

ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ (Α.Τ.Ε.Ι.Θ)
Σ.Τ.Ε.Φ.- ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

ΠΟΜΠΟΣ FM

ΣΠΟΥΔΑΣΤΕΣ :
ΠΑΤΣΙΟΥΡΑΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ:
ΧΑΤΖΗΓΚΑΙΔΑΣ ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	1
ΟΔΗΓΙΕΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΣΥΓΓΡΑΦΗ ΤΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	3
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	5
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο</u>	
ΜΕΛΕΤΗ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ FM	6
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	6
<u>1.1</u> ΣΥΣΤΗΜΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ	7
<u>1.2</u> ΣΥΣΤΗΜΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ	9
<u>1.3</u> ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΟΥ ΠΙΛΟΤΟΥ ΤΟΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ	10
<u>1.4</u> ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ FM	11
<u>1.4.1</u> ΓΕΝΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	12
<u>1.4.2</u> ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΗ	14
<u>1.4.3</u> ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ FM ΚΑΙ ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ	16
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	21
<u>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο</u>	
ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ PLL 88-108 MHz	24

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	24
2.1 PLL ΣΑΝ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΗ	26
2.2 PLL ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΔΙΠΛΗΣ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ	30
2.3 PLL ΜΕ ΨΗΦΙΑΚΟ ΜΕΙΚΤΗ	34
2.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΟΣ PLL ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ	37
2.5 ΕΞΗΓΗΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ	41
2.5.1 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ	43
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΤΩΝ PLL	47

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	49
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	49
3.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	49
3.2 ΔΕΙΚΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΠΛΕΥΡΙΚΕΣ ΖΩΝΕΣ	52
3.3 ΠΡΟΕΜΦΑΣΗ	56
3.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	59
3.5 ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ FM (VCO)	61
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ	66

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ FM ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΜΕ ΤΟ BGY33	68
Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ BGY33	68

ΕΠΙΛΟΓΟΣ	67
ΠΕΡΙΛΗΨΗ	68
SUMMARY	69
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	70

ΟΔΗΓΙΕΣ ΓΙΑ ΤΗ ΣΥΓΓΡΑΦΗ ΤΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

1. Η εργασία αναφέρεται σ' ένα ειδικό θέμα, μέσα από την ύλη των μαθημάτων του Τμήματος. Το θέμα δίδεται από έναν Καθηγητή, αφού πρώτα εγκριθεί από την Ο.Μ. Αν ο σπουδαστής επιθυμεί να ασχοληθεί ιδιαίτερα με κάποιο ειδικό επιστημονικό αντικείμενο, μπορεί να προτείνει στον Καθηγητή το θέμα που προτιμά, και αν εκείνος το κρίνει κατάλληλο, να το φέρει στην Ο.Μ. για έγκριση.
2. Η εργασία είναι ατομική. Δεν επιτρέπεται η παρουσίαση κοινής εργασίας. Επιτρέπεται όμως η συνεργασία δύο σπουδαστών για την εκπόνηση εργασίας επί ενός «διπλού θέματος», όταν υπάρχει σχετική έγκριση της Ο.Μ., αλλά τότε ο κάθε σπουδαστής θα εργαστεί σε συγκεκριμένο τομέα, τον οποίο και θα αναπτύξει κατά την τελική παρουσίαση της πτυχιακής εργασίας στην Επιτροπή.
3. Η εργασία πρέπει να περιέχει (απαραίτητα) :
 - A) Πρόλογο
 - B) Γενική θεωρητική εισαγωγή στο θέμα
 - Γ) Ανάπτυξη του θέματος (το κύριο μέρος της εργασίας), κατά κεφάλαια ή μεγαλύτερες ενότητες, με ιδιαίτερη έμφαση στην περιγραφή του πρακτικού μέρους, των κατασκευών (αν υπάρχουν), των δοκιμών και των μετρήσεων, καθώς και όλες οι παρατηρήσεις από την πορεία της εργασίας.
 - Δ) Επίλογο, στον οποίο θα αναφέρονται και τα συμπεράσματα και οι διαπιστώσεις σχετικά με τον βαθμό της επιτυχίας της εργασίας, καθώς και την προοπτική συνέχισης της μελέτης, με άλλη πτυχιακή εργασία, που θα ολοκληρώσει ή θα τελειοποιήσει το θέμα.

Ε) Βιβλιογραφία, στην οποία θα αναφέρονται όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν.

ΣΤ) Περίληψη (περίπου μισή σελίδα) στην ελληνική γλώσσα, και τη μετάφραση αυτής της περίληψης σε μια ευρωπαϊκή γλώσσα (κατά προτίμηση στην αγγλική).

Αν η εργασία αποτελείται από πολλές σελίδες, καλά είναι να έχει και πίνακα περιεχομένων, που θα τοποθετηθεί αμέσως μετά από τον πρόλογο και πριν από την θεωρητική εισαγωγή.

4. Η εργασία γράφεται με μηχανή (γραφομηχανή ή printer H/Y), σε χαρτί τυποποιημένου μεγέθους A4, ή σε χαρτί μηχανογραφικό. Η δακτυλογράφηση γίνεται από τον ίδιο τον σπουδαστή, επειδή η απαίτηση για χρήση μηχανής εντάσσεται στα πλαίσια της εκπαίδευσης και έχει σκοπό την εξοικείωση του σπουδαστή με τα σύγχρονα μέσα (γραφομηχανές, computers), και όχι μόνο καλλιτεχνική εμφάνιση της εργασίας.

Η εργασία παραδίδεται στη Γραμματεία του Τμήματος (σε 5 αντίτυπα) βιβλιοδετημένη, με θερμοκολλητική ράχη ή με συρραπτική μηχανή, όχι όμως με σπινάλ. Αν η εργασία περιέχει κολλημένα αποκόμματα με σχήματα ή πίνακες που μεταφέρονται από άλλες πηγές (βιβλία, περιοδικά, κλπ.), τότε παραδίδεται σε καλής ποιότητας (καθαρά) φωτοαντίγραφα.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Σε αυτές τις σημειώσεις θα επιχειρηθεί να δοθεί όσο το δυνατόν καλύτερα μέσα από μικρή έρευνα, η μέθοδος μιας στερεοφωνικής μετάδοσης στις ραδιοφωνικές συχνότητες των FM. Το αντικείμενο όμως, της στερεοφωνικής μετάδοσης είναι αρκετά μεγάλο και για το λόγο αυτό θα χωριστεί σε ενότητες έτσι ώστε να γίνει πιο σαφές και κατανοητό σε κάθε αναγνώστη.

Η πρώτη ενότητα αναφέρεται στη στερεοφωνική κωδικοποίηση ενός σήματος. Μπορούμε να δούμε τις τεχνικές με τις οποίες πετυχαίνεται η κωδικοποίηση των σημάτων και μετά από θεωρητική ανάλυση παρατίθεται και πρακτικό κύκλωμα για κατασκευή.

Στη δεύτερη ενότητα παρουσιάζεται η μελέτη σύνθεσης συχνότητας με τη μέθοδο ή την τεχνική του PLL. Εδώ αναφέρεται η ιδέα του PLL θεωρητικά και επίσης μελετάται θεωρητικά το PLL με διακριτά στοιχεία, για σύνθεση συχνοτήτων. Με τον όρο διακριτά στοιχεία γίνεται σαφές ότι τα εξαρτήματα που χρησιμοποιεί το PLL είναι χωρισμένα σε βαθμίδες και δεν αποτελούνται σαν πακέτο όπως π.χ. της Motorola MC 145152. Μετά τη θεωρητική μελέτη στο τέλος παρατίθεται κύκλωμα πραγματικό για κατασκευή το οποίο χρησιμοποιεί διαίρετες τεχνολογίας CMOS.

Στην τρίτη ενότητα αναφέρεται η τεχνική της διαμόρφωσης FM, για την μπάντα 88-108 MHz. Υπάρχει θεωρητικό κύκλωμα στο θέμα της διαμόρφωσης και θεωρητική κάλυψη των ταλαντωτών. Όπως και στις προηγούμενες ενότητες έτσι και εδώ παρατίθεται πρακτικό κύκλωμα ταλαντωτή – διαμορφωτή για κατασκευή.

Σαν τελευταία ενότητα υπάρχουν στοιχεία για την παραπέρα ανάπτυξη των θεμάτων και ιδιαιτέρως τις επέκτασης που μπορεί να έχει η πρακτική κατασκευή των κυκλωμάτων που δίνονται και τις διάφορες λεπτομέρειες για την υλοποίησή τους.

Πρέπει να αναφερθεί ότι στην ανάπτυξη των θεμάτων έχουν προσαρτηθεί και στοιχεία από Data Books για περισσότερες λεπτομέρειες και στοιχεία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα.

Έτσι πιστεύουμε ότι θα βοηθήσουμε πολύ τον αναγνώστη στην κατανόηση της λειτουργίας των κυκλωμάτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΜΕΛΕΤΗ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στη μονοφωνική μετάδοση ενός προγράμματος στις ραδιοφωνικές εκπομπές γίνεται μετάδοση μόνο ενός ακουστικού σήματος. Κατά την λήψη στο δέκτη το σήμα αποδιαμορφώνεται και αναπαράγεται από ένα μεγάφωνο. Κατά τη μετάδοση του σήματος σε περίπτωση που χρησιμοποιηθούν παραπάνω από ένα μικρόφωνα, στη μονοφωνική μετάδοση, τα σήματα θα οδηγηθούν σε ένα μείκτη και θα πάνε στο διαμορφωτή σαν ένα σήμα.

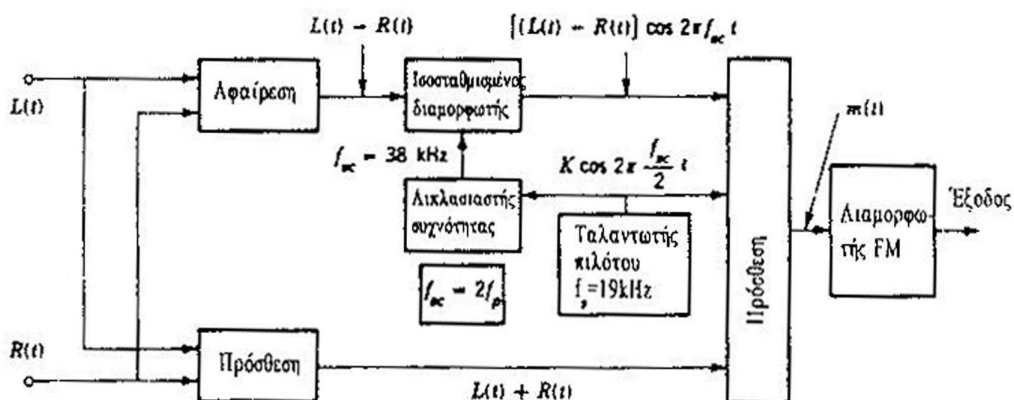
Στην αρχή οι μονοφωνικές μεταδόσεις ήταν σύμφωνες με τα πρότυπα της FCC (επιτροπή που καθορίζει τις προδιαγραφές στις ραδιοφωνικές μεταδόσεις) όσον αφορά την εμπορική μετάδοση ραδιοφωνικών εκπομπών. Τα πρότυπα αυτά απαιτούσαν συχνότητες των σταθμών που καταλάμβαναν γειτονικά κανάλια συχνότητας να διαχωρίζονται κατά 200KHz. Αυτό γινόταν για να υπάρχει ασφάλεια έτσι ώστε να μην μπερδεύονται τα κανάλια. Σαν μέγιστη απόκλιση από την FCC δινόταν 75KHz. Με ημιτονική διαμόρφωση της συχνότητας του φέροντος με συχνότητα διαμόρφωσης FM και απόκλιση συχνότητας ΔF , το απαιτούμενο εύρος ζώνης είναι $B = 2(\Delta F + F_m)$. Αν υποθέσουμε μια μέγιστη ακουστική συχνότητα FM = 20KHz, και ακόμα αν φανταστούμε την ακραία περίπτωση ότι όλη η επιτρεπόμενη ισχύς βασικής ζώνης βρίσκεται σε εκείνη τη συχνότητα, τότε βρίσκουμε ότι $B = 2(75+20) = 2*95 = 190\text{KHz}$.

Στην στερεοφωνική μετάδοση σε αντίθεση με την μονοφωνική στον πομπό διαμορφώνονται δυο διαφορετικά σήματα. Έχουμε δυο διαφορετικά μικρόφωνα ή δυο ομάδες μικροφώνων που τα σήματα τους διαμορφώνονται χωριστά. Έτσι στο δέκτη αποδιαμορφώνονται δυο σήματα ανεξάρτητα μεταξύ τους και ακούγονται από δύο ανεξάρτητα μεγάφωνα. Με αυτόν τον τρόπο τα μεγάφωνα είναι σε κάποια απόσταση, το αποτέλεσμα στο αυτί του ακροατή είναι να ακούει τον ήχο σαν να είναι φυσικός. Έχει την αίσθηση ότι βρίσκεται ο ίδιος στη φυσική πηγή του ήχου, στο στούντιο και ακούει τον εκφωνητή.

Όταν άρχισε να μελετάται η στερεοφωνική μετάδοση, η μονοφωνική μετάδοση ήταν καλά εδραιωμένη. Έτσι δεν θα μπορούσαν να εφαρμόσουν ένα σύστημα στερεοφωνικής μετάδοσης γιατί υπήρχαν πολλοί μονοφωνικοί δέκτες. Για το λόγο αυτό η FCC θέσπισε νόμο που όριζε ότι κανένα προτεινόμενο στερεοφωνικό σχέδιο δεν θα ήταν αποδεκτό εκτός και αν ήταν πλήρως συμβατό με τη λογική ότι ένας κοινός δέκτης FM χωρίς τροποποίηση θα μπορούσε να δεχτεί την μονοφωνική έκδοση μιας στερεοφωνικής μετάδοσης. Μέσα στους περιορισμούς της FCC ήταν και το εύρος ζώνης που στην στερεοφωνική μετάδοση δεν θα έπρεπε να υπερβαίνει τα 200KHz, όπως και στη μονοφωνική μετάδοση. Έτσι το 1961 υιοθετήθηκε ένα σύστημα που θα εξετάσουμε παρακάτω.

1.1 ΣΥΣΤΗΜΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣ

Στον σταθμό εκπομπής δύο μικρόφωνα ή ομάδες μικροφώνων παράγουν ένα αριστερό σήμα $L(t)$ και ένα δεξιό σήμα $R(t)$, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1. Τα σήματα αυτά προστίθενται και αφαιρούνται για την παραγωγή των $L(t)+R(t)$ και $L(t)-R(t)$. Τα σήματα του αθροίσματος και της διαφοράς περιορίζονται στο εύρος ζώνης το καθένα στα 15KHz με φίλτρα που δεν φαίνονται στο σχήμα 1.1.



Σχ. 1.1 Σύστημα στερεοφωνικής εκπομπής. Πομπός

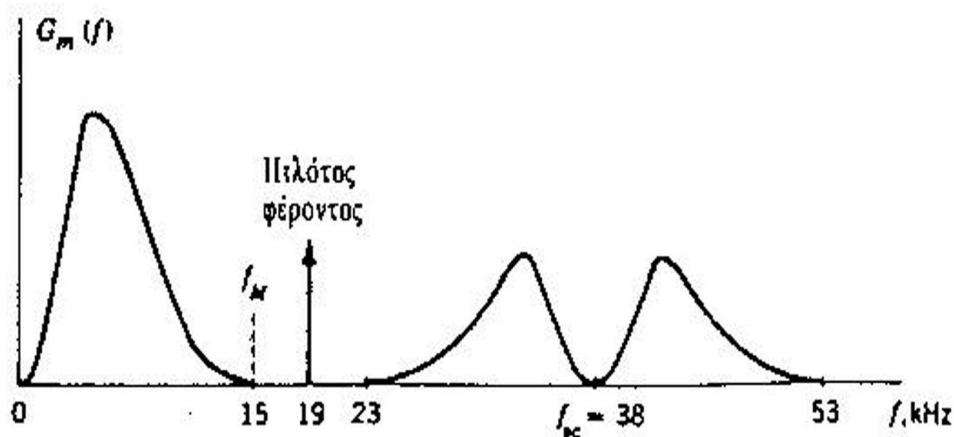
Ένας ταλαντωτής διαθέτει μια ημιτονική κυματομορφή, που αναφέρεται σαν πιλότος του φέροντος με συχνότητα $F_p = 19\text{KHz}$. Ο πιλότος του φέροντος εφαρμόζεται σε ένα διπλασιαστή συχνότητας που παράγει ένα ημιτονοειδές υποφέρον με συχνότητα $F_{sc} = 2 \times F_p = 38\text{KHz}$. Το υποφέρον και το σήμα της διαφοράς εφαρμόζεται στην είσοδο ενός ισοσταθμισμένου διαμορφωτή και η έξοδος του διαμορφωτή αυτού είναι:

$$[L(t) - R(t)]\cos 2\pi F_{sc}t$$

Συνδυάζοντας την έξοδο του διαμορφωτή, το σήμα του αθροίσματος και την έξοδο του ταλαντωτή, παράγεται το σύνθετο σήμα $M(t)$, όπου

$$M(t) = [L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)]\cos 2\pi F_{sc}t + K \cos 2\pi F_p t$$

Όπου K είναι μια σταθερά που καθορίζει το επίπεδο του πιλότου του φέροντος σε σχέση με τις άλλες συνιστώσες του σύνθετου σήματος. Η φασματική πυκνότητα ισχύος ενός τυπικού σύνθετου σήματος $M(t)$, φαίνεται στο σχήμα 1.2.



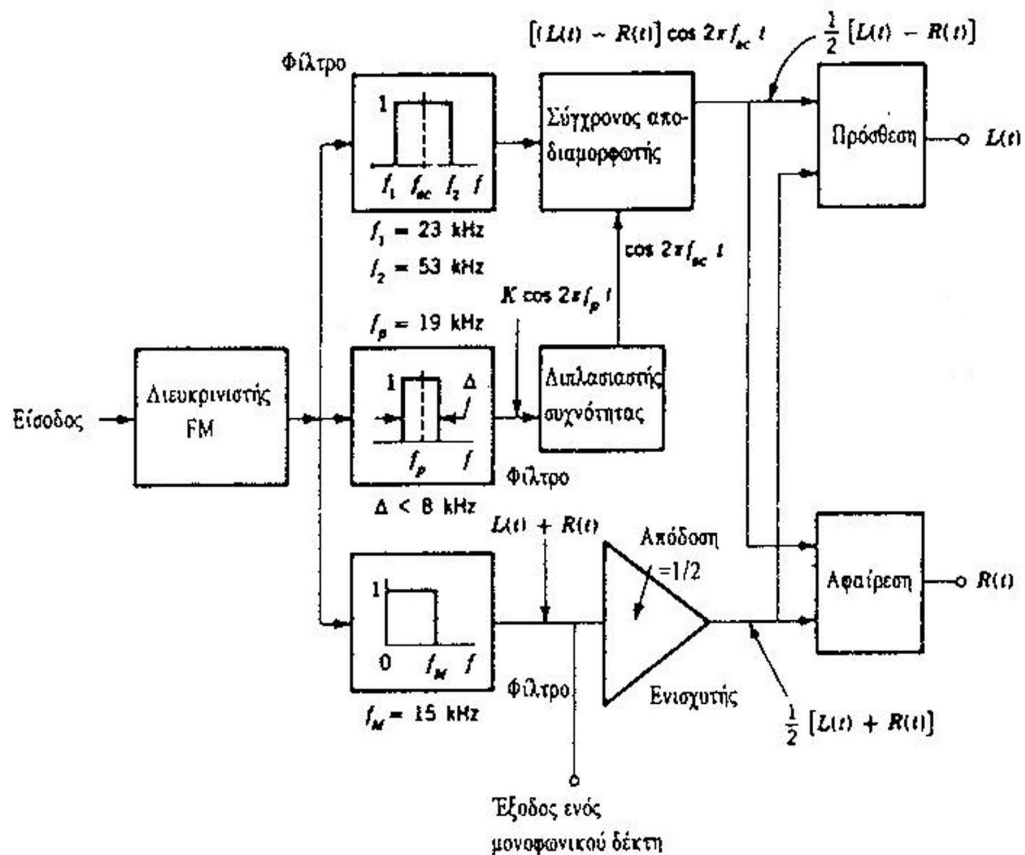
Σχ. 1.2 Φασματική πυκνότητα ενός αντιπροσωπευτικού σύνθετου στερεοφωνικού σήματος στη βασική ζώνη

Έτσι το σήμα του αθροίσματος $L(t) + R(t)$ καταλαμβάνει την περιοχή συχνότητας μεταξύ 0 και 15KHz. Η έξοδος του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή, που είναι το σήμα

DSB-SC (DOUBLE SIDE-BAND SUPPRESSED CARRIER) $[L(t) - R(t)]\cos 2\pi f_{sc}t$, έχει μια κάτω πλευρική ζώνη που επεκτείνεται από 23KHz (38KHz - 15KHz) έως 38KHz και μια άνω πλευρική ζώνη που επεκτείνεται από 38KHz έως 53KHz (38KHz + 15KHz). Το υποφέρον 38KHz καταπνίγεται και δεν υπάρχει. Ο πιλότος του φέροντος στα 19KHz είναι παρών, όπως φαίνεται στο σχήμα. Αυτό το σύνθετο σήμα $M(t)$ διαμορφώνει κατά συχνότητα ένα φέρον και αυτό το διαμορφωμένο φέρον παρέχεται σε μια κεραία εκπομπής.

1.2 ΣΥΣΤΗΜΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ

Σε ένα στερεοφωνικό δέκτη το σήμα $M(t)$ ανακτάται από το κατά συχνότητα διαμορφωμένο σήμα. Ο τρόπος με τον οποίο το σήμα $M(t)$ διαχωρίζεται στα $L(t)$ και $R(t)$ είναι αυτός που θα περιγραφεί παρακάτω σύμφωνα με το σχήμα 1.3.



Σχ. 1.3 Σύστημα στερεοφωνικής εκπομπής. Δέκτης

Εδώ οι ανεξάρτητες συνιστώσες του σύνθετου σήματος $M(t)$ διαχωρίζονται σε φίλτρα. Ο πιλότος του φέροντος $F_p = 19\text{KHz}$ εφαρμόζεται σε ένα διπλασιαστή συχνότητας και έτσι αναπαράγεται το υποφέρον $F_{sc} = 38\text{KHz}$. Έχοντας το υποφέρον μπορούμε να κάνουμε σύγχρονη αποδιαμόρφωση της αμφίπλευρης κυματομορφής με κατασταλαμένο το υποφέρον. Η έξοδος του σύγχρονου αποδιαμορφωτή μας δίνει το σήμα διαφοράς $L(t) - R(t)$ και η έξοδος του φίλτρου βασικής ζώνης μας δίνει το σήμα αθροίσματος $L(t) + R(t)$.

Ο λόγος για τον οποίο δεν μεταδίδεται ο πιλότος του υποφέροντος $F_{sc} = 38\text{KHz}$ είναι ότι το υποφέρον αυτό δεν απέχει κατά αρκετό διάστημα συχνότητας από τις συνοδευόμενες πλευρικές ζώνες. Συνεπώς για την εξαγωγή ενός τέτοιου υποφέροντος θα απαιτούσε ένα πολύ στενό φίλτρο με οξύ συντονισμό. Από την άλλη μεριά, ο πιλότος του φέροντος καταλαμβάνει ένα απομονωμένο μέρος στο φάσμα, χωρίς να υπάρχουν άλλες φασματικές συνιστώσες σε μια περιοχή 4KHz σε κάθε μια.

