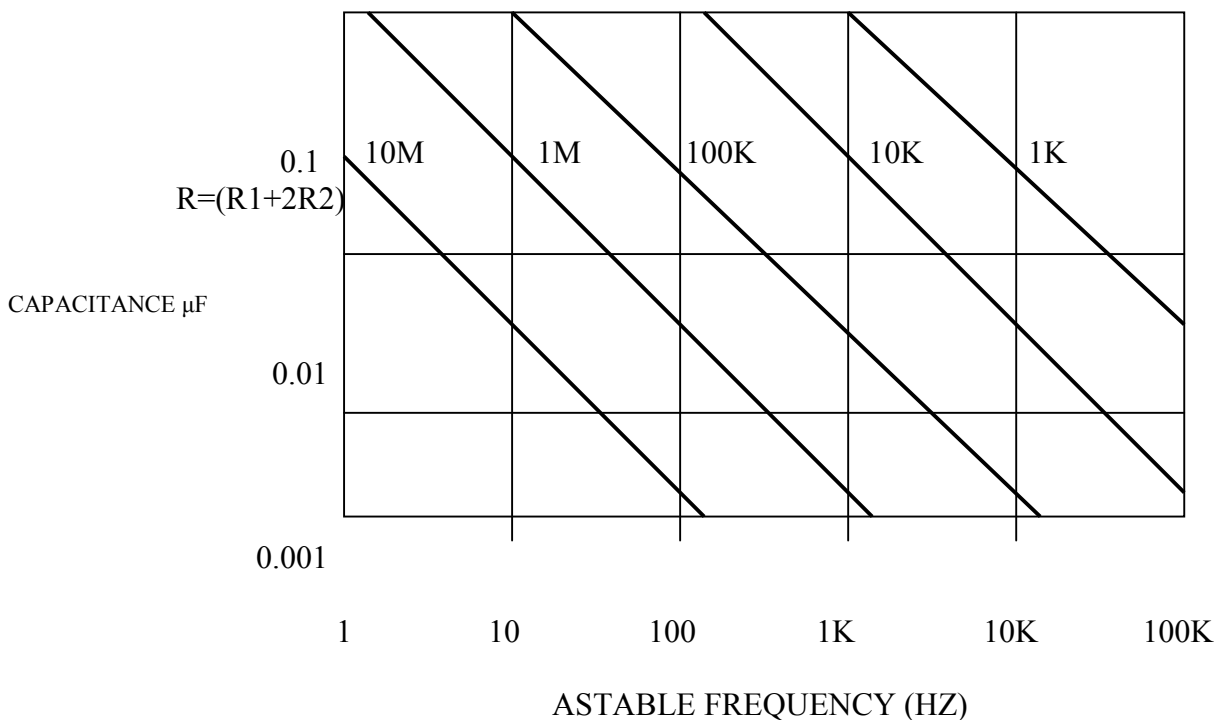
$$T = t_1 + t_2$$

$$T = 0.69(R_1 + 2R_2) C$$

Και η συχνότητα ταλάντωσης, είναι:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C}$$

Το σχήμα 4.7 δείχνει το διάγραμμα του απαιτούμενου συνδυασμού των (R1 +2R2) και C για τη δημιουργία μιας επιθυμητής συχνότητας λειτουργίας του ασταθή πολυδονητή με το 555.



**ΣΧΗΜΑ 4.7 ΠΙΝΑΚΑΣ ΕΥΡΕΣΗΣ R ΚΑΙ C ΓΙΑ ΣΥΝΟΤΗΤΑ F ΤΟΥ 555 ΣΕ ΑΣΤΑΘΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ**

Το σχήμα 4.8 δείχνει μια διαφορετική συνδεσμολογία για να πετύχουμε συμμετρικό παλμό στην έξοδο του 555. Στο κύκλωμα αυτό ο πυκνωτής C φορτίζεται εκθετικά προς την τάση  $V_{cc}$  μέσω μόνο της αντίστασης  $R_1$ . Συνεπώς, ο χρόνος που η έξοδος είναι high είναι:

$$t_1 = 0.69R_1 * C$$

Όταν ο πυκνωτής φτάσει τα  $2/3 V_{cc}$ , η έξοδος γίνεται low και ο πυκνωτής εκφορτίζεται μέσω της  $R_1$ . Ο χρόνος που η έξοδος είναι low (χρόνος εκφόρτισης του C), είναι:

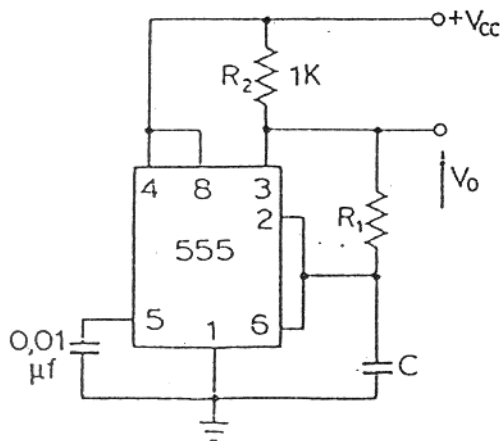
$$t_2 = 0.69 * R_1 * C$$

Η ολική περίοδος είναι:

$$T = t_1 + t_2 = 1.38 * R_1 * C$$

Και η συχνότητα ταλάντωσης είναι:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{0.721}{R_1 * C}$$



**ΣΧΗΜΑ 4.8 ΑΣΤΑΘΗΣ ΠΟΛΥΔΟΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΟ ΠΑΛΜΟ**

#### 4.1.5 Η ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Η Γεννήτρια του κυκλώματος έχει την συνδεσμολογία του σχήματος 4.8 και οι τιμές RC έχουν υπολογιστεί για συχνότητα 14KHZ. Το τρίμερ  $R_{V1}$  μας βοηθάει να πετύχουμε με ακρίβεια την επιθυμητή συχνότητα.

## 4.2 Ο ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Για διαιρέτη συχνότητας χρησιμοποιήσαμε το CD4013 ένα διπλό D flip-flop.

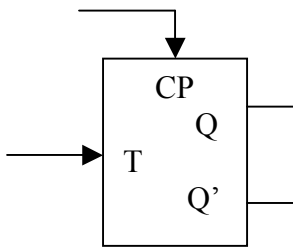
### 4.2.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ D FLIP-FLOP

Το **flip-flop** είναι ένα στοιχείο μνήμης το οποίο μπορεί να αποθηκεύσει μία δυαδική πληροφορία του ενός bit, κι αυτό γιατί το flip-flop λαμβάνει μία εκ των δύο καταστάσεων "0" ή "1", και παραμένει σ' αυτήν μέχρι να εφαρμοστεί μία νέα διέγερση.

Ένα flip-flop έχει μία ή περισσότερες εισόδους ελέγχου ή δεδομένων (data inputs), μία είσοδο όπου εφαρμόζεται ο ωρολογιακός παλμός (clock), και δύο εξόδους: την Q και την Q' συμπληρωματική της πρώτης.

Η αλλαγή της κατάστασης του flip-flop γίνεται συνήθως με την άφιξη του ωρολογιακού παλμού και όχι με την εφαρμογή των δεδομένων στις εισόδους.

Το **D flip-flop** ή Delay flip-flop χρησιμοποιείται συνήθως για την καθυστέρηση μιας πληροφορίας, η οποία όταν εφαρμοστεί στην είσοδο D, εμφανίζεται στην έξοδο Q μόνο, όταν εφαρμοστεί ο ωρολογιακός παλμός CP (clock). Ο πίνακας αληθείας του D flip-flop φαίνεται πιο κάτω καθώς και ο πίνακας διεγέρσεως.



D flip-flop

| T | Q <sub>n+1</sub> |
|---|------------------|
| 0 | Q <sub>n</sub>   |
| 1 | Q' <sub>n</sub>  |

Ο πίνακας αληθείας

| T | Q <sub>n</sub> → Q <sub>n+1</sub> |   |
|---|-----------------------------------|---|
| 0 | 0                                 | 0 |
| 0 | 1                                 | 1 |
| 1 | 0                                 | 1 |
| 1 | 1                                 | 0 |

Ο πίνακας διεγέρσεως

Το μέγιστο της επιτυγχάνομενης καθυστέρησης από την εφαρμογή της πληροφορίας είναι ίσο προς την περίοδο του ρολογιού.

Από τον πίνακα διεγέρσεως προκύπτει η χαρακτηριστική εξίσωση του D flip-flop:

$$Q_{n+1} = DQ'_n + DQ_n = D$$

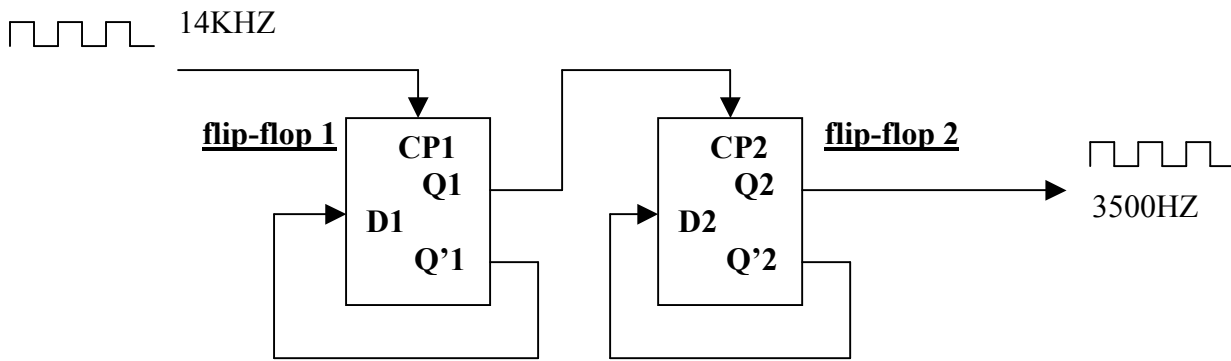
**Q<sub>n</sub>** είναι η παρούσα κατάσταση του flip-flop σε χρόνο t<sub>n</sub>

**Q<sub>n+1</sub>** είναι η επόμενη κατάσταση του flip-flop σε χρόνο t<sub>n+1</sub> δηλαδή μετά την εφαρμογή του ωρολογιακού παλμού CP.

### 4.2.2 ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΕΞΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

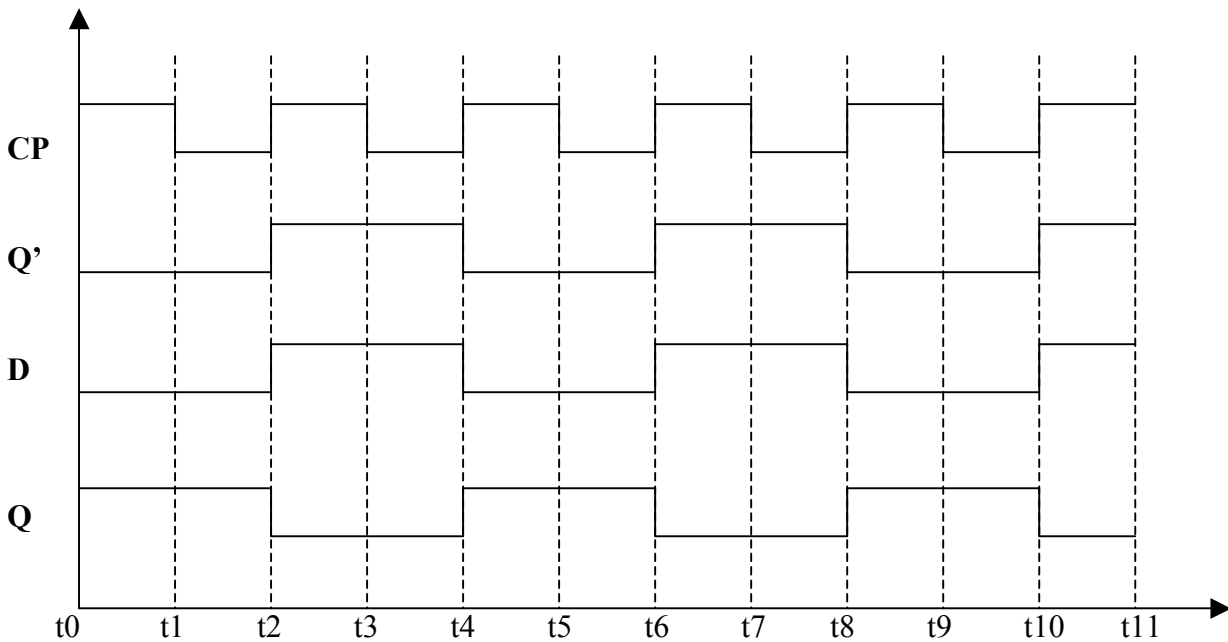
Με την χρήση δύο D flip-flop συνδεδεμένα όπως πιο κάτω σχήμα 4.10, καταφέρνουμε να διαιρέσουμε την συχνότητα της γεννήτριας (IC 555) δια τέσσερα και να πάρουμε την συχνότητα φέροντος 3500HZ





**ΣΧΗΜΑ 4.10 ΔΙΑΙΡΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΔΙΑ 4 ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΔΥΟ D flip-flop**

Το καθένα από τα δύο flip-flop διαιρεί την συχνότητα που εφαρμόζεται στην είσοδο ρολογιού του δια δύο. Έτσι εφαρμόζοντας 14khz στην είσοδο **CP1** στην έξοδο **Q1** παίρνουμε 7 khz, και στην έξοδο του **CP2** τα 3500 HZ. Θα κατανοήσουμε την λειτουργία του διαιρέτη συχνότητας από τις κυματομορφές στο σχήμα 4.11 οι οποίες είναι εφαρμογή του πίνακα διεγέρσεως του D flip-flop σχήμα 4.9.



**ΣΧΗΜΑ 4.11 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΕΙΣΟΔΩΝ – ΕΞΟΔΩΝ D1 flip-flop ΣΧΗΜΑΤΟΣ 4.10**

Στην είσοδο **CP** έχουμε σειρά παλμών συχνότητας 14 khz. από τον πίνακα διεγέρσεως παρατηρούμε ότι η έξοδος **Q** παίρνει το περιεχόμενο της εισόδου **D** όταν η στάθμη της εισόδου **CP** μεταβάλλεται από 0 σε 1.

Ενώ η έξοδος **Q'** είναι πάντα η συμπληρωματική της **Q**. Σύμφωνα με τα παραπάνω για το διάστημα από  $t_0$  έως  $t_1$  η στάθμη στο **CP** είναι θετική, η έξοδος **Q'** είναι 0 το ίδιο και η **D** εφόσον είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους, ενώ η **Q** είναι στην κατάσταση 1. Για  $t_1$  έως  $t_2$  οι

τιμές παραμένουν οι ίδιες στα: Q', D και Q διότι το περιεχόμενο της D θα μεταφερθεί στην Q μόνο όταν το CP μεταβληθεί από 0 σε 1. Ενώ για το διάστημα  $t_2, t_3$  όπου το CP από 0 γίνεται 1, η Q γίνεται 0 διότι της μεταφέρεται το περιεχόμενο της D, η Q' μεταβάλλεται από 0 σε 1 εφόσον είναι η συμπληρωματική της Q και η D γίνεται και αυτή 1, από την Q' με την οποία συνδέονται. Αυτό θα συνεχιστεί και για το διάστημα  $t_3, t_4$ , όπου το CP δεν μεταβάλλεται από 0 σε 1 ενώ θα αλλάξει για  $t_4, t_5$ .

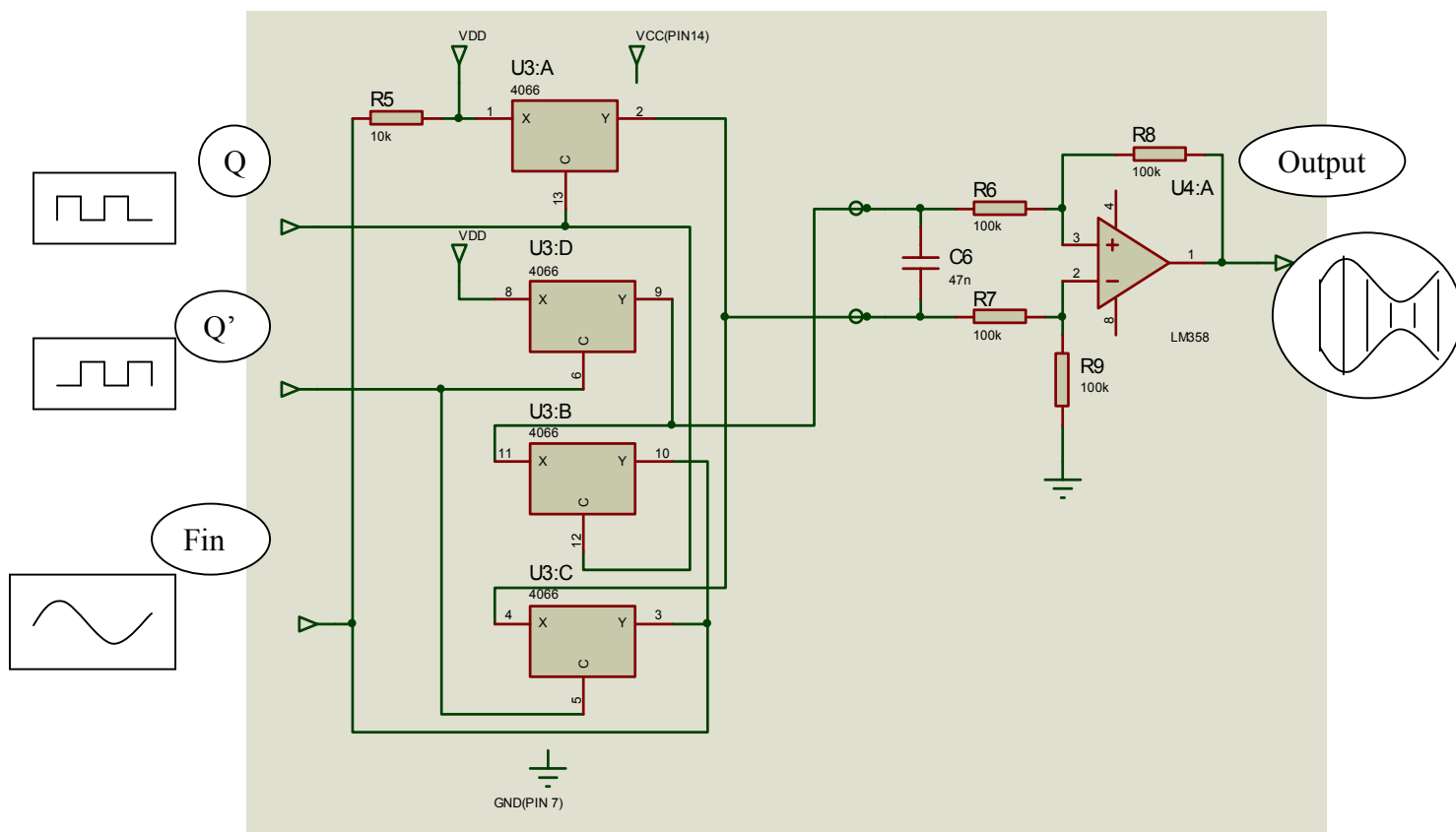
Εάν παρατηρήσουμε την συχνότητα των παλμών της Q θα δούμε ότι είναι το  $\frac{1}{2}$  της συχνότητας της CP.

Με αυτόν τον τόπο πετύχαμε υποδιπλασιασμό της συχνότητας της γεννήτριας στην έξοδο του flip-flop 1 και υποτετραπλασιασμό στην έξοδο του Q2 του flip-flop 2, όπου παίρνουμε τα 3500hz.

### 4.3 Ο ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ

Καρδιά του scrambler είναι ο ισοσταθμισμένος διαμορφωτής, λειτουργία του είναι η μίξη του φέροντος με το ακουστικό σήμα. Στην έξοδο του παίρνουμε τις δύο πλευρικές  $f_c - f_{in}$  και  $f_c + f_{in}$  χωρίς το φέρον  $f_c$  (Διαμόρφωση SSB). Κατά την αποδιαμόρφωση το σήμα εισόδου πολλαπλασιάζεται με το φέρον, το οποίο αναπαράγεται από την γεννήτρια του συστήματος και μετά το φιλτράρισμα μας δίνει το ακουστικό σήμα  $f_{in}$ . Δηλαδή ο ισοσταθμισμένος διαμορφωτής, παίζει και τον ρόλο του φωρατή γινομένου κατά την διαδικασία της αποδιαμόρφωσης.