Έχουμε τώρα διαθέσιμα τα σήματα αθροίσματος $L(t) + R(t)$ και διαφοράς $L(t) - R(t)$ που ανακτώνται αθροίζοντας και αφαιρώντας αντίστοιχα τα σήματα $L(t)$ και $R(t)$ που είχαμε στην αρχή.

Το σύστημα αυτό είναι πλήρως συμβατό με το μονοφωνικό σύστημα. Το σήμα στο μονοφωνικό δέκτη παίρνετε με ένα απλό ζωνοδιαβατό φίλτρο που περνάει μόνο το σήμα $L(t) + R(t)$. Έτσι στο μονοφωνικό δέκτη δεν υπάρχει καμία παρεμβολή από το σύνθετο στερεοφωνικό σήμα.

1.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΟΥ ΠΙΛΟΤΟΥ ΤΟΥ ΦΕΡΟΝΤΟΣ

Αντίθετα προς το σήμα DSB-SC, ο πιλότος του φέροντος, όταν προστίθεται στις άλλες συνιστώσες του σύνθετου σήματος διαμόρφωσης, δημιουργεί αύξηση του μεγίστου. Συνεπώς η προσθήκη του πιλότου του φέροντος απαιτεί μια μείωση του επιπέδου του σήματος διαμόρφωσης ήχου. Ένας πιλότος φέροντος χαμηλού επιπέδου επιτρέπει μεγαλύτερο σήμα διαμόρφωσης ήχου, ενώ ένας πιλότος φέροντος υψηλού επιπέδου διευκολύνει την εξαγωγή του φέροντος πιλότου στο δέκτη. Σαν συμβιβασμό, τα πρότυπα της FCC επιβάλλουν πιλότο φέροντος τέτοιου επιπέδου ώστε

το μέγιστο πλάτος του σήματος διαμόρφωσης ήχου πρέπει να μειωθεί στο 90 τοις εκατό του πλάτους που θα επιτρέπουν απουσία ενός φέροντος. Η μείωση του 10 τοις εκατό αντιστοιχεί σε απώλεια του επιπέδου του σήματος λιγότερο από 1 dB.

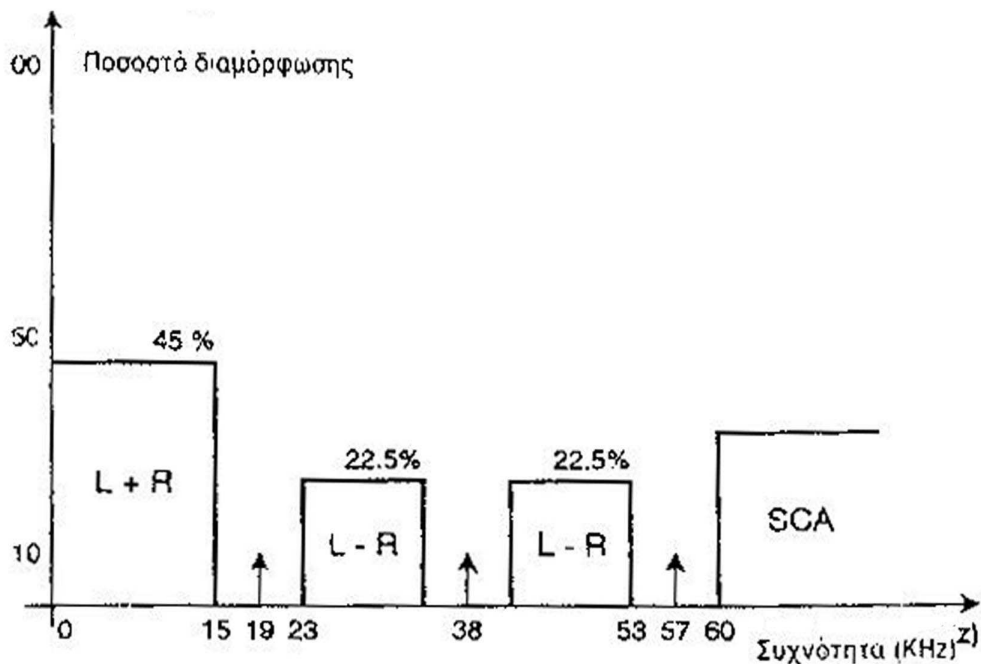
1.4 ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ FM

Σε αυτήν την παράγραφο θα εξεταστεί ένα πραγματικό κύκλωμα γεννήτριας στερεοφωνικού σήματος. Το κύκλωμα αυτό έχει τη δυνατότητα να πραγματοποιηθεί και να εξετασθεί η συμπεριφορά του όσον αφορά την τεχνική που περιγράφηκε παραπάνω. Στο σχήμα 1.4 φαίνεται το θεωρητικό φάσμα συχνοτήτων ενός στερεοφωνικού σήματος πολυπλεγμένου κατάλληλα ώστε να οδηγεί την είσοδο διαμόρφωσης ενός ραδιοφωνικού σταθμού VHF FM.

Τα δύο σήματα του αρχικού στερεοφωνικού προγράμματος ώστε να σχηματισθούν τα σήματα $R(t) + L(t)$ και διαφοράς $R(t) - L(t)$. Το σήμα $R(t) + L(t)$ αποτελεί τη χαμηλότερη συνιστώσα του φάσματος διαμόρφωσης και περιορίζεται φασματικά μέχρι τους 15KHz περίπου. Μέσω αυτού του σήματος επιτυγχάνεται συμβατότητα, όπως είπαμε και πιο πάνω, της λήψης τόσο από στερεοφωνικούς όσο και από μονοφωνικούς δέκτες. Το σήμα $L(t) - R(t)$ μετατρέπεται σε ένα σήμα διπλής πλευρικής ζώνης με συμπιεσμένη φέρουσα συχνότητας 38 KHz. Πρόκειται για διαμόρφωση πλάτους τύπου DSSC η οποία αποτελείται από μια «άνω πλευρική ζώνη» (USB) και μια «κάτω πλευρική ζώνη» (LSB) κατοπτρική της άνω πλευρικής, ως προς μια φέρουσα συχνότητα, η οποία αποκόπτεται (συμπιέζεται) με τη βοήθεια ενός φίλτρου και η οποία στην παρούσα περίπτωση είναι 38KHz. Ο λόγος για τον οποίο γίνεται αυτή η συμπίεση είναι να μην προκαλείται υπερβολική απόκλιση του εκπεμπόμενου σήματος μετά την διαμόρφωση συχνότητας (FM).

Το σήμα διαμόρφωσης συμπληρώνεται με την παρουσία μίας «συχνότητας - πιλότου» 19KHz με μικρό πλάτος (σχετική στάθμη = 10%). Από την πλευρά του δέκτη, η φέρουσα συχνότητα των 38KHz ανασυντίθεται με την βοήθεια της συχνότητας - πιλότου η οποία χρησιμεύει επίσης για την ένδειξη ότι το εκπεμπόμενο πρόγραμμα είναι στερεοφωνικό. Η συχνότητα πιλότος διπλασιάζεται για να δώσει 38KHz μέσω των οποίων γίνεται η αρχική αποδιαμόρφωση του σήματος $L(t) - R(t)$.

Ακολουθώς, με πρόσθεση και αφαίρεση των σημάτων $L(t) + R(t)$ και $L(t) - R(t)$ ανασυντίθεται τα αρχικά σήματα $R(t)$ και $L(t)$.

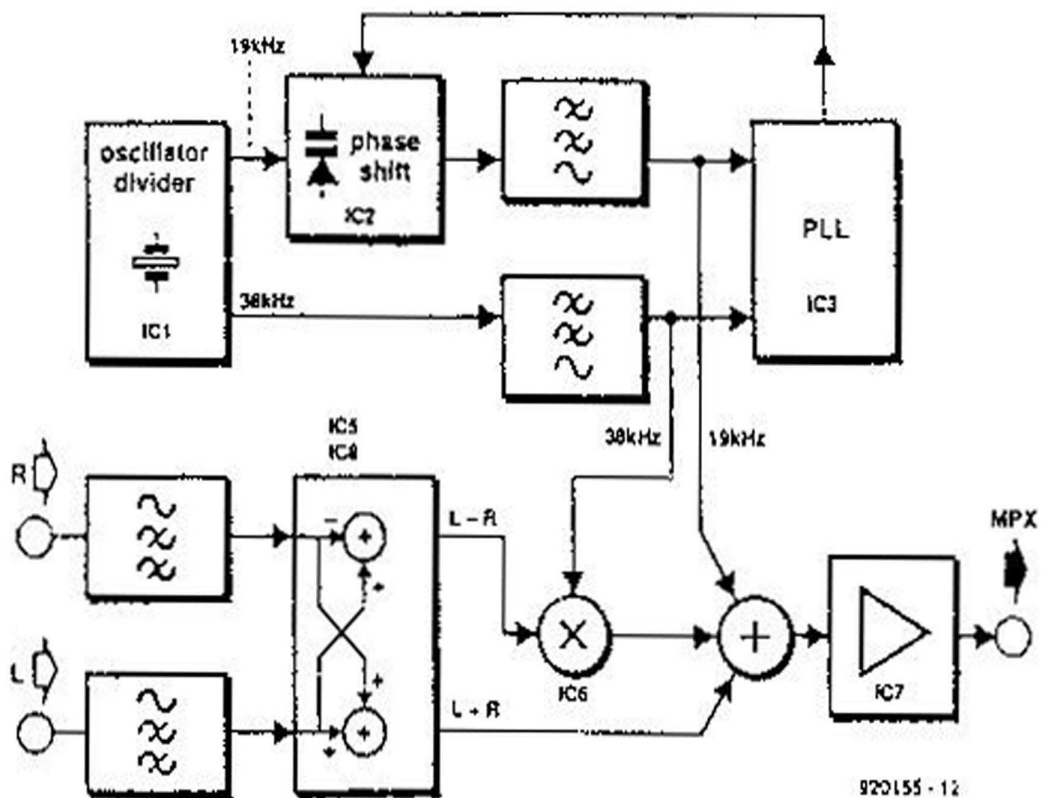


Σχ. 1.4 Θεωρητική κατανομή φάσματος σε ένα κωδικοποιημένο στερεοφωνικό σήμα FM (κοινοτική οδηγία)

1.4.2 ΓΕΝΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

Το γενικό διάγραμμα της γεννήτριας κωδικοποίησης στερεοφωνικού σήματος, φαίνεται στο σχήμα 1.4.2. Ένα ψηφιακό κύκλωμα χρονισμού παρέχει τα σήματα 19KHz και 38KHz. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από κρύσταλλο και ένα διαιρέτη. Τα ψηφιακά σήματα οδηγούνται σε αντίστοιχα φίλτρα που μετατρέπουν την τετραγωνική τους μορφή σε ημιτονική. Μεταξύ της ψηφιακής εξόδου των 19KHz και του αντίστοιχου φίλτρου, παρεμβάλλεται μια βαθμίδα ολίσθησης φάσης, που ελέγχεται από ένα βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL). Ο βρόχος συγκρίνει τις φάσεις των δύο ημιτονικών κυματομορφών 19KHz και 38KHz και παρέχει ένα σήμα σφάλματος προς τη βαθμίδα ολίσθησης φάσης, έτσι ώστε τα δύο σήματα να έχουν σταθερή φασική σχέση.

Τα σήματα που αντιστοιχούν στα δύο στερεοφωνικά κανάλια (L και R) οδηγούνται αρχικά σε αντίστοιχες βαθμίδες προέμφασης και μετά αθροίζονται και αφαιρούνται ώστε να δημιουργηθούν τα σύνθετα σήματα $L(t) + R(t)$ και $L(t) - R(t)$. Το σήμα $L(t) - R(t)$ εφαρμόζεται μαζί με το ημιτονικό σήμα 38KHz σε έναν πολλαπλασιαστή όπου γίνεται διαμόρφωση πλάτους ώστε να δημιουργηθεί η περιοχή DSSC στο φάσμα κωδικοποίησης. Αμέσως μετά, ένας αθροιστής συνδυάζει τα σήματα $L(t) + R(t)$, τη συχνότητα πιλότο των 19KHz και το σήμα που προκύπτει από τη διαμόρφωση DSSC. Στην έξοδο του αθροιστή λαμβάνεται πλέον το πλήρες φάσμα βασικής ζώνης του κωδικοποιημένου στερεοφωνικού σήματος, το οποίο είναι έτοιμο να εφαρμοσθεί στην είσοδο διαμόρφωσης του πομπού FM.



Σχ. 1.4.2 Γενικό διάγραμμα μιας γεννήτριας κωδικοποίησης στερεοφωνικού σήματος. Για τον συγχρονισμό των σημάτων 19 KHz και 38 KHz χρησιμοποιείται μια βαθμίδα PLL.

1.4.3 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΤΗ

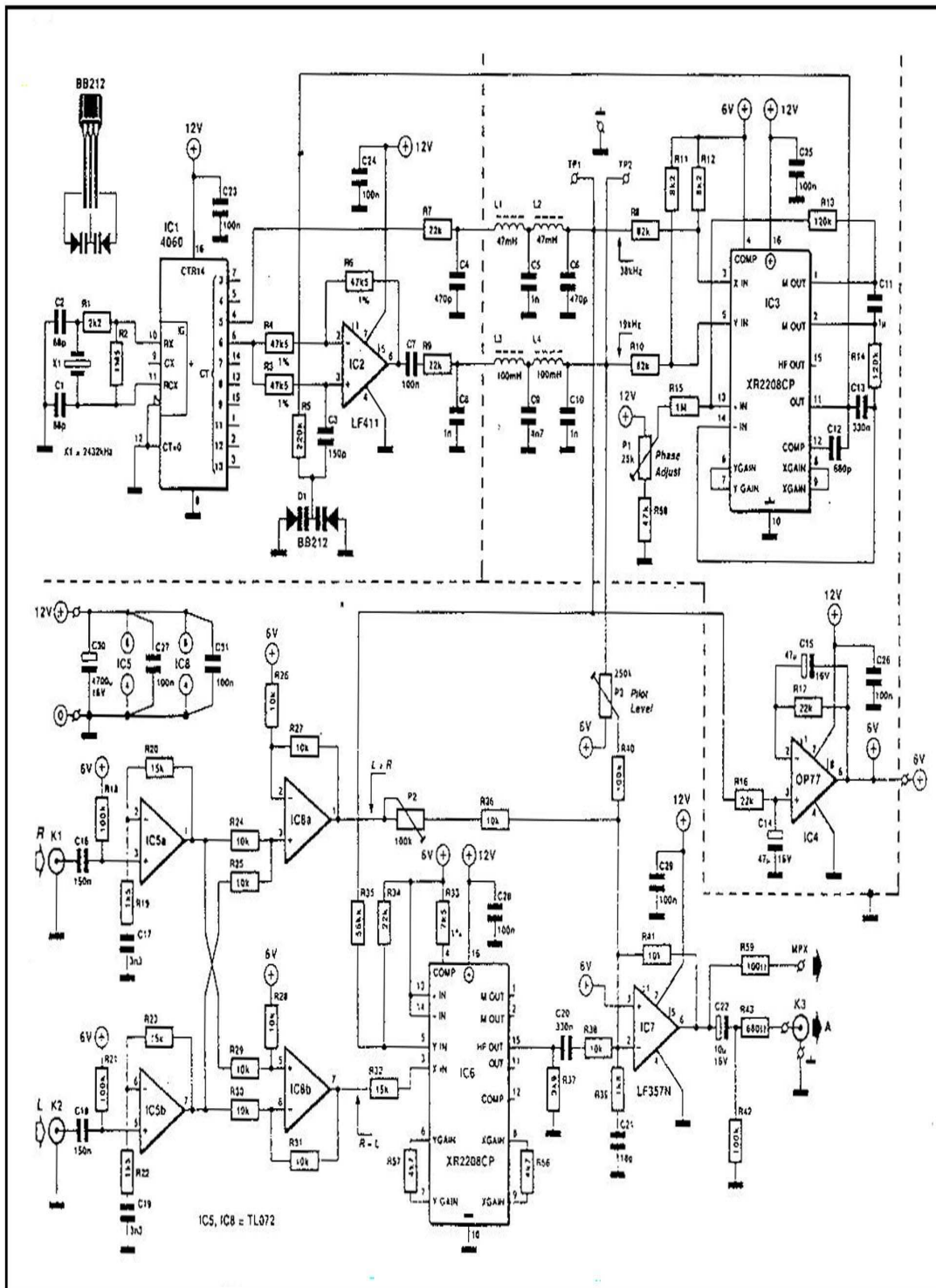
Στο κυκλωματικό διάγραμμα του κωδικοποιητή που βρίσκεται στο σχήμα 1.4.3, φαίνεται καθαρά η πλήρης αντιστοιχία με το γενικό διάγραμμα που αναλύθηκε προηγουμένως. Η βαθμίδα χρονισμού χρησιμοποιεί ένα κρύσταλλο θεμελιώδους συχνότητας 2.432 MHz και μέσω του γνωστού CMOS ολοκληρωμένου κυκλώματος ταλαντωτή – διαιρέτη CD4060 (IC1) λαμβάνονται οι δύο απαιτούμενες συχνότητες 19KHz και 38KHz.

Το κύκλωμα ελεγχόμενης ολίσθησης φάσης στην έξοδο του σήματος 19KHz, υλοποιείται με τη βοήθεια μιας διπλής διόδου ελεγχόμενης χωρητικότητας (Varicap D1) και ενός τελεστικού ενισχυτή (IC2). Ακολουθούν δύο βαθυπερατά φίλτρα L – C τύπου Π μέσω των οποίων τα τετραγωνικά σήματα 19KHz και 38KHz μετατρέπονται σε ημιτονικά.

Τα σήματα αυτά εφαρμόζονται στη συνέχεια σε ένα αναλογικό πολλαπλασιαστή (IC3) που υλοποιείται από το ολοκληρωμένο κύκλωμα XR2208 της EXAR και που εδώ λειτουργεί σαν βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL). Το σήμα σφάλματος που προκύπτει από το PLL χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της χωρητικότητας του varicap D1, ώστε να επιτυγχάνεται ο έλεγχος της φασικής διαφοράς μεταξύ των σημάτων 19KHz και 38KHz.

Η ακριβής ρύθμιση της επιθυμητής σχέσης φάσης επιτυγχάνεται με τη βοήθεια του ποτενσιόμετρου Π1.

Οι συνιστώσες L(t) και R(t) του αρχικού στερεοφωνικού σήματος, υφίστανται αρχικά μια προέμφαση της τάξης των 50μs, μέσω των δικτύων που υπάρχουν στην είσοδο των τελεστικών ενισχυτών IC5α και IC5β. Ακολούθως, οι τελεστικοί ενισχυτές IC8α και IC8β αναλαμβάνουν την σύνθεση των σημάτων L(t) + R(t) και L(t) - R(t). Το δεύτερο ολοκληρωμένο κύκλωμα τύπου XR2208 (IC6) επιτελεί πολλαπλασιασμό του ημιτονικού σήματος 38KHz με το σήμα L(t) - R(t) το οποίο ταυτόχρονα αναστρέφει, έτσι ώστε το σήμα εξόδου (διαμορφωμένο κατά DSSC) να περιλαμβάνει την πληροφορία του σήματος L(t) - R(t) όπως απαιτείται.



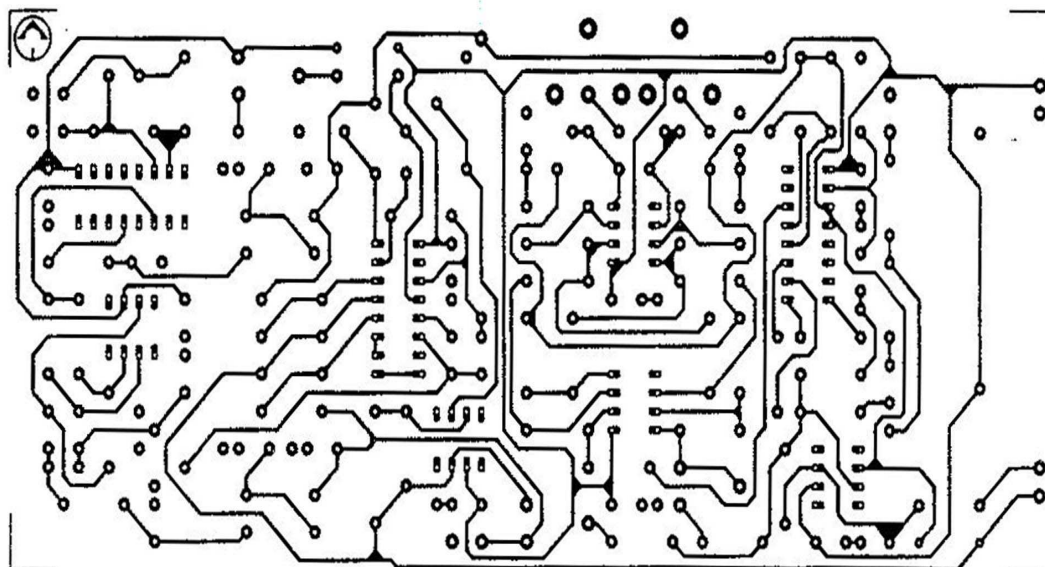
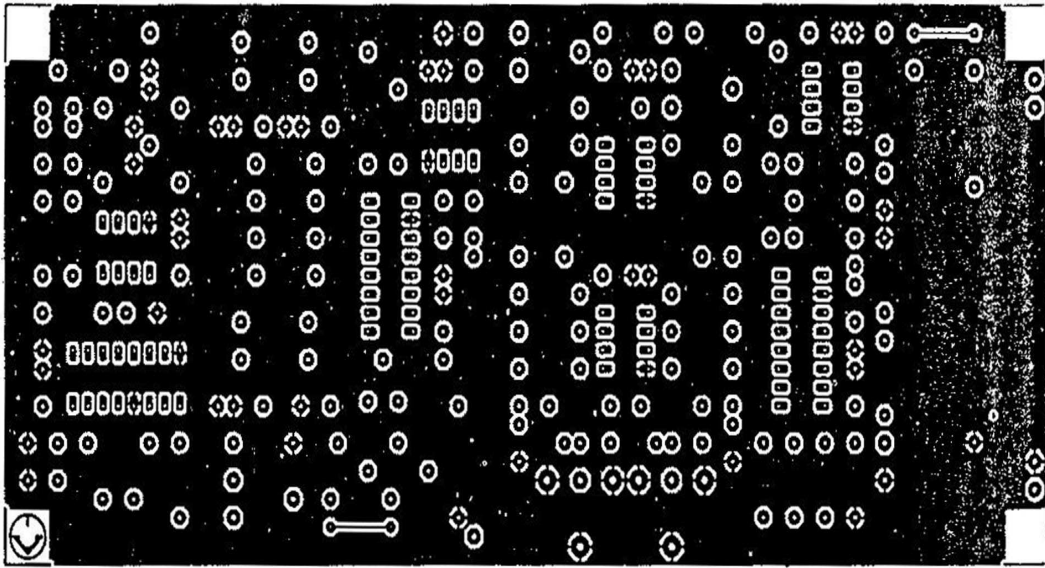
Σχ. 1.4.3 Κυκλωματικό διάγραμμα της γεννήτριας κωδικοποίησης στερεοφωνικού σήματος. Τα δύο ολοκληρωμένα κυκλώματα τύπου XR2208 επιτελούν διαφορετικές λειτουργίες. Το IC3 είναι συνδεδεμένο σαν PLL ενώ το IC6 λειτουργεί ως αναλογικός πολλαπλασιαστής.