Τον ισοσταθμισμένο διαμορφωτή στο κύκλωμα, συνθέτουν ένας αναλογικός διακόπτης και ένας διαφορικός ενισχυτής. Ο αναλογικός διακόπτης πολλαπλασιάζει το φέρον και το συμπληρωματικό του, ξεχωριστά, με το σήμα εισόδου, και ο διαφορικός ενισχυτής συνθέτει τα δύο σήματα για να μας δώσει το διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα. Το κύκλωμα του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή φαίνεται πιο κάτω στο σχήμα 4.12

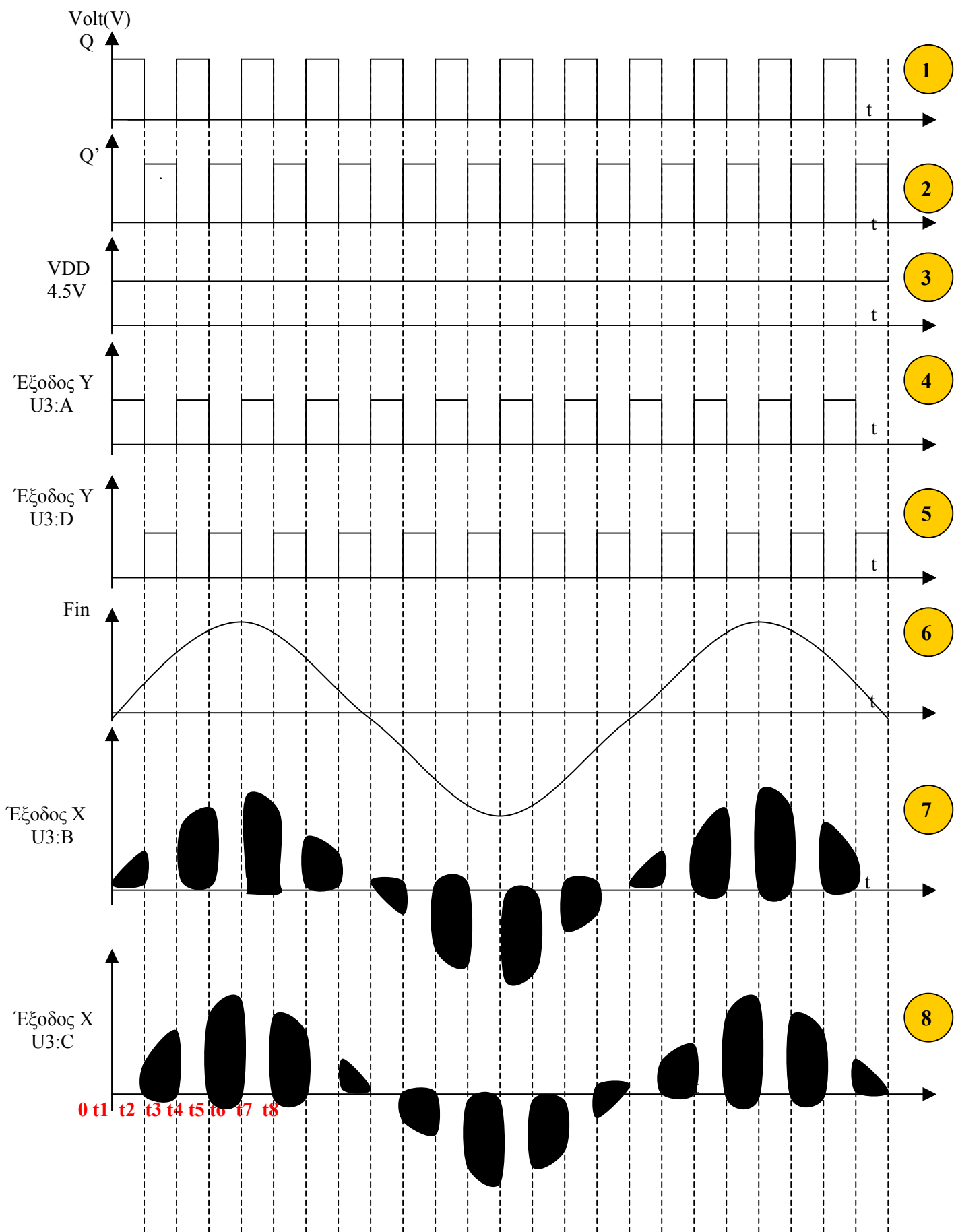


ΣΧΗΜΑ 4.12 Ο ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ

Το πιο πάνω κύκλωμα δεν είναι τίποτε άλλο, παρά η υλοποίηση του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή του block διαγράμματος του σχήματος 3.5, στην παράγραφο 3.2., με την χρήση ενός αναλογικού διακόπτη και ενός διαφορικού ενισχυτή.

#### 4.3.1 Ο ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΣ ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ

Το IC 4066 περιέχει τέσσερις αναλογικούς διακόπτες, τους U3:A, U3:B, U3:C, U3:D, με εισόδους η εξόδους τα X,Y και control τοC, όταν εφαρμόζουμε θετικό παλμό στο C ο διακόπτης κλείνει και βραχυκυκλώνει τα X,Y μεταξύ τους. Ο διακόπτης U3:A δέχεται στην είσοδο του X, τάση  $V_{DD}=1/2V_{CC}$  και στο C, την παλμοσειρά των 3500hz του φέροντος, από την έξοδοQ του διαιρέτη συχνότητας. Η έξοδος του Y θα είναι μία παλμοσειρά με πλάτος  $V_{DD}$ , ίδια με την Q και οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο του διαφορικού ενισχυτή, ως τάση αναφοράς, για την μίξη των διαμορφωμένων σημάτων. Ο διακόπτης U3:D δέχεται στην είσοδο του X, τάση  $V_{DD}=1/2V_{CC}$  και στο C, την συμπληρωματική παλμοσειρά του φέροντος, από την Q' του διαιρέτη συχνότητας. Η έξοδος του Y θα είναι μία παλμοσειρά με πλάτος  $V_{DD}$ , ίδια με την Q' και οδηγείται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του διαφορικού ενισχυτή ως τάση αναφοράς, για την μίξη των διαμορφωμένων σημάτων. Ο διακόπτης U3:B πολλαπλασιάζει το φέρων Q, με το ακουστικό σήμα Fin και στην έξοδο του X έχουμε το φέρων Q, διαμορφωμένο κατά πλάτος, στην συχνότητα του ακουστικού σήματος Fin, (ο διακόπτης δηλαδή, ανοιγοκλείνει στον ρυθμό του φέροντος, με αποτέλεσμα να περνάει το ακουστικό σήμα, μόνο τις χρονικές στιγμές που ο διακόπτης είναι κλειστός). Η έξοδος του X, οδηγείται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του διαφορικού ενισχυτή. Ο διακόπτης U3:C πολλαπλασιάζει το φέρων Q' με το ακουστικό σήμα Fin και στην έξοδο του X, έχουμε το φέρων Q', διαμορφωμένο κατά πλάτος, στην συχνότητα του ακουστικού σήματος Fin. Η έξοδος του X, οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο του διαφορικού ενισχυτή. Οι πιο κάτω κυματομορφές, του σχήματος 4.13, θα μας βοηθήσουν να κατανοήσουμε περισσότερο, την λειτουργία του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή.



## ΣΧΗΜΑ 4.13 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΟΥ ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗ

### 4.3.2 Ο ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο διαφορικός ενισχυτής (σχήμα 4.14), χρησιμοποιείται, για την ενίσχυση δύο σημάτων που τοποθετούνται στις δύο εισόδους του.

$$U_0 = \frac{R_4(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)}U_2 - \frac{R_2}{R_1}U_1$$

Εάν εκλέξουμε  $R_4=R_2$  και  $R_3=R_1$ , τότε η τελευταία σχέση γίνεται

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1)$$

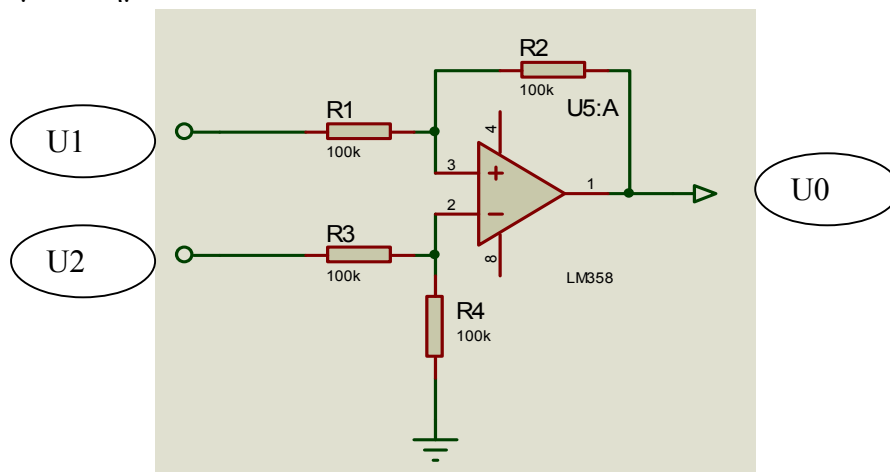
Στην περίπτωση αυτή έχουμε ενίσχυση της διαφοράς των δύο σημάτων κατά τον λόγο  $R_2/R_1$ .

Στο κύκλωμα μας η ενίσχυση είναι 1(δηλαδή δεν έχουμε ενίσχυση), εφόσον  $R_2=R_1=100K\Omega$ .

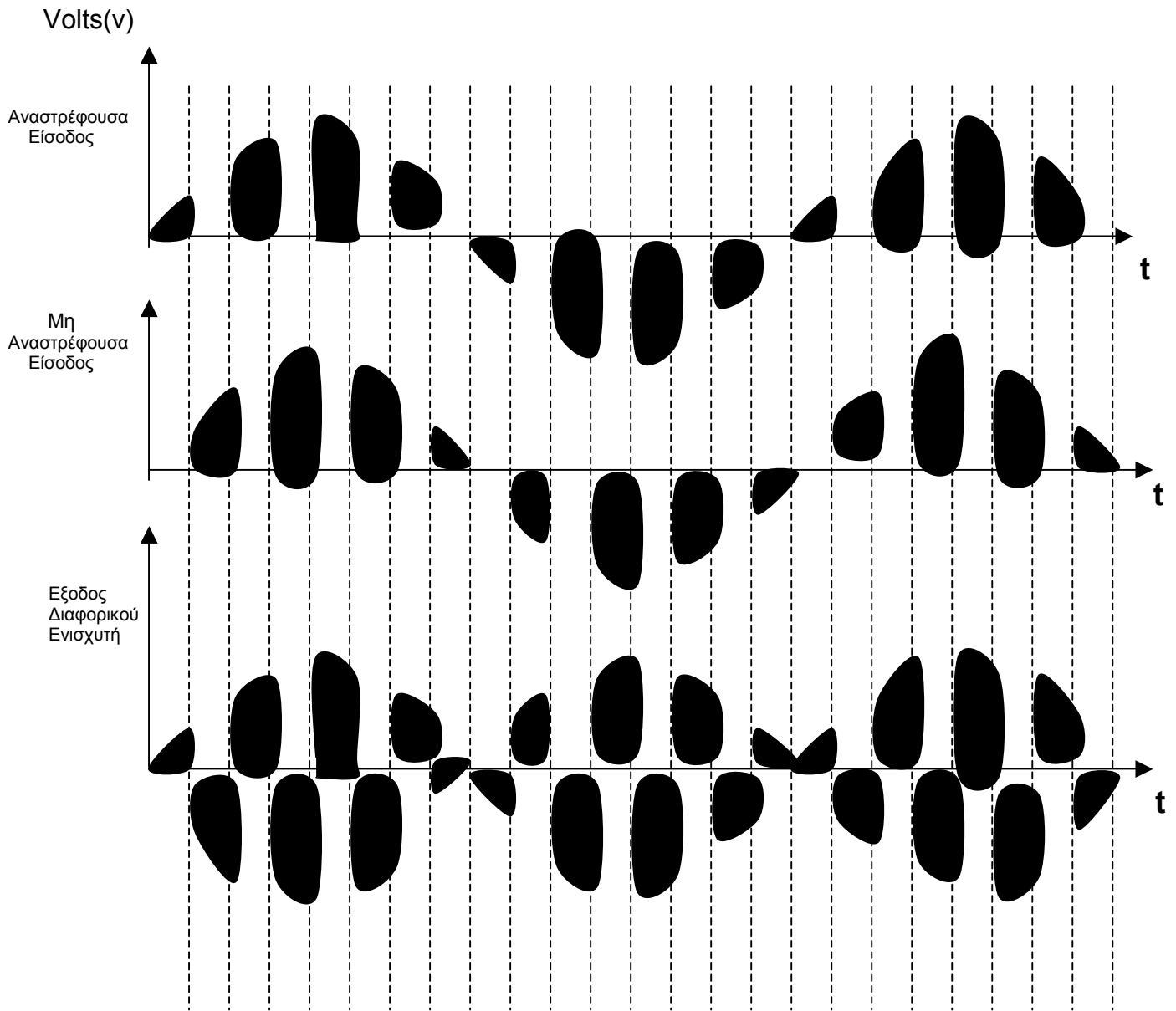
Από την σχέση:  $U_0 = (U_2-U_1)$ , καταλαβαίνουμε, ότι με την χρήση του διαφορικού ενισχυτή μπορούμε να πετύχουμε, την μίξη των δύο πολλαπλασιασμένων με την φέρουσα, ακουστικών σημάτων, έτσι ώστε να παράγουμε το διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα μας.

Αυτό γίνεται, εφαρμόζοντας στην είσοδο  $U_1$  την έξοδο X,  $U_3:B$ (σχήμα 4.13) και στην  $U_2$  την

Έξοδο Y του  $U_3:A$  για χρόνο από 0 έως  $T_1$ . Για χρόνο από  $T_1$  έως  $T_2$ , εφαρμόζουμε την έξοδο Y του  $U_3:D$  στην  $U_1$  και την έξοδο X του  $U_3:C$  στην  $U_2$ . Το ίδιο επαναλαμβάνεται για τους υπόλοιπους χρόνους. Στο σχήμα 4.15 φαίνονται τα δύο πολλαπλασιασμένα με το φέρων σήματα τα οποία στην συνέχεια θα προστεθούν με τις τάσεις αναφοράς (έξοδο Y του  $U_3:A$  και έξοδο Y του  $U_3:D$ ), για να πάρουμε στην έξοδο του διαφορικού ενισχυτή το διαμορφωμένο σήμα .



ΣΧΗΜΑ 4.14 Ο ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ



**ΣΧΗΜΑ 4.15 ΔΙΑΜΟΡΦΩΜΕΝΟ ΣΗΜΑ(ΕΞΟΔΟΣ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ)**

## 4.4 ΦΙΛΤΡΟ ΖΩΝΗΣ ΑΚΟΥΣΤΙΚΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ 300 – 3000HZ

### 4.4.1 ΦΙΛΤΡΑ - ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το φίλτρο ορίζεται σαν η συσκευή που τοποθετείται μεταξύ των ακροδεκτών ενός ηλεκτρικού κυκλώματος με σκοπό να τροποποιήσει της συχνότητας του σήματος. Τα φίλτρα μπορούν να σχεδιασθούν για να λειτουργούν από συνεχές ρεύμα μέχρι πέρα από τα 10.000 MHz.

Χωρίζονται σε κατηγορίες ανάλογα με το σχήμα της καμπύλης απόκρισης, τον τύπο φίλτρου (όπως LC, κρυσταλλικά και ενεργά) και από την περιοχή συχνότητας.

### 4.4.2 ΣΧΗΜΑΤΑ ΚΑΜΠΥΛΩΝ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ

Τα φίλτρα μπορούν να ταξινομηθούν στις παρακάτω τέσσερις βασικές κατηγορίες σύμφωνα με την απόκριση συχνότητας:

1. Τα φίλτρα χαμηλής διέλευσης επιτρέπουν την διέλευση των συνιστωσών χαμηλής συχνότητας (που συνήθως αρχίζουν με το συνεχές ρεύμα) μέχρι μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής και πάνω από την αποκοπή αυτή εισάγουν μεγάλη εξασθένηση.
2. Τα φίλτρα υψηλής διέλευσης απορρίπτουν τις συχνότητες από το συνεχές ρεύμα μέχρι μια συχνότητα αποκοπής και επιτρέπουν την διέλευση συνιστωσών συχνότητας πάνω από την αποκοπή αυτή.
3. Τα φίλτρα διέλευσης ζώνης επιτρέπουν την διέλευση συχνοτήτων μέσα σε μία ορισμένη ζώνη και απορρίπτουν τις συχνότητες έξω από την ζώνη αυτή.
4. Τα φίλτρα απόρριψης ζώνης απορρίπτουν τις συχνότητες μέσα σε μία ορισμένη ζώνη και επιτρέπουν την διέλευση των συνιστωσών έξω από την ζώνη αυτή.

Οι περιγραφές αυτές είναι κατά κάποιο τρόπο ιδανικές επειδή, με τα πραγματικά φίλτρα, υπάρχει μια μεταβατική περιοχή μεταξύ της ζώνης διέλευσης και της περιοχής μεγάλης εξασθένησης (ζώνη διακοπής). Στο σχ.4.16 φαίνονται τυπικές καμπύλες φίλτρων για κάθε μία από τις τέσσερις κατηγορίες.

### 4.4.3 ΟΡΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

Εκτός από τα βασικά σχήματα καμπύλων φίλτρων, ο τεχνικός ή ο μηχανικός πρέπει να εξοικειωθεί με την παρακάτω ορολογία που χρησιμοποιείται στην περιγραφή ή στην σχεδίαση φίλτρων.

#### **Συχνότητα Αποκοπής ( $F_c$ )**

Η συχνότητα αποκοπής ορίζει το όριο της ζώνης διέλευσης και συνήθως αντιστοιχεί σε 3 db εξασθένησης. Ενώ τα φίλτρα χαμηλής και υψηλής διέλευσης έχουν μόνον μία συχνότητα αποκοπής, τα φίλτρα διέλευσης ζώνης και απόρριψης ζώνης έχουν δύο συχνότητες αποκοπής.

### Κεντρική Συχνότητα ( $F_0$ )

Τα φίλτρα διέλευσης ζώνης έχουν γεωμετρική συμμετρία, δηλ. έχουν συμμετρία γύρω από μια κεντρική συχνότητα όταν γίνεται γραφική παράσταση σε χαρτί ημι-log με την συχνότητα στον λογαριθμικό άξονα. Η κεντρική συχνότητα υπολογίζεται από την σχέση:

$$F_0 = \sqrt{F_1 * F_2} \quad (1)$$

Όπου είναι  $F_1$  η μικρότερη συχνότητα αποκοπής και  $F_2$  η μεγαλύτερη συχνότητα αποκοπής, όπως φαίνεται στο Σχ.4.16.

Για στενά φίλτρα, όπου ο λόγος της  $F_2$  προς την  $F_1$  είναι μικρότερος προς 1:1, το σχήμα της καμπύλης απόκρισης πλησιάζει την αριθμητική συμμετρία. Τότε η  $F_0$  μπορεί να υπολογισθεί από τον μέσο όρο των συχνοτήτων αποκοπής:

$$F_0 = \frac{F_1 + F_2}{2} \quad (2)$$

### Συχνότητα Αποκοπής Ζώνης Διακοπής ( $F_s$ )

Η ζώνη διέλευσης και η ζώνη διακοπής χωρίζονται από μία μεταβατική περιοχή. Η  $F_s$  είναι η συχνότητα στην οποία ορίζεται η ελάχιστη εξασθένηση που χρειάζεται.

### Παράγοντας επιλεκτικότητας( $Q$ )

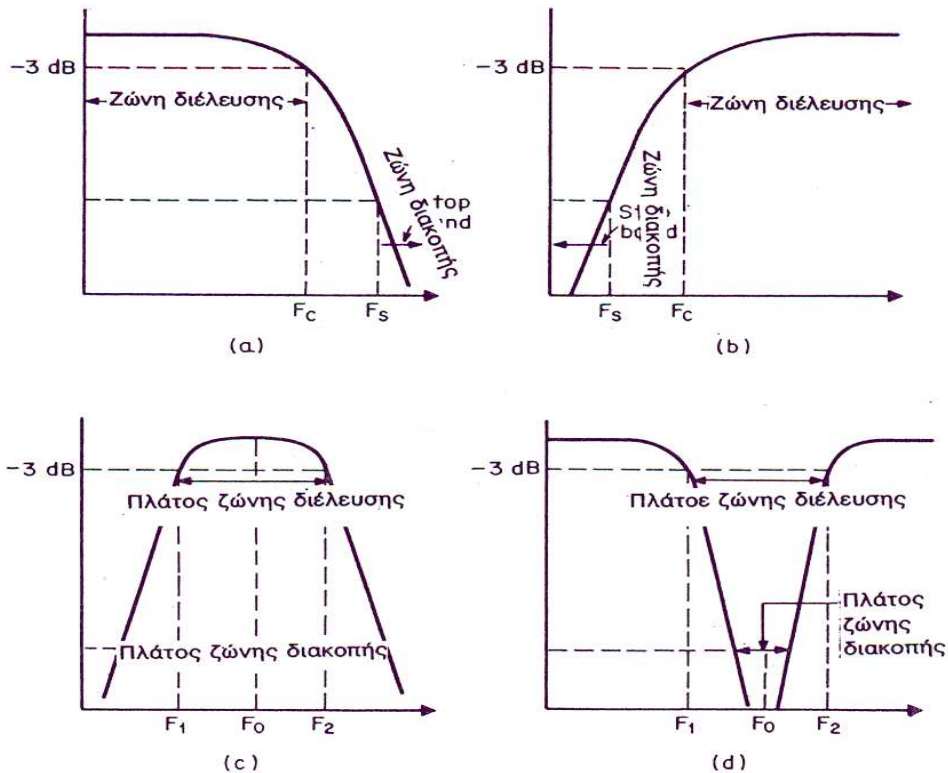
Ο  $Q_0$  είναι ο λόγος της κεντρικής συχνότητας ενός φίλτρου διέλευσης ζώνης προς το πλάτος ζώνης συχνοτήτων 3 db. Αν οι  $F_1$  και  $F_2$  αντιστοιχούν στα σημεία άνω και κάτω 3 db, ο παράγοντας επιλεκτικότητας εκφράζεται με την σχέση:

$$Q_0 = \frac{F_0}{F_2 - F_1}$$

Μία άλλη μέθοδος έκφρασης της επιλεκτικότητας ενός φίλτρου είναι με το ποσοστό του πλάτους ζώνης συχνοτήτων (BW) που ορίζεται με την σχέση:

$$\%BW = \frac{F_2 - F_1}{F_0} \times 100$$





**Σχ.4.16 Σχήματα καμπύλων απόκρισης φίλτρων.**  
**(α) Χαμηλής διέλευσης (β) Υψηλής διέλευσης**  
**(c) Διέλευσης ζώνης (d) Απόρριψης ζώνης**

**Παράγοντας Σχήματος (Shape Factor, SF)**

Ο παράγοντας σχήματος είναι ο λόγος του πλάτους ζώνης συχνοτήτων ζώνης διακοπής προς το πλάτος ζώνης συχνοτήτων διέλευσης ζώνης σε φίλτρα διέλευσης ζώνης. Το πλάτος ζώνης συχνοτήτων διέλευσης ζώνης μετρείται συνήθως στα σημεία 3 db και το πλάτος ζώνης συχνοτήτων ζώνης διακοπής μετρείται σε ορισμένα σημεία εξασθένησης, όπως 40 db.

**Απώλεια Εισαγωγής (Insertion Loss, IL)**

Απώλεια εισαγωγής είναι η ελάττωση στάθμης (σε db) στην έξοδο ενός φίλτρου σε σύγκριση με την στάθμη που μετρείται στα ίδια όρια πριν από την εισαγωγή του φίλτρου. Άλλοι επιπλέον όροι για τα φίλτρα θα εισάγονται όταν χρειάζονται στο κεφάλαιο.

**4.4.4 ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΩΝ ΤΥΠΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ**

Τα φίλτρα αποτελούνται κύρια από φανταστικές αντιστάσεις. Αυτές μπορούν να πάρουν διάφορες μορφές όπως είναι τα πηνία, οι πυκνωτές, οι κρύσταλλοι και κατασκευές μηχανικού συντονισμού. Στα ενεργά φίλτρα συνδυάζονται ενισχυτές με αντιστάσεις και πυκνωτές. Ο τύπος στοιχείου φίλτρου που επιλέγεται εξαρτάται κύρια από τις παραμέτρους που περιγράψαμε παραπάνω επειδή κάθε μορφή κατασκευής έχει και τους περιορισμούς της. Στο Σχ.4.17 φαίνονται οι περιοχές συχνοτήτων λειτουργίας για τους διάφορους τύπους φίλτρων που υπάρχουν.