Το διαμορφωμένο κατά DSSC σήμα, μαζί με το ημιτονικό σήμα 19KHz (συχνότητα - πλότος) και το σήμα $R(t) + L(t)$ αθροίζονται μέσω αντιστάσεων στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή IC7. Οι σχετικές στάθμες του σήματος – πλότου και της συνιστώσας $R(t) + L(t)$ ρυθμίζονται μέσω των ποτενσιόμετρων P3 και P2 αντίστοιχα. Ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί απλώς σαν βαθμίδα απομόνωσης για το κωδικοποιημένο σήμα, ενώ παρέχεται και μια ξεχωριστή έξοδος με απόζευξη συνεχούς ρεύματος, η οποία σημειώνεται στο σχέδιο ως «Α» και χρησιμεύει σαν σημείο ελέγχου.

Τέλος, ο τελεστικός ενισχυτής IC4 λειτουργεί ως πηγή τάσης που παρέχει +6V (τη μισή τάση τροφοδοσίας).

1.4.4 ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ FM. ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ

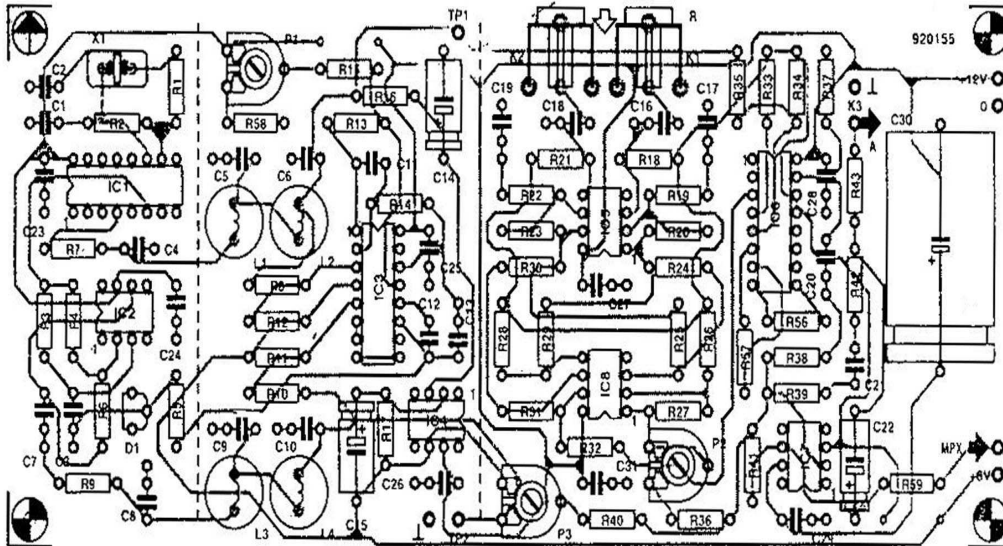
Η γεννήτρια στερεοφωνικού σήματος FM συναρμολογείται σε πλακέτα διπλής όψης. Οι δύο όψεις του τυπωμένου κυκλώματος φαίνονται στο σχήμα 1.4.4. Οι δύο είσοδοι του στερεοφωνικού σήματος K1 και K2 τοποθετούνται κατ ευθείαν πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα. Μετά από τη συναρμολόγηση όλων των εξαρτημάτων, πρέπει να τοποθετηθούν οι μεταλλικές θωρακίσεις στα σημεία όπου υποδεικνύεται με διακεκομμένες γραμμές.



Σχ. 1.4.4 Οι δύο όψεις του τυπωμένου κυκλώματος της γεννήτριας στερεοφωνικού σήματος FM.

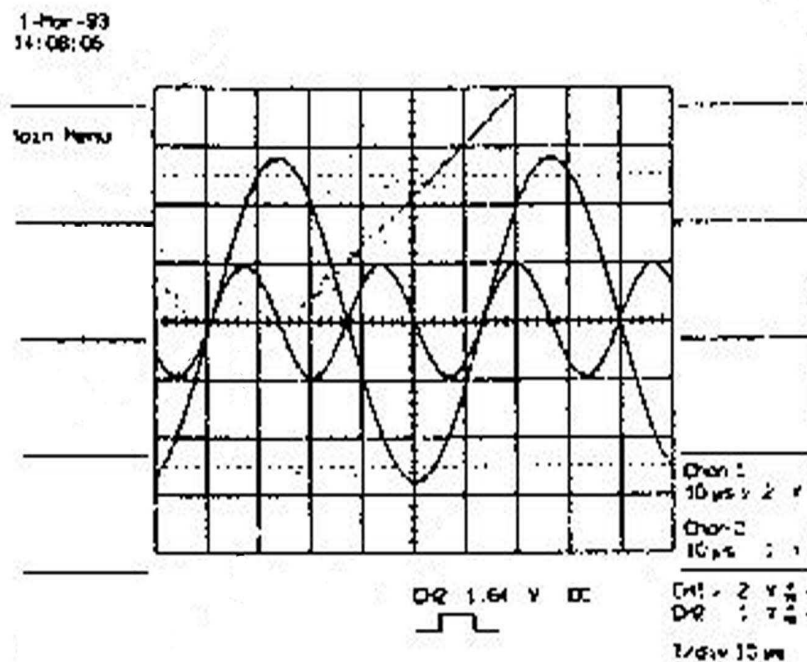
Στο τυπωμένο κύκλωμα οι θωρακίσεις αυτές μπορεί να είναι μεταλλικές ταινίες από ψευδάργυρο (τσίγκο) μικρού πάχους και ύψους 20mm. Επίσης όλα τα ποτενσιόμετρα πρέπει να ρυθμιστούν στο μέσον της διαδρομής τους περίπου. Στο

σχήμα 1.4.4.2 φαίνεται η όψη με τα εξαρτήματα τοποθετημένα στην πλακέτα της γεννήτριας στερεοφωνικού σήματος.



Σχ. 1.4.4.2 Η όψη με τα εξαρτήματα στη γεννήτρια στερεοφωνικού σήματος FM

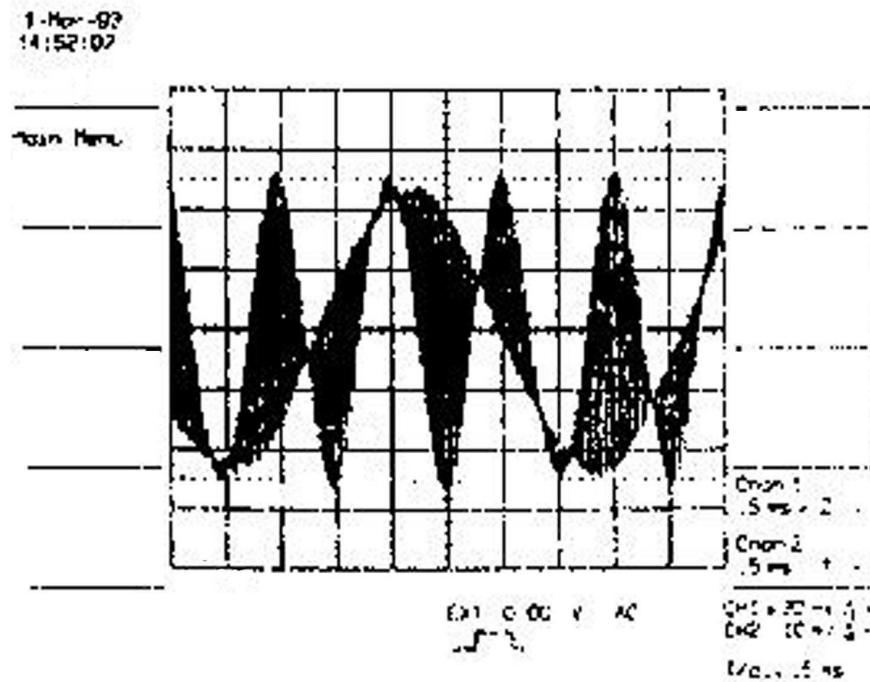
Για τη ρύθμιση της γεννήτριας κωδικοποίησης στερεοφωνικού σήματος απαιτείται ένας παλμογράφος διπλής δέσμης. Στις δύο εισόδους του συνδέονται τα σημεία TP1 και TP2 της γεννήτριας και ρυθμίζουμε το ποτενσιόμετρο P1 μέχρις ότου συμπέσουν τα σημεία διαβάσεων από το μηδέν των κυματομορφών 19KHz και 38KHz όπως φαίνεται στο σχήμα 1.4.4.3.



Σχ. 1.4.4.3 Τα σήματα διέλευσης από το μηδέν των κυματομορφών 19 KHz και 38 KHz μπορούν να συμπέσουν μετά από κατάλληλη ρύθμιση του P1.

Ακολούθως πρέπει να ρυθμιστούν οι στάθμες των σημάτων $L(t) + R(t)$ και συχνότητας – πιλότου 19KHz. Ο παλμογράφος πρέπει να συνδεθεί στην έξοδο της γεννήτριας, στην είσοδο L πρέπει να εφαρμοστεί σήμα συχνότητας 1KHz και πλάτους 1V p-p και στην είσοδο R σήμα 300Hz με το ίδιο πλάτος. Τώρα το ποτενσιόμετρο P3 (που ρυθμίζει τη στάθμη της συχνότητας - πιλότου) πρέπει να στραφεί αντίθετα από τη φορά των δεικτών του ρολογιού μέχρι να τερματίσει, ώστε να μην παρουσιάζεται αυτό το σήμα στην έξοδο. Ακολουθεί ρύθμιση του ποτενσιόμετρου P2 μέχρις ότου το σήμα $R(t) + L(t)$ αποκτήσει στην έξοδο ίδιο πλάτος με το σήμα $L(t) - R(t)$. Στον παλμογράφο πρέπει τότε να εμφανίζεται μια εικόνα παρόμοια με αυτή στο σχήμα 1.4.4.4.

Αμέσως μετά, απομακρύνονται τα σήματα από τις δύο εισόδους και ρυθμίζεται το P3 ώστε η στάθμη της συχνότητας – πιλότου στην είσοδο, να γίνει 100mV p-p.



Σχ. 1.4.4.4 Κωδικοποιημένο στερεοφωνικό σήμα με σωστή ρύθμιση της στάθμης της συνιστώσας $L(t) + R(t)$ (χωρίς συχνότητα πιλότου)

Μετά τις ρυθμίσεις που περιγράφηκαν η γεννήτρια είναι έτοιμη να λειτουργήσει τοποθετώντας σήμα στην είσοδο της και διαμορφώνοντας αυτήν την είσοδο ενός ταλαντωτή. Παρακάτω παρατίθεται ο πίνακας των εξαρτημάτων της γεννήτριας κωδικοποίησης στερεοφωνικού σήματος καθώς και άλλες πληροφορίες τεχνικές από Data Books για τη λειτουργία των εξαρτημάτων.

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ
ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ

R1 = 2K2
R2 = 1M5
R3 = 47K5 / 1%
R4 = 47K5 / 1%
R5 = 220K
R6 = 47K5 / 1%
R7 = 22K
R8 = 82K
R9 = 22K
R11 = 8K2
R12 = 8K2
R13 = 120K
R14 = 120K
R15 = 1M
R16 = 22K
R17 = 22K
R18 = 82K
R19 = 1K5
R20 = 15K
R21 = 100K
R22 = 1K5
R23 = 15K
R24 = 10K
R25 = 10K
R26 = 10K
R27 = 10K
R28 = 10K
R29 = 10K
R30 = 10K
R31 = 10K
R32 = 15K
R33 = 7K5 / 1%
R34 = 22K
R35 = 56K
R36 = 10K
R37 = 3K9
R38 = 10K
R39 = 1K8
R40 = 100K
R41 = 10K
R42 = 100K
R43 = 680Ω

R56 = 4K7
R57 = 4K7
R58 = 47K
R59 = 100Ω

P1 = Ποτενσιόμετρο κατσαβιδιού 25KΩ οριζόντιας τοποθέτησης
P2 = Ποτενσιόμετρο κατσαβιδιού 100KΩ οριζόντιας τοποθέτησης
P3 = Ποτενσιόμετρο κατσαβιδιού 250KΩ οριζόντιας τοποθέτησης

ΠΥΚΝΩΤΕΣ

C1 = 68p κεραμικός
C2 = 68p κεραμικός
C3 = 150p κεραμικός
C4 = 470p κεραμικός
C5 = 1n
C6 = 470p κεραμικός
C7 = 100n
C8 = 1n
C9 = 4n7
C10 = 1n
C11 = 1μ / MKT
C12 = 680p
C13 = 330n
C14 = 47μ / 16V
C15 = 47μ / 16V
C16 = 150n
C17 = 33n
C18 = 150n
C19 = 33n
C20 = 330n
C21 = 18p κεραμικός
C22 = 10μ / 16V
C23 = 100n
C24 = 100n
C25 = 100n
C26 = 100n
C27 = 100n
C28 = 100n
C29 = 100n
C30 = 4700μ / 16V
C31 = 100n

ΠΗΝΙΑ

L1 = 47 mH

L2 = 47mH

L3 = 100mH

L4 = 100mH

ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

D1 = BB212

IC1 = CD4060

IC2 = LF411CN

IC3 = XR2208CP

IC4 = OP77

IC5 = TL072

IC6 = XR2208CP

IC7 = LF357N

IC8 = TL072

ΛΙΑΦΟΡΑ

X1 = Κρύσταλλος 2,432 MHz, 30pF παράλληλου συντονισμού

K1 = Βισματοδέκτες RCA κατάλληλοι για προσαρμογή σε τυπωμένο κύκλωμα

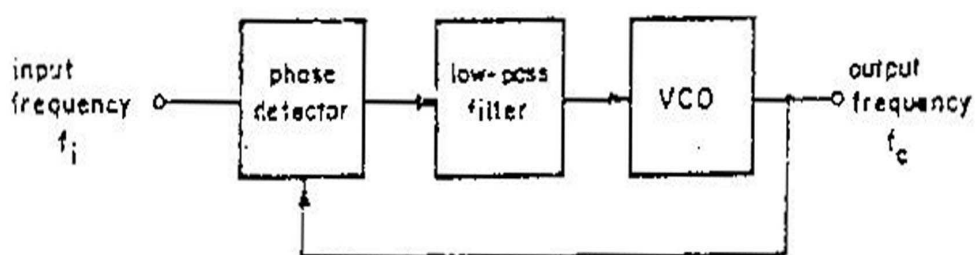
K2 = Βισματοδέκτες RCA κατάλληλοι για προσαρμογή σε τυπωμένο κύκλωμα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ – PLL 88-108MHz

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως φαίνεται από το μπλοκ διάγραμμα του σχήματος 2.1 ο κλειστός βρόχος φάσεως (Phase – locked loop) είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα αναδράσεως το οποίο αποτελείται από α). Έναν ανιχνευτή ή συγκριτή φάσεως, β). Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και γ). Έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση VCO.



Σχ. 2.1

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναφερθούν λίγα στοιχεία για τους ταλαντωτές (VCO). Η συχνότητα (F_o) του ταλαντωτή καθορίζεται από ένα εξωτερικό κύκλωμα αντίστασης – πυκνωτή ή αυτεπαγωγής – πυκνωτή. Αυτή η συχνότητα (F_o) οδηγείται στον ανιχνευτή φάσεως όπου συγκρίνεται με τη συχνότητα εισόδου (F_i). Η έξοδος του ανιχνευτή φάσεως είναι η τάση σφάλματος η οποία είναι μια μέση dc τάση ανάλογη της διαφοράς ($F_i - F_o$) και της διαφοράς φάσεως $\Delta\phi$ της συχνότητας εισόδου και VCO.

Η τάση σφάλματος κατόπιν φιλτράρεται ώστε να απομακρυνθεί κάθε θόρυβος υψηλής συχνότητας. Η τάση αυτή οδηγείται στον VCO όπου προκαλεί μεταβολή της

συχνότητας του ως προς την κατεύθυνση που ελαττώνει τη διαφορά ανάμεσα στη συχνότητα εισόδου και VCO. Μόλις στο VCO αρχίζει να αλλάζει συχνότητα ο βρόχος είναι στην κατάσταση σύλληψης και συνεχίζει μέχρις οι συχνότητες εισόδου και VCO γίνουν ακριβώς ίδιες. Σ' αυτό το σημείο ο βρόχος είναι συγχρονισμένος. Κατά τη διάρκεια του συγχρονισμού οι συχνότητες εισόδου και VCO είναι ίδιες εκτός από μια μικρή διαφορά φάσεως η οποία χρειάζεται για να παράγει μια τάση σφάλματος η οποία διεγείρει τον VCO και κρατά το βρόχο σε συγχρονισμό.

Αυτή η επαναλαμβανόμενη δράση του συστήματος βρόχου θα ακολουθεί κάθε μεταβολή στη συχνότητα εισόδου, εφ' όσον βρίσκεται στον συγχρονισμό. Έτσι μπορούμε να πούμε ότι ο κλειστός βρόχος φάσεως έχει τρεις ξεχωριστές καταστάσεις, α). Ελεύθερη λειτουργία β). Σύλληψη και γ) Συγχρονισμός.

Η περιοχή μέσα στην οποία το σύστημα κλειστού βρόχου θα ακολουθεί μεταβολές της συχνότητας εισόδου, ονομάζεται περιοχή συντονισμού. Επίσης η περιοχή συχνοτήτων στην οποία ο βρόχος αποκτά συγχρονισμό ονομάζεται περιοχή σύλληψης και η οποία δεν είναι ποτέ μεγαλύτερη από την περιοχή συγχρονισμού.

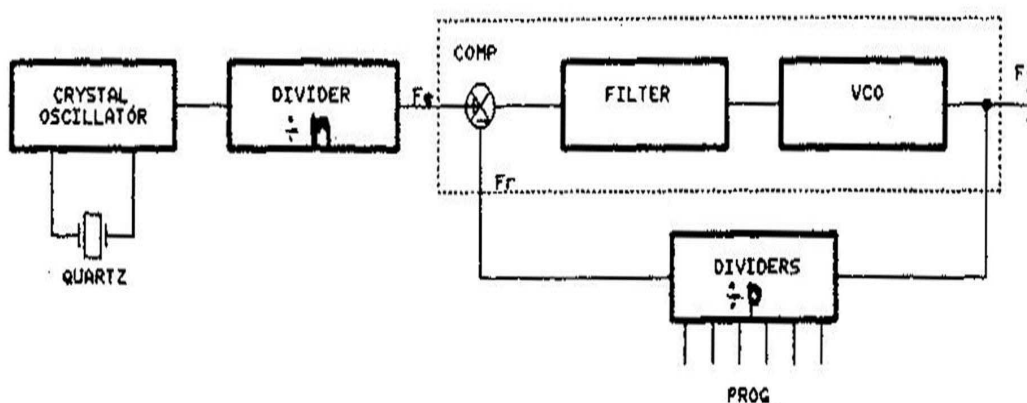
Τα δυναμικά χαρακτηριστικά του κλειστού βρόχου φάσεως κυρίως ελέγχονται από το χαμηλοπερατό φίλτρο. Εάν η διαφορά ανάμεσα στις συχνότητες εισόδου και VCO είναι αρκετά μεγάλη το σήμα που προκύπτει μπορεί να είναι πολύ υψηλό και να αποκοπεί από το χαμηλοπερατό φίλτρο. Συνεπώς το σήμα είναι εκτός της περιοχής σύλληψης του βρόχου. Όταν ο κλειστός βρόχος συγχρονιστεί, το φίλτρο μόνο περιορίζει την ταχύτητα της ικανότητας του βρόχου να ακολουθεί μεταβολές της συχνότητας εισόδου. Επίσης το φίλτρο του βρόχου παρέχει ένα είδος μικρής διάρκειας μνήμης, σιγουρεύοντας έτσι μια γρήγορη επανασύλληψη του σήματος εάν το σύστημα αποσυγχρονιστεί από ένα στιγμιαίο θόρυβο. Παρ' όλο που οι παράμετροι του φίλτρου περιορίζουν την περιοχή σύλληψης και την ταχύτητα του βρόχου, θα ήταν αδύνατο να συγχρονιστεί ο κλειστός βρόχος χωρίς αυτό.

Στην αρχή ο κλειστός βρόχος φάσεως χρησιμοποιήθηκε στην τηλεόραση και σήμερα χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές όπως: Ραδιοτηλεμετρία από δορυφόρους, αποδιαμορφωτές AM και FM, αποκωδικοποιητές FSK κ.λ.π.

Επίσης μια εφαρμογή του κλειστού βρόχου φάσεως είναι η σύνθεση συχνοτήτων σε πομπούς και δέκτες και με αυτό θα ασχοληθούμε στη συνέχεια.

2.1 PLL ΣΑΝ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΗ

Σε αυτήν την ενότητα θα αναφερθεί με περισσότερη λεπτομέρεια πως μπορούμε να πετύχουμε σύνθεση συχνοτήτων με ένα βρόχο κλειδώματος φάσης. Ξεκινώντας την ανάλυση θα δούμε την πιο απλή μορφή που αποτελείται από τα βασικά στοιχεία για περιοχή συχνοτήτων ραδιοφωνικών, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1.1.



Σχ. 2.1.1. Κύκλωμα σύνθεσης συχνότητας

Σε αυτό το μπλοκ διάγραμμα βλέπουμε τα βασικά μέρη του PLL. Ο κρύσταλλος μας δίνει τη συχνότητα αναφοράς με την οποία συγκρίνεται η F_s . Η χρησιμότητα του κρυσταλλικού ταλαντωτή είναι απαραίτητη για να υπάρχει όσο το δυνατό μεγαλύτερη σταθερότητα στη συχνότητα αναφοράς του κυκλώματος. Στο μπλοκ διάγραμμα διακρίνεται και ο φασικός φωρατής που συγκρίνει τη συχνότητα αναφοράς F_e με την F_s . Το σήμα του φωρατή οδηγείται σε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και μετά στον VCO. Λόγω του ότι ο ταλαντωτής λειτουργεί σε μεγάλη συχνότητα δεν μπορεί να συγκριθεί η συχνότητα εξόδου F_s με την συχνότητα του κρυστάλλου F_e που είναι μικρή (συνήθως πολύ κοντά στο βήμα του PLL). Για να μπορούν να συγκριθούν οι δύο συχνότητες παρεμβάλλεται στον κλάδο ανάδρασης ένας

προγραμματιζόμενος διαιρέτης που υποβιβάζει την συχνότητα F_s σε F_r και μπορούν να συγκριθούν έτσι οι δύο συχνότητες F_r και F_e .

Για να γίνει πιο κατανοητό το κύκλωμα θα αναφερθεί παράδειγμα. Έτσι θα αναπτύσσονται όλα τα κυκλώματα του PLL. Η λειτουργία του PLL είναι τέτοια που στην κατάσταση ηρεμίας, οι συχνότητες F_r και F_e των σημάτων που εμφανίζονται στις εισόδους του συγκριτή είναι ίσες. Μπορούμε να γράψουμε λαμβάνοντας υπόψη και τους διαιρέτες $/n$ και $/p$:

$$\frac{F_o}{n} = \frac{F_s}{p}$$

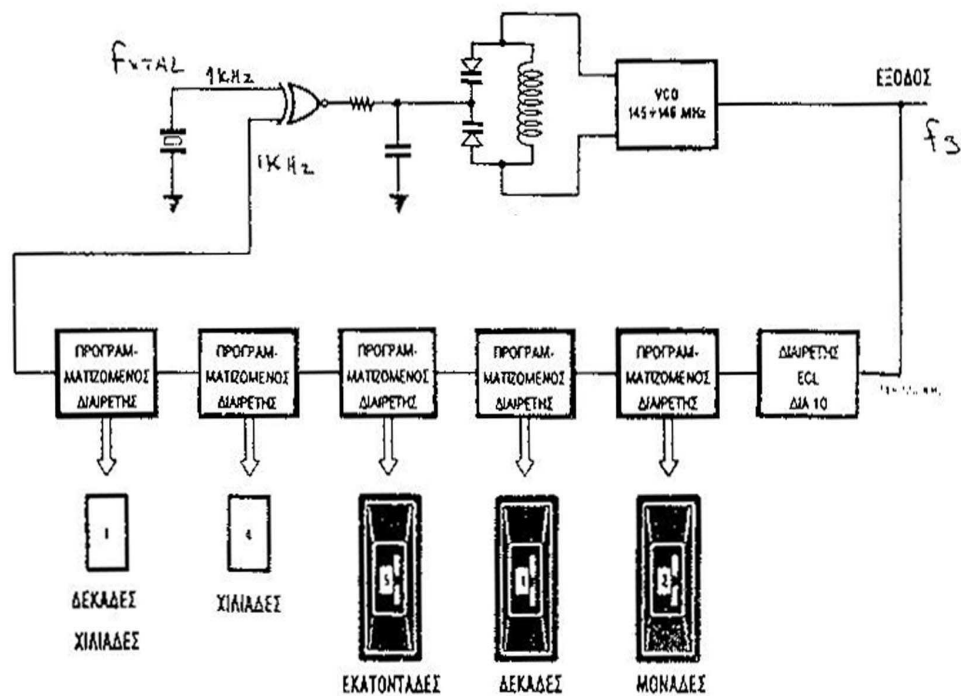
Που οδηγεί στο συμπέρασμα :

$$F_s = p \frac{F_o}{n}$$

Για την περιοχή 88-108 MHz αν θεωρήσουμε ότι το F_o / n αντιπροσωπεύει το βήμα των 100KHz που ισοδυναμεί με την απόσταση των καναλιών, η περιοχή 88-108 MHz σαρώνεται από άκρη σε άκρη όταν το p μεταβάλλεται από 880 ($88\text{MHz}/100\text{KHz} = 880$) έως 1080 ($108\text{MHz}/100\text{KHz} = 1080$). Ένας κρύσταλλος συχνότητας $F_o = 1\text{MHz}$ συνεργαζόμενος με έναν διαιρέτη $/10$ για το n , ή οποιοδήποτε άλλο ζευγάρι (F_o, n) οδηγεί στην ίδια σχέση $F_o/n = 100\text{KHz}$ επιτρέπει την ανάδειξη του συγκεκριμένου βήματος.

Εδώ θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι μπορεί να τεθούν πρακτικά προβλήματα. Ο διαιρέτης $/p$ που είναι αναγκασμένος να εργάζεται σε συχνότητες μεταξύ 88MHz και 108MHz, δηλαδή σε τιμές συχνοτήτων που δεν μπορούν να προσεγγίσουν ολοκληρωμένα HCMOS και TTL. Σε αυτές τις περιπτώσεις υπάρχουν ειδικά ολοκληρωμένα τεχνολογίας ECL που τοποθετούνται πριν τον προγραμματιζόμενο διαιρέτη και διαρκεί με σταθερή συχνότητα.

Τώρα θα δούμε ένα κύκλωμα που το μπλοκ διάγραμμα του είναι πιο ξεκάθαρο. Το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 2.1.2.



Σχ. 2.1.2. Κύκλωμα σύνθεσης συχνοτήτων για την μπάντα 145 – 146 MHz με βήμα 10 KHz

Υποθέτουμε ότι θέλουμε να κατασκευάσουμε ένα πομπό με PLL για την περιοχή 145 – 146 MHz και με βήμα 10 KHz. Σε αυτήν την περίπτωση θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε για τη συχνότητα αναφοράς ένα κρύσταλλο (XTAL) των 10 KHz. Εδώ δεν χρησιμοποιείται διαιρέτης /n. Γνωρίζοντας τη συχνότητα εργασίας, μπορούμε να υπολογίσουμε το συντελεστή διαίρεσης, δηλαδή πόσες φορές πρέπει να διαιρέσουμε τη συχνότητα του ταλαντωτή για να έχουμε τη σωστή συχνότητα αναφοράς, με τον τύπο

$$P = \frac{F_s}{F_{xtal}}$$

Όπου p ο συντελεστής διαίρεσης, F_s η συχνότητα εξόδου (κυμαίνεται μεταξύ 145000KHz και 146000KHz) και F_{xtal} η συχνότητα του κρυστάλλου (10 KHz) άρα θα έχουμε ένα συντελεστή διαίρεσης :

$$P_{\min} = \frac{145000}{10} = 14500$$

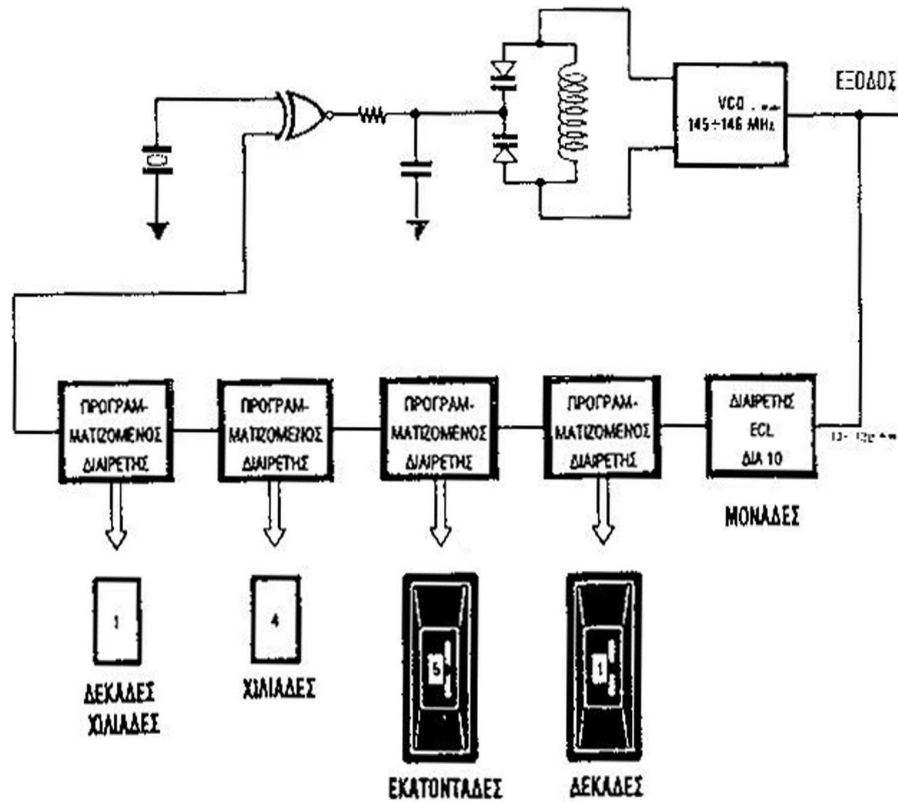
$$P_{\max} = \frac{146000}{10} = 14600$$

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως δεν υπάρχουν προγραμματιζόμενοι διαιρέτες για πολύ υψηλές συχνότητες και δεν μπορούμε να κατασκευάσουμε ένα τέτοιο κύκλωμα.

Στο σχήμα 2.1.2 έχουμε ένα προγραμματιζόμενο διαιρέτη για τις μονάδες, ένα δεύτερο για τις δεκάδες, ένα τρίτο για τις εκατοντάδες, ένα τέταρτο για τις χιλιάδες και τέλος ένα πέμπτο για τις δεκάδες χιλιάδες. Η συχνότητα εξόδου του VCO δίνεται από τον τύπο :

$$F_s = p * F_{xtal}$$

Αφού δεν υπάρχει προγραμματιζόμενος διαιρέτης που να λειτουργεί στα 145 MHz είμαστε αναγκασμένοι να χρησιμοποιήσουμε σαν πρώτο διαιρέτη, ένα ολοκληρωμένο ECL Σχ. 2.1.3. Το κύκλωμα είναι ανάλογο με εκείνο του σχήματος 2.1.2 μόνο που ο ECL που προστέθηκε έχει σταθερό συντελεστή διαίρεσης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μην μπορούμε να προγραμματίσουμε τις μονάδες, οπότε το βήμα του PLL θα είναι 100 KHz και όχι 10 KHz.



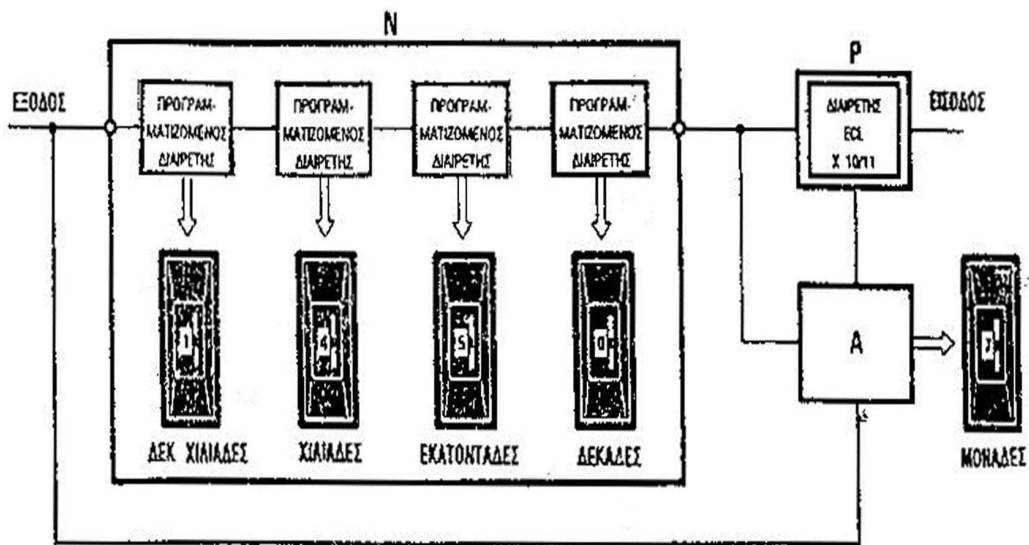
Σχ. 2.1.3. Κύκλωμα PLL με διαιρέτη ECL

Για να μην έχουμε αλλαγή του βήματος του PLL έχουμε τη συχνότητα αναφοράς F_{xtal} του κρυστάλλου και έγινε 1 KHz για το συγκεκριμένο παράδειγμα. Ο τύπος που μας δίνει τη συχνότητα εξόδου τώρα είναι :

$$F_s = p_{ecl} * p * F_{xtal}$$

2.2 PLL ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΗ ΔΙΠΛΗΣ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ

Στη μετατροπή του αρχικού συνθέτη συχνοτήτων έχει προστεθεί στη θέση του διαιρέτη ECL ένας διαιρέτης ECL που κάνει διπλή διαίρεση. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 2.2.1.



Σχ. 2.2.1. Κύκλωμα PLL με διαιρέτη διπλής διαίρεσης

Έτσι στο κύκλωμα αυτό έχουμε :

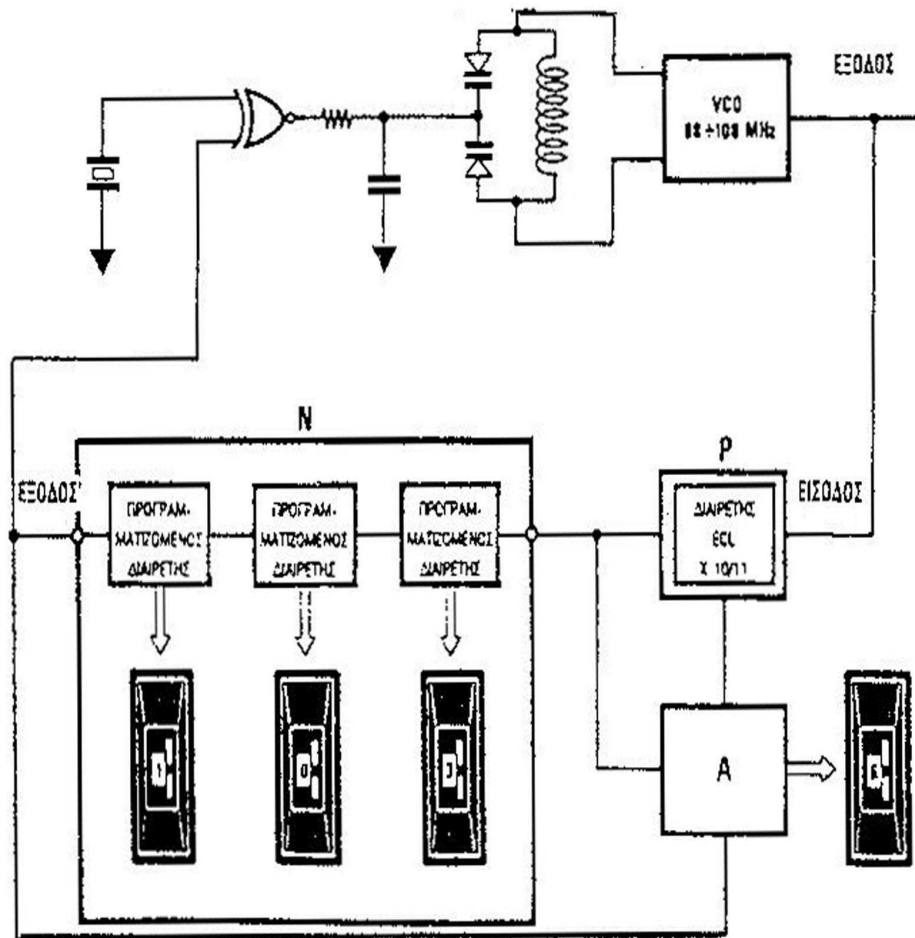
- P είναι η βαθμίδα του σταθερού διαιρέτη.
- A είναι ένας προγραμματιζόμενος διαιρέτης, ο βασικός ρόλος του οποίου είναι να ελέγχει το συντελεστή διαίρεσης του σταθερού διαιρέτη.
- N είναι απλοί προγραμματιζόμενοι διαιρέτες, σαν αυτούς που είδαμε στο προηγούμενο κύκλωμα Σχ. 2.1.3.

Σαν διπλή διαίρεση εννοούμε ότι το ECL που χρησιμοποιούμε είναι σε θέση να διαιρεί με δύο συντελεστές διαίρεσης. Για παράδειγμα 10/11 – 40/41 που επιλέγεται δίνοντας στάθμη 1 ή 0 στον κατάλληλο ακροδέκτη ελέγχου. Ο ρόλος του προγραμματιζόμενου απαριθμητή A είναι να δίνει στην έξοδο του λογική στάθμη 1 ή 0 που εφαρμόζεται στην είσοδο ελέγχου του διαιρέτη, ώστε να επιλέγεται ο συντελεστής διαίρεσης του ECL.

Ο τύπος που δίνει τη συχνότητα εξόδου του PLL αυτού είναι :

$$F = F_{xtal} * [(N * P) + A]$$

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του PLL με διπλό διαιρέτη παρουσιάζεται ένα παράδειγμα υπολογισμού για την περιοχή 88-108 MHz. Το βήμα που θα έχει το PLL στο παράδειγμα είναι 100 KHz. Αν χρησιμοποιήσουμε ένα ECL που να διαιρεί δια 10/11, θα πρέπει να ξέρουμε το συντελεστή διαίρεσης του N και του A. Το κύκλωμα του παραδείγματος φαίνεται στο σχήμα 2.2.2.



Σχ. 2.2.2. PLL με διπλό διαιρέτη στην περιοχή 88 – 108 MHz

Επειδή θέλουμε κατανομή καναλιών ανά 100 KHz θα χρησιμοποιήσουμε συχνότητα αναφοράς 100 KHz. Θα υπολογίσουμε τον ελάχιστο και το μέγιστο ολικό συντελεστή διαίρεσης για την κάλυψη ολόκληρης της περιοχής συχνοτήτων μετατρέποντας πρώτα τα MHz σε KHz.

$$D1 \min = \frac{88000}{100} = 880$$

$$D1 \max = \frac{108000}{100} = 1080$$

- D1 ολικός συντελεστής διαίρεσης
- F συχνότητα εξόδου σε KHz
- Fxtal συχνότητα αναφοράς σε KHz
- P μικρότερος συντελεστής διαίρεσης του ECL
- A συντελεστής διαίρεσης του διαιρέτη ελέγχου A
- M διαφορά μεταξύ των δυο συντελεστών διαίρεσης του ECL
- N συντελεστής διαίρεσης των προγραμματιζόμενων διαιρετών που ακολουθούν το ECL.

Με ECL που διαιρεί δια 10 – 11 θα υπολογίσουμε τον ελάχιστο και τον μέγιστο συντελεστή διαίρεσης του διαιρέτη N.

N = Ακέραιο μέρος (D1 / P), συνεπώς

$$N \min = \frac{880}{10} = 88$$

$$N \max = \frac{1080}{10} = 108$$

Κατόπιν θα υπολογίσουμε τις τιμές του συντελεστή διαίρεσης της βαθμίδας A με την εξίσωση :

$$A = \frac{D1 - (P * N)}{m}$$

Οπότε αντικαθιστώντας τις τιμές που έχουμε, βρίσκουμε :

$$A = \frac{880 - 10 * 88}{1} = \frac{880 - 880}{1} = \frac{0}{1} = 0$$

Σε αυτήν την περίπτωση για να εκπέμπουμε στα 88000 KHz πρέπει να προγραμματίσουμε το διαιρέτη A στο 0. αν θέλουμε να έχουμε συχνότητα εκπομπής 88100 KHz θα ξανακάνουμε τους υπολογισμούς :

$$D1 = \frac{\text{συχνότητα}}{100} = \frac{88100}{100} = 881$$

Ο διαιρέτης N θα προγραμματιστεί στον αριθμό που είναι το ακέραιο μέρος του πηλίκου D1 / P, δηλαδή

$$N = \text{ακέραιο} \frac{D1}{P} = \text{ακέραιο} \frac{881}{10} = \text{ακέραιο} 88,1 = 88$$

Για να βρούμε την τιμή του A, θα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο

$$A = \frac{D1 - (P * N)}{m} = \frac{881 - (10 * 88)}{1} = \frac{881 - 880}{1} = \frac{1}{1} = 1$$

Είναι σαφές λοιπόν ότι ο διαιρέτης A προσθέτει πάντα τη συχνότητα αναφοράς, οπότε χωρίς να κάνουμε πολλούς υπολογισμούς για να κάνουμε υπολογισμούς για να παράγουμε συχνότητα :

88000 KHz, το A προγραμματίζεται στο 0

88100 KHz, το A προγραμματίζεται στο 1

88300 KHz, το A προγραμματίζεται στο 3

103500 KHz, το A προγραμματίζεται στο 5

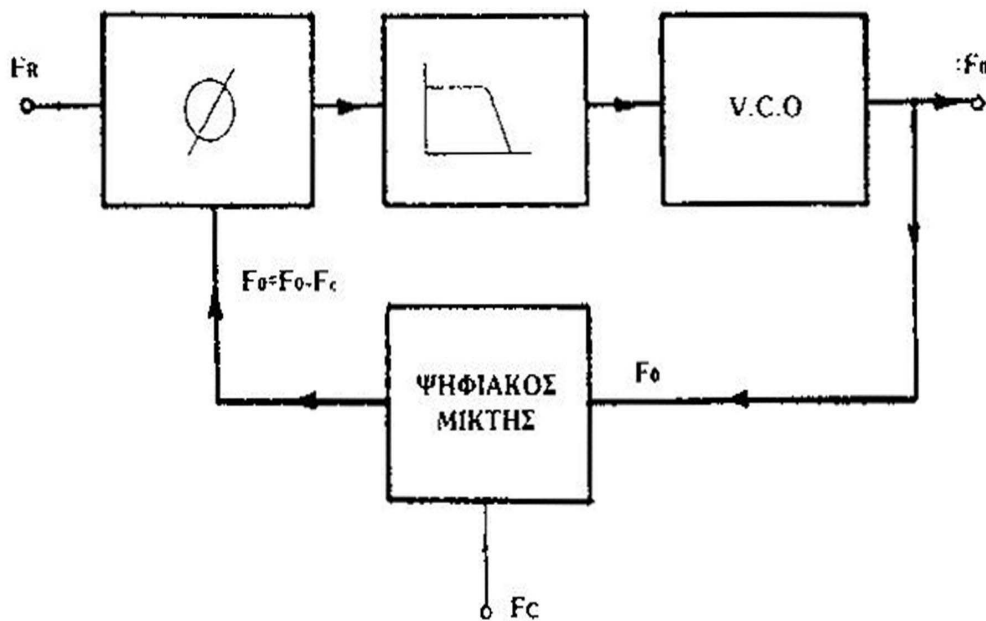
Το ίδιο συμβαίνει και όταν από 88 MHz περάσουμε τους διαιρέτες N στα 89-90-91-92-100 MHz.

2.3 PLL ΜΕ ΨΗΦΙΑΚΟ ΜΕΙΚΤΗ

Όταν το PLL πρόκειται να λειτουργήσει σε πολύ υψηλές συχνότητες VHF/UHF τότε το κόστος του αυξάνει σημαντικά, λόγω της ειδικής κατασκευής των βαθμίδων δοκιμών μονάδων του (συγκριτής φάσης, VCO, διαιρέτης / N). Η χρήση του ψηφιακού μείκτη στα κυκλώματα σύνθεσης συχνότητας με PLL, επιτρέπει τη λειτουργία του όλου συστήματος σε χαμηλές συχνότητες από εκείνες τις οποίες έχει σχεδιαστεί να παράγει. Πάντως, η χρήση αυτής της τεχνικής δεν αποτελεί πανάκεια για όλες τις εφαρμογές VHF/UHF και η σχεδίαση τέτοιων συστημάτων πρέπει να γίνεται με προσοχή.

Ο ψηφιακός μείκτης είναι ένα Flip – Flop D – τύπου, το οποίο δέχεται δυο σήματα εισόδου, ένα με τη συχνότητα F_0 που οδηγείται στην είσοδο D και το άλλο με συχνότητα F_c που οδηγείται στην είσοδο για το ωρολογιακό σήμα (clock) και παράγει σήμα με συχνότητα F_q ίση με τη διαφορά τους (άμεση μείξη) ή με τη διαφορά της F_0 και της νιοστής αρμονικής της F_c , δηλαδή $F_q = F_0 - N * F_c$ (έμμεση μείξη).

Ο ψηφιακός μείκτης παρεμβάλλεται στο βρόχο του PLL μεταξύ VCO και συγκριτή φάσεως, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.1.



Σχ. 2.3.1. Βασικό διάγραμμα βαθμίδων συνθέτη συχνοτήτων με ψηφιακό μείκτη

Αν το PLL έχει κλειδώσει, τότε $F_{ref} = F_q$. Όμως $F_q = F_0 - F_c$ και έτσι $F_0 = F_{ref} + F_{clock}$. Δηλαδή η συχνότητα του σήματος εξόδου, είναι το άθροισμα της συχνότητας αναφοράς και της συχνότητας clock, με την προϋπόθεση ότι $F_q < F_c / z$ όπως φαίνεται και από την χαρακτηριστική καμπύλη του ψηφιακού μείκτη.

Αν θέλουμε υψηλότερη συχνότητα του σήματος εξόδου, τότε είναι δυνατόν ο βρόχος να λειτουργήσει και σε κάποια ανώτερη αρμονική της συχνότητας clock, δηλαδή :

$$F_0 = F_{ref} + (N * F_{clock})$$

Η τεχνική της ψηφιακής μείξης δεν επηρεάζει τα άλλα χαρακτηριστικά του βρόχου του PLL. Εκτός από την ανάγκη μείωσης της ιδιοσυχνότητας του φίλτρου του βρόχου στην τιμή $F_c / 10$.

1. Υπολογίζουμε την τάξη του αρμονικού στην οποία θα λειτουργήσει το PLL, από την εξίσωση :

$$N \leq \frac{(F_{o \min} - P_{\min}) * F_{ref}}{2F}$$

όπου $P_{\min} = 1$ για να προκύψει το ελάχιστο F_c .