## Φίλτρα LC

Φίλτρα που αποτελούνται από επαγωγές και πυκνωτές χρησιμοποιούνται από σχεδόν συνεχές ρεύμα μέχρι μερικές εκατοντάδες MHz. Οι εφαρμογές των φίλτρων LC σε UHF δεν είναι πρακτικές εξαιτίας των δυσκολιών που προκαλούνται από τις παρασιτικές χωρητικότητες και επαγωγές. Τα φίλτρα για πολύ χαμηλές συχνότητες χρησιμοποιούν μεγάλες τιμές επαγωγής και χωρητικότητας που απαιτούν απαγορευτικά μεγάλα εξαρτήματα. Έτσι, τα φίλτρα LC περιορίζονται στη περιοχή περίπου 100Hz μέχρι 300 MHz.

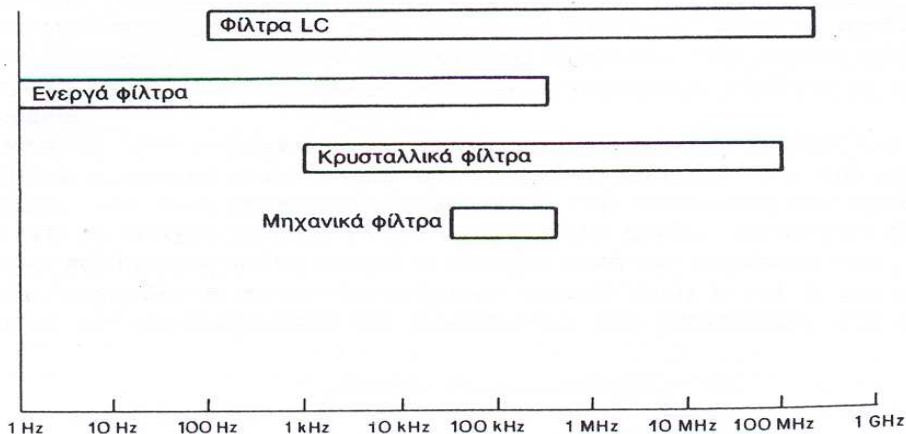
Οι επαγωγές δεν είναι καθαρά φανταστικές αντιστάσεις επειδή υπάρχουν ωμικές συνιστώσες από τα τυλίγματα και από τις απώλειες του μαγνητικού πυρήνα. Ο λόγος της φανταστικής αντίστασης προς τις απώλειες του μαγνητικού πυρήνα. Ο λόγος της φανταστικής αντίστασης προς την ωμική συνιστώσα σε σειρά της επαγωγής είναι ο παράγοντας ποιότητας  $Q_c$  της επαγωγής:

$$Q_c = \frac{X_L}{R_{ac} + R_{dc}}$$

Όπου είναι  $R_{ac}$  = η απώλεια στο ac του πυρήνα

$R_{dc}$  = η αντίσταση στο dc του τυλίγματος

$X_L$  = η επαγωγική φανταστική αντίσταση



Σχ. 4.17 Περιοχές λειτουργίας φίλτρων

Για να κατασκευασθούν φίλτρα με ικανοποιητική ζώνη διέλευσης, θα πρέπει ο  $Q_c$  της επαγωγής να είναι πολύ μεγαλύτερο από τον παράγοντα επιλεκτικότητας του φίλτρου  $Q_o$ . Γενικά, όσο περισσότερο πολύπλοκο είναι το φίλτρο, για να έχουμε ικανοποιητική απόδοση τόσο μεγαλύτερος θα πρέπει να είναι ο απαιτούμενος  $Q_c$  της επαγωγής. Με πυρήνες από φερριτή μπορούμε να πάρουμε  $Q$  των πηνίων μέχρι 600 στην περιοχή μερικών εκατοντάδων KHz. Έξω από την περιοχή αυτή, ελαττώνεται ο διαθέσιμος  $Q$ .

## Ενεργά Φίλτρα

Μπορούμε να κατασκευάσουμε εύκολα ενεργά φίλτρα που χρησιμοποιούνται στην περιοχή συνεχούς ρεύματος μέχρι 500 KHz, με συνηθισμένους τελεστικούς ενισχυτές, ωμικές αντιστάσεις και πυκνωτές. Μπορούν να σχεδιασθούν έτσι ώστε να προσφέρουν απόδοση που

να μπορεί να συγκριθεί με την απόδοση των φίλτρων LC. Σε πολύ μικρές συχνότητες, για τις οποίες δεν μπορούν να κατασκευασθούν φίλτρα LC, τα ενεργά φίλτρα δίνουν ικανοποιητικά αποτελέσματα. Το μέγεθος των εξαρτημάτων μπορεί να κρατηθεί ελάχιστο με τις κατάλληλες τεχνικές σχεδίασης. Μπορούν να κατασκευασθούν κυκλώματα ενεργών φίλτρων με μικροηλεκτρονική τεχνολογία στην οποία τυπωμένα κυκλώματα RC συνδυάζονται με τσιπ τελεστικών ενισχυτών. Στην συνέχεια, αν χρειάζεται ρύθμιση των εξαρτημάτων χρησιμοποιείται μικρομετρική τροποποίηση με την βοήθεια Laser.

Μπορούμε να πετύχουμε Q διέλευσης ζώνης με τιμή μερικές εκατοντάδες στην χαμηλότερη περιοχή του φάσματος λειτουργίας όπου οι ενισχυτές έχουν πολύ μεγάλη απολαβή ανοικτού βρόχου. Η ελάττωση της απολαβής ανοικτού βρόχου περιορίζει τα Q που μπορούμε να πάρουμε στις μεγαλύτερες συχνότητες.

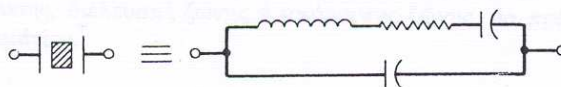
Η σχεδίαση με ενεργά φίλτρα επιτρέπει μεγαλύτερη ευελιξία απ' ότι η σχεδίαση με φίλτρα LC. Μπορούμε να πετύχουμε την επιθυμητή σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου που να είναι ανεξάρτητη από την συχνότητα. Μπορεί να έχουμε και απολαβή τάσης.

### Κρυσταλλικά φίλτρα

Τα κυκλώματα συντονισμού με κρύσταλλο χαλαζία έχουν το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα που φαίνεται στο Σχ.4.18. Το Q του κυκλώματος μπορεί να φθάνει μέχρι 1.000.000. Επειδή μπορούμε να πάρουμε τέτοιες τεράστιες τιμές του Q, οι κρύσταλλοι είναι τα σχεδόν τέλεια στοιχεία φίλτρων. Τα κρυσταλλικά παρουσιάζουν ακόμη και πολύ μεγάλη σταθερότητα επειδή οι ηλεκτρικές παράμετροι του χαλαζία παραμένουν ουσιαστικά σταθερές με τον χρόνο και την θερμοκρασία.

Στο κύκλωμα του Σχ. 4.18 φαίνονται οι συχνότητες παράλληλου συντονισμού και συντονισμού σειράς που είναι εξαιρετικά κοντά μεταξύ τους. Η περιοχή των συχνοτήτων που μπορούν να ληφθούν περιορίζεται από τους μηχανικούς περιορισμούς στην κατασκευή των κρυστάλλων. Κάτω από 1 kHz το στοιχείο χαλαζία γίνεται απαγορευτικά μεγάλο. Πάνω από 100 MHz ο κρύσταλλος γίνεται πολύ μικρός για να μπορεί να ληφθεί κατά την Παρασκευή του.

Οι κρύσταλλοι περιορίζονται σε μία περιορισμένη περιοχή τιμών L και C στο ισοδύναμο κύκλωμα. Εξαιτίας της συνδεσμολογίας του κυκλώματος, των περιορισμών στις τιμές και οικονομικών λόγων, θέλουμε κρυστάλλους σαν στοιχεία φίλτρων μόνον όταν χρειάζονται πολύ μεγάλες τιμές Q και μεγάλη σταθερότητα όπως στα φίλτρα διέλευσης ζώνης με πολύ μικρό ποσοστό πλάτους ζώνης συχνοτήτων.



Σχ.4.18 Ισοδύναμο κύκλωμα κρυστάλλου.

### Μηχανικά Φίλτρα

Ένα μηχανικό φίλτρο δέχεται ηλεκτρικό σήμα, μετατρέπει το σήμα αυτό σε μηχανικές ταλαντώσεις με ένα σύστημα μετατροπής, εφαρμόζει τις ταλαντώσεις αυτές σε μία σειρά δίσκων που συνδέονται μεταξύ τους και μετατρέπει πάλι τις ταλαντώσεις που προκύπτουν σε ηλεκτρικά σήματα εξόδου. Με κατάλληλη σχεδίαση αυτών των μεταλλικών δίσκων, μπορούμε να πάρουμε μηχανικούς συντονισμούς με μεγάλο Q έτσι ώστε κάθε δίσκος να είναι το μηχανικό ισοδύναμο ηλεκτρικού παράλληλου κυκλώματος συντονισμού. Επειδή οι δίσκοι αυτοί έχουν μηχανική σύζευξη μεταξύ τους, το σήμα εισόδου επηρεάζεται από την απόκριση κάθε δίσκου καθώς διέρχεται από το σύστημα μετατροπής εισόδου προς το σύστημα μετατροπής εξόδου.

Τα μηχανικά φίλτρα είναι περισσότερο κατάλληλα για φίλτρα διέλευσης ζώνης με στενή ζώνη συχνοτήτων στην περιοχή συχνοτήτων 50 μέχρι 500 kHz. Μπορούμε να πάρουμε Q διέλευσης ζώνης με τιμή μέχρι 1000 με καλή σταθερότητα συχνότητας.

Ένα σοβαρό μειονέκτημα των μηχανικών φίλτρων είναι η μεγάλη τιμή της απώλειας εισαγωγής. Αυτό συμβαίνει κύρια εξαιτίας της κακής απόδοσης των συστημάτων μετατροπής εισόδου και εξόδου.

#### 4.4.5 ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΗΣ ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ

Όλα τα φίλτρα μπορούν να παρασταθούν μαθηματικά με μία έκφραση που ονομάζεται συνάρτηση μεταφοράς. Η έκφραση αυτή είναι ο λόγος δύο πολυωνύμων και μπορεί να έχει την παρακάτω γενική μορφή:

$$T(S) = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{N_m S^m + N_{m-1} S^{m-1} + \dots + N_1 S + N_0}{D_n S^n + D_{n-1} S^{n-1} + \dots + D_1 S + D_0}$$

Όπου N είναι οι συντελεστές στον αριθμητή, D οι συντελεστές στον παρανομαστή και  $S = j\omega$  ( $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega = 2\pi F$ ). Η μεγαλύτερη δύναμη του παρανομαστή, n, ονομάζεται τάξη του φίλτρου ή αριθμός πόλων. Η μεγαλύτερη δύναμη του αριθμητή, m, ονομάζεται αριθμός μηδενικών τιμών. Οι ρίζες του παρανομαστή ονομάζονται πόλοι και οι ρίζες του αριθμητή μηδενικές τιμές. Όλα, όμως, τα φίλτρα δεν έχουν μηδενικές τιμές.

Οι τεχνικές σχεδίασης που περιγράφονται χρησιμοποιούν τιμές στοιχείων από πίνακες έτσι ώστε δεν χρειάζεται εφαρμογή της έννοιας της συνάρτησης μεταφοράς για να έχουμε ικανοποιητικές σχεδιάσεις φίλτρων. Παρόλα αυτά, το γεγονός ότι όλοι οι τύποι φίλτρων μπορούν να παρασταθούν με μια συνάρτηση μεταφοράς είναι μία σημαντική έννοια επειδή αυτές οι τιμές στοιχείων έχουν όλες υπολογισθεί απευθείας από συναρτήσεις μεταφοράς.

#### 4.4.6 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΑΝΑΓΩΓΗ ΦΙΛΤΡΩΝ

Οι συναρτήσεις μεταφοράς μπορούν να επιλεγούν σύμφωνα με ορισμένους μαθηματικούς κανόνες έτσι ώστε οι αντίστοιχες καμπύλες χαμηλής διέλευσης για τα φίλτρα να έχουν όλες το σημείο 3 db στο 1 rad ( $\omega=1$ ). Κάθε καμπύλη παριστάνει μια ομάδα τιμών στοιχείων για ένα φίλτρο LC ή για ένα ενεργό φίλτρο. Λέμε ότι το φίλτρο αυτό και η απόκριση του είναι «ανοιγμένα» σε 1 rad.

Η γενική τεχνική για σχεδίαση φίλτρων είναι να μετατρέπουμε πρώτα τις απαιτήσεις για το φίλτρο σε ανοιγμένες απαιτήσεις χαμηλής διέλευσης. Ύστερα, μπορούμε να συγκρίνουμε τις προδιαγραφές που προκύπτουν με τις ανοιγμένες καμπύλες απόκρισης συχνότητας και να επιλέγουμε ένα ικανοποιητικό φίλτρο χαμηλής διέλευσης. Οι αντίστοιχες τιμές στοιχείων χαμηλής διέλευσης αντιστοιχούνται στην απαιτούμενη περιοχή συχνοτήτων. Αν θέλουμε φίλτρο υψηλής διέλευσης, διέλευσης ζώνης ή απόρριψης ζώνης, θα πρέπει να γίνουν και μετασχηματισμοί κυκλωμάτων.

##### Αναγωγή φίλτρων Χαμηλής Διέλευσης

**Πρόβλημα:** Θέλουμε ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης με αποκοπή 3 db στα 600 Hz και ελάχιστη εξασθένηση 50db στα 1800 Hz. Να αναχθούν αυτές οι προδιαγραφές στο 1 rad. Κατόπι να γίνει σύγκριση με μία οικογένεια ανοιγμένων καμπύλων χαμηλής διέλευσης και να επιλεγεί το κατάλληλο φίλτρο.

**Θεωρία** Για να κάνουμε αναγωγή απαίτησης φίλτρου χαμηλής διέλευσης για 3 db στο 1 rad, υπολογίζουμε πρώτα τον παράγοντα κλίσης του φίλτρου  $A_s$ , που είναι ο λόγος της συχνότητας αποκοπής διακοπής ζώνης  $F_s$  προς την συχνότητα αποκοπής 3 db  $F_c$ .

$$A_s = \frac{F_s}{F_c}$$

Μπορούμε τώρα να βάλουμε τις ανοιγμένες καμπύλες και να επιλέξουμε μια σχεδίαση που να ικανοποιεί την ελάχιστη απαιτούμενη εξασθένιση διακοπής ζώνης σε  $A_s$  rad.

**Λύση** Από την παραπάνω εξίσωση υπολογίζουμε τον παράγοντα κλίσης του φίλτρου χαμηλής διέλευσης:

$$A_s = \frac{F_s}{F_c} = \frac{1800 \text{ Hz}}{600 \text{ Hz}} = 3$$

Με την ίδια οικογένεια καμπύλων όπως στο Σχ. 4.19 υπολογίζουμε ποιο φίλτρο έχει ελάχιστη εξασθένιση 50 db σε 3 rad. Είναι φανερό ότι αυτή η απαίτηση ικανοποιείται από ένα ανοιγμένο φίλτρο με ελάχιστη πολυπλοκότητα  $n=5$  (φίλτρο πέμπτης τάξης).

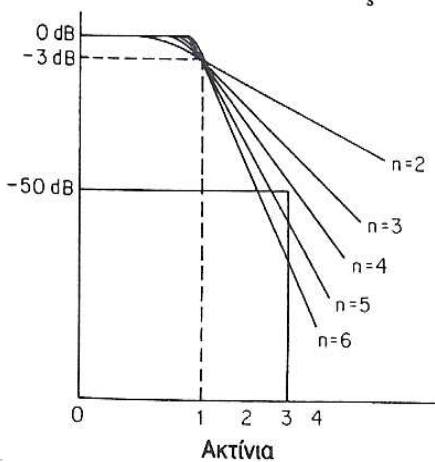
### Αναγωγή Φίλτρων Υψηλής Διέλευσης

**Πρόβλημα:** Θέλουμε ένα φίλτρο υψηλής διέλευσης με αποκοπή 3 db στα 900 Hz και ελάχιστη εξασθένιση 50 db στα 300 Hz. Να γίνει αναγωγή της απαίτησης αυτής σε 1 rad και να υπολογισθεί η ελάχιστη πολυπλοκότητα του φίλτρου που χρειάζεται, με την οικογένεια καμπύλων του Σχ.4.19.

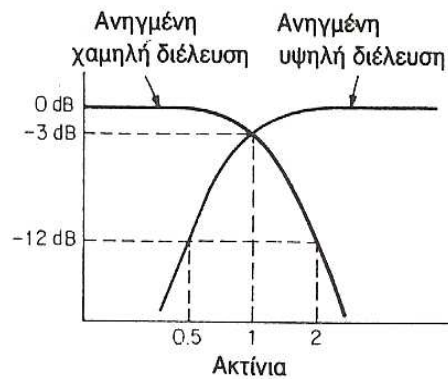
**Θεωρία:** Κάθε ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης μπορεί να μετασχηματισθεί σε ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης που και αυτό να έχει αποκοπή 3 db σε 1 rad. Στο Σχ.4.20 φαίνεται η σχέση μεταξύ ανοιγμένου φίλτρου χαμηλής διέλευσης και του αντιστοίχου μετασχηματισμένου φίλτρου υψηλής διέλευσης. Και τα δύο φίλτρα έχουν την ίδια εξασθένιση σε αντίστροφες συχνότητες. Για παράδειγμα, τα σημεία 12 db είναι σε 2 rad στο φίλτρο χαμηλής διέλευσης και 0.5 rad στο μετασχηματισμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης.

Επειδή υπάρχει η σχέση αυτή μεταξύ ανοιγμένων φίλτρων και χαμηλής διέλευσης, μπορεί να ορισθεί παράγοντας κλίσης που είναι αντίστροφος του παράγοντα κλίσης χαμηλής διέλευσης. Σε φίλτρο υψηλής διέλευσης θα είναι:

$$A_s = \frac{F_c}{F_s}$$



Σχ.4.19 Χρήση ανοιγμένων καμπύλων



Σχ.4.20 Μετασχηματισμός χαμηλής διέλευσης σε υψηλή διέλευση.

Οι ανοιγμένες καμπύλες χαμηλής διέλευσης θα μπορούν, τότε, να χρησιμοποιηθούν για την επιλογή σχεδίασης με την απαιτούμενη εξασθένηση σε  $A_s$  rad.

**Λύση:** Με την παρακάτω συνάρτηση υπολογίζουμε τον παράγοντα κλίσης του φίλτρου υψηλής διέλευσης:

$$A_s = \frac{F_c}{F_s} = \frac{900 \text{ Hz}}{300 \text{ Hz}} = 3$$

Με τις καμπύλες του Σχ.4.19 επιλέγουμε ένα φίλτρο με ελάχιστη εξασθένηση 50 db σε 3 rad. Η απαίτηση αυτή ικανοποιείται από φίλτρο πέμπτης τάξης. Στην πραγματική διαδικασία σχεδίασης το αντίστοιχο ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης πρέπει να μετασχηματισθεί σε φίλτρο χαμηλής διέλευσης.

### Αναγωγή Φίλτρων Διέλευσης

**Πρόβλημα:** Χρειάζεται φίλτρο διέλευσης με σημεία 3 db στα 150 και 300 Hz και εξασθένηση τουλάχιστον 50 db στα 50 και 900 Hz. Να αναχθούν αυτές οι απαιτήσεις και να επιλεγεί το κατάλληλο φίλτρο από τις καμπύλες του Σχ.4.19

**Θεωρία:** Τα φίλτρα διέλευσης ζώνης ταξινομούνται γενικά σε δύο κατηγορίες, στενής ζώνης και ευρείας ζώνης. Ο πρακτικός κανόνας είναι ότι αν ο λόγος της άνω συχνότητας αποκοπής προς την κάτω συχνότητα αποκοπής είναι πάνω από 1.5, το φίλτρο είναι ευρείας ζώνης.

Μία προδιαγραφή φίλτρου ευρείας ζώνης μπορεί να χωρισθεί σε ξεχωριστές απαιτήσεις χαμηλής και υψηλής διέλευσης. Ύστερα, αυτές οι προδιαγραφές μπορούν να χωρισθούν και να επιλεγούν ικανοποιητικές σχεδιάσεις χαμηλής και υψηλής διέλευσης. Τα φίλτρα που θα προκύψουν, για να ικανοποιούν την συνολική προδιαγραφή, πρέπει να συνδεθούν διαδοχικά.

**Λύση:**

$$\frac{\text{Άνω συχνότητα αποκοπής} \quad 300 \text{ Hz}}{\text{Κάτω συχνότητα αποκοπής} \quad 150 \text{ Hz}} = \frac{\quad}{\quad} = 2$$

Το φίλτρο είναι ευρείας ζώνης που μπορεί να χωρισθεί σε απαιτήσεις χαμηλής και υψηλής διέλευσης, ως εξής:

Χαμηλής διέλευσης: 3 db στα 300 Hz  
Τουλάχιστον 50 db στα 900 Hz  
Υψηλής διέλευσης: 3 db στα 150 Hz  
Τουλάχιστον 50 db στα 50 Hz

Υπολογίζουμε τους παράγοντες κλίσης:

$$\text{Παράγοντας κλίσης χαμηλής διέλευσης : } A_s = \frac{900 \text{ Hz}}{300 \text{ Hz}} = 3$$

$$\text{Παράγοντας κλίσης υψηλής διέλευσης : } A_s = \frac{150 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 3$$

Αν χρησιμοποιηθούν οι ανοιγμένες καμπύλες στο Σχ. 4.19, μπορούμε να ικανοποιήσουμε τις απαιτήσεις εξασθένισης και για φίλτρο χαμηλής διέλευσης και για φίλτρο υψηλής διέλευσης με σχεδίαση για  $n=5$ .

**Πρόβλημα:** Ορίζεται ένα φίλτρο διέλευσης με σημεία 3 db στα 900 και 1100 Hz και ελάχιστη εξασθένιση 50 db στα 700 και 1300 Hz. Να αναχθεί το φίλτρο αυτό σε απαιτήσεις χαμηλής διέλευσης και να επιλεγεί ένα ικανοποιητικό ανοιγμένο φίλτρο από τις καμπύλες του Σχ. 4.19.

**Θεωρία:** Στα φίλτρα διέλευσης στενής ζώνης ο λόγος της άνω συχνότητας αποκοπής προς την κάτω συχνότητα αποκοπής είναι μικρότερος από 1.5. Τα φίλτρα αυτά δεν μπορούν να σχεδιασθούν σαν ξεχωριστά φίλτρα χαμηλής και υψηλής διέλευσης.

Είδαμε παραπάνω τον τρόπο με τον οποίο μπορεί να μετασχηματισθεί ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης σε φίλτρο υψηλής διέλευσης. Η σχέση αυτή μας επιτρέπει να σχεδιάσουμε φίλτρο υψηλής διέλευσης με μετατροπή της απαίτησης για υψηλή διέλευση κατευθείαν σε ανοιγμένη προδιαγραφή για χαμηλή διέλευση και ύστερα μετατρέποντας την στο επιθυμητό φίλτρο υψηλής διέλευσης.

Υπάρχει, ακόμη, μια ειδική σχέση μεταξύ φίλτρων χαμηλής διέλευσης και φίλτρων υψηλής διέλευσης. Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου χαμηλής διέλευσης μετατρέπεται σε πλάτος ζώνης συχνοτήτων του φίλτρου διέλευσης ζώνης που έχει την ίδια εξασθένιση. Στο Σχ.4.21 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο η απόκριση ενός τυπικού φίλτρου διέλευσης ζώνης

σχετίζεται με φίλτρο χαμηλής διέλευσης. Παρατηρήστε ότι τα σημεία 10 και 15 Hz στο φίλτρο διέλευσης ζώνης έχουν την ίδια εξασθένιση με τις συχνότητες αποκοπής 10 και 15 Hz του φίλτρου χαμηλής διέλευσης.

Η σχέση αυτή μας επιτρέπει την σχεδίαση φίλτρων διέλευσης στενής ζώνης με μετατροπή της απαίτησης διέλευσης ζώνης σε προδιαγραφή χαμηλής διέλευσης και ύστερα χρησιμοποιώντας ανοιγμένες καμπύλες χαμηλής διέλευσης. Η διαδικασία μετατροπής διέλευσης ζώνης σε χαμηλή διέλευση είναι η παρακάτω:

Υπολογίζουμε την γεωμετρική κεντρική συχνότητα  $F_0$  με τις (1) και (2) συναρτήσεις που έχουμε αναφέρει.

Στα σημεία που έχουν ίση εξασθένιση και στις δύο πλευρές της  $F_0$ , οι δύο συχνότητες θα πρέπει να έχουν γεωμετρική σχέση, δηλ. θα πρέπει να ικανοποιούν την παρακάτω σχέση:

$$F_a F_b = F_0^2$$

Όπου οι  $F_a$  και  $F_b$  θα είναι, αντίστοιχα, κάτω και πάνω από την  $F_0$  και θα έχουν την ίδια εξασθένιση.

Τροποποιούμε τις προδιαγραφές του φίλτρου διέλευσης με υπολογισμό της αντίστοιχης γεωμετρικής συχνότητας για κάθε συχνότητα διακοπής ζώνης που ορίζεται, με την παραπάνω εξίσωση. Για κάθε ζευγάρι συχνοτήτων διακοπής θα έχουμε δύο νέα ζευγάρια. Επιλέγουμε το ζευγάρι με τον μικρότερο διαχωρισμό που θα παριστάνει την αυστηρότερη προδιαγραφή. Αν ο λόγος της  $F_a$  προς την  $F_b$  είναι μικρότερος από 1.1, τότε ο υπολογισμός με την άνω συνάρτηση δεν χρειάζεται αν οι  $F_a$  και  $F_b$  έχουν και οι δύο τον ίδιο διαχωρισμό από την  $F_0$  ( $F_0 - F_a = F_b - F_0$ ).

Υπολογίζουμε τον παράγοντα κλίσης διέλευσης ζώνης ως εξής:

$$A_s = \frac{\text{Πλάτος ζώνης συχνοτήτων διακοπής ζώνης}}{\text{Πλάτος ζώνης συχνοτήτων 3 db}}$$

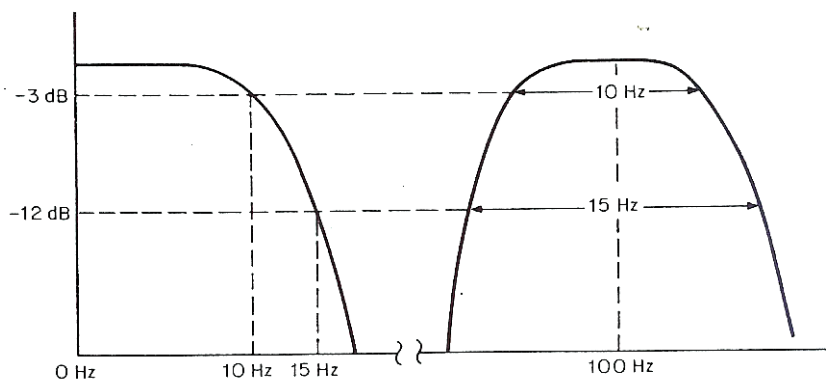
Το πλάτος ζώνης συχνοτήτων διακοπής ζώνης είναι ο διαχωρισμός που υπολογίστηκε παραπάνω.

Από τις ανοιγμένες καμπύλες χαμηλής διέλευσης επιλέγουμε το φίλτρο με την απαιτούμενη εξασθένιση διακοπής ζώνης σε  $A_s$  rad.

#### Λύση:

A. Υπολογίζουμε την γεωμετρική κεντρική συχνότητα  $F_0$ :

$$F_0 = \sqrt{900 \times 1100} = 995 \text{ Hz}$$



Σχήμα 4.21: Σχέση διέλευσης ζώνης χαμηλής διέλευσης.



B. Υπολογίζουμε δύο ζευγάρια συχνοτήτων διακοπής ζώνης που έχουν γεωμετρική σχέση:

$$\text{Με την } F_a = 700\text{Hz} \quad F_b = \frac{(995)^2}{700} = 1414\text{Hz}$$

$$F_b - F_a = 714 \text{ Hz}$$

$$\text{Με την } F_b = 1300\text{Hz} \quad F_a = \frac{(995)^2}{1300} = 762 \text{ Hz}$$

$$F_b - F_a = 538 \text{ Hz}$$

Είναι φανερό ότι το δεύτερο ζευγάρι συχνοτήτων έχει την αυστηρότερη προδιαγραφή.

Γ. Υπολογίζουμε τον παράγοντα κλίσης διέλευσης ζώνης:

$$A_s = \frac{538\text{Hz}}{200\text{Hz}} = 2,69$$

Δ. Επιλέγουμε ένα ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης: Αν χρησιμοποιηθούν οι ανοιγμένες καμπύλες του Σχ. 4.19, η σχεδίαση  $n=6$  δίνει εξασθένηση μεγαλύτερη από 50 db σε 2,69 rad. Το ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης που θα επιλέγει πρέπει να μετασχηματισθεί από απαιτούμενο φίλτρο διέλευσης ζώνης.

#### 4.4.7 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ

Στις προηγούμενες παραγράφους δείξαμε την χρήση ανοιγμένων καμπύλων χαμηλής διέλευσης. Οι καμπύλες αυτές παριστάνουν συναρτήσεις μεταφοράς. Αν μεταβληθούν οι τιμές και η πολυπλοκότητα αυτών των συναρτήσεων μεταφοράς, η απόκριση χαμηλής διέλευσης μπορεί να πάρει διαφορετικά σχήματα. Η παράγραφος αυτή εξετάζει αυτά τα σχήματα και παρουσιάζει τις ανοιγμένες καμπύλες απόκρισης συχνότητας χαμηλής διέλευσης.

##### **Απόκριση Butterworth**

Τα φίλτρα χαμηλής διέλευσης Butterworth είναι ίσως η ποικιλία που χρησιμοποιείται περισσότερο. Η απόκριση συχνότητας είναι πολύ επίπεδη στο μέσο της ζώνης διέλευσης και στρογγυλεμένη κοντά στην αποκοπή. Πέρα από το σημείο 3 db η ταχύτητα εξασθένησης αυξάνει και στο τέλος φθάνει  $n$  φορές τα 6 db αν οκτάβα. Για παράδειγμα, ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης με  $n=3$  θα αύξανε την εξασθένηση του κατά 18 db στην ζώνη διακοπής κάθε φορά που θα διπλασιαζόταν η ταχύτητα. Τα φίλτρα Butterworth κατασκευάζονται εύκολα επειδή οι τιμές των εξαρτημάτων τους είναι περισσότερο προσιτές από τις τιμές άλλων τύπων και είναι λιγότερο κρίσιμες στις ανοχές των εξαρτημάτων.

Στο Σχ.4.28 φαίνεται μία οικογένεια ανοιγμένων καμπύλων εξασθένησης για μέχρι  $n=10$ . Οι διπλές καμπύλες εμφανίζουν τα ενισχυμένα χαρακτηριστικά της ζώνης διέλευσης καθώς και την εξασθένηση της ζώνης διακοπής.

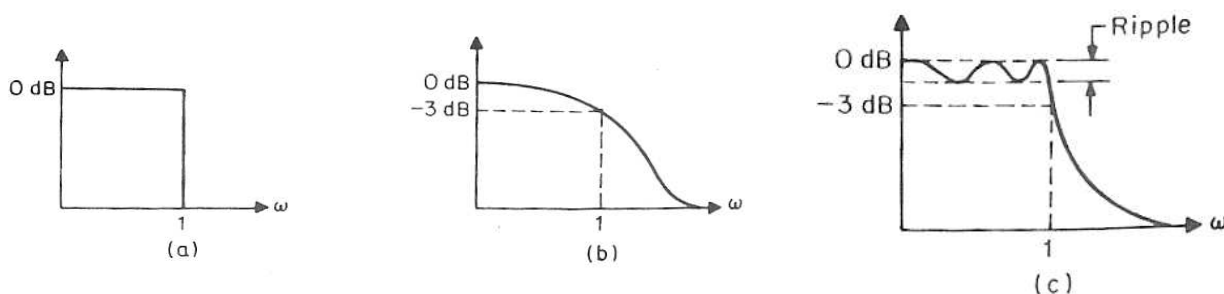
##### **Φίλτρα Chebyshev**

Στο Σχ.4.22α φαίνεται ένα ιδανικό ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης. Το φίλτρο δεν έχει εξασθένηση στην περιοχή από συνεχές ρεύμα μέχρι 1 rad και έχει άπειρη εξασθένηση πάνω από 1 rad.

Στο Σχ.4.22c φαίνεται η προσέγγιση Chebyshev για ένα ιδανικό φίλτρο χαμηλής διέλευσης. Η απόκριση στην περιοχή αποκοπής είναι περισσότερο ορθογώνια και η ταχύτητα καθόδου προς την ζώνη διακοπής είναι μεγαλύτερη. Αυτά τα χαρακτηριστικά λαμβάνονται σε βάρος διακυμάνσεων που επιτρέπονται στην απόκριση ζώνης που ονομάζονται *κυμάτωση Ζώνης διέλευσης*.

Τα φίλτρα Chebyshev έχουν περισσότερο κρίσιμη κατασκευή από την οικογένεια Butterworth και έχουν περισσότερη ευαισθησία στις ανοχές των εξαρτημάτων. Όσο μεγαλύτερη είναι η κυμάτωση τόσο περισσότερο απότομη είναι η κλίση του φίλτρου σε μία δεδομένη τάξη φίλτρου, αλλά το κύκλωμα γίνεται περισσότερο κρίσιμο. Στην πρώτη οκτάβα η εξασθένηση ξεπερνά τις  $n$  φορές τα 6 dB ανά οκτάβα.

Τα Σχ.4.29 και 4.30 περιέχουν τις ανοιγμένες καμπύλες εξασθένησης για φίλτρα Chebyshev με κυματώσεις 0,1 και 0,5 dB.



Σχ.4.22 (α) Ιδανικό φίλτρο χαμηλής διέλευσης

β) Φίλτρο Butterworth χαμηλής διέλευσης

γ) Φίλτρο Chebyshev χαμηλής διέλευσης

### Μέγιστη επίπεδη Καθυστέρηση

Τα φίλτρα Butterworth και Chebyshev εισάγουν διάφορα ποσά καθυστέρησης σε σήματα με διάφορες συχνότητες. Η μεταβολή της καθυστέρησης στην ζώνη διέλευσης ονομάζεται *παραμόρφωση καθυστέρησης*. Η παραμόρφωση αυτή αυξάνει στα φίλτρα μεγαλύτερης τάξης και καθώς αυξάνει η κυμάτωση. Αν το σήμα εισόδου αποτελείται από κυματομορφές με πολλές συχνότητες όπως παλμούς ή διαμόρφωση, το σήμα εξόδου παραμορφώνεται επειδή οι διάφορες συνιστώσες συχνότητας είναι χρονικά μετατοπισμένες.

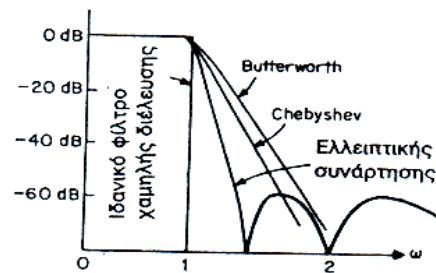
Η οικογένεια φίλτρων χαμηλής διέλευσης με μέγιστη επίπεδη καθυστέρηση έχει σταθερή καθυστέρηση στην ζώνη διέλευσης. Η κλίση της εξασθένησης, όμως, στην περιοχή κοντά στην αποκοπή είναι πολύ μικρή σε σύγκριση με απόκριση Butterworth ή Chebyshev. Ακόμη και σε μία ή δύο οκτάβες πέρα από την εξασθένηση είναι λίγο μικρότερη απ' ό,τι σε άλλους τύπους φίλτρων. Έτσι, τα φίλτρα αυτά είναι πολύ χρήσιμα όταν το σημαντικό είναι η πίστη αναπαραγωγή του σήματος παρά τα χαρακτηριστικά εξασθένησης.

Οι ιδιότητες σταθερής καθυστέρησης δεν διατηρούνται όταν το φίλτρο χαμηλής διέλευσης μετασχηματίζεται σε φίλτρο υψηλής διέλευσης, φίλτρο διέλευσης ή φίλτρο απόρριψης ζώνης. Στο Σχ.4.31 φαίνονται οι ανοιγμένες χαρακτηριστικές καμπύλες εξασθένησης για αυτό το είδος φίλτρου.

### Οικογένεια Ελλειπτικά

Μέχρι το σημείο αυτό έχουμε καλύψει μόνον τα φίλτρα χαμηλής διέλευσης όλων των πόλων. Τα φίλτρα αυτά δίνουν άπειρη απόρριψη μόνο σε άπειρες συχνότητες. Τα φίλτρα ελλειπτικής συνάρτησης περιέχουν στην συνάρτηση μεταφοράς μηδενικές τιμές καθώς και πόλους. Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα άπειρη απόρριψη στις συχνότητες διακοπής κοντά στην αποκοπή. Η ζώνη διέλευσης έχει κυματώσεις παρόμοιες με τις κυματώσεις στα φίλτρα Chebyshev. Η ζώνη διακοπής έχει λοβούς επιστροφής που όλοι είναι ίσοι σε πλάτος.

Σε ένα δεδομένο φίλτρο τάξης, τα φίλτρα ελλειπτικής συνάρτησης έχουν την μεγαλύτερη θεωρητικά δυνατή κλίση καθόδου προς την ζώνη διακοπής. Στο πιο κάτω γίνεται σύγκριση των φίλτρων Butterworth, Chebyshev και ελλειπτικής συνάρτησης με παρόμοια πολυπλοκότητα.



**Σύγκριση κατηγοριών (τύπων) φίλτρων**

#### 4.4.8 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Τα ενεργά φίλτρα αποτελούνται από φίλτρα που περιέχουν τελεστικούς ενισχυτές, αντιστάσεις και πυκνωτές. Επειδή δεν περιέχουν καθόλου επαγωγές, τα ενεργά φίλτρα είναι οικονομικά και έχουν μικρό μέγεθος, ιδιαίτερα σε μικρές συχνότητες όπου οι επαγωγές μπορεί να γίνουν απαγορευτικά μεγάλες και ακριβές.

#### ΜΕΤΑΤΟΠΙΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

Η απόκριση συχνότητας ενός ενεργού φίλτρου μπορεί να μετατοπισθεί σε διαφορετική περιοχή συχνότητας με διαίρεση των τιμών της αντίστασης ή του πυκνωτή με τον FSF. Ο FSF είναι ο λόγος μιας συγκεκριμένης συχνότητας αναφοράς της απαιτούμενης κλιμακωμένης απόκρισης προς την αντίστοιχη συχνότητα του υπάρχοντος φίλτρου:

$$FSF = \frac{\text{Συχνότητα αναφοράς της κλιμακωμένης απόκρισης}}{\text{Συχνότητα αναφοράς της υπάρχουσας απόκρισης}}$$

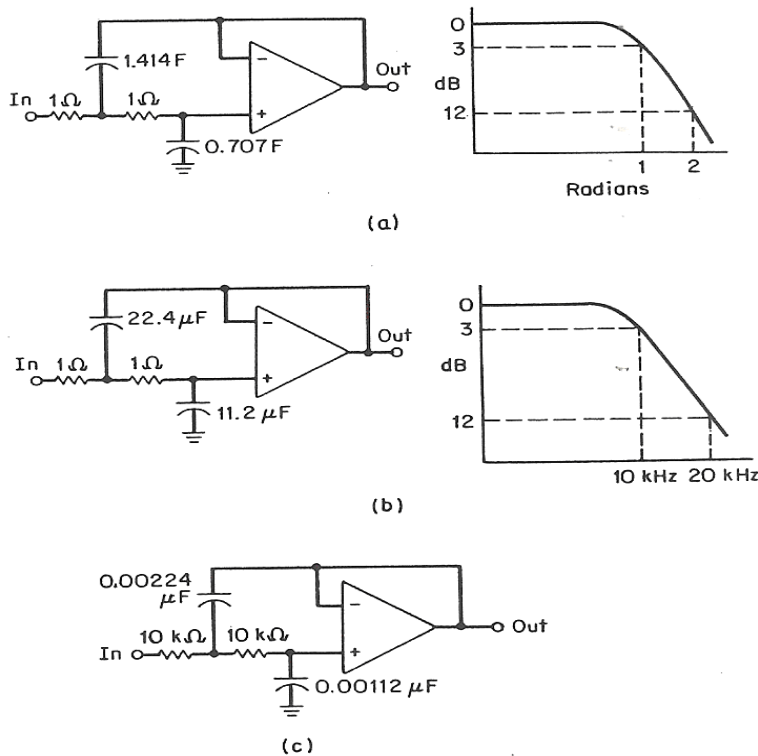
Στο Σχ. 4.23α φαίνεται ένα ανοιγμένο ενεργό φίλτρο χαμηλής διέλευσης και η αντίστοιχη απόκριση του. Όταν το σημείο 3 db κλιμακωθεί από 1 rad σε 10 kHz με FSF=62800 θα έχουμε το κύκλωμα του Σχ.4.23b.

Αν και το κύκλωμα 4.23b έχει την επιθυμητή απόκριση, οι τιμές δεν είναι πραγματικές. Αν οι αντιστάσεις πολλαπλασιασθούν με τον παράγοντα Z και οι πυκνωτές διαιρεθούν δια του ίδιου παράγοντα, το κύκλωμα μπορεί να κλιμακωθεί σε σύνθετη αντίσταση χωρίς να αλλάξει η απόκριση συχνότητας. Αν χρησιμοποιηθεί Z = 10000 θα έχουμε το τελικό κύκλωμα του σχήματος Σχ.4.23c

Η κλιμάκωση σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση μπορούν να συνδυασθούν, με αποτέλεσμα τους παρακάτω τύπους:

$$C = \frac{\text{Ανοιγμένο C}}{Z \times FSF}$$

$$R = \text{ανοιγμένο R} \times Z$$



Σχ 4.23

(α) Ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης (β) Το φίλτρο με κλιμάκωση στα 10 kHz (γ) Τελικό φίλτρο.

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΦΙΛΤΡΩΝ ΧΑΜΗΛΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

Για να σχεδιασθεί ένα ενεργό φίλτρο χαμηλής διέλευσης, πρέπει πρώτα να αναχθούν οι απαιτήσεις. Στη συνέχεια επιλέγεται μια κατάλληλη συνάρτηση απόκρισης. Οι πίνακες 1 μέχρι 4 περιέχουν ανοιγμένες τιμές ενεργών φίλτρων χαμηλής διέλευσης που αντιστοιχούν σε κάθε συνάρτηση απόκρισης.

Το ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης κλιμακώνεται σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση στην απαιτούμενη συχνότητα αποκοπής και σε κατάλληλη τιμή σύνθετης αντίστασης.

### Φίλτρα Μόνον Πόλων

Τα ανοιγμένα φίλτρα χαμηλής διέλευσης μόνον πόλων αποτελούνται από συνδυασμούς των τμημάτων δύο πόλων και τριών πόλων του Σχ. 4.24 Αν η τάξη  $n$  του φίλτρου είναι άρτιος αριθμός, χρησιμοποιούνται  $n/2$  τμήματα δύο πόλων. Αν το  $n$  είναι περιττό, χρειάζονται  $(n-3)/2$  τμήματα δύο πόλων και ένα τμήμα τριών πόλων.

Κάθε τμήμα έχει απολαβή ίση με την μονάδα σε συνεχές ρεύμα και ίσως έχει απόκριση με μία οξεία κορυφή στην ζώνη διέλευσης. Η σύνθετη απόκριση όλων των τμημάτων δίνει την συνάρτηση απόκρισης που θέλουμε. Ο τελεστικός ενισχυτής έχει σύνθετη αντίσταση εξόδου σχεδόν μηδέν και έτσι μπορούμε να συνδέσουμε διαδοχικά τα τμήματα.

**Πρόβλημα:** Χρειαζόμαστε ένα ενεργό φίλτρο χαμηλής διέλευσης με αποκοπή 3 db στα 100 Hz και ελάχιστη απόρριψη 55 db στα 300 Hz.