2. Υπολογίζουμε την ελάχιστη συχνότητα του clock από την εξίσωση :

$$F_c = \frac{F_{o \min} - F_{ref}}{N}$$

3. Υπολογίζουμε την μέγιστη τιμή του μέτρου διαίρεσης του απαριθμητή από την εξίσωση :

$$P_{\max} = \frac{\Delta F}{F_{ref}} + P_{\min}$$

4. Υπολογίζουμε τη μέγιστη συχνότητα εξόδου του ψηφιακού μείκτη από την εξίσωση :

$$F_{q \max} = P_{\max} * F_{ref}$$

5. Ελέγχουμε αν ισχύει η ανισότητα $F_q < (F_c / z)$ αλλιώς επαναλαμβάνουμε την παραπάνω διαδικασία για άλλη τιμή της P_{\min} .

Για να γίνει πιο κατανοητή η μέθοδος σχεδίασης και υπολογισμού του συνθέτη συχνοτήτων με ψηφιακό μείκτη, αναφέρεται παρακάτω παράδειγμα.

Υποθέτουμε ότι σχεδιάζουμε PLL το οποίο να παράγει τη ζώνη συχνοτήτων 48 – 54 MHz και να έχει εύρος καναλιού 10 KHz.

$$F_{ref} = 10 \text{ KHz}$$

$$1. \quad N < \frac{48 \text{ MHz} - 1 * 10 \text{ KHz}}{2 * (54 - 48) \text{ KHz}} = 4$$

$$\text{Άρα } N = 3$$

$$2. F_c = \frac{48\text{MHz} - 10\text{KHz}}{3} = \frac{47,99}{3}\text{MHz} = 15,99666\text{MHz}$$

$$3. P_{\max} = \frac{6\text{MHz}}{10\text{KHz}} + 1 = 601$$

$$4. F_q(\max) = 601 * 10\text{KHz} = 6,01\text{MHz}$$

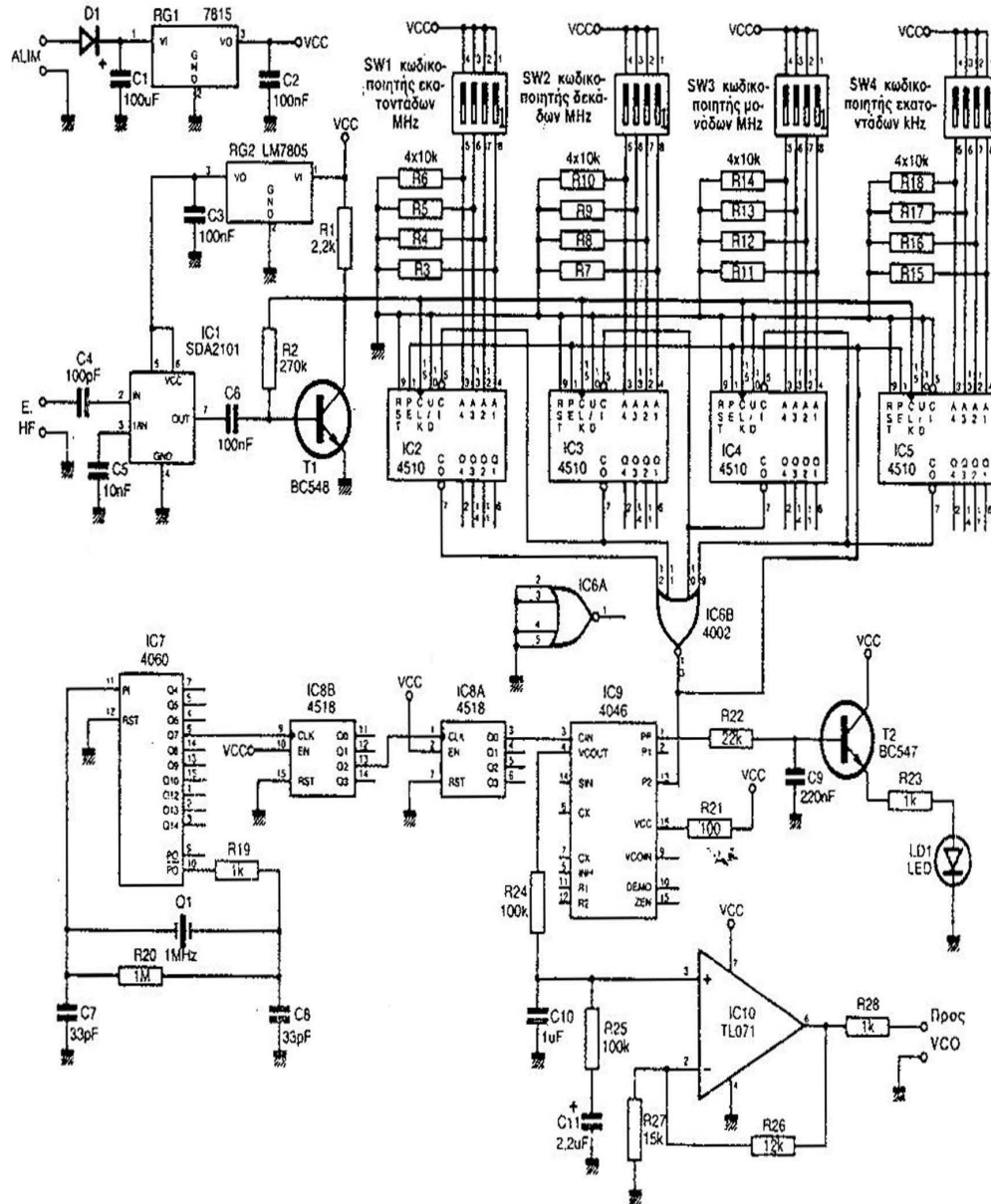
5. Έλεγχος

$$6,01 < \frac{15,99666}{2} \Leftrightarrow 6,01 < 7,99833$$

2.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΟΣ PLL ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ

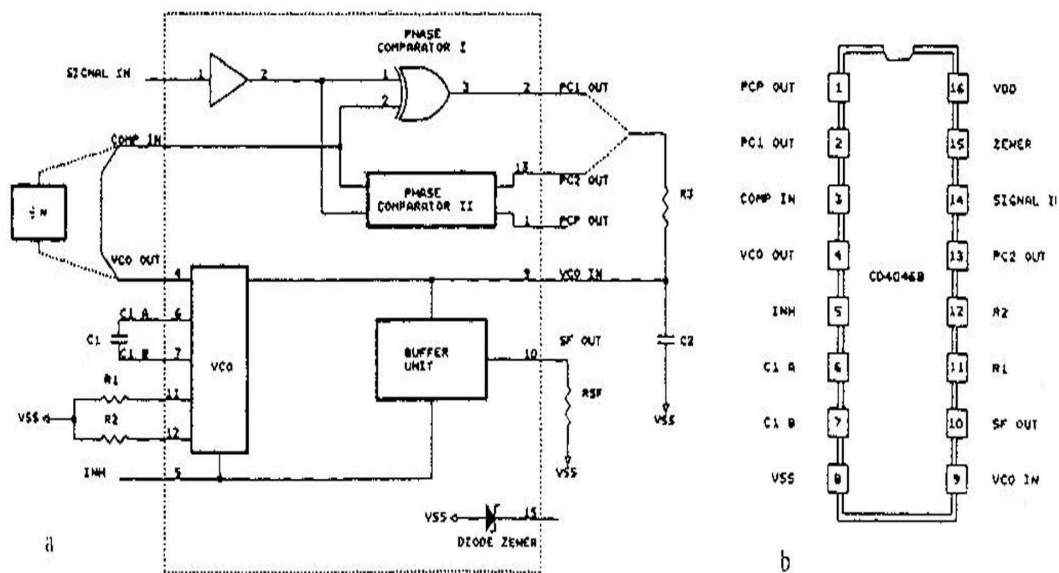
Εδώ θα παρουσιαστεί ένα πραγματικό κύκλωμα το οποίο μπορεί να κατασκευαστεί. Το θεωρητικό κύκλωμα του PLL φαίνεται στο σχήμα 2.4.1. Οι βαθμίδες που αποτελούν το PLL είναι τέσσερις και αναφέρονται παρακάτω.

Σαν πρώτη βαθμίδα έχουμε τον ταλαντωτή αναφοράς. Αυτός πρέπει να παρέχει μια συγκεκριμένη συχνότητα με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη σταθερότητα στην τιμή της. Η συχνότητα αυτή γεννάται από έναν κρύσταλλο του 1MHz. Αυτή η συχνότητα βάσης γεννάται από τον ταλαντωτή, μέσω ενός CD4060 και στη συνέχεια διαιρείται από τους σταθερούς διαιρέτες (4518). Η συχνότητα αυτή, της σύγκρισης, χρησιμεύει ως συχνότητα αναφοράς για την συχνότητα που προέρχεται από τον προγραμματιζόμενο διαιρέτη. Πρέπει λοιπόν να είναι της ίδιας τάξεως μεγέθους. Αποτελεί την προϋπόθεση για την σταθερότητα του πομπού καθώς επίσης και για την κεντρική συχνότητα εκπομπής. Μια αστάθεια στη συχνότητα αυτή, θα προκαλούσε μια απόκλιση της σύγκρισης και συνεπώς μια ολίσθηση στη συχνότητα του VCO.



Σχ. 2.4. Θεωρητικό κύκλωμα PLL

Η επόμενη βαθμίδα του PLL είναι αυτή του συγκριτή φάσης. Όταν δυο ημιτονικές συναρτήσεις, που έχουν την ίδια συχνότητα, έχουν την εκκίνηση τους την ίδια χρονική στιγμή και με την ίδια φορά, τότε λέμε ότι βρίσκονται σε φάση, όποιο και αν είναι το πλάτος τους. Αν οι αρχές των σημάτων δεν συμπίπτουν, προκαλείται μια διαφορά φάσης, η οποία είναι ανεξάρτητη από το πλάτος του σήματος και εκφράζεται σε rad ή μοίρες. Η σύγκριση των δύο συχνοτήτων, μιας των 100 KHz και μιας δεύτερης, που βρίσκεται κοντά στα 10 KHz, γίνεται στο εσωτερικό ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, που το μπλοκ διάγραμμα του φαίνεται στο σχήμα 2.4.2, του CD4046.

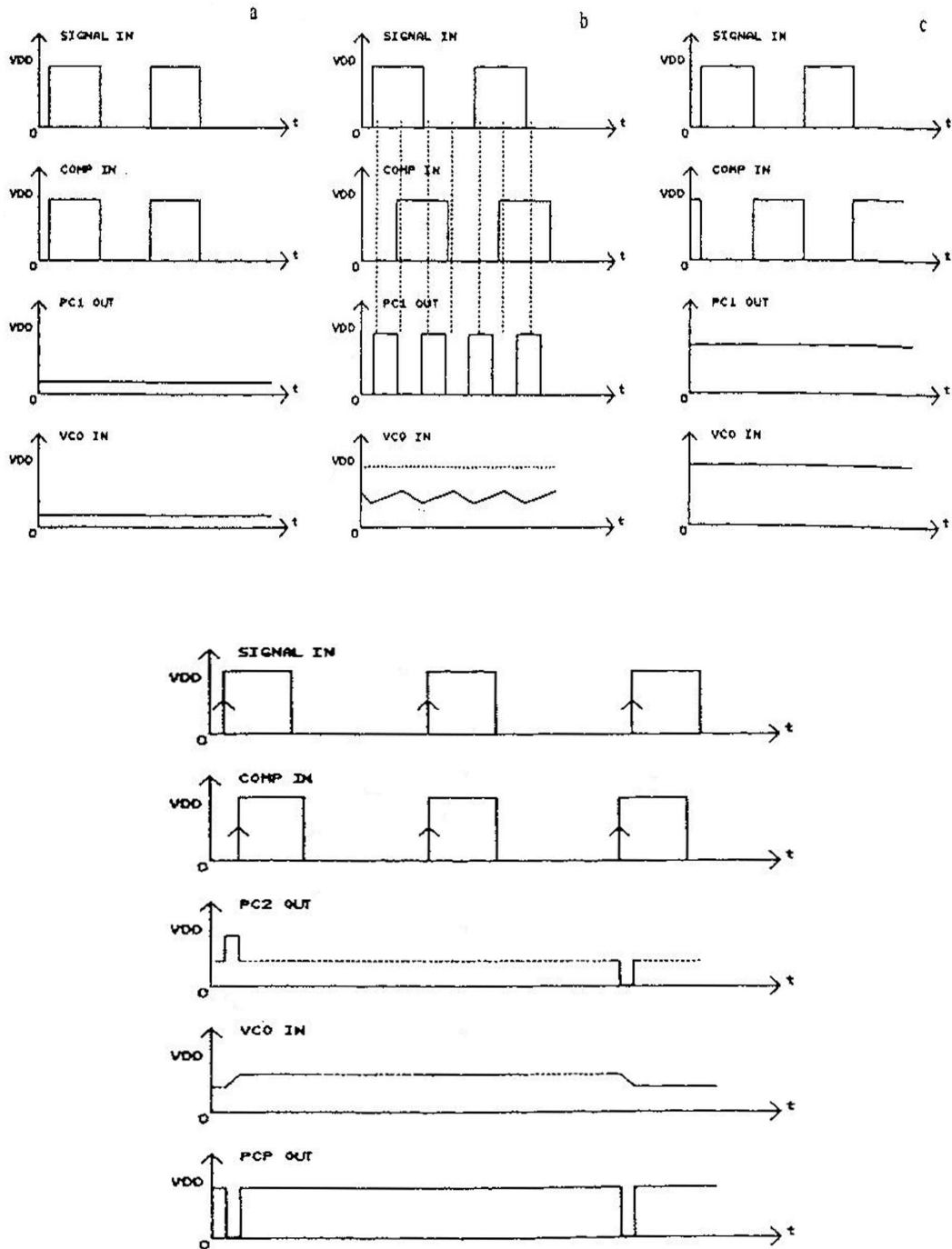


Σχ. 2.4.2. Μπλοκ διάγραμμα του CD4046

Όπως φαίνεται στο μπλοκ διάγραμμα του ολοκληρωμένου, το CD4046 περιέχει εκτός από XOR που είναι στοιχείο σύγκρισης φάσης δυο σημάτων, ένα δεύτερο συγκριτή με διπλή έξοδο και ένα VCO. Η δεύτερη έξοδος του συγκριτή χρησιμεύει για να απεικονίζεται η ασφάλιση της φάσης του PLL. Πράγματι, όταν η φάση του σήματος γίνεται ίση με τη φάση αναφοράς, στην έξοδο 1 υπάρχει μια θετική τάση που διεγείρει ένα led, που δείχνει ακριβώς την ασφάλιση της φάσης. Το VCO είναι ένας ολοκληρωμένος ταλαντωτής, η συχνότητα λειτουργίας του οποίου προσδιορίζεται από τη χωρητικότητα του πυκνωτή που συνδέεται μεταξύ των ακροδεκτών 6 και 7. επειδή η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του VCO δεν

υπερβαίνει τους 1,5 MHz από το ολοκληρωμένο αυτό θα χρησιμοποιηθεί μόνο ο διευκρινιστής φάσης και συχνότητας (ακροδέκτης 13) και το κύκλωμα απεικόνισης της ασφάλισης της φάσης (ακροδέκτης 1).

Στο σχήμα 2.4.3 φαίνονται τα σήματα στους ακροδέκτες των συγκριτών φάσης I και II.



Σχ. 2.4.3. Τα σήματα στους ακροδέκτες των συγκριτών φάσεων I και II

Μετά το συγκριτή φάσεως έχουμε το φίλτρο βρόχου. Το φίλτρο του βρόχου ενσωματώνει το σήμα σφάλματος, που προέρχεται σαν αποτέλεσμα της σύγκρισης των δύο σημάτων στη συχνότητα των 100 KHz, στο εσωτερικό του CD4046. Μπορεί να υλοποιηθεί με παθητικά στοιχεία ή ακόμα και με ενεργά στοιχεία, με τη βοήθεια ενός τελεστικού ενισχυτή (IC 10TL071). Συνήθως το φίλτρο αυτό αποκαλείται τύπου Τα και συνεπώς είναι κατασκευασμένο με παθητικά στοιχεία. Ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται με έναν αρκετά συγκεκριμένο τρόπο. Μερικά VCO χρειάζονται μια τάση ελέγχου του σφάλματος, μεγαλύτερη από την τάση που μπορεί να δώσει ο συγκριτής φάσης, συχνότητας. Το φίλτρο επιτρέπει την εξασθένιση της συχνότητας σύγκρισης στα 1,5625 KHz και στη συνέχεια την ολοκλήρωση αυτής της συχνότητας. Μπορεί να συνυπάρχει ένα πρόσθετο κύκλωμα διόρθωσης της τάσης, έτσι ώστε να βελτιώνεται η σταθερότητα του σήματος ελέγχου.

Μια βαθμίδα σημαντική είναι οι διαιρέτες που πετυχαίνουμε την επιθυμητή συχνότητα στην έξοδο του PLL. Το SDA2101 ή το SP4633 που διατίθεται σε κέλυφος DIL 8, διαιρεί δια 64, κάθε συχνότητα που βρίσκεται ανάμεσα στα 80 MHz και το 1 GHz της οποίας το ελάχιστο πλάτος από κορυφή σε κορυφή είναι τουλάχιστον 2mV. Το ολοκληρωμένο αυτό αποτελεί τον σταθερό διαιρέτη. Το σήμα που βγαίνει από το ολοκληρωμένο SP4633 οδηγείται σε τέσσερις προγραμματιζόμενους διαιρέτες που τους αποτελούν τα IC2,IC3,IC4,IC5 (4510).

2.5 ΕΞΗΓΗΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Το θεωρητικό κύκλωμα της κατασκευής φαίνεται στο σχήμα 2.4. Η συχνότητα σύγκρισης που προέρχεται από το VCO, εισέρχεται μέσω του C1 στον διαιρέτη συχνότητας IC1, το SDA2101 (ή SP4366). Ο πυκνωτής C1 εξαλείφει κάθε συνεχή συνιστώσα που προέρχεται από το VCO. Ο σταθεροποιητής τάσης RG2 προσαρμόζει την τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος των 15V στα 5V, τάση που απαιτείται για την τροφοδοσία του IC1.

Το τρανζίστορ T1, ένα BC548, επιτρέπει μια ενίσχυση καθώς και μια μορφοποίηση του σήματος υψηλής συχνότητας, που έχει διαιρεθεί δια 64. το σήμα αυτό οδηγείται στη συνέχεια προς τους προγραμματιζόμενους διαιρέτες IC2 έως IC5 που είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα τύπου CD4510.

Το σήμα αυτό, που είναι συμβατό με την τεχνολογία CMOS, φτάνει σε όλες τις εισόδους «clock», ακροδέκτης 15 των CD4510. Τα IC2 ως IC5 καθορίζουν αντίστοιχα τις εκατοντάδες των MHz, τις δεκάδες των MHz, τις μονάδες των MHz και το τελευταίο τις εκατοντάδες των KHz.

Ο ακροδέκτης 9 ελέγχει την λειτουργία του ολοκληρωμένου κυκλώματος δυαδικό / δεκαδικό. Στη λογική τιμή «1» ο απαριθμητής λειτουργεί σε δυαδική μορφή, ενώ στη λογική τιμή «0» λειτουργεί σε δεκαδική μορφή. Καταμετρούμε αντίστροφα σε δεκαδικό κώδικα. Ο ακροδέκτης 10, με τον ίδιο τρόπο, ελέγχει την αύξηση / μείωση : αύξηση = 1, μείωση = 0. Στην περίπτωση μας μειώνουμε.

Η προκαθορισμένη είσοδος (ακροδέκτης 1) τίθεται στην τιμή 1 και επιτρέπει το πέρασμα των πληροφοριών που εμφανίζονται στα A1, A2, A3, A4.

Μέσω των περιστροφικών κωδικοποιητών, προγραμματίζουμε τους απαριθμητές στον επιθυμητό αριθμό. Αυτό σημαίνει ότι εάν επιλέξουμε τον αριθμό 4 στις εισόδους που σημαίνει λογικό 1 στον C και λογικό 0 στα A, B, D και κλείσουμε το βρόχο μεταξύ εξόδου και εισόδου «preset», μόλις ο απαριθμητής περνά από 0, στη συνέχεια επανέρχεται στο 4, που είναι η τιμή που έχουμε προγραμματίσει.

Στο κύκλωμα μας έχουμε ενώσει πολλούς αντίστροφους απαριθμητές σε σειρά. Έχουμε από τα δεξιά, τις εκατοντάδες των KHz και στα αριστερά τις εκατοντάδες των MHz. Αν επιλέξουμε την τιμή 8570, θα διαιρέσουμε τους παλμούς της εισόδου δια τον αριθμό 8750, διαφορετικά θα εμφανιστεί ένας μόνο παλμός στην έξοδο, για κάθε ομάδα των 8750 παλμών της εισόδου. Η επαναφορά στην αρχική του τιμή, ενός αντίστροφου απαριθμητή, γίνεται με την εν σειρά σύνδεση της εξόδου «care out» με την είσοδο όπλισης «preset enable» των απαριθμητών.

Για να επιτευχθεί η επαναφορά αυτή στην αρχική τιμή, πρέπει να τεθεί σε λογική τιμή «1» η είσοδος «preset enable» του CD4510. χρειάζεται η παρεμβολή μιας ανάστροφης πύλης. Η λειτουργία αυτή γίνεται από το ολοκληρωμένο IC6, ένα CD40002.

Ο ταλαντωτής αναφοράς υλοποιείται βάσει του ταλαντωτή του IC7, ενός CD4060. Το σήμα του 1 MHz διαιρείται δια 64, πάντα στο εσωτερικό του ιδίου του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Λαμβάνουμε λοιπόν μια συχνότητα των 15,625 KHz στον ακροδέκτη 6 του Q7.

Εντός του IC8, ενός CD4518, γίνεται μια διαίρεση του σήματος αυτού δια 2 και στη συνέχεια δια 5. στον ακροδέκτη 3 του ολοκληρωμένου αυτού εμφανίζεται λοιπόν ένα σήμα 1,5625 KHz.

Η σύγκριση της φάσης / συχνότητας γίνεται εντός του ολοκληρωμένου CD4046, IC9. το σήμα του ταλαντωτή αναφοράς εισέρχεται στον ακροδέκτη 13. αυτό προγραμματιζόμενου διαιρέτη στον ακροδέκτη 3.

Η τάση διόρθωσης σφάλματος είναι διαθέσιμη από τον ακροδέκτη 14. έχει προβλεφθεί μια οπτική ένδειξη για το κλείδωμα του PLL με τη χρήση του τρανζίστορ T2, ενός BC547. Αν η LD1 είναι αναμμένη, τότε το PLL έχει κλειδώσει, γεγονός που σημαίνει ότι το VCO ταλαντώνει στη συχνότητα που απεικονίζεται από τους περιστροφικούς κωδικοποιητές. Αν η φωτοδίοδος αυτή δεν ενεργοποιείται τότε τίποτα δεν συμβαίνει.

Το φίλτρο του βρόχου υλοποιείται με βάση τον τελεστικό ενισχυτή IC10, τον TL071. Επιτρέπει την εξασθένηση της συχνότητας σύγκρισης, που είναι 1,5625 KHz. Μια μικρότερη συχνότητα θα προκαλούσε ένα θόρυβο που θα ήταν αντιληπτός στην εκπομπή του σήματος. Οι τιμές των εξαρτημάτων έχουν υπολογιστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ολοκληρώνει το σήμα των 1,5625 KHz και να δίνει μια απολαβή που πηγάζει από το CD4046. Το φίλτρο αυτό επιτρέπει μια τάση διόρθωσης σφάλματος από 1V έως 1V.