**Θεωρία:** Για την σχεδίαση ενεργών φίλτρων χαμηλής διέλευσης πρέπει να ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία:

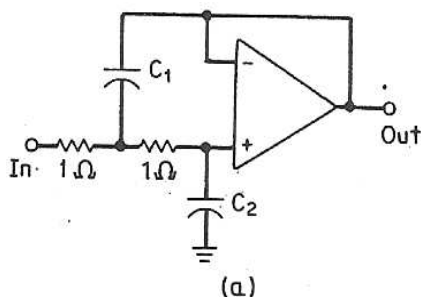
1. Ανάγουμε την απαίτηση χαμηλής διέλευσης με υπολογισμό του  $A_s$ .
2. Επιλέγουμε ικανοποιητική συνάρτηση απόκρισης και αντίστοιχο φίλτρο.
3. Κλιμακώνουμε σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση την ανηγμένη σχεδίαση στην επιθυμητή αποκοπή και σε κατάλληλη τιμή σύνθετης αντίστασης.

**Λύση:**

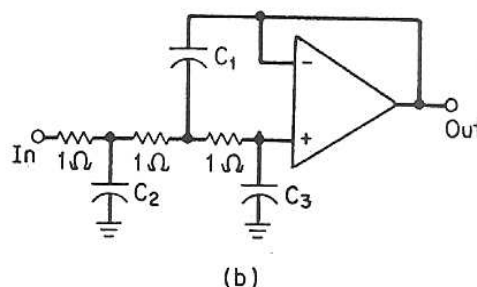
A. Υπολογισμός του παράγοντα κλίσης  $A_s$ :

$$A_s = \frac{300 \text{ Hz}}{150 \text{ Hz}} = 3$$

B. Επιλογή συνάρτησης απόκρισης και αναγωγή της σχεδίασης. Σύμφωνα με τις ανοιγμένες καμπύλες του Σχ.4.30, ένα φίλτρο Chebyshev με  $n=5$  του 0.5 db έχει απόρριψη πάνω από 55 db στα 3 rad. Στο Σχ.4.25α φαίνεται η ανοιγμένη σχεδίαση από τον Πίνακα 7.



Σχ. 4.24 (α) Βασικό τμήμα δύο πόλων



(β) Βασικό τμήμα τριών πόλων

| Τάξη N | $C_1$                                     | $C_2$  | $C_3$  |
|--------|---|--|--------|
| 2      | 1.414                                     | 0.7071   |        |
| 3      | 3.546                                     | 1.392  | 0.2024 |
| 4      | 1.082<br>2.613                            | 0.9241<br>0.3825                               |        |
| 5      | 1.753<br>3.235                            | 1.354<br>0.3090                                | 0.4214 |
| 6      | 1.035<br>1.414<br>3.863                   | 0.9660<br>0.7071<br>0.2588                     |        |
| 7      | 1.531<br>1.604<br>4.493                   | 1.336<br>0.6235<br>0.2225                      | 0.4885 |
| 8      | 1.020<br>1.202<br>1.800<br>5.125          | 0.9809<br>0.8313<br>0.5557<br>0.1950           |        |
| 9      | 1.455<br>1.305<br>2.000<br>5.758          | 1.327<br>0.7661<br>0.5000<br>0.1736            | 0.5170 |
| 10     | 1.012<br>1.122<br>1.414<br>2.202<br>6.390 | 0.9874<br>0.8908<br>0.7071<br>0.4540<br>0.1563 |        |

Πίνακας 5. Ανοιγμένες Τιμές Ενεργών Φίλτρων Butterworth Χαμηλής Διέλευσης.

Γ. Κλιμάκωση συχνότητας και σύνθετης αντίστασης του ανοιγμένου φίλτρου:

Υπολογιζόμενο FSF =  $2\pi 100 = 628$

Επιλέγουμε  $Z = 10.000$ . Τότε θα είναι

$$C = \frac{\text{Ανοιγμένο } C}{Z \times ZSF}$$

$$R = \text{ανοιγμένο } R \times Z$$

Στο Σχ.4.25β φαίνεται το τελικό φίλτρο.

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΦΙΛΤΡΩΝ ΥΨΗΛΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

Τα ενεργά φίλτρα υψηλής διέλευσης σχεδιάζονται κατευθείαν από το ανοιγμένο κύκλωμα χαμηλής διέλευσης με τρόπο παρόμοιο με τον τρόπο σχεδίασης των φίλτρων LC υψηλής διέλευσης. Μετά τον μετασχηματισμό του ανοιγμένου φίλτρου διέλευσης σε ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης, το κύκλωμα κλιμακώνεται σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση.

**Πρόβλημα:** Χρειαζόμαστε φίλτρο υψηλής διέλευσης με εξασθένηση μικρότερη από 3 db στα 1000 Hz και μεγαλύτερη από 45 db στα 350 Hz.

### Θεωρία:

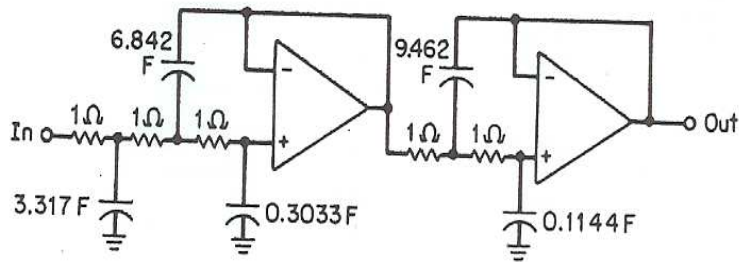
1. Ανάγουμε πρώτα την απαίτηση υψηλής διέλευσης με υπολογισμό του παράγοντα κλίσης  $A_s$  υψηλής διέλευσης.
2. Επιλέγουμε, ύστερα, μια ικανοποιητική συνάρτηση απόκρισης και το κατάλληλο ενεργό φίλτρο χαμηλής διέλευσης από τους Πίνακες 5 μέχρι 8.
3. Μετασχηματίζουμε, στη συνέχεια, το ανοιγμένο κύκλωμα χαμηλής διέλευσης σε ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης. Αυτό πετυχαίνεται με αντικατάσταση κάθε αντίστασης  $R$  με έναν πυκνωτή τιμής  $1/R F$ . Κάθε πυκνωτής  $C$  αντικαθίσταται με αντίσταση τιμής  $1/C \Omega$ .
4. Τέλος, κλιμακώνουμε σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση το ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης στην επιθυμητή τιμή αποκοπής συχνότητας και σύνθετης αντίστασης.

| Τάξη N | C <sub>1</sub>                            | C <sub>2</sub>                                 | C <sub>3</sub> |
|--------|---|--|----------------|
| 2      | 1.638                                     | 0.6955   |                |
| 3      | 6.653                                     | 1.825  | 0.1345         |
| 4      | 1.900<br>4.592                            | 1.241<br>0.2410                                |                |
| 5      | 4.446<br>6.810                            | 2.520<br>0.1580                                | 0.3804         |
| 6      | 2.553<br>3.487<br>9.531                   | 1.776<br>0.4917<br>0.1110                      |                |
| 7      | 5.175<br>4.546<br>12.73                   | 3.322<br>0.3331<br>0.08194                     | 0.5693         |
| 8      | 3.270<br>3.857<br>5.773<br>16.44          | 2.323<br>0.6890<br>0.2398<br>0.06292           |                |
| 9      | 6.194<br>4.678<br>7.170<br>20.64          | 4.161<br>0.4655<br>0.1812<br>0.04980           | 0.7483         |
| 10     | 4.011<br>4.447<br>5.603<br>8.727<br>25.32 | 2.877<br>0.8756<br>0.3353<br>0.1419<br>0.04037 |                |

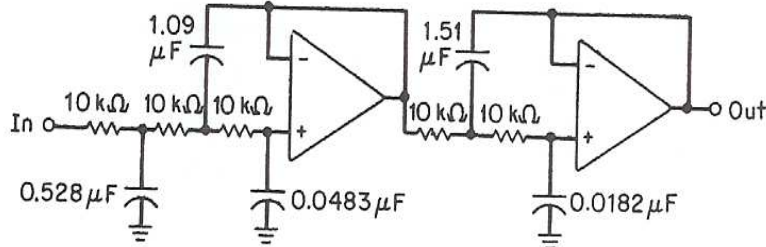
**Πίνακας 6. Ανοιγμένες τιμές Ενεργών Φίλτρων Chebyshev Χαμηλής Διέλευσης με κυμάτωση 0.1 db**

| Τάξη N | C <sub>1</sub>                            | C <sub>2</sub>                                  | C <sub>3</sub> |
|--------|---|---|----------------|
| 2      | 1.950                                     | 0.6533  |                |
| 3      | 11.23                                     | 2.250   | 0.0895         |
| 4      | 2.582<br>6.233                            | 1.300<br>0.1802                                 |                |
| 5      | 6.842<br>9.462                            | 3.317<br>0.1144                                 | 0.3033         |
| 6      | 3.592<br>4.907<br>13.40                   | 1.921<br>0.3743<br>0.07902                      |                |
| 7      | 7.973<br>6.446<br>18.07                   | 4.483<br>0.2429<br>0.05778                      | 0.4700         |
| 8      | 4.665<br>5.502<br>8.237<br>23.45          | 2.547<br>0.5303<br>0.1714<br>0.04409            |                |
| 9      | 9.563<br>6.697<br>10.26<br>29.54          | 5.680<br>0.3419<br>0.1279<br>0.03475            | 0.6260         |
| 10     | 5.760<br>6.383<br>8.048<br>12.53<br>36.36 | 3.175<br>0.6773<br>0.2406<br>0.09952<br>0.02810 |                |

**Πίνακας 7. Ανοιγμένες τιμές Ενεργών Φίλτρων Chebyshev Χαμηλής Διέλευσης με κυμάτωση 0.5 db.**



(a)



(b)

**Σχ. 4.25 (a)** Ανοιγμένο φίλτρο Chebyshev χαμηλής διέλευσης με  $n = 5$  του 0.5 db. **(b)** Τελικό φίλτρο χαμηλής διέλευσης.

#### Λύση:

α). Υπολογισμός του παράγοντα κλίσης  $A_s$  υψηλής διέλευσης:

$$A_s = \frac{1000 \text{ Hz}}{350 \text{ Hz}} = 2,86$$

β) Επιλογή μιας συνάρτησης απόκρισης και ανοιγμένου φίλτρου χαμηλής διέλευσης. Όπως δείχνουν οι ανοιγμένες καμπύλες, ένα φίλτρο Butterworth με  $n = 5$  δίνει πάνω από 40 db σε 2,86 rad. Στο Σχ.4.26α φαίνεται το ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης από τον Πίνακα 5.

γ) Μετασχηματισμός του ανοιγμένου φίλτρου χαμηλής διέλευσης σε ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης με αντικατάσταση κάθε αντίστασης R με πυκνωτή τιμής  $1/R$  F και κάθε πυκνωτή C με αντίσταση τιμής  $1/C$  Ω. Το τελικό ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης φαίνεται στο Σχ.4.26β.

δ) Κλιμάκωση του ανοιγμένου φίλτρου σε συχνότητα και σύνθετη αντίσταση:

$$\text{Υπολογιζόμενο FSF} = 2\pi 1000 = 6280$$

Επιλογή τιμής  $Z = 10000$ . Τότε θα είναι

$$C = \frac{\text{Ανοιγμένο C}}{Z \times \text{FSF}}$$

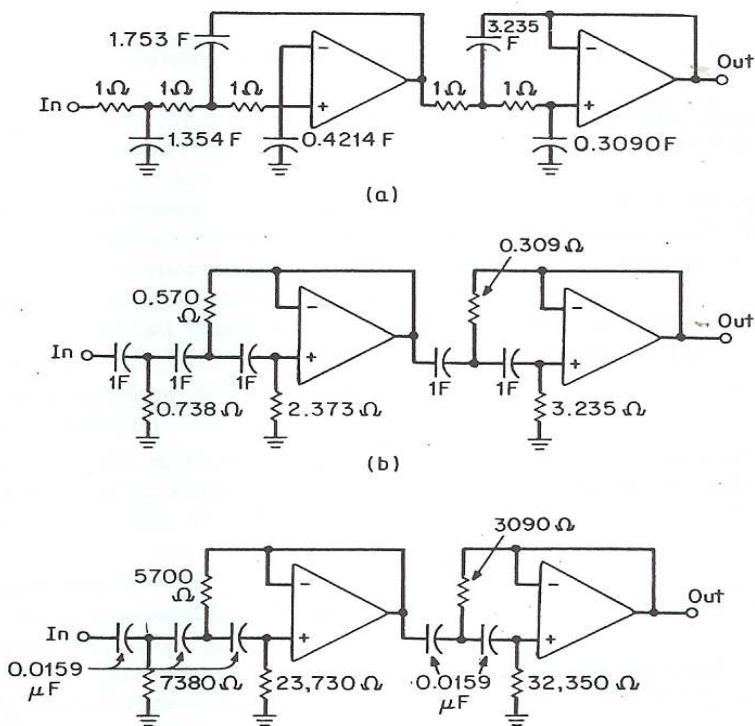
$$R = \text{ανοιγμένο R} \times Z$$

Στο Σχ.4.26c φαίνεται το τελικό φίλτρο.



| Τάξη N | $C_1$   | $C_2$  | $C_3$  |
|--------|---|--|--------|
| 2      | 0.9066  | 0.6800   |        |
| 3      | 1.423   | 0.9880   | 0.2538 |
| 4      | 0.7351<br>1.012                               | 0.6746<br>0.3900                               |        |
| 5      | 1.010<br>1.041                                | 0.8712<br>0.3100                               | 0.3095 |
| 6      | 0.6352<br>0.7225<br>1.073                     | 0.6100<br>0.4835<br>0.2561                     |        |
| 7      | 0.8532<br>0.7250<br>1.100                     | 0.7792<br>0.4151<br>0.2164                     | 0.3027 |
| 8      | 0.5673<br>0.6090<br>0.7257<br>1.116           | 0.5540<br>0.4861<br>0.3590<br>0.1857           |        |
| 9      | 0.7564<br>0.6048<br>0.7307<br>1.137           | 0.7070<br>0.4352<br>0.3157<br>0.1628           | 0.2851 |
| 10     | 0.5172<br>0.5412<br>0.6000<br>0.7326<br>1.151 | 0.5092<br>0.4682<br>0.3896<br>0.2792<br>0.1437 |        |

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8** Ανοιγμένες Τιμές Ενεργών Φίλτρων Χαμηλής Διέλευσης με Μέγιστη Επίπεδη Καθυστέρηση.



Σχ. 4.26 (a) Ανοιγμένο φίλτρο χαμηλής διέλευσης. (b) Μετασχηματισμένο ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης (c) Τελικό φίλτρο υψηλής διέλευσης.

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΦΙΛΤΡΟΥ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ ΖΩΝΗΣ

Τα ενεργά φίλτρα διέλευσης ζώνης ταξινομούνται είτε σαν ευρείας ζώνης είτε σαν στενής ζώνης. Αν ο λόγος της άνω συχνότητας 3 db προς την κάτω συχνότητα 3 db είναι πάνω από 1,5, η απαίτηση του φίλτρου ανήκει στην κατηγορία ευρείας ζώνης.

### Φίλτρα Διέλευσης Ευρείας Ζώνης

Για να σχεδιασθεί ένα φίλτρο σαν κατηγορίας ευρείας ζώνης, διαχωρίζουμε την απαίτηση σε προδιαγραφές χαμηλής διέλευσης και υψηλής διέλευσης. Στη συνέχεια μπορούν να σχεδιασθούν από ένα ξεχωριστό φίλτρο χαμηλής διέλευσης και ένα υψηλής διέλευσης και να συνδεθούν διαδοχικά χωρίς αλληλεπίδραση.

**Πρόβλημα:** Να σχεδιαστεί ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης με σημεία 3 db στα 1000 και στα 3000 Hz και με εξασθένηση πάνω από 25 db στα 300 και 9000 Hz

**Θεωρία:** Επειδή ο λόγος άνω σημείου 3 db προς κάτω σημείο 3 db ξεπερνά την τιμή 1,5, το φίλτρο πρέπει να σχεδιασθεί σαν κατηγορίας ευρείας ζώνης.

#### Λύση:

α. Διαχωρίζουμε τις απαιτήσεις διέλευσης ζώνης σε ξεχωριστές προδιαγραφές χαμηλής και υψηλής διέλευσης.

Χαμηλής διέλευσης: 3 db στα 3000 Hz  
τουλάχιστον 25 db στα 9000 Hz  
Υψηλής διέλευσης: 3 db στα 1000 Hz  
τουλάχιστον 25 db στα 300 Hz

β. Υπολογίζουμε τον παράγοντα κλίσης  $A_s$ , για προδιαγραφές χαμηλής διέλευσης και υψηλής διέλευσης:

$$\text{Παράγοντας κλίσης χαμηλής διέλευσης: } A_s = \frac{9000}{3000} = 3$$

$$\text{Παράγοντας κλίσης υψηλής διέλευσης: } A_s = \frac{1000}{300} = 3.33$$

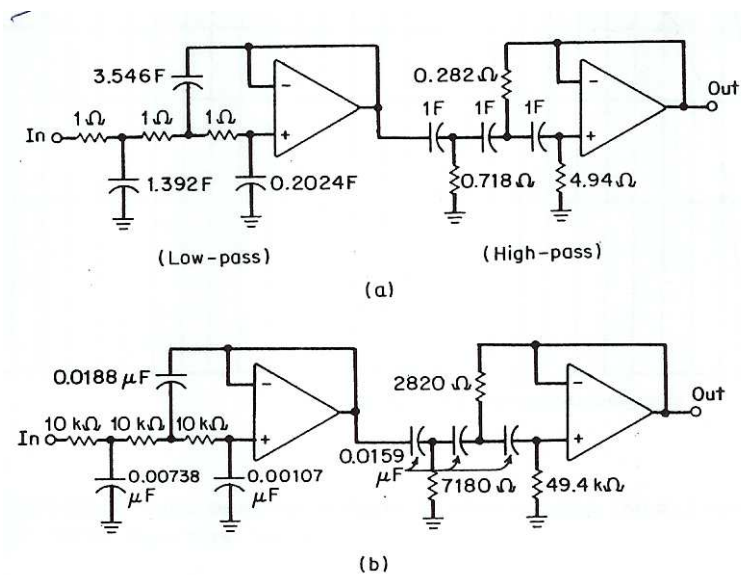
γ. Επιλέγουμε ανοιγμένες σχεδιάσεις που να ικανοποιούν τις απαιτήσεις χαμηλής και υψηλής διέλευσης: Σύμφωνα με τις καμπύλες του Σχ.4.28, μια σχεδίαση Butterworth με  $n=3$  δίνει πάνω από 25 db σε  $A_s=3$  και  $A_s=3.33$ .

δ. Στο Σχ.4.27α φαίνονται τα ανοιγμένα φίλτρα χαμηλής και υψηλής διέλευσης. Το ανοιγμένο φίλτρο υψηλής διέλευσης προέρχεται από ένα ανοιγμένο φίλτρο Butterworth χαμηλής διέλευσης με  $n = 3$  με αντικατάσταση κάθε αντίστασης με πυκνωτή με τιμή  $1/R$  και με αντικατάσταση κάθε πυκνωτή με αντίσταση τιμής  $1/C$ .

ε. Κλιμακώνουμε τα φίλτρα χαμηλής και υψηλής διέλευσης στις απαιτούμενες τιμές αποκοπής και στις επιθυμητές τιμές σύνθετης αντίστασης. Υπολογίζουμε το FSF:

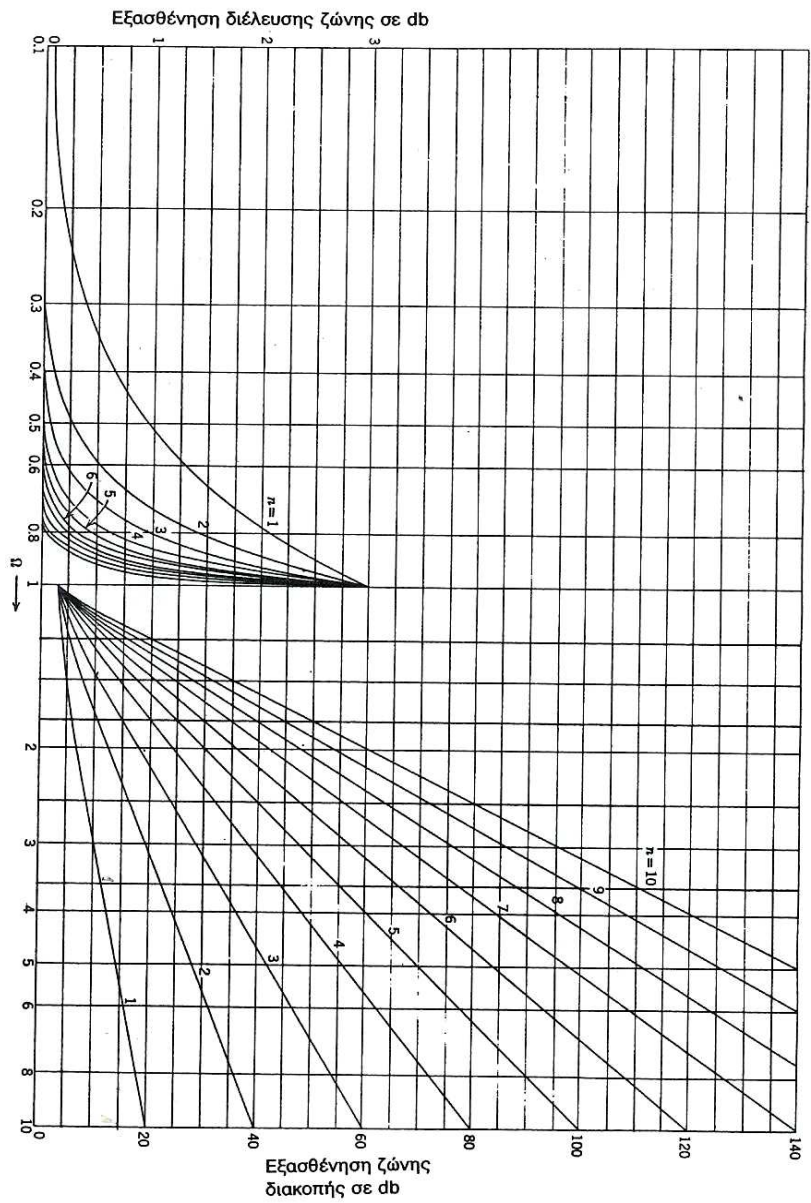
$$\begin{aligned} \text{Χαμηλή διέλευση: FSF} &= 2\pi 3000 = 18850 \\ \text{Υψηλή διέλευση: FSF} &= 2\pi 1000 = 6280 \end{aligned}$$

Με μία τιμή  $Z = 10000$ , πολλαπλασιάζουμε όλες τις αντιστάσεις με  $Z$  και διαιρούμε όλους τους πυκνωτές δια  $Z \times FSF$  με κατάλληλο  $FSF$  για τα φίλτρα χαμηλής και υψηλής διέλευσης. Το τελικό φίλτρο φαίνεται στο Σχ.4.27b

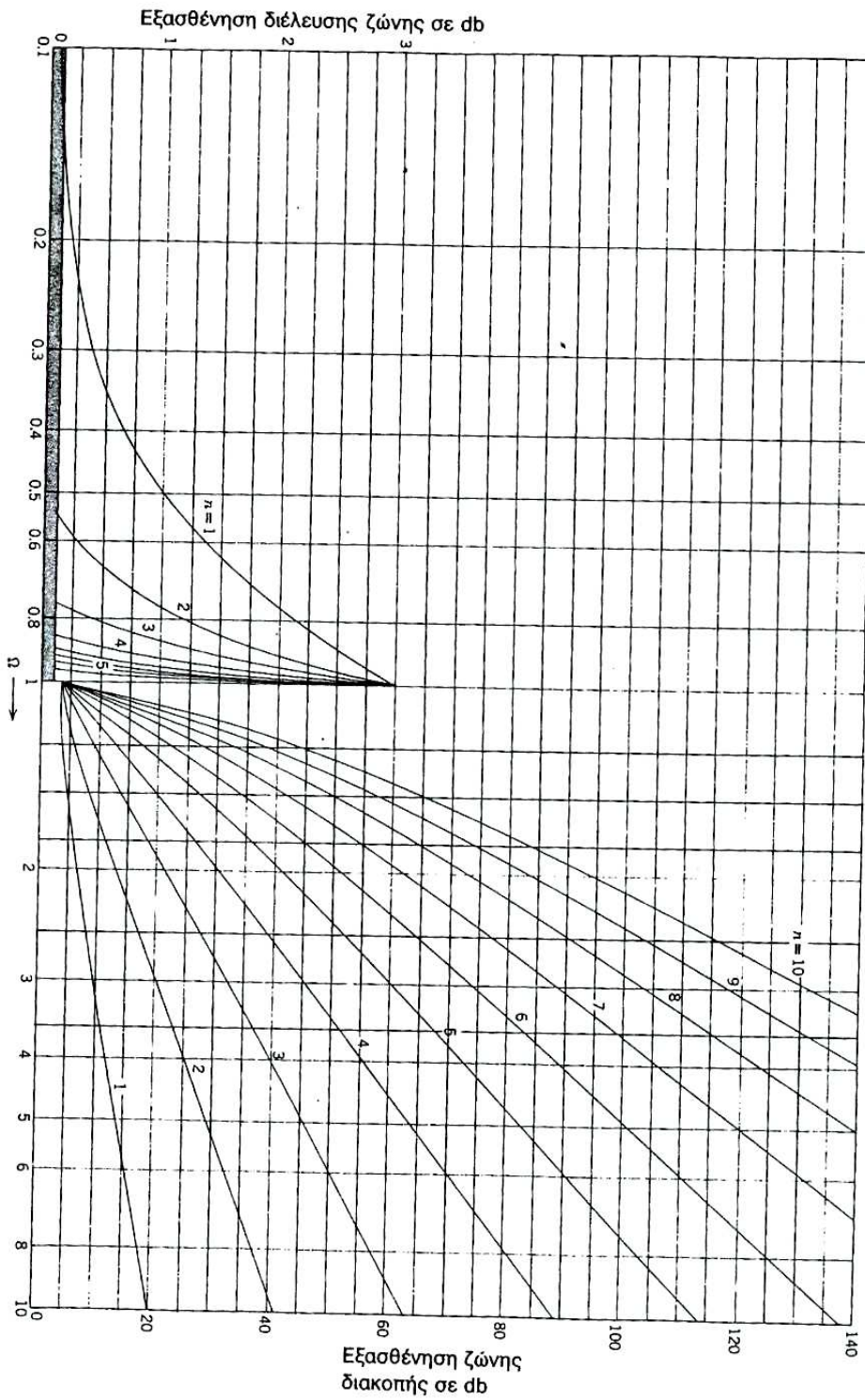


Σχ. 4.27 (a) Ανοιγμένο φίλτρο

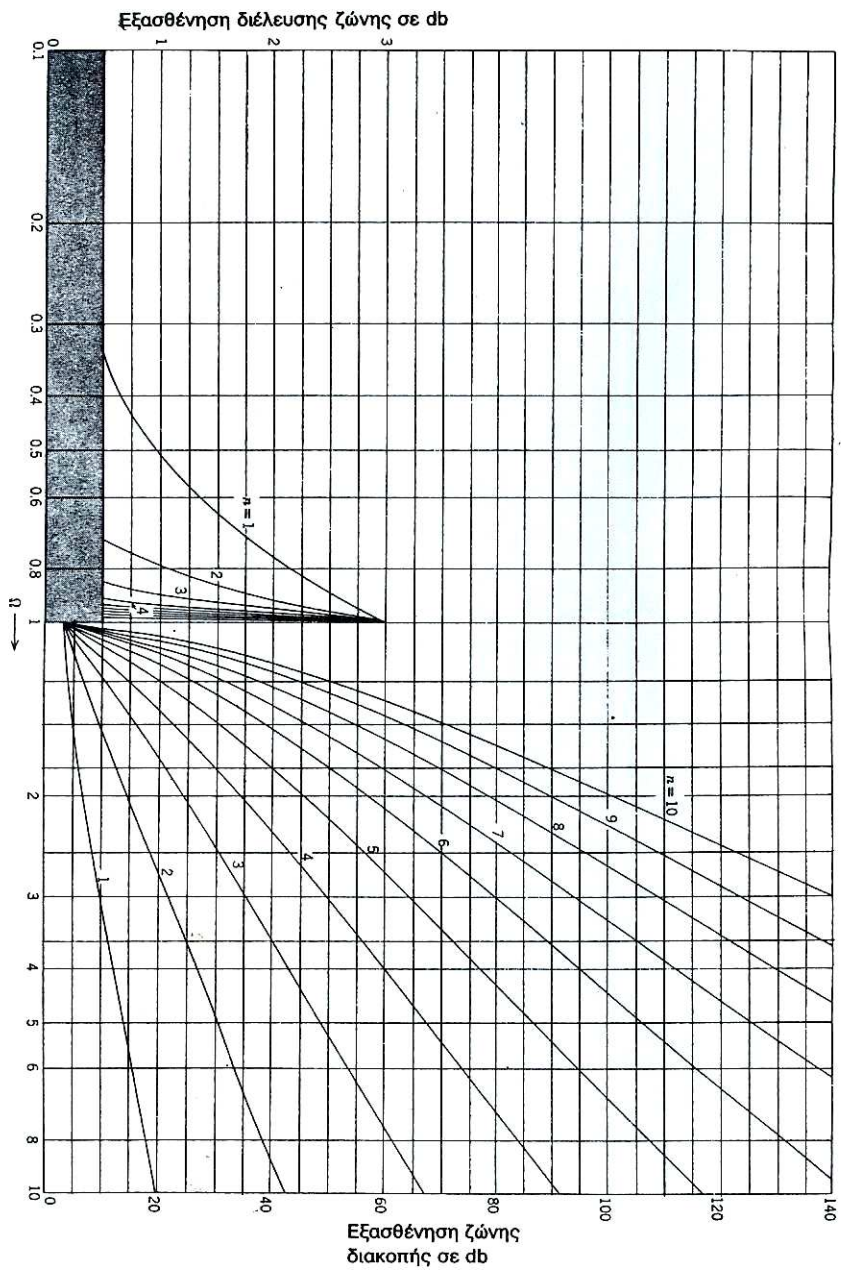
(b) Τελικό φίλτρο διέλευσης ζώνης



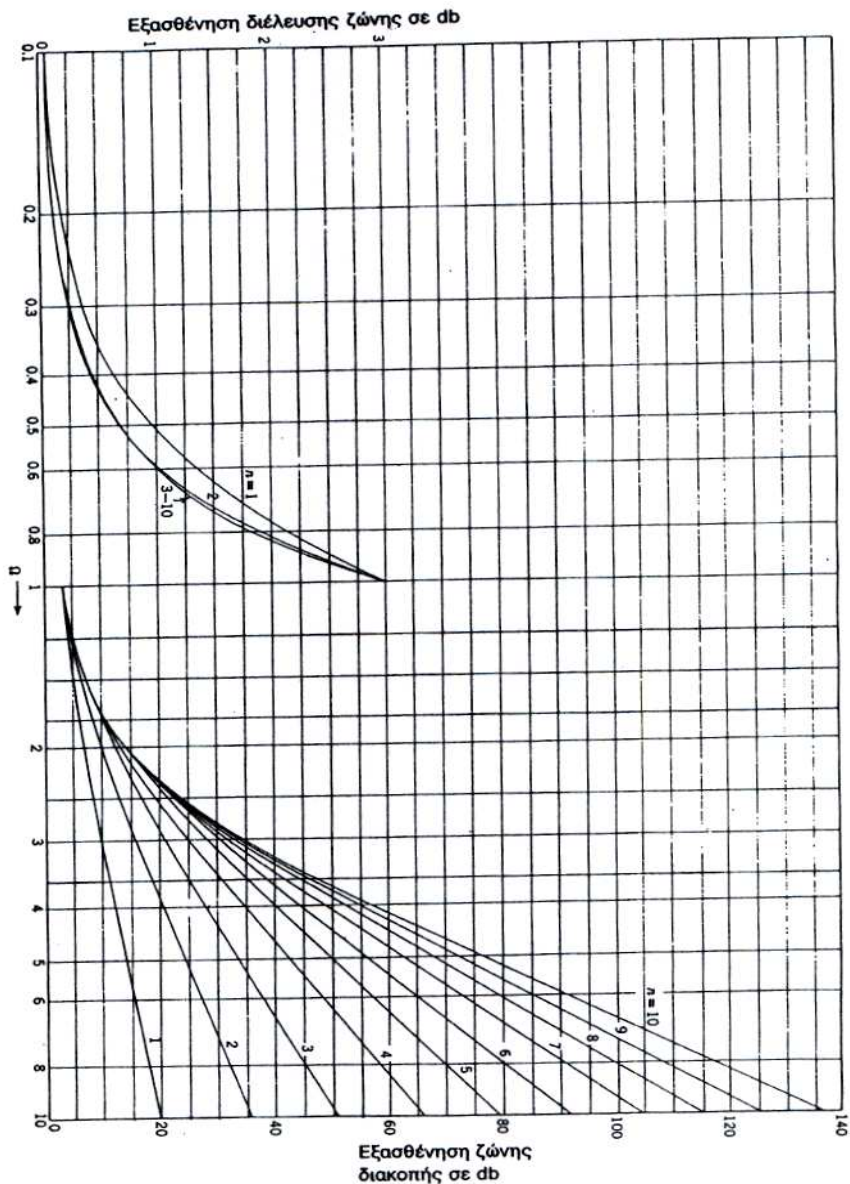
Σχ.4.28 Καμπύλες εξασθένησης σε φίλτρα Butterworth. (Από το βιβλίο του A. I. Zverev "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, New York, 1967)



Σχ. 4.29 Καμπύλες εξασθένισης σε φίλτρο Chebyshev με κομάτωση 0.1db. (Από το βιβλίο του A. I. Zverev "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, New York, 1967)



Σχ. 4.30 Καμπόλες εξασθένησης σε φίλτρο Chebyshev με κομάτωση 0.5db. (Από το βιβλίο του A. I. Zverev "Handbook of Filter Synthesis", Wiley, New York, 1967)

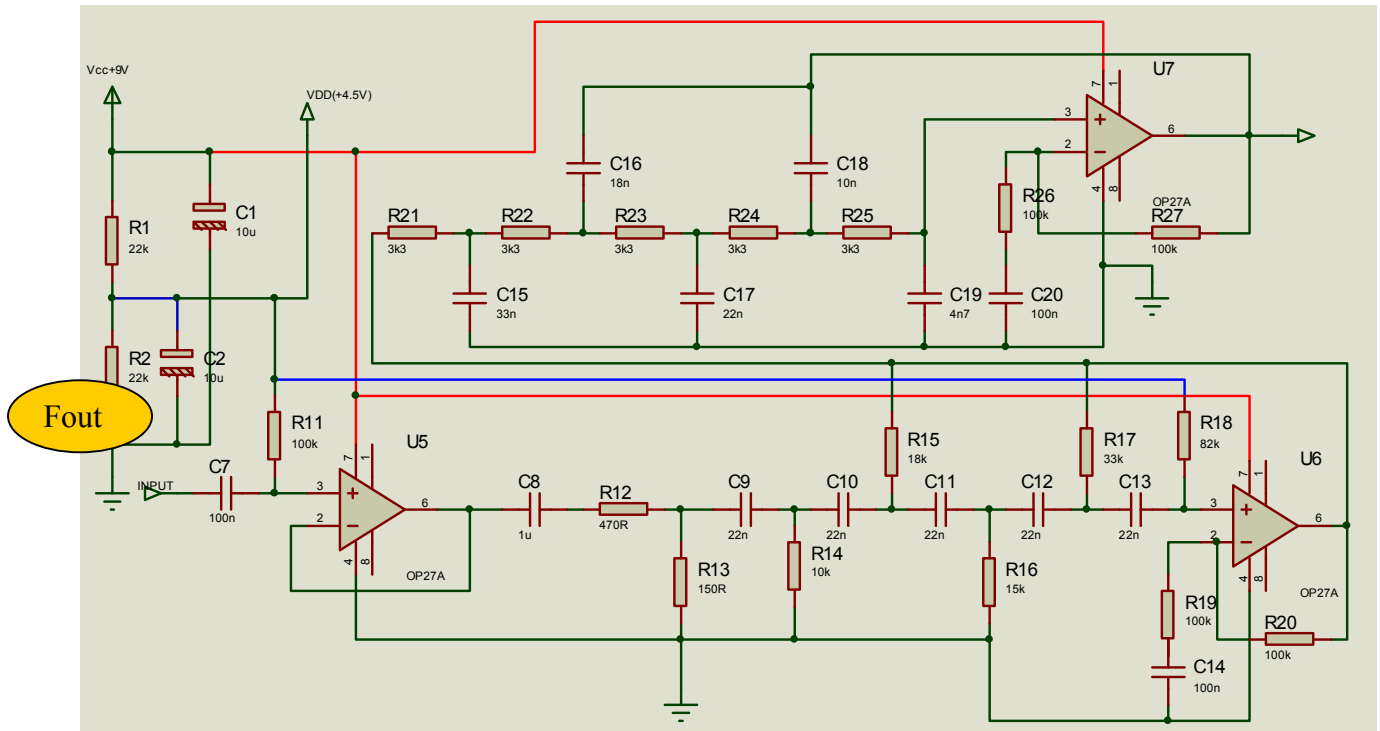


**ΣΧΗΜΑ 4.31** Καμπύλες εξασθένησης σε φίλτρα μέγιστης επίπεδης καθυστέρησης (Bessel). (Από το βιβλίο του A. I. Zverev “Handbook of filter synthesis”, Wiley, New York, 1967).

#### 4.4.9 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΑΚΟΥΣΤΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ 300-3000HZ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Σύμφωνα με τα παραπάνω ,σχεδιάστηκε το φίλτρο ζώνης συχνοτήτων 300-3000Hz του κυκλώματος μας. Οι απαιτήσεις ήταν: για το φίλτρο υψηλής διέλευσης η συχνότητα αποκοπής να είναι  $F_c=300\text{Hz}$  στα  $-3\text{dB}$  και η συχνότητα αποκοπής ζώνης διακοπής να είναι  $F_s=100\text{Hz}$  περίπου στα  $-50\text{dB}$ . Ενώ για το φίλτρο χαμηλής διέλευσης η συχνότητα αποκοπής να είναι  $F_c=3000\text{Hz}$  στα  $-3\text{dB}$  και η συχνότητα αποκοπής ζώνης διακοπής να είναι

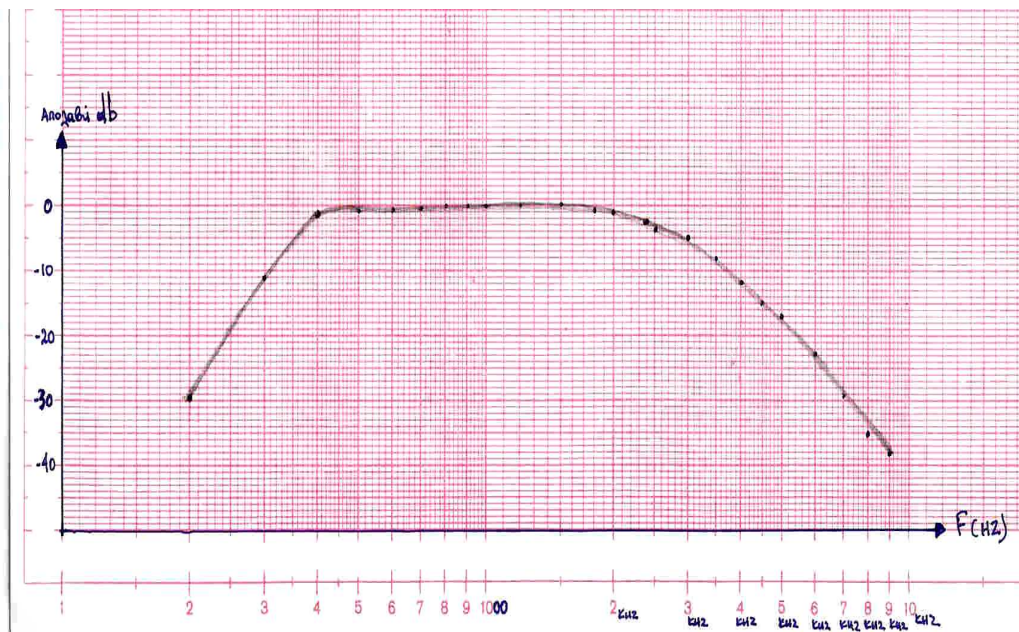
$F_s=9000\text{Hz}$  περίπου στα  $-50\text{dB}$ . Αυτό μας οδήγησε στον σχεδιασμό δύο φίλτρων (Χ.Σ και Υ.Σ), 5<sup>ης</sup> τάξης Butterworth τα οποία έχουν κλίση στα όρια  $100\text{dB}/\text{δεκάδα}$ . Η είσοδος του φίλτρου είναι ένας απομονωτής ο U5, το πρώτο δικτύωμα με τον U6 είναι το φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων και το δεύτερο δικτύωμα με τον U7 είναι το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Η απολαβή του φίλτρου μέσα στην ζώνη διέλευσης είναι περίπου μονάδα. Το κύκλωμα φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα 4.30.



**ΣΧΗΜΑ 4.32 ΦΙΛΤΡΟ ΖΩΝΗΣ ΑΚΟΥΣΤΙΚΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ 300-3000HZ**



Η πειραματική καμπύλη απόκρισης του φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων και οι μετρήσεις για ημιτονικό σήμα εισόδου ίσο με 3V φαίνονται πιο κάτω:



| F(HZ) | ΕΞΟΔΟΣ(VOLT) | ΕΞΟΔ/ΕΙΣΟΔ(dB) | F(HZ) | ΕΞΟΔΟΣ(VOLT) | ΕΞΟΔ/ΕΙΣΟΔ(dB) |
|-------|--------------|----------------|-------|--------------|----------------|
| 200   | 0.1          | -29.5          | 2500  | 2.1          | -3.09          |
| 300   | 0.8          | -11.48         | 2700  | 1.8          | -4.43          |
| 400   | 2.6          | -1.24          | 3000  | 1.6          | -5.46          |
| 500   | 3.5          | -1.33          | 3300  | 1.2          | -7.95          |
| 600   | 3.4          | 1.08           | 3500  | 1.1          | -8.71          |
| 700   | 3.2          | 0.56           | 3700  | 0.9          | -10.45         |
| 800   | 3            | 0              | 4000  | 0,75         | -12.04         |
| 900   | 3            | 0              | 4200  | 0.6          | -13.97         |
| 1000  | 3            | 0              | 4400  | 0.5          | -15.56         |
| 1250  | 3            | 0              | 5000  | 0.4          | -17.50         |
| 1500  | 3            | 0              | 6000  | 0.2          | -23.52         |
| 1750  | 2.8          | -0.59          | 7000  | 0.1          | -29.54         |
| 2000  | 2.6          | -1.24          | 8000  | 0.05         | -35.56         |
| 2400  | 2.2          | -2.69          | 9000  | 0.035        | -38.66         |

**Μετρήσεις και πειραματική καμπύλη απόκρισης του Φ.Λ.Ζ του κυκλώματος**

## 4.5 ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

Το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων, είναι το τελευταίο βασικό κομμάτι του κυκλώματος μας και απαραίτητο τμήμα ενός scrambler. Αφήνει την κάτω πλευρική ζώνη συχνοτήτων να περάσει και αποκόπτει την πάνω πλευρική ζώνη. Με άλλα λόγια αφήνει να περάσει μόνο το κομμάτι του σήματος, που είναι κωδικοποιημένο.

Ως φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων χρησιμοποίησα, ένα φίλτρο διακοπόμενων πυκνωτών (switch capacitor). Αυτό έγινε πιο πολύ από επιθυμία, να χρησιμοποιήσω ένα καινούργιο φίλτρο, με το οποίο δεν είχα ασχοληθεί στο παρελθόν. Παρότι δεν είναι ένα «αθόρυβο» φίλτρο, η συμπεριφορά του στο κύκλωμα μας είναι πάρα πολύ καλή.

### 4.5.1 ΦΙΛΤΡΑ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΩΝ ΠΥΚΝΩΤΩΝ

#### ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα φίλτρα διακοπόμενων πυκνωτών είναι **μονολιθικά ενεργά φίλτρα** με τεχνολογία συνδυασμού πυκνωτών- διακοπών. Τα φίλτρα αυτά έχουν αρκετά πλεονεκτήματα:

1. Δε χρειάζονται εξωτερικούς πυκνωτές.
2. Η συχνότητα αποκοπής τους έχει ακρίβεια  $\pm 0,3\%$
3. Έχουν πολύ μικρή ευαισθησία ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας.

Το μειονέκτημα των φίλτρων διακοπόμενων πυκνωτών είναι ότι χρειάζονται ωρολογιακούς παλμούς. Οι παλμοί αυτοί δημιουργούνται από φθηνούς κρυσταλλικούς ταλαντωτές.

Η συχνότητα αποκοπής των φίλτρων αυτών είναι μεταβλητή σε μεγάλη περιοχή με απλή μεταβολή της συχνότητας του ρολογιού.