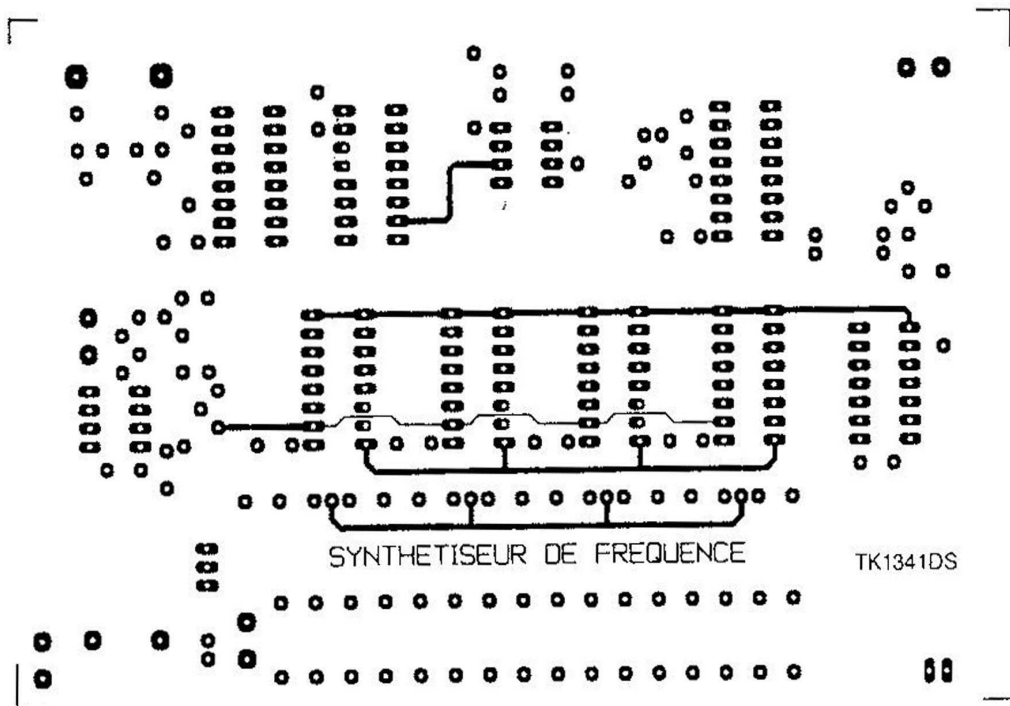
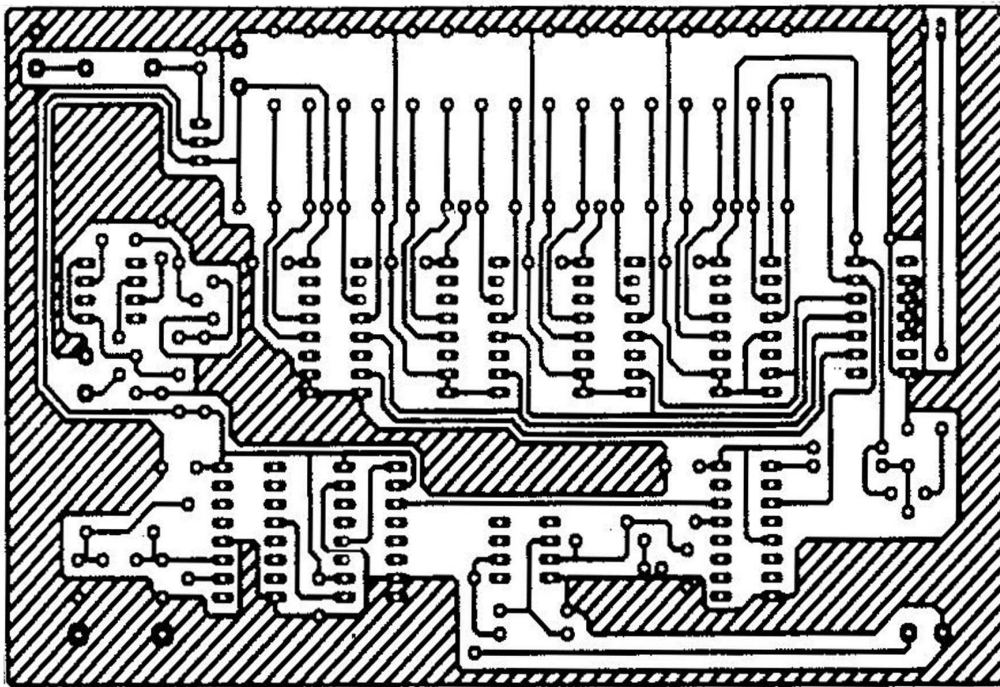
2.5.1 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Το κύκλωμα αποτελείται από μια πλακέτα διπλής όψης. Η πλακέτα περιέχει όλο το ηλεκτρονικό κύκλωμα και μόνο οι περιστροφικοί διακόπτες συνδέονται με καλώδια πάνω στην πλακέτα. Το διπλής όψης τυπωμένο κύκλωμα, που φαίνεται στο σχήμα 2.4.B.1 μπορεί να αναπαραχθεί με τη φωτογραφική μέθοδο. Κατά την τοποθέτηση των υλικών το μόνο που πρέπει να προσέξουμε είναι η τοποθέτηση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

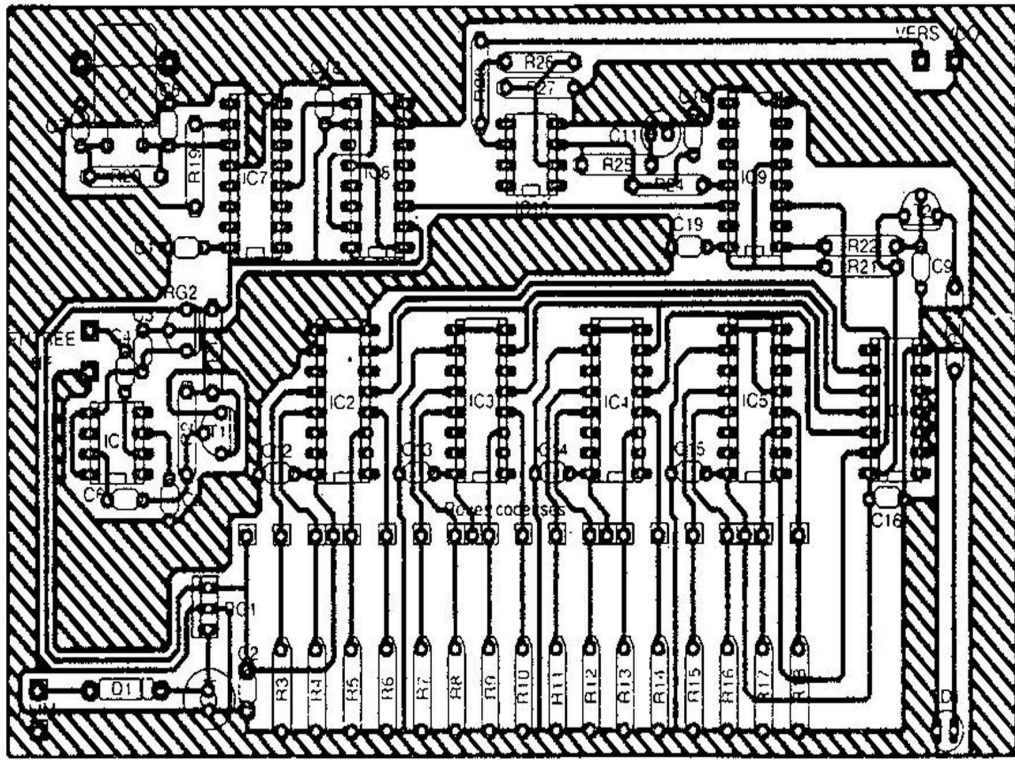
Στο σχήμα 2.4.B.2 φαίνεται η πλακέτα από τη μεριά των υλικών. Αφού βεβαιωθούμε για τη σωστή τοποθέτηση των εξαρτημάτων και τη σωστή τροφοδοσία, συνδέουμε το PLL με ένα VCO.

Η σύνδεση μεταξύ της εξόδου του VCO και της εισόδου του διαιρέτη συχνότητας, πρέπει να γίνει απαραίτητα με ομοαξονικό καλώδιο 50 Ω. Η σύνδεση μεταξύ της εισόδου του VCO και της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή IC10, θα γίνει επίσης με ομοαξονικό καλώδιο.

Μετά την σύνδεση και τον τελευταίο έλεγχο της συσκευής μπορούμε να το λειτουργήσουμε. Η σωστή λειτουργία φανερώνεται με το άναμμα του Led κλειδώματος του PLL. Σε περίπτωση που δεν λειτουργεί ελέγχουμε με συχνόμετρο και βολτόμετρο τις συχνότητες και τις τάσεις των ολοκληρωμένων του κυκλώματος.



Σχ. 2.4.B.1. Τυπωμένο κύκλωμα διπλής όψης του PLL



Σχ. 2.4.B.2. Τοποθέτηση των εξαρτημάτων στην πλακέτα διπλής όψης του PLL

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ PLL

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ

R1 = 2,2K
R2 = 270K
R3 = 10K
R4 = 10K
R5 = 10K
R6 = 10K
R7 = 10K
R8 = 10K
R9 = 10K
R11 = 10K
R12 = 10K
R13 = 10K
R14 = 10K
R15 = 10K
R16 = 10K
R17 = 10K
R18 = 10K
R19 = 1K
R20 = 100
R22 = 22K
R23 = 1K
R24 = 100K
R25 = 100K
R26 = 12K
R27 = 15K
R28 = 1K

ΠΥΚΝΩΤΕΣ

C1 = 100μF / 25V κάθετος
C2 = 100nF
C3 = 100nF
C4 = 100pF κεραμικός
C5 = 10nF
C6 = 100nF
C7 = 33pF κεραμικός
C8 = 33pF κεραμικός
C9 = 220nF
C10 = 1μF
C11 = 2,2μF / 63V κάθετος
C12 = 100nF

C13 = 100nF
C14 = 100nF
C15 = 100nF
C16 = 100nF
C17 = 100nF
C18 = 100nF
C19 = 100nF

ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ

IC1 = SD2101 ή SP4633
IC2 = CD4510
IC3 = CD4510
IC4 = CD4510
IC5 = CD4510
IC6 = CD4002
IC7 = CD4060
IC8 = CD4518
IC9 = CD4046
IC10 = TL071

ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

T1 = BC548
T2 = BC547
RG1 = 7815
RG2 = 78L05
D1 = 1N4001
LD1 = LED 5mm

ΔΙΑΦΟΡΑ

Q1 = Κρύσταλλος 1 MHz
SW1 = περιστροφικός δεκαδικός κωδικοποιητής
SW2 = περιστροφικός δεκαδικός κωδικοποιητής
SW3 = περιστροφικός δεκαδικός κωδικοποιητής
SW4 = περιστροφικός δεκαδικός κωδικοποιητής
Κλέμμα 2 ακροδεκτών
2 Βάσεις DIL 8
1 Βάση DIL 14
7 Βάσεις DIL 16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η βασική ιδέα της FM είναι η μεταβολή της συχνότητας του φορέα σύμφωνα με το διαμορφώνον σήμα. Ο φορέας δημιουργείται είτε από ένα LC κύκλωμα ή ένα κύκλωμα κρυσταλλικού ταλαντωτή. Το ζητούμενο κατόπιν είναι να βρεθεί ένας τρόπος μεταβολής της συχνότητας της ταλάντωσης.

Σε έναν LC ταλαντωτή, η συχνότητα φορέα καθορίζεται από τις τιμές της αυτεπαγωγής και της χωρητικότητας σ' ένα συντονισμένο κύκλωμα. Η συχνότητα φορέα συνεπώς, μπορεί να αλλάξει μεταβάλλοντας είτε την αυτεπαγωγή είτε την χωρητικότητα. Η ιδέα να βρεθεί ένα κύκλωμα ή ένα εξάρτημα που να μετατρέπει μια διαμορφώνουσα συχνότητα σε μια αντίστοιχη μεταβολή χωρητικότητας ή αυτεπαγωγής.

Όταν δημιουργείται ο φορέας από έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή η συχνότητα καθορίζεται από τον κρύσταλλο. Ωστόσο, υπενθυμίζεται ότι το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κρυστάλλου είναι ένα LCR κύκλωμα με σημεία και σειρά και παράλληλου συντονισμού. Συνδέοντας ένα εξωτερικό πυκνωτή στον κρύσταλλο, μπορούν να ληφθούν μικρές μεταβολές της συχνότητας λειτουργίας. Το ζητούμενο πάλι είναι η εύρεση ενός κυκλώματος ή εξαρτήματος, του οποίου η χωρητικότητα να μεταβάλλεται ανάλογα με το διαμορφώνον σήμα. Το εξάρτημα που χρησιμοποιείται πιο συχνά σ' αυτή την εφαρμογή είναι μια varactor ή VVC (Voltage Variable Capacitor).

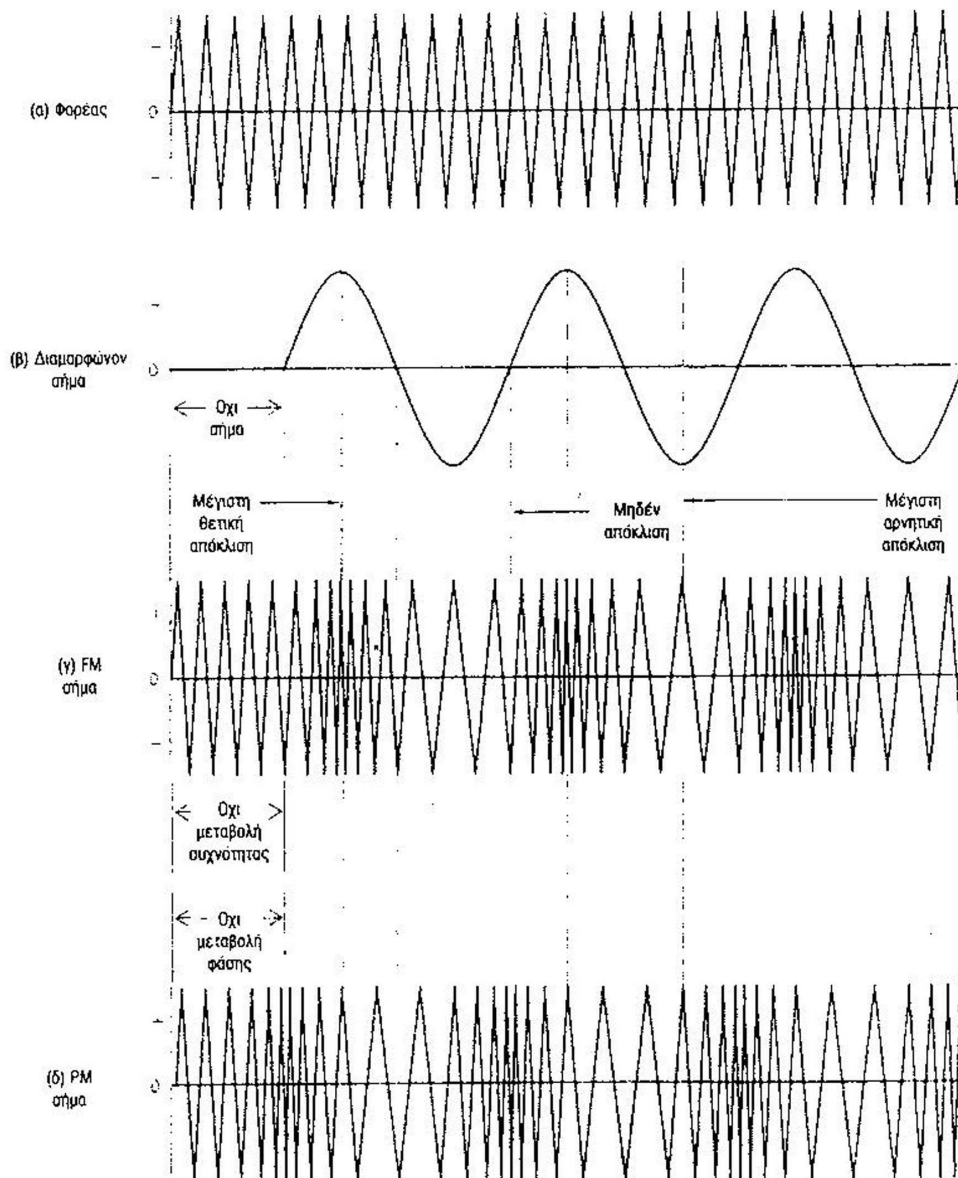
3.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Στην FM, το πλάτος του φορέα παραμένει σταθερό, ενώ η συχνότητα του φορέα μεταβάλλεται από το διαμορφώνον σήμα. Καθώς το πλάτος του σήματος πληροφορίας μεταβάλλεται, η συχνότητα του φορέα ολισθαίνει ανάλογα. Καθώς το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος αυξάνει, η συχνότητα του φορέα αυξάνεται. Αν

το πλάτος του διαμορφωθέντος σήματος ελαττώνεται, η συχνότητα του φορέα ελαττώνεται. Μπορεί να γίνει και το αντίθετο. Ένα ελαττωμένο διαμορφώνον σήμα να αυξάνει τη συχνότητα του φορέα πάνω από την κεντρική της τιμή, ενώ αυξανόμενο διαμορφώνον σήμα θα ελαττώνει τη συχνότητα του φορέα κάτω από την κεντρική της τιμή. Καθώς το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος μεταβάλλεται, η συχνότητα του φορέα μεταβάλλεται πάνω και κάτω από την κανονική κεντρική του συχνότητα που έχει όταν είναι αδιαμόρφωτος. Το ποσό της μεταβολής της συχνότητας του φορέα που παράγεται από το διαμορφώνον σήμα είναι γνωστό σαν απόκλιση συχνότητας. Η μέγιστη απόκλιση συχνότητας συμβαίνει στο μέγιστο πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος.

Η συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος καθορίζει πόσες φορές ανά δευτερόλεπτο η συχνότητα του φορέα αποκλίνει πάνω και κάτω από την ονομαστική του κεντρική συχνότητα. Αν το διαμορφώνον σήμα είναι ένα 10 Hz ημιτονικό κύμα, τότε η συχνότητα του φορέα θα ολισθαίνει πάνω και κάτω από την κεντρική συχνότητα 100 φορές ανά δευτερόλεπτο. Αυτό καλείται ρυθμός απόκλισης συχνότητας.

Ένα FM σήμα απεικονίζεται στο σχήμα 3.1. Κανονικά ο φορέας (Σχ. 3.1.α) είναι ένα ημιτονικό κύμα, αλλά φαίνεται σαν ένα τριγωνικό κύμα εδώ για λόγους ευκολίας της απεικόνισης. Όταν δεν υπάρχει διαμορφώνον σήμα, η συχνότητα του φορέα είναι ένα ημιτονικό κύμα σταθερού πλάτους στην κανονική συχνότητα.



Σχ. 3.1 Σήμα με διαμόρφωση συχνότητας

Το διαμορφώνον σήμα πληροφορίας (Σχ. 3.1.β) είναι ένα χαμηλόσυχνο ημιτονικό κύμα. Όταν το ημιτονικό κύμα αυξάνεται προς τα θετικά, η συχνότητα του φορέα αυξάνεται ανάλογα. Η μεγαλύτερη συχνότητα του συμβαίνει στο θετικό μέγιστο πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος. Καθώς το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος ελαττώνεται, η συχνότητα του φορέα ελαττώνεται. Όταν το διαμορφώνον

σήμα έχει μηδέν πλάτος, ο φορέας θα βρίσκεται στο σημείο της κεντρικής του συχνότητας.

Τώρα όταν το διαμορφώνον σήμα πηγαίνει προς τα αρνητικά, η συχνότητα του φορέα θα ελαττώνεται. Η συχνότητα φορέα θα συνεχίζει να ελαττώνεται έως ότου το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος φτάσει στη μέγιστη αρνητική του τιμή. Κατόπιν, καθώς το διαμορφώνον σήμα αυξάνεται προς το μηδέν, η συχνότητα θα αυξάνεται πάλι.

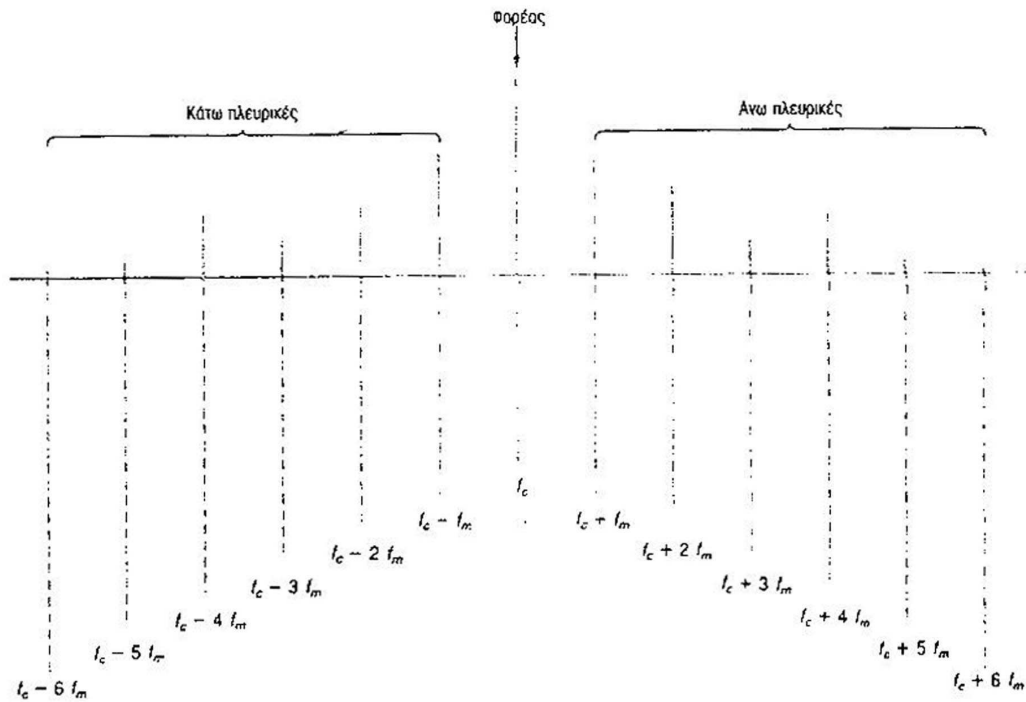
Υποθέτουμε μια συχνότητα φορέα 50 MHz. Αν το μέγιστο πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος προκαλεί μια μέγιστη ολίσθηση συχνότητας 200 KHz, η συχνότητα του φορέα θα αποκλίνει προς τα πάνω μέχρι τα 50,2 MHz και προς τα κάτω μέχρι τα 49,8 MHz. Η συνολική απόκλιση συχνότητας είναι $50,2 \text{ MHz} - 49,8 \text{ MHz} = 0,4 \text{ MHz} = 400 \text{ KHz}$. Στην πράξη ωστόσο, η απόκλιση συχνότητας εκφράζεται σαν το ποσό ολίσθησης της συχνότητας του φορέα πάνω ή κάτω από την κεντρική συχνότητα. Συνεπώς η απόκλιση συχνότητας στο παραπάνω παράδειγμα λέμε ότι είναι +200 KHz. Αυτό σημαίνει ότι το διαμορφώνον σήμα μεταβάλλει το φορέα πάνω και κάτω από την κεντρική του συχνότητα κατά 200 KHz. Η συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος προσδιορίζει το ρυθμό της απόκλισης συχνότητας αλλά δεν επηρεάζει το ποσό της απόκλισης που είναι αυστηρά μια συνάρτηση του πλάτους του διαμορφώνοντος σήματος.