Η λειτουργία των φίλτρων διακοπόμενων πυκνωτών βασίζεται στην ικανότητα του πυκνωτή και των διακοπών MOS, που είναι μέσα σε μία φέτα ολοκληρωμένου κυκλώματος, να **προσομοιώνει αντιστάσεις**. Οι τιμές αυτών των πυκνωτών μπορούν να ταιριάσουν πολύ με τους άλλους πυκνωτές του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Αποτέλεσμα τούτου είναι τα ολοκληρωμένα αυτά φίλτρα να έχουν συχνότητες αποκοπής που είναι ανάλογες, και καθορίζονται μόνο, από την εξωτερική συχνότητα του ρολογιού.

Το βασικό μειονέκτημα των φίλτρων αυτών είναι ότι **δημιουργούν περισσότερο θόρυβο** από τα κλασικά φίλτρα.

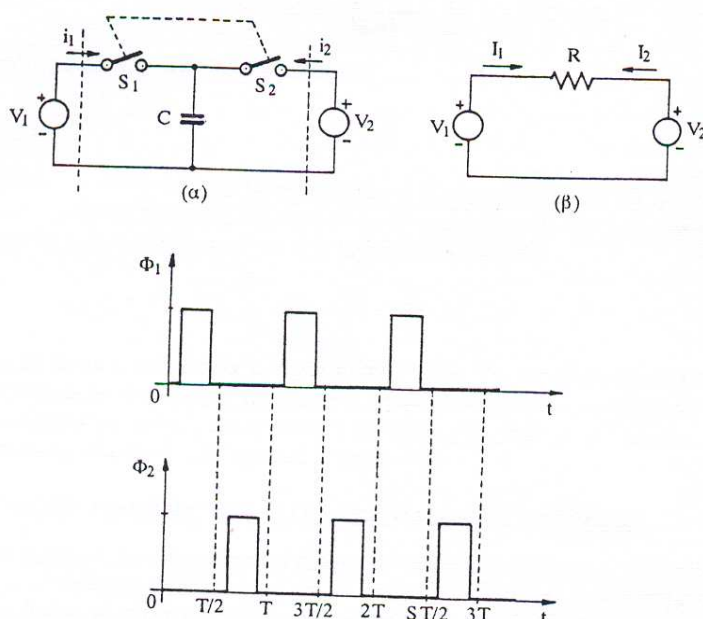
Αρκετές εταιρίες κατασκευάζουν φίλτρα διακοπόμενων πυκνωτών. Με αυτά μπορούμε να δημιουργήσουμε όλες τις μορφές των φίλτρων που είδαμε στο κεφάλαιο των ενεργών φίλτρων. Ο σχεδιασμός τους γίνεται διαλέγοντας μερικές εξωτερικές αντιστάσεις. Οι τιμές και η τοποθέτηση των αντιστάσεων αυτών καθορίζουν τη μορφή της καμπύλης απόκρισης και η συχνότητα καθορίζεται από το εξωτερικό ρολόι.

### 4.5.2 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΜΕ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟ ΠΥΚΝΩΤΗ

Τα φίλτρα διακοπόμενων πυκνωτών είναι ελκυστικά επειδή δε χρειάζονται εξωτερικούς πυκνωτές. Η συχνότητα αποκοπής τους προγραμματίζεται σε μεγάλη περιοχή συχνοτήτων (τυπική περιοχή μεγαλύτερη από 200000:1) και η κεντρική τους συχνότητα μπορεί να προσδιορίζεται επακριβώς ( $\pm 0.3\%$ ). Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι κατορθωτά για δύο λόγους. Πρώτος, οι πυκνωτές σε ολοκληρωμένο κύκλωμα μπορούν να πραγματοποιηθούν

ώστε να έχουν τις ίδιες τιμές. Δεύτερον, ένας πυκνωτής και μερικοί διακόπτες μπορούν να προσομοιώσουν με πολύ μεγάλη προσέγγιση τη συμπεριφορά μιας αντίστασης. Η τιμή της «προσομοιωμένης» αυτής αντίστασης είναι αντιστρόφως ανάλογη του ρυθμού με τον οποίο ανοίγουν και κλείνουν οι διακόπτες.

Ας δούμε το δικτύωμα του Σχ. 4.33(α). Τα δικτυώματα της μορφής αυτής που περιέχουν διακόπτες, πυκνωτές και ανεξάρτητες και εξαρτημένες πηγές, ονομάζονται **δικτυώματα διακοπτόμενων πυκνωτών**. Θα αποδείξουμε ότι το κύκλωμα του Σχ. 4.33(β) είναι ισοδύναμο με το κύκλωμα του Σχ. 4.33(α). Δεχόμαστε ότι και οι δύο διακόπτες είναι ανοικτοί και ο πυκνωτής C είναι τελείως αφόρτιστος. Υποθέτουμε δε ότι οι V1 και V2 είναι δύο ανεξάρτητες dc τάσεις. Το σχήμα 4.33(γ) δείχνει τις κυματομορφές του ρολογιού.



**Σχ. 4.33 Παράλληλη πραγματοποίηση αντίστασης πυκνωτή-διακοπών.**

Στη χρονική στιγμή  $t_0 = nT$ , εφαρμόζονται οι ωρολογιακοί παλμοί του Σχ. 4.33(γ).

Ο πρώτος παλμός  $\phi_1$ , που συμβαίνει κατά την πρώτη φυσική περίοδο, κλείνει τον διακόπτη  $S_1$ . Στη χρονική αυτή στιγμή ο C φορτίζεται στην τάση  $V_1$ . Στην πράξη, ο διακόπτης παρουσιάζει μία πεπερασμένη αντίσταση  $R$ . Η αντίσταση αυτή συνδέεται σε σειρά με τον πυκνωτή και τον εμποδίζει να φορτιστεί στιγμιαία. Είναι φανερό, ότι η σταθερά χρόνου  $RC$  πρέπει να είναι πολύ πιο μικρή από τη διάρκεια  $\phi_1$ , ώστε να φορτιστεί το φορτίο. Όταν ο C φορτιστεί στην τάση  $V_1$ , το ρεύμα  $i_1$  είναι ίσο με:

$$Q\left(t_0 + \frac{T}{2}\right) = CV_1 \quad (1)$$

Χρησιμοποιούμε το χρόνο  $t_0 + T/2$  επειδή δεχόμαστε ότι από το χρόνο  $t_0$  έως  $t_0 + T/2$  ο διακόπτης  $S_1$  ήταν κλειστός για αρκετό χρόνο ώστε να φορτιστεί ο  $C$  στην τάση  $V_1$  και μετά ανοίγει.

Κατά τη δεύτερη φασική περίοδο, όταν η  $\phi_2$  γίνει 1 (high), κλείνει ο διακόπτης  $S_2$  και αρχίζει να φορτίζεται ο  $C$  στην τάση  $V_2$ , υποθέτοντας ότι η σταθερά χρόνου  $RC$  είναι πολύ μικρή. Στην περίπτωση, όμως, αυτή το μόνο φορτίο που κυκλοφορεί στην κατεύθυνση του  $i_2$  είναι:

$$Q(t_0 + T) = CV_2 - CV_1 = C(V_2 - V_1) \quad (2)$$

Που είναι η διαφορά μεταξύ του φορτίου που τοποθετείται στον  $C$  από τη  $V_2$  και του προηγούμενου φορτίου που τοποθετήθηκε στον  $C$  από τη  $V_1$  κατά τη διάρκεια της πρώτης φασικής περιόδου.

Τέλος, ας εξετάσουμε την επόμενη φασική περίοδο, που είναι επανάληψη της πρώτης περίπτωσης, εκτός του ότι αυτή τη φορά ο  $C$  φορτίζεται στην  $CV_2$  κατά τη διάρκεια της προηγούμενης φασικής περιόδου. Όταν η  $\phi_1$  κάνει το διακόπτη  $S_1$  να κλείσει για δεύτερη φορά το ρεύμα  $i_1$  είναι:

$$Q(t_0 + 3T/2) = CV_1 - CV_2 = C(V_1 - V_2) \quad (3)$$

Η ακολουθία αυτή των γεγονότων συνεχίζεται επ' αόριστο και φθάνουμε έτσι στη σταθερή κατάσταση. Η αντίσταση του Σχ. 4.33(β) ορίζεται ως εξής:

$$R = \frac{V_1 - V_2}{I_1} = \frac{V_2 - V_1}{I_2} \quad (4)$$

Το ρεύμα που περνάει από ένα σημείο του κυκλώματος είναι:

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (5)$$

Το φορτίο  $Q_1$  που ρέει αριστερά στο κύκλωμα του σχήματος 1(α) στη μόνιμη κατάσταση, σύμφωνα με την Εξ. (5), είναι:

$$Q_1 = \int_{t_0 + T}^{t_0 + \frac{3T}{2}} i_1 dt \quad (6)$$

Το φορτίο αυτό είναι και η οριακή τιμή, επειδή  $i_1=0$  κατά την προηγούμενη φασική περίοδο. Το φορτίο τη εξ. (6) πρέπει να είναι ίσο με εκείνο του αριστερού τμήματος που δίνεται από την Εξ. (3). Εξισώνοντας τις εξ (3) και (6) και διαιρώντας δια  $T$ , έχουμε:

$$Q\left(t_0 + \frac{3T}{2}\right) = \frac{1}{T} \int_{t_0 + T/2}^{t_0 + 3T/2} i_1 dt = I_{iaver} \quad (7)$$

Αντικαθιστώντας το  $Q(t_0 + 3T/2)$  με την εξ.(3), έχουμε:

$$\frac{C(V_1 - V_2)}{T} = I_{iaver} \quad (8)$$

$$\frac{V_1 - V_2}{I_{iaver}} = \frac{T}{C} \quad (9)$$

Από τις (9) και (3), προκύπτει:

$$R = \frac{T}{C} \quad (10)$$

Υποθέσαμε δε ότι  $I_1 = I_{iaver}$ . Η υπόθεση αυτή είναι σωστή αν οι  $V_1$  και  $V_2$  είναι σταθερές κατά τη διάρκεια της περιόδου  $T$  του ρολογιού. Αν ονομάσουμε την περίοδο  $T_c$  αντί για  $T$ , η εξίσωση (10) γράφεται:

$$R = \frac{T_c}{C} = \frac{1}{f_c C} \quad (11)$$

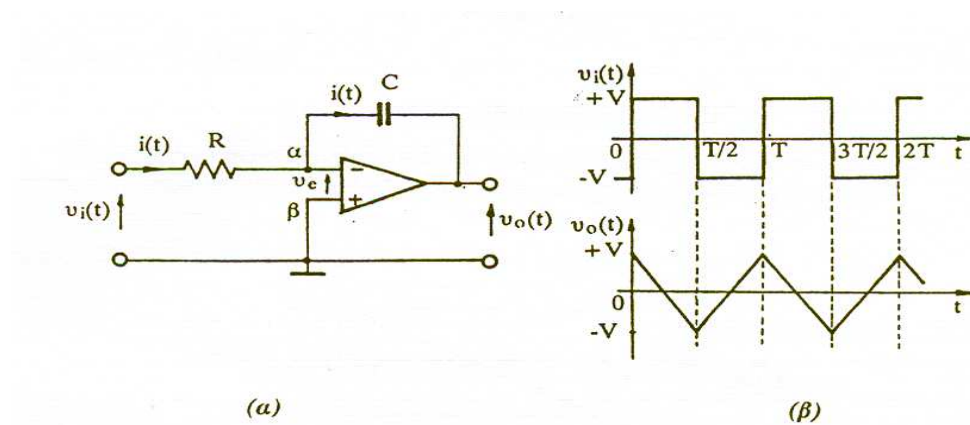
Όπου η  $f_c$  είναι η συχνότητα του ρολογιού σε Hz. Το κύκλωμα του Σχ. 4.33 (α) ονομάζεται **παράλληλη πραγματοποίηση αντίστασης με διακοπτόμενους πυκνωτές**. Υπάρχουν και πολλές άλλες μορφές πραγματοποίησης του κυκλώματος αυτού, όπως σειράς, σειράς-παράλληλη και διγραμμικής.

#### 4.5.3 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΜΕ ΔΙΑΚΟΠΤΟΜΕΝΟΥΣ ΠΥΚΝΩΤΕΣ

Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε με πιο τρόπο μια αντίσταση μπορεί να πραγματοποιηθεί με έναν πυκνωτή και με ένα ζεύγος διακοπών. Στην παράγραφο αυτή θα

δούμε με πιο τρόπο μπορούμε να πραγματοποιήσουμε έναν ολοκληρωτή με διακοπτόμενους πυκνωτές.

Το Σχ.4.34 δείχνει ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή. Αν δεχθούμε ιδανικό ΤΕ, η αντίσταση εισόδου είναι άπειρη, με αποτέλεσμα να μην εισέρχεται ρεύμα στον ΤΕ. Συνεπώς,



Σχ.4.34 Ολοκληρωτής με ΤΕ (α), κυματομορφή εισόδου-εξόδου του (β)

$$\begin{aligned} V_e &= V_\beta - V_a = I_i R_i = 0 \\ V_\beta &= V_a \end{aligned} \quad (12)$$

Για το λόγο αυτό το σημείο α μοιάζει να είναι γειωμένο. Το σημείο αυτό συνηθίζεται να ονομάζεται **ουσιαστικό σημείο γης**. Εφόσον στον ΤΕ δεν εισέρχεται ρεύμα, το  $i(t)$  διέρχεται από την αντίσταση  $R$  και στη συνέχεια περνάει από τον πυκνωτή. Η τάση  $V_o(t)$  θα δίνεται από τη σχέση:

$$v_o(t) = -\frac{q}{C} \quad (13)$$

Το σημείο  $-$  δικαιολογείται επειδή το σήμα εισέρχεται στην είσοδο  $(-)$  και συνεπώς δημιουργεί διαφορά φάσης  $180^\circ$  μεταξύ εισόδου-εξόδου. Από τη σχέση αυτή προκύπτει:

$$\begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{1}{C} \frac{dq}{dt} = -\frac{1}{C} i(t) \\ v_o &= -\frac{1}{C} \int i(t) dt \end{aligned} \quad (14)$$

Το ρεύμα, όμως εισόδου είναι:

$$i(t) = \frac{v_i}{R} \quad (15)$$

Επομένως,

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int v_i dt \quad (16)$$

Από  $t=0$  έως  $T/2$ , η τάση  $v_i(t)=V$ , συνεπώς

$$v_o(t) = -\frac{V}{\tau} t = -kt \quad (17)$$

Που σημαίνει ότι η έξοδος είναι γραμμικής συνάρτηση του χρόνου και έχει κλίση  $-k$ , όπου  $k=V/\tau$  ( $\tau=RC$  η σταθερά του χρόνου). Από  $t = T/2$ , η τάση  $v_i=-V$ , επομένως

$$v_o(t) = kt \quad (18)$$

που σημαίνει ότι η κλίση είναι θετική. Το Σχ. 4.34 (b) δείχνει την κυματομορφή της τάσης εισόδου και εξόδου του ολοκληρωτή.

Ας δούμε στη συνέχεια τη συμπεριφορά του ολοκληρωτή συναρτήσει της συχνότητας. Η συνάρτηση μεταφοράς του θα είναι:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{1}{sC}}{R} = -\frac{1}{sRC} = -\frac{\omega_1}{s} \quad (19)$$

Όπου

$$\omega_1 = \frac{1}{RC} \quad \text{ή}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (20)$$

Από την εξ.(19) για  $s=j\omega$ , έχουμε:

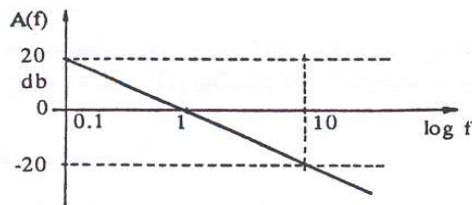
$$H(j\omega) = -\frac{\omega}{j\omega_1}$$

$$|H(f)| = \frac{f_1}{f}$$

(21)

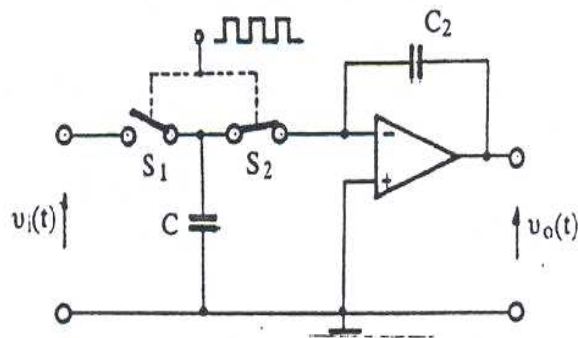
- i) Για  $f=0.1f_1$ , έχουμε:  
 $|H(f)| = 10$   
 $A(f) = 20\text{Log } |H(f)| = 20 \text{ db}$
- ii) Για  $f= 10f_1$ , έχουμε:  
 $A(f) = 20\text{Log } |H(f)| = -20 \text{ db}$
- iii) Για  $f= f_1$ , έχουμε:  
 $A(f) = 20\text{Log } |H(f)| = 0 \text{ db}$

Από την πιο πάνω ανάλυση προκύπτει η συμπεριφορά του ολοκληρωτή συναρτήσει της συχνότητας, Σχ.4.35, που είναι φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων



Σχ.4.35 Συμπεριφορά του ολοκληρωτή συναρτήσει της συχνότητας.

Αν αντικαταστήσουμε την αντίσταση R με την ισοδύναμη αντίσταση διακοπτόμενων πυκνωτών, Σχ. 4.36 προκύπτει ΦΧΣ.



Σχ.4.36 Ολοκληρωτής διακοπτόμενων πυκνωτών.



Αν στην Εξ. (20) αντικαταστήσουμε την ισοδύναμη αντίσταση με διακοπτόμενους πυκνωτές, Εξ(11) έχουμε:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_{CLK} C_1}{2\pi C_2} \quad (22)$$

#### 4.5.4 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΑΣ

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές του ολοκληρωμένου κυκλώματος LTC1062 που εκτελεί λειτουργία φίλτρου (διακοπτόμενων πυκνωτών) χαμηλών συχνοτήτων, η συμπεριφορά του φίλτρου καθορίζεται κυρίως, από την συχνότητα του ρολογιού που εφαρμόζεται στο pin5, και χρησιμοποιείται για να διακόψει το δίκτυο των πυκνωτών. Και από ένα δικτύωμα R,C, που εφαρμόζεται στην είσοδο του ολοκληρωμένου για να αποκόψει την dc συνιστώσα του εισερχομένου σήματος.

Για την βέλτιστη καμπύλη απόκρισης η συχνότητα του ρολογιού πρέπει να είναι 100 φορές μεγαλύτερη από την συχνότητα αποκοπής  $F_c$  και οι τιμές του δικτύωματος R,C πρέπει να πληρούν την σχέση:

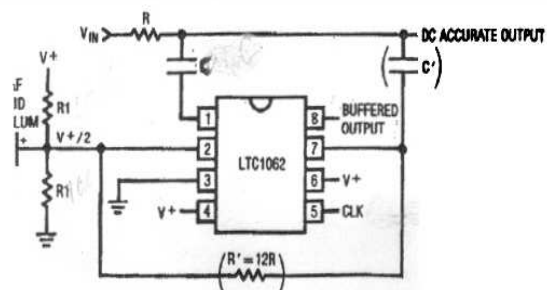
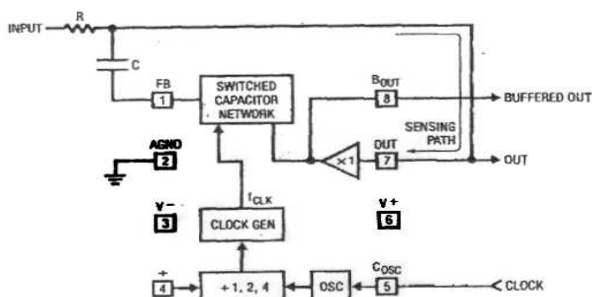
$$\frac{F_c}{1.62} \leq \frac{1}{2\pi R C} \leq \frac{F_c}{1.63}$$

Δηλαδή στο κύκλωμα μας, όπου θέλουμε η  $F_c$  να είναι 3500Hz η συχνότητα του ρολογιού πρέπει να είναι 350KHZ. Επίσης οι τιμές του δικτύωματος R,C θα καθορίζονται από την σχέση:

$$RC \leq \frac{1.62}{2\pi F_c} \leq 74 \times 10^{-6}$$

Χρησιμοποιώντας τυπικές τιμές εξαρτημάτων, και με R όχι πολύ μεγάλη για να μην έχουμε σημαντική απόσβεση του σήματος, επιλέγουμε  $C = 0,1\mu F$  η οποία μας δίνει  $R = 736\Omega$  η πιο κοντινή τιμή αντίστασης είναι  $R = 810\Omega$ . Το δομικό διάγραμμα του φίλτρου και η συνδεσμολογία, φαίνεται στο σχήμα 4.36.

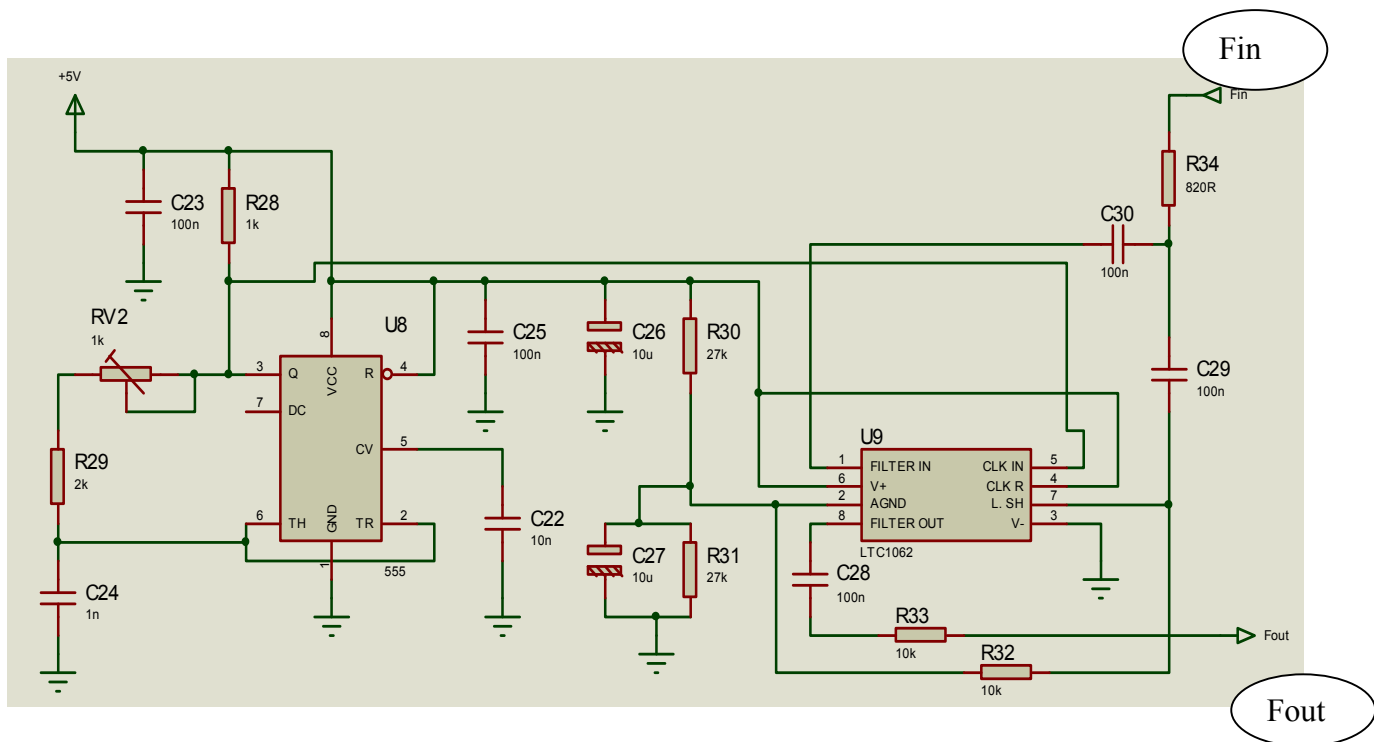
Στο σχήμα 4.37 φαίνεται το κύκλωμα της κατασκευής. Το U9 είναι το φίλτρο μας και το U8 είναι η γεννήτρια της συχνότητας ρολογιού των 350KHZ. (χρησιμοποιήθηκε το 555).



α) Το δομικό διάγραμμα του LTC1062

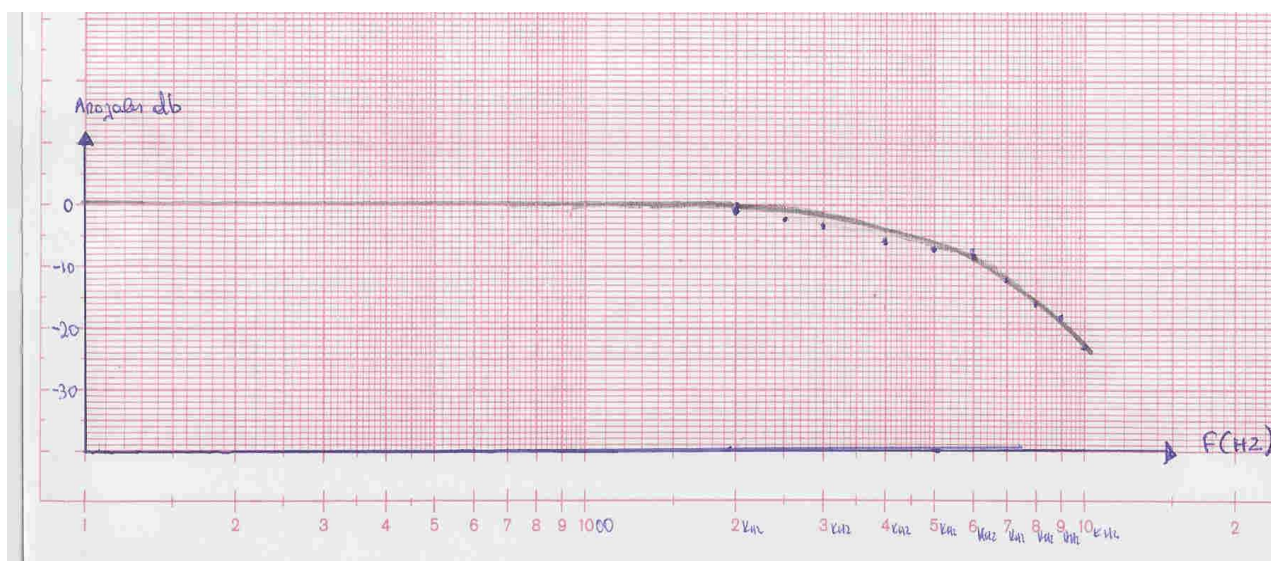
β) Το κύκλωμα του φίλτρου Χ.Σ.

ΣΧΗΜΑ 4.36 LTC1062



**ΣΧΗΜΑ 4.37** το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων του κυκλώματος μας, με χρήση φίλτρου διακοπώμενων διακοπών.

Η πειραματική καμπύλη απόκρισης του φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων του κυκλώματος και οι μετρήσεις με ημιτονικό σήμα εισόδου 1.6V φαίνονται πιο κάτω.



| F(HZ) | ΕΞΟΔΟΣ(VOLT) | ΕΞΟΔ/ΕΙΣΟΔ(dB) | F(HZ) | ΕΞΟΔΟΣ(VOLT) | ΕΞΟΔ/ΕΙΣΟΔ(dB) |
|-------|--------------|----------------|-------|--------------|----------------|
| 200   | 1.6          | 0              | 4000  | 0.8          | -6.02          |
| 300   | 1.6          | 0              | 5000  | 0.75         | -6.58          |
| 400   | 1.6          | 0              | 6000  | 0.65         | -7.82          |
| 500   | 1.6          | 0              | 7000  | 0.4          | -12.04         |
| 600   | 1.6          | 0              | 8000  | 0.25         | -16.12         |
| 700   | 1.6          | 0              | 9000  | 0.2          | -18.06         |
| 800   | 1.6          | 0              | 10000 | 0.1          | -24.08         |
| 900   | 1.6          | 0              |       |              |                |
| 1000  | 1.6          | 0              |       |              |                |
| 1500  | 1.6          | 0              |       |              |                |
| 2000  | 1.6          | 0              |       |              |                |
| 2500  | 1.22         | -2.35          |       |              |                |
| 3000  | 1.05         | -3.65          |       |              |                |
| 3500  | 1            | -4.08          |       |              |                |

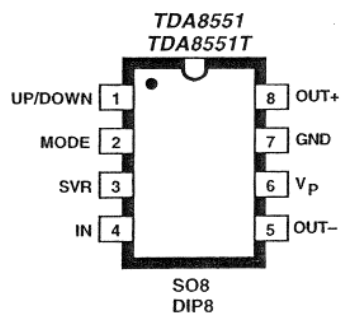
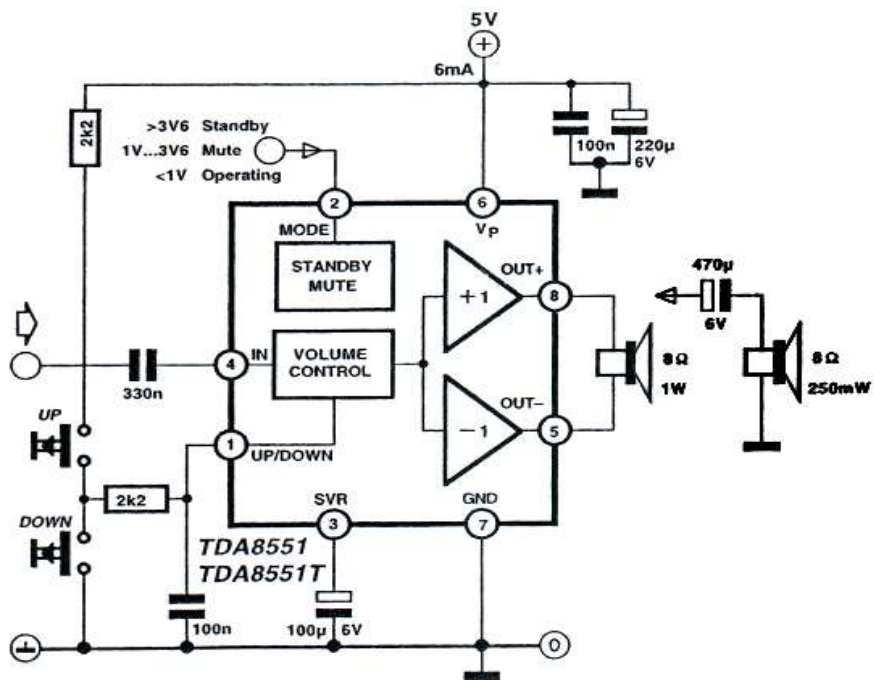
**Μετρήσεις και καμπύλη απόκρισης για το Φ.Δ.Χ.Σ του κυκλώματος**

#### 4.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΗΧΟΥ

Το ολοκληρωμένο της Philips TDA8551 είναι ένας μικρός ενισχυτής με έλεγχο της έντασης ήχου. Όταν λειτουργεί με τροφοδοτικό 5V, παρέχει ισχύ εξόδου περισσότερη από 1W στα 8Ω, ενώ επίσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια ευρεία περιοχή τάσης τροφοδοσίας από 2,7 V έως 5,5 V, με αντίστοιχη μεταβολή της παρεχόμενης ισχύος. Η στάθμη εξόδου μπορεί να ρυθμιστεί από -60 έως +20 db σε 64 βήματα μέσω δύο διακοπών αύξησης η μείωσης. Οι δύο εισοδοί up/down των ανάλογων διακοπών δίνουν τρεις τρόπους λειτουργίας στον ενισχυτή. Εάν είναι ασύνδετες (και οι δύο διακόπτες ανοικτοί), η στάθμη παραμένει αμετάβλητη. Με παλμοδότηση προς τη γη η στάθμη μειώνεται κατά 1,25 db, ενώ με ένα θετικό παλμό αυξάνεται κατά 1.25 db. Όταν ανοίγουμε τον ενισχυτή, η στάθμη τοποθετείται στα 20 db. Η είσοδος MODE επιτρέπει στον ενισχυτή να περάσει.

Από την κατάσταση λειτουργίας είτε στη (σίγαση) μείωση είτε σε αναμονή. Εάν αυτή η είσοδος τοποθετηθεί περίπου στο δυναμικό της γης, τότε ο ενισχυτής λειτουργεί. Εάν δώσουμε πάνω από 3,6 V, ο ενισχυτής τοποθετείται στην κατάσταση αναμονής και η κατανάλωση ρεύματος πέφτει από τη λειτουργική τιμή της, των 6mA, σε λιγότερο από 10μΑ. Τέλος, εάν η τάση είναι ανάμεσα στο 1 και στα 3.6 V, έχουμε φίμωση του ενισχυτή. Αυτή η τάση μπορεί να παραχθεί μέσω ενός διαιρέτη τάσης στο μισό της τάσης τροφοδοσίας, και χρειάζεται φίλτράρισμα από πυκνωτή. Το μεγάφωνο συνδέεται στις χωρίς γείωση εξόδους του ενισχυτή γέφυρας, στο TDA8551. Αυτό δίνει την επιθυμητή ισχύ εξόδου, παρά τη χαμηλή τάση τροφοδότησης. Όταν συνδέουμε ακουστικά και δε χρειαζόμαστε τόση ισχύ, μπορούμε να συνδέσουμε το μεγάφωνο μεταξύ της γης και μιας από τις εξόδους, μέσω ενός ηλεκτρολυτικού πυκνωτή σύζευξης.

Πιο κάτω φαίνεται το δομικό διάγραμμα και οι ακροδέκτες του ολοκληρωμένου TDA8551.

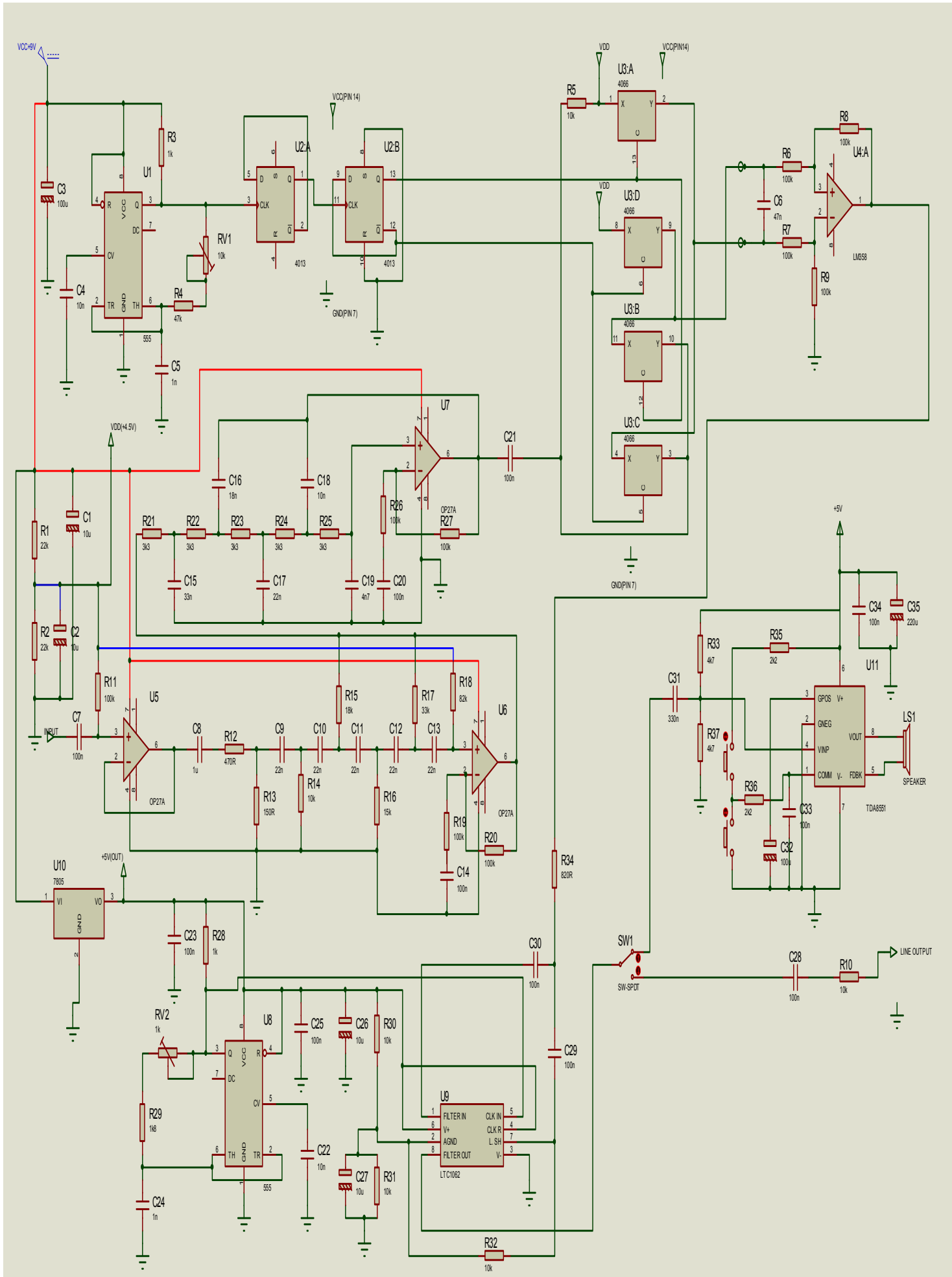


## 5. ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Αφού μελετήσαμε αναλυτικά την λειτουργία των επιμέρους κυκλωμάτων του scrambler,ας δούμε συνολικά την λειτουργία του, βάση του γενικού σχεδιαστικού διαγράμματος.

Οι αντιστάσεις R1, R2 είναι ένας διαιρέτης τάσης που μας δίνει το μισό της τάσης τροφοδοσίας, την τάση  $V_{DD} = 4.5V$ . Την τάση αυτή χρησιμοποιούμε ως DC συνιστώσα για την πόλωση του σήματος μας στον ισοσταθμισμένο διαμορφωτή, και στο φίλτρο διέλευσης ζώνης. Οι πυκνωτές C1,C2και C3 είναι πυκνωτές εξομάλυνσης των τάσεων τροφοδοσίας. Το ολοκληρωμένο U1(IC555) είναι η γεννήτρια των 14KHZ τετραγωνικού παλμού του φέροντος, τα RV1, R4 και C5 ρυθμίζουν την συχνότητα λειτουργίας του.

Από την έξοδο, pin 3 του ολοκληρωμένου U1 οδηγούμε το φέρον στον διαιρέτη συχνότητας, ολοκληρωμένο U2(IC4013), ένα διπλό D flip-flop. Το U2 εκτός από την διαίρεση συχνότητας, τετραγωνίζει τον παλμό και ρυθμίζει το duty cycle ακριβώς στο 50%. Από την έξοδο pin13του U2 παίρνουμε το φέρον 3500HZ, και στην έξοδο pin 12 το συμπληρωματικό του. Οι δύο παλμοσειρές του φέροντος οδηγούνται στον αναλογικό διακόπτη του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή. Μέσω του πυκνωτή απόζευξης C21 οδηγείται στον αναλογικό διακόπτη το ακουστικό σήμα από το φίλτρο διέλευσης ζώνης. Η  $V_{DD}$  μέσω της αντίστασης R5 τοποθετεί το ακουστικό σήμα στην απαραίτητη DC συνιστώσα. Στο U3 γίνεται ο πολλαπλασιασμός των σημάτων και στοU4 η μίξη. Από την έξοδο του U4 pin1 παίρνουμε το διαμορφωμένο σήμα. Μέσω της αντίστασης R34 και του πυκνωτή C30 το διαμορφωμένο σήμα εισάγεται στο φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Από την έξοδό του pin 8 του U9 παίρνουμε την μία πλευρική ζώνη κατά την κωδικοποίηση η το ακουστικό σήμα μας κατά την αποκωδικοποίηση. Το U8 είναι μία γεννήτρια 555 που ρυθμίζει με την συχνότητα εξόδου της, την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου διέλευσης χαμηλών. Οι πυκνωτές C25, C26 καταστέλλουν παρασιτικές συχνότητες. Το U10 είναι ένας σταθεροποιητής τάσης 5V για την τροφοδοσία των ολοκληρωμένων U8, U9 και U11. Τοποθετήθηκε για να μην βαρύνει περισσότερο το κύκλωμα με θόρυβο με έναν ακόμη διαιρέτη τάσης. Το ακουστικό σήμα η το κωδικοποιημένο, μέσω τις αντίστασης R33 οδηγείται είτε στον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων U11 είτε σε κάποιο άλλο κύκλωμα μέσω του διακόπτη SW1. Τα U5, U6, U7 με τους πυκνωτές και τις αντιστάσεις που τα περιβάλλουν είναι το φίλτρο διέλευσης ζώνης. Το σήμα ομιλίας εισάγεται στο φίλτρο μέσω του πυκνωτή σύζευξης C7. Η αντίσταση R11 δίνει στο σήμα την απαραίτητη DC συνιστώσα που χρειάζεται για την διέλευση του από το φίλτρο ώστε να μην μπει σε περιοχές κόρου η αποκοπής.



ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ SCRAMPLER

## **6. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

Ο σχεδιασμός και η κατασκευή του scrambler πραγματοποιείται εύκολα και απ' όλη την διαδικασία βγάζει κανείς ενδιαφέροντα συμπεράσματα σε θέματα διαμόρφωσης, υλοποίησης φίλτρων και το πως επηρεάζεται η ανασύσταση του σήματος από τις παραμέτρους του, φάσμα συχνοτήτων, μετατόπιση φάσης, μετατόπιση συχνότητας.

Το φίλτρο διέλευσης ζώνης του κυκλώματος κατά την πραγματοποίηση του αποκλίνει λίγο από τις αρχικές προδιαγραφές σχεδίασης, έχει απόσβεση μεγαλύτερη από -3db στις συχνότητες αποκοπής που έχει ως αποτέλεσμα την μεγαλύτερη εξασθένηση από την προβλεπόμενη των περιοχών συχνότητας από 0-400Hz και από 2000-3000Hz.

Αυτό οφείλεται σε μεγάλο μέρος στην ανοχή των εξαρτημάτων και λιγότερο στην αυστηρή σχεδίαση του φίλτρου. Η πηγή τάσης αναφοράς έχει πραγματοποιηθεί με έναν απλό διαιρέτη συχνότητας με αντίσταση ίση με 10KΩ. Παρότι αυτός είναι ένας απλός και οικονομικός τρόπος κατασκευής πηγής, απέχει σημαντικά από την ιδανική πηγή σήματος, η οποία θεωρητικά έχει μηδενική αντίσταση εξόδου. Η αντίστοιχη αντίσταση εξόδου αυτής της πηγής είναι 5KΩ, με αποτέλεσμα να αλλοιώνεται το σήμα στην είσοδο των ενισχυτών. Ένας απομονωτής buffer, στην έξοδο του διαιρέτη τάσης θα τον μείωνε. Η μη γραμμικότητες του κυκλώματος επηρεάζουν αναπόφευκτα το σήμα, και ενδεχομένως μικρές αλλοιώσεις στην φάση ή την συχνότητα του σήματος, να μειώνουν την ποιότητα του αποκωδικοποιημένου σήματος.

Το αποτέλεσμα είναι όμως πολύ ικανοποιητικό, το αποκωδικοποιημένο σήμα είναι πολύ κατανοητό και διακρίνουμε μόνο μία μικρή αλλοίωση στη χροιά και τον τόνο της ομιλίας δείγμα μετατόπισης στην φάση του αποκωδικοποιημένου σήματος ή πολύ μικρή αλλαγή (μικρότερη των 50HZ) στην συχνότητα, σε σχέση με το αρχικό.

Ακόμα παρατηρούμε να συμβαίνει σε πολύ μικρό βαθμό, κάποιοι φθόγγοι να μην αποκωδικοποιούνται σωστά, πράγμα που ενδεχομένως προκύπτει από το ότι κάποιες συχνότητες εξασθενούν περισσότερο απ' ότι είχαμε υπολογίσει στον σχεδιασμό του φίλτρου διέλευσης ζώνης, όπως προανέφερα.



## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

ΕΓΧΕΙΡΙΔΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ (Kaufman-Seidman ,Εκδόσεις Α.ΤΖΙΟΛΑ Ε.)  
ΦΙΛΤΡΑ (Σ.Πακτίτη)  
ΓΕΝΙΚΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ (Καρύμπακα)  
ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ Τ.Ε.Ι ΧΑΝΙΩΝ(Ν.Φραγκιαδάκη)  
ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ Ι Τ.Ε.Ι ΧΑΝΙΩΝ  
ACTIVE FILTER COOK(Done Lancaster)  
ΨΗΦΙΑΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ (Γ.Ν.Σταθόπουλου)  
ΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ(Γερ.Π.Φραγκάκη)  
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ(Τζιόλα)