3.2 ΔΕΙΚΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΠΛΕΥΡΙΚΕΣ ΖΩΝΕΣ

Οποιαδήποτε επεξεργασία διαμόρφωσης παράγει πλευρικές ζώνες. Στις FM παράγονται άνω (άθροισμα) και κάτω (διαφορά) πλευρικές συχνότητες. Επιπλέον, παράγονται ένας θεωρητικά άπειρος αριθμός ζευγών άνω και κάτω πλευρικών ζωνών. Το αποτέλεσμα είναι το φάσμα ενός FM σήματος να είναι συνήθως ευρύτερο από ένα ισοδύναμο AM σήμα. Μπορεί επίσης να δημιουργηθεί ειδικό στενής ζώνης FM σήμα του οποίου το εύρος ζώνης να είναι ελαφρά μόνο μεγαλύτερο από ενός AM σήματος.

Στο σχήμα 3.2.1 απεικονίζεται ένα παράδειγμα του φάσματος ενός τυπικού FM σήματος που παράγεται διαμορφώνοντας ένα φορέα με ένα ημιτονικό σήμα μιας

συχνότητας. Σημειώνουμε ότι οι πλευρικές ζώνες απέχουν από το φορέα f_c μεταξύ τους κατά μια συχνότητα ίση με τη διαμορφώνουσα συχνότητα FM.



Σχ. 3.2.1. Φάσμα συχνοτήτων ενός FM σήματος

Αν η διαμορφώνουσα συχνότητα είναι 500 Hz το πρώτο ζεύγος των πλευρικών είναι πάνω και κάτω από τον φορέα των 500 Hz. Το δεύτερο ζεύγος των πλευρικών είναι πάνω και κάτω από τον φορέα $2 * 500 \text{ Hz} = 1000 \text{ Hz} = 1 \text{ KHz}$. Τα πλάτη των πλευρικών διαφέρουν. Αν κάθε πλευρική υποτίθεται ότι είναι ένα ημιτονικό σήμα με μια συχνότητα και πλάτος όπως σημειώνεται στο σχήμα 3.2.1 και όλα αυτά τα ημιτονικά σήματα προστεθούν, τότε θα δημιουργούνταν το FM σήμα που τα παρήγαγε.

Καθώς το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος μεταβάλλεται, φυσικά θα μεταβάλλεται και η απόκλιση συχνότητας. Ο αριθμός των πλευρικών που παράγονται, το πλάτος τους και η απόσταση μεταξύ τους εξαρτώνται από την απόκλιση συχνότητας και την διαμορφώνουσα συχνότητα. Πρέπει να θυμόμαστε ότι ένα FM σήμα έχει σταθερό πλάτος. Αν αυτό το FM σήμα είναι ένα άθροισμα των πλευρικών συχνοτήτων, τότε τα πλάτη των πλευρικών πρέπει να μεταβάλλονται

ανάλογα με την απόκλιση συχνότητας και τη διαμορφώνουσα συχνότητα αν το άθροισμα τους παράγει ένα σταθερού πλάτους σήμα.

Αν και η FM επεξεργασία παράγει έναν άπειρο αριθμό άνω και κάτω πλευρικών, μόνο εκείνες με τα μεγαλύτερα πλάτη είναι σημαντικές ως προς τη μεταφορά πληροφορίας. Τυπικά οποιαδήποτε πλευρική της οποίας το πλάτος είναι μικρότερο από 1% του αδιαμόρφωτου φορέα θεωρείται μη σημαντική. Επομένως, το εύρος ζώνης ενός FM σήματος στενεύει.

Όπως ειπώθηκε πιο πάνω, ο αριθμός των σημαντικών πλευρικών και τα πλάτη τους εξαρτώνται από το ποσό της απόκλισης της συχνότητας και από τη διαμορφώνουσα συχνότητα. Ο λόγος της απόκλισης της συχνότητας προς τη διαμορφώνουσα συχνότητα είναι γνωστός ως δείκτης διαμόρφωσης m :

$$m = \frac{Fd}{Fm}$$

Όπου Fd είναι η απόκλιση συχνότητας και Fm είναι η διαμορφώνουσα συχνότητα.

Για παράδειγμα, υποθέτουμε ότι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας του φορέα είναι ± 25 KHz ενώ η μέγιστη διαμορφώνουσα συχνότητα είναι 10 KHz. Ο δείκτης διαμόρφωσης επομένως είναι:

$$m = \frac{25}{10} = 2,5$$

Στα περισσότερα επικοινωνιακά συστήματα που χρησιμοποιούν FM, τίθενται μέγιστα όρια και στην απόκλιση συχνότητας και στη διαμορφώνουσα συχνότητα. Για παράδειγμα, στις τυπικές FM εκπομπές, η μέγιστη επιτρεπόμενη απόκλιση συχνότητας είναι 75 KHz, ενώ η μέγιστη επιτρεπόμενη διαμορφώνουσα συχνότητα είναι 15 KHz. Επομένως ο δείκτης διαμόρφωσης θα είναι :

$$m = \frac{75}{15} = 5$$

Οποτεδήποτε η μέγιστη επιτρεπόμενη απόκλιση συχνότητας και η μέγιστη επιτρεπτή διαμορφώνουσα συχνότητα χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό του δείκτη διαμόρφωσης, ο m είναι γνωστός λόγος απόκλισης.

Η γνώση του δείκτη διαμόρφωσης επιτρέπει τον υπολογισμό του αριθμού και των πλατών των σημαντικών πλευρικών.

Αυτό γίνεται μέσω μιας πολύπλοκης μαθηματικής επεξεργασίας με τη βοήθεια των συναρτήσεων Bessel.

Στο σχήμα 3.2.2 η αριστερή στήλη δίνει το δείκτη διαμόρφωσης. Οι υπόλοιπες στήλες δίνουν τα σχετικά πλάτη του φορέα και των διαφόρων ζευγών των πλευρικών. Οποιαδήποτε πλευρική με ένα σχετικό πλάτος φορέα μικρότερο από 1% έχει παραληφθεί. Τα αρνητικά πρόσημα σημαίνουν ότι τα σήματα έχουν ολίσθηση κατά 180°.

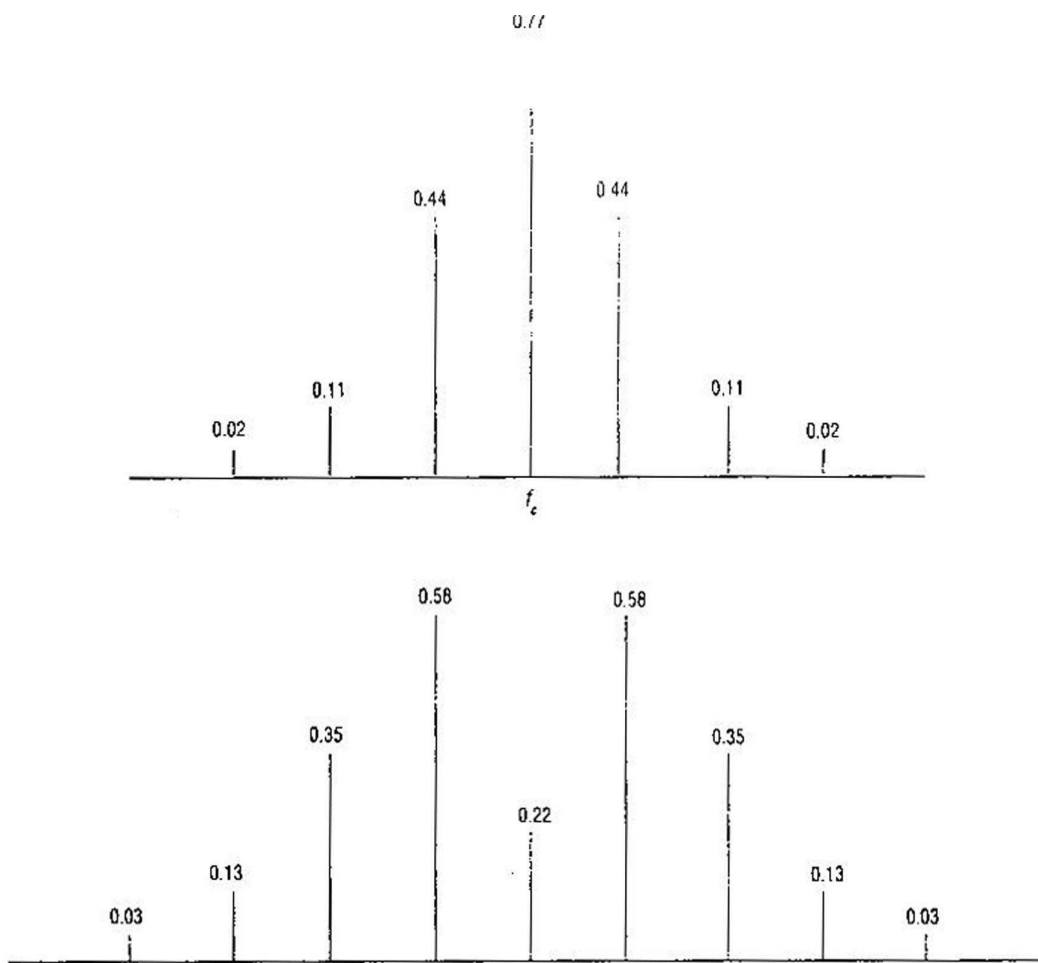
Δείκτης διαμόρφωσης	Φορέας	Πλευρικός (ζεύγη)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

Σχ. 3.2.2. Ένας πίνακας που δείχνει τα πλάτη φορέα και πλευρικών ζωνών για διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης των FM σημάτων. Βασίζεται στις συναρτήσεις Bessel.

Το συνολικό εύρος ζώνης ενός FM σήματος μπορεί να προσδιοριστεί γνωρίζοντας τον δείκτη διαμόρφωσης και χρησιμοποιώντας τον πίνακα στο σχήμα 3.2.2.

Για παράδειγμα υποθέτουμε ότι ο δείκτης διαμόρφωσης είναι 2. Αναφερόμενοι στον πίνακα μπορούμε να δούμε ότι αυτό παράγει τέσσερα σημαντικά ζεύγη πλευρικών. Το εύρος ζώνης μπορεί να προσδιοριστεί από τον απλό τύπο :

$$BW = 2Fm * \text{αριθμό σημαντικών ν πλευρικών } \nu$$

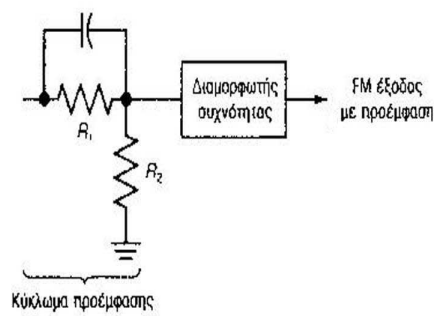


Σχ. 3.2.3. Σημαντικές πλευρικές για διαφορετικούς δείκτες διαμόρφωσης

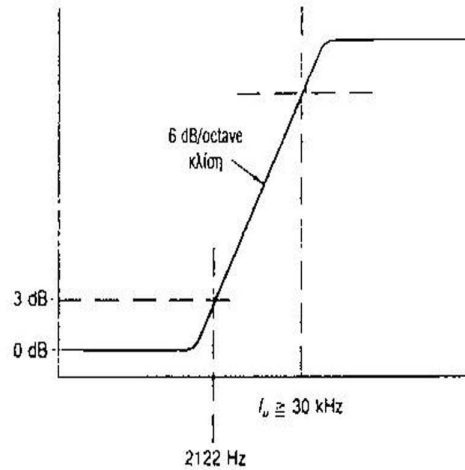
3.3 ΠΡΟΕΜΦΑΣΗ

Για την υψηλή πιστότητα που απαιτείται στα συστήματα FM, χρειαζόμαστε υψηλές συχνότητες. Αυτός είναι ο λόγος ενός τέτοιου μεγάλου εύρους ζώνης που απαιτείται στα συστήματα Hi-Fi. Εφόσον αυτές οι υψηλόσυχνες συνιστώσες είναι σε μια πολύ χαμηλή στάθμη, ο θόρυβος μπορεί να τις εξαφανίσει. Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα, τα περισσότερα FM συστήματα χρησιμοποιούν μια τεχνική γνωστή σαν προ-έμφαση που βοηθά στην αντιστάθμιση της παρεμβολής του υψίσυχνου θορύβου. Στον πομπό, το διαμορφώνον σήμα διέρχεται μέσω ενός απλού

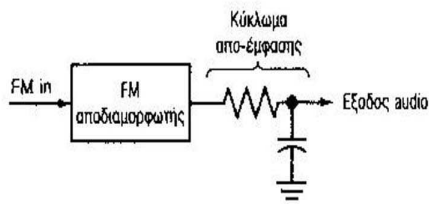
κυκλώματος το οποίο ενισχύει τις υψηλές συχνότητες περισσότερο από τις χαμηλές. Η πιο απλή μορφή ενός τέτοιου κυκλώματος είναι ένα απλό υπερπαρατό φίλτρο που φαίνεται στο σχήμα 3.3.1.α.



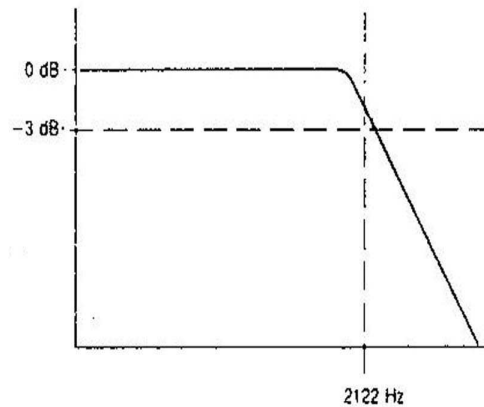
(α) Κύκλωμα προέμφασης



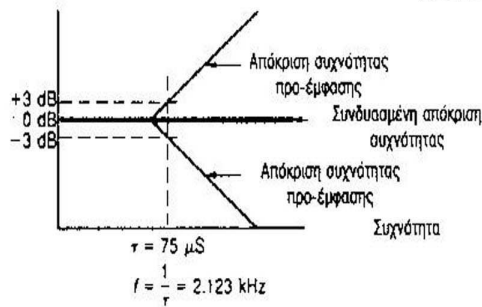
(β) Καμπύλη προέμφασης



(γ) Κύκλωμα απο-έμφασης



(δ) Καμπύλη απο-έμφασης



(ε) Συνδυασμένη απόκριση συχνότητας

Σχ. 3.3.1. Προέμφαση – Αποέμφαση

Οι προδιαγραφές υπαγορεύουν μια σταθερά χρόνου t ίση με $75 \mu\text{s}$ όπου $t=R1C$. Οποιοσδήποτε συνδυασμός αντίστασης και πυκνωτή ή αντίστασης – πηνίου που να δίνει αυτή τη σταθερά χρόνου είναι ικανοποιητικός. Ένα τέτοιο κύκλωμα έχει συχνότητα αποκοπής F_{co} ίση με 2122 Hz . Αυτό σημαίνει ότι συχνότητες μεγαλύτερες των 2122 Hz θα εμπλουτίζονται γραμμικά. Το πλάτος εξόδου αυξάνεται με τη συχνότητα με ρυθμό 6 dB ανά οκτάβα. Η καμπύλη προέμφασης φαίνεται στο σχήμα 3.3.1.β. Αυτό το κύκλωμα προέμφασης αυξάνει το ενεργειακό περιεχόμενο των σημάτων υψηλότερων συχνοτήτων έτσι ώστε να τείνουν να γίνουν ισχυρότερες από τις υψίσυχνες συνιστώσες θορύβου. Αυτό βελτιώνει το λόγο σήματος προς θόρυβο και αυξάνει την καταληπτότητα και την πιστότητα.

Το κύκλωμα προέμφασης έχει επίσης και μια άνω οριακή συχνότητα F_u όπου η ενίσχυση του σήματος σταματά. Αυτή η άνω οριακή συχνότητα υπολογίζεται από την έκφραση :

$$F_u = R1 + \frac{R2}{2\pi R1R2C}$$

Συνήθως τίθεται σε μια πολύ μεγάλη τιμή πέραν τις ακουστικής περιοχής. Μια F_u μεγαλύτερη από 300 KHz .

Για να επιστρέψει η συχνοτική απόκριση στην κανονική της στάθμη, χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα αποέμφασης στο δέκτη. Αυτό είναι ένα απλό χαμηλοπερατό φίλτρο με μια σταθερά χρόνου $75 \mu\text{s}$ (Σχ. 3.3.1). Έχει μια συχνότητα αποκοπής 2122 Hz και προκαλεί στα σήματα πάνω από αυτή τη συχνότητα μια εξασθένηση με ρυθμό 6 dB την οκτάβα. Η καμπύλη απόκρισης φαίνεται στο σχήμα 3.3.1.δ.

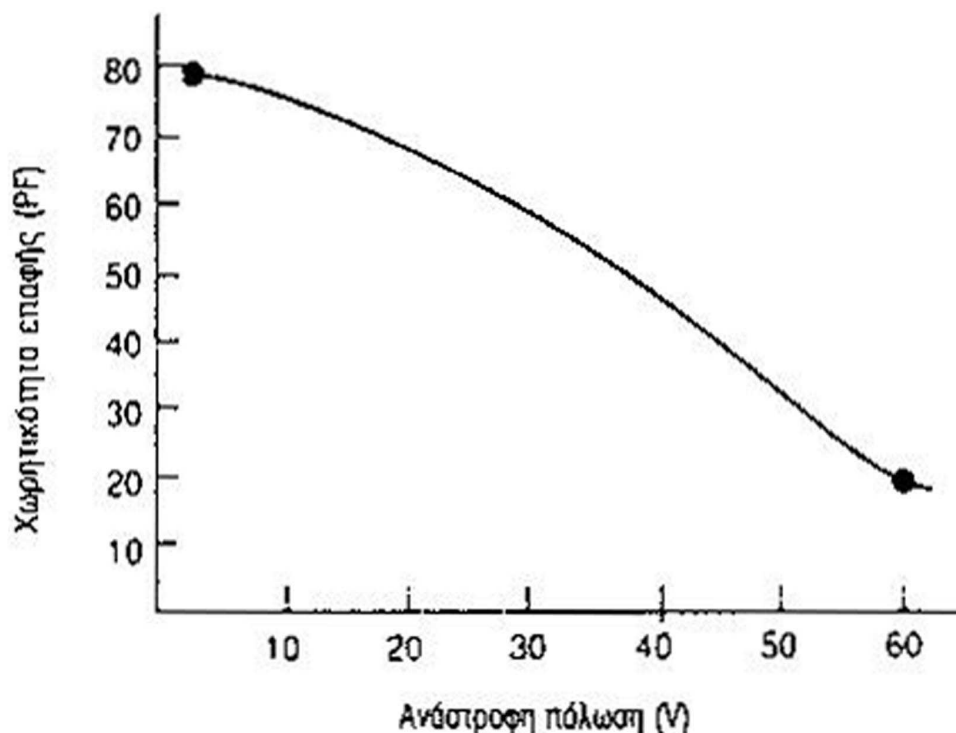
Το αποτέλεσμα είναι η προέμφαση στον πομπό να αντισταθμίζεται ακριβώς από το κύκλωμα αποέμφασης στο δέκτη, παρέχοντας μια κανονική συχνοτική απόκριση. Το συνδυασμένο αποτέλεσμα προέμφασης και αποέμφασης είναι η αύξηση της στάθμης των υψηλών συχνοτήτων κατά τη διάρκεια της εκπομπής έτσι ώστε να γίνονται ισχυρότερες και να μην καλύπτονται από το θόρυβο.

3.4 ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Η βασική ιδέα της FM είναι η μεταβολή της συχνότητας του φορέα σύμφωνα με το διαμορφώνον σήμα. Ο φορέας δημιουργείται από ένα LC κύκλωμα ή ένα κύκλωμα κρυσταλλικού ταλαντωτή. Το ζητούμενο κατόπιν είναι να βρεθεί ένας τρόπος μεταβολής της συχνότητας ταλάντωσης. Σε έναν LC ταλαντωτή, η συχνότητα φορέα καθορίζεται από τις τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας σε ένα συντονισμένο κύκλωμα. Συνεπώς, η συχνότητα φορέα μπορεί να αλλάξει μεταβάλλοντας είτε την αυτεπαγωγή ή την χωρητικότητα. Η ιδέα είναι να βρεθεί ένα κύκλωμα ή εξάρτημα που να μετατρέπει μια διαμορφώνουσα συχνότητα σε μια αντίστοιχη μεταβολή χωρητικότητας ή αυτεπαγωγής.

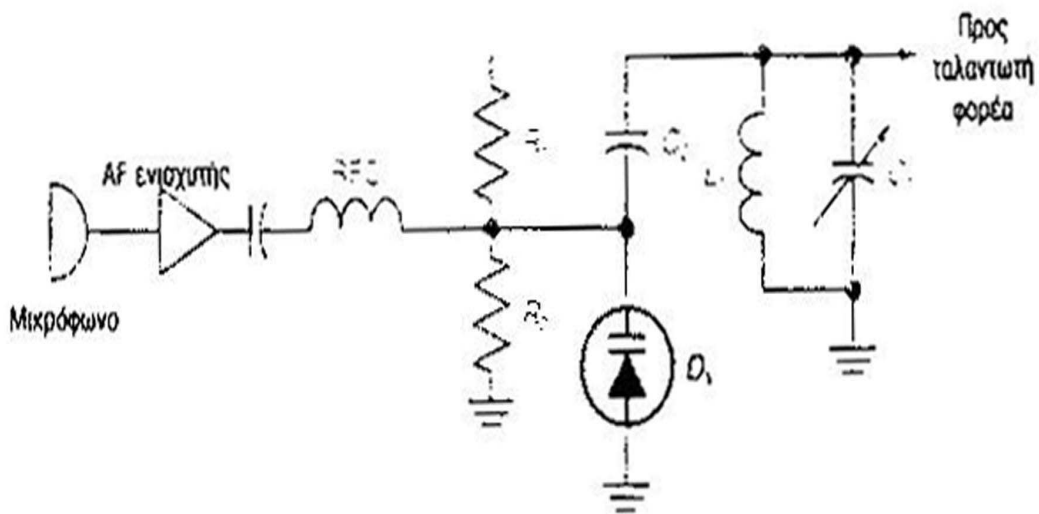
Όταν δημιουργείται ο φορέας από έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή, η συχνότητα καθορίζεται από τον κρύσταλλο. Ωστόσο, υπενθυμίζεται ότι το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κρυστάλλου είναι LCR κύκλωμα με σημεία και σε σειρά και παράλληλου συντονισμού. Συνδέοντας έναν εξωτερικό πυκνωτή στον κρύσταλλο, μπορούν να ληφθούν μικρές μεταβολές της συχνότητας λειτουργίας. Το ζητούμενο πάλι είναι η εύρεση ενός κυκλώματος ή εξαρτήματος του οποίου η χωρητικότητα θα μεταβάλλεται ανάλογα με το διαμορφώνον σήμα. Το εξάρτημα που χρησιμοποιείται πιο συχνά σε αυτήν την εφαρμογή είναι μια Varactor ή VCC (Voltage Variable Capacitor).

Μια δίοδος με ανάστροφα πολωμένη επαφή εμφανίζεται σαν ένας μικρός πυκνωτής. Τα υλικά P- και N- τύπου ενεργούν όπως οι δυο πλάκες του πυκνωτή ενώ η περιοχή απογύμνωσης ενεργεί όπως το διηλεκτρικό. Το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης καθορίζει το πλάτος του διηλεκτρικού και επομένως την τιμή της χωρητικότητας. Αν η ανάστροφη πόλωση είναι υψηλή, η περιοχή απογύμνωσης θα είναι ευρεία και το διηλεκτρικό θα αναγκάζει τις πλάκες του πυκνωτή να απέχουν πολύ μεταξύ τους, παράγοντας μια μικρή τιμή χωρητικότητας. Ελαττώνοντας την τιμή θα παράγουν μια μεγαλύτερη χωρητικότητα. Το σχήμα 3.4.1 δείχνει την καμπύλη μιας τυπικής διόδου.



Σχ. 3.4.1. Χωρητικότητα σε συνάρτηση με την ανάστροφη τάση επαφής για μια τυπική Varactor.

Το σχήμα 3.4.2 δείχνει την βασική άποψη ενός διαμορφωτή με Varactor. Τα L1 και C1 αντιπροσωπεύουν το συντονισμένο κύκλωμα του ταλαντωτή φορέα. Η δίοδος Varactor D1 συνδέεται σε σειρά με τον πυκνωτή C2 στα άκρα του συντονισμένου κυκλώματος. Η τιμή του C2 γίνεται πολύ μεγάλη στη συχνότητα λειτουργίας έτσι ώστε η αντίδραση της να είναι πολύ μικρή. Το αποτέλεσμα είναι, όταν ο C2 συνδέεται σε σειρά με τη χαμηλότερη χωρητικότητα της D1, ουσιαστικά να φαίνεται η D1 συνδεδεμένη απ' ευθείας στα άκρα του συντονισμένου κυκλώματος. Η ολική ενεργός χωρητικότητα του κυκλώματος είναι τότε η χωρητικότητα της D1 παράλληλα με την C1. Αυτή καθορίζει την κεντρική συχνότητα του φορέα. Η χωρητικότητα της D1 φυσικά, ρυθμίζεται από δυο παράγοντες : μια σταθερή dc πόλωση και το διαμορφώνον σήμα (σχήμα 3.4.2).



Σχ. 3.4.2. Διαμόρφωση συχνότητας με μια VCC

3.5 ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ FM (VCO)

Το κύκλωμα του ταλαντωτή VCO, αποτελείται από τρεις βαθμίδες

- A) το στάδιο του ταλαντωτή
- B) τη μονάδα απομόνωσης και
- Γ) τη μονάδα ενισχυτή

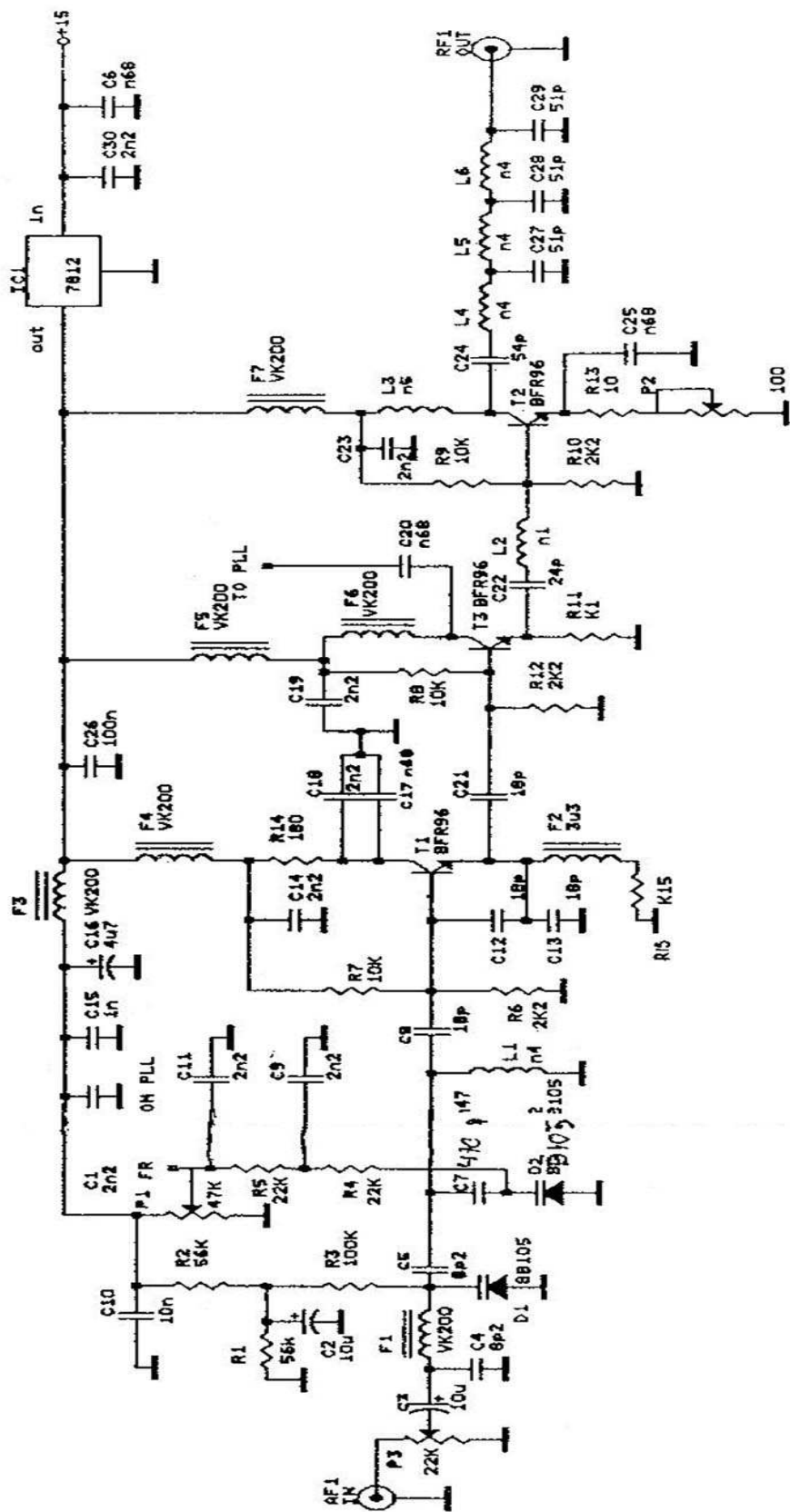
Όπως βλέπουμε στο θεωρητικό κύκλωμα, δεν υπάρχει μεταβλητός πυκνωτής για τον συντονισμό του κυκλώματος. Έχουμε επομένως να κάνουμε με ένα ιδιαίτερο κύκλωμα. Η ισχύς εξόδου είναι μικρότερη από 100 mW. Το κύκλωμα εισόδου του ήχου οδηγεί τη δίοδο D1 τύπου BB105. Για σωστή διαμόρφωση, η δίοδος πολώνεται με συνεχή τάση, μέσω του διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται από τις αντιστάσεις R1 και R2.

Το τρίμερ P1 ρυθμίζει το ποσοστό διαμόρφωσης. Το choke f1 εμποδίζει τη ραδιοσυχνότητα να εμφανιστεί στη γραμμή του ήχου. Η συχνότητα λειτουργίας εξαρτάται από τις τιμές των εξαρτημάτων L1, D1, D2, C5, C7, C8, C12 και C13. Η

κατασκευή για να μπορεί να λειτουργήσει και χωρίς PLL περιλαμβάνει ένα trimmer P1, με το οποίο μπορούμε να ρυθμίζουμε την ακριβή συχνότητα της ταλάντωσης.

Το πρώτο transistor πολώνεται από το διαιρέτη R6 και R7. Αντίστοιχα τα T2 και T3 πολώνονται μέσω των διαιρετών R8, R12 και R9, R10. Το σήμα εξόδου από το T2 μέσω του πυκνωτή C24, οδηγείται στο χαμηλοπερατό φίλτρο εξόδου, που αποτελείται από τα παθητικά εξαρτήματα L4, L5, L6, C27 και C29.

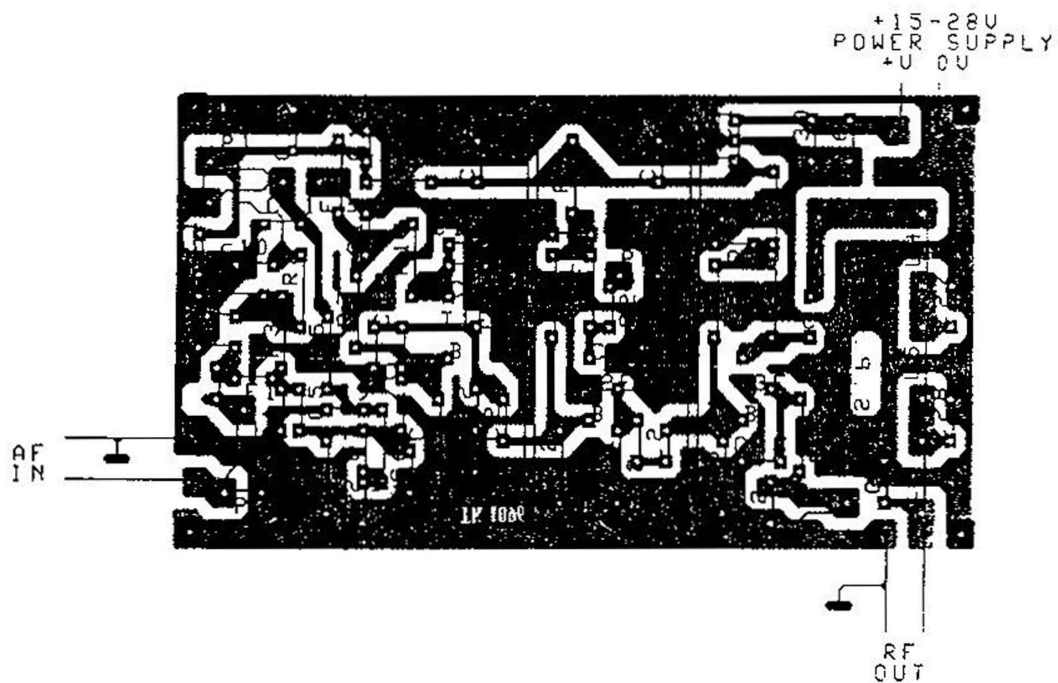
Το T3 λειτουργεί σαν βαθμίδα ακόλουθου εκπομπού. Η βαθμίδα αυτή, αν και δεν επιτυγχάνει ενίσχυση τάσης, προσφέρει απομόνωση του σήματος εξόδου του ταλαντωτή από το επόμενο τρανζίστορ.



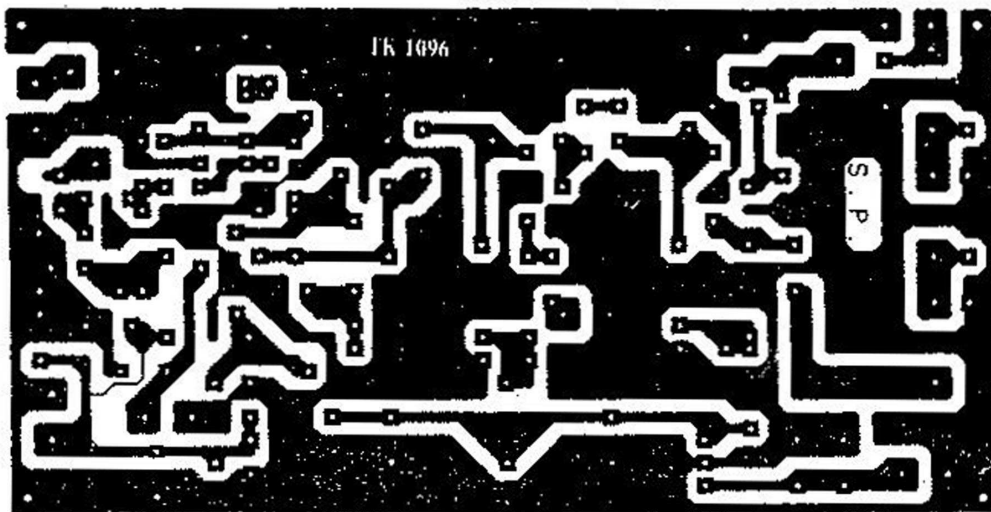
Σχ. 3.5.1. Το θεωρητικό κύκλωμα της κατασκευής

Η βαθμίδα εξόδου δουλεύει σε τάξη Α με αυξημένο συντελεστή ενίσχυσης. Το trimmer P2 στον εκπομπό του T2 καθορίζει την ισχύ εξόδου. Η ισχύς εξόδου μπορεί να φτάσει τα 100 mW, όταν το φορτίο εξόδου είναι 50 Ω.

Η τροφοδοσία του κυκλώματος εξασφαλίζεται από το ολοκληρωμένο IC1 (7812). Οι ανάγκες του κυκλώματος δεν ξεπερνούν τα 100 mA.



Σχ. 3.5.2. Η τοποθέτηση των υλικών στο τυπωμένο κύκλωμα



Σχ. 3.5.3. Το τυπωμένο κύκλωμα σε φυσικό μέγεθος

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ

R1 = 56KΩ

R2 = 56KΩ

R3 = 100KΩ

R4 = 22KΩ

R5 = 22KΩ

R6 = 2,2KΩ

R7 = 10KΩ

R8 = 10KΩ

R9 = 10KΩ

R10 = 2,2KΩ

R11 = 100Ω

R12 = 2,2KΩ

R13 = 10Ω

R14 = 180Ω

R15 = 150Ω

TRIMMER

P1 = 47KΩ

P2 = 100Ω

P3 = 22KΩ

ΠΥΚΝΩΤΕΣ

C1 = 2,2nF

C2 = 10nF

C3 = 10nF

C4 = 8,2pF

C5 = 8,2pF

C6 = 680pF

C7 = 470pF

C8 = 18pF

C9 = 2,2nF

C10 = 10nF

C11 = 2,2nF

C12 = 18pF

C13 = 18pF

C14 = 2,2nF

C15 = 1nF

C16 = 4,7μF

C17 = 680pF

C18 = 2,2nF

C19 = 2,2nF
C20 = 680pF
C21 = 18pF
C22 = 24pF
C23 = 2,2nF
C24 = 54pF
C25 = 2,2nF
C26 = 10nF
C27 = 51pF
C28 = 51pF
C29 = 51pF
C30 = 2,2nF

ΑΛΛΑ

IC = 7812

T1 = BFR96

T2 = BFR96

T3 = BFR96

L1 = 4 σπείρες με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

L2 = 1 σπείρα με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

L3 = 5 σπείρες με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

L4 = 4 σπείρες με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

L5 = 4 σπείρες με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

L6 = 4 σπείρες με σύρμα 0,8mm σε διάμετρο 5mm

F1 = VK200

F2 = 3,3μH

F3 = VK200

F4 = VK200

F5 = VK200

F6 = VK200

F7 = VK200

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ FM ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΜΕ ΤΟ BGY33

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο ενισχυτής της κατασκευής βασίζεται στο υβρίδιο της Philips BGY33, ένα module ενισχυτή VHF μικρής ισχύος, προορισμένο να ενισχύει σήματα διαμορφωμένα κατά συχνότητα FM.

Το υβρίδιο αποτελεί μέλος μιας οικογένειας τεσσάρων υβριδίων, που καλύπτουν την περιοχή VHF. Σ' αυτήν ανήκουν τα BGY32, BGY33, BGY35, BGY36 με συχνότητες λειτουργίας 66-88MHz, 80-108MHz, 132-156MHz, 148-174MHz αντίστοιχα. Η ισχύς εξόδου τους δεν είναι μικρότερη των 18W (σε φορτίο 50Ω) για όλη την περιοχή που καλύπτουν. Το κάθε υβρίδιο αποτελείται από δυο βαθμίδες RF, κατασκευασμένες με transistor τύπου NPN, πλαισιωμένες από όλα τα υπόλοιπα εξαρτήματα που απαιτούνται για τη λειτουργία του κυκλώματος. Όλο το κύκλωμα είναι κατασκευασμένο με τεχνικές strip line πάνω σε πλαστικό κέλυφος. Η μεταλλική βάση είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένη με τον κοινό αγωγό της τροφοδοσίας.

Όλα τα υβρίδια είναι σχεδιασμένα για να λειτουργούν με διαμόρφωση FM και CW. Τα χαρακτηριστικά των ολοκληρωμένων δείχνουν ότι λειτουργούν και εκτός από αυτή την περιοχή, με μικρότερη όμως ισχύ.

4.1 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ BGY33

Ο ενισχυτής BGY33 έχει συχνότητα λειτουργίας 80-108MHz. Επομένως είναι ο κατάλληλος για να χρησιμοποιηθεί στην κατασκευή μας εφόσον καλύπτει το φάσμα των συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει.

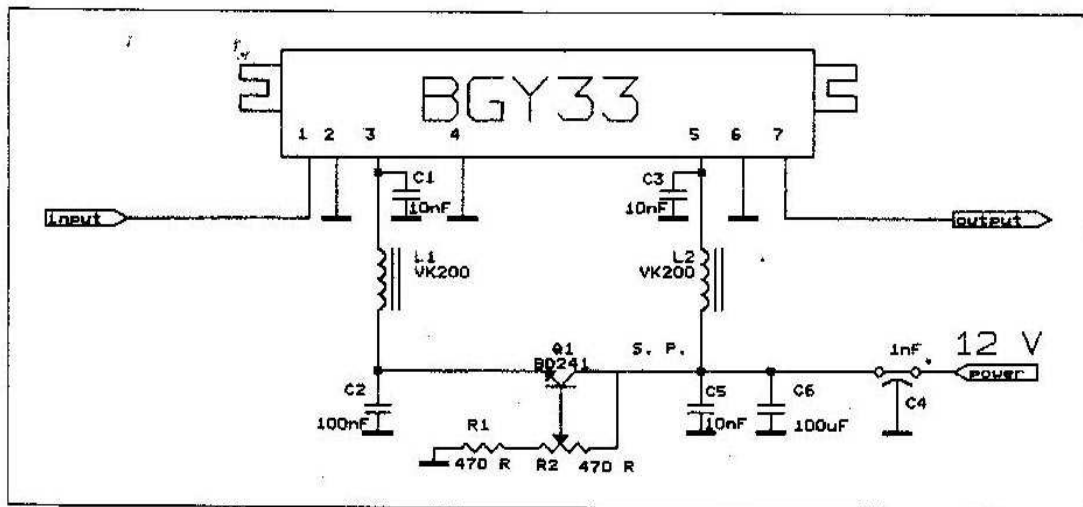
Με 100mW ισχύ, το BGY33 αποδίδει ισχύ 20W σε ωμικό φορτίο. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου είναι 50Ω. Το κέλυφος του διαθέτει επτά ακροδέκτες. Οι δυο ακραίοι είναι η είσοδος και η έξοδος. Οι δυο άλλοι δέχονται την τάση

τροφοδοσίας (ένας ακροδέκτης για κάθε ενισχυτική βαθμίδα). Ανάμεσα τους υπάρχουν τρεις ακροδέκτες για γείωση.

Η μέγιστη ισχύς οδήγησης για το BGY33 είναι 200mW. Η μέγιστη τάση τροφοδοσίας σε κάθε γραμμή είναι +15V. Η μέγιστη ισχύς εξόδου που μπορεί να αποδώσει είναι 30W. Η κατανάλωση χωρίς σήμα εισόδου είναι κάτω από 20mA. Οι αρμονικές εξόδου έως τους 2GHz, είναι κάτω από 40db.

Το υβρίδιο έχει μεγάλη αντοχή σε στάσιμα κύματα. Η έξοδος του αντέχει σε στάσιμα VSWR 3:1 για μικρά χρονικά διαστήματα και όταν η ισχύς εξόδου είναι μικρότερη από 6W.

Η τοποθέτηση του στο τυπωμένο κύκλωμα, γίνεται με βίδωμα του σε επίπεδη ψήκτρα με βίδες 3mm. Ο ενισχυτής καλό είναι να λειτουργεί με ισχύ εξόδου λιγότερη από 20W. Αυτό το επιβεβαιώνουμε μεταβάλλοντας την τάση τροφοδοσίας της πρώτης βαθμίδας Vb1 από 3 έως 12V.



Σχ. 4.1 Το θεωρητικό κύκλωμα της κατασκευής

**ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗ FM ΕΥΡΕΙΑΣ
ΖΩΝΗΣ**

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ

R1 = 470Ω

R2 = 470Ω

ΠΥΚΝΩΤΕΣ

C1 = 10nF

C2 = 100nF

C3 = 10nF

C4 = 1nF

C5 = 10Nf

C6 = 100nF

ΑΛΛΑ

L1 = VK200

L2 = VK200

Q1 = BD241

IC = BGY33

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Στο παράρτημα δίνονται στοιχεία από τα Data Books για τη λειτουργία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Η μελέτη η οποία είχε σαν σκοπό να μας δώσει την αρχική μορφή ενός στερεοφωνικού σήματος διαμορφωμένου με τη μέθοδο FM. Εργάζεται στη μπάντα των FM 88 - 108 MHz και μπορεί να μας δώσει μια ρυθμιζόμενη έξοδο έως 20W. Επιλέγοντας μια συχνότητα στο PLL χωρίς καμία επιπλέον ρύθμιση έχουμε στην έξοδο ένα στερεοφωνικό πομπό με ισχύ εξόδου 20W.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η κωδικοποίηση στερεοφωνικού σήματος έτσι ώστε να μπορεί να δοθεί με μια γραμμή επιτυγχάνεται ως εξής :

Διαμορφώνουμε τα δυο σήματα πάνω σε δυο φέρουσες 19KHz και 38KHz και τα κάνουμε μείξη. Αυτές οι φέρουσες μας βοηθάνε να ακολουθήσουμε την αντίστροφη διαδικασία στην αποκωδικοποίηση του στερεοφωνικού σήματος.

Μια από τις χρήσεις του PLL είναι η σύνθεση συχνότητας. Με κατάλληλη συνδεσμολογία του PLL όπου συγκρίνουμε δυο συχνότητες, μια αναφοράς και μια που παράγουμε από ταλαντωτή VCO, μπορούμε να έχουμε μια συχνότητα της επιλογής μας η οποία ελέγχεται από το PLL και δεν έχουμε αποκλίσεις. Το χρησιμοποιούμε κυρίως για να έχουμε σταθερή συχνότητα.

Οι ταλαντωτές VCO είναι αυτοί οι οποίοι χρησιμοποιούνται για να συνεργάζονται με τα PLL. Μπορούν να κατασκευαστούν με διάφορα στοιχεία καθώς επίσης και με ολοκληρωμένα κυκλώματα. Κύριο χαρακτηριστικό είναι η μεταβολή της συχνότητας με μια μεταβολή τάσης στην είσοδο του.

SUMMARY

The encoding of a stereo signal so that it can be transmitted can be succeeded with the following method:

We modulate the two signals on two carriers at 19KHz and 38KHz and we mix them. Those two carriers help us to achieve the inverse procedure and decode the stereo signal.

One of the uses of PLL is frequency composing. With the proper connection of the PLL we compare two frequencies, one reference frequency and one that is produced from a VCO oscillator. In that way we can have a frequency that has no deviations and is controlled from the PLL. So, the main use of PLL is to create a frequency that remains constant.

VCO oscillators are used to cooperate with PLLs. They can be constructed using discrete components as well as ICs. Their main characteristic is that they alter the frequency in their output when voltage is changed in their input.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ_____TAB/SCHILLING

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ_____FRENZEL

ΨΗΦΙΑΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ_____R.L. TOKHEIM

ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ_____INTERNET

COS / MOS DATA BOOK

TTL DATA BOOK_____TEXAS INST.

RF TRANSISTOR_____PHILIPS

ΠΕΡΙΟΔΙΚΟ ΕΛΕΚΤΟΡ

ΠΕΡΙΟΔΙΚΟ ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΚΛΟΓΗ

ΠΕΡΙΟΔΙΚΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΕΣ

ΠΕΡΙΟΔΙΚΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΕΣ