

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

| | Σελ. |
|--|------|
| 1. ΠΡΟΛΟΓΟΣ | 2 |
| 2. ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ | 3 |
| 3. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ: Τμήμα του Πομπού | 9 |
| 4. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ: Τμήμα του PLL (σύνθεση συχνότητας) | 25 |
| 5. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ: Τμήμα του Μικροελεγκτή | 44 |
| 6. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ: Τμήμα του Γραμμικού ενισχυτή (Linear) | 53 |
| 7. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ: Τμήμα του Τροφοδοτικού | 70 |
| 8. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ: Κυκλωματικά διαγράμματα..... | 74 |
| 9. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ: Πρόγραμμα Μικροελεγκτή..... | 78 |
| 10. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ: Τεχνικά χαρακτηριστικά λειτουργίας..... | 92 |
| 11. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ: Βιβλιογραφία..... | 117 |
| 12. ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ: Περίληψη..... | 118 |
| Summary (Μετάφραση Περίληψης) | 119 |

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

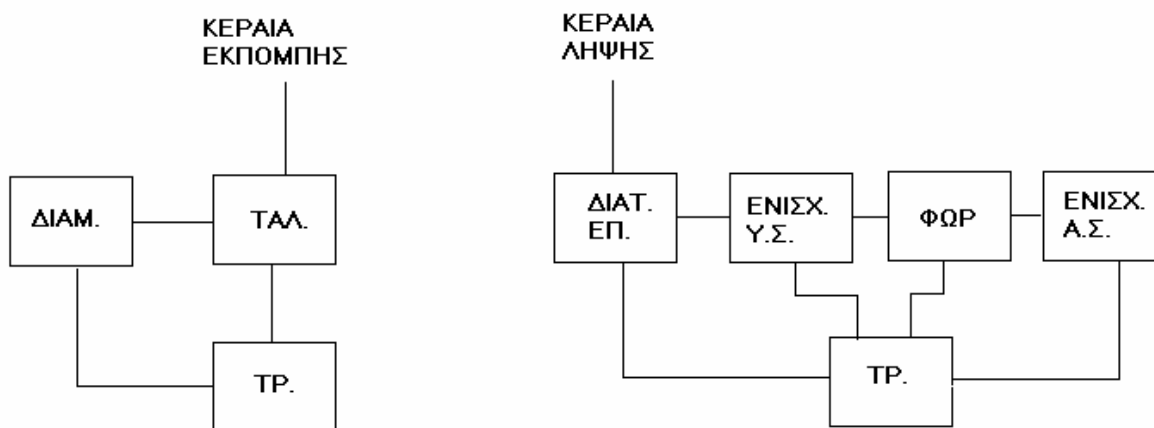
Από τον τίτλο της πτυχιακής εργασίας, αντιλαμβάνεται κάποιος ότι πρόκειται για ένα πομπό στην μπάντα των FM. Από το ξενικό αρκτικόλεξο PLL όμως γίνεται αντιληπτό ότι δεν πρόκειται για κάποιο κλασικό πομπό, αλλά για κάτι πιο εξεζητημένο. Βασική διαφορά του πομπού αποτελεί το γεγονός ότι ο συντονισμός στην επιθυμητή συχνότητα εκπομπής δεν γίνεται άμεσα με την βοήθεια μεταβλητού πυκνωτή, αλλά έμμεσα με την πίεση πλήκτρων. Κατά συνέπεια επιτυγχάνεται υψηλή σταθερότητα στην συχνότητα εκπομπής, κατά το χρόνο και ακρίβεια στην επιλογή συχνότητας από το χρήστη, κάτι που δεν ισχύει σε απλούς πομπούς. Μεγάλοι ραδιοφωνικοί σταθμοί χρησιμοποιούν αυτόν τον τρόπο εκπομπής λόγω της μεγάλης αξιοπιστίας στην ακρίβεια της συχνότητας εκπομπής.

Ο συγκεκριμένος πομπός αποτελείται από επιμέρους τμήματα. Αυτά είναι τα παρακάτω πέντε:

1. Το τμήμα του πομπού. Αποτελεί την «καρδιά» του πομπού, αφού είναι το εκείνο το τμήμα που μας επιτρέπει να εκπέμπουμε στα FM. Είναι το μοναδικό τμήμα που μπορεί να παράγει «ενεργό» έργο, χωρίς την βοήθεια κάποιου άλλου τμήματος.
2. Το τμήμα του PLL. Πρόκειται για το τμήμα που αναλαμβάνει να πολώσει τον πομπό στην επιθυμητή συχνότητα και να τη διατηρήσει σταθερή στο χρόνο.
3. Το τμήμα του μικροελεγκτή. Χάρης στο μικροελεγκτή μπορούμε να διαχειριζόμαστε το τμήμα PLL και κατά επέκταση και την συχνότητα του πομπού με το πάτημα πλήκτρων και όχι με την βοήθεια μικροδιακοπών (dip-switches), όπως χρησιμοποιείται κατά κόρων. Επίσης, με αυτό το τμήμα έχουμε οπτική ένδειξη της συχνότητας εκπομπής. Το τμήμα αυτό ουσιαστικά επιλέγει την συχνότητα εκπομπής.
4. Το τμήμα του γραμμικού ενισχυτή (Linear). Σε αυτό το τμήμα πραγματοποιείται ενίσχυση του σήματος του τμήματος του πομπού, δηλαδή της ισχύς εξόδου του. Ο γραμμικός ενισχυτής αναλαμβάνει να ενισχύσει το σήμα από το 1W, που εκπέμπει το τμήμα του πομπού, στην στάθμη των 30W ικανοποιητική για τις ανάγκες μας.
5. Το τμήμα του τροφοδοτικού που παρέχει την αναγκαία ενέργεια για την λειτουργία των παραπάνω κυκλωμάτων.

ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ

Πρέπει να αναφερθούν κάποια θεωρητικά στοιχεία, για τις διατάξεις εκπομπής σε αυτές τις συχνότητες. Με τους τρόπους και τα μέσα μετάδοσης πληροφοριών σε μεγάλες αποστάσεις, χωρίς την χρησιμοποίηση γραμμών μεταφοράς ενέργειας, δηλαδή την ραδιοσύνδεση ασχολείται η ραδιοηλεκτρολογία. Η ραδιοσύνδεση εξασφαλίζεται με τρεις βασικές διατάξεις. Αυτές είναι ο πομπός, ο δέκτης και οι κεραίες εκπομπής και λήψης της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας, που παράγεται από τον πομπό και λαμβάνεται από το δέκτη. Ένα γενικό διάγραμμα που ικανοποιεί την παραπάνω έκφραση φαίνεται παρακάτω:



Ο πομπός του παραπάνω σχήματος αποτελείται από την πηγή τροφοδοσίας, που παρέχει τις απαιτούμενες τάσεις και το απαραίτητο ρεύμα στα κυκλώματα του πομπού, τον ταλαντωτή, που αποτελεί την γεννήτρια του πομπού στην κατάλληλη συχνότητα, τη διάταξη διαμόρφωσης, που μετασχηματίζει τις ακουστικές συχνότητες στις κατάλληλες συχνότητες και την κεραία. Έτσι, με την τροφοδοσία του πομπού τροφοδοτούμε με ενέργεια κάθε τμήμα του και έτσι αυτή μετασχηματίζεται σε ενέργεια με ρεύμα και τάση υψηλής συχνότητας. Με την διαμόρφωση μεταβάλλουμε ένα χαρακτηριστικό της διάταξης του ταλαντωτή (πλάτος ή συχνότητα ή φάση) στο ρυθμό που απαιτεί το σήμα που θα εκπεμφθεί. Για να ακτινοβολήσει η ενέργεια αυτή των υψηλών ταλαντώσεων στο χώρο χρησιμοποιούμε την κεραία εκπομπής. Πρόκειται για πολύ σπουδαία διάταξη που έχει γεωμετρικές διαστάσεις οι οποίες εξαρτώνται από την συχνότητα εκπομπής.

Ο δέκτης αποτελείται από την κεραία λήψης, την διάταξη επιλογής σταθμών που λαμβάνει η κεραία, τον ενισχυτή υψηλής συχνότητας, τον φωρατή, τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων και φυσικά την τροφοδοσία. Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα που εκπέμπονται από την κεραία του πομπού φτάνουν στην κεραία του δέκτη και αναπτύσσονται σε αυτό μια τάση από επαγωγή. Η τάση αυτή προκαλεί την κυκλοφορία ρεύματος στην κεραία που έχει συχνότητα ίση με την συχνότητα του ρεύματος της κεραίας του πομπού, αλλά το πλάτος του είναι αρκετά μικρό. Στην κεραία του δέκτη αναπτύσσονται ταυτόχρονα ρεύματα πολλών διαφορετικών μεταξύ τους συχνοτήτων, που προέρχονται από τους διάφορους σταθμούς που εκπέμπουν την στιγμή εκείνη στο συγκεκριμένο χώρο. Για να διαλέξουμε τον πομπό που μας ενδιαφέρει από τους διάφορους σταθμούς χρησιμοποιούμε την διάταξη επιλογής. Σε αυτήν τη διάταξη οδηγείται η συνιστώσα των ρευμάτων που αναπτύσσονται στην κεραία από τους διάφορους πομπούς και επιλέγουμε το επιθυμητό. Ύστερα από την επιλογή αυτή και επειδή το ρεύμα έχει μικρό πλάτος χρησιμοποιείται ο ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων. Με την συγκεκριμένη υψηλή συχνότητα δεν είναι δυνατό να έχουμε ακουστικό αποτέλεσμα. Έτσι το οδηγούμε πρώτα στην διάταξη του φωρατή, ειδικής διάταξης που αναδεικνύει το ακουστικό σήμα. Σε αυτό το σημείο το σήμα παραμένει σε αρκετά χαμηλή στάθμη, η οποία δεν μπορεί να διεγείρει ένα μεγάφωνο. Μπορούμε να το αναπαράγουμε μόνο σε ακουστικά και έτσι το ενισχύουμε με τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων. Η τροφοδοσία και εδώ παρέχει την κατάλληλη ενέργεια λειτουργίας στα επιμέρους τμήματα του δέκτη.

Παρατηρούμε ότι ένας πομπός στην κεραία του παράγει ρεύμα υψηλής συχνότητας. Στο χώρο γύρω από την κεραία δημιουργείται κατάλληλο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που διαδίδεται στον ευρύτερο χώρο με την μορφή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η ταχύτητα διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο κενό είναι ίση με την ταχύτητα διάδοσης του φωτός, δηλαδή: $3 \cdot 10^8$ m/sec. Η συχνότητα των κυμάτων αυτών και κατά συνέπεια και συχνότητα του ρεύματος που τις παράγει θα πρέπει να είναι υψηλής συχνότητας για τους παρακάτω λόγους:

- Με την χαμηλή συχνότητα η κεραία ακτινοβολεί πολύ μικρή ενέργεια. Το ποσό της ενέργειας που ακτινοβολείται από μια κεραία εξαρτάται από το μήκος της κεραίας, από το μέγεθος του ρεύματος που την διαρρέει και από την συχνότητα αυτού του ρεύματος. Στην πράξη χρησιμοποιούμε υψηλές συχνότητες για να έχουμε πομπούς με μικρότερη ισχύ εκπομπής και μεγαλύτερη εμβέλεια και γιατί οι κεραίες για να είναι πρακτικές πρέπει να έχουν μήκος λίγων μέτρων.

- Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα των υψηλών συχνοτήτων διαδίδονται πιο αξιόπιστα και πιο εύκολα στο χώρο.

- Η ραδιοσύνθεση με χαμηλές συχνότητες παρενοχλείται από πολλές πηγές ενέργειας.

Για τους παραπάνω λόγους η ραδιοζεύξη στις μέρες μας εξασφαλίζεται με ένα φάσμα συχνοτήτων εκπομπής ή αλλιώς συχνοτήτων των ρευμάτων εκπομπής να κυμαίνεται από 10^5 έως $3 \cdot 10^{10}$ Hz.

Όπως αναφέραμε παραπάνω για την πραγματοποίηση μιας ραδιοσύνδεσης ο πομπός εκπέμπει ηλεκτρομαγνητικά κύματα που διαδίδονται στο περιβάλλον χώρο με την ταχύτητα του φωτός, που είναι γνωστό ότι συμβολίζεται με το γράμμα c . Δηλαδή, $c = 3 \cdot 10^8$ m/s. Τα κύματα χαρακτηρίζονται από την συχνότητα τους που συμβολίζεται με το γράμμα f και εκφράζεται σε Hertz (Hz) καθώς και με τα πολλαπλάσια του (KHz, MHz, GHz). Συνήθως αντί μιας συχνότητας χρησιμοποιούμε το μήκος κύματος. Ως μήκος κύματος ορίζουμε την απόσταση που διατρέχει το κύμα σε χρόνο ίσο με την περίοδο του ρεύματος που διαρρέει την κεραία εκπομπής. Το μήκος κύματος συμβολίζεται με το γράμμα λ και εκφράζεται σε μέτρα. Αφού το κύμα διαδίδεται με την ταχύτητα του φωτός c , σε χρόνο ίσο με την περίοδο T διατρέχει απόσταση:

$$\lambda = c \cdot T$$

και επειδή η περίοδος ισούται με $1/f$ η παραπάνω σχέση παίρνει τη μορφή:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \quad (\text{m})$$

όπου f σε Hz.

Ανάλογα με τις ιδιομορφίες που παρουσιάζουν τα κύματα κατά τη διάδοση τους χωρίζονται στις παρακάτω περιοχές (φάσματα):

| Φάσμα | λ (m) | F (MHz) |
|-------------------|-----------------|--------------|
| Μακρά κύματα | 3000 και πάνω | 0,1 και κάτω |
| Μεσαία κύματα | 3000-200 | 0,1-1,5 |
| Βραχέα κύματα | 200-10 | 1,5-30 |
| | 10-1 | 30-300 |
| | 1-0,1 | 300-3000 |
| Υπερβραχέα κύματα | 0,1-0,01 | 3000-30000 |
| Μικροκύματα | 0,01-0,001 | 30000-300000 |

Η περιοχή των μεσαίων κυμάτων προορίζεται βασικά για την ραδιοφωνία. Στην ίδια περιοχή εργάζονται επίσης σταθμοί πλοίων και ραδιοφάροι. Η περιοχή των βραχέων κυμάτων χρησιμοποιείται για μακρινές ραδιοφωνικές (παγκόσμιο ραδιόφωνο) ή ραδιοηλεκτρονικές συνδέσεις. Στην περιοχή των υπερβραχέων κυμάτων εργάζονται τηλεοπτικοί και τηλεπικοινωνιακοί σταθμοί καθώς και σταθμοί ραδιοεντοπίσεως (ραντάρ).

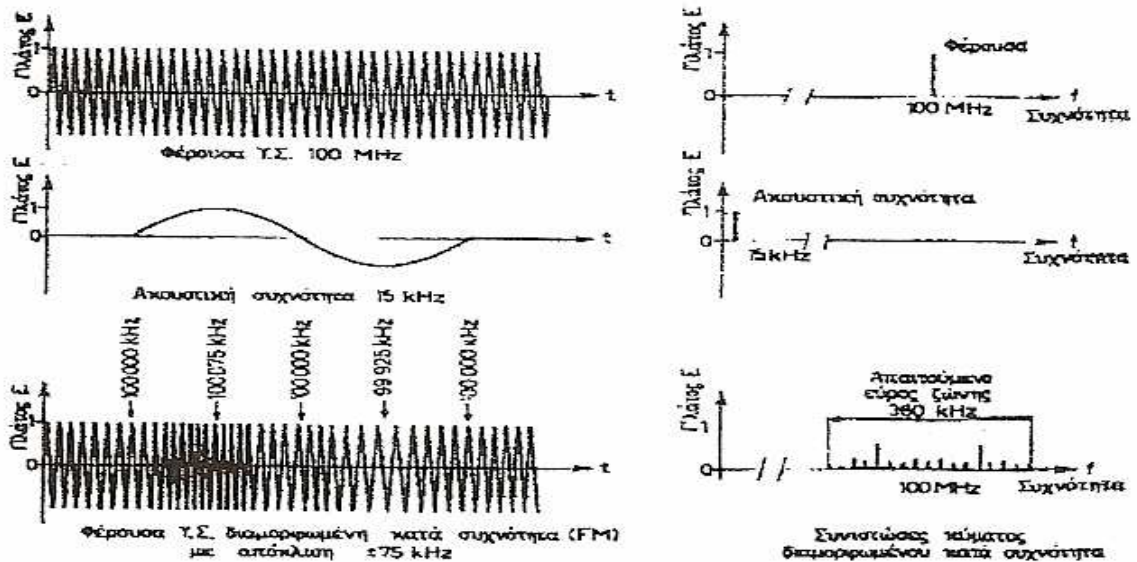
Με τον όρο διαμόρφωση εννοούμε την επεξεργασία τροποποίησης ενός φορέα σύμφωνα με το σήμα της πληροφορίας που πρόκειται να εκπεμφθεί. Ένας φορέας είναι συνήθως ένα υψηλής συχνότητας κύμα, ημιτονικής μορφής. Εξετάζοντας έναν ημιτονικό φορέα βλέπουμε ότι υπάρχουν δύο προφανείς τρόποι τροποποίησης του. Μεταβάλλοντας το πλάτος του φορέα εκπέμπουμε σήμα διαμορφωμένο κατά πλάτος (AM). Το άλλο χαρακτηριστικό του φορέα που μπορούμε να μεταβάλλουμε είναι η συχνότητα του, οπότε εκπέμπουμε σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα (FM). Με βάση τα παραπάνω ορίζουμε την AM και την FM διαμόρφωση αντίστοιχα.

Στη 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. Όταν το πλάτος του διαμορφώνοντος αυξάνεται, η συχνότητα του φορέα αυξάνεται. Όταν το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος ελαττώνεται, η συχνότητα του φορέα ελαττώνεται. Η παραπάνω έκφραση είναι τυπική, γιατί μπορεί να συμβεί και το αντίθετο.

Ένα ελαττώμενο διαμορφώνον σήμα θα αυξάνει την συχνότητα του φορέα πάνω από την κεντρική της τιμή, ενώ ένα αυξανόμενο διαμορφώνον σήμα θα ελαττώνει την 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 του κεντρική συχνότητα, που έχει όταν δεν έχει διαμορφωθεί. 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 το πόσες φορές ανά δευτερόλεπτο η συχνότητα του φορέα αποκλίνει πάνω και κάτω από την κανονική του κεντρική συχνότητα. Αν το διαμορφώνον σήμα είναι για παράδειγμα 100Hz ημιτονικό κύμα, τότε η συχνότητα του φορέα θα ολισθαίνει πάνω κάτω από την κεντρική συχνότητα του 100 φορές το δευτερόλεπτο. Έτσι ορίζουμε και τον ρυθμό απόκλισης συχνότητας.

Παρακάτω παρουσιάζονται κυματομορφές σημάτων διαμορφωμένων κατά συχνότητα. Το προς διαμόρφωση σήμα είναι ένα ημιτονικό συχνότητας 15KHz και διαμορφώνεται με ένα φέρον 100MHz στην πρώτη περίπτωση, ενώ στην δεύτερη περίπτωση το προς διαμόρφωση σήμα έχει τη μορφή ακίδων στα 75KHz και το φέρον είναι πάλι 100MHz. Παρατηρούμε ότι τα διαμορφωμένα κύματα έχουν διαφορετική μορφή και διαφορετικές συχνότητες.



Διαμορφωμένα κατά συχνότητα κύμματα.

Στην περίπτωση με το ημιτονικό κύμα η συχνότητα του φέροντος μεταβάλλεται ανάλογα με τις μεταβολές του πλάτους του διαμορφώνοντος σήματος. Η μέγιστη απόκλιση είναι 75KHz. Έτσι με αύξηση του πλάτους του διαμορφώνοντος κύματος η συχνότητα του φέροντος αυξάνει μέχρι τα 100,075 MHz, ενώ με μείωση του πλάτους η συχνότητα μειώνεται μέχρι τα 99,925 MHz. Όταν το διαμορφώνον μηδενίζεται η συχνότητα του φέροντος παραμένει στα 100 MHz. Στη δεύτερη περίπτωση το διαμορφωμένο κύμα φαίνεται σε ένα εύρος ζώνης 360 KHz με τις συνιστώσες του. Και εδώ η απόκλιση του διαμορφωμένου ακολουθεί τον ρυθμό του διαμορφώνοντος κύματος.

Γενικά η FM διαμόρφωση θεωρείται ανώτερη της AM. Αν και τα δύο σήματα διαμόρφωσης είναι κατάλληλα για μετάδοση πληροφορίας από μια περιοχή σε μια άλλη και είναι της ίδιας πιστότητας και καταλληλότητας, τότε η FM τυπικά προσφέρει μερικά σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με την AM. Επιγραμματικά τα πλεονεκτήματα της FM συγκρινόμενη με την AM είναι η καλύτερη συμπεριφορά στον θόρυβο, η απόρριψη παρεμβαλλόμενων σημάτων λόγω του φαινομένου της σύλληψης και η καλύτερη απόδοση

του πομπού. Τα μειονεκτήματα της AM σε σχέση με την FM είναι η ανάγκη περισσότερου φασματικού χώρου και η χρήση πιο σύνθετων και πιο ακριβών κυκλωμάτων.

Το κύριο πλεονέκτημα της FM σε σχέση με την AM είναι ο θόρυβος. Ως θόρυβο ορίζουμε την παρεμβολή πάνω σε ένα σήμα που παράγεται από αστραπές, κινητήρες, συστήματα ανάφλεξης αυτοκινήτων και οποιαδήποτε μεταγωγή σε γραμμές ισχύος όπου παράγονται φαινόμενα μετάβασης (γνωστά ως transients). Ο θόρυβος αυτού του είδους είναι ουσιαστικά στενές ακίδες τάσης με πολύ υψηλόσυχο περιεχόμενο. Προστίθενται σε ένα σήμα και παρεμβάλλονται σε αυτό. Αν τα σήματα είναι αρκετά ισχυρά τότε μπορούν να επικαλύψουν εντελώς το σήμα πληροφορίας και να μην ακούμε κάτι διακριτό στο δέκτη.

Ο θόρυβος είναι ουσιαστικά διακυμάνσεις πλάτους. Σε ένα FM σήμα το πλάτος του φορέα είναι σταθερό και για αυτό οι δέκτες των FM περιέχουν κυκλώματα περιοριστών για να περιορίζουν το πλάτος του λαμβανομένου σήματος. Οποιοσδήποτε διακυμάνσεις πλάτους του FM σήματος εφόσον αυτό περιέχεται αποκλειστικά μέσα στις μεταβολές συχνότητας του φορέα εξαλείφονται. Έτσι λόγω της λειτουργίας του ψαλιδισμού των κυκλωμάτων περιορισμού ο θόρυβος εξαλείφεται σχεδόν τελείως.

Ένα άλλο κύριο πλεονέκτημα της FM είναι ότι τα σήματα παρεμβολής της ίδιας συχνότητας ουσιαστικά εξαλείφονται. Λόγω των περιοριστών που βρίσκονται στους FM δέκτες ένα περίεργο φαινόμενο λαμβάνει χώρα όταν δύο ή περισσότερα FM σήματα εμφανίζονται ταυτόχρονα στην ίδια συχνότητα. Αν το σήμα του ενός είναι πάνω από το διπλάσιο του πλάτους του άλλου, το ισχυρότερο σήμα θα συλλάβει το κανάλι και θα εξαλείψει εντελώς το ασθενέστερο σήμα παρεμβολής. Αυτό είναι το φαινόμενο της σύλληψης στην FM συχνότητα. Όταν δύο ίδια σήματα καταλαμβάνουν την ίδια συχνότητα θα ακούγονται και τα δύο σήματα γενικά και άσχετα με τις ισχύς.

Στα επόμενα κεφάλαια περιγράφονται και αναλύονται τα παραπάνω τμήματα:.

1. Τμήμα του Πομπού
2. Τμήμα του PLL (σύνθεση συχνότητας)
3. Τμήμα του Μικροελεγκτή
4. Τμήμα του Γραμμικού ενισχυτή (Linear)
5. Τμήμα του Τροφοδοτικού

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

ΤΜΗΜΑ ΠΟΜΠΟΥ

Στις τηλεφωνικές ενσύρματες επικοινωνίες το αρχικό ακουστικό σήμα εισέρχεται στο δέκτη και μεταδίδεται μέσω ενός καλωδίου στο πομπό χωρίς μεταβολή του ακουστικού σήματος σε οποιοδήποτε άλλο τύπο. Σήματα στις ακουστικές συχνότητες (LF) δεν μπορούν να μεταδοθούν στον ελεύθερο χώρο, λόγω μεγάλου κόστους (κυρίως των κεραιών). Η μέθοδος που χρησιμοποιείται για μετάδοση ακουστικού σήματος (μέσω κεραίας) είναι η μετατόπιση των ακουστικών συχνοτήτων στην περιοχή των RF. Η διαδικασία μίξης της ακουστικής συχνότητας με την RF συχνότητα ονομάζεται διαμόρφωση. Τα ραδιοφωνικά κύματα είναι παρόμοια με τα κύματα του φωτός, αλλά λόγω της RF συχνότητας δεν είναι ορατά.

Εδώ θα πρέπει να επισημανθεί η προσοχή για την επιλογή της συχνότητας, με την οποία θα γίνει η διαμόρφωση, για τον απλούστατο λόγο της ύπαρξης χιλιάδων κεραιών εγκατεστημένων στο χώρο, που εξυπηρετούν διαφορετικά σήματα. Οι συχνότητες ορίζονται κατόπιν συμφωνίας με την διεθνή τηλεπικοινωνιακή ένωση (I.T.U.) .

Οι πρωτεργάτες της εφεύρεσης του ραδιοφώνου είναι ο Γάλλος φυσικός Μπρανλύ, που κατόρθωσε το 1890 να συλλάβει ηλεκτρομαγνητικά κύματα από απόσταση και ο Ρώσος επιστήμονας Ποπόφ, που μεταβίβασε το 1895 σήματα Μορς σε απόσταση 250 μέτρων. Αργότερα ο Μαρκόνι έβαλε τις βάσεις για την πρακτική χρησιμοποίηση της μεταβίβασης χωρίς σύρμα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Ο Ιταλός εφευρέτης Γουλιέλμο Μαρκόνι υπήρξε πρωτοπόρος της ραδιοφωνίας, γιατί με την επινόηση διαφόρων συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας μεγάλης απόστασης, για την ανταλλαγή μηνυμάτων ανάμεσα σε πλοία που ταξιδεύουν στη θάλασσα και μεταξύ χερσαίων σταθμών σε διάφορες ηπείρους, ανέπτυξε ένα λειτουργικό ραδιοφωνικό σύστημα. Ο Μαρκόνι στηρίχτηκε στις ιδιότητες των ραδιοκυμάτων ως προς την ανάκλαση τους από την ατμόσφαιρα της γης. Συγκεκριμένα παρατήρησε ότι τα πολύ βραχέα ραδιοφωνικά κύματα διαπερνούν την ατμόσφαιρα της γης και κατευθύνονται στο διάστημα, ενώ ραδιοκύματα με μεγάλο μήκος ανακλώνται προς τη γη από την ιονόσφαιρα. Έτσι με την ανάκλαση είναι δυνατό να μεταδίδονται από ένα μέρος του πλανήτη σε ένα άλλο και το φαινόμενο αυτό αποτελεί τη βάση των τηλεπικοινωνιών.

Ξεκινώντας κάποιος την μελέτη ενός πομπού FM θα πρέπει να γνωρίζει και κάποια βασικά πράγματα. Αρχικά FM είναι τα αρχικά των λέξεων Frequency Modulation που σημαίνει διαμόρφωση συχνότητας και από εδώ είναι φανερό ότι πρόκειται για τρόπο διαμόρφωσης και όχι για κάποια μάντα ραδιοφώνου ή ραδιοσυχνοτήτων. Κατά την διαμόρφωση FM η συχνότητα ενός ημιτονοειδούς κύματος μεταβάλλεται σύμφωνα με το πλάτος ενός ακουστικού σήματος, όπως έχουμε αναφέρει. Το ακουστικό σήμα είναι εκείνο το οποίο διαμορφώνεται κατά FM. Έτσι σε ένα FM σύστημα το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος παραμένει σταθερό, ενώ μεταβάλλεται η συχνότητα του. Το κατά πόσο μεταβάλλεται η συχνότητα καθορίζεται από την συχνότητα του ημιτονοειδούς κύματος. Η προσπάθεια γενικά είναι να παραχθεί όσο το δυνατό μεγαλύτερη απόκλιση συχνότητας, με μειονέκτημα τα προβλήματα σταθεροποίησης της συχνότητας, που αντιμετωπίζονται με επιπλέον μεθόδους.

Μια συνήθης διαδικασία για παραγωγή FM συχνότητας είναι να μεταβάλλουμε την αυτεπαγωγή ή την χωρητικότητα ενός συντονιζόμενου ηλεκτρονικού ταλαντωτή. Η συχνότητα ταλάντωσης ακολουθεί τη παρακάτω σχέση : $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

Σε περίπτωση μεταβολής κάποιου από τα L ή C η συχνότητα εξόδου μεταβάλλεται ανάλογα. Υπάρχουν πολλοί τρόποι για να εξαρτάται η αυτεπαγωγή ή χωρητικότητα από το σήμα εισόδου. Μια πολύ κοινή μέθοδος είναι η χρησιμοποίηση μιας ανάστροφα πολωμένης διόδου Varicap, σαν μια μεταβαλλόμενη χωρητικότητα με τάση. Αυτός είναι και ο τρόπος που λειτουργεί ο πομπός μας.

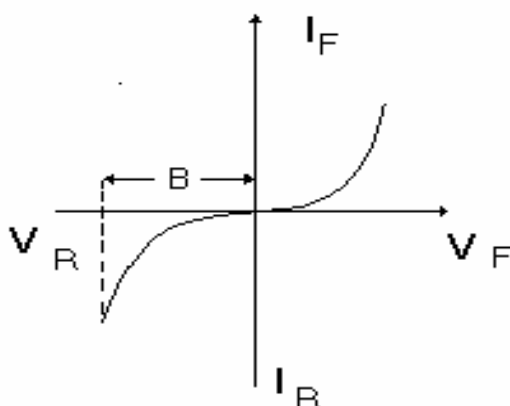
Καλό θα ήταν, πριν συνεχίσουμε, να περιγράψουμε το φαινόμενο εμφάνισης χωρητικότητας στις διόδους Varicaps, όταν αυτές πολωθούν ανάστροφα. Οι διόδοι μεταβλητής χωρητικότητας γνωστές ως Varactor (δηλαδή Variable capacitor) ή Varicap είναι διόδοι επαφής στις οποίες εκμεταλλευόμαστε την χωρητικότητα που παρουσιάζει η περιοχή της ένωσης p-n. Είναι γνωστό ότι η ζώνη φραγμού γίνεται ελάχιστη ή μηδενίζεται όταν η διάδος πολώνεται ορθά και γίνεται μέγιστη όταν πολώνεται ανάστροφα. Μπορούμε λοιπόν μεταβάλλοντας την ανάστροφη τάση να δημιουργήσουμε ένα πυκνωτή ο οποίος θα μεταβάλλει τη χωρητικότητα του σε συνάρτηση με την τάση. Όλες οι διόδοι παρουσιάζουν χωρητικότητα στην ένωσή τους, όλες όμως δεν χρησιμοποιούνται σαν Varicap, γιατί εκτός από τις Zener έχουν πολύ μικρές χωρητικότητες απαγορευτικές για χρησιμοποίηση.

Οι διόδοι Varicap κατασκευάζονται είτε με την μέθοδο της βαθμιαίας ανάπτυξης είτε με την μέθοδο της ανάπτυξης από πυρίτιο και πρόσφατα από ένωση αρσενικούχου Γάλλιου. Έχουν αυξημένη νοθεία στην περιοχή της ένωσης πράγμα που τις κάνει να παρουσιάζουν μεγάλη χωρητικότητα. Στην περίπτωση των διόδων βαθμιαίας ανάπτυξης η χωρητικότητα

μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με την τετραγωνική ρίζα της ανάστροφης τάσης, ενώ στην περίπτωση των διόδων Varicap διάχυσης μεταβάλλεται ανάλογα με την κυβική ρίζα της ανάστροφης τάσης.

Οι διόδοι Varicap παρουσιάζουν μέγιστη χωρητικότητα της τάξης των 100pF ενώ υπάρχουν μερικές με μεγαλύτερη. Οι διόδοι Zener έχουν χωρητικότητα από 1000 έως 2000 pF με το μειονέκτημα όμως της μικρής ανάστροφης αντίστασης. Αυτό τις κάνει κατάλληλες για κυκλώματα συντονισμού με οξεία καμπύλη απόκρισης.

Οι διόδοι Varicap είναι η καλύτερη λύση για κυκλώματα υψηλής συχνότητας, όπου απαιτείται μια μεταβλητή χωρητικότητα σε συνδυασμό με απλότητα και την απόδοση του κυκλώματος. Παρακάτω βλέπουμε την καμπύλη I/V της διόδου Varicap. Η περιοχή στην οποία χρησιμοποιείται είναι η B, ενώ κατά τα άλλα η καμπύλη είναι όμοια με οποιαδήποτε δίοδο χαμηλών συχνοτήτων.



Ο αριθμός των πλευρικών συχνοτήτων στη διαμόρφωση FM είναι θεωρητικά άπειρος. Όμως, πολλές υψηλής τάξεως πλευρικές παρέχουν ελάχιστα ποσά ενέργειας και επομένως μπορούν να αγνοηθούν. Επίσης, λόγω της διαμόρφωσης FM η κυματομορφή παραμένει σε ένα σταθερό πλάτος. Έτσι, καθώς το πλάτος, η πλευρική και η κατανομή αλλάζουν το διαμορφούμενο σήμα πρέπει επίσης να αλλάξει για να κρατήσει το πλάτος της διαμορφωμένης κυματομορφής σταθερό. Αυτή η σχέση ανάμεσα στο διαμορφούμενο σήμα και τις πλευρικές ρυθμίζεται από το δείκτη διαμόρφωσης. Δηλαδή ο δείκτης διαμόρφωσης

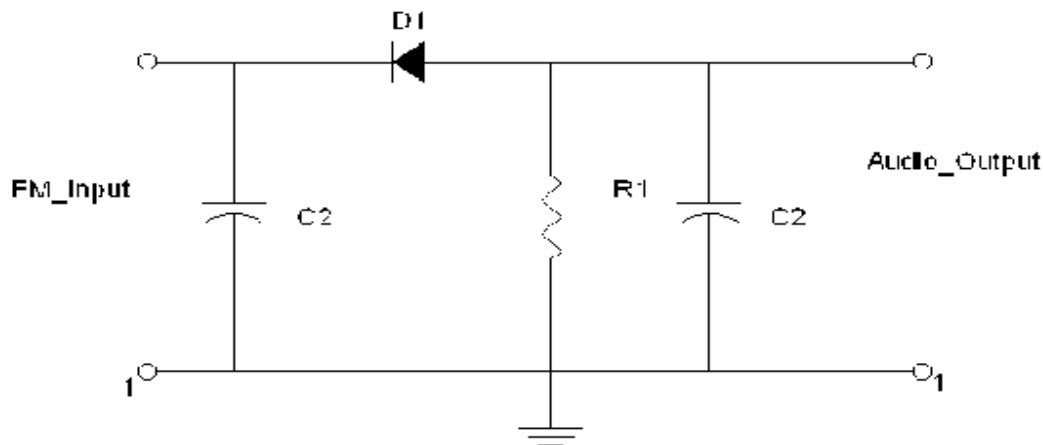
καθορίζει τον αριθμό των σημαντικών πλευρικών, το πλάτος τους και το πλάτος του διαμορφούμενου σήματος. Για δείκτη διαμόρφωσης μηδέν, το πλάτος του διαμορφούμενου είναι μονάδα και δεν υπάρχουν πλευρικές. Καθώς ο δείκτης διαμόρφωσης αυξάνει περισσότερες πλευρικές προστίθενται, το πλάτος τους αυξάνει και του διαμορφούμενου μειώνεται. Πλευρικές με πλάτος μικρότερο του 1% του αρχικού διαμορφούμενου θεωρούνται μη σημαντικές και παραλείπονται.

Στην FM διαμόρφωση ο αριθμός των πλευρικών και το πλάτος τους καθορίζεται από τον δείκτη διαμόρφωσης. Όμως, η συχνότητα κάθε πλευρικής εξαρτάται από την συχνότητα του διαμορφώνοντα σήματος. Έτσι το εύρος ζώνης εξαρτάται από τον αριθμό των πλευρικών στην διαμορφωμένη κυματομορφή. Αυτός ο αριθμός καθορίζεται από την διαμορφώνουσα συχνότητα και τον δείκτη διαμόρφωσης. Επίσης, καθοριστικός παράγοντας στο εύρος ζώνης είναι η απόκλιση συχνότητας. Επομένως, αν ξέρουμε τη διαμορφώνουσα συχνότητα και την απόκλιση συχνότητας μπορούμε εύκολα να προσδιορίσουμε το εύρος ζώνης.

Ο λόγος προτίμησης αυτού του είδους της διαμόρφωσης είναι η τέλεια μουσική απόδοση στο δέκτη που είναι απαλλαγμένος από παράσιτα. Είναι γνωστό ότι ένα παράσιτο αποτελεί ηλεκτρομαγνητική πίεση μικρής διάρκειας και αναλύεται σε φάσμα συχνοτήτων. Αυτό το φάσμα μπορεί να επηρεάσει το πλάτος ενός λαμβανομένου κύματος ή να επιβάλλει τη συχνότητα του. Αυτές οι επιδράσεις πάνω στο πλάτος σε δέκτες με διαμόρφωση FM είναι σχεδόν ανύπαρκτες.

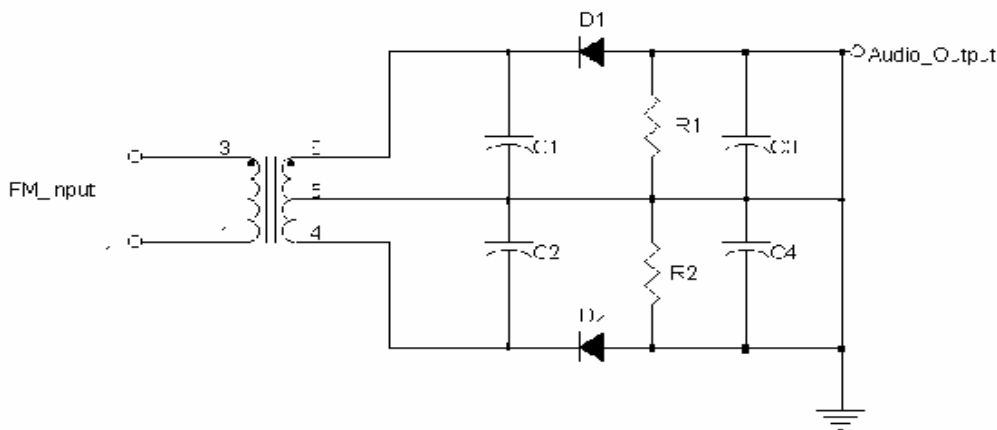
Ως προς την αποδιαμόρφωση FM υπάρχουν πολλοί τρόποι. Μερικοί από αυτούς είναι ο ανιχνευτής κλίσης (Slope Detector) , ο ανιχνευτής διπλού συντονισμού (Double-tuned Detector) , ο διευκρινιστής (Faster-seely Discriminator) και ο αποδιαμορφωτής βρόχου κλειδωμένης φάσης (PLL-Phase locked loop) .

Ο ανιχνευτής κλίσης είναι ο πιο απλός αν και σπάνια χρησιμοποιείται. Αποτελείται από δύο συντονισμένα κυκλώματα L,C και μια δίοδο.



Στο κύκλωμα, για σήματα πάνω από την κεντρική συχνότητα, οδηγείται στην δίοδο μεγαλύτερου πλάτους σήμα, ενώ για σήματα κάτω της κεντρικής στη δίοδο οδηγείται σήμα χαμηλότερου πλάτους. Στην πραγματικότητα το κύκλωμα συντονισμού μετατρέπει ένα FM σήμα σε ένα AM σήμα και η δίοδος με το υπόλοιπο κύκλωμα ενεργεί σαν ανιχνευτής κορυφής. Μειονεκτήματα του παραπάνω κυκλώματος είναι η ελάττωση της απολαβής του δέκτη και η μη γραμμικότητα.

Ο ανιχνευτής διπλού συντονισμού χρησιμοποιεί ένα μετασχηματιστή με μεσαία λήψη και έτσι δημιουργούνται δύο συντονισμένα κυκλώματα. Το ένα κύκλωμα συντονίζει με τον ένα πυκνωτή σε συχνότητα ελάχιστα πάνω από την κεντρική ενώ το άλλο με τον άλλο πυκνωτή σε συχνότητα ελάχιστα κάτω από την κεντρική. Για σήμα στην κεντρική συχνότητα και τα δύο κυκλώματα είναι το ίδιο συντονισμένα, οι δύο δίοδοι άγουν το ίδιο και οι τάσεις στις αντιστάσεις είναι ίσες και αντίθετες με αποτέλεσμα να αλληλοεξουδετερώνονται και η έξοδος είναι μηδέν.

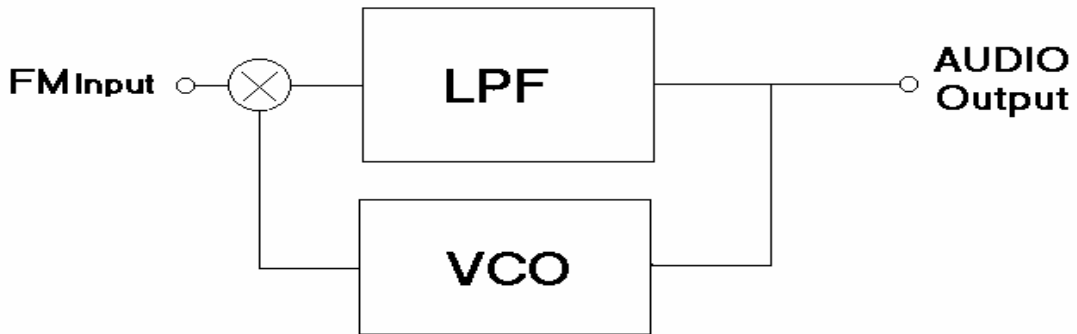


Για συχνότητα πάνω από την κεντρική η μία διάδος άγει περισσότερο από την άλλη και έχουμε μεγαλύτερη τάση στην αντίστοιχη αντίσταση από ότι στην άλλη, με αποτέλεσμα να έχουμε αρνητική τάση στην έξοδο. Για συχνότητα κάτω από την κεντρική, έχουμε το ακριβώς αντίθετο αποτέλεσμα με τις διόδους να άγουν αντίθετα, άρα και στις αντιστάσεις έχουμε αντίθετες τάσεις και έτσι το αποτέλεσμα στην έξοδο είναι θετικό. Το κύριο μειονέκτημα του παραπάνω κυκλώματος είναι η ανάγκη πολύ ακριβούς συντονισμού, γιατί διαφορετικά η έξοδος παραμορφώνει.

Το κύκλωμα του διευκρινιστή είναι παρόμοιο με το κύκλωμα του ανιχνευτή διπλού συντονισμού. Το σήμα εισόδου είναι ένα σήμα IF μεταβαλλόμενο κατά $\pm 75\text{KHz}$ με τον ρυθμό του ακουστικού. Ως προς την έξοδο και τις τάσεις αυτής ισχύουν τα ίδια, αλλά με την διαφορά ότι αν και οι δύο διόδους άγουν το ίδιο για την κεντρική συχνότητα, τότε στην έξοδο έχουμε το ακουστικό σήμα. Κύριο μειονέκτημα αυτού του αποδιαμορφωτή αποτελεί το γεγονός ότι είναι ευαίσθητος σε μεταβολές στο πλάτος του σήματος που οφείλονται σε θόρυβο. Έτσι, πριν το αποδιαμορφωτή παρεμβάλλεται ένας περιοριστής.

Στο κύκλωμα του βρόχου κλειδωμένης φάσης έχουμε ένα ανιχνευτή φάσης, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και ένα ταλαντωτή ελεγχόμενο (V.C.O.) από τάση. Ο V.C.O. λειτουργεί στην συχνότητα εισόδου δηλαδή σε IF. Ο ανιχνευτής φάσης συγκρίνει την συχνότητα του V.C.O. και την συχνότητα εισόδου και παράγει μια τάση σφάλματος η οποία είναι ανάλογη του ποσού και της κατεύθυνσης της διαφοράς συχνοτήτων. Αυτή η τάση οδηγείται στο χαμηλοπερατό φίλτρο, η έξοδος του οποίου οδηγείται στον ταλαντωτή τον οποίο ελέγχει. Αν αυξηθεί η συχνότητα εισόδου, τότε η τάση του σφάλματος κάνει τον ταλαντωτή να αυξήσει την συχνότητα του ώστε να συγχρονιστεί με την συχνότητα εισόδου. Όταν το σήμα εισόδου είναι διαμορφωμένο κατά FM ο ταλαντωτής ακολουθεί την απόκλιση

του σήματος FM με αποτέλεσμα η τάση σφάλματος να είναι ακριβώς η διαμορφώνουσα πληροφορία. Κύριο πλεονέκτημα του αποδιαμορφωτή με PLL είναι η εξαιρετική συμπεριφορά του, με χαμηλό κόστος και ελάχιστα στοιχεία.

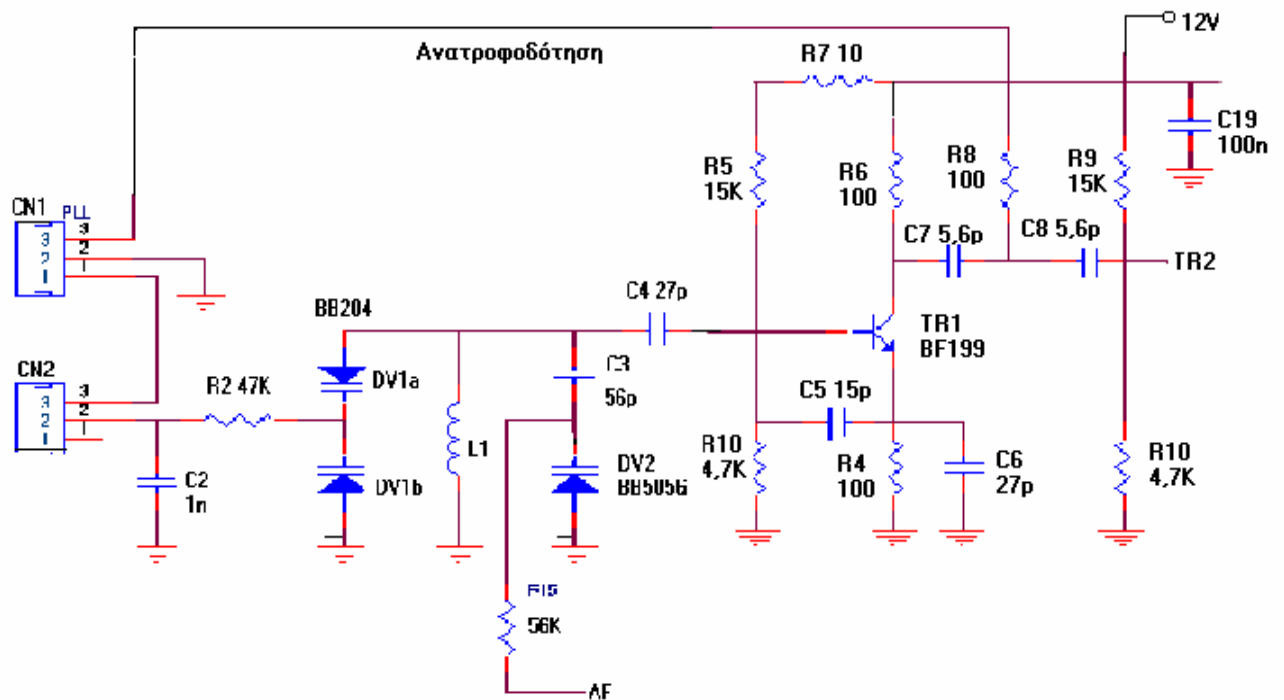


Μετά την περιγραφή αυτή ας επανέλθουμε στον πομπό FM. Τα κύρια μέρη ενός πομπού FM είναι ο ταλαντωτής (oscillator), ο διαμορφωτής (modulator), οι βαθμίδες ισχύος (power amplifiers) και οι διατάξεις τροφοδοσίας (power supplies). Στην συγκεκριμένη περίπτωση υπάρχει και το μέρος του κυκλώματος κλειδωμένης φάσης (PLL). Επίσης, ο ταλαντωτής είναι ελεγχόμενος από τάση (V.C.O.), την οποία τάση ελέγχει το PLL.

Παλαιότερα οι πομποί FM είχαν ως κύριο στοιχείο τη χρησιμοποίηση λυχνίας στο ταλαντωτή. Υπάρχουν όμως και σήμερα κάποιοι πομποί οι οποίοι χρησιμοποιούν λυχνία . Ο συγκεκριμένος πομπός χρησιμοποιεί το τρανζίστορ BF 199 που είναι ένα ηρη τρανζίστορ και εργάζεται σε αυτές τις συχνότητες. Μεγάλοι πομποί FM χρησιμοποιούν πολλαπλασιασμό συχνότητας έχοντας επιπλέον ως βάση ένα ταλαντωτή με κρύσταλλο. Η σταθερότητα της συχνότητας σε ένα πομπό εξασφαλίζεται από μια καλή κατασκευή, σε συνεργασία με κάποιο συνθέτη R.F. Αν το επιθυμητό εύρος διαμόρφωσης ενός σταθμού στα FM ήταν μικρότερο κατά πολύ, τότε θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε μία βαθμίδα με κρύσταλλο και να πετυχαίναμε εξαιρετική σταθερότητα συχνότητας. Ένας κρύσταλλος όμως δύσκολα αλλάζει συχνότητα. Υπάρχουν αρκετά κυκλώματα για να διαμορφωθεί κατά συχνότητα η ταλάντωσή του, αλλά δεν εξασφαλίζεται το επιθυμητό εύρος που χρειάζεται μια εκπομπή για τη μπάντα των FM. Έτσι η μόνη λύση που μένει είναι να χρησιμοποιηθεί ένας ταλαντωτής στα FM και να σταθεροποιηθεί η συχνότητά του με τη βοήθεια ενός PLL.

Έτσι σε αντίθεση με τους γνωστούς ταλαντωτές που συντονίζονται με την βοήθεια μεταβλητού πυκνωτή ή σπανιότερα μεταβλητού πηνίου, ο συγκεκριμένος ταλαντωτής συντονίζεται με τη βοήθεια μόνο μίας τάσης που μεταβάλλεται ανάλογα με την συχνότητα

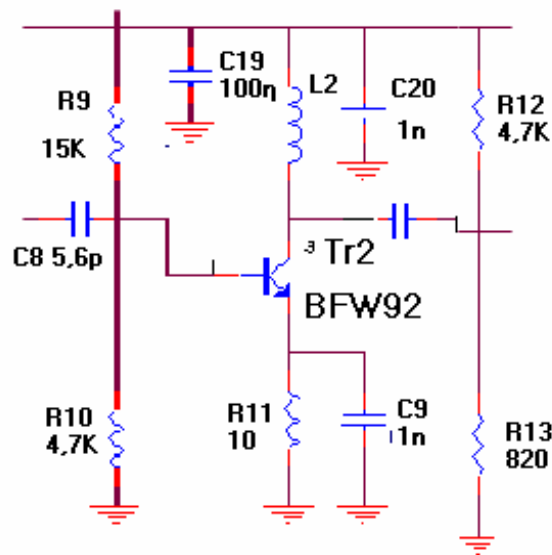
παράλληλου, με τον ενισχυτή. Επίσης ο πυκνωτής C_3 απομονώνει με την σειρά του το κύκλωμα της FM διαμόρφωσης. Το ίδιο συμβαίνει και με τον πυκνωτή C_7 , που απομονώνει τον ταλαντωτή με τα στοιχεία που οδηγεί. Με βάση την παραπάνω περιγραφή παρατηρούμε ότι ο ταλαντωτής είναι πλήρως απομονωμένος από DC τάσεις των άλλων βαθμίδων και έτσι δουλεύει ανεπηρέαστα. Η τροφοδοσία του τρανζίστορ γίνεται μέσω της R_7 και είναι γύρω στα 12V. Μετά την R_7 συνδέονται και οι πυκνωτές C_{17} και C_{18} για καλύτερη σταθεροποίηση της τροφοδοσίας του ταλαντωτή.



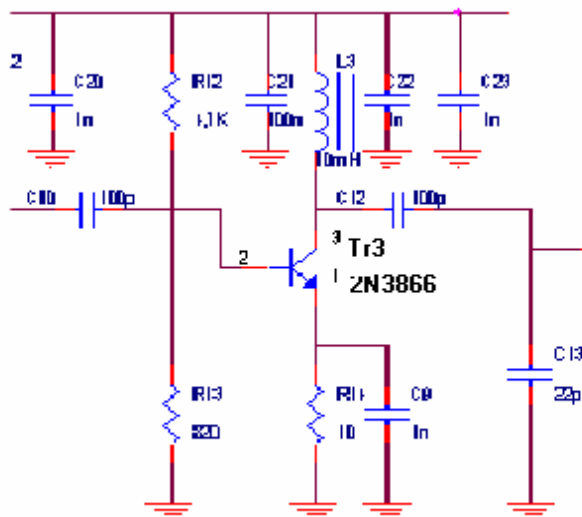
Η βάση του τρανζίστορ πολώνεται μέσω των αντιστάσεων R_5 και R_{10} . Το φορτίο μέσω του συλλέκτη αποτελείται από την είσοδο της πρώτης ενισχυτικής διάταξης (με το τρανζίστορ TR2) και την ανατροφοδότηση του PLL, για να υλοποιηθεί ο χαρακτηριστικός βρόχος κλειδωμένης φάσης. Ο σκοπός της ανατροφοδότησης αναφέρεται στην περιγραφή του PLL. Η βάση συνδέεται με τον εκπομπό με τον πυκνωτή C_5 . Αυτό γίνεται για να εξαλειφθούν οποιεσδήποτε συνιστώσες ανάδρασης μεταξύ εκπομπού και βάσης.

Η δεύτερη βαθμίδα ενώνεται με τον ταλαντωτή μέσω του πυκνωτή C_8 . Είναι ένας ενισχυτής σε διάταξη κοινού εκπομπού, με σύζευξη πηνίου και έτσι στον συλλέκτη έχουμε το πηνίο L_2 . Αυτή η βαθμίδα ενισχύει το ασθενές σήμα του πομπού και το οδηγεί στην επόμενη ενίσχυση (τρανζίστορ TR3). Η βάση του TR2 πολώνεται με τις αντιστάσεις R_9 και R_{10} .

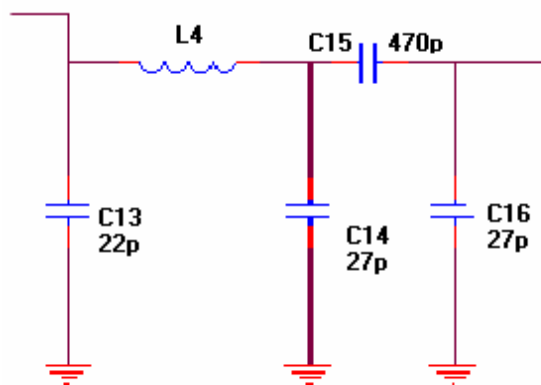
προσφέροντας στον ενισχυτή σταθερότητα. Το TR2 είναι το BFW92 ένα ηρη τρανζίστορ με εφαρμογές σε συχνότητες RF. Σε αυτό συμβάλλει και η αντίσταση R₁₁ στον εκπομπό. Το πηνίο, που συνδέει τον συλλέκτη με την τροφοδοσία, αποσκοπεί στην τροφοδοσία του φορτίου με σήμα υψηλής ισχύος, χωρίς να παραμορφώνει το προς ενίσχυση σήμα από τον ταλαντωτή. Ουσιαστικά ο ενισχυτής αυτός λειτουργεί σαν μετατροπέας ενέργειας, μετατρέποντας την ενέργεια της DC πηγής σε ενέργεια που καταναλώνεται στο φορτίο. Θα πρέπει να δοθεί προσοχή έτσι ώστε το τρανζίστορ να λειτουργεί μέσα στην γραμμική περιοχή. Το φορτίο αποτελείται από την είσοδο, δηλαδή τη βάση του τρανζίστορ (TR3) της επόμενης ενισχυτικής βαθμίδας. Έτσι ενισχύεται το ασθενές σήμα του ταλαντωτή μέχρι μια τιμή.



Την τιμή αυτή αναλαμβάνει να αυξήσει η επόμενη ενισχυτική διάταξη, που αποτελείται από το τρανζίστορ TR3 και είναι ίδια ακριβώς με την προηγούμενη ως προς την συνδεσμολογία. Το TR3 είναι το 2N3866 ένα ηρη τρανζίστορ. Η μόνη διαφορά είναι η διαφορετική πόλωση της βάσης του τρανζίστορ (αντιστάσεις R₁₂, R₁₃) και διαφορετικό πηνίο στον εκπομπό (L₃). Πρόκειται για ενισχυτή τάξης A με σύζευξη πηνίου. Αυτό συμβαίνει γιατί το προς οδήγηση σήμα είναι μεγαλύτερο από αυτό της εξόδου του ταλαντωτή, το οποίο ενίσχυε η προηγούμενη διάταξη, αλλά και γιατί χρησιμοποιείται διαφορετικό τρανζίστορ για άλλο κέρδος. Οι διατάξεις αυτές συνδέονται μέσω του πυκνωτή C₁₀ για απομόνωση. Έτσι το σήμα ενισχύεται περισσότερο χωρίς dc σύζευξη.

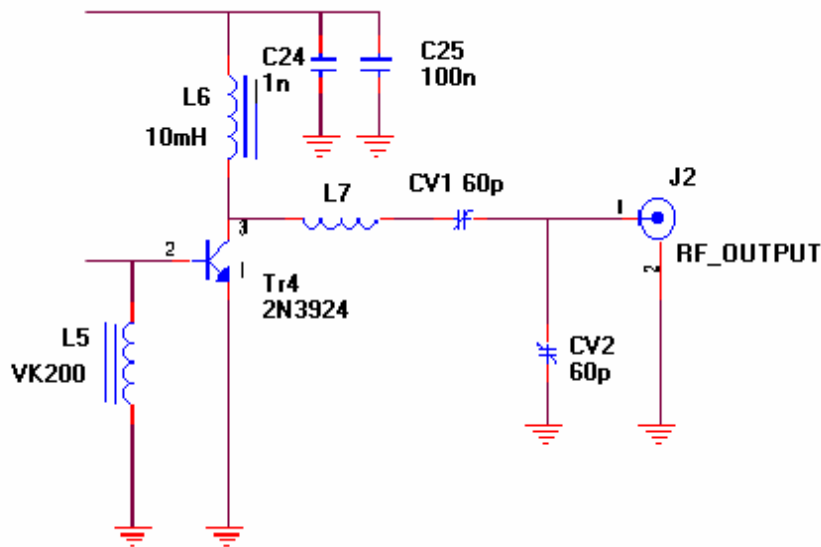


Στην συνέχεια ακολουθεί ένα φίλτρο για την απόρριψη κάποιων αρμονικών, ανεπιθύμητων για την τελική ενίσχυση του σήματος, καθώς και για την εκπομπή του FM σήματος. Πριν το φίλτρο παρεμβάλλεται και εδώ πυκνωτής απομόνωσης (C₁₂) για το γνωστό λόγο. Τα στοιχεία του φίλτρου είναι οι πυκνωτές C₁₃, C₁₄, C₁₅, C₁₆ και το πηνίο L₄. Από την διάταξη του φίλτρου φαίνεται ότι πριν το στάδιο της τελικής ενίσχυσης (με κύριο στοιχείο το TR3) προσπαθούμε να δημιουργήσουμε αρμονικό φιλτράρισμα, γιατί χρειαζόμαστε ημιτονοειδής κυματομορφή και θέλουμε να περνούν μόνο θεμελιώδης συχνότητες. Έτσι το σήμα οδηγείται στην τελική βαθμίδα ενίσχυσης «καθαρό».



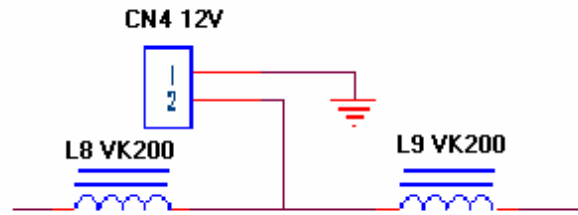
Η τελική βαθμίδα ενίσχυσης έχει ως κύριο στοιχείο το τρανζίστορ TR4. Πρόκειται για ένα ηρη τρανζίστορ. Πυκνωτής σύζευξης δεν χρησιμοποιείται λόγω φίλτρου. Αποτελεί ένα ενισχυτή ισχύος τάξης C και στην έξοδό του το σήμα βγαίνει ενισχυμένο από 1 μέχρι 3

Watts. Οι ενισχυτές αυτοί χρησιμοποιούνται για συντονισμό της ενισχυμένης εξόδου με το φορτίο, έτσι ώστε να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος. Το ποσοστό της μεταφερόμενης ισχύος εξαρτάται από το μέγεθος του συντονισμού και για πλήρη συντονισμό έχουμε και μέγιστη μεταφορά ισχύος στο φορτίο. Ως φορτίο φαίνεται να είναι το πηνίο L_7 , όμως το φορτίο του τελικού είναι ουσιαστικά η κεραία. Στην συγκεκριμένη όμως εφαρμογή στη θέση της κεραίας συνδέεται ένας γραμμικός ενισχυτής (Linear Amplifier), ο οποίος αναλαμβάνει να οδηγήσει την ισχύ της εξόδου από το 1W περίπου που βρίσκεται στα 30W.



Μετά την τελική ενίσχυση ακολουθεί ένα δικτύωμα αποτελούμενο από τους μεταβλητούς πυκνωτές CV_1 και CV_2 . Τα στοιχεία αυτά μαζί με το πηνίο L_7 αποτελούν ένα δικτύωμα το οποίο σκοπό έχει να αποκόψει οποιονδήποτε παρασιτισμό προωθείται στην επόμενη βαθμίδα. Επίσης, οι μεταβλητοί πυκνωτές ρυθμίζουν το μέγιστο πλάτος εξόδου.

Λόγω των υψηλών συχνοτήτων που αναπτύσσονται στις διάφορες βαθμίδες ενίσχυσης κινδυνεύει να καταστραφεί το τροφοδοτικό που χρησιμοποιείται. Οι πυκνωτές που συνδέονται για εξομάλυνση των τάσεων τροφοδοσίας των βαθμίδων αδυνατούν να αποκόψουν αυτές τις συχνότητες. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται τα πηνία L_8 και L_9 και είναι πηνία τσοκ κατάλληλα να αποκόψουν τις συχνότητες.

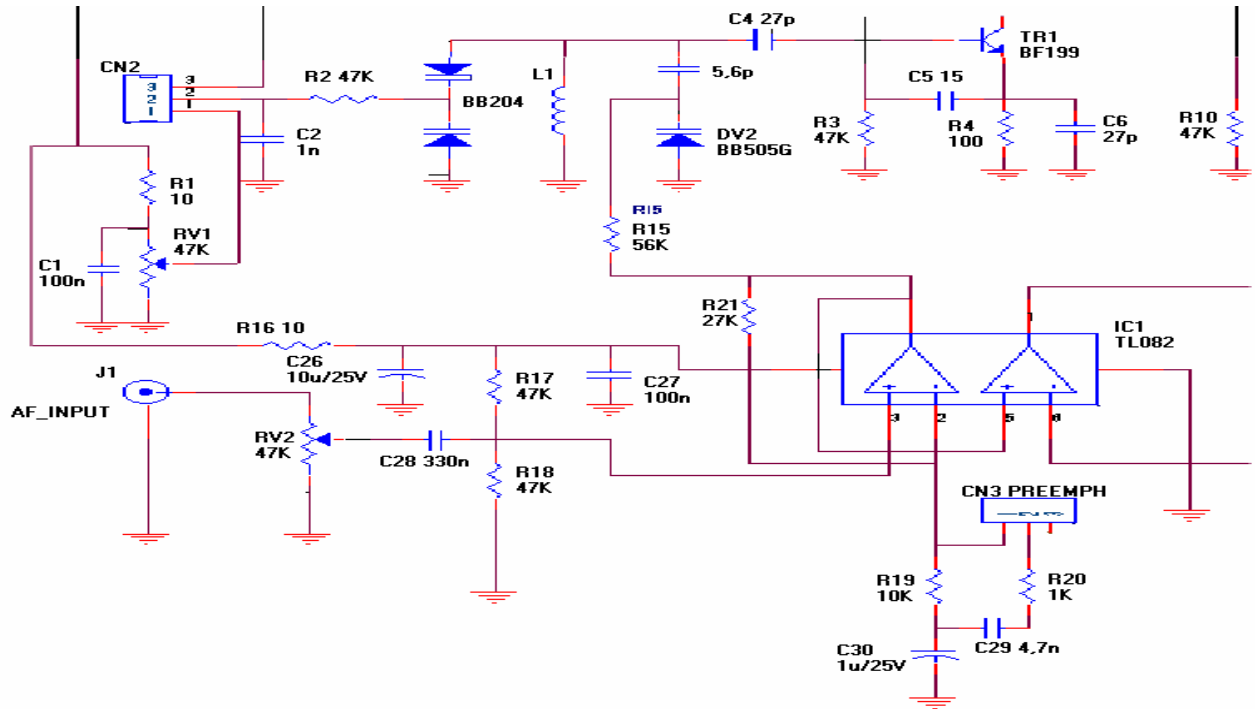


Μετά την περιγραφή του ταλαντωτή και των βαθμίδων της ισχύος η περιγραφή του πομπού τελειώνει με το στάδιο της διαμόρφωσης. Το βασικό στοιχείο είναι η Varicap DV₂, η οποία συνδέεται με τον ταλαντωτή μέσω του πυκνωτή C₃. Ο πυκνωτής αυτός χρησιμοποιείται για προσαρμογή της χωρητικότητας πάνω στην Varicap και στην ουσία την ζευγαρώνει σε ένα κύκλωμα ταλαντωτή. Το AF σήμα φτάνει στη δίοδο μέσω ενός προενισχυτή, κύριο στοιχείο του οποίου είναι ένας τελεστικός ενισχυτής. Έτσι ανάλογα με το σήμα του προενισχυτή και τις διακυμάνσεις του μεταβάλλεται η τάση πάνω στην ανάστροφα πολωμένη δίοδο Varicap. Αλλά οι μεταβολές αυτές προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές στη χωρητικότητα της διόδου. Επειδή η Varicap και ο C₃ συνδέονται παράλληλα με στοιχεία του συντονισμένου δικτύωματος του ταλαντωτή, ελέγχεται από την Varicap η συχνότητα του και δημιουργείται γραμμική σχέση μεταξύ συχνότητας και τάσης εισόδου στη Varicap. Η σχέση αυτή ουσιαστικά αποτελεί τη διαμόρφωση κατά συχνότητα FM και βάση αυτής δημιουργείται το επιθυμητό devination ή η επιθυμητή απόκλιση της συχνότητας. Με τον πυκνωτή C₃ επιτυγχάνεται μικρή μείωση αυτού του ποσοστού. Βλέπουμε από την παραπάνω περιγραφή, ότι με την βοήθεια της διόδου Varicap προκαλούνται κατά τη διαμόρφωση «βαθιές μεταβολές» συχνότητας στη φέρουσα που δημιουργεί ο ταλαντωτής.

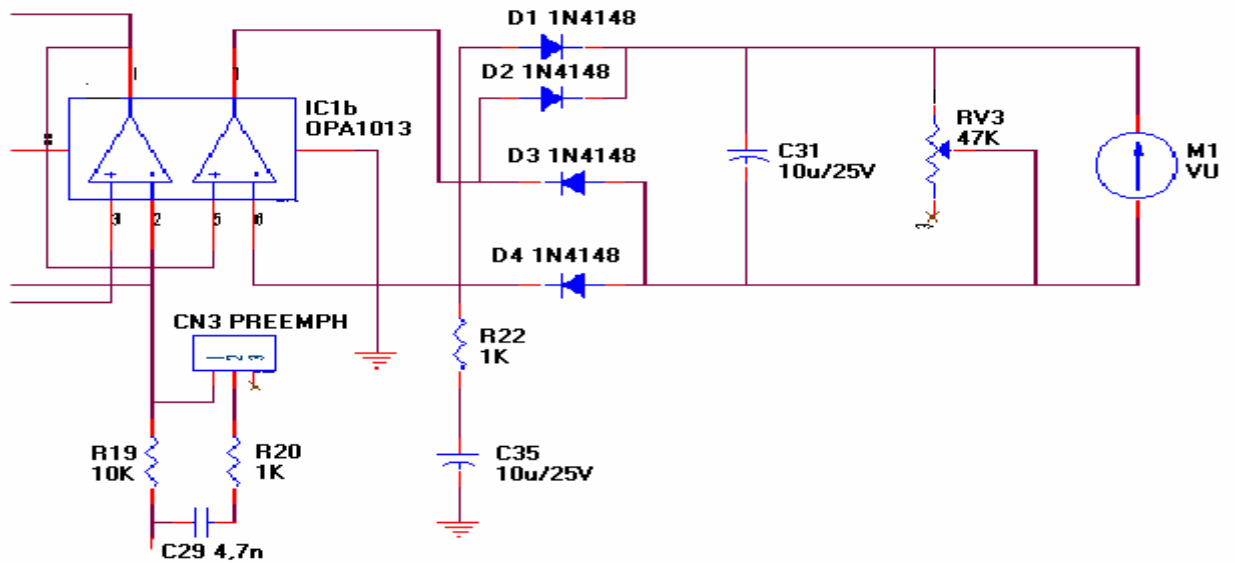
Η φέρουσα συχνότητα δεν είναι ποτέ σταθερή, αλλά παίρνει τιμές μεγαλύτερες ή μικρότερες από την τιμή κάποιας τάσης. Η πιο απλή μέθοδος δημιουργίας κύματος διαμορφωμένου κατά συχνότητα είναι η παράλληλη τοποθέτηση προς το πυκνωτή του κύματος μιας ταλαντώτριας ενός πυκνωτικού μικροφώνου. Επειδή το πυκνωτικό μικρόφωνο μεταβάλλει την τιμή της χωρητικότητας στο ρυθμό της μουσικής ή της ομιλίας και η όλη χωρητικότητα των δύο παράλληλων πυκνωτών θα ακολουθήσουν αυτή τη συχνότητα και η παραγόμενη συχνότητα θα μεταβάλλεται σε ρυθμό αυτής της συχνότητας. Όμως ένας σταθμός FM χρησιμοποιεί στην είσοδο εκτός από μικρόφωνο και άλλες συσκευές αναπαραγωγής ήχου, που μπορεί να είναι από ένα απλό pick-up μέχρι την έξοδο της κάρτας ήχου ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή. Η δεύτερη περίπτωση βρίσκει καθολική σχεδόν εφαρμογή σε ραδιοφωνικούς σταθμούς, αφού με τη χρησιμοποίηση προγραμμάτων

διαχείρισης αρχείων ήχου ένας υπολογιστής μπορεί να «κάνει πρόγραμμα» ασταμάτητα. Έτσι στην συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιείται κύκλωμα προενισχυτή.

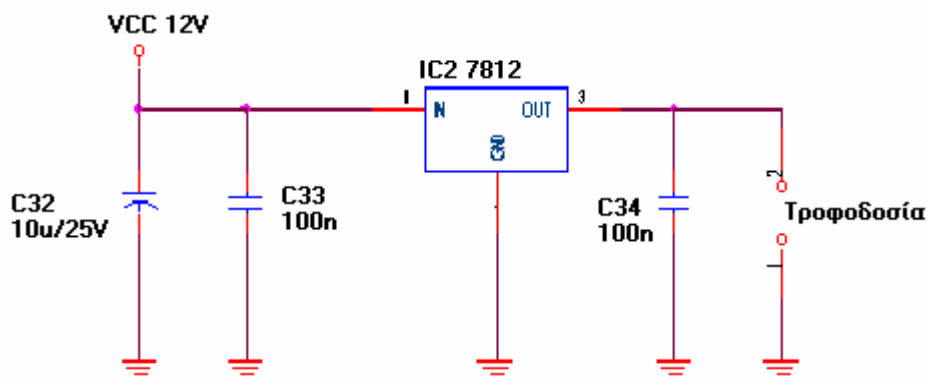
Το κύκλωμα του προενισχυτή βρίσκεται συνδεδεμένο στην είσοδο AF και αποτελείται από τον τελεστικό ενισχυτή IC_{1a}, που είναι ο ένας τελεστικός του ολοκληρωμένου κυκλώματος TL082. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο έχει δύο τελεστικούς ενισχυτές κατάλληλους για την εφαρμογή μας και τους χρησιμοποιούμε και τους δύο. Με το ποτενσιόμετρο RV₂ ρυθμίζουμε την ένταση του ακουστικού σήματος, που εισάγεται στον προενισχυτή. Ακολουθεί ο πυκνωτής C₂₈ που παίζει το ρόλο του απομονωτή για dc τάσεις που ενδέχεται να εισέλθουν στον προενισχυτή. Ο τελεστικός συνδέεται σε ρόλο μη αναστρέφοντα ενισχυτή και έτσι το σήμα οδηγείται στην μη αναστρέφουσα είσοδο. Η ανατροφοδότηση γίνεται μέσω της R₂₁ και η αντίσταση αυτή ορίζει ουσιαστικά την απολαβή του ενισχυτή. Το ποσοστό της ανάδρασης που εισέρχεται στην αναστρέφουσα είσοδο εξαρτάται και από την R₁₉ και το C₃₀ που αποτελούν στοιχεία για τον ορισμό της κατάλληλης απολαβής. Αν χρησιμοποιήσουμε τα στοιχεία R₂₀ και C₂₉ μέσω του CN₃ βραχυκυκλωτήρα τότε παραλληλίζονται τα στοιχεία αυτά στα προηγούμενα και μεταβάλλεται η απολαβή. Αυτή η σύνδεση χρησιμοποιείται στην περίπτωση που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε στερεοφωνική γεννήτρια για να έχουμε στερεοφωνική εκπομπή, πράγμα το οποίο δεν συμβαίνει στην περίπτωση μας και έτσι στον βραχυκυκλωτήρα συνδέουμε το pad 2 με το 3. Αυτό συνεπάγεται και την μονοφωνική εκπομπή. Βοηθητικό δίκτυωμα για τον ορισμό της απολαβής αποτελούν και οι αντιστάσεις R₁₇ και R₁₈ που εισάγουν στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού τμήμα της τάσης τροφοδοσίας. Η τάση αυτή εξομαλύνεται και σταθεροποιείται περαιτέρω με τη βοήθεια των πυκνωτών C₂₆ και C₂₇. Φορτίο του τελεστικού αποτελεί η διόδος Varicap με την αντίσταση R₁₅ καθώς και η είσοδος του δεύτερου τελεστικού IC_{1b}. Η R₁₅ περιορίζει κάπως την τάση στην Varicap.



Το δεύτερο τμήμα του ολοκληρωμένου, που είναι ο τελεστικός ενισχυτής IC_{1b}, χρησιμοποιείται για την οδήγηση μέσω γέφυρας αποτελούμενης από τις διόδους D₁, D₂, D₃, D₄ ενός οργάνου VU-meter που μας δείχνει το ποσοστό διαμόρφωσης. Και εδώ ο τελεστικός χρησιμοποιείται ως μη αναστρέφων και η απολαβή του ορίζεται από τη γέφυρα και το δικτύωμα R₂₂ και C₃₅. Η γέφυρα παρέχει ανορθωμένη τάση, που εξομαλύνεται από τον πυκνωτή C₃₁ και το ποτενσιόμετρο RV₃ προς το όργανο VU. Με κατάλληλη ρύθμιση του RV₃ πετυχαίνουμε να ρυθμίσουμε το όργανο VU, να μην «τερματίζει» με μικρά σήματα.



Τέλος, το IC₂ που είναι το 7812 σε συνδυασμό με τους πυκνωτές C₃₂, C₃₃, C₃₄ είναι υπεύθυνο για την τροφοδοσία του κυκλώματος στα 12V. Πρόκειται για ένα ρυθμιστή τάσης που με την βοήθεια των πυκνωτών παρέχει σταθερά στο κύκλωμα 12V. Ο σκοπός της χρήσης του ρυθμιστή τάσης περιγράφεται στο τμήμα του τροφοδοτικού.



ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

ΤΜΗΜΑ ΤΟΥ PLL (ΣΥΝΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ)

Πρόκειται για το τμήμα της κατασκευής που ελέγχει το VCO του πομπού μας και μας δίνει την δυνατότητα να επιλέξουμε συχνότητα εκπομπής με ακρίβεια και σταθερότητα. Με το PLL μπορούμε να επιλέξουμε οποιαδήποτε συχνότητα στη μάντα των υπερβραχέων κυμάτων από 87,5 μέχρι 108 MHz σε βήμα 50 KHz και με την ακρίβεια του κρυστάλλου που διαθέτει, κρατά την συγκεκριμένη τιμή σταθερή στο χρόνο, αφού επεμβαίνει συνεχώς στην συχνότητα του ταλαντωτή και την διορθώνει κατάλληλα. Μαζί με το VCO πομπό αποτελούν την καρδιά της κατασκευής.

Το PLL είναι συντομογραφία των λέξεων: Phase Locked Loop που μεταφράζεται ως Βρόχος Κλειδωμένης Φάσης. Είναι ένα πολύ χρήσιμο κύκλωμα ειδικά για σχεδίαση και κατασκευή πολύ σταθερών και ευέλικτων ταλαντωτών ανεπηρέαστων από το θόρυβο.

Η σύλληψη της ιδέας έγινε στις αρχές της δεκαετίας του 1930 περίπου από τον Bellescize. Όμως η πολυπλοκότητα, το κόστος και η δυσκολία κατασκευής τέτοιων συστημάτων με διακριτά εξαρτήματα αποτέλεσαν δυσεπίλεπτα προβλήματα που εμπόδισαν την υλοποίησή τους, σε μαζική παραγωγή. Τα συστήματα αυτά βρήκαν εφαρμογή μόνο σε περιπτώσεις όπου ήταν αναγκαία η μεγάλη αξιοπιστία και ποιότητα και το κόστος κατασκευής αποτελούσε παράγοντα δευτερεύουσας σημασίας, όπως στα εργαστηριακά όργανα και στις διαστημικές επικοινωνίες.

Τη δεκαετία του 80 όμως, η αλματώδης εξέλιξη στην τεχνολογία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων επέτρεψε την μετατροπή του PLL από κυκλώματος ειδικής τεχνολογίας, σε δομικό ηλεκτρονικό σύστημα ευρείας εφαρμογής.

Επομένως, το «καινούργιο» στην περίπτωση του PLL δεν είναι η βασική ιδέα, αλλά η διάθεση στο εμπόριο τέτοιον μονολιθικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων PLL. Δηλαδή επαναληφθεί και εδώ ότι και στην περίπτωση του κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή, ο οποίος πριν τη δεκαετία του 80 αποτελούσε ένα ακριβό ηλεκτρονικό δομικό στοιχείο, σήμερα όμως έχει γίνει ένα φτηνό βασικό κύκλωμα που βρίσκεται εφαρμογή σε κάθε ηλεκτρονικό σύστημα.

Το PLL μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα πολύ επιλεκτικό φίλτρο το οποίο δε χρησιμοποιεί πηνία. Στη βασική του μορφή είναι ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου και έτσι η λειτουργία το περιγράφεται από τη θεωρία των Συστημάτων Αυτομάτου Ελέγχου (Σ.Α.Ε.).

Το PLL χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές διαμόρφωσης- αποδιαμόρφωσης σημάτων διαμορφωμένων κατά συχνότητα (FM) και κατά πλάτος (AM), αποδιαμόρφωση σημάτων

(FSK), σύνθεση συχνότητας, συγχρονισμό σημάτων, έλεγχο ταχύτητας περιστροφής ηλεκτρικού κινητήρα, αποδιαμόρφωση ραδιοφωνικών στερεοφωνικών σημάτων, αύξηση του πηλίκου σήματος προς θόρυβο στη λήψη πολύ ασθενών τηλεοπτικών σημάτων.

Στις αρχές της δεκαετίας του 1930 βασίλευε ο υπερετερόδυνος δέκτης. Όμως λόγω του μεγάλου αριθμού συντονισμένων βαθμίδων που περιελάμβανε, οι μηχανικοί αναζητούσαν μια πιο απλή τεχνολογία.

Το 1932 μια ομάδα Άγγλων μηχανικών, πειραματιζόταν μ' ένα τύπο δέκτη που ονομάστηκε ομώδυνος ή συγχρόδινος. Τα κυριότερα μέρη του ήταν ο τοπικός ταλαντωτής, ο μίκτης και ο ενισχυτής ακουστικής συχνότητας, δηλαδή, δεν υπήρχε η βαθμίδα μέσης συχνότητας.

Το σήμα εισόδου αναμειγνυόταν με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή που είχε την ίδια φάση και το παραγόμενο σήμα ενισχυόταν.

Τα αρχικά πειράματα ήταν ενθαρρυντικά αλλά το σύστημα μειονεκτούσε στο ότι μια μικρή ολίσθηση του ταλαντωτή η οποία οφειλόταν για παράδειγμα σε θερμοκρασιακή μεταβολή, είχε σαν συνέπεια την ανάπτυξη παραμορφώσεως στο σήμα ακουστικής συχνότητας.

Η δυσκολία αυτή ξεπεράστηκε με τη φάση του σήματος του τοπικού ταλαντωτή να συγκρίνεται με τη φάση του σήματος εισόδου σ' ένα συγκριτή φάσεως και η παραγόμενη τάση εξόδου ανατροφοδοτούσε τον τοπικό ταλαντωτή, διορθώνοντας έτσι τη συχνότητά του. Αυτή η τεχνική είχε ήδη δοκιμαστεί στα συγχρονοσυστήματα και λειτουργούσε αρκετά καλά. Αυτός ο τύπος συστήματος με ανάδραση σημείωσε την αρχή της εξελίξεως του PLL. Αν και ο ομώδινος δέκτης ήταν καλύτερος από τον υπερετερόδυνο, το κόστος του ήταν απαγορευτικό για την εμπορική διάδοσή του.

Το 1940 η πρώτη εμπορική εφαρμογή του PLL, ήταν ο συγχρονισμός των ταλαντωτών οριζόντιας και κατακόρυφης απόκλισης, με τους εκπεμπόμενους παλμούς συγχρονισμού στους δέκτες τηλεόρασης. Τα κυκλώματα αυτά ονομάστηκαν Synchro- Lock και Synchro-Guide.

Από τότε το PLL άρχισε να εφαρμόζεται όλο και περισσότερο, με αποκορύφωση παράλληλη με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Για παράδειγμα τηλεμετρικά συστήματα data από δορυφόρους με χρήση στενής ζώνης εκπομπής τα οποία περιέχουν πολύ υψηλό ποσοστό θορύβου, αποδιαμορφώνονται με χρήση δεκτών PLL.

Σήμερα πλέον το PLL βρίσκεται σε κάθε σπίτι, σε συσκευές τηλεόρασης, σε ραδιόφωνα, σε πομποδέκτες CB, σε ηχοσυστήματα, ηχοσύνολα και άλλες συσκευές.

Τα κυριότερα μέλη του PLL είναι ο συγκριτής φάσεως, το φίλτρο διέλευσης ζώνης και ο ταλαντωτής. Ο συγκριτής φάσεως αποτελείται από ένα πολλαπλασιαστή και ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, που χρησιμεύει στην απόρριψη των αρμονικών συχνοτήτων ανωτέρας τάξης, οι οποίες εμφανίζονται στον πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων εισόδου. Το φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων, παίζει σημαντικό ρόλο στην λειτουργία του PLL και το οποίο δεν έχει καμία σχέση με το φίλτρο του συγκριτή φάσεως. Ο ταλαντωτής ελέγχεται από τάση Voltage Control Oscillator (V.C.O.).

Για να κατανοήσουμε τη λειτουργία του PLL, υποθέτουμε ότι αρχικά το σήμα εισόδου $U_1(t)$ στο συγκριτή φάσεως και το σήμα εξόδου $U_0(t)$ του V.C.O. δεν έχουν ίδια φάση (άρα και συχνότητα), δηλαδή το PLL δεν έχει «κλειδώσει».

Κάτω από αυτές τις συνθήκες, η τάση διαφοράς $U_d(t)$ η οποία λαμβάνεται στην έξοδο του συγκριτή των φάσεων, είναι ανάλογη με τη διαφορά $U_1(t) - U_0(t)$. Αυτή η τάση διαφοράς $U_d(t)$, εφαρμόζεται στην είσοδο του V.C.O., το οποίο στην συνέχεια παράγει στην έξοδο του σήμα $U_0(t)$, με στιγμιαία συχνότητα η οποία μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση $U_d(t)$.



Λόγω αυτής της μεταβολής, σε κάποια χρονική στιγμή η φάση του σήματος του V.C.O. θα γίνει ίση με τη φάση του σήματος εισόδου $U_1(t)$ και τότε το PLL θα «κλειδώσει», γιατί η τάση διαφοράς $U_d(t)$ θα μηδενιστεί και επομένως δεν θα υπάρξει άλλη μεταβολή στην συχνότητα εξόδου του V.C.O. Την στιγμή αυτή, οι τάσεις $U_0(t)$ και $U_1(t)$, θα έχουν συγχρονιστεί πλήρως ως προς τη φάση.

Αν ο συντονισμός του V.C.O. αλλάξει, (ηθελημένα ή λόγω μεταβολής των παραμέτρων του κυκλώματος), τότε μεταβάλλεται και η φάση του σήματος που παράγει. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μία στιγμιαία μεταβολή στη φασική διαφορά των σημάτων $U_1(t)$ και $U_0(t)$, που μετασχηματίζεται σε κάποια συνεχή τάση σφάλματος, η οποία στη συνέχεια ενεργεί στο

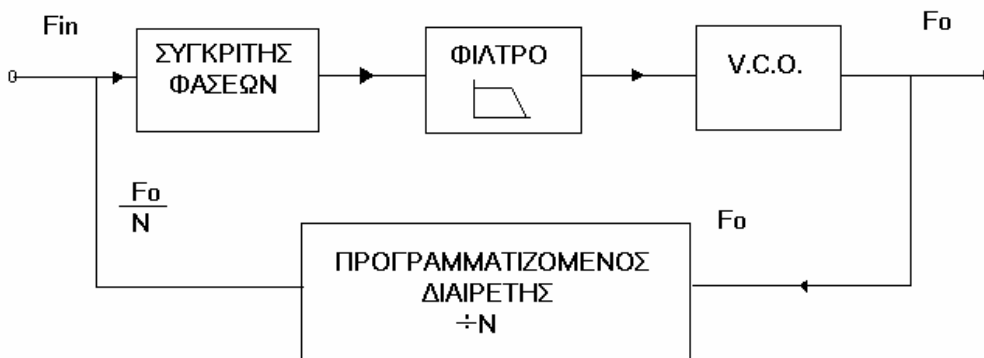
V.C.O. και μεταβάλλει τη συχνότητα του σήματος εξόδου, ώστε να επιτευχθεί πάλι «κλείδωμα» στη φάση.

Στην συγκεκριμένη εφαρμογή ενδιαφερόμαστε για σύνθεση συχνότητας. Με την υπάρχουσα βιβλιογραφία και τα έτοιμα κατασκευαστικά στοιχεία που διατίθενται στην αγορά, η σχεδίαση και κατασκευή ψηφιακών συστημάτων είναι σχετικά εύκολη και ο μελετητής απλώς έχει να επιλέξει μεταξύ των κατασκευαστικών στοιχείων που προσφέρουν διάφορες εταιρίες, για παράδειγμα : Motorola, Plessey, RCA, National, Hitachi, Exar και να σχεδιάσει το κατάλληλο φίλτρο (ενεργό ή όχι) για κάθε εφαρμογή.

Ο συνθέτης συχνοτήτων επιτρέπει την άμεση και ακριβή επιλογή συχνότητας με τη βοήθεια πληκτρολογίου ή τροχοδιακοπών που είναι κατάλληλα βαθμολογημένοι.

Αν στο βρόχο ανάδρασης του PLL παρεμβάλλουμε ένα προγραμματιζόμενο διαιρέτη συχνότητας $\div N$ (programmable counter) και στην είσοδο του συγκριτή φάσεως εισάγουμε μια σταθερή συχνότητα αναφοράς (f_{REF}) από ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή, τότε η συχνότητα εξόδου του V.C.O. θα είναι ίση με τη συχνότητα αναφοράς πολλαπλασιασμένη επί N . Δηλαδή:

$$f_{out} = N \cdot f_{ref}$$



Συνήθως η f_{REF} επιλέγεται ίση με το εύρος του καναλιού στη ζώνη συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Έτσι επιλέγοντας τιμές για την παράμετρο N , μπορούμε να δημιουργήσουμε οποιαδήποτε επιθυμητή συχνότητα f_{OUT} .

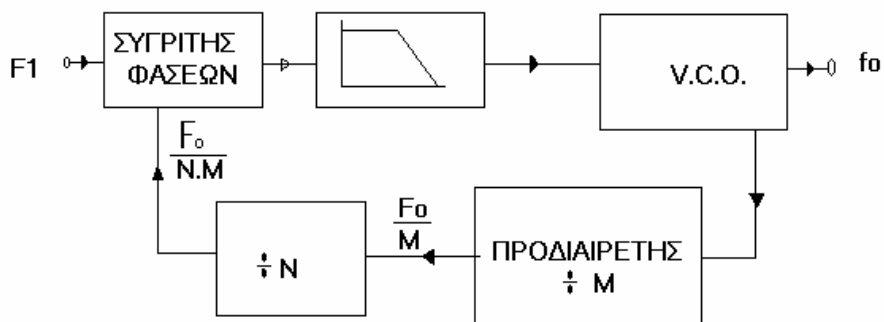
Σε πολλές εφαρμογές σύνθεσης συχνότητας, το V.C.O. παράγει συχνότητες VHF οι οποίες είναι υψηλές για άμεση διαίρεση από προγραμματιζόμενους απ αριθμητές TTL ή

CMOS, οι οποίοι χρησιμοποιούνται γενικά σε τέτοιες εφαρμογές. Στις περιπτώσεις αυτές, η συχνότητα εξόδου του V.C.O. διαιρείται πρώτα με ένα σταθερό αριθμό M, (τεχνική προδιαρέσεως-prescaling) με τη χρησιμοποίηση ενός καταλλήλου γρήγορου απαριθμητή, του οποίου το μέτρο διαίρεσης M είναι σταθερό και κυμαίνεται μεταξύ 10 και 256. Στην περίπτωση αυτή ισχύει:

$$f_{out} = N \cdot M \cdot f_{REF}$$

Στην προηγούμενη τεχνική χωρίς προδιαρέτη, αν το N μεταβληθεί κατά μονάδα, τότε η συχνότητα του σήματος εξόδου του V.C.O. αλλάζει κατά f_{REF} κι έτσι το πλάτος των καναλιών είναι ίσο με f_{REF} , όπως απαιτείται. Όταν όμως χρησιμοποιείται προδιαρέτης, τότε $f_{out} = N \cdot M \cdot f_{REF}$ και τότε μια μοναδιαία μεταβολή στο N, έχει σαν αποτέλεσμα στην συχνότητα κατά $M \cdot f_{REF}$. Αν λοιπόν το f_{REF} είναι ίσο με το απαιτούμενο πλάτος του καναλιού, τότε η επιλογή μπορεί να γίνει ανά M κανάλια. Μια λύση στο πρόβλημα αυτό είναι να θέσουμε:

$$f_{REF} = \text{εύροςκαναλιού} / M$$



Έτσι όμως δυσχεραίνεται η σχεδίαση του φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων. Συγκεκριμένα αυξάνει κατά τον παράγοντα M ο χρόνος που χρειάζεται ο βρόχος για να κλειδώσει και αυξάνει ο θόρυβος στην έξοδο, αν δεν γίνει εξαιρετικά προσεκτική σχεδίαση και κατασκευή του V.C.O.

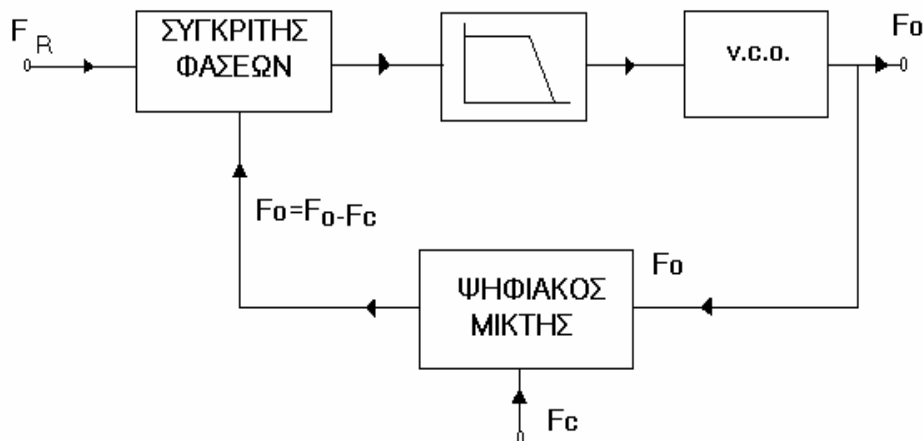
Σε εφαρμογή όμως, όπου αυτά τα μειονεκτήματα δημιουργούν σοβαρά προβλήματα απόδοσης, χρησιμοποιούμε τη μέθοδο της ψηφιακής μίξης για να πετύχουμε μείωση της συχνότητας λειτουργίας του βρόχου.

Ιδιαίτερα σε περιπτώσεις που το PLL πρόκειται να λειτουργήσει σε πολύ υψηλές συχνότητες VHF/UHF, τότε το κόστος του αυξάνει σημαντικά, λόγω της ειδικής κατασκευής

των βασικών δομικών μονάδων του (συγκριτής φάσεως, V.C.O., διαιρέτης : N). Η χρήση του ψηφιακού μίκτη στα κυκλώματα σύνθεσης συχνότητας με PLL, επιτρέπει τη λειτουργία του όλου συστήματος σε χαμηλότερες συχνότητες από εκείνες για 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 γίνει με προσοχή.

Ο ψηφιακός μίκτης είναι ένα flip-flop, τύπου-D το οποίο δέχεται δύο σήματα εισόδου, ένα με συχνότητα f_0 που οδηγείται στην είσοδο D και ένα με συχνότητα f_C , που οδηγείται στην είσοδο του ωρολογιακού σήματος (Clock) και παράγει σήμα με συχνότητα f_Q ίση με τη διαφορά τους (άμεση μίξη) ή με τη διαφορά της f_0 και της νιοστής αρμονικής της f_C , δηλ $f_Q = f_0 \cdot N \cdot f_C$ (έμμεση μίξη).

Ο ψηφιακός μίκτης παρεμβάλλεται στο βρόχο του PLL μεταξύ V.C.O. και συγκριτή φάσεως.



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 $f_Q < f_C/2$.

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

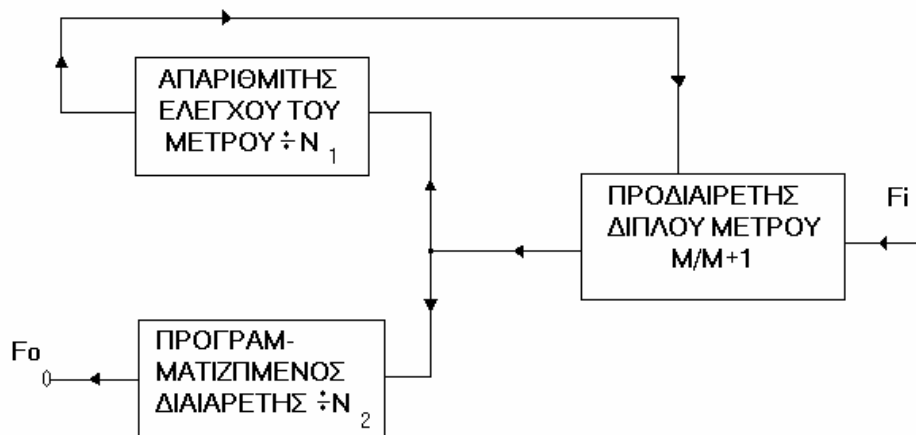
$$f_0 = f_{REF} + N \cdot f_{Clock} .$$

Η τεχνική της ψηφιακής μίξης δεν επηρεάζει τα άλλα χαρακτηριστικά του βρόχου του PLL, εκτός από την ανάγκη μείωσης της ιδιοσυχνότητας του φίλτρου του βρόχου στην τιμή $f_C/10$.

Αν συνδυάσουμε την ήδη γνωστή τεχνική σύνθεσης με διαίρεση συχνότητας με την τεχνική του ψηφιακού μίκτη, είναι δυνατό να σχεδιάσουμε ένα σύστημα σύνθεσης συχνοτήτων, που θα λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες με χαμηλό κόστος κατασκευής.

Στις περιπτώσεις που είδαμε παραπάνω το V.C.O. θα πρέπει να λειτουργεί στην επιθυμητή περιοχή σύνθεσης συχνοτήτων. Όταν όμως οι απαιτούμενες συχνότητες είναι υψηλές (περιοχή VHF/UHF), το κόστος και η διαθεσιμότητα τέτοιων V.C.O. , αποτελούν πρόβλημα στην κατασκευή συνθετών συχνότητας. Τότε η σχεδίαση του όλου συστήματος γίνεται για αρκετά μικρότερες συχνότητες λειτουργίας (συνήθως σε περιοχές που επιτρέπουν το CMOS κυκλώματα) και στη συνέχεια η συχνότητα του σήματος εξόδου του V.C.O. πολλαπλασιάζεται για να γίνει ίση με την επιθυμητή. Στην περίπτωση αυτή φυσικά, το πλάτος των καναλιών του τελικού σήματος δεν είναι ίσο με αυτό που παράγει ο βρόχος, αλλά είναι M φορές μεγαλύτερο. Για το λόγο αυτό ο βρόχος πρέπει να παράγει εύρος καναλιών ίσο με το $1/M$ του επιθυμητού.

Μια διαφορετική τεχνική η οποία χρησιμοποιείται για τη σύνθεση συχνότητας με πολύ καλά αποτελέσματα (κυρίως στην περιοχή VHF/UHF που μας ενδιαφέρει), είναι η προδιαίρεση πολλαπλού μέτρου. Στην πράξη χρησιμοποιείται προδιαιρέτης διπλού ή τετραπλού μέτρου. Παρακάτω παρατίθεται η συνδεσμολογία προδιαιρέτη διπλού μέτρου (Dual Modulus Counter)



Τα μέτρα του προδιαιρέτη διαφέρουν κατά μονάδα, δηλαδή είναι $M/M+1$. Το κύκλωμα περιλαμβάνει εκτός από τον προδιαιρέτη και δύο προγραμματιζόμενους απαριθμητές με μέτρα N_1 και N_2 . Ο απαριθμητής με μέτρο N_1 ονομάζεται απαριθμητής ελέγχου του μέτρου (Modulus Control Counter) και ο απαριθμητής με μέτρο N_2 ονομάζεται απαριθμητής λογικού ελέγχου (Counter Control Logic). Ο προδιαιρέτης θα διαιρεί με μέτρο $M+1$ έως ότου ο απαριθμητής ελέγχου του μέτρου απαριθμήσει από το 0 μέχρι το μέγιστο μέτρο του N_1 .

Εκείνη τη στιγμή, ο απαριθμητής λογικού ελέγχου ανιχνεύει την κατάσταση του μέτρου του άλλου απαριθμητή και «αναγκάζει» τον προδιαρέτη να αλλάξει το μέτρο απαρίθμησης και να διαιρεί τώρα με μέτρο M . Μέχρι τη στιγμή αυτή έχουν απαριθμηθεί $N_1 (M+1)$ παλμοί του σήματος εισόδου. Στην συνέχεια, ο πρώτος απαριθμητής σταματάει την απαρίθμηση, ενώ ο δεύτερος συνεχίζει μέχρι να φτάσει στο μέγιστο μέτρο του N_2 . Όταν συμπληρωθεί και αυτός ο κύκλος απαρίθμησης, τότε η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Στο δεύτερο μέρος του κύκλου απαριθμήθηκαν

$$(N_2 - N_1) M \text{ παλμοί του σήματος εισόδου.}$$

Έτσι σε ένα πλήρη κύκλο απαριθμούνται

$$N_1 (M+1) + (N_2 - N_1) M = M N_2 + N_1 \text{ παλμοί.}$$

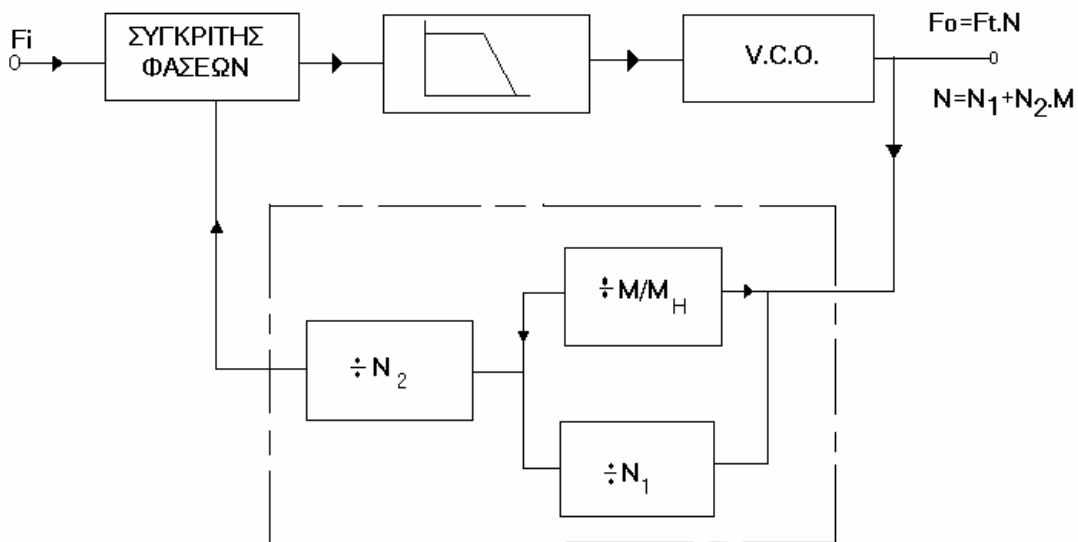
Επομένως όλη η συνδεσμολογία συμπεριφέρεται σαν απαριθμητής με μέτρο $N = N_1 + N_2 M$ και έτσι προκύπτει για τη συχνότητα εξόδου η εξίσωση :

$$f_{IN} = f_0 / (N_1 + N_2 M)$$

και

$$f_0 = f_{IN} (N_1 + N_2 M).$$

Επιλέγοντας κατάλληλες ακέραιες τιμές για τα N_1 , N_2 , είναι δυνατόν να επιλέξουμε οποιαδήποτε συχνότητα. Έτσι τα προηγούμενα σχήματα καταλήγουν στο παρακάτω.



Οι απαριθμητές λειτουργούν σε συχνότητες λίγων MHz λόγω της προδιαίρεσης της συχνότητας του σήματος εξόδου του V.C.O. Οι δύο απαριθμητές είναι απλούστεροι από αυτούς που χρησιμοποιούνται στην τεχνική της ψηφιακής μίξεως. Το κυριότερο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής, είναι η σημαντική μείωση του παραγόμενου θορύβου. Στην περίπτωση

του προδιαίρετη διπλού μέτρου $M/M+1$, ο απαριθμητής ελέγχου του μέτρου πρέπει να έχει μέτρο μέχρι και M και ο απαριθμητής λογικού ελέγχου πρέπει απαραίτητα να έχει μεγαλύτερο μέτρο. Έτσι, για να είναι πλήρως προγραμματιζόμενο το σύστημα, πρέπει να έχει ολικό μέτρο διαίρεσης ίσο ή μεγαλύτερο από M^2 . Αυτή η απαίτηση όμως θέτει ένα ελάχιστο όριο συχνοτήτων λειτουργίας για τέτοια συστήματα σύνθεσης συχνοτήτων. Για παράδειγμα, για σύστημα με εύρος καναλιού 25 KHz και προδιαίρετη 40/41, το ελάχιστο μέτρο διαίρεσης είναι 1600 και η ελάχιστη παραγόμενη συχνότητα είναι :

$$f_0 = 1600 \cdot 25 \text{ KHz} = 40 \text{ MHz}.$$

Αν απαιτείται πιο μεγάλη ζώνη κάλυψης συχνοτήτων, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε προδιαίρετη τετραπλού μέτρου, όπου ο προδιαίρετης έχει μέτρα $M/M+1/M+K/M+K+1$.

Στο σύστημα αυτό υπάρχουν τρεις απαριθμητές και το μέτρο N_1 είναι περίπου ίσο με K , το μέτρο N_2 πρέπει να έχει ελάχιστη τιμή N_3 ή N_1 και το μέτρο N_3 πρέπει να είναι ίσο με $M+K+1$. Για ένα προδιαίρετη με μέτρο 55/56/63/64, το ελάχιστο μέτρο διαίρεσης είναι 512 και αν το εύρος των καναλιών είναι 25 KHz, η ελάχιστη συχνότητα που μπορούμε να συνθέσουμε είναι $512 \cdot 25 = 12,8$ MHz. Το ολικό μέτρο διαίρεσης του συστήματος $N = MN_2 + KN_3 + N_1$. Επομένως:

$$f_0 = (MN_2 + KN_3 + N_1) f_t.$$

Υπάρχουν όμως κυκλώματα LSI τα οποία μπορούν να συνδυαστούν με απαριθμητές διπλού ή τετραπλού μέτρου και να λειτουργήσουν σε πολύ υψηλές συχνότητες.

Η επιλογή του μέτρου του αριθμού με τον οποίο θα διαιρεθεί ο προγραμματιζόμενος απαριθμητής, γίνεται με δύο τρόπους: Είτε με βαθμολογημένους τροχοδιακόπτες, είτε με πληκτρολόγιο και ενδεικτική οθόνη.

Στην περίπτωση των βαθμολογημένων τροχοδιακοπών, η επιλογή της συχνότητας γίνεται με τον εξής τρόπο: Σχηματίζεται κατ' αρχήν με αυτούς η επιζητούμενη συχνότητα. Οι διακόπτες αυτοί έχουν τέτοια συνδεσμολογία, ώστε ο αριθμός που σχηματίζεται και ο οποίος αντιστοιχεί στην επιθυμητή συχνότητα, να μετατρέπεται από το δεκαδικό σύστημα στο δυαδικό ή σε κώδικα BCD και να οδηγείται στη συνέχεια στην είσοδο του προγραμματισμένου απαριθμητή. Όμως η επιθυμητή συχνότητα δεν είναι ίση αριθμητικά με τον αριθμό με τον οποίο πρέπει να προγραμματιστεί ο απαριθμητής για να εκτελέσει τη διαίρεση. Έτσι, απαιτείται κάποια ενδιάμεση λογική μονάδα μετατροπής του μέτρου της επιζητούμενης συχνότητας, στον αριθμό με τον οποίο θα προγραμματιστεί ο απαριθμητής.

Αυτή η λογική μονάδα, στην απλούστερη περίπτωση αποτελείται από ένα συνδυασμό διόδων ή από ένα λογικό ψηφιακό κύκλωμα ή σε πιο πολύπλοκες περιπτώσεις επιτυγχάνεται με προ-προγραμματιζόμενες μνήμες. Ο προγραμματισμός τους γίνεται όπως και προηγουμένως.

Στην περίπτωση κατά την οποία η επιλογή της συχνότητας (δηλαδή του αριθμού N) γίνεται με πληκτρολόγιο (όπως στα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών), τότε η λειτουργία αυτή γίνεται ως εξής : Το πληκτρολόγιο (που αναφέρεται και ως Encoder) όπως είναι γνωστό, αποτελείται από μία μήτρα διόδων και μετατρέπει τους αριθμούς του δεκαδικού συστήματος στον κώδικα BCD. Με κατάλληλη αναδιάταξη των διόδων μπορούμε να πετύχουμε μετατροπή των αριθμών του δεκαδικού κώδικα σε οποιοδήποτε άλλο επιθυμητό κώδικα.

Για την σχεδίαση ενός συστήματος PLL σύνθεσης συχνότητας μπορούμε να ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία, η οποία φυσικά δεν είναι απόλυτη, αλλά οδηγεί σε αποδεκτά αποτελέσματα.

Αρχικά επιλέγονται οι βασικές παράμετροι σχεδίασης. Αυτές είναι : Η ζώνη συχνοτήτων την οποία θα συνθέσει το σύστημα PLL, το εύρος καναλιών, ο χρόνος αποκατάστασης κατά την αλλαγή της συχνότητας, η υπερύψωση κατά τη μεταβατική κατάσταση, το κόστος παραγωγής κατά προσέγγιση και σταθερότητα ως προς τη μεταβολή της συχνότητας.

Στη συνέχεια επιλέγεται η βασική συνδεσμολογία και το είδος των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Συγκεκριμένα, αν θέλουμε σύνθεση χαμηλών συχνοτήτων, τότε η σχεδίαση θα γίνει με ολοκληρωμένα κυκλώματα μικρής ταχύτητας (CMOS) και δεν θα χρησιμοποιηθεί ψηφιακός μίκτης για τη μείωση της συχνότητας λειτουργίας του βρόχου ή πολλαπλασιασμό της τελικής παραγόμενης συχνότητας. Αν όμως θέλουμε σύνθεση υψηλών συχνοτήτων (συνήθως τάξης μεγαλύτερης των 20 MHz), τότε η κατασκευή θα γίνει με ολοκληρωμένα κυκλώματα υψηλής ταχύτητας (TTL) ή θα γίνει χρήση ψηφιακού μίκτη για τη μείωση της συχνότητας λειτουργίας σε εκείνα τα σημεία του βρόχου διαίρεση συχνότητας. Μια εναλλακτική λύση για σύνθεση υψηλών συχνοτήτων, είναι η χρησιμοποίηση προδιαιρέτη διπλού μέτρου και απαριθμητή ελέγχου του μέτρου. Και στην τεχνική αυτή, η συχνότητα λειτουργίας στα σημεία που γίνεται ψηφιακή λειτουργία, είναι χαμηλή.

Συνεχίζοντας τη σχεδίαση του PLL επιλέγουμε ταλαντωτή αναφοράς με συχνότητα ίση με το εύρος καναλιού (f_{Ch}). Αν χρησιμοποιήσουμε προδιαιρέτη με μέτρο M πριν το συγκριτή φάσης, τότε το εύρος του καναλιού ίσο με REF/M .

Επίσης, τα όρια μεταβολής του μέτρου του προγραμματιζόμενου απαριθμητή θα πρέπει να ικανοποιούν τις εξισώσεις : $N_{min} = f_{0 (min)}/f_{Ch}$ και $N_{max} = f_{0 (max)}/f_{Ch}$, στην περίπτωση που

δεν θα χρησιμοποιηθεί ψηφιακός μίκτης. Αν δεν τον χρησιμοποιήσουμε οι εξισώσεις αποκτούν τη μορφή : $N_{\min} = (f_{0(\min)} - f_{\text{REF}})/f_{\text{Ch}}$ και $N_{\max} = (f_{0(\max)} - f_{\text{REF}})/f_{\text{Ch}}$

Προτελευταίο βήμα είναι να υπολογίσουμε την περιοχή συχνοτήτων στην οποία θα πρέπει να λειτουργήσει το V.C.O. από την εξίσωση :

$$2f_{\max} - f_{\min} < f_{\text{RCO}} < 2f_{\min} - f_{\max}$$

Τέλος επιλέγουμε το φίλτρο του βρόχου, που είναι συνήθως φίλτρο led-lag ή για σύγχρονα συστήματα ενεργό φίλτρο. Για την επιλογή του φίλτρου λαμβάνουμε υπ' όψη μας και το χρόνο «κλειδώματος» γνωστό και ως lock-up time.

Προσοχή θα πρέπει να δοθεί στην περίπτωση που αλλάξουμε το μέτρο διαίρεσης N. Τότε θα πρέπει να γίνει έλεγχος για το αν το σύστημα μας εξακολουθεί να ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις μας. Συνήθως η σχεδίαση γίνεται για N ίσο με

$$N_{\max} + N_{\min} / 2 .$$

Σήμερα κυκλοφορεί στην αγορά ένας μεγάλος αριθμός ολοκληρωμένων κυκλωμάτων PLL από διάφορους κατασκευαστές. Πολλά από τα κυκλώματα αυτά αποτελούν πλήρη συστήματα PLL, άλλα όμως περιέχουν μόνο τα βασικά δομικά στοιχεία , δηλαδή συγκριτής φάσης και V.C.O. Για να πετύχουμε υψηλές συχνότητες, πάνω από τις μέγιστες των υλικών, πρέπει να συνδυάσουμε ξεχωριστά δομικά στοιχεία, τα οποία βρίσκονται σε διαφορετικά ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Γενικά, εμφανίζονται δύο μεγάλες κατηγορίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων PLL. Στην πρώτη και μεγαλύτερη κατηγορία, όλες οι συνδέσεις μεταξύ των βασικών μερών του PLL γίνονται εσωτερικά. Έτσι, ο απαιτούμενος αριθμός εξωτερικών στοιχείων και συνδέσεων ελαττώνεται, αλλά ο σχεδιαστής έχει περιορισμένη ελευθερία για την κατασκευή κάποιου ειδικού συστήματος. Αν η έξοδος του συγκριτή φάσης είναι άμεσα συνδεδεμένη με την είσοδο του V.C.O. , ο σχεδιαστής μπορεί να χρησιμοποιήσει μόνο ένα παθητικό φίλτρο, γιατί υπάρχει μόνο ένας εξωτερικός ακροδέκτης για τη σύνδεση του φίλτρου RC.

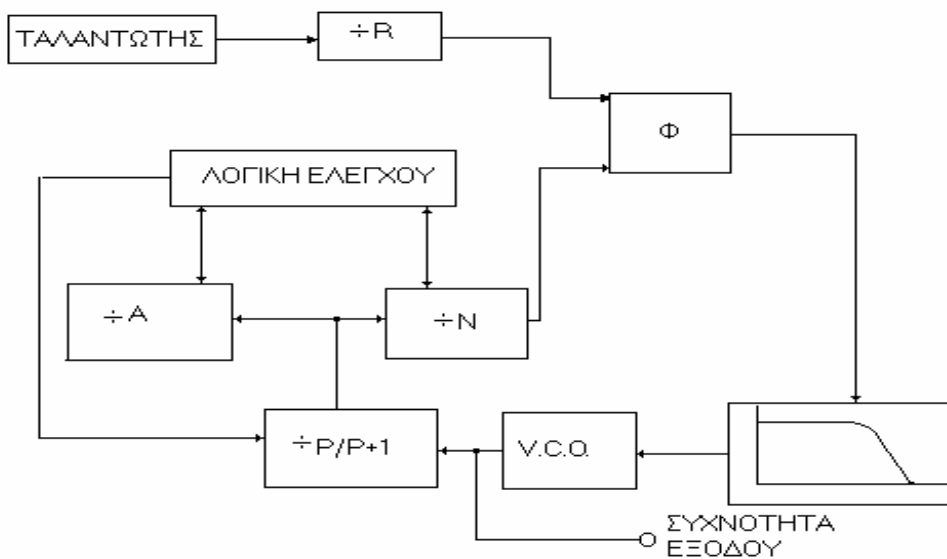
Η δεύτερη κατηγορία κυκλωμάτων PLL, αποτελείται από ξεχωριστά ολοκληρωμένα κυκλώματα , κάθε ένα από τα οποία επιτελεί μια ξεχωριστή λειτουργία, δηλαδή, ξεχωριστός συγκριτής φάσης, ιδιαίτερο V.C.O. κτλ.

Έτσι ο σχεδιαστής μπορεί να κάνει τις δικές του επιλογές και να επιδιώξει τον πιο ιδανικό συνδυασμό για τη συγκεκριμένη εφαρμογή που τον ενδιαφέρει.

Στην περίπτωση μας χρησιμοποιείται ένα γνωστό και αξιόπιστο ολοκληρωμένο κύκλωμα, που χρησιμοποιείται και σε μεγάλους ραδιοφωνικούς σταθμούς και είναι το MC 145151. Όπως καταλαβαίνουμε και από το MC, πρόκειται για ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα της Motorola. Πρόκειται για ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα που μας παρέχει λεπτή και υπεύθυνη εργασία, έτσι ώστε να υπάρχει απόλυτη σταθερότητα κατά την εκπομπή και ο ραδιοφωνικός μας σταθμός να μην ολισθαίνει.

Αξίζει να περιγράψουμε τα στοιχεία του ολοκληρωμένου. Το MC 145151 περιέχει όλα τα στάδια για την υλοποίηση του PLL. Είναι ένας συνθέτης συχνοτήτων με βρόχο κλειδωμένης φάσης με παράλληλες εισόδους (βάση του όρου Parallel Input PLL Frequency Synthesizer από τα φύλλα δεδομένων της Motorola). Είναι ένας χαμηλής ισχύος συνθέτης συχνότητας PLL, που βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε εφαρμογές CATV, ραδιοφώνων FM/AM και πομπών, συντονισμού τηλεοράσεων, σάρωσης δεκτών και γενικά σε ραδιοφωνικά.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η εσωτερική δομή του ολοκληρωμένου. Το φίλτρο και ο ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (V.C.O) είναι στοιχεία που βρίσκονται εξωτερικά του ολοκληρωμένου και έτσι έχουμε απεριόριστες δυνατότητες υλοποίησης ενός βρόχου PLL.



Ο ταλαντωτής παρέχει την επιθυμητή συχνότητα στο PLL με ένα εξωτερικό δικτύωμα αποτελούμενο από ένα κρύσταλλο και δύο πυκνωτές. Η συχνότητα αυτή διαιρείται από τον απαριθμητή R και οδηγείται στο συγκριτή φάσεως Φ. Η άλλη είσοδος που οδηγείται στο Φ προέρχεται από συνδυασμό της εξόδου και ενός άλλου δικτύωματος. Αυτή είναι η ανάδραση. Το δίκτυωμα αποτελείται από τη λογική ελέγχου, που ελέγχει τη λειτουργία του PLL και δέχεται στην είσοδό της την έξοδο του PLL, αλλά μετά από προδιαίρεση P/P+1. Επίσης, η

έξοδος της προδιαίρεσης επηρεάζει τους απαριθμητές A και N που σε συνδυασμό με τη λογική ελέγχου αποτελούν μία είσοδο του συγκριτή Φ. Η είσοδος στο Φ παρέχεται με την έξοδο του απαριθμητή N και έτσι έχουμε κλειστό βρόχο.

Η τιμή του N επηρεάζεται από την είσοδο που παρέχουμε στις εισόδους του PLL. Πρόκειται για μια σειρά αποτελούμενη από 14 γραμμές (N0 με N11) για την είσοδο δεδομένων για τον απαριθμητή N. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή δεν χρησιμοποιούνται οι εισοδοί N12 και N13, οι οποίες και γειώνονται, δηλαδή παραμένουν αμετάβλητες στη μονάδα του χρόνου καθώς επιλέγουμε διάφορες συχνότητες. Επίσης, μια σειρά από τρεις γραμμές δεδομένων (RA0 με RA2) χρησιμοποιείται για τον ορισμό του απαριθμητή R.

Ως προς τα τεχνικά χαρακτηριστικά το 145151 έχει τάση τροφοδοσίας 3V έως 9V dc με χαμηλή κατανάλωση λόγω της CMOS κατασκευής, παρέχει ανίχνευση κλειδώματος σήματος, έχει δυνατότητα εξόδου του αποτελέσματος της διαίρεσης δια N και περιοχή τιμών N-16383, δίνει στο χρήστη 8 επιλεγμένες τιμές δια R (συγκεκριμένα 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192), χρησιμοποίηση εσωτερικού ή εξωτερικού ταλαντωτή χρονισμού.

Ως προς τους ακροδέκτες το 145151 έχει 28 pins, που περιγράφονται παρακάτω. Ξεκινώντας από τους ακροδέκτες εισόδου στον ακροδέκτη 1 (f_{IN}) βρίσκεται η είσοδος της συχνότητας που θα διαιρεθεί δια N. Για το λόγο αυτό εισάγεται κατάλληλα στο προδιαιρέτη N και ελέγχεται αν το PLL έχει κλειδώσει. Το σήμα που εισάγεται στην f_{IN} , που είναι και η ανάδραση, είναι σήμα της εξόδου του VCO. Στους ακροδέκτες 5, 6, 7 (Reference Address Inputs RA0-RA2) δίνουμε τιμή στον διαιρέτη R για διαίρεση από 8-8192. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή και οι τρεις εισοδοί βρίσκονται στον «αέρα» και λόγω των pull-up αντιστάσεων αυτό λαμβάνεται ως «λογικό 1» και ο προδιαιρέτης παίρνει την τιμή 8192. Στους ακροδέκτες 11-20 και 22-25 (N0-N13) παρέχουμε στο ολοκληρωμένο την κατάλληλη τιμή για διαίρεση δια N και στην εφαρμογή μας προσδιορίζουμε την συχνότητα εκπομπής. Ουσιαστικά ορίζουμε την τιμή του προδιαιρέτη N με το N0 ως λιγότερο σημαντικό bit και το N13 ως περισσότερο σημαντικό. Τα N12 και N13 βρίσκονται και αυτά στον «αέρα» και έτσι είναι μόνιμα σε «λογικό 1». Ο ακροδέκτης 21 (Transmit- Receive Offset Adder Input) είναι ο χειριστής των διευθύνσεων για την επιλογή της λειτουργίας, όσο αφορά τον απαριθμητή N. Με τον ακροδέκτη αυτόν αντισταθμίζεται η συχνότητα του VCO με αυτή του πομποδέκτη. Με τον ακροδέκτη γειωμένο η αντιστάθμιση τοποθετείται στο 856, ενώ με τον ακροδέκτη ασύνδετο, όπως στην περίπτωση μας, δεν υπάρχει. Στους ακροδέκτες 26 και 27 (Osc in- Osc out) συνδέουμε εξωτερικά στοιχεία (κρύσταλλος και πυκνωτές) για να λειτουργήσει ο εξωτερικός ταλαντωτής του ολοκληρωμένου. Ως προς την συνδεσμολογία ακολουθούν τον κλασικό τρόπο σύνδεσης, με τον κρύσταλλο συνδεδεμένο παράλληλα στις εισόδους, οι

οποίες γειώνονται μέσω πυκνωτών. Ο ένας από τους πυκνωτές είναι μεταβλητός για την ακριβής ρύθμιση της συχνότητας εκπομπής του πομπού, ορίζοντας την κατάλληλη συχνότητα εισαγωγής στο 145151.

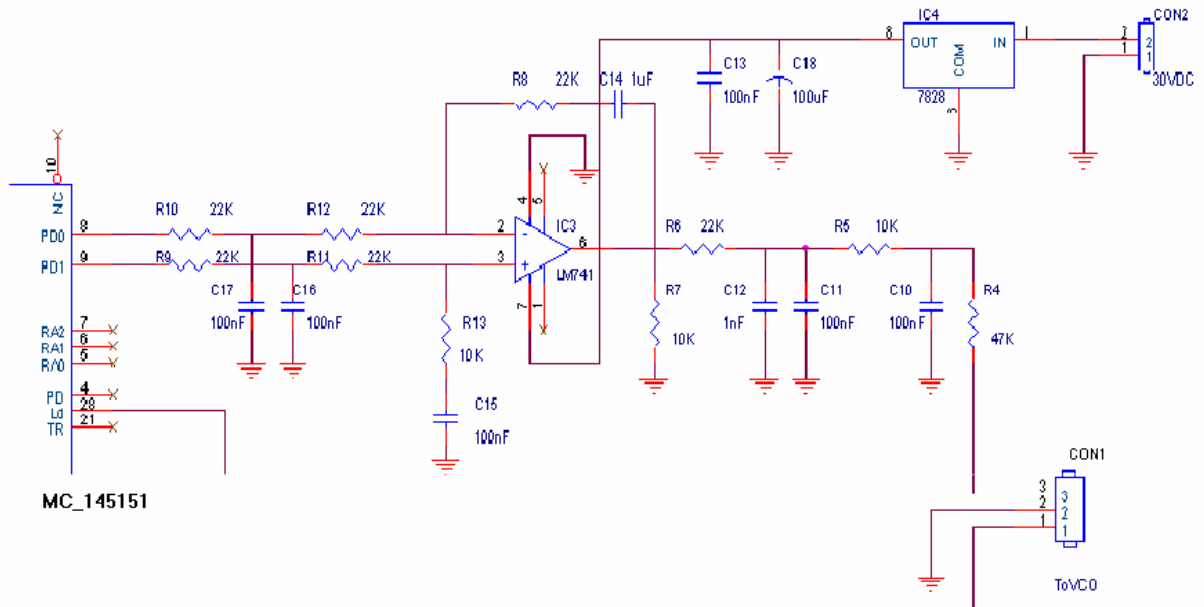
PIN ASSIGNMENT

| | | | |
|-------------------|----|----|--------------------|
| f_{in} | 1 | 28 | LD |
| VSS | 2 | 27 | OSC _{in} |
| VDD | 3 | 26 | OSC _{out} |
| PD _{out} | 4 | 25 | N11 |
| RA0 | 5 | 24 | N10 |
| RA1 | 6 | 23 | N13 |
| RA2 | 7 | 22 | N12 |
| ϕ_R | 8 | 21 | T/R |
| ϕ_V | 9 | 20 | N9 |
| f_V | 10 | 19 | N8 |
| N0 | 11 | 18 | N7 |
| N1 | 12 | 17 | N6 |
| N2 | 13 | 16 | N5 |
| N3 | 14 | 15 | N4 |

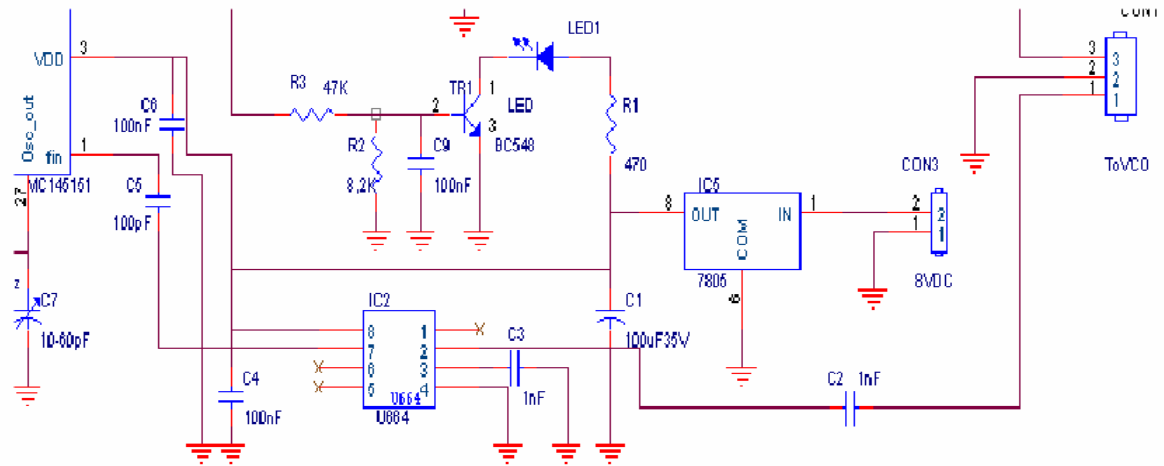
Οι ακροδέκτες εξόδων είναι οι παρακάτω. Ο ακροδέκτης 4 (Phase Detector A output) είναι η έξοδος του ανιχνευτή φάσης A. Αυτό σημαίνει ότι δίνει έξοδο ανάλογα με την κατάσταση του σήματος βρόχου (γνωστό σαν Loop error signal). Έτσι, ανάλογα με τη διαφορά φάσης της συχνότητας των εξόδων V και R παρέχει θετικούς ή αρνητικούς παλμούς και όταν είναι το V και το R σε φάση τίθεται σε στάδιο υψηλής αντίστασης. Οι ακροδέκτες 8, 9 (Phase Detector B outputs) είναι η έξοδος του ανιχνευτή φάσης B. Αυτό σημαίνει ότι δίνει έξοδο ανάλογα με την σχέση των προς επεξεργασία συχνοτήτων. Μπορεί να συνεργαστεί και με την έξοδο PD_{out} . Οι έξοδοι εξαρτώνται από την σχέση που έχουν οι συχνότητες τους μεταξύ τους. Όταν η συχνότητα του 8, που ονομάζεται έξοδος V, είναι μεγαλύτερη από την συχνότητα του 9, που ονομάζεται έξοδος R, η πληροφορία λάθους δίνει στη V χαμηλό παλμό και η R βρίσκεται σε υψηλή στάθμη. Ακριβώς το αντίθετο συμβαίνει για συχνότητα του V μικρότερη από του R. Αν όμως οι συχνότητες είναι ίσες, ή το V είναι σε φάση με το R, τότε και οι δύο έξοδοι παραμένουν σε υψηλή στάθμη για μια μικρή ελάχιστη χρονική περίοδο όταν και οι δύο χαμηλοί παλμοί είναι σε φάση. Ο ακροδέκτης 10 (N Counter Output) είναι η απομονωμένη έξοδος του απαριθμητή δια N και είναι εσωτερικά συνδεδεμένη με τον ανιχνευτή φάσης εισόδου. Με αυτήν την έξοδο διαθέσιμη ο απαριθμητής N μπορεί να

χρησιμοποιείται ανεξάρτητα. Ο ακροδέκτης 28 (Lock detector Output) εμφανίζει λογικό υψηλό όταν το PLL έχει κλειδώσει στην επιθυμητή συχνότητα, δηλαδή όταν οι έξοδοι V και R είναι σε φάση. Όταν δεν έχει κλειδώσει το PLL έχουμε χαμηλό δυναμικό. Τέλος οι ακροδέκτες 3 και 2 (VDD Positive Power Supply – VSS Negative Power Supply) είναι ακροδέκτες τροφοδοσίας. Ο πρώτος είναι ο θετικός ακροδέκτης τροφοδοσίας (3-9 V) και ο δεύτερος ο αρνητικός ακροδέκτης τροφοδοσίας (συνήθως γειώνεται).

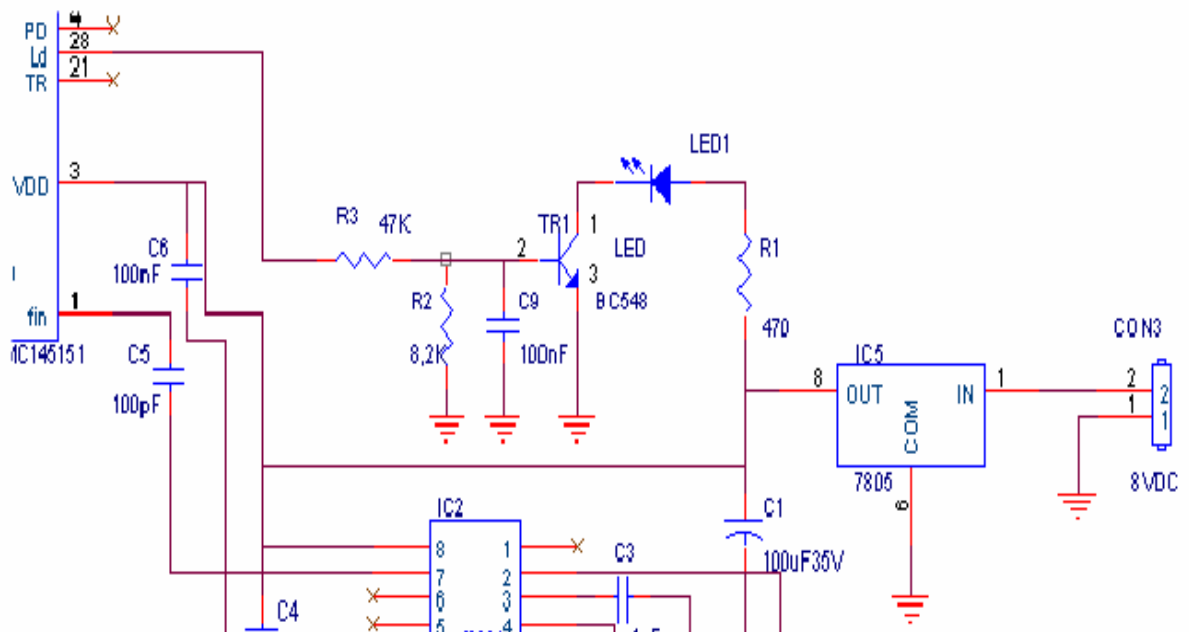
Στους ακροδέκτες 8 και 9, που ουσιαστικά αποτελούν την έξοδο του ολοκληρωμένου κυκλώματος, συνδέεται μια ομάδα από φίλτρα χαμηλής διέλευσης με κύριο στοιχείο τον τελεστικό ενισχυτή 741. Τα δύο πρώτα φίλτρα αποτελούνται από δύο όμοιους κλάδους, με κάθε κλάδο να αποτελείται από δύο αντιστάσεις 22KΩ και ένα πυκνωτή 100nF. Σχηματίζεται έτσι ένα φίλτρο σε κάθε κλάδο (R_{10} με C_{17} και R_9 με C_{16}), που η έξοδος του μετριάζεται πάνω στις αντιστάσεις R_{12} και R_{11} και στην συνέχεια οδηγεί τις εισόδους του 741. Αυτό συμβαίνει γιατί οι δύο έξοδοι του ολοκληρωμένου μεταβάλλονται ανάλογα με την διαφορά φάσης τους. Με τη συνδεσμολογία αυτή εξασφαλίζουμε ότι ο ολοκληρωτής, που αναφέρουμε παρακάτω, λειτουργεί σωστά. Έτσι, οι δύο αντιστάσεις του κάθε κλάδου γεφυρώνουν τις εξόδους 8 και 9 του 145151 με τις εισόδους 2 και 3 του 741. Με την πρώτη ματιά ο 741 συνδεσμολογείται ως αφαιρέτης, αλλά με την ύπαρξη του C_{14} καταλαβαίνουμε ότι προκαλεί και ολοκλήρωση και έτσι μπορούμε να χαρακτηρίσουμε την όλη διάταξη ως φίλτρο. Λόγω επιλογής των υλικών το φίλτρο αποκόπτει τις υψηλές συχνότητες. Ως φορτίο του τελεστικού είναι η είσοδος του επόμενου φίλτρου και η αντίσταση R_7 . Ο 741 τροφοδοτείται από το 7815 (IC 4) που είναι ένας σταθεροποιητής τάσης και μέσω δύο πυκνωτών (C_{13} και C_{18}) που πραγματοποιούν, εξομάλυνση του παρέχουν σταθεροποιημένη τάση στα 15V dc. Το βαθυπερατό φίλτρο που ακολουθεί, αποτελείται από τους πυκνωτές C_{11} και C_{12} μαζί με την αντίσταση R_6 . Οι πυκνωτές συνδέονται παράλληλα και αυξάνει η χωρητικότητα τους οδηγώντας το φίλτρο κατάλληλα. Το επόμενο και τελευταίο φίλτρο είναι και αυτό βαθυπερατό και αποτελείται από την αντίσταση R_5 και C_{10} . Έτσι η τάση αποκόπτεται από κάθε ανεπιθύμητη υψηλή συχνότητα. Η έξοδος του τελευταίου φίλτρου, δηλαδή το ένα άκρο της αντίστασης R_5 , αφού μετριάσει ως προς την τάση της πάνω στην R_4 , οδηγεί τις διόδους Varicap του ταλαντωτή που ελέγχεται από τάση (V.C.O.) και αποτελεί την «καρδιά» του πομπού. Η τάση εξόδου μετά τα παραπάνω στοιχεία κυμαίνεται μεταξύ 0 με 15V, κατάλληλη να οδηγήσει τον πομπό στην επιθυμητή συχνότητα εξόδου και να κάνει το βρόχο του PLL να λειτουργεί σωστά.



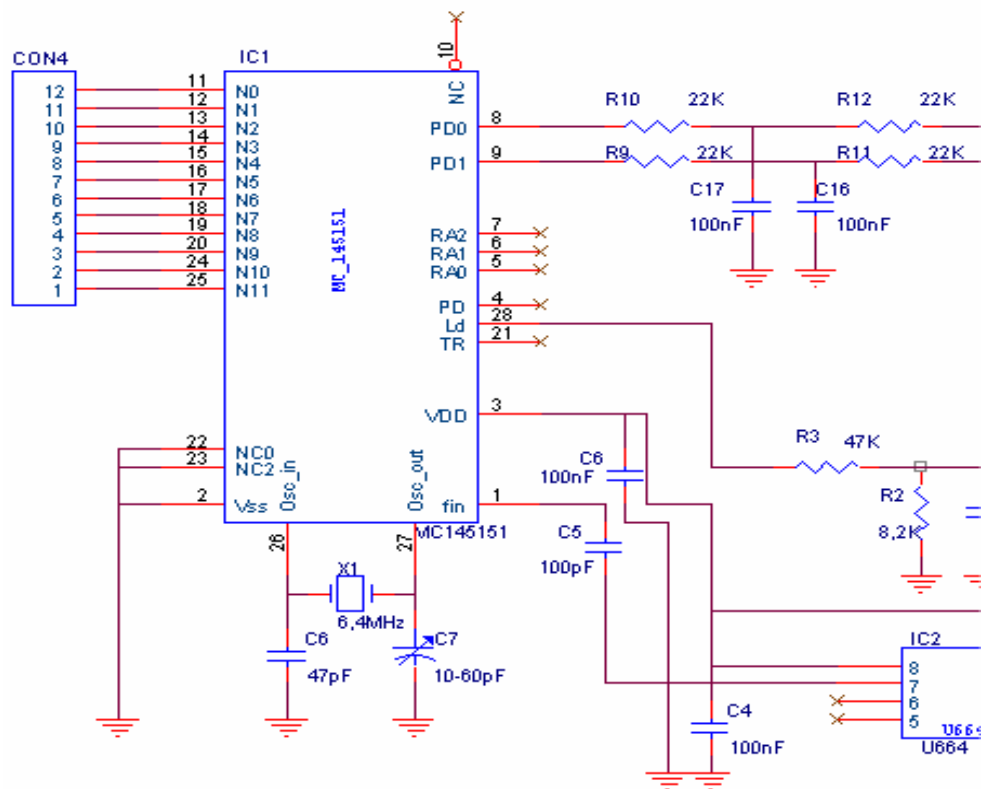
Στην είσοδο f_{IN} του 145151 (pin1) συνδέεται το σήμα RF, που προέρχεται από το V.C.O. Το σήμα προέρχεται από την έξοδο του ταλαντωτή του πομπού πριν από τις βαθμίδες ενίσχυσης και έτσι έχει χαμηλή στάθμη. Πρόκειται για ένα σήμα το οποίο είναι πλήρως διαμορφωμένο στα FM. Για τη σωστή λειτουργία του 145151 πρέπει το σήμα RF να διαιρεθεί δια 64, έτσι ώστε να το αντιλαμβάνεται ο απαριθμητής N. Αυτό το αναλαμβάνει το ολοκληρωμένο κύκλωμα U664 (IC₂), που είναι ένας προδιαιρέτης (Prescaler) και διαιρεί δια 64. Για παράδειγμα με συχνότητα στα 100MHz από τον πομπό, δηλαδή από το V.C.O., στο 145151 εισάγεται συχνότητα $100\text{MHz}/64 = 1,5625\text{MHz}$, λόγω του προδιαιρέτη. Ο προδιαιρέτης κλείνει και ρυθμίζει την ανάδραση του PLL. Ο προδιαιρέτης και το 145151 τροφοδοτούνται από το ολοκληρωμένο κύκλωμα 7805 (IC₅), στα 5V. Για καλύτερα αποτελέσματα πραγματοποιείται εξομάλυνση μέσω των πυκνωτών C₁, C₄ και C₈.



Επίσης, το 7805 παρέχει τάση μέσω μιας αντίστασης μετριάσμου (R_1) 470Ω σε μία δίοδο εκπομπής φωτός (LED), που μας παρέχει την οπτική ένδειξη «κλειδώματος» του PLL. Αυτό επιτυγχάνεται με την σύνδεση του άλλου μέρους της LED της καθόδου στο pin-28 του 145151, μέσω ενός δικτυώματος αποτελούμενο από τις αντιστάσεις R_2 , R_3 , το τρανζίστορ TR_1 και τον πυκνωτή C_9 . Το TR_1 είναι το BC548, ένα ηρη τρανζίστορ, σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, με φορτίο την LED και την αντίσταση R_1 . Όταν δεν έχει κλειδώσει το PLL η έξοδος LD έχει τάση κοντά στα 0V και το τρανζίστορ δεν άγει με αποτέλεσμα να μην ανάβει η LED. Όταν όμως έχει κλειδώσει το PLL η έξοδος LD έχει τάση κοντά στα 5V και το τρανζίστορ οδηγείται στον κόρο. Έτσι επειδή η τάση V_{CE} είναι κοντά στο μηδέν λόγω διαφοράς δυναμικού άγει και ανάβει η LED.



Στα pin 26 και 27 οδηγούμε ένα δικτύωμα από ένα κρύσταλλο (X_1) στα 6,4MHz και δύο πυκνωτές, έναν με σταθερή τιμή στα 47pF (C_6) και ένα μεταβλητό (C_7) μεταξύ 10 και 60 pF. Ουσιαστικά αυτό το δίκτυωμα αποτελεί το «ρολόι» του ολοκληρωμένου κυκλώματος για τη σωστή λειτουργία του PLL.



Ανάλογα με την κατάσταση που εισάγουμε στις εισόδους N0 με N11, δηλαδή στα pin 11-20 και 22-25, έχουμε και την κατάλληλη έξοδο από το 145151 στα pin 8 και 9 και την κατάλληλη οδήγηση στον V.C.O. του πομπού. Με αυτό τον τρόπο επιλέγουμε συχνότητα εκπομπής. Ο προγραμματισμός μπορεί να γίνει με τη βοήθεια μικροδιακοπών (Dip-switches) συνδεδεμένων στις παραπάνω εισόδους. Γνωρίζοντας ότι το 145151 είναι αρνητικής διέγερσης, δηλαδή με μηδενική τάση στην είσοδο αντιλαμβάνεται «λογικό 1» πρέπει να γειώσουμε ένα pin του ολοκληρωμένου για να εισάγουμε ένα bit της πληροφορίας, που πρέπει να είναι φυσικά αυτής της στάθμης. Όταν όμως δεν συνδέουμε κάποια είσοδο, τότε το 145151 το αντιλαμβάνεται ως «λογικό 0», λόγω των pull-up εσωτερικών αντιστάσεων. Στην περίπτωσή μας η εισαγωγή στα N0 με N11 γίνεται με την βοήθεια του συστήματος του μικροελεγκτή. Για παράδειγμα, για συχνότητα εκπομπής 94,65MHz θα πρέπει να εισάγουμε κατάσταση '101001101110', με 1 να αντιστοιχεί σε 5V και 0 σε 0V, δηλαδή γειώνουμε τα

κατάλληλα bits. Αυτό συμβαίνει γιατί έχουμε κοινή γείωση του ολοκληρωμένου με το μικροελεγκτή. Στην περίπτωση της χρήσης των μικροδιακοπών τα κατάλληλα bits πληροφορίας γειώνονται και τα υπόλοιπα παραμένουν στον «αέρα».

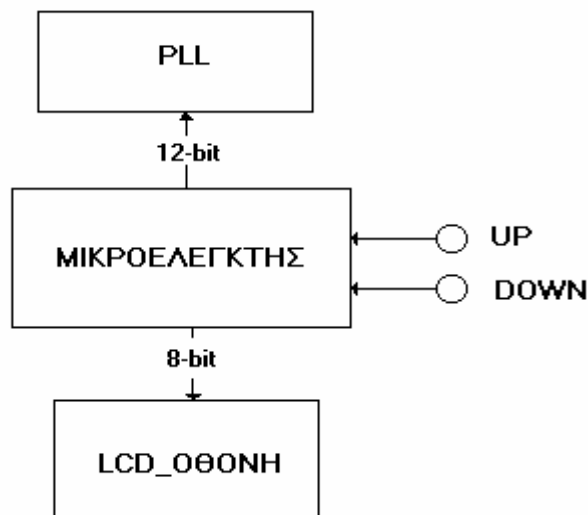
Παρακάτω παρουσιάζεται ένας πίνακας με τυπικές τιμές συχνότητας σε αντιστοιχία με τις καταστάσεις που πρέπει να εισάγουμε στα pins N0 με N11 του PLL. Παρουσιάζουμε την 12-bit πληροφορία που πρέπει να εισάγουμε στην N είσοδο του συνθέτη PLL. Έτσι με 0 ορίζουμε την στάθμη των 0V ενώ με X ορίζουμε την κατάσταση αδιάφορου, που είναι και οι στάθμες λειτουργίας του ολοκληρωμένου.

| Συχν. MHz | N0 | N1 | N2 | N3 | N4 | N5 | N6 | N7 | N8 | N9 | N10 | N11 |
|--------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|-----|-----|
| 88.35 | X | X | X | 0 | 0 | X | X | X | 0 | X | X | 0 |
| 99.4 | 0 | 0 | X | 0 | 0 | 0 | X | X | X | X | X | 0 |
| 94.65 | X | 0 | X | 0 | 0 | X | X | 0 | X | X | X | 0 |
| 102.35 | X | X | X | X | X | X | X | X | X | X | X | 0 |
| 102.4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | X |
| 104 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | X | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | X |
| 105 | 0 | 0 | X | 0 | X | X | X | 0 | 0 | 0 | 0 | X |
| 107.75 | X | X | 0 | X | 0 | X | X | 0 | 0 | 0 | 0 | X |
| 108 | X | 0 | 0 | 0 | X | X | X | X | X | 0 | 0 | 0 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

ΤΜΗΜΑ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ

Κύριο στοιχείο αυτού του τμήματος είναι ο μικροελεγκτής. Αυτός λαμβάνει δεδομένα από ένα πληκτρολόγιο, τα επεξεργάζεται και βγάζει τις ανάλογες εξόδους. Τα δεδομένα εισόδου από το πληκτρολόγιο είναι η συχνότητα που θέλουμε να εκπέμψουμε. Τα δεδομένα εξόδου είναι η κατάσταση οδήγησης του PLL και η αντίστοιχη κατάσταση απεικόνισης στην οθόνη. Αφού γίνει εισαγωγή της επιθυμητής συχνότητας στον μικροελεγκτή, ο αριθμός κατεργάζεται και αντιστοιχίζεται σε ένα δωδεκαψήφιο αριθμό και σε ένα οχταψήφιο αριθμό σε δυαδική μορφή και οι δύο. Ο δωδεκαψήφιος αριθμός οδηγείται στην είσοδο του PLL, αναγνωρίζεται από αυτό και στην συνέχεια το PLL αναλαμβάνει να οδηγήσει τον πομπό στην κατάλληλη συχνότητα εκπομπής. Ο οχταψήφιος αριθμός οδηγείται στην οθόνη και απεικονίζεται ο αριθμός της αντίστοιχης συχνότητας. Έτσι η μία έξοδος του μικροελεγκτή οδηγεί το PLL και άλλη έξοδος οδηγεί μια LCD οθόνη, που απεικονίζει την συχνότητα εκπομπής. Τα παραπάνω φαίνονται στο σχήμα:



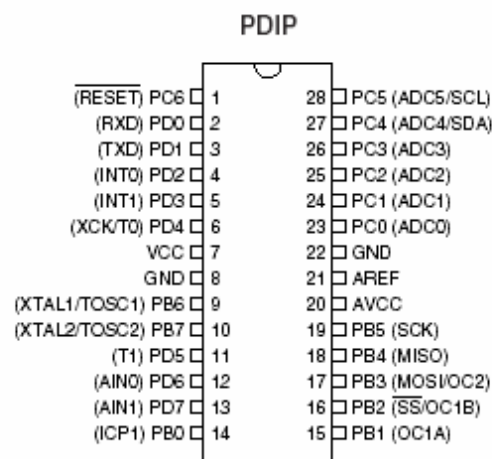
Ο μικροελεγκτής είναι ένας υπολογιστής που χρησιμοποιείται για την είσοδο την επεξεργασία και την έξοδο πληροφοριών. Τα μέρη του είναι η κεντρική μονάδα επεξεργασίας, το ρολόι, η μνήμη, οι εισοδοι, οι εξοδοι και το πρόγραμμα. Η κεντρική μονάδα επεξεργασίας είναι το «κέντρο» του μικροελεγκτή. Βασική εργασία της είναι να εκτελεί εντολές που γράφουμε. Οι εντολές εκτελούνται σε συγκεκριμένο αριθμό βημάτων. Κάθε

βήμα εκτελείται σε ένα κύκλο του ρολογιού. Το ρολόι είναι υπεύθυνο για τον συγχρονισμό των διεργασιών στο εσωτερικό του μικροελεγκτή. Συνήθως η συχνότητα του ρολογιού είναι υποπολλαπλάσια του εξωτερικού ρολογιού, που είναι η συχνότητα κάποιου κρυστάλλου. Η μνήμη είτε ROM είτε RAM, αποτελείται από bits, τα οποία ομαδοποιούνται σε nibbles, bytes, words, long words και quad words. Συνήθως οργανώνεται σε bytes. Αυτά τοποθετούνται το ένα μετά το άλλο έτσι ώστε να σχηματίσουν μια ομάδα από καθορισμένο αριθμό bytes. Κάθε ένα από αυτά έχει μια μοναδική διεύθυνση για την ανάκληση της θέσης μνήμης. Η μνήμη οργανώνεται σε ένα χάρτη μνήμης, τα τμήματα του οποίου ορίζουν που θα βρίσκονται διάφορες ομάδες, όπως το τμήμα της μνήμης εκκίνησης ή το τμήμα καταχωρητών εισόδου εξόδου. Οι εισοδοί και έξοδοί αποτελούν τις θύρες του μικροϋπολογιστή. Αυτές εμφανίζονται στο χάρτη μνήμης με δύο διευθύνσεις, από τις οποίες η μία περιέχει τον καταχωρητή κατεύθυνσης και η άλλη το καταχωρητή δεδομένων. Ο καταχωρητής κατεύθυνσης ορίζει αν η θύρα θα είναι είσοδος ή έξοδος ενώ ο καταχωρητής δεδομένων το περιεχόμενό της. Το πρόγραμμα είναι το σύνολο των εντολών που δίνουμε στην κεντρική μονάδα επεξεργασίας. Αυτή αναγνωρίζει τον κωδικό κάθε εντολής και τον εκτελεί σε γλώσσα Assembly. Η γλώσσα αυτή χρησιμοποιείται για να μη γράφεται το πρόγραμμα με κωδικούς εντολών αλλά με μνημονικές εντολές της Assembly και στην συνέχεια μέσω του Assembler (μεταφραστής) μετατρέπεται σε κώδικα μηχανής, δηλαδή σε εντολές που αντιλαμβάνεται η κεντρική μονάδα επεξεργασίας.

Κάθε μικροελεγκτής πρέπει να προγραμματιστεί για να εκτελέσει ακόμη και μια απλή διαδικασία. Τα κυκλώματα και το υλικό μέρος ενός μικροελεγκτή, γνωστά και ως hardware είναι άχρηστα χωρίς λογισμικό, γνωστό και ως software. Το πρόγραμμα αποτελείται από μια σειρά εντολών, κατάλληλα τοποθετημένες έτσι ώστε να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Το πρόγραμμα μπορεί να γραφεί είτε με μνημονικούς συμβολισμούς για τις εντολές της γλώσσας προγραμματισμού στην οποία εργάζεται, δηλαδή σε γλώσσα Assembly, είτε απευθείας με δυαδικούς κώδικες, δηλαδή σε γλώσσα μηχανής. Συνήθως, χρησιμοποιείται ο πρώτος τρόπος, γιατί είναι πιο απλός και κατανοητός για τον προγραμματιστή. Όταν φορτώσουμε το πρόγραμμα ο μικροελεγκτής ακολουθεί μια συγκεκριμένη σειρά. Έτσι, αναγνωρίζει τον κώδικα για την κάθε εντολή από την μνήμη που έχει, τον αποκωδικοποιεί και στην συνέχεια ακολουθεί αυτά που γράφονται στην εντολή, δηλαδή την εκτελεί. Οι εντολές ποικίλουν και ανάλογα με την εργασία που εκτελούν χωρίζονται σε διάφορες κατηγορίες.

Στον χώρο των μικροελεγκτών υπάρχουν πολλές εταιρίες με μεγάλη ποικιλία, για την κάλυψη κάθε εφαρμογής από τους χρήστες. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιούμε ένα μοντέλο μικροελεγκτή της εταιρίας Atmel. Πρόκειται για τον ATMEGA8-16P. Από τα

τεχνικά χαρακτηριστικά του κατασκευαστή βλέπουμε ότι πρόκειται για υψηλής απόδοσης, χαμηλής ισχύος 8-bit μικροϋπολογιστή. Ακολουθεί προηγμένη αρχιτεκτονική AVR RISC , με 130 εντολές, 32 x 8 καταχωριτές εργασίας γενικής χρήσης και πάνω από 16 MIPS ταχύτητα διεκπεραίωσης στα 16MHz. Εσωτερικά περιέχει μνήμη 8 Kbytes αυτόπρογραμματιζόμενη τύπου Flash με 10.000 επανεγγραφές, 512 Bytes τύπου EEPROM με 100.000 επανεγγραφές, 1K εσωτερική SRAM και δυνατότητα προγραμματιζόμενου κλειδώματος για την ασφάλεια του λογισμικού. Ως προς τα Interrupts έχει δύο μετρητές timer, έναν 8-Bit και ένα 16-Bit, πραγματικού χρόνου με ξεχωριστό ταλαντωτή, 3 PWM κανάλια, 8 κανάλια ADC σε TQFP και MILF συσκευασία και 6 κανάλια ADC σε PDIP συσκευασία, master/slave SPI σειριακή διασύνδεση προγραμματίσιμο επιτηρητή timer με ξεχωριστό εσωτερικό ταλαντωτή και εσωτερική ρύθμιση του RC ταλαντωτή, εσωτερική και εξωτερική πηγή Interrupt. Ως προς τις εισόδους και εξόδους περιέχει 23 προγραμματίσιμες γραμμές I/O. Παρακάτω φαίνεται η περιγραφή των ακροδεκτών του μικροελεγκτή.



Ο μικροελεγκτής έχει τρεις πόρτες : την πόρτα B, την πόρτα C και την πόρτα D. Η πόρτα B όπως και οι άλλες πόρτες είναι μία πόρτα δύο κατευθύνσεων εισόδου-εξόδου, φέρουν pull-up αντιστάσεις και η B έχει 8-bit χωρητικότητα . Η C έχει 7-bit και η D 8-bit.

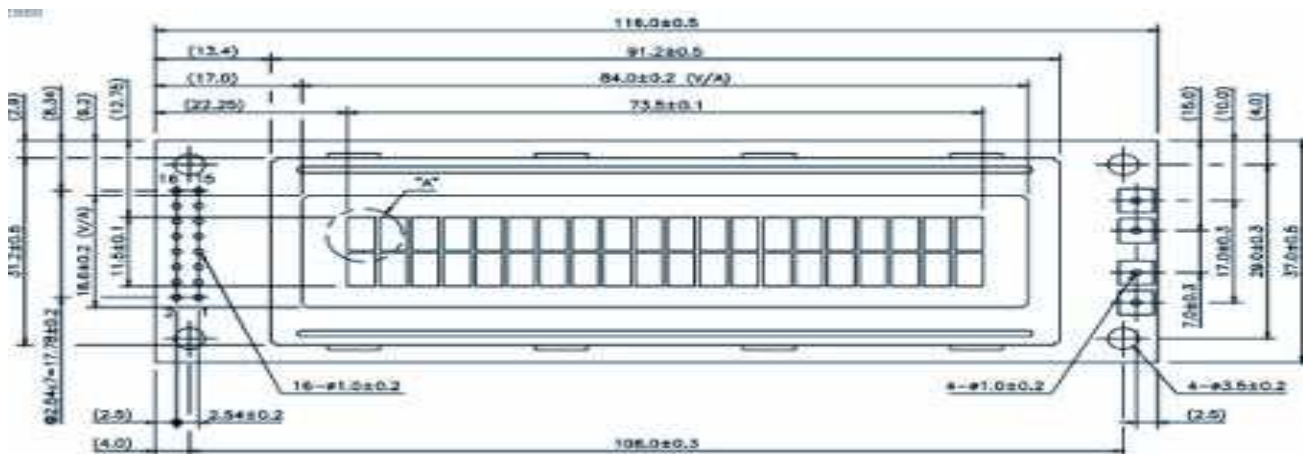
Στην πόρτα B, που την έχουμε ορίσει ως έξοδο, συνδέουμε την είσοδο της μονάδας του PLL από το N0 μέχρι το N7 pin του MC145151 αντιστοιχίζοντας τα με τα PB0 μέχρι το PB7. Τα υπόλοιπα pins συνδέονται στο PD4 μέχρι το PD7. Έτσι, η έξοδος της μονάδας του μικροελεγκτή αποτελείται από την πόρτα B και μέρος της πόρτας D, για να καλύψουμε και τα 12-bits του συνθέτη συχνοτήτων του PLL. Επίσης, στο PD2 συνδέουμε το sw1, που είναι ένα push buton, με πάτημα του οποίου αυξάνει η συχνότητα του πομπού κατά 50KHz, μέσω του

μικροελεγκτή. Αντίστοιχα, στο PD3 συνδέεται το sw2 με πάτημα του οποίου η συχνότητα μειώνεται κατά 50KHz.

Στην πόρτα C συνδέουμε την οθόνη που απεικονίζεται την συχνότητα εκπομπής του πομπού. Επίσης, συνδέουμε στο pin 7 του ολοκληρωμένου την τροφοδοσία των 5V και γειώνουμε το pin 8, σύμφωνα με τα στοιχεία του κατασκευαστή. Πριν συνεχίσουμε στην σύνδεση της οθόνης με τον μικροελεγκτή, θα ήταν προτιμότερο να περιγράψουμε την οθόνη.

Η μονάδα οθόνης που χρησιμοποιούμε αποτελείται από οθόνη δύο γραμμών, στις οποίες μπορούμε να απεικονίσουμε μέχρι είκοσι χαρακτήρες. Πρόκειται για την μονάδα με τύπο WM-C2002M στην οποία περιέχονται η οθόνη, ελεγκτής απεικόνισης και ο οδηγός απεικόνισης.

Η οθόνη της μονάδας είναι μια οθόνη υγρών κρυστάλλων (LCD). Κάθε χαρακτήρας δημιουργείται σε μία μήτρα από τελείες (dot matrix). Η μήτρα της μονάδας αποτελείται από πέντε στήλες και επτά γραμμές από τελείες. Συνολικά έχουμε σαράντα μήτρες, είκοσι σε κάθε σειρά. Ο ελεγκτής που διαχειρίζεται τις μήτρες είναι ο HD44780 και βρίσκεται ενσωματωμένος στην πλακέτα της οθόνης από τον κατασκευαστή. Η οθόνη λειτουργεί με 5V ή 3V συνεχή τάση, αλλά λόγω των απαιτήσεων του μικροελεγκτή χρησιμοποιούμε τάση 5V. Για την ρύθμιση της αντίθεσης της οθόνης χρησιμοποιούμε ένα ποσοστό της τάσης των 5V μέσα από ένα τριμεράκι 10KΩ (R1).



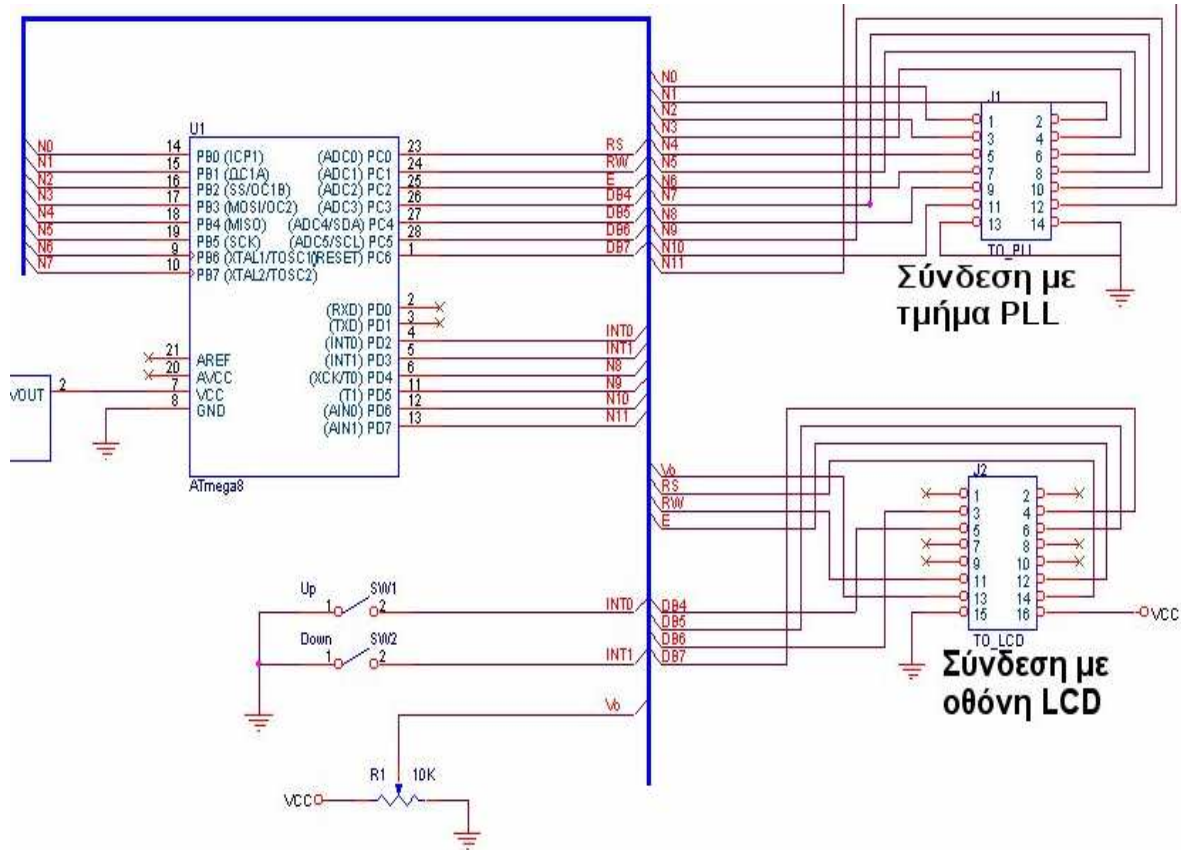
Η μνήμη που διαθέτει ο ελεγκτής της οθόνης αποτελείται από μνήμη ROM με 13,200 bits, που χρησιμοποιείται ως γεννήτρια χαρακτήρων, από μνήμη RAM με 64 bytes που

χρησιμοποιείται για τον ίδιο λόγο και από μνήμη δεδομένων απεικόνισης RAM με 80x8 bits. Στην μνήμη ROM της γεννήτριας χαρακτήρων είναι αποθηκευμένα μόνιμα τα δεδομένα για τους χαρακτήρες που μπορεί να απεικονίσει η οθόνη. Για κάθε τον κάθε χαρακτήρα έχουν αποθηκευτεί τα δεδομένα της μήτρας, έτσι ώστε να είναι δυνατή η εμφάνισή του. Στην μνήμη είναι αποθηκευμένα τα δεδομένα για 240 χαρακτήρες της μήτρας 5x8 τελειών. Κάθε χαρακτήρας έχει ένα ξεχωριστό κωδικό που χρησιμοποιείται για την απεικόνιση του στην οθόνη. Για να γίνει αυτό θα πρέπει ο κωδικός του χαρακτήρα να αποθηκευτεί στην κατάλληλη θέση της μνήμης απεικόνισης RAM. Σε αυτή αποθηκεύονται οι κωδικοί των χαρακτήρων που εμφανίζονται στην οθόνη και το μέγεθος της είναι 80 bytes. Επειδή στην οθόνη απεικονίζονται συνεχώς σαράντα χαρακτήρες μια περιοχή της μνήμης εμφανίζεται και η άλλη όχι. Στην μνήμη RAM της γεννήτριας χαρακτήρων είναι δυνατή η δημιουργία μέχρι οχτώ χαρακτήρων.

Οι διαθέσιμοι καταχωριτές είναι ο καταχωριτής δεδομένων μεγέθους οχτώ bits, ο καταχωριτής εντολών μεγέθους και αυτός οχτώ bits, η σημαία απασχολημένου μεγέθους ενός bit και ο μετρητής διευθύνσεων μεγέθους επτά bits. Στον καταχωριτή δεδομένων αποθηκεύονται προσωρινά τα δεδομένα προς εγγραφή στην μνήμη της μνήμης απεικόνισης ή της μνήμης δεδομένων. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης για την αποθήκευση δεδομένων κατά την ανάγνωση δεδομένων από κάποια RAM. Στον καταχωριτή εντολών αποθηκεύονται οι κωδικοί εντολών, που χρησιμοποιούνται για διάφορες λειτουργίες της οθόνης. Ο καταχωριτής αυτός μπορεί να εγγραφεί από τον μικροελεγκτή μας, αλλά δεν μπορεί να αναγνωσθεί. Με τιμή σημαίας απασχολημένου 1, η μονάδα εργάζεται εσωτερικά και κάθε άλλη εντολή δεν γίνεται αποδεκτή. Έτσι, ελέγχεται πάντα ο ακροδέκτης της (DB7) και αν βρίσκεται το R\S σε μηδέν και το R\W σε ένα στην συνέχεια εγγράφεται η εντολή. Τέλος, ο μετρητής διευθύνσεων προσδιορίζει στις μνήμες RAM. Όταν μια εντολή για διεύθυνση εγγράφεται στον καταχωριτή εντολών, τότε η πληροφορία της διεύθυνσης μεταφέρεται από τον καταχωριτή εντολών στον μετρητή διευθύνσεων και συγχρόνως με την εντολή προσδιορίζεται και η επιλογή της κατάλληλης RAM.

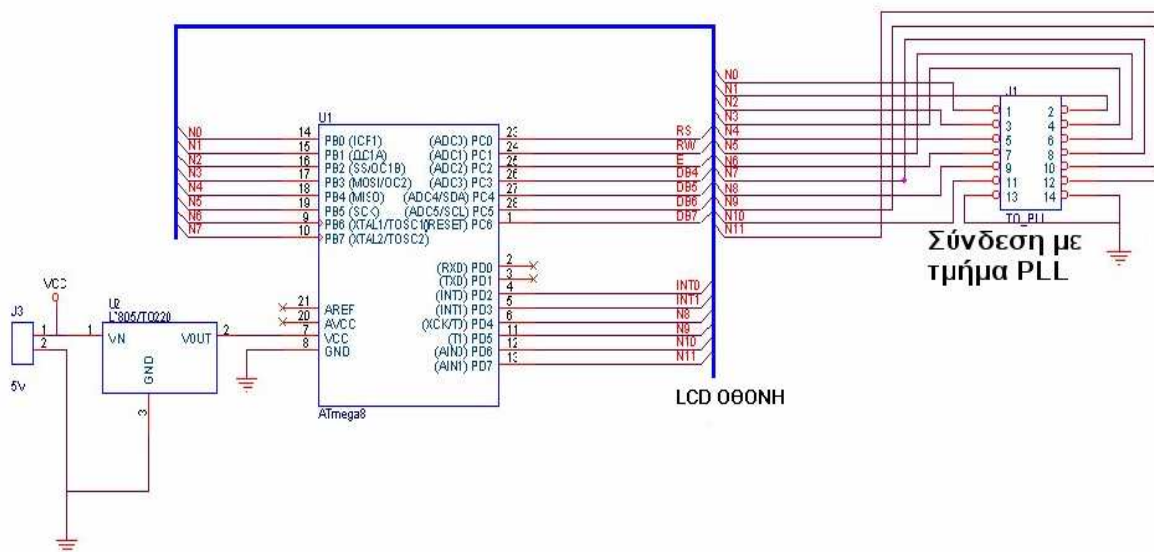
Ο ελεγκτής της οθόνης στηριζόμενος σε μια σειρά εντολών που δέχεται οδηγεί την οθόνη ανάλογα με τις εντολές. Η εκτέλεση της εντολής γίνεται σε συγκεκριμένο χρόνο ο οποίος παρουσιάζεται στα data sheets του κατασκευαστή. Επίσης, ο κατασκευαστής παρέχει όλες εκείνες τις πληροφορίες που χρειαζόμαστε για την λειτουργία της οθόνης. Οι λειτουργίες έχουν σχέση με τον καθαρισμό της, την κίνηση και την εμφάνιση του δρομέα, την κίνηση της οθόνης, την ανάγνωση μνήμης, τον έλεγχο της σημαίας απασχολημένου και την εγγραφή ή

ανάγνωση μνήμης. Ο ελεγκτής εκκινεί με το άνοιγμα της τροφοδοσίας και εκτελούνται κάποιες συγκεκριμένες εντολές για να είναι η οθόνη έτοιμη για απεικόνιση.



Η οθόνη συνδέεται στην πόρτα C του μικροελεγκτή, με τη βοήθεια ενός καλωδίου τύπου bus και δύο κατάλληλων πριζών. Συγκεκριμένα, στο PC0 συνδέουμε το RS της οθόνης με το οποίο επιλέγουμε κατάλληλο καταχωριτή, εντολών ή δεδομένων. Στο PC1 συνδέουμε το RW με το οποίο επιλέγουμε εγγραφή ή ανάγνωση. Στο PC2 συνδέουμε το E με το οποίο ενεργοποιείται η ανάγνωση και εγγραφή δεδομένων. Τα PC3 μέχρι και PC6 συνδέονται στα DB4 μέχρι DB7 της οθόνης αντίστοιχα. Αυτή η σύνδεση αποτελεί την μεταφορά του κατάλληλου σήματος από τον μικροελεγκτή στην οθόνη για την επιθυμητή απεικόνιση. Οι τέσσερις αυτοί ακροδέκτες αποτελούν τα περισσότερο σημαντικά σήματα του διαύλου δεδομένων της οθόνης. Τα τέσσερα λιγότερο σημαντικά (DB0-DB3) δεν χρησιμοποιούνται στην συγκεκριμένη εφαρμογή. Οι ακροδέκτες E, RW, RS, είναι είσοδοι μόνο, ενώ οι DB0-DB7 είναι είσοδοι έξοδοι, για την αμφίδρομη επικοινωνία οθόνης και οδηγού οθόνης. Τέλος, στο V₀ της οθόνης συνδέουμε ένα τρίμερ με το οποίο ρυθμίζουμε την αντίθεση της οθόνης, επιλέγοντας το επιθυμητό ποσοστό τάσης από τα 5V της τροφοδοσίας.

Συνοψίζοντας, ο μικροελεγκτής συνδέεται με το PLL με την PORT-B και μέρος της PORT-C, δηλαδή με τα pins 6 και 9 με 19. Για την σύνδεση αυτή χρησιμοποιούμε, όπως και με την οθόνη, ένα καλώδιο τύπου bus και μια αντίστοιχη πρίζα. Η πρίζα βρίσκεται κολλημένη στην πλακέτα του μικροελεγκτή, ενώ το άλλο μέρος του καλώδιου είναι κολλημένο στην πλακέτα του συνθέτη συχνότητας PLL, στην είσοδο N του ολοκληρωμένου MC145151, που το διαχειρίζεται ο μικροελεγκτής. Η τροφοδοσία του μικροελεγκτή πραγματοποιείται με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου σταθεροποιητή 7805, που μας παρέχει τάση 5V και συνδέεται στο pin-7 του μικροελεγκτή ενώ το pin-8 γειώνεται.



Ο μικροελεγκτής όπως είπαμε χρειάζεται ένα πρόγραμμα για να λειτουργήσει. Το πρόγραμμα που χρησιμοποιούμε παρουσιάζεται παρακάτω. Αρχικά, γίνεται το Initialization του LCD και εμφανίζεται στην οθόνη το λογότυπο «RADIO TEI» καθώς και η τελευταία συχνότητα εκπομπής του πομπού. Ρυθμίζονται ως έξοδοι οι θύρες που αναφέραμε παραπάνω, και θέτουμε τα interrupt enable ώστε να εκτελούνται οι αντίστοιχες υπορουτίνες σε κάθε πάτημα ενός από τους δύο διακόπτες. Ο διακόπτης SW1 ανεβάζει την συχνότητα κατά 0.05MHz, με το interrupt 0 και ο διακόπτης SW2 ο οποίος κατεβάζει την συχνότητα κατά 0.05MHz, με το interrupt 1. Με παρατεταμένο πάτημα κάποιου από τους δύο διακόπτες, η συχνότητα μεταβάλλεται με τον ίδιο τρόπο αλλά κατά 0,1MHz. Όταν υπερβούμε τα όρια των 88 ή των 108 MHz τότε η μεταβολή της συχνότητας συνεχίζει από το αντίθετο άκρο με τον ίδιο ρυθμό.

Στην περίπτωση που πατηθεί ο SW1(αύξηση της συχνότητας), καλείται η υπορουτίνα SIGNAL (SIG_INTERRUPT0). Σε αυτήν, ελέγχεται η υπάρχουσα συχνότητα και αυξάνεται κατά 0.05MHz. Αν η συχνότητα μας είναι 108MHz και πατηθεί ο SW1, τότε η συχνότητα μεταφέρεται στα 88MHz. Τα αντίστοιχα ισχύουν και στην περίπτωση που πατηθεί ο SW2 (μείωση της συχνότητας). Στην περίπτωση αυτή, καλείται η υπορουτίνα SIGNAL (SIG_INTERRUPT1) και η συχνότητα μειώνεται κατά 0.05MHz. Κάθε φορά που επιλέγουμε μια νέα συχνότητα με τους διακόπτες, αυτή εμφανίζεται στην οθόνη με την χρήση της ρουτίνας εισαγωγής στη LCD. Τα δεδομένα περνάνε στην οθόνη χρησιμοποιώντας τα pin για εγγραφή κάποιου χαρακτήρα μέσω των τεσσάρων bits της πόρτας B. Κάθε φορά που «κόβεται» η τροφοδοσία του μικροελεγκτή, η συχνότητα που τελικά προκύπτει, αποθηκεύεται στην μνήμη EEPROM και εμφανίζεται το μήνυμα «Frequency saved» στην οθόνη.

Το αμέσως επόμενο και σημαντικότερο βήμα είναι να μετατρέψουμε τη συχνότητα με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να την δεχτεί στην είσοδο του το PLL. Το PLL έχει 12 εισόδους κάθε μια από τις οποίες χρειάζεται 2 καταστάσεις (0 και είσοδος στον αέρα high-Z). Αυτό που κάνουμε εμείς είναι να μετατρέψουμε την συχνότητα σε έναν αριθμό 12 bit και να στείλουμε τον αριθμό αυτό στην είσοδο του PLL για να πάρουμε την έξοδο που θέλουμε. Αυτό επιτυγχάνεται κάνοντας συνεχείς διαιρέσεις με συγκεκριμένους αριθμούς, και αναλόγως των αποτελεσμάτων θέτουμε ένα bit 0 ή high-Z. Έτσι κάνοντας 12 συγκεκριμένες διαιρέσεις με τους κατάλληλους αριθμούς βρίσκουμε σε τη κατάσταση πρέπει να θέσουμε το κάθε bit εισόδου του PLL έτσι ώστε να αντιπροσωπεύει την συχνότητα μας. Λόγω της τεχνολογίας των Pull-up αντιστάσεων και της τεχνολογίας του μικροελεγκτή παρέχουμε στο PLL ένα δωδεκαψήφιο αριθμό αποτελούμενο από 0 και 1, τις οποίες αντιλαμβάνεται ως 0 και high-Z. Παρακάτω παρουσιάζεται ένας πίνακας με τυπικές τιμές συχνοτήτων εκπομπής του πομπού, σε αντιστοιχία με την έξοδο του μικροελεγκτή προς το PLL. Το πρόγραμμα του μικροελεγκτή παρουσιάζεται στο τέλος της παρουσίασης.

| Συχν. MHz | N0 | N1 | N2 | N3 | N4 | N5 | N6 | N7 | N8 | N9 | N10 | N11 |
|--------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|-----|-----|
| 88.35 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 99.4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 94.65 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 102.35 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 102.4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 104 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 105 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 107.75 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 108 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

ΤΜΗΜΑ ΤΟΥ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ (LINEAR)

Σε αυτό το τμήμα του πομπού FM πραγματοποιείται ενίσχυση στο σήμα του τμήματος του κυρίως πομπού, αυξάνοντας την εμβέλεια του. Έτσι, από ισχύ εξόδου στο 1W, που έχει ο κύριος πομπός, μαζί με τον ενισχυτή Linear φτάνουμε σε ισχύ 30W στην έξοδο.

Οι ενισχυτές Linear είναι αρκετά γνωστοί στην μπάντα των FM. Χρησιμοποιούνται από ραδιοφωνικούς σταθμούς για την αύξηση της ισχύς του σήματος εκπομπής τους. Πρόκειται για μονάδες που ανυψώνουν την στάθμη του σήματος εξόδου στην τάξη των εκατοντάδων ή και χιλιάδων Watts. Βέβαια η τιμή αγοράς του Linear καθώς και η χρήση του πομπού, είναι έννοιες ανάλογες με την ισχύ εκπομπής. Επίσης, όταν ο πομπός δουλεύει σε επαγγελματικό επίπεδο η ισχύς είναι καθορισμένη, όσο και η συχνότητα εκπομπής, από την άδεια λειτουργίας.

Ενισχυτές Linear χρησιμοποιούνται και σε άλλες περιπτώσεις. Το ίδιο διαδεδομένη χρήση έχουν και στη μπάντα λειτουργίας των CB, ασυρμάτων VHF-UHF , καθώς και ασύρματων τηλεφώνων. Σε κάθε περίπτωση ο Linear χρησιμοποιείται για αύξηση της εμβέλειας του πομπού, έτσι ώστε να έχουμε επικοινωνία σε μεγαλύτερη απόσταση, κάτι που είναι πολύ σημαντικό για ανθρώπους που μετακινούνται και πρέπει να επικοινωνούν μεταξύ τους. Αν και η κινητή τηλεφωνία έχει εκτοπίσει αρκετά τα παραπάνω μέσα από την καθημερινή χρήση, αυτά χρησιμοποιούνται ακόμα λόγω της καλής ποιότητας και αξιοπιστίας του σήματος σε περιοχές με ιδιαιτερότητες.

Ο συγκεκριμένος Linear λειτουργεί σε συχνότητες 88 με 108 MHz, κατάλληλος για τις ανάγκες μας. Κύριο στοιχείο του είναι ένα FET που δουλεύει σε υψηλές συχνότητες και μεγάλη ισχύ, συνθήκες ικανές να εξυπηρετήσουν τις ανάγκες μας. Πρόκειται για το MRF 171 (TR1) ένα FET ισχύος N-καναλιού γνωστό και ως VMOS Fet, με V να σημαίνει Vertical. Καλό θα ήταν πριν προχωρήσουμε παρακάτω να αναφερθούμε στα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει το συγκεκριμένο είδος των FET σε σχέση με τα διπολικά τρανζίστορ.

Τα VMOS Fets ισχύος έχουν μεγαλύτερη σύνθετη αντίσταση εισόδου, μεγαλύτερο εύρος ζώνης και μεγαλύτερη γραμμικότητα. Επιπλέον, η σταθερά θερμοκρασίας του κέρδους είναι

αρνητική, δηλαδή με ένα σταθερό επίπεδο οδήγησης στην πύλη του, ένα VMOS Fet άγει λιγότερο ρεύμα και ζεσταίνεται περισσότερο.

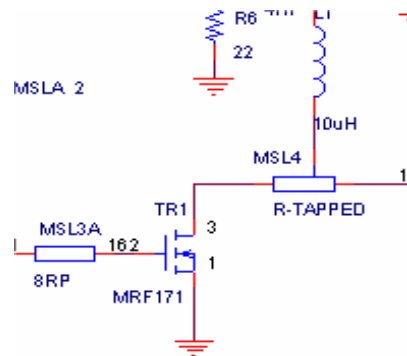
Ως προς τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν σε σχέση με τα διπολικά είναι ότι η τάση κορεσμού της πύλης του VMOS είναι κάπως μεγαλύτερη από αυτήν του ισοδύναμου διπολικού. Επίσης, η σχετικά μεγάλη χωρητικότητα πύλης (τυπικές τιμές : 500-800pF) σημαίνει ότι η είσοδος θα τείνει να απορροφά αξιοσημείωτο ρεύμα στις υψηλότερες ακουστικές συχνότητες.

Από τις πρώτες εφαρμογές των VMOS Fet ισχύος ήταν η χρήση τους στην τελική βαθμίδα ενισχυτή ενός ραδιοπομπού. Η ευκολία με την οποία μπορούν τα εξαρτήματα να συνδεθούν παράλληλα για να αποκτήσουν μεγαλύτερη ισχύς εξόδου, η μειωμένη απαιτούμενη ισχύς οδήγησης και η ευρεία περιοχή συχνοτήτων, ευνοούν την χρησιμοποίησή τους σε πομπούς. Οι κατασκευαστές τους ισχυρίζονται πως τα VMOS εξαρτήματα μπορούν να αντέξουν απεριόριστο VSWR χωρίς να καταστραφούν. Στην κατάσταση VSWR προσπαθούμε να εκπέμψουμε χωρίς φορτίο κεραίας και αυτό είναι σημαντικό για πειραματισμούς με ένα πομπό. Στην κατάσταση αυτή η βαθμίδα εξόδου τίθεται σε υπερβολική κατανάλωση ισχύος.

Το VMOS Fet ισχύος είναι μια παραλλαγή ως προς την ανατομία της κατασκευής, σε σχέση με τα συμβατικά τρανζίστορ ισχύος, αλλά έχει και μερικές διαφορές. Στην ανατομία του άλλωστε οφείλει και το όνομα του, γιατί αν κάποιος παρακολουθήσει την τομή ενός VMOS, θα αντιληφθεί ένα κανάλι σχηματισμένο κατά V, χαραγμένο στο υλικό όπως η σύνδεση της πύλης. Ένα στρώμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2) μονώνει το κανάλι της αγωγίμης πύλης από τα ημιαγωγά υλικά και δίνει στο εξάρτημα τα χαρακτηριστικά υψηλής σύνθετης αντίστασης. Η σύνδεση πηγής βρίσκεται πάνω από τα n και p υλικά και παρέχει την απομένουσα σύνδεση ισχύος. Πρακτικά πολλά κανάλια τύπου V και συνδέσεις πηγών παραλληλίζονται για να παρέχουν ικανότητα υψηλού ρεύματος. Κατά την χρήση η υποδοχή και η πύλη πολώνονται θετικά ως αναφορά την πηγή.

Κάθε V ράβδωση δημιουργεί δύο κανάλια, ένα σε κάθε πλευρά ράβδωσης, έτσι ώστε η πυκνότητα ρεύματος να διπλασιάζεται. Δηλαδή, τα VMOS εξαρτήματα μπορούν να έχουν μεγάλη ευαισθησία με κανάλια μικρότερου μήκους από τα συμβατικά MOS Fets. Για παράδειγμα το ένα MOS Fet χρειάζεται τουλάχιστον 5 micrometer κανάλι. Τα VMOS εξαρτήματα χρειάζονται περίπου 1,5 micrometer για ικανοποιητικά αποτελέσματα και συντομότερες V ραβδώσεις σημαίνουν μικρότερη χωρητικότητα διαφυγής και βελτιωμένη λειτουργία στις υψηλές συχνότητες.

Η πύλη του συγκεκριμένου VMOS (MRF 171) πολώνεται κατάλληλα από τα στοιχεία του κλάδου που οδηγούν το στοιχείο MSL3. Η πηγή του, που αποτελείται από δύο κανάλια γειώνεται. Η κατανάλωση παρέχει την απαραίτητη ισχύ, η οποία μέσα από κατάλληλο δικτύωμα οδηγεί στην κεραία εκπομπής ισχύ 30W.



Το σήμα από τον πομπό οδηγείται στην είσοδο RF IN. Στην συνέχεια ένα φίλτρο αποτελούμενο από τους πυκνωτές C1 (6,8p), C2 (100p+22p), C3 (1000p), το πηνίο T1, το στοιχείο MSL1 και το στοιχείο MSL3 καθαρίζει κατάλληλα το σήμα από ανεπιθύμητες αρμονικές παραμόρφωσης και το οδηγεί για ενίσχυση στην πύλη του VMOS. Το πηνίο T1 με τις κατάλληλες αναδράσεις που παρέχει και με την γείωση ενός κομματιού του καθορίζει το φίλτρο. Τα στοιχεία MSL1 και MSL3 αποτελούν κατάλληλες γραμμές μεταφοράς πάνω στην πλακέτα για τον σωστό καθαρισμό του σήματος.

Το ενισχυμένο από το VMOS σήμα στην κατανάλωση οδηγείται από ένα ίδιο φίλτρο στην έξοδο RF Out, η οποία με την σειρά της οδηγεί την κεραία εκπομπής. Το συγκεκριμένο φίλτρο διαφέρει από το προηγούμενο ως προς την είσοδο και την έξοδο του και ως προς τον πυκνωτή C2 (100p+10p), που εδώ ονομάζεται C5. Έτσι, το φίλτρο εξόδου είναι συνδεδεμένο ανάποδα από το φίλτρο εισόδου. Δηλαδή, ενώ στην είσοδο οδηγούμε το σήμα στον πυκνωτή C1 που είναι 6,8p, στην έξοδο εξάγουμε το σήμα από ένα πυκνωτή 6,8p (C6). Έτσι, το σήμα οδηγείται καθαρό στην κεραία και εκπέμπεται κανονικά.

Η πόλωση της πύλης του VMOS πραγματοποιείται με την βοήθεια του κλάδου που αποτελείται από τις αντιστάσεις R5 (5,6K), R3 (1K), R2 (1M), R1 (51) το ποτενσιόμετρο R4 (100K) και τους πυκνωτές C8 (100n) και C7 (100p). Με το ποτενσιόμετρο καθορίζουμε το ποσοστό της τάσης τροφοδοσίας (28V), μετριασμένης όμως από την αντίσταση R5, που θα οδηγηθεί στην πύλη. Στην συνέχεια η τάση αυτή διαιρείται περαιτέρω από τον διαιρέτη των R3 και R2 μετριάζεται από την αντίσταση R1 και καταλήγει στο στοιχείο MSL2. Στα άκρα της R1 συνδέονται οι δύο πυκνωτές C8 και C7 που φιλτράρουν επιπλέον την τάση αυτή. Το

MSL2 συνδέεται στο MSL1 και στο MSL3 και το τελευταίο με την σειρά το πολώνει και οδηγεί τη πύλη.

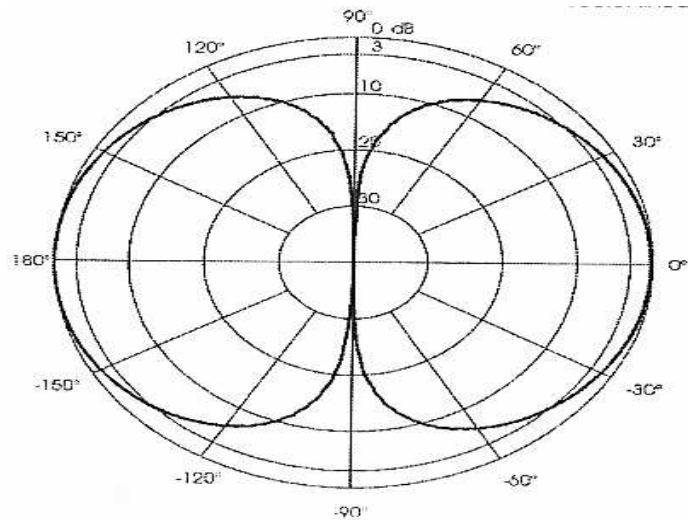
Στο στοιχείο MSL4 συνδέονται από την μια η κατανάλωση του VMOS και από την άλλη η ζεύξη του φορτίου και τα στοιχεία που πολώνουν την κατανάλωση του VMOS ως προς τις dc τάσεις. Η τροφοδοσία V_{DD} φιλτράρεται μέσω του ηλεκτρολυτικού πυκνωτή C11 (2,2 μ), του πυκνωτή C9 (100n), και του δικτύωματος που αποτελείται από την αντίσταση R6 (2 αντιστάσεις των 22) και τον πυκνωτή C10 (3 πυκνωτές των 47n). Έτσι οδηγείται στο πηνίο L1 που εκτελεί χρέη φορτίου. Από την παραπάνω περιγραφή αντιλαμβανόμαστε ότι έχουμε την μέγιστη μεγάλη ισχύ στην έξοδο του linear. Το πηνίο L2 (VK200) αποκόπτει οποιεσδήποτε συνιστώσες της υψηλής συχνότητας, έτσι ώστε να μην εισχωρήσουν στο τροφοδοτικό μας και το καταστρέψουν.

Πριν την έξοδο του linear συνδέονται μεταξύ σήματος εξόδου και γείωσης κάποιες διόδους, που σκοπό έχουν να ανορθώσουν και να βοηθήσουν το σήμα να εκπεμφθεί καθαρισμένο από ανεπιθύμητα σήματα. Η χαρακτηριστικές αντιστάσεις τόσο της εισόδου όσο και της εξόδου είναι στα 50 Ω . Επίσης, ο linear είναι κατασκευής broad band, έχει δηλαδή σταθερό κέρδος σε όλη την μπάνα των FM. Η ισχύς εισόδου θα πρέπει να είναι μικρότερη από 1W για να μην καταστραφεί το VMOS Fet. Έτσι, μπορούμε να συνδέσουμε κατάλληλα τόσο την είσοδο του linear με την έξοδο του πομπού, όσο και την έξοδο του linear με κάποια κεραία εκπομπής.

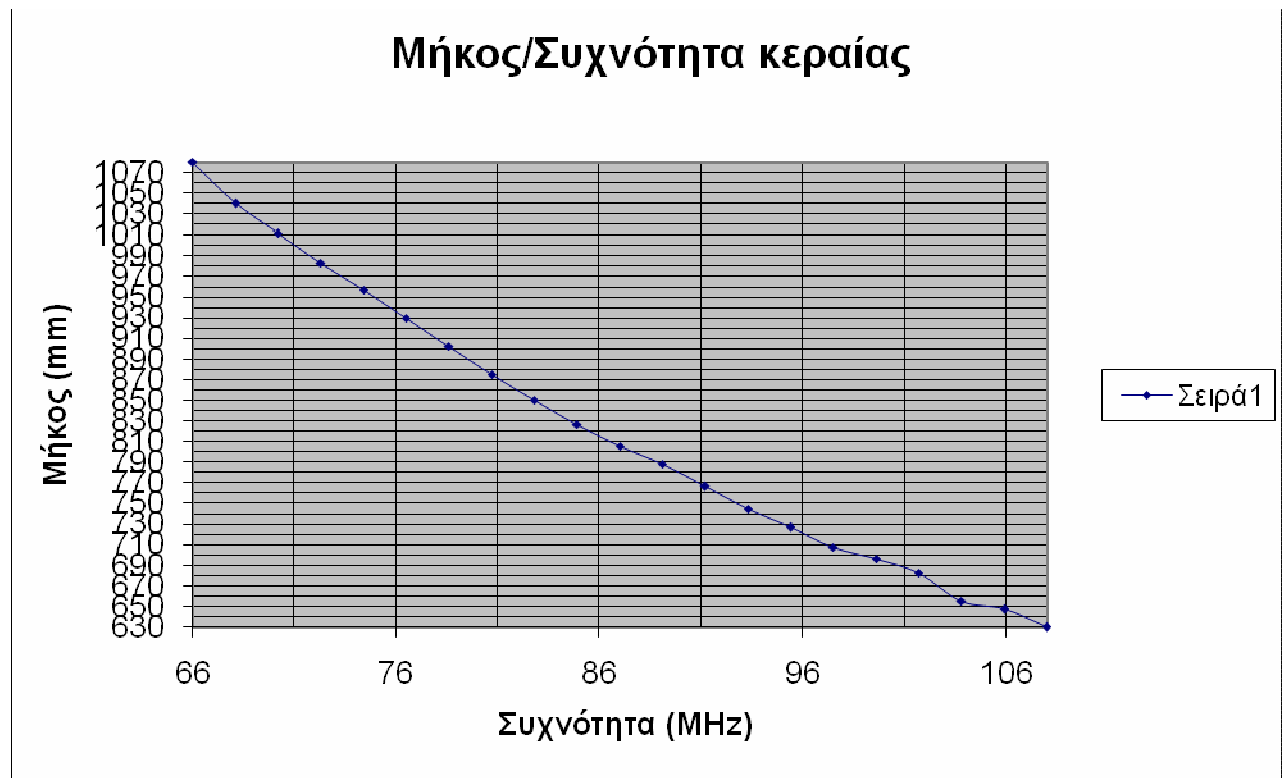
Ως κεραία εκπομπής χρησιμοποιούμε μια κεραία 1/4 λ γειωμένου επιπέδου κάθετης πόλωσης στην μπάνα των FM. Συγκεκριμένα πρόκειται για κεραία που λειτουργεί στα 66 με 108MHz κατάλληλο φάσμα για την εφαρμογή μας, αφού για μας αρκεί το εύρος των 87,5MHz έως 108MHz. Μια κεραία αποτελείται από ένα ή περισσότερους μεταλλικούς αγωγούς και χρησιμοποιείται για την λήψη ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Επειδή έχουμε εκπομπή σήματος η κεραία μετατρέπει τα υψίσουχνα ρεύματα που παράγει ο πομπός σε ηλεκτρομαγνητικά κύματα τα οποία ακτινοβολεί στο χώρο. Η σύνδεση της κεραίας με τον πομπό πραγματοποιείται με την βοήθεια καλωδίου 50 Ω και ονομάζεται γραμμή μεταφοράς. Η γραμμή μεταφοράς συνδέεται πάνω στην βάση της κεραίας και η οποία βάση στερεώνεται με την βοήθεια βιδών τύπου άλεν πάνω στον ιστό της. Λόγω του σκοπού της εργασίας ως ιστός έχει επιλεγεί ένα κομμάτι κατάλληλου σωλήνα με αποσπώμενη βάση, μικρού μήκους. Κανονικά το μήκος του ιστού είναι αρκετά μέτρα ή η κεραία στερεώνεται σε κάποιο ψηλό σημείο κάποιου κτιρίου. Με αυτό τον τρόπο έχουμε ικανοποιητική ακτινοβολία στο χώρο. Η αντίσταση εισόδου της είναι φυσικά 50 Ω , γιατί και η σύνθετη αντίσταση εξόδου του γραμμικού ενισχυτή είναι και αυτή 50 Ω καθώς και του καλωδίου μεταξύ τους σύνδεσης.

Πρόκειται για την αντίσταση που παρουσιάζει η κεραία στο σημείο ακριβώς που συνδέεται με την γραμμή μεταφοράς. Ορίζεται από το λόγο της τάσης προς το ρεύμα εισόδου. Η αντίσταση εισόδου δεν μπορεί να μετρηθεί με ομώμετρο, γιατί η κεραία ως συντονιζόμενο στοιχείο θα παρουσιάζει σύνθετη αντίσταση. Η αντίσταση αυτή άλλοτε θα είναι επαγωγική και άλλοτε χωρητική. Αυτό καθορίζεται από την σχέση που υπάρχει μεταξύ του μήκους κύματος της ακτινοβολίας που εκπέμπεται και του μήκους κύματος της κεραίας. Η απολαβή της κεραίας κυμαίνεται από 0 μέχρι 2,14dBi σε κάθετη πόλωση. Η απολαβή μιας κεραίας ορίζεται από το λόγο της εκπεμπόμενης ισχύς από την κεραία προς την εκπεμπόμενη ισχύ από την κεραία αναφοράς. Με τον όρο κεραία αναφοράς γνωστή και ως ιστροπική εννοούμε την πιο απλή μορφή κεραίας. Είναι η κεραία που θα ακτινοβολούσε το ίδιο ποσοστό ισχύος προς όλες τις κατευθύνσεις σε όλη την ισχύ που θα εφαρμοζόταν σε αυτήν. Πρόκειται δηλαδή για μια υποθετική μορφή κεραίας που δεν έχει υλοποιηθεί στην πραγματικότητα. Ανάλογα με τον τύπο της κεραίας αλλάζει και η κεραία αναφοράς. Το εύρος του κύριου λοβού στα -3db είναι 86° . Με λόγο 2/1 προστασίας στάσιμων κυμάτων στα 66MHz ο κατασκευαστής αναφέρει ότι έχουμε εύρος ζώνης 6,5MHz, ενώ ο λόγος προστασίας στάσιμων κυμάτων είναι μικρότερος ή ίσος με 1,2/1. Η μέγιστη ισχύς εκπομπής φτάνει τα 500W. Το σύστημα τροφοδοσίας βρίσκεται στο κέντρο και η σύνδεση είναι UHF θηλυκή.

Ένα άλλο χαρακτηριστικό της κεραίας αποτελεί το διάγραμμα ακτινοβολίας. Το διάγραμμα αυτό περιγράφει τον τρόπο με τον οποίο ακτινοβολεί η κεραία στο χώρο. Χαράσσεται πάνω σε πολικές συντεταγμένες και απεικονίζει τα σχετικά μεγέθη των τάσεων που αναπτύσσονται στην είσοδο της κεραίας σε σχέση με την γωνία ακτινοβολίας. Το διάγραμμα ακτινοβολίας φαίνεται παρακάτω. Πρόκειται για μία τυπική μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας στα 66MHz. Παρατηρούμε ότι η ακτινοβολία της κεραίας είναι ικανοποιητική στο χώρο. Παράγει δύο κύριους λοβούς ακτινοβολίας απόλυτα συμμετρικούς, με μεγάλο εύρος. Συγκεκριμένα βάση κατασκευαστή καλύπτει 360° στο οριζόντιο επίπεδο. Αυτό συμβαίνει γιατί και οι δύο λοβοί ξεκινούν από τις μηδέν μοίρες στο διάγραμμα ακτινοβολίας με αρκετά απότομη κλίση, καλύπτοντας μεγάλο εύρος. Χάρη στην απουσία δευτερευόντων-πλευρικών λοβών έχουμε την μέγιστη δυνατή εκπομπή της ισχύς, που φτάνει στην κεραία από τον πομπό.



Επιπλέον, το μήκος της κεραίας μεταβάλλεται για καλύτερη προσαρμογή σε σχέση με την συχνότητα ακτινοβολίας, που έχουμε κάθε φορά και φαίνεται στον παρακάτω πίνακα. Πρόκειται για το αρνητικό σημείο της κεραίας, αλλά λόγω της εφαρμογής μας απλοποιείται αρκετά, γιατί η κεραία βρίσκεται κοντά στον πομπό, με αποτέλεσμα να μεταβάλλουμε εύκολα την συχνότητα εκπομπής του πομπού και το μήκος της κεραίας. Έτσι εξαλείφουμε την παρουσία στάσιμων κυμάτων στην κεραία, που καταναλώνουν μέρος της ισχύς του εκπεμπόμενου σήματος και εισάγουν κάποια παραμόρφωση.



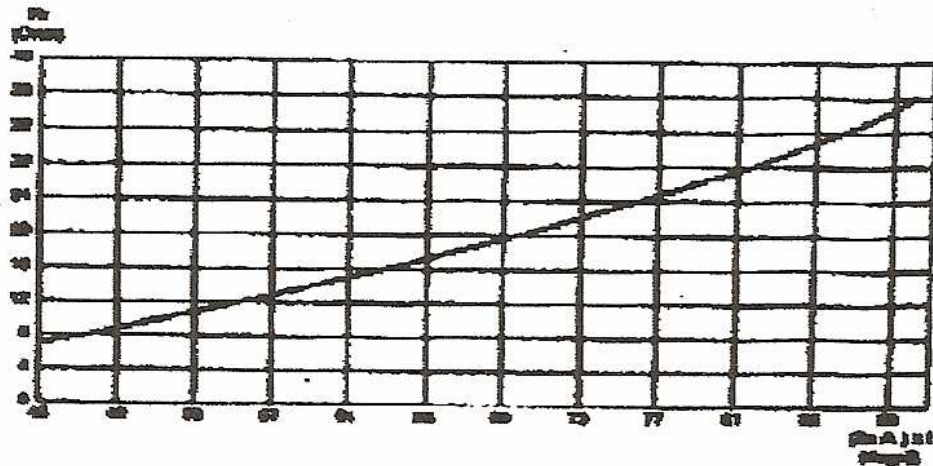
Σε επαγγελματικό επίπεδο το μήκος της κεραίας πάλι εξαρτάται από την συχνότητα εκπομπής, αλλά συνήθως σε αυτές τις περιπτώσεις είναι προκαθορισμένη η συχνότητα εκπομπής και έτσι κατά την τοποθέτηση της κεραίας της δίνουμε και το κατάλληλο μήκος.

Στο σημείο αυτό καλό θα ήταν να αναφέρουμε κάποια σημαντικά στοιχεία που αφορούν τις κεραίες εκπομπής, καθώς και κάποιά σημαντικά είδη κεραιών που χρησιμοποιούνται. Αρχικά θα πρέπει να αναφέρουμε ότι σε διατάξεις πομπών γενικά το τελευταίο στάδιο στην μονάδα είναι η κεραία. Πρόκειται για το πιο απαραίτητο τμήμα, γιατί χωρίς αυτό δεν μπορούμε να εκπέμψουμε. Αντίστοιχα είναι και το πιο απαραίτητο τμήμα στον δέκτη για την αναπαραγωγή του σήματος εκπομπής. Η απόδοση ενός πομπού εξαρτάται κατά ένα πολύ μεγάλο μέρος και από την σωστή επιλογή και τη ποιότητα κατασκευής και εγκατάσταση της κεραίας. Τα χαρακτηριστικά μεγέθη μιας τυπικής κεραίας αναφέρονται παρακάτω.

Αντίσταση ακτινοβολίας και σύνθετη αντίσταση. Η αντίσταση ακτινοβολίας, που σημειώνεται ως R_r , εξαρτάται από το είδος της κεραίας και κατά συνέπεια από πολλές παραμέτρους που σχετίζονται από την ίδια την κατασκευή της. Πρόκειται για ένα πολύ σπουδαίο χαρακτηριστικό όσο και ενεργό στοιχείο της κεραίας το οποίο μεταφράζει την ισχύ σε εκπεμπόμενη ενέργεια. Εάν I είναι το ρεύμα τροφοδοσίας της κεραίας, η εκπεμπόμενη ισχύς περιγράφεται από τη παρακάτω σχέση:

$$P_{\text{ΕΚΠΕΜΠΟΜΕΝΗ}} = R_r \cdot I^2.$$

Η αριθμητική τιμή της αντίστασης ακτινοβολίας μπορεί να φτάσει τις πολλές εκατοντάδες Ohms όπως επίσης μπορεί να μειωθεί στην τιμή των μερικών δεκάδων Ohms ανάλογα με τον τύπο της εκάστοτε κεραίας. Παρακάτω παρουσιάζεται ένα τυπικό διάγραμμα μιας κεραίας της αντίστασης ακτινοβολίας της σε συνάρτηση με το μήκος, μεταξύ $\lambda/4$ και $\lambda/8$.



Απόδοση. Η απόδοση της κεραίας είναι επίσης ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό, με το οποίο μεταφράζεται η ικανότητα της κεραίας να ακτινοβολεί μια δεδομένη ισχύ σε συνάρτηση με την ισχύ που εφαρμόζεται στην κεραία αυτή. Η απόδοση μιας κεραίας εκφράζεται με μια απλή μαθηματική σχέση:

$$n\% = R_r / R_r + R_p$$

όπου R_p το σύνολο των απωλειών που σχετίζονται με το μέσο ακτινοβολίας. Οι απώλειες αυτές μπορεί να είναι ωμικές (μέσα στους αγωγούς της ίδιας της κεραίας) και απώλειες που οφείλονται στην ποιότητα του εδάφους που περιβάλλει την εγκατάσταση της κεραίας.

Εάν μελετήσουμε την μαθηματική σχέση που μας δίνει την απόδοση μιας κεραίας θα παρατηρήσουμε ότι είναι ακόμα πιο δύσκολο να φτάσουμε σε ένα ικανοποιητικό επίπεδο απόδοσης, όσο πιο μικρή τιμή έχει η αντίσταση ακτινοβολίας της κεραίας, γιατί στην περίπτωση αυτή οι απώλειες θα είναι εξίσου μικρές. Η έκφραση που μας δίνει την σύνθετη αντίσταση της κεραίας, παρεμβάλλοντας στους υπολογισμούς τις απώλειες γράφεται:

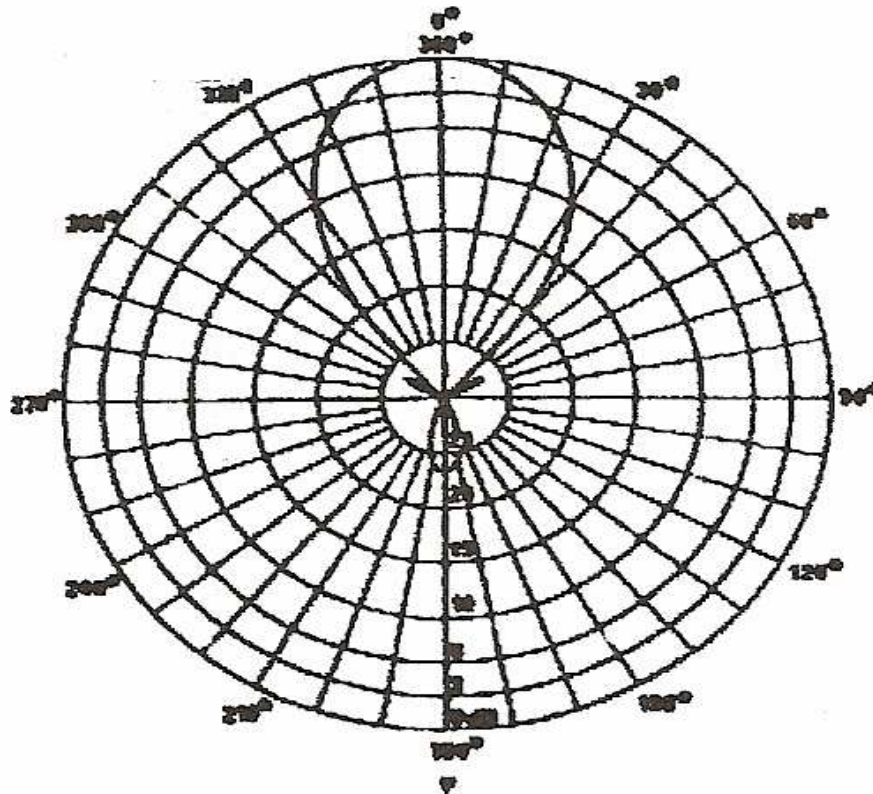
$$Z_i = R_r + R_p + jX.$$

Πόλωση. Η πόλωση μιας κεραίας αντιστοιχεί εξ' ορισμού στην διεύθυνση του ανύσματος που έχει το ηλεκτρικό πεδίο E του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που αναπτύσσεται από την κεραία αυτή. Σε γενικές γραμμές το άνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου E είναι παράλληλο στους αγωγούς που συνθέτουν την κεραία αυτή. Κατά συνέπεια μια κεραία που αποτελείται από έναν κάθετο αγωγό, ως προς την επιφάνειά της γης θα έχει κάθετη πόλωση και μια κεραία

που αποτελείται από ένα οριζόντιο αγωγό, δηλαδή παράλληλο προς την επιφάνεια της γης θα έχει αντίστοιχα οριζόντια πόλωση. Η έννοια του αγωγού θα πρέπει να ληφθεί με τη γενική έννοια που προσδίδεται σε αυτόν. Δηλαδή δεν πρόκειται αποκλειστικά για ένα κομμάτι καλωδίου, αλλά μπορεί να είναι ένας πυλώνας μεγάλων φυσικών διαστάσεων (σε κάθετη πόλωση) όπως επίσης και ένα μαστίγιο με μερικά μέτρα μήκος.

Παρατηρούμε έτσι ότι υπάρχουν δύο βασικοί τρόποι πόλωσης, ενώ για τις κεραίες που είναι σύνθετες, τόσο στην κατασκευή τους όσο και στην τροφοδοσία τους είναι δυνατό να έχουμε δύο διαφορετικούς τρόπους πόλωσης, όπως η κυκλική πόλωση ή για παράδειγμα η ελλειπτική πόλωση (δεξιά κυκλική πόλωση ή αριστερή κυκλική πόλωση).

Διάγραμμα ακτινοβολίας. Για να γνωρίζουμε ποιες είναι οι περιοχές μέσα στο χώρο στις οποίες η κεραία μας ακτινοβολεί ένα ποσό ισχύος (ισχύς εκπομπής) ή ένα πεδίο δεδομένης τιμής, είμαστε υποχρεωμένοι να χαράξουμε ένα διάγραμμα, γνωστό ως διάγραμμα ακτινοβολίας. Πρόκειται για ένα διάγραμμα που ουσιαστικά είναι το διάγραμμα της έντασης του πεδίου ακτινοβολίας από την κεραία για διαφορετικές γωνίες του επιπέδου.



Παραπάνω φαίνεται ένα διάγραμμα ακτινοβολίας που αποτελείται από ένα κύριο και ένα δευτερεύοντα λοβό, που βρίσκονται σε αντιδιαμετρική θέση ως προς το σημείο ακτινοβολίας της κεραίας. Ο κύριος λοβός υπερτερεί σε σχέση με τον δευτερεύοντα χωρίς αυτό να

σημαίνει ότι δεν καταναλώνεται ενέργεια, από την ενέργεια ακτινοβολίας της κεραίας στο δευτερεύοντα λοβό.

Ενδιαφέρον παρουσιάζουν δύο επίπεδα του διαγράμματος ακτινοβολίας:

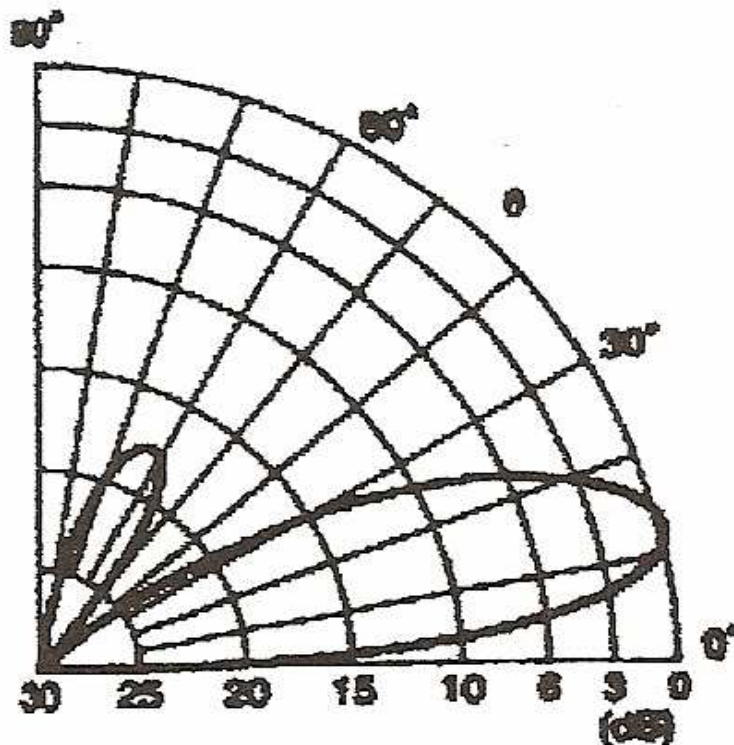
Το πρώτο είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας για το οριζόντιο επίπεδο για μια δεδομένη θέση τοποθέτησης της κεραίας.

Το δεύτερο είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας για το κάθετο επίπεδο για μια δεδομένη ανύψωση της κεραίας.

Επίσης, υπάρχει ένας ορισμένος αριθμός εννοιών αρκετά χρήσιμων για την κεραία που συνδέονται με τα διαγράμματα αυτά:

Το εύρος του κύριου λοβού στα -3dB που παριστά την γωνιακή απόκλιση στα άκρα της διεύθυνσης του μεγίστου, για την οποία το μέγιστο αυτό έχει τη μισή αριθμητική τιμή. Στο παραπάνω σχήμα το εύρος του λοβού στα -3dB είναι 55° .

Η έννοια των πλευρικών λοβών: μπορούν να υπάρξουν διευθύνσεις διαφορετικές από αυτήν του μεγίστου λοβού για τις οποίες έχουμε δευτερεύοντα μέγιστα και είναι οι γνωστοί δευτερεύοντες ή και πλευρικοί λοβοί.



Στο παραπάνω σχήμα, που είναι ένα τεταρτημόριο ενός διαγράμματος ακτινοβολίας, παρατηρούμε ότι ο κύριος λοβός βρίσκεται στις 13° και ο δευτερεύοντας στις 62° . Και εδώ

φαίνεται ότι ο κύριος λοβός υπερτερεί του δευτερεύοντος, αλλά είναι αρκετά μικρότερη η διαφορά σε σχέση με το προηγούμενο διάγραμμα ακτινοβολίας.

Η σπουδαιότητα των δευτερευόντων λοβών δεν είναι αμελητέα, γιατί παριστούν τις κατευθύνσεις στις οποίες ακτινοβολείται ένα τμήμα της ενέργειας του πομπού και η χαμένη αυτή ενέργεια μπορεί να σημαίνει την παρουσία μιας πρόσθετης πηγής παρασίτων του πομπού.

Απολαβή. Εάν κοιτάξουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας διαπιστώνουμε ότι η ακτινοβολούμενη ισχύς μπορεί να είναι συγκεντρωμένη σε μια κατεύθυνση. Η απολαβή ισχύος μιας κεραίας, που συμβολίζεται ως G , προς μια συγκεκριμένη διεύθυνση ορίζεται από τον παρακάτω λόγο:

$$G = \frac{\text{εκπιπομένη ισχύς από την κεραία}}{\text{εκπεμπομένη ισχύς από την κεραία αναφοράς}}$$

Η κεραία αναφοράς είναι η πιο απλή μορφή κεραίας. Είναι η κεραία εκείνη η οποία θα ακτινοβόλουσε το ίδιο ποσό ισχύος προς όλες τις κατευθύνσεις σε όλη την ισχύ που θα εφαρμοζόταν σε αυτήν. Μια τέτοια κεραία, που είναι μια φανταστική μορφή κεραίας και δεν έχει υλοποιηθεί στην πραγματικότητα, ονομάζεται ιστροπική και ουσιαστικά πρόκειται για μια ιδανική πηγή που βρίσκεται σε έναν ισότροπο χώρο και χρησιμοποιείται ως αναφορά. Η έννοια της απολαβής, που εκφράζεται από ένα λόγο, ταιριάζει λοιπόν πάρα πολύ καλά σε μια κλίμακα με άξονα dB. Αν λάβουμε για αναφορά μια ιστροπική κεραία, η απολαβή μιας κεραίας θα γραφεί σε κλίμακα dBi (από το dB iso).

Παρόλα αυτά και αναλόγως του τύπου της κεραίας, η αναφορά είναι συνήθως διαφορετική, ενώ η τελευταία αυτή αναφορά εκφράζεται και αυτή σε σχέση με την ιστροπική κεραία. Δηλαδή, για μια κεραία με οριζόντια πόλωση, θα αναφερόμαστε στο οριζόντιο δίπολο μισού μήκους κύματος του οποίου η απολαβή είναι ίση με 2,16 dBi.

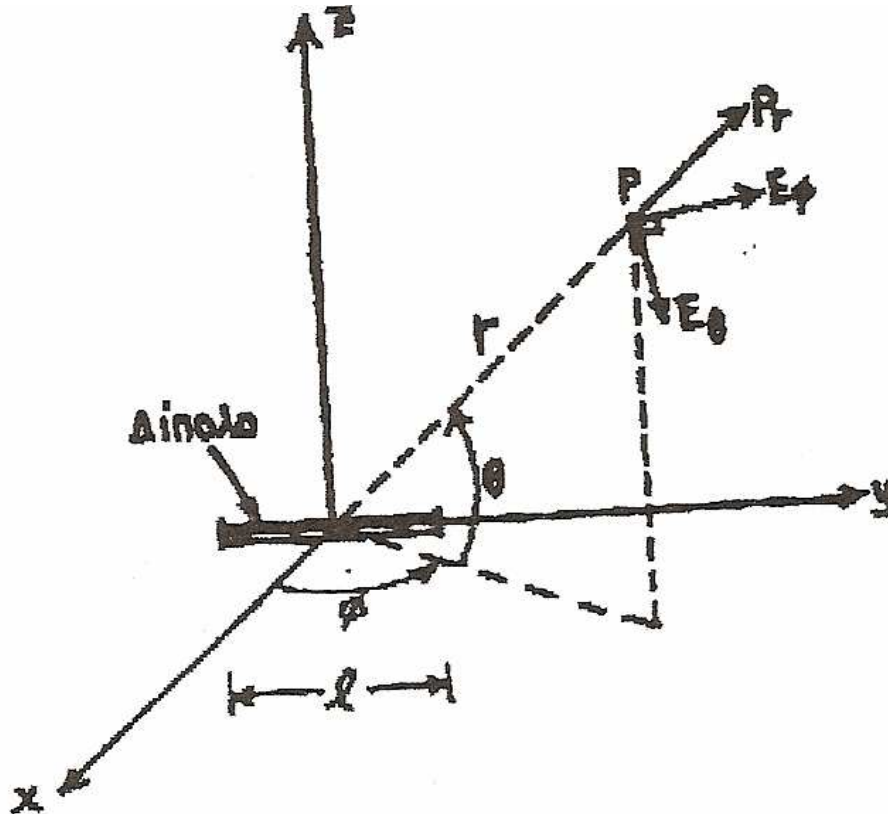
Για μια κεραία με κάθετη πόλωση θα αναφερόμαστε στο μονόπολο του οποίου η απολαβή ισούται με 4,47 dBi. Το μονόπολο είναι μια κάθετη κεραία τοποθετημένη στο επίπεδο ενός εδάφους που είναι ιδανικός αγωγός, του οποίου το μήκος είναι πολύ μικρό ω προς το μήκος κύματος (από $\lambda/20$ ως $\lambda/10$). Ο παρακάτω πίνακας είναι ένας πίνακας απολαβών των διαφορετικών κλασικών τύπων κεραιών για την διεύθυνση της μέγιστης απολαβής.

| Είδος κεραίας | Απολαβή ισοτροπικής | Απολαβή ισοτροπικής σε dB | Απολαβή δίπολου $\lambda/2$ σε dB | Απολαβή κάθετης κεραίας σε dB |
|--|------------------------|---------------------------------|---|-------------------------------------|
| Ισοτροπική κεραία | 1 | 0 | | |
| Στοιχειώδες δίπολο σε ελεύθερο χώρο | 1,5 | 1,76 | -0,39 | |
| Κάθετη κεραία στο έδαφος | 3 | 4,77 | | 0 |
| Δίπολο $\lambda/2$ σε ελεύθερο χώρο | 2,41 | 3,82 | 1,67 | |
| Κάθετη κεραία $\lambda/4$ στο έδαφος | 3,28 | 5,16 | | 0,39 |
| Κάθετη κεραία $\lambda/2$ στο έδαφος | 4082 | 6,83 | | 2,06 |

Ο πίνακας μας παρέχει την απολαβή των κεραιών που περιγράφονται και επαληθεύει την σχέση της απολαβής G που προαναφέραμε.

Στο σημείο αυτό και μετά την αναφορά σε γενικά στοιχεία κεραιών, επανερχόμαστε στη μπάνα των FM. Παρακάτω περιγράφονται μερικές πρακτικές κεραιές στα FM.

Η πιο συνηθισμένη μορφή κεραιάς σε αυτές τις συχνότητες είναι το δίπολο. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται το στοιχειώδες δίπολο με τις συντεταγμένες αναφοράς.



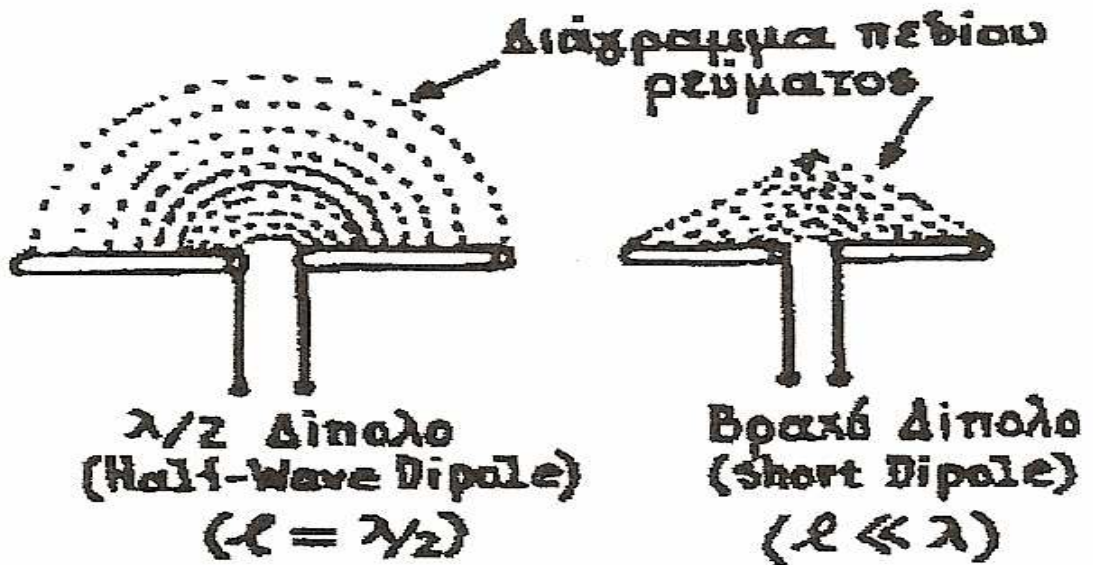
Στο παραπάνω σχήμα, που είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας του δίπολου, έχουμε $l =$ μήκος δίπολου, $r = \text{large}$, $Z_{\text{dipole}} = 72\Omega$ όταν $l = 0,5 \lambda^2$. Στις ραδιοσυχνότητες που μας ενδιαφέρουν χρησιμοποιούμε την έμμεση ακτινοβολία. Σε αυτή η μέγιστη ακτινοβολία σχηματίζει μια ορισμένη γωνία ως προς το οριζόντιο επίπεδο. Η γωνία αυτή ορίζεται σε συνάρτηση με την απόσταση στην οποία βρίσκεται η ζώνη η οποία πρόκειται να εξυπηρετηθεί.

Κάθε διεύθυνση ορίζεται από το αζιμούθιο Φ και την γωνία θ που σχηματίζει η κατακόρυφη με την θεωρούμενη διεύθυνση. Αν πάρουμε μια κατακόρυφη τομή έχουμε το κατακόρυφο διάγραμμα το οποίο δίνει την ένταση του πεδίου σε συνάρτηση με την γωνία θ . Αν πάρουμε το οριζόντιο επίπεδο δηλαδή την γωνία με θ ίση με 90° τότε έχουμε το οριζόντιο διάγραμμα ακτινοβολίας σε συνάρτηση με την γωνία Φ .

Για παράδειγμα αν εφαρμόσουμε μια σημειακή πηγή με ένταση πεδίου $E = E_m \sin \varphi$ και θέλουμε να σχεδιάσουμε το διάγραμμα ακτινοβολίας, τότε βάση της σχέσης της έντασης του πεδίου δίνοντας τιμές στη γωνία φ έχουμε το παρακάτω πίνακα:

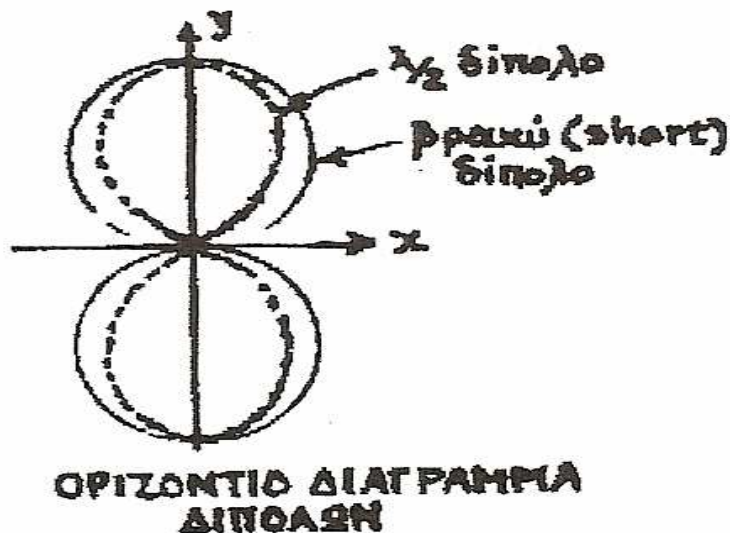
| | | | | | | | |
|-----------|-------|-----|-------|------|---------|----------|----------|
| φ | 0 | 90° | 180° | 270° | $\pi/4$ | $3\pi/4$ | $5\pi/4$ |
| E | E_m | 0 | E_m | 0 | $E_m/2$ | $E_m/2$ | $E_m/2$ |

Παρακάτω έχουμε το $\lambda/2$ και το βραχύ δίπολο.

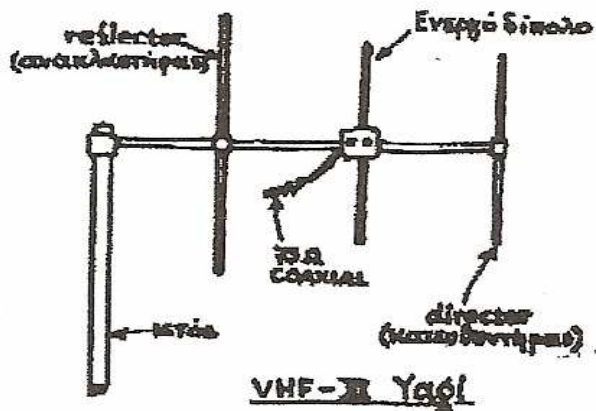
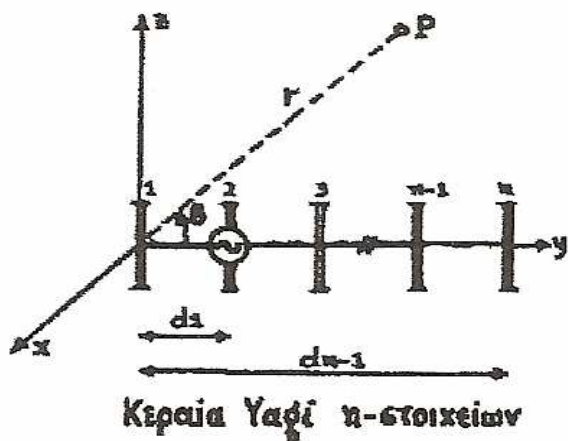


Η διαφορά μεταξύ τους καθώς και με το απλό δίπολο φαίνεται στο διάγραμμα πεδίου του ρεύματος. Στο απλό δίπολο το πεδίο διαχέεται ομοιόμορφα στο χώρο. Η βασική διαφορά τους με το απλό δίπολο βρίσκεται στο μήκος τους και διαφοροποιούν έτσι την συχνότητα ακτινοβολίας.

Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται το οριζόντιο διάγραμμα δίπολων. Παρατηρούμε ότι το βραχύ δίπολο έχει μεγαλύτερο εύρος στον άξονα των χ . Επίσης έχουν και τα δύο από δύο λοβούς ακτινοβολίας με δύο μέγιστα, δηλαδή οι κεραιές εκπέμπουν προς δύο αντίθετες κατευθύνσεις.



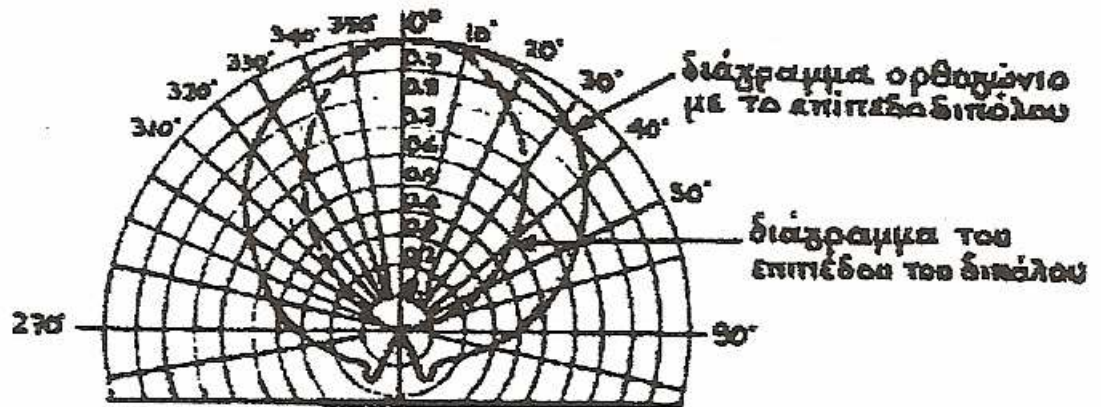
Μια άλλη σημαντική μορφή κεραίας είναι η κεραία Yagi. Πρόκειται για κεραία εκπομπής και λήψης στη μάντα των FM, χρησιμοποιείται όμως με μικρές παραλλαγές και στην συχνότητα των τηλεοπτικών σημάτων. Η κεραία αυτή όπως φαίνεται και από το παρακάτω σχήμα αποτελείται από ένα ενεργό ή αλλιώς όπως ονομάζεται οδηγούμενο στοιχείο, το οποίο είναι ουσιαστικά ένα $\lambda/2$ δίπολο, έναν ανακλαστήρα (reflector) που μας παρέχει την κατευθυντικότητα της κεραίας, και ένα ή περισσότερα διευθυντικά στοιχεία (directors) για αυξημένη απολαβή.



Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζονται δύο τυπικές μορφές κεραίας, μία n-στοιχείων με στοιχεία ίδιου μήκους και μία τριών στοιχείων, που αποτελεί τυπική μορφή. Παρατηρούμε στη μορφή n-στοιχείων ότι η πηγή εφαρμόζεται σε ένα δίπολο και έχουμε ένα στοιχείο ως

ανακλαστήρα σε απόσταση d_1 από αυτό. Στην άλλη μορφή έχουμε ένα ανακλαστήρα, ένα δίπολο στο οποίο εφαρμόζεται η πηγή (ενεργό) και ένα διευθυντήρα.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει το διάγραμμα ακτινοβολίας μια κεραίας Yagi και ένα τυπικό διάγραμμα επιπέδου δίπολου παρουσιάζεται παρακάτω.



Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι ο κύριος λοβός και των δύο μορφών έχει υψηλή κατευθυντικότητα και αυτό αποτελεί χαρακτηριστικό στοιχείο των Yagi.

Αν και οι κεραίες Yagi δεν μπορούν να χαρακτηριστούν ως ευρείας δέσμης, μπορούν όμως να σχεδιαστούν με μια λειτουργική απόκλιση φάσματος από $\pm 5\%$ έως $\pm 10\%$ γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας τους. Έτσι ένας σταθμός που εκπέμπει σε μια μόνο συχνότητα για παράδειγμα 100MHz, μπορεί να σχεδιάσει την κεραία εκπομπής του γύρω από αυτήν την συχνότητα, για καλύτερο και πιο ελεγχόμενο τρόπο εκπομπής. Από την άλλη μεριά ο ακροατής που δεν ακούει μόνο αυτό το σταθμό, τον ενδιαφέρει η κεραία του να έχει μεγαλύτερη απόκλιση από την κεντρική συχνότητα συντονισμού της. Για παράδειγμα αν η κεντρική συχνότητα της είναι 98MHz, τότε μια απόκλιση της τάξεως του $\pm 10\%$ θα έδινε μια μέγιστη συχνότητα απόκλισης στα 107,8MHz και μια άλλη μέγιστη συχνότητα απόκλισης στα 88,2MHz.

Ένα από τα πλεονεκτήματα της κεραίας Yagi είναι η σχετικά εύκολη προσαρμογή της για κυκλική πόλωση. Οι κεραίες Yagi για την κάλυψη της μπάντας των FM παρουσιάζουν απολαβή της τάξεως των 4 έως 5dB ανάλογα με τον αριθμό των κατευθυντήρων που έχουν από έναν έως τρεις. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν στοιχεία ακτινοβολίας για τον σχηματισμό των πολύπλοκων συστημάτων κεραίων. Συνήθως τοποθετούνται κατά ομάδες

οριζοντίως ή καθέτως για να σχηματιστεί το συνολικό διάγραμμα εκπομπής που απαιτείται κάθε φορά. Ο υπολογισμός του διαγράμματος και η συνολική ένταση του ηλεκτρικού πεδίου βρίσκεται με διανυσματική πρόσθεση σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$E(\theta,\varphi) = \text{Sei}(\theta,\varphi),$$

όπου $\text{Sei}(\theta,\varphi)$ είναι το πεδίο ακτινοβολίας της κάθε i -πηγής και $E(\theta,\varphi)$ είναι η συνολική ένταση του ηλεκτρικού πεδίου.

Η εξίσωση ισχύει υπό την προϋπόθεση ότι όλες οι κεραίες Y_{agi} στο σύστημα θεωρούνται μη ισοτροπικές πηγές ακτινοβολίας και ότι βρίσκονται στα αντίστοιχα κέντρα φάσεως των, τα οποία είναι συνήθως οι είσοδοι των οδηγούμενων στοιχείων τους (δίπολα).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

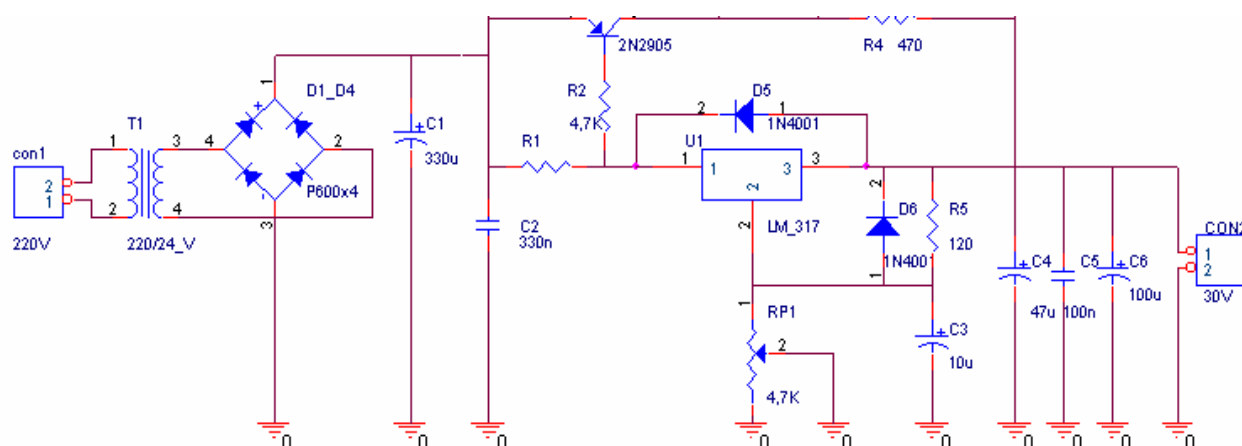
ΤΜΗΜΑ ΤΟΥ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

Σε αυτό το τμήμα του πομπού τροφοδοτούμε με τάση και ρεύμα τα υπόλοιπα τμήματα της κατασκευής. Πρόκειται για απαραίτητο τμήμα, γιατί χωρίς αυτό δεν λειτουργεί κανένα τμήμα του πομπού. Έτσι, έχουμε φροντίσει όπως έχουμε αναφέρει και παραπάνω να το απομονώσουμε από παρασιτικές συχνότητες υψηλής τιμής, προερχόμενες από τα τμήματα του πομπού που χρησιμοποιούν συχνότητες FM και οι οποίες μπορούν να το καταστρέψουν.

Πρόκειται για ένα σταθεροποιημένο τροφοδοτικό με εναλλασσόμενη τάση εισόδου 24V, με ρεύμα 5A και συνεχή τάση εξόδου +28V με μέγιστο ρεύμα 5A. Την τιμή της τάσης την ορίζει το τμήμα του Linear ενισχυτή, γιατί βρίσκεται στο επίπεδο των 28V και είναι η μεγαλύτερη τάση, σε σχέση με τα άλλα τμήματα του πομπού. Κύριο στοιχείο του τροφοδοτικού αποτελεί ο σταθεροποιητής U1 και πρόκειται για το γνωστό LM 317. Ο σταθεροποιητής έχει τρεις ακροδέκτες και ανάλογα με το μέγεθος της τάσης που τοποθετούμε στον ακροδέκτη IN παράγεται μια σταθεροποιημένη τάση στον ακροδέκτη ADJ. Ο τρίτος ακροδέκτης δηλαδή ο μεσαίος γειώνεται, έτσι ώστε να δουλεύει το ολοκληρωμένο.

Από το δευτερεύον τύλιγμα ενός μετασχηματιστή από 220 σε 24V, 5 A, εφαρμόζεται η τάση των 24V πάνω σε μια γέφυρα, αποτελούμενη από τις διόδους D1,D2,D3 και D4. Η γέφυρα ανορθωτών ανορθώνει την εναλλασσόμενη τάση που με την βοήθεια του πυκνωτή C1 εξομαλύνεται. Ο πυκνωτής, λόγω της μεγάλης του τιμής, είναι αποζευκτικός για τις υψηλές συχνότητες, που μπορούν να προκαλέσουν αστάθεια στην λειτουργία του ολοκληρωμένου κυκλώματος U1 (LM 317). Η τάση αυτή μέσω της αντίστασης R1, η οποία και την μετριάξει, εφαρμόζεται στην είσοδο του σταθεροποιητή. Το ποτενσιόμετρο P1 συνδέεται στην είσοδο ADJ του ολοκληρωμένου. Το ολοκληρωμένο αυτό είναι υπεύθυνο για την σταθεροποίηση της τάσης στην προρυθμισμένη από το ποτενσιόμετρο P1 τιμή ακόμη και στην ακραία περίπτωση που το φορτίο διαρρέεται από μεγαλύτερο ρεύμα, αλλά και για την ομαλή ρύθμιση της τάσης. Το LM 317 είναι σχεδιασμένο ώστε να ρυθμίζει την εσωτερική του αντίσταση μεταξύ των ακροδεκτών IN και OUT για να διατηρήσει μια σταθερή τάση 1,2V μεταξύ των ακροδεκτών OUT και ADJ. Για σταθερότητα της εσωτερικής αντίστασης τοποθετούμε και την αντίσταση R5. Για την ομαλή και ασφαλή λειτουργία του ολοκληρωμένου συνδέονται και οι διόδοι D5 και D6. Η πρώτη προστατεύει το

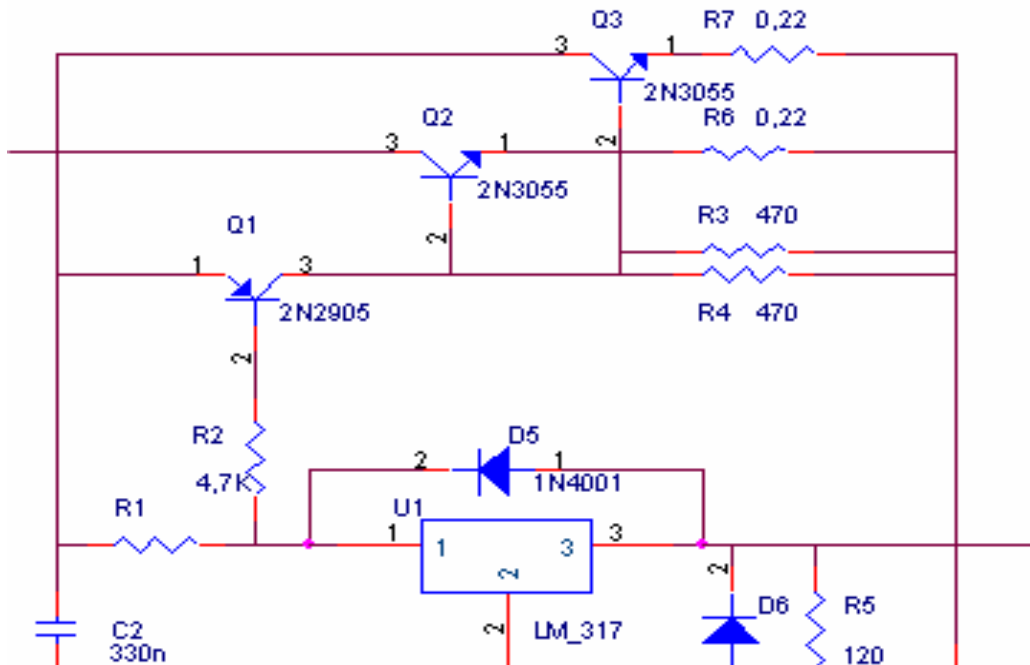
ολοκληρωμένο από τυχούσες εκφορτίσεις του πυκνωτή C4 σε σημεία που διαρρέονται από χαμηλό ρεύμα διατηρώντας έτσι σταθερότητα στην πόλωση του ολοκληρωμένου. Η D6 προστατεύει το ολοκληρωμένο από τις εκφορτίσεις του πυκνωτή C3 διατηρώντας με την σειρά της σταθερότητα στο ολοκληρωμένο. Η αντίσταση R5 και ορίζει το ελάχιστο ρεύμα φορτίου και πάνω σε αυτή παραλληλίζονται τα φορτία που συνδέονται στο τροφοδοτικό, δηλαδή οι σύνθετες αντιστάσεις εισόδου των σταθεροποιητών που χρησιμοποιούνται για την καλύτερη κατανομή των τάσης στα διάφορα μέρη της κατασκευής.



Ο πυκνωτής C3 επιπλέον κάνει απόρριψη της κυμάτωσης βελτιώνοντας την τελική μορφή της τάσης εξόδου. Σε αυτό βέβαια βοηθούν και οι πυκνωτές C4, C5 και C6, που συνδεδεμένοι παράλληλα στην έξοδο αποτελούν ένα φίλτρο ψαλιδισμού της οποιασδήποτε κυμάτωσης. Έτσι, η έξοδος του τροφοδοτικού είναι εντελώς φιλτραρισμένη στη στάθμη των +28 V

Για την λήψη μεγάλων ρευμάτων υπάρχει ένα δικτύωμα από δύο τρανζίστορς τα Q2 και Q3 που συνδέονται παράλληλα σαν pass-τρανζίστορ και βρίσκονται πάνω σε κατάλληλη ψήκτρα εκτός πλακέτας του τροφοδοτικού. Το ρεύμα που κυκλοφορεί μέσω των δύο αυτών τρανζίστορ μπορεί άνετα να φτάσει τα 5 A. Οι αντιστάσεις R3,R4 είναι συνδεσμολογισμένες παράλληλα και πολώνουν κατάλληλα τα τρανζίστορς. Τα δύο αυτά τρανζίστορ οδηγούνται από το τρανζίστορ Q1. Όταν στην έξοδο ζητηθεί μεγάλο ρεύμα επειδή το δυναμικό στους συλλέκτες και στους εκπομπούς του των Q2 και Q3 παραμένει σταθερό αυτό που μένει για να αλλάξει την αγωγιμότητά τους είναι η πόλωση στη βάση τους και κατά συνέπεια στη βάση του Q1. Αυτό καθορίζεται από το ολοκληρωμένο και από το ρεύμα που το διαρρέει και το οποίο μέσω της R2 πολώνει την βάση του Q1. Έτσι, με βάση τις μεταβολές στη τάση

συλλέκτη-εκπομπού μεταβάλλεται και η τάση στη βάση των τρανζίστορ και αλλάζει η έξοδος τους. Ο πυκνωτής C5 κάνει απόζευξη των υψηλών συχνοτήτων που μπορεί να προκαλέσουν αστάθεια στην έξοδο του τροφοδοτικού.



Λόγω του γραμμικού ενισχυτή Linear, που για να λειτουργήσει χρειάζεται τάση 28V, η οποία είναι και η μεγαλύτερη από τα άλλα επιμέρους τμήματα, ρυθμίζουμε την τάση εξόδου του τροφοδοτικού στα 28V. Την τάση αυτή την εφαρμόζουμε απευθείας στο γραμμικό ενισχυτή και στο τμήμα του PLL, που χρειάζεται τάση γύρω στα 30V. Επειδή όμως τα υπόλοιπα μέρη του πομπού λειτουργούν με διαφορετικές τάσεις χρησιμοποιείται ένα δίκτυο με σταθεροποιητές. Έτσι, πετυχαίνουμε κατάλληλη προσαρμογή τάσης στα επιμέρους τμήματα. Χρησιμοποιούμε τον σταθεροποιητή 7818 που μας παρέχει την τάση των 18V. Συγκεκριμένα χρησιμοποιούμε δύο σταθεροποιητές 7818. Την τάση των 18V του πρώτου την εφαρμόζουμε στην τροφοδοσία του τμήματος του πομπού και είναι ικανή να οδηγήσει τον σταθεροποιητή 7812 που χρησιμοποιεί. Την τάση του άλλου την εφαρμόζουμε στο τμήμα του PLL που χρειάζεται τάση 5V καθώς και στο τμήμα του μικροελεγκτή που και αυτό το τμήμα χρειάζεται 5V.

Οι ολοκληρωμένοι σταθεροποιητές χρησιμοποιούνται για την καλύτερη σταθεροποίηση των επιμέρους τάσεων και για την διαίρεση της τάσης των 28V της εξόδου του κυρίως τροφοδοτικού στις κατάλληλες τάσεις. Εάν δεν χρησιμοποιούσαμε τους σταθεροποιητές με

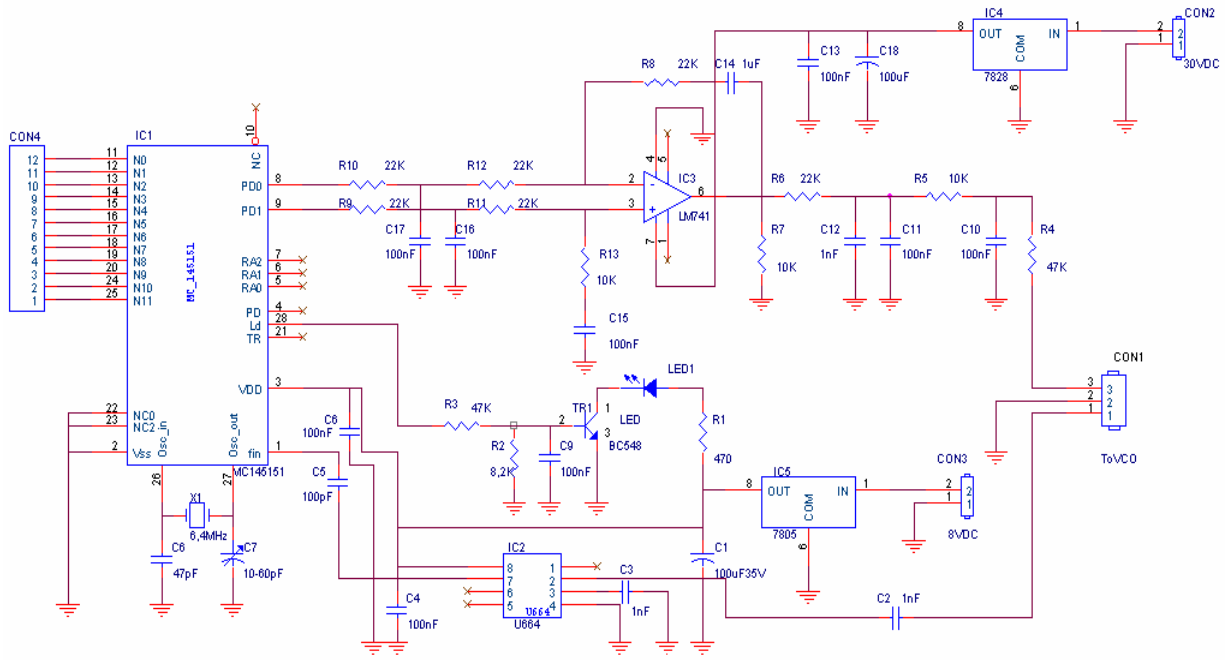
κάθε μεταβολή της κατανάλωσης στο εικονικό φορτίο του κυρίως τροφοδοτικού θα άλλαζε συνεχώς η τάση.

Γενικά οι ολοκληρωμένοι σταθεροποιητές τάσης παράγονται σε διάφορες μορφές βάσεων που ακολουθούν διεθνής προδιαγραφές. Έχουν θερμική προστασία, προστασία από βραχυκύκλωμα και υπερφορτίσεις ρευμάτων, πέρα από το οποίο είναι κατασκευασμένοι να παρέχουν. Επιπλέον υπάρχουν σταθεροποιητές για θετική και αρνητική τάση σταθεροποίησης. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιούμε μόνο σταθεροποιητές θετικής τάσης.

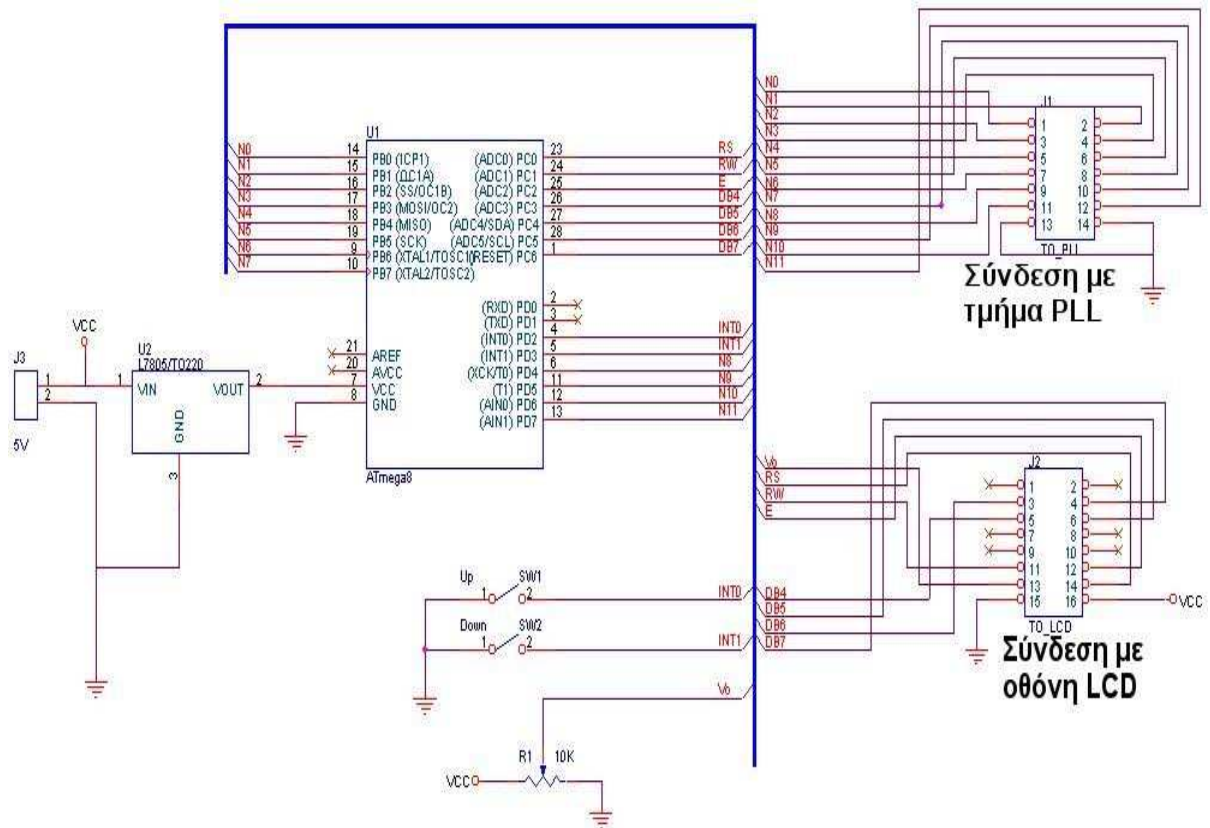
Για να λειτουργήσει σωστά ένας ολοκληρωμένος σταθεροποιητής απαιτείται μια τάση 2 με 3V μεγαλύτερη από την τάση που θέλουμε να σταθεροποιηθεί. Η μέγιστη τάση που μπορούμε να εισάγουμε σε ένα σταθεροποιητή καθώς και η ελάχιστη καθορίζονται από τα στοιχεία που μας δίνει ο κατασκευαστής. Για παράδειγμα το 7818 για να σταθεροποιήσει μια τάση στα 18V χρειάζεται τάση εισόδου από 21 έως 33V. Για κανένα λόγο δεν πρέπει να ξεπεράσουμε το μέγιστο όριο συνεχούς τάσης, που δίνει ο κατασκευαστής γιατί το ολοκληρωμένο θα καταστραφεί. Ως προς το ρεύμα μπορούμε να έχουμε μέγιστο ρεύμα εξόδου 1,5 A, το οποίο επίσης δεν πρέπει να το υπερβούμε. Τέλος θα πρέπει να αναφέρουμε ότι για καλύτερα αποτελέσματα και μεγαλύτερη αξιοπιστία οι ολοκληρωμένοι σταθεροποιητές απαιτούν την χρήση ψήκτρας για απαγωγή της θερμότητας που αναπτύσσουν.

Με την περιγραφή και του τμήματος του τροφοδοτικού τελειώνει και η περιγραφή λειτουργίας του πομπού. Παρακάτω παρουσιάζονται τα κυκλωματικά διαγράμματα των τμημάτων με την σειρά που αναφέρθηκαν. Η σχεδίαση έχει γίνει με το σχεδιαστικό πρόγραμμα Orcad realise 9,1, που αποτελεί ένα αξιόπιστο και εύχρηστο σχεδιαστικό σχηματικών κυκλωμάτων και τυπωμένων κυκλωμάτων. Έπειτα παρουσιάζεται το πρόγραμμα του μικροελεγκτή. Στην συνέχεια παρατίθενται μέρη από τα τεχνικά χαρακτηριστικά λειτουργίας βάση κατασκευαστή (Data Sheets) των πιο σημαντικών στοιχείων των κυκλωμάτων που αναφέραμε. Από αυτά φαίνεται η λειτουργία του κάθε στοιχείου και τα χαρακτηριστικά του, που μας βοηθούν στην κατανόηση της λειτουργίας τους και στην χρησιμοποίησή τους. Πριν το τέλος παρουσιάζεται η βιβλιογραφία πάνω στην οποία βασίζεται και η περιγραφή και κατανόηση της λειτουργίας του πομπού. Στο τέλος παρουσιάζεται μια περίληψη της περιγραφής στα ελληνικά και στα αγγλικά.

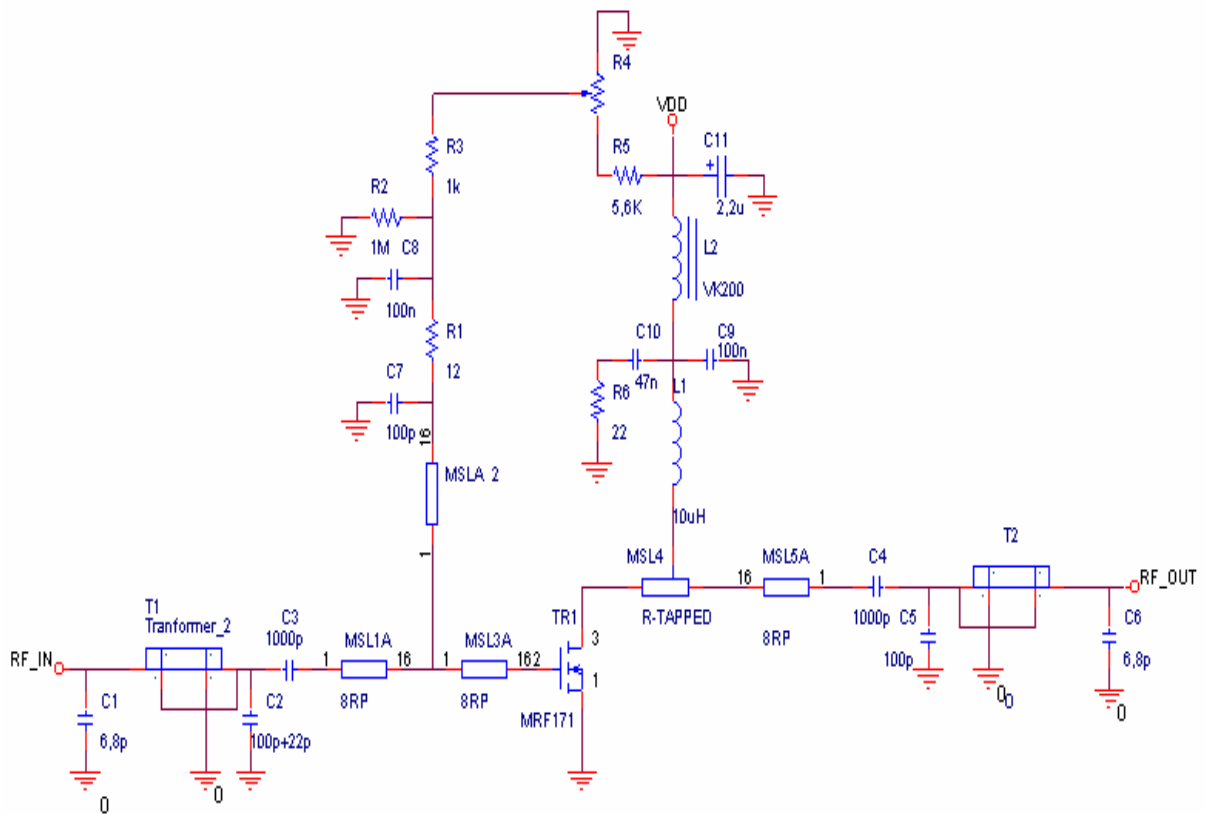
2. PLL



3. ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ

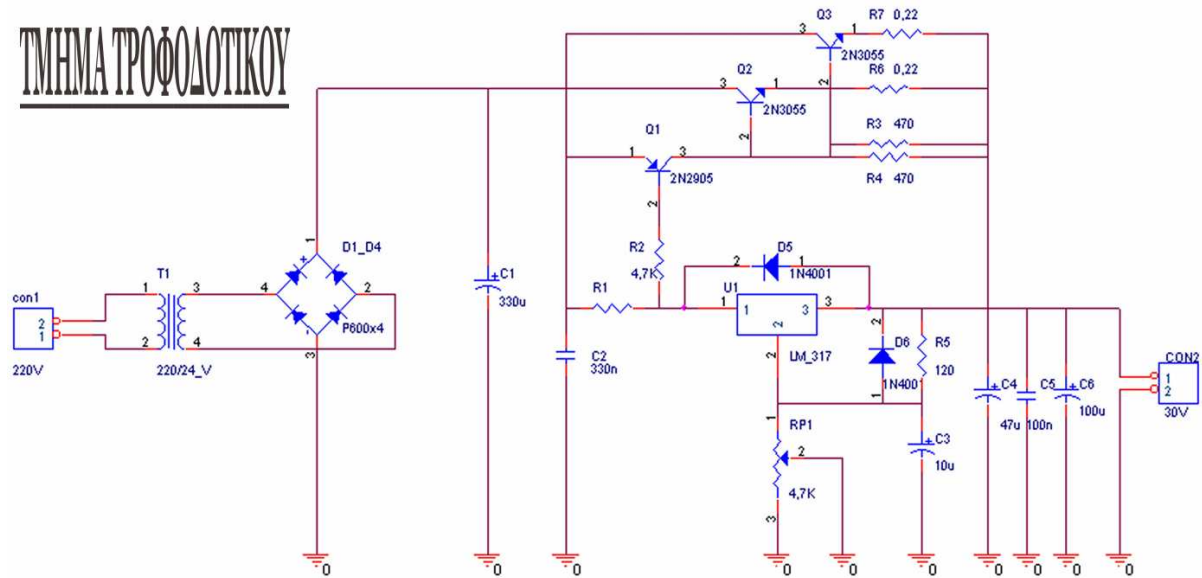


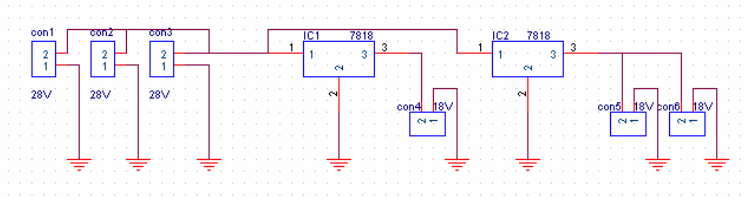
4. ΓΡΑΜΜΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ LINEAR



5. ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

ΤΜΗΜΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ





ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ

Lcd

```
#include <avr/io.h>
#include <lcd.h>
#include <tools.h>
```

```
void LCD_PulseE(void) {
    LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //Sets Enable signal
    LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //same command to understant the display
    // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
    // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
    LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //Clears the Enable signal
    LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //same command to understant the display
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E);
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E);
}
```

```
void LCD_WaitBusy(void) {
    unsigned char temp;

    LCD_DDR = (1<<LCD_E) + (1<<LCD_RW) + (1<<LCD_RS); //Disable data bit
    outputs
    LCD_PORT = 0x00; //Clear all outputs
    do {
        LCD_PORT |= (1<<LCD_RW); //Sets RW Signal
```

```

        LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //Sets Enable signal
        LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //same command to understant the display
//
//
//
        temp = LCD_PIN & 0x40 ; //Read the buzy flag
        LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //Clears the Enable signal
        LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //same command to understant the
display
//
//
//
        cbi(LCD_PORT,LCD_E); //Clears the Enable signal
        cbi(LCD_PORT,LCD_E); //same command to understant the
display
        //Read the other 4 dumpy bits
        LCD_PulseE();
    }
    while (temp == 0x40);
    LCD_PORT = 0x00; //Clear all outputs
    LCD_DDR = 0xFF; //Set all pins as outputs
}

void LCD_SendData(unsigned char Data) {
    LCD_WaitBusy(); //Checks The buzy flag
    LCD_PORT = ((Data>>1)&0x78); //Send the first 4 bits
    LCD_PORT |= (1<<LCD_RS); //Enable the RS signal
    LCD_PulseE();
    LCD_PORT = ((Data<<3)&0x78); //Send the other 4 bits
    LCD_PORT |= (1<<LCD_RS); //Enable the RS signal
    LCD_PulseE();
}

void LCD_SendCmd(unsigned char Command) {
    LCD_WaitBusy(); //Checks The buzy flag
    LCD_PORT = ((Command>>1)&0x78); //Send the first 4 bits
    LCD_PulseE();
    LCD_PORT = ((Command<<3)&0x78); //Send the other 4 bits
    LCD_PulseE();
}

void LCD_Clear(void) {
    LCD_SendCmd(1);
    Delays(2);
}

void LCDinit(void) {
    Delays(200); //Startup Delay

    LCD_DDR = 0xFF; //All pins are outputs
    Delays(15); //wait to power rises
    LCD_PORT = 0x18; //init data
    LCD_PulseE();
    Delays(5); //wait to execute the command
    LCD_PORT = 0x18;
    LCD_PulseE();
    Delayus(100);
    LCD_PORT = 0x10;
    LCD_PulseE();
    LCD_SendCmd(0x28); //Sets display to 4bit, 2 Lines
    LCD_SendCmd(0x08); //Display is off
    LCD_SendCmd(1); //Clear the Display
    LCD_SendCmd(6); //Increment cursor
    LCD_SendCmd(0x0C); //Dispaly is On
}

void PrintString (char *str,char x,char y) { // sends the

```

```

whole string to LCD
    LCD_SendCmd((y*0x40+x)|0x80);
    while (*str != 0) LCD_SendData (*str++);
}

void PrintChar (char Char, char x, char y) {
    LCD_SendCmd((y*0x40+x)|0x80);
    LCD_SendData(Char);
}

void ClearLine(char LineNumber){
    PrintString ("                ", 0, LineNumber);
    return;
}

Lcd_h

#include <avr/io.h>
#include <lcd.h>
#include <tools.h>

void LCD_PulseE(void) {
    LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //Sets Enable signal
    LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //same command to understant the display
    // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
    // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
    LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //Clears the Enable Signal
    LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //same command to understant the display
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E);
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E);
}

void LCD_WaitBusy(void) {
    unsigned char temp;

    LCD_DDR = (1<<LCD_E) + (1<<LCD_RW) + (1<<LCD_RS); //Disable data bit
    outputs
    LCD_PORT = 0x00; //clear all outputs
    do {
        LCD_PORT |= (1<<LCD_RW); //Sets RW Signal
        LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //Sets Enable signal
        LCD_PORT |= (1<<LCD_E); //same command to understant the display
        // sbi(LCD_PORT,LCD_RW);
        // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
        // sbi(LCD_PORT,LCD_E);
        temp = LCD_PIN & 0x40 ; //Read the buzy flag
        LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //Clears the Enable Signal
        LCD_PORT &= ~(1<<LCD_E); //same command to understant the
    display
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E); //Clears the Enable Signal
    // cbi(LCD_PORT,LCD_E); //same command to understant the
    display
        //Read the other 4 dmy bits
        LCD_PulseE();
    }
    while (temp == 0x40);
    LCD_PORT = 0x00; //clear all outputs
    LCD_DDR = 0xFF; //Set all pins as outputs
}

void LCD_SendData(unsigned char Data) {
    LCD_WaitBusy(); //Checks The buzy flag
    LCD_PORT = ((Data>>1)&0x78); //Send the first 4 bits
}

```



```

LCD_PORT |= (1<<LCD_RS); //Enable the RS signal
LCD_PulseE();
LCD_PORT = ((Data<<3)&0x78); //Send the other 4 bits
LCD_PORT |= (1<<LCD_RS); //Enable the RS signal
LCD_PulseE();
}

void LCD_SendCmd(unsigned char Command) {
LCD_WaitBusy(); //Checks The buzy flag
LCD_PORT = ((Command>>1)&0x78); //Send the first 4 bits
LCD_PulseE();
LCD_PORT = ((Command<<3)&0x78); //Send the other 4 bits
LCD_PulseE();
}

void LCD_Clear(void) {
LCD_SendCmd(1);
Delays(2);
}

void LCDinit(void) {
Delays(200); //Startup Delay

LCD_DDR = 0xFF; //All pins are outputs
Delays(15); //wait to power rises
LCD_PORT = 0x18; //init data
LCD_PulseE();
Delays(5); //wait to execute the command
LCD_PORT = 0x18;
LCD_PulseE();
Delayus(100);
LCD_PORT = 0x10;
LCD_PulseE();
LCD_SendCmd(0x28); //Sets display to 4bit, 2 Lines
LCD_SendCmd(0x08); //Display is Off
LCD_SendCmd(1); //Clear the Display
LCD_SendCmd(6); //Increment cursor
LCD_SendCmd(0x0C); //Dispaly is On
}

void PrintString (char *str, char x, char y) { // sends the
whole string to LCD
LCD_SendCmd((y*0x40+x)|0x80);
while (*str != 0) LCD_SendData (*str++);
}

void PrintChar (char Char, char x, char y) {
LCD_SendCmd((y*0x40+x)|0x80);
LCD_SendData(Char);
}

void ClearLine(char LineNumber){
PrintString (" ", 0, LineNumber);
return;
}

Main

#include "main.h"
#include <avr/interrupt.h>
#include <avr/signal.h>
#include <avr/sleep.h>
#include <avr/eeprom.h>

```

```

#include "lcd.h"
#include "tools.h"
#include "pll.h"

void Initialization(void) {
    int OutPut;
    //LCD initialization
    LCDinit(); //initialize LCD module
    PrintString(Title, 0, 0); //print the first line message
    //Read the frequency from EEPROM memory
    Frequency = eeprom_read_word(0);
    Frequency *= 10000; //convert the value to Hz
    if ((Frequency < 88000000) || (Frequency > 108000000)) { //check if
the value isn't accepted.
        Frequency = 88000000; //if isn't accepted value then set the
default
    }

    // Settings for ports, PORTB AND PORTD is the pll output (PORTD except
the PD2, PD3 that is external interrupts)
    PORTB = 0xFF; DDRB = 0xFF;
    PORTD = 0xFF; DDRD = 0xFF;

    //Enable the pullups for two external interrupts (buttons)
    DDRD &= ~(1<<PD2) + (1<<PD3); //enable pullups
    PORTD |= (1<<PD2) + (1<<PD3); //enable pullups

    //Enable the external interrupts
    GICR |= (1<<INT0) | (1<<INT1); //enable the external interrupts

    set_sleep_mode(SLEEP_MODE_IDLE);
    //MCUCR = (1<<SE) + (1<<SM2) + (1<<SM1) + (0<<SM0);

    //setting the timer for save configuration
    TCCR1B = 0; //stop timer
    TCNT1 = 0; //initial value
    TIMSK |= (1<<TOIE1); //enable timer overflow interrupt

    PrintString(longtoFreq(Frequency) ,5 ,1); //print the loaded
frequency
    OutPut = DecodeFreq(Frequency); //setting the output for pll
    PORTB = ~(OutPut & 0xFF);
    PORTD = (~(OutPut >> 4) & 0xF0) | ((1<<PD2) + (1<<PD3));

    sei(); //enable interrupts
}

int main(void) {
    Initialization(); //inialization procedure
    for(;;) { //do nothink
        sleep_mode(); //sleep
    }
    return 0;
}

//When a key pressed
void PressProccess(void) {
    int OutPut;

    //reset the saved counter and set the specific prescaler
    TCNT1 = 0; //reset the timer to start again the counter from the
begining
    TCCR1B = (1<<CS12) + (0<<CS11) + (1<<CS10); //prescaler at CL/1024

    //print the current frequency

```

```

PrintString(longtoFreq(Frequency) ,5 ,1);

//Set the pll outputs
OutPut = DecodeFreq(Frequency);
PORTB = ~(OutPut & 0xFF);
PORTD = (~((OutPut >> 4) & 0xF0)) | ((1<<PD2) + (1<<PD3));

//delay for press noise
Delaysms(StepDelay);

//if the button is still pressed check for fast change
if (((PIND & (1<<PD2)) == 0) | ((PIND & (1<<PD3)) == 0)) { //keep
pressingthe button
    //if is wait 5 times switch to fast change
    if (++Counter > 5) {
        StepDelay = 50;
        Counter = 6;
    }
}
else { //not pressed
    Counter = 0;
    StepDelay = 300;
}
}

SIGNAL (SIG_INTERRUPT0) { // PD2 Up key
//up frequency
Frequency += Steps[0];
//if the increment is hier that the band go to start frequency
if (Frequency > 108000000) Frequency = 88000000;
//Press process
PressProccess();
}

SIGNAL (SIG_INTERRUPT1) { // PD3 Down key
//down frequency
Frequency -= Steps[0];
//if the decrement is lower that the band go to end frequency
if (Frequency < 88000000) Frequency = 108000000;
//Press process
PressProccess();
}

SIGNAL (SIG_OVERFLOW1) { //timer overflow, save the frequency
int EEPROMdata;
int RAMdata;

TCCR1B = 0; //stop timer

//read the current value into the memory
EEPROMdata = eeprom_read_word(0);
//make the value frequency
RAMdata = Frequency / 10000;

//if is diferrent that current
if (EEPROMdata != RAMdata) {
    //write the new value
    eeprom_write_word(0, RAMdata);

    //print a message
    PrintString(" FREQUENCY SAVED. ", 0, 1); //print the first
line message
    Delaysms(500);
    ClearLine(1);
    Delaysms(500);
}
}

```

```

        PrintString(" FREQUENCY SAVED. ", 0, 1); //print the first
line message
        Delaysms(500);
        ClearLine(1);
        //print again the frequency
        PrintString(longtoFreq(Frequency) ,5 ,1);
    }
}

PLL

#include "pll.h"

//convert the frequency to pll output
int DecodeFreq(long Freq){
    int result = 0;
    long tmpFreq = Freq;

    for (int i = 11; i >= 0; i--) {
        if ((tmpFreq - Steps[i]) >= 0) {
            tmpFreq -= Steps[i];
            result |= (1<<i);
        }
    }
    return result;
}

//converst a frequency to string
char *longtoFreq(long Freq){
    char *result = "108.00 MHz";
    int number = Freq / 1000000;
    int decimal = Freq % 1000000 / 1000;

    if ((number / 100) > 0)
        *result = '0' + (number / 100);
    else
        *result = ' ';

    if ((number % 100 / 10) > 0)
        *(result + 1) = '0' + (number % 100 / 10);
    else
        *(result + 1) = '0';

    if ((number % 10) > 0)
        *(result + 2) = '0' + (number % 10);
    else
        *(result + 2) = '0';

    *(result + 3) = '.';

    if ((decimal / 100) > 0)
        *(result + 4) = '0' + (decimal / 100);
    else
        *(result + 4) = '0';

    if ((decimal % 100 / 10) > 0)
        *(result + 5) = '0' + (decimal % 100 / 10);
    else
        *(result + 5) = '0';

    *(result + 6) = ' ';
    *(result + 7) = 'M';
    *(result + 8) = 'H';
}

```

```

    *(result + 9) = 'z';
    return result;
}

PLL_h

#ifndef _PLL_H_
#define _PLL_H_

static long Steps[12] = {    50000,
                            100000,
                            200000,
                            400000,
                            800000,
                            1600000,
                            3200000,
                            6400000,
                            12800000,
                            25600000,
                            51200000,
                            102400000};

#endif /* _PLL_H_ */

int DecodeFreq(long Freq);
char *longtoFreq(long Freq);

Tools

#include <tools.h>
#include <avr/io.h>

void Delayms(int time_ms){
    int i;
    for (i=0; i<time_ms;i++) {          // 64 * 63 = 4032 cyrcles
        TCCR0 = 0x03;                  // prescale ck/64
        TCNT0 = 0x54; // start value of T/C0
        while (bit_is_clear(TIFR,TOV0)); //state != (1<<TOV0));
        TIFR = (1<<TOV0);              // if a 1 is written to the TOV0 bit the TOV0
bit will be cleared
    }
}

void Delayus(char time_us){
    char i;
    for (i=0; i<time_us;i++) {          //
        TCCR0 = 0x00;                  // Stop Counter
        TIFR = (1<<TOV0);              // if a 1 is written to the TOV0 bit the TOV0
bit will be cleared
        TCNT0 = 0xF4; // start value of T/C0 256-12
        TCCR0 = 0x01;                  // prescale ck -start counter
    }
}

```

```

        while (bit_is_clear(TIFR,TOV0)); //state != (1<<TOV0));
    TIFR = (1<<TOV0); // if a 1 is written to the TOV0 bit the TOV0
bit will be cleared
    }
}

```

Tools_h.rtf

```

#ifndef _TOOLS_H_
#define _TOOLS_H_

#endif /* _TOOLS_H_ */

void Delayms(int time_ms);

void Delayus(char time_us);

```

makefile

```

# WinAVR sample makefile written by Eric B. Weddington, Jörg Wunsch, et al.
# Released to the Public Domain
# Please read the make user manual!
#
# Additional material for this makefile was submitted by:
# Tim Henigan
# Peter Fleury
# Reiner Patommel
# Sander Pool
# Frederik Rouleau
# Markus Pfaff
#
# On command line:
#
# make all = Make software.
#
# make clean = Clean out built project files.
#
# make coff = Convert ELF to AVR COFF (for use with AVR Studio 3.x or
VMLAB).
#
# make extcoff = Convert ELF to AVR Extended COFF (for use with AVR Studio
# 4.07 or greater).
#
# make program = Download the hex file to the device, using avrdude.
Please
# customize the avrdude settings below first!
#
# make filename.s = Just compile filename.c into the assembler code only
#
# To rebuild project do "make clean" then "make all".
#

# MCU name
MCU = atmega8

# Output format. (can be srec, ihex, binary)
FORMAT = ihex

# Target file name (without extension).
TARGET = main

# Optimization level, can be [0, 1, 2, 3, s]. 0 turns off optimization.
# (Note: 3 is not always the best optimization level. See avr-libc FAQ.)
OPT = s

```

```

# List C source files here. (C dependencies are automatically generated.)
SRC = $(TARGET).c

# If there is more than one source file, append them above, or modify and
# uncomment the following:
SRC +=      tools.c          \
           pll.c            \
           lcd.c

# You can also wrap lines by appending a backslash to the end of the line:
#SRC += baz.c \
#xyzy.c

# List Assembler source files here.
# Make them always end in a capital .S.  Files ending in a lowercase .s
# will not be considered source files but generated files (assembler
# output from the compiler), and will be deleted upon "make clean"!
# Even though the DOS/win* filesystem matches both .s and .S the same,
# it will preserve the spelling of the filenames, and gcc itself does
# care about how the name is spelled on its command-line.
ASRC =

# List any extra directories to look for include files here.
# Each directory must be seperated by a space.
EXTRINC_DIRS =

# Optional compiler flags.
# -g:      generate debugging information (for GDB, or for COFF
conversion)
# -O*:     optimization level
# -f...:   tuning, see gcc manual and avr-libc documentation
# -Wall...: warning level
# -Wa,...: tell GCC to pass this to the assembler.
# -ahlms:  create assembler listing
CFLAGS = -g -O$(OPT) \
-funsigned-char -funsigned-bitfields -fpack-struct -fshort-enums \
-wall -wstrict-prototypes \
-wa,-adhlns=$(<:.c=.lst) \
$(patsubst %, -I%, $(EXTRINC_DIRS))

# Set a "language standard" compiler flag.
# Unremark just one line below to set the language standard to use.
# gnu99 = C99 + GNU extensions. See GCC manual for more information.
#CFLAGS += -std=c89
#CFLAGS += -std=gnu89
#CFLAGS += -std=c99
CFLAGS += -std=gnu99

# Optional assembler flags.
# -Wa,...: tell GCC to pass this to the assembler.
# -ahlms:  create listing
# -gstabs: have the assembler create line number information; note that
#          for use in COFF files, additional information about filenames
#          and function names needs to be present in the assembler
source
#          files -- see avr-libc docs [FIXME: not yet described there]
ASFLAGS = -wa,-adhlns=$(<:.S=.lst),-gstabs

```

```

# Optional linker flags.
# -Wl,...: tell GCC to pass this to linker.
# -Map: create map file
# --cref: add cross reference to map file
LDFLAGS = -Wl,-Map=$(TARGET).map,--cref
# ,--section-start=.bootloader=0x3C00

# Additional libraries

# Minimalistic printf version
#LDFLAGS += -Wl,-u,vfprintf -lprintf_min

# Floating point printf version (requires -lm below)
#LDFLAGS += -Wl,-u,vfprintf -lprintf_flt

# -lm = math library
LDFLAGS += -lm

# Programming support using avrdude. Settings and variables.

# Programming hardware: alf avr910 avrisp bascom bsd
# dt006 pavr picoweb pony-stk200 sp12 stk200 stk500
#
# Type: avrdude -c ?
# to get a full listing.
#
AVRDUDE_PROGRAMMER = stk500

AVRDUDE_PORT = com1 # programmer connected to serial device
#AVRDUDE_PORT = lpt1 # programmer connected to parallel port

AVRDUDE_WRITE_FLASH = -U flash:w:$(TARGET).hex
#AVRDUDE_WRITE_EEPROM = -U eeprom:w:$(TARGET).eep

AVRDUDE_FLAGS = -p $(MCU) -P $(AVRDUDE_PORT) -c $(AVRDUDE_PROGRAMMER)

# Uncomment the following if you want avrdude's erase cycle counter.
# Note that this counter needs to be initialized first using -Yn,
# see avrdude manual.
#AVRDUDE_ERASE += -y

# Uncomment the following if you do /not/ wish a verification to be
# performed after programming the device.
#AVRDUDE_FLAGS += -V

# Increase verbosity level. Please use this when submitting bug
# reports about avrdude. See <http://savannah.nongnu.org/projects/avrdude>
# to submit bug reports.
#AVRDUDE_FLAGS += -v -v

# -----
--

# Define directories, if needed.
DIRAVR = c:/winavr
DIRAVRBIN = $(DIRAVR)/bin
DIRAVRUTILS = $(DIRAVR)/utils/bin
DIRINC = .
DIRLIB = $(DIRAVR)/avr/lib

```



```

# Define programs and commands.
SHELL = sh

CC = avr-gcc

OBJCOPY = avr-objcopy
OBJDUMP = avr-objdump
SIZE = avr-size

# Programming support using avrdude.
AVRDUDE = avrdude

REMOVE = rm -f
COPY = cp

HEXSIZE = $(SIZE) --target=$(FORMAT) $(TARGET).hex
ELFSIZE = $(SIZE) -A $(TARGET).elf

# Define Messages
# English
MSG_ERRORS_NONE = Errors: none
MSG_BEGIN = ----- begin -----
MSG_END = ----- end -----
MSG_SIZE_BEFORE = Size before:
MSG_SIZE_AFTER = Size after:
MSG_COFF = Converting to AVR COFF:
MSG_EXTENDED_COFF = Converting to AVR Extended COFF:
MSG_FLASH = Creating load file for Flash:
MSG_EEPROM = Creating load file for EEPROM:
MSG_EXTENDED_LISTING = Creating Extended Listing:
MSG_SYMBOL_TABLE = Creating Symbol Table:
MSG_LINKING = Linking:
MSG_COMPILING = Compiling:
MSG_ASSEMBLING = Assembling:
MSG_CLEANING = Cleaning project:

# Define all object files.
OBJ = $(SRC:.c=.o) $(ASRC:.S=.o)

# Define all listing files.
LST = $(ASRC:.S=.lst) $(SRC:.c=.lst)

# Combine all necessary flags and optional flags.
# Add target processor to flags.
ALL_CFLAGS = -mmcu=$(MCU) -I. $(CFLAGS)
ALL_ASFLAGS = -mmcu=$(MCU) -I. -x assembler-with-cpp $(ASFLAGS)

# Default target.
all: begin gccversion sizebefore $(TARGET).elf $(TARGET).hex $(TARGET).eep
\
    $(TARGET).lss $(TARGET).sym sizeafter finished end

# Eye candy.

```

```

# AVR Studio 3.x does not check make's exit code but relies on
# the following magic strings to be generated by the compile job.
begin:
    @echo
    @echo $(MSG_BEGIN)

finished:
    @echo $(MSG_ERRORS_NONE)

end:
    @echo $(MSG_END)
    @echo

# Display size of file.
sizebefore:
    @if [ -f $(TARGET).elf ]; then echo; echo $(MSG_SIZE_BEFORE);
$(ELFSIZE); echo; fi

sizeafter:
    @if [ -f $(TARGET).elf ]; then echo; echo $(MSG_SIZE_AFTER);
$(ELFSIZE); echo; fi

# Display compiler version information.
gccversion :
    @$(CC) --version

# Convert ELF to COFF for use in debugging / simulating in
# AVR Studio or VMLAB.
COFFCONVERT=$(OBJCOPY) --debugging \
    --change-section-address .data-0x800000 \
    --change-section-address .bss-0x800000 \
    --change-section-address .noinit-0x800000 \
    --change-section-address .eeprom-0x810000

coff: $(TARGET).elf
    @echo
    @echo $(MSG_COFF) $(TARGET).cof
    $(COFFCONVERT) -O coff-avr $< $(TARGET).cof

extcoff: $(TARGET).elf
    @echo
    @echo $(MSG_EXTENDED_COFF) $(TARGET).cof
    $(COFFCONVERT) -O coff-ext-avr $< $(TARGET).cof

# Program the device.
program: $(TARGET).hex $(TARGET).eep
    $(AVRDUDE) $(AVRDUDE_FLAGS) $(AVRDUDE_WRITE_FLASH)
$(AVRDUDE_WRITE_EEPROM)

# Create final output files (.hex, .eep) from ELF output file.
%.hex: %.elf
    @echo
    @echo $(MSG_FLASH) $@
    $(OBJCOPY) -O $(FORMAT) -R .eeprom $< $@

```

```

%.eep: %.elf
    @echo
    @echo $(MSG_EEPROM) $@
    -$(OBJCOPY) -j .eeprom --set-section-flags=.eeprom="alloc,load" \
    --change-section-lma .eeprom=0 -O $(FORMAT) $< $@

# Create extended listing file from ELF output file.
%.lss: %.elf
    @echo
    @echo $(MSG_EXTENDED_LISTING) $@
    $(OBJDUMP) -h -S $< > $@

# Create a symbol table from ELF output file.
%.sym: %.elf
    @echo
    @echo $(MSG_SYMBOL_TABLE) $@
    avr-nm -n $< > $@

# Link: create ELF output file from object files.
.SECONDARY : $(TARGET).elf
.PRECIOUS : $(OBJ)
%.elf: $(OBJ)
    @echo
    @echo $(MSG_LINKING) $@
    $(CC) $(ALL_CFLAGS) $(OBJ) --output $@ $(LDFLAGS)

# Compile: create object files from C source files.
%.o : %.c
    @echo
    @echo $(MSG_COMPILING) $<
    $(CC) -c $(ALL_CFLAGS) $< -o $@

# Compile: create assembler files from C source files.
%.s : %.c
    $(CC) -S $(ALL_CFLAGS) $< -o $@

# Assemble: create object files from assembler source files.
%.o : %.S
    @echo
    @echo $(MSG_ASSEMBLING) $<
    $(CC) -c $(ALL_ASFLAGS) $< -o $@

# Target: clean project.
clean: begin clean_list finished end

clean_list :
    @echo
    @echo $(MSG_CLEANING)
    $(REMOVE) $(TARGET).hex
    $(REMOVE) $(TARGET).eep
    $(REMOVE) $(TARGET).obj
    $(REMOVE) $(TARGET).cof
    $(REMOVE) $(TARGET).elf
    $(REMOVE) $(TARGET).map
    $(REMOVE) $(TARGET).obj
    $(REMOVE) $(TARGET).a90
    $(REMOVE) $(TARGET).sym

```

```

$(REMOVE) $(TARGET).lnk
$(REMOVE) $(TARGET).lss
$(REMOVE) $(OBJ)
$(REMOVE) $(LST)
$(REMOVE) $(SRC:.c=.s)
$(REMOVE) $(SRC:.c=.d)

# Automatically generate C source code dependencies.
# (Code originally taken from the GNU make user manual and modified
# (See README.txt Credits).)
#
# Note that this will work with sh (bash) and sed that is shipped with
WinAVR
# (see the SHELL variable defined above).
# This may not work with other shells or other seds.
#
%.d: %.c
    set -e; $(CC) -MM $(ALL_CFLAGS) $< \
    | sed 's,\(.*\)\.o[ :]*,\1.o \1.d : ,g' > $@; \
    [ -s $@ ] || rm -f $@

# Remove the '-' if you want to see the dependency files generated.
-include $(SRC:.c=.d)

# Listing of phony targets.
.PHONY : all begin finish end sizebefore sizeafter gccversion coff extcoff
\
    clean clean_list program

```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer

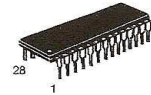
Interfaces with Single-Modulus Prescalers

The MC145151-2 is programmed by 14 parallel-input data lines for the N counter and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable-reference divider, digital-phase detector, and 14-bit programmable divide-by-N counter.

The MC145151-2 is an improved-performance drop-in replacement for the MC145151-1. The power consumption has decreased and ESD and latch-up performance have improved.

- Operating Temperature Range: - 40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On- or Off-Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- + N Counter Output Available
- Single Modulus/Parallel Programming
- 8 User-Selectable + R Values: 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192
- + N Range = 3 to 16383
- "Linearized" Digital Phase Detector Enhances Transfer Function Linearity
- Two Error Signal Options: Single-Ended (Three-State) or Double-Ended
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates

MC145151-2



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

ORDERING INFORMATION

MC145151P2 Plastic DIP
MC145151DW2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

| | | | |
|-------------------|----|----|--------------------|
| f_{in} | 1 | 28 | LD |
| VSS | 2 | 27 | OSC _{in} |
| VDD | 3 | 26 | OSC _{out} |
| PD _{out} | 4 | 25 | N11 |
| RA0 | 5 | 24 | N10 |
| RA1 | 6 | 23 | N13 |
| RA2 | 7 | 22 | N12 |
| ϕ_R | 8 | 21 | T/R |
| ϕ_V | 9 | 20 | N9 |
| f_V | 10 | 19 | N8 |
| N0 | 11 | 18 | N7 |
| N1 | 12 | 17 | N6 |
| N2 | 13 | 16 | N5 |
| N3 | 14 | 15 | N4 |

REV 1
8/95

© Motorola, Inc. 1995



MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by MC145151-2/D

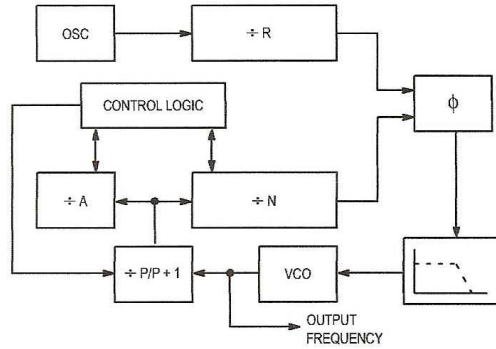
**PLL Frequency Synthesizer
Family
CMOS**

MC145151-2
MC145152-2
MC145155-2
MC145156-2
MC145157-2
MC145158-2

The devices described in this document are typically used as low-power, phase-locked loop frequency synthesizers. When combined with an external low pass filter and voltage controlled oscillator, these devices can provide all the remaining functions for a PLL frequency synthesizer operating up to the device's frequency limit. For higher VCO frequency operation, a down mixer or a prescaler can be used between the VCO and the synthesizer IC.

These frequency synthesizer chips can be found in the following and other applications:

- CATV
- AM/FM Radios
- Two-Way Radios
- TV Tuning
- Scanning Receivers
- Amateur Radio



CONTENTS

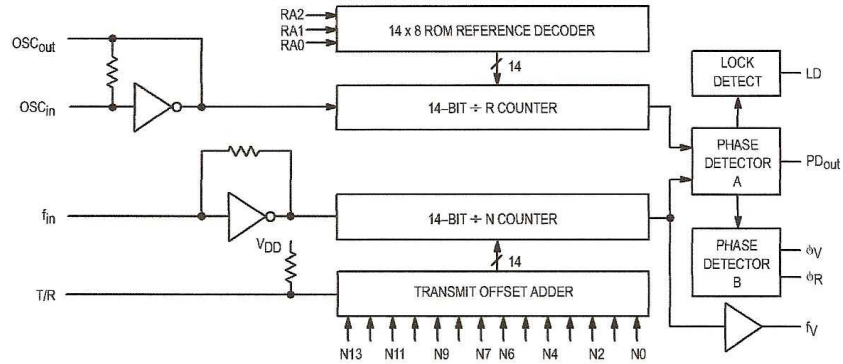
| | Page |
|---|------|
| DEVICE DETAIL SHEETS | |
| MC145151-2 Parallel-Input, Single-Modulus | 2 |
| MC145152-2 Parallel-Input, Dual-Modulus | 5 |
| MC145155-2 Serial-Input, Single-Modulus (Not Recommended for New Designs) | 9 |
| MC145156-2 Serial-Input, Dual-Modulus (Not Recommended for New Designs) | 13 |
| MC145157-2 Serial-Input, Single-Modulus | 17 |
| MC145158-2 Serial-Input, Dual-Modulus | 20 |
| FAMILY CHARACTERISTICS | |
| Maximum Ratings | 23 |
| DC Electrical Characteristics | 23 |
| AC Electrical Characteristics | 25 |
| Timing Requirements | 26 |
| Frequency Characteristics | 27 |
| Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms | 27 |
| DESIGN CONSIDERATIONS | |
| Phase-Locked Loop — Low-Pass Filter Design | 28 |
| Crystal Oscillator Considerations | 29 |
| Dual-Modulus Prescaling | 30 |

REV 3
1/99

© Motorola, Inc. 1998



MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N13 inputs and inputs RA0, RA1, and RA2 have pull-up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)

Input to the + N portion of the synthesizer. f_{in} is typically derived from loop VCO and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0 – RA2
Reference Address Inputs (Pins 5, 6, 7)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider, as defined by the table below.

Pull-up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

| Reference Address Code | | | Total Divide Value |
|------------------------|-----|-----|--------------------|
| RA2 | RA1 | RA0 | |
| 0 | 0 | 0 | 8 |
| 0 | 0 | 1 | 128 |
| 0 | 1 | 0 | 256 |
| 0 | 1 | 1 | 512 |
| 1 | 0 | 0 | 1024 |
| 1 | 0 | 1 | 2048 |
| 1 | 1 | 0 | 2410 |
| 1 | 1 | 1 | 8192 |

N0 – N11
N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20, 22 – 25)

These inputs provide the data that is preset into the + N counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull-up resistors en-

sure that inputs left open remain at a logic 1 and require only an SPST switch to alter data to the zero state.

T/R
Transmit/Receive Offset Adder Input (Pin 21)

This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 856 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull-up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

OSC_{in}, OSC_{out}
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on-chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC_{in} to ground and OSC_{out} to ground. OSC_{in} may also serve as the input for an externally-generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_{in}, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSC_{out}.

OUTPUT PINS

PD_{out}
Phase Detector A Output (Pin 4)

Three-state output of phase detector for use as loop-error signal. Double-ended outputs are also available for this purpose (see φ_V and φ_R).

- Frequency f_V > f_R or f_V Leading: Negative Pulses
- Frequency f_V < f_R or f_V Lagging: Positive Pulses
- Frequency f_V = f_R and Phase Coincidence: High-Impedance State

**φ_R, φ_V
Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)**

These phase detector outputs can be combined externally for a loop-error signal. A single-ended output is also available for this purpose (see PD_{out}).

If frequency f_V is greater than f_R or if the phase of f_V is leading, then error information is provided by ϕ_V pulsing low. ϕ_R remains essentially high.

If the frequency f_V is less than f_R or if the phase of f_V is lagging, then error information is provided by ϕ_R pulsing low. ϕ_V remains essentially high.

If the frequency of $f_V = f_R$ and both are in phase, then both ϕ_V and ϕ_R remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

**f_N
N Counter Output (Pin 10)**

This is the buffered output of the +N counter that is inter-

nally connected to the phase detector input. With this output available, the +N counter can be used independently.

**LD
Lock Detector Output (Pin 28)**

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY

**V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 3)**

The positive power supply potential. This pin may range from +3 to +9 V with respect to V_{SS}.

**V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 2)**

The most negative supply potential. This pin is usually ground.

TYPICAL APPLICATIONS

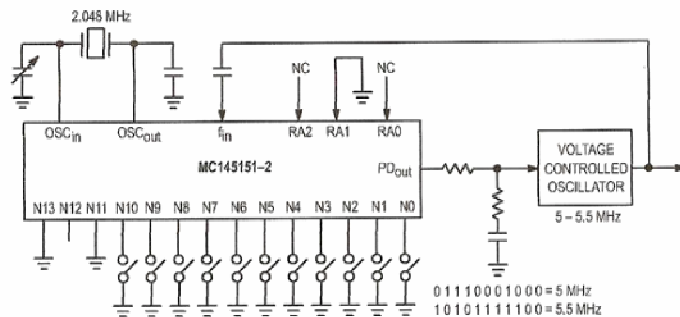
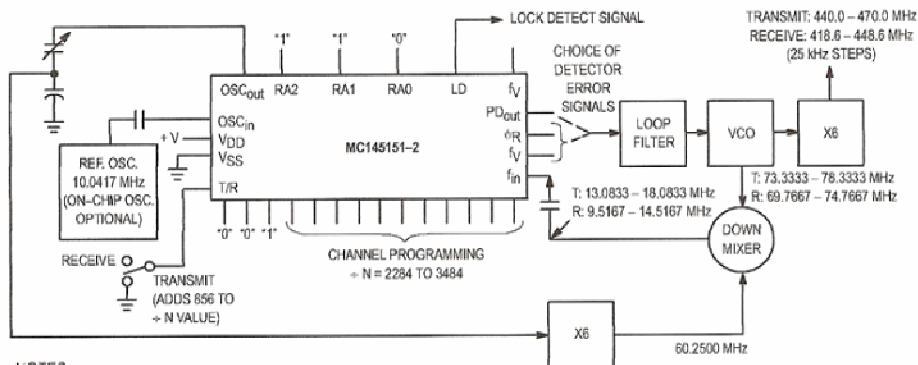


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



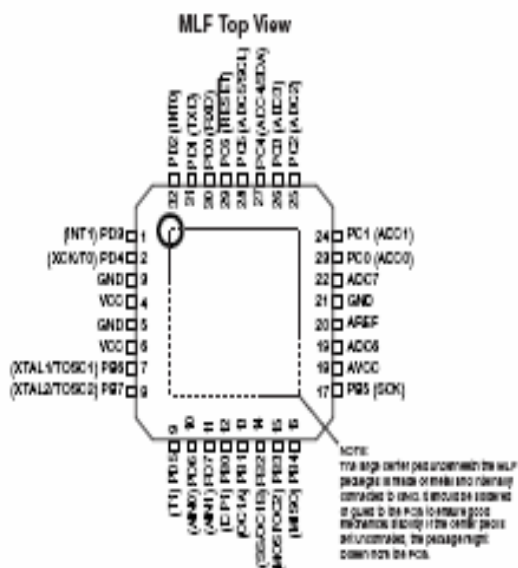
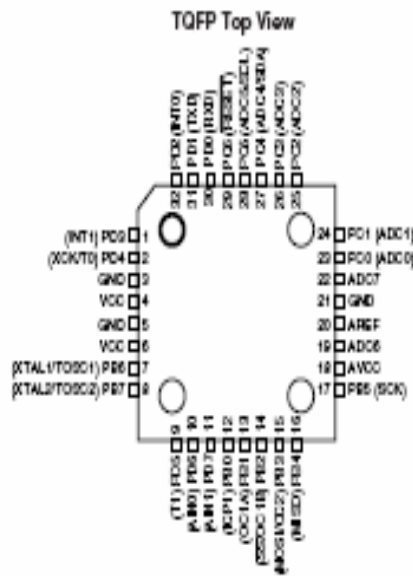
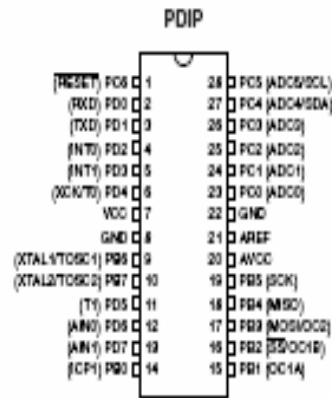
NOTES:

1. $f_R = 4.1667$ kHz; $\pm R = 2410$; 21.4 MHz low side injection during receive.
2. Frequency values shown are for the 440 - 470 MHz band. Similar implementation applies to the 406 - 440 MHz band. For 470 - 512 MHz, consider reference oscillator frequency X9 for mixer injection signal (90.3750 MHz).

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

MC145151-2 Data Sheet Continued on Page 23

Pin Configurations



AT mega8

Features

- High-performance, Low-power AVR® 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 130 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory segments
 - 8K Bytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 512 Bytes EEPROM
 - 1K Byte Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
- In-System Programming by On-chip Boot Program
True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler, one Compare Mode
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Three PWM Channels
 - 8-channel ADC in TQFP and QFN/MLF package
 - Eight Channels 10-bit Accuracy
 - 6-channel ADC in PDIP package
 - Six Channels 10-bit Accuracy
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Five Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, and Standby
- I/O and Packages
 - 23 Programmable I/O Lines
 - 28-lead PDIP, 32-lead TQFP, and 32-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V (ATmega8L)
 - 4.5 - 5.5V (ATmega8)
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz (ATmega8L)
 - 0 - 16 MHz (ATmega8)
- Power Consumption at 4 Mhz, 3V, 25°C
 - Active: 3.6 mA
 - Idle Mode: 1.0 mA
 - Power-down Mode: 0.5 μA

Pin Descriptions

| | |
|---|---|
| VCC | Digital supply voltage. |
| GND | Ground. |
| Port B (PB7..PB0) XTAL1/XTAL2/TOSC1/ TOSC2 | <p>Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> <p>Depending on the clock selection fuse settings, PB6 can be used as input to the inverting Oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit. Depending on the clock selection fuse settings, PB7 can be used as output from the inverting Oscillator amplifier.</p> <p>If the Internal Calibrated RC Oscillator is used as chip clock source, PB7..6 is used as TOSC2..1 input for the Asynchronous Timer/Counter2 if the AS2 bit in ASSR is set. The various special features of Port B are elaborated in “Alternate Functions of Port B” on page 58 and “System Clock and Clock Options” on page 25.</p> |
| Port C (PC5..PC0) | <p>Port C is an 7-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port C output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> |
| PC6/RESET | <p>If the RSTDISBL Fuse is programmed, PC6 is used as an I/O pin. Note that the electrical characteristics of PC6 differ from those of the other pins of Port C.</p> <p>If the RSTDISBL Fuse is unprogrammed, PC6 is used as a Reset input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a Reset, even if the clock is not running.</p> <p>The minimum pulse length is given in Table 15 on page 38. Shorter pulses are not guaranteed to generate a Reset.</p> <p>The various special features of Port C are elaborated on page 61.</p> |
| Port D (PD7..PD0) | <p>Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.</p> |

Port D also serves the functions of various special features of the ATmega8 as listed on page 63.

RESET

Reset input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in Table 15 on page 38. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.

AV_{CC}

AV_{CC} is the supply voltage pin for the A/D Converter, Port C (3..0), and ADC (7..6). It should be externally connected to V_{CC}, even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to V_{CC} through a low-pass filter. Note that Port C (5..4) use digital supply voltage, V_{CC}.

AREF

AREF is the analog reference pin for the A/D Converter.

ADC7..6 (TQFP and QFN/MLF Package Only)

In the TQFP and QFN/MLF package, ADC7..6 serve as analog inputs to the A/D converter. These pins are powered from the analog supply and serve as 10-bit ADC channels.

WM-C2002M

20x2 CHARACTERS

FEATURE:

1. 5 x 7 Dots with Cursor
2. Built in Controller (HD44780 or Equivalent)
3. +5V Power Supply (Also Available for +3V)
4. 1/16 Duty Cycle

ELECTRICAL CHARACTERISTICS:

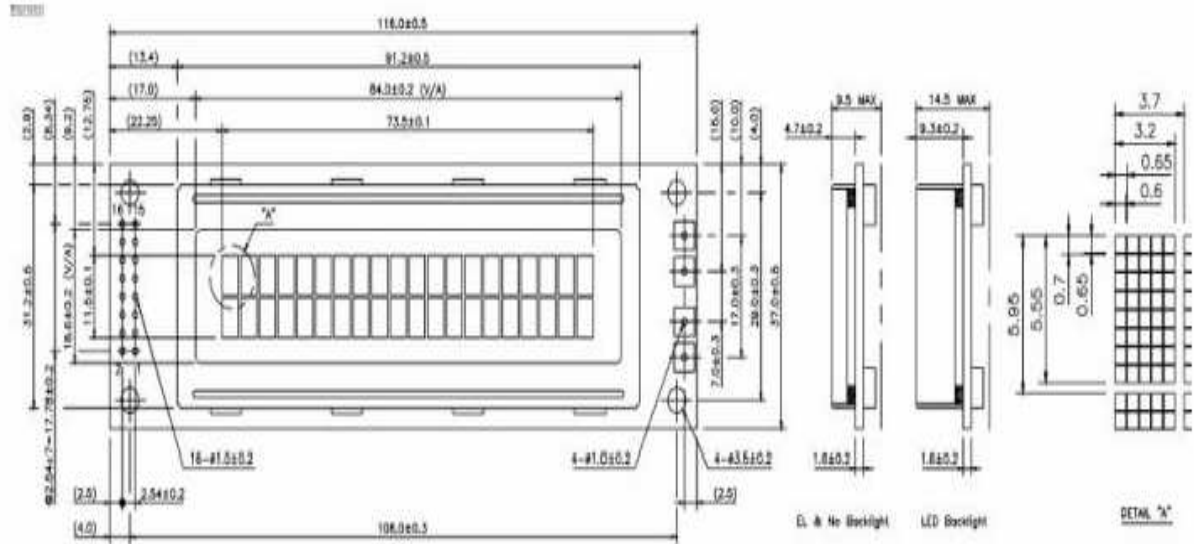
| Item | Sym. | Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit. |
|------------------------|--------|-----------|------|------|------|-------|
| Supply Voltage for LCD | VDD-V0 | Ta=25°C | ---- | 4.5 | ---- | V |
| Supply Current | IDD | VDD=5V | ---- | 2.0 | 3.0 | mA |

DISPLAY CHARACTER ADDRESS CODE:

| Display position | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
|------------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| DD RAM Address | 00 | 01 | 02 | 03 | 04 | 05 | 06 | 07 | 08 | 09 | 0A | 0B | 0C | 0D | 0E | 0F |
| | 40 | 41 | 42 | 43 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 | 49 | 4A | 4B | 4C | 4D | 4E | 4F |

INTERFACE PIN CONNECTIONS:

| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-------|-------|
| Vss | VDD | VO | RS | R/W | E | DB0 | DB1 |
| 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| DB2 | DB3 | DB4 | DB5 | DB6 | DB7 | LED A | LED K |





LM117/217
LM317

1.2V TO 37V VOLTAGE REGULATOR

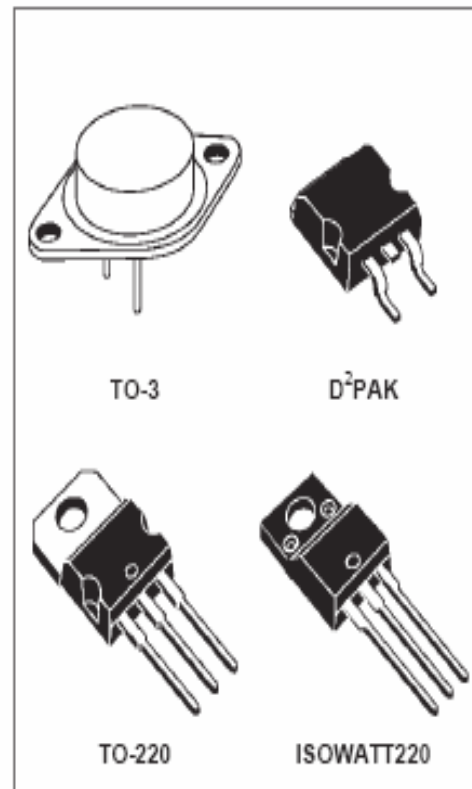
- OUTPUT VOLTAGE RANGE : 1.2 TO 37V
- OUTPUT CURRENT IN EXCESS OF 1.5A
- 0.1% LINE AND LOAD REGULATION
- FLOATING OPERATION FOR HIGH VOLTAGES
- COMPLETE SERIES OF PROTECTIONS :
CURRENT LIMITING, THERMAL
SHUTDOWN AND SOA CONTROL

DESCRIPTION

The LM117/LM217/LM317 are monolithic integrated circuit in TO-220, ISOWATT220, TO-3 and D²PAK packages intended for use as positive adjustable voltage regulators.

They are designed to supply more than 1.5A of load current with an output voltage adjustable over a 1.2 to 37V range.

The nominal output voltage is selected by means of only a resistive divider, making the device exceptionally easy to use and eliminating the stocking of many fixed regulators.



ABSOLUTE MAXIMUM RATING

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|-----------|---|--------------------------------------|----------------|
| V_{i-o} | Input-output Differential Voltage | 40 | V |
| I_o | Output Current | Internally Limited | |
| T_{op} | Operating Junction Temperature for: LM117 LM217 LM317 | -55 to 150 -25 to 150 0 to 125 | °C °C °C |
| P_{tot} | Power Dissipation | Internally Limited | |
| T_{stg} | Storage Temperature | - 65 to 150 | °C |

THERMAL DATA

| Symbol | Parameter | | TO-3 | TO-220 | ISOWATT220 | D ² PAK | Unit |
|----------------|-------------------------------------|-----|------|--------|------------|--------------------|------|
| $R_{thj-case}$ | Thermal Resistance Junction-case | Max | 4 | 3 | 4 | 3 | °C/W |
| $R_{thj-amb}$ | Thermal Resistance Junction-ambient | Max | 35 | 50 | 60 | 62.5 | °C/W |

LM117/217/317

to improve the ripple rejection of about 15 dB (C_{ADJ}).

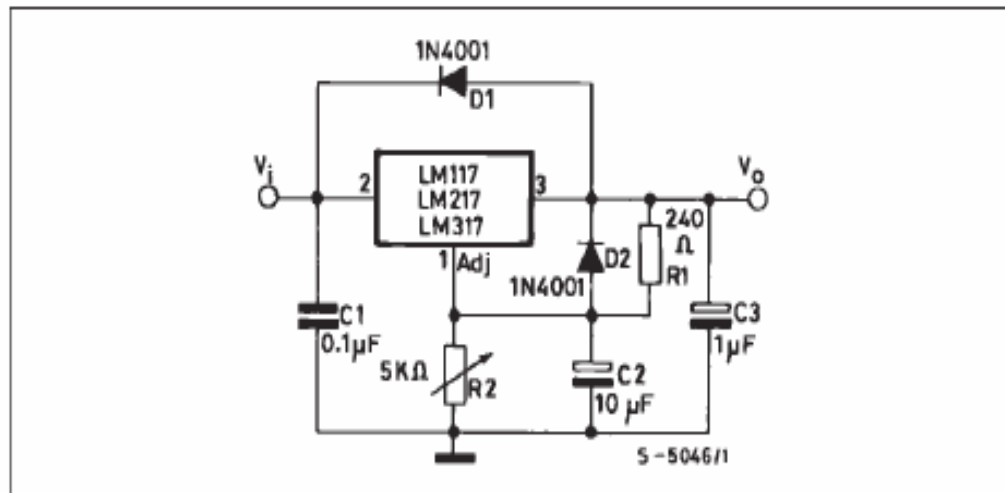
An 1μF tantalium (or 25μF Aluminium electrolytic) capacitor on the output to improve transient response.

In addition to external capacitors, it is good

practice to add protection diodes, as shown in fig.5.

D1 protect the device against input short circuit, while D2 protect against output short circuit for capacitance discharging.

Figure 5 : Voltage Regulator with Protection Diodes.



D1 protect the device against input short circuit, while D2 protects against output short circuit for capacitors discharging

Figure 6 : Slow Turn-on 15V Regulator.

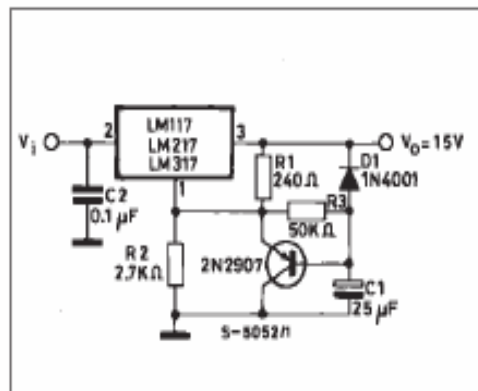
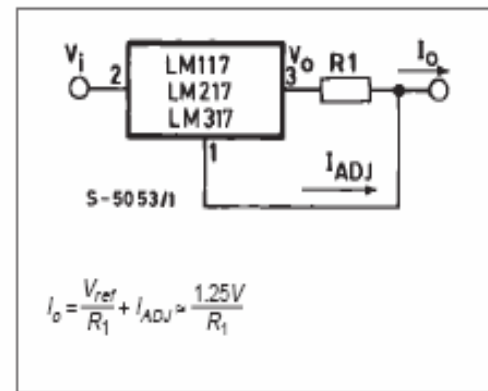


Figure 7 : Current Regulator.



$$I_o = \frac{V_{ref}}{R_1} + I_{ADJ} \approx \frac{1.25V}{R_1}$$

LM117/217/317

Figure 8 : 5V Electronic Shut-down Regulator

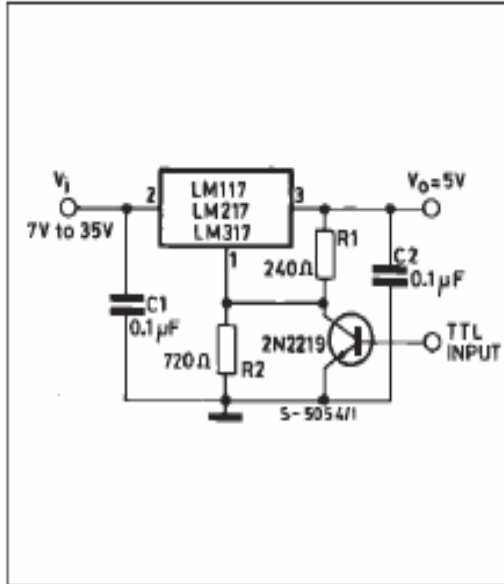


Figure 9 : Digitally Selected Outputs

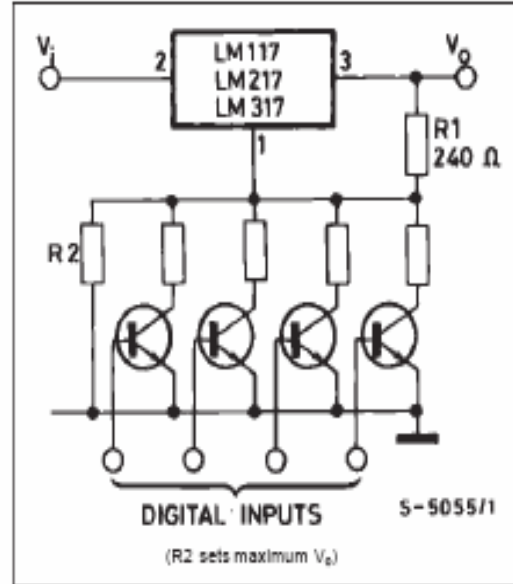


Figure 10 : Battery Charger (12V)

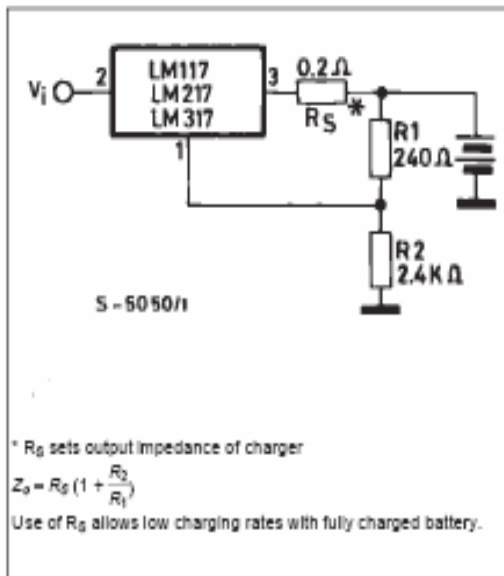
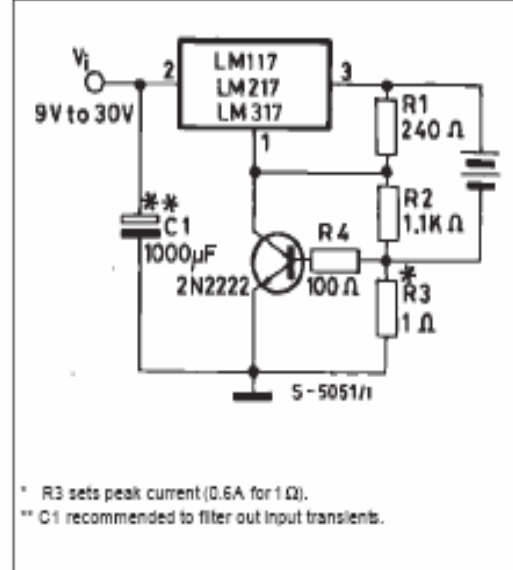
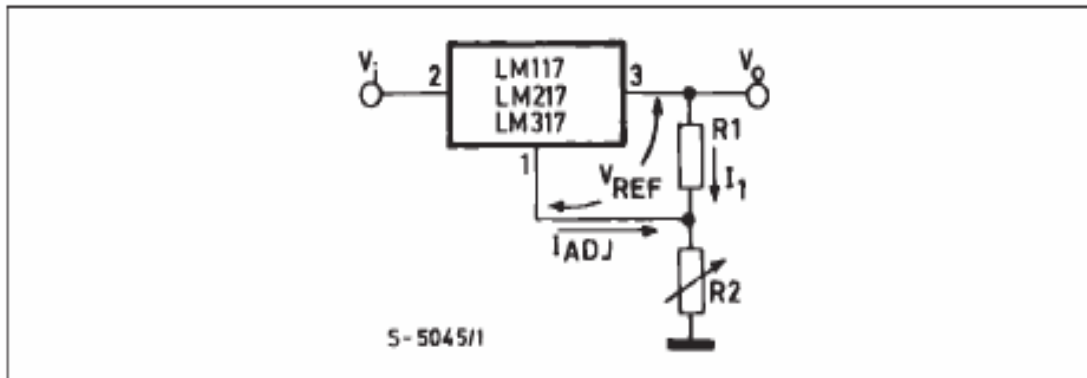


Figure 11 : Current Limited 6V Charger



LM117/217/317

BASIC ADJUSTABLE REGULATOR



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_i - V_o = 5\text{ V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $I_{MAX} = 1.5\text{ A}$ and $P_{MAX} = 20\text{ W}$, unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Test Conditions | LM117/LM217 | | | LM317 | | | Unit | |
|--------------------------|---|--|---------------------------|-------|------|-------|-------|---------------|---------------|----|
| | | | Min. | Typ. | Max. | Min. | Typ. | Max. | | |
| ΔV_o | Line Regulation | $V_i - V_o = 3\text{ to }40\text{ V}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 0.01 | 0.02 | | 0.01 | 0.04 | %/V | |
| | | | | 0.02 | 0.05 | | 0.02 | 0.07 | %/V | |
| ΔV_o | Load Regulation | $V_o \leq 5\text{ V}$ $I_o = 10\text{ mA to }I_{MAX}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 5 | 15 | | 5 | 25 | mV | |
| | | | | 20 | 50 | | 20 | 70 | mV | |
| | | $V_o \geq 5\text{ V}$ $I_o = 10\text{ mA to }I_{MAX}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 0.1 | 0.3 | | 0.1 | 0.5 | % | |
| | | | | 0.3 | 1 | | 0.3 | 1.5 | % | |
| I_{ADJ} | Adjustment Pin Current | | 50 | 100 | | 50 | 100 | μA | | |
| ΔI_{ADJ} | Adjustment Pin Current | $V_i - V_o = 2.5\text{ to }40\text{ V}$ $I_o = 10\text{ mA to }I_{MAX}$ | | 0.2 | 5 | | 0.2 | 5 | μA | |
| V_{REF} | Reference Voltage (between pin 3 and pin 1) | $V_i - V_o = 2.5\text{ to }40\text{ V}$ $I_o = 10\text{ mA to }I_{MAX}$ $P_D \leq P_{MAX}$ | 1.2 | 1.25 | 1.3 | 1.2 | 1.25 | 1.3 | V | |
| $\frac{\Delta V_o}{V_o}$ | Output Voltage Temperature Stability | | | 1 | | | 1 | | % | |
| $I_{o(min)}$ | Minimum Load Current | $V_i - V_o = 40\text{ V}$ | | 3.5 | 5 | | 3.5 | 10 | mA | |
| $I_{o(max)}$ | Maximum Load Current | $V_i - V_o \leq 15\text{ V}$ $P_D < P_{MAX}$ | 1.5 | 2.2 | | 1.5 | 2.2 | | A | |
| | | $V_i - V_o = 40\text{ V}$ $P_D < P_{MAX}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 0.4 | | | 0.4 | | A | |
| e_n | Output Noise Voltage (percentance of V_o) | $B = 10\text{ Hz to }10\text{ KHz}$ $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | | 0.003 | | | 0.003 | | % | |
| SVR | Supply Voltage Rejection (*) | $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $f = 120\text{ Hz}$ | $C_{ADJ} = 0$ | | 65 | | | 65 | | dB |
| | | | $C_{ADJ} = 10\mu\text{F}$ | 66 | 80 | | 66 | 80 | | dB |

(*) C_{ADJ} is connected between pin 1 and ground.

Note:

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR*

BF199

NPN RF Transistor



Absolute Maximum Ratings* $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|----------------|--|-----------|------------------|
| V_{CE0} | Collector-Emitter Voltage | 25 | V |
| V_{CB0} | Collector-Base Voltage | 40 | V |
| V_{EB0} | Emitter-Base Voltage | 4.0 | V |
| I_C | Collector Current - Continuous | 50 | mA |
| T_J, T_{STG} | Operating and Storage Junction Temperature Range | -55 ~ 150 | $^\circ\text{C}$ |

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Max. | Units |
|-------------------------------------|---|--|------|-------|-------|
| Off Characteristics | | | | | |
| $V_{BR(CEO)}$ | Collector-Emitter Breakdown Voltage * | $I_C = 1.0\text{mA}, I_B = 0$ | 25 | | V |
| $V_{BR(CBO)}$ | Collector-Base Breakdown Voltage | $I_C = 100\mu\text{A}, I_E = 0$ | 40 | | V |
| $V_{BR(EB0)}$ | Emitter-Base Breakdown Voltage | $I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$ | 4.0 | | V |
| I_{CES} | Collector Cut-off Current | $V_{CE} = 30\text{V}, I_E = 0$ | | 50 | nA |
| On Characteristics | | | | | |
| h_{FE} | DC Current Gain | $I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ | 38 | | |
| $V_{CE(sat)}$ | Collector-Emitter Saturation Voltage | $I_C = 10\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$ | | 0.2 | V |
| $V_{BE(sat)}$ | Base-Emitter Saturation Voltage | $I_C = 10\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$ | | 0.92 | V |
| $V_{BE(on)}$ | Base-Emitter On Voltage | $I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$ | | 0.925 | V |
| Small Signal Characteristics | | | | | |
| f_T | Current gain Bandwidth Product | $I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 100\text{MHz}$ | | 1100 | MHz |
| C_{re} | Common-Emitter Reverse Transfer Capacitance | $V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 1.0\text{MHz}$ | | 0.4 | pF |

* Pulse Test. Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Thermal Characteristics $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Max. | Units |
|-----------------|---|------------|----------------------------|
| P_D | Total Device Dissipation Derate above 25°C | 350 2.8 | mW mW/ $^\circ\text{C}$ |
| $R_{\theta JC}$ | Thermal Resistance, Junction to Case | 125 | $^\circ\text{C/W}$ |
| $R_{\theta JA}$ | Thermal Resistance, Junction to Ambient | 357 | $^\circ\text{C/W}$ |

M/A-COM
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by MRF171A/D

The RF MOSFET Line
RF Power Field-Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode MOSFET

MRF171A

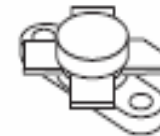
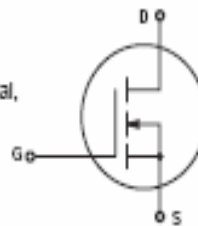
45 W, 150 MHz
MOSFET BROADBAND
RF POWER FET

Designed primarily for wideband large-signal output and driver stages from 30-200 MHz.

- Guaranteed Performance at 150 MHz, 28 Vdc
Output Power = 45 Watts
Power Gain = 17 dB (Min)
Efficiency = 60% (Min)
- Excellent Thermal Stability, Ideally Suited for Class A Operation
- Facilitates Manual Gain Control, ALC and Modulation Techniques
- 100% Tested for Load Mismatch At All Phase Angles with 30:1 VSWR
- Low Crss – 8 pF @ VDS = 28 V
- Gold Top Metal

Typical Data For Power Amplifier Applications In Industrial, Commercial and Amateur Radio Equipment

- Typical Performance at 30 MHz, 28 Vdc
Output Power = 30 Watts (PEP)
Power Gain = 20 dB (Typ)
Efficiency = 50% (Typ)
IMD(d3) (30 Watts PEP) –32 dB (Typ)



CASE 211-07, STYLE 2

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|------------------|-------------|---------------|
| Drain-Gate Voltage | V _{DGS} | 65 | Vdc |
| Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ) | V _{DGR} | 65 | Vdc |
| Gate-Source Voltage | V _{GS} | ±20 | Vdc |
| Drain Current — Continuous | I _D | 4.5 | A dc |
| Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C | P _D | 115 0.66 | Watts W/°C |
| Storage Temperature Range | T _{stg} | -65 to +150 | °C |
| Operating Junction Temperature | T _J | 200 | °C |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|--------------------------------------|------------------|------|------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | R _{θJC} | 1.52 | °C/W |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|----------------------|-----|-----|-----|-------|
| Drain-Source Breakdown Voltage (I _D = 50 mA, V _{GS} = 0) | V _{(BR)DSS} | 65 | 80 | — | Vdc |
| Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0, V _{DS} = 28 V) | I _{DSS} | — | — | 1.0 | mA dc |
| Gate-Source Leakage Current (V _{GS} = 20 V, V _{DS} = 0) | I _{GSS} | — | — | 1.0 | μA dc |

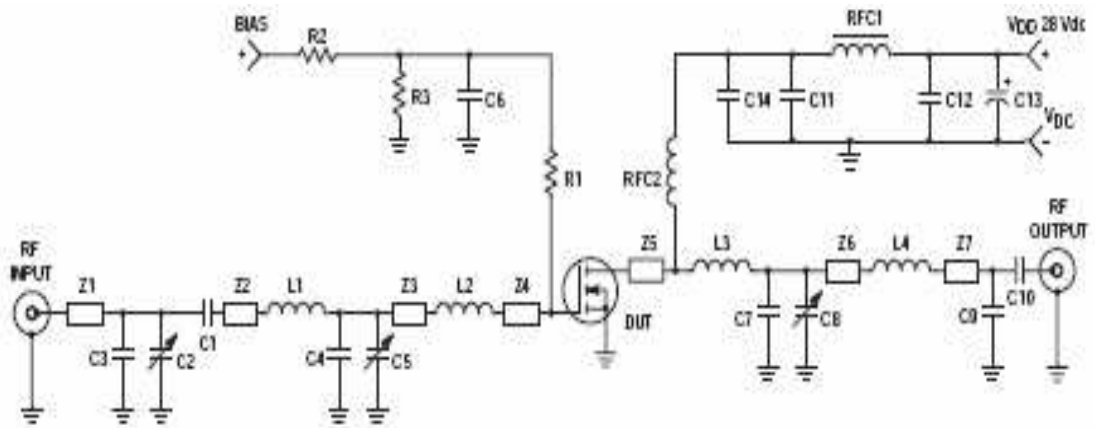
NOTE – **CAUTION** – MOS devices are susceptible to damage from electrostatic charge. Reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

REV 2
1



ELECTRICAL CHARACTERISTICS – continued ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|--------------|--------------------------------|------|-----|------|
| ON CHARACTERISTICS | | | | | |
| Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 50\text{ mA}$) | $V_{GS(th)}$ | 1.5 | 2.5 | 4.5 | Vdc |
| Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 3\text{ A}$) | $V_{DS(on)}$ | — | 1.0 | — | V |
| Forward Transconductance ($V_{DS} = 10\text{ V}$, $I_D = 2\text{ A}$) | g_{fs} | 1.4 | 1.8 | — | mhos |
| DYNAMIC CHARACTERISTICS | | | | | |
| Input Capacitance ($V_{DS} = 28\text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$) | C_{iss} | — | 60 | — | pF |
| Output Capacitance ($V_{DS} = 28\text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$) | C_{oss} | — | 70 | — | pF |
| Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 28\text{ V}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$) | C_{rss} | — | 8 | — | pF |
| FUNCTIONAL CHARACTERISTICS | | | | | |
| Common Source Power Gain ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 45\text{ W}$, $f = 150\text{ MHz}$, $I_{DQ} = 25\text{ mA}$) | G_{ps} | 17 | 19.5 | — | dB |
| Drain Efficiency ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 45\text{ W}$, $f = 150\text{ MHz}$, $I_{DQ} = 25\text{ mA}$) | η | 60 | 70 | — | % |
| Electrical Ruggedness ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 45\text{ W}$, $f = 150\text{ MHz}$, $I_{DQ} = 25\text{ mA}$, VSWR 30:1 at All Phase Angles) | | No Degradation in Output Power | | | |
| TYPICAL FUNCTIONAL TESTS (§§B) | | | | | |
| Common Source Power Gain ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 30\text{ W (PEP)}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$, $f = 30; 30.001\text{ MHz}$) | G_{ps} | — | 20 | — | dB |
| Drain Efficiency ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 30\text{ W (PEP)}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$, $f = 30; 30.001\text{ MHz}$) | η | — | 50 | — | % |
| Intermodulation Distortion ($V_{DD} = 28\text{ V}$, $P_{out} = 30\text{ W (PEP)}$, $I_{DQ} = 100\text{ mA}$, $f = 30; 30.001\text{ MHz}$) | IMD(d3) | — | -32 | — | dB |



| | | | |
|------------|---------------------------------------|-------|-------------------------------------|
| C1, C10 | 1000 pF, Chip Capacitor | R2 | 1 kΩ, 1/2 W Chip Resistor |
| C2, C5, C8 | 2–20 pF, Trimmer Capacitors, Johanson | R3 | 10 kΩ, 1/2 W Chip Resistor |
| C3 | 43 pF, 100 mil Chip Capacitor, ATC | Z1 | 0.160" x 0.400" Microstrip |
| C4 | 120 pF, 100 mil Chip Capacitor, ATC | Z2 | 0.160" x 0.600" Microstrip |
| C6, C14 | 0.1 μF, Capacitors | Z3 | 0.160" x 0.600" Microstrip |
| C7 | 50 pF, 100 mil Chip Capacitor, ATC | Z4 | 0.160" x 0.900" Microstrip |
| C9 | 12 pF, 100 mil Chip Capacitor, ATC | Z5 | 0.160" x 0.800" Microstrip |
| C11, C12 | 680 pF, Feedthru Capacitors | Z6 | 0.160" x 0.800" Microstrip |
| C13 | 50 μF, 50 V, Electrolytic Capacitor | Z7 | 0.160" x 0.400" Microstrip |
| L1 | 2 Turns, 0.297" ID, 18 AWG | RFC1 | Ferroxcube VK200–194B |
| L2 | 1–1/2 Turns, 0.265" ID, 18 AWG | RFC2 | 10 Turns, 0.250" ID, 20 AWG, Enamel |
| L3 | 1–1/4 Turns, 0.234" ID, 18 AWG | Board | 0.062", G10 1 oz. Copper Clad |
| L4 | 1–1/2 Turns, 0.250" ID, 18 AWG | | Both Sides, $\epsilon_r = 2.56$ |
| R1 | 68 Ω, 1/2 W Chip Resistor | | |

Figure 1. MRF171A 150 MHz Test Circuit

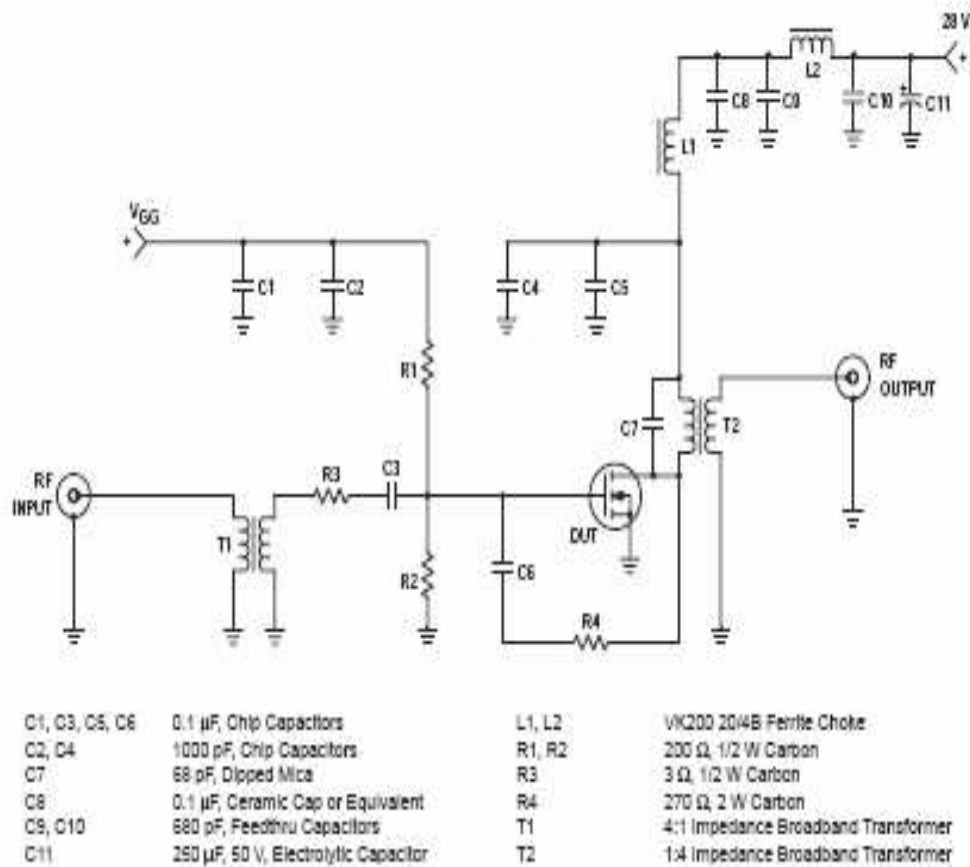
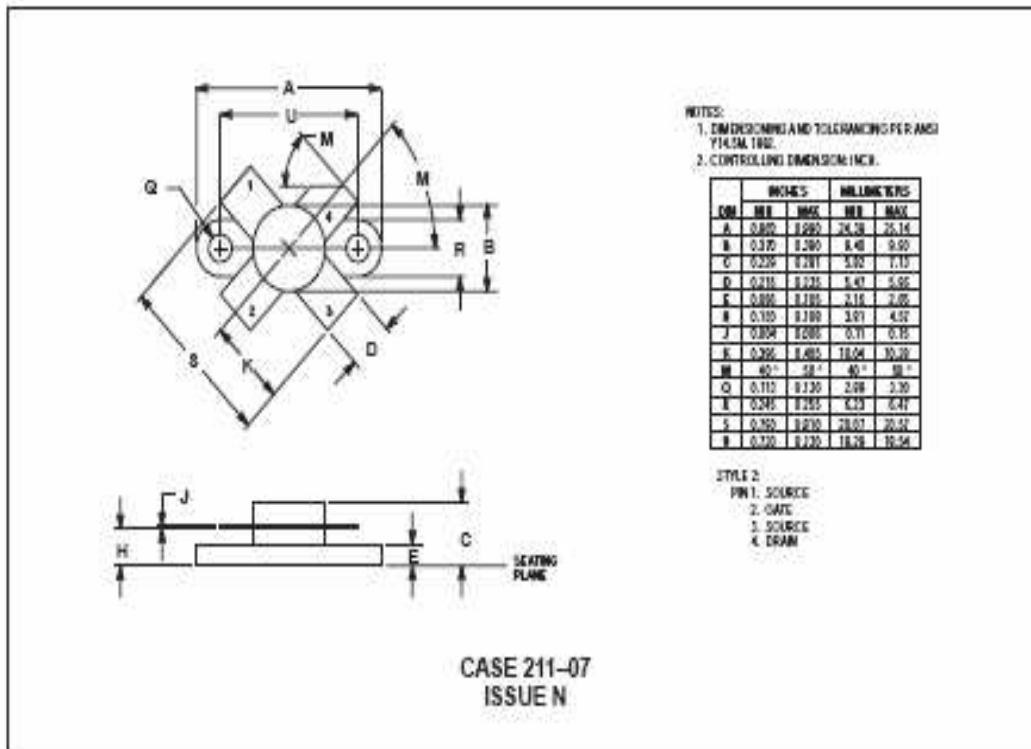


Figure 2. MRF171A 30 MHz Test Circuit

PACKAGE DIMENSIONS



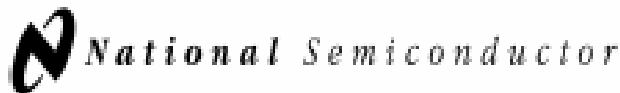
Specifications subject to change without notice.

- North America: Tel. (800) 366-2266, Fax (800) 618-8883
- Asia/Pacific: Tel. +81-44-844-8296, Fax +81-44-844-8298
- Europe: Tel. +44 (1344) 868 595, Fax +44 (1344) 330 030

Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

REV 2





August 2000

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

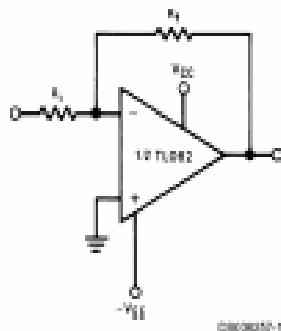
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

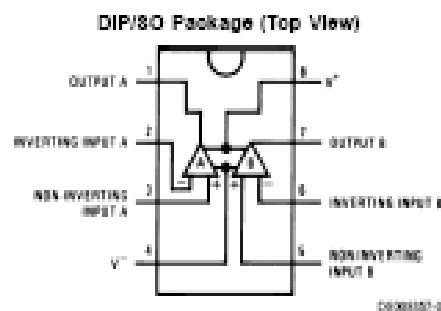
Features

| | |
|--------------------------------------|-----------------|
| ■ Internally trimmed offset voltage: | 15 mV |
| ■ Low input bias current: | 50 pA |
| ■ Low input noise voltage: | 16nV/√Hz |
| ■ Low input noise current: | 0.01 pA/√Hz |
| ■ Wide gain bandwidth: | 4 MHz |
| ■ High slew rate: | 13 V/μs |
| ■ Low supply current: | 3.6 mA |
| ■ High input impedance: | $10^{12}\Omega$ |
| ■ Low total harmonic distortion: | $\leq 0.02\%$ |
| ■ Low 1/f noise corner: | 50 Hz |
| ■ Fast settling time to 0.01%: | 2 μs |

Typical Connection

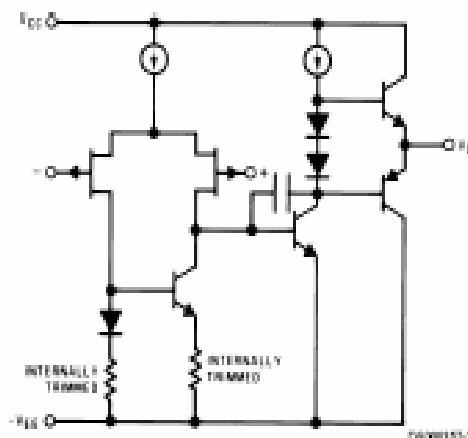


Connection Diagram



Order Number TL082CM or TL082CP
See NS Package Number M08A or N08E

Simplified Schematic



Bi-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corp.

TL062

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

| | |
|-----------------------------|--------------|
| Supply Voltage | ±18V |
| Power Dissipation | (Note 2) |
| Operating Temperature Range | 0°C to +70°C |
| T _{J(MAX)} | 150°C |
| Differential Input Voltage | ±30V |

| | |
|------------------------------------|-----------------|
| Input Voltage Range (Note 3) | ±15V |
| Output Short Circuit Duration | Continuous |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C |
| Lead Temp. (Soldering, 10 seconds) | 260°C |
| ESD rating to be determined. | |

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

DC Electrical Characteristics (Note 5)

| Symbol | Parameter | Conditions | TL062C | | | Units |
|----------------------|------------------------------------|---|--------|------------------|-----|-------|
| | | | Min | Typ | Max | |
| V _{OS} | Input Offset Voltage | R _G = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature | | 5 | 15 | mV |
| | | | | | 20 | mV |
| ΔV _{OS} /ΔT | Average TC of Input Offset Voltage | R _G = 10 kΩ | | 10 | | μV/°C |
| I _{OS} | Input Offset Current | T _J = 25°C, (Notes 5, 6) T _J ≤ 70°C | | 25 | 200 | μA |
| | | | | | 4 | nA |
| I _B | Input Bias Current | T _J = 25°C, (Notes 5, 6) T _J ≤ 70°C | | 50 | 400 | μA |
| | | | | | 8 | nA |
| R _{IN} | Input Resistance | T _J = 25°C | | 10 ¹² | | Ω |
| A _{VOL} | Large Signal Voltage Gain | V _{OS} = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature | 25 | 100 | | V/mV |
| | | | 15 | | | V/mV |
| V _O | Output Voltage Swing | V _{OS} = ±15V, R _L = 10 kΩ | ±12 | ±13.5 | | V |
| V _{CM} | Input Common-Mode Voltage Range | V _{OS} = ±15V | ±11 | +15 | | V |
| | | | | -12 | | V |
| CMRR | Common-Mode Rejection Ratio | R _G ≤ 10 kΩ | 70 | 100 | | dB |
| PSRR | Supply Voltage Rejection Ratio | (Note 7) | 70 | 100 | | dB |
| I _S | Supply Current | | | 3.6 | 5.6 | mA |

AC Electrical Characteristics (Note 5)

| Symbol | Parameter | Conditions | TL082C | | | Units |
|--------|---------------------------------|--|--------|-------|-----|------------------------|
| | | | Min | Typ | Max | |
| | Amplifier to Amplifier Coupling | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{Hz}$ - 20 kHz (Input Referred) | | -120 | | dB |
| SR | Slew Rate | $V_G = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 8 | 13 | | V/ μs |
| GBW | Gain Bandwidth Product | $V_G = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 4 | | MHz |
| e_n | Equivalent Input Noise Voltage | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_G = 100\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$ | | 25 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| i_n | Equivalent Input Noise Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1000\text{ Hz}$ | | 0.01 | | pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| THD | Total Harmonic Distortion | $A_V = +10$, $R_L = 10\text{k}$, $V_O = 20\text{ Vp-p}$, $\text{BW} = 20\text{ Hz}-20\text{ kHz}$ | | <0.02 | | % |

Note 2: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the N package.

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

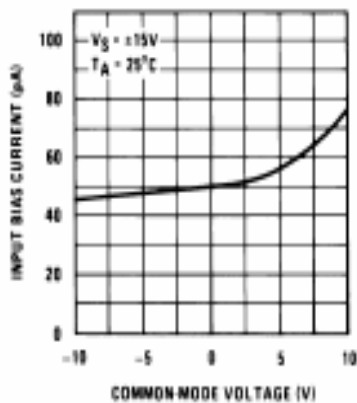
Note 5: These specifications apply for $V_G = \pm 15\text{V}$ and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$. V_{OS} , i_B and i_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. $V_G = \pm 6\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$.

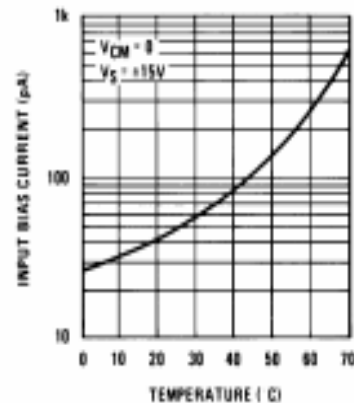
Typical Performance Characteristics

Input Bias Current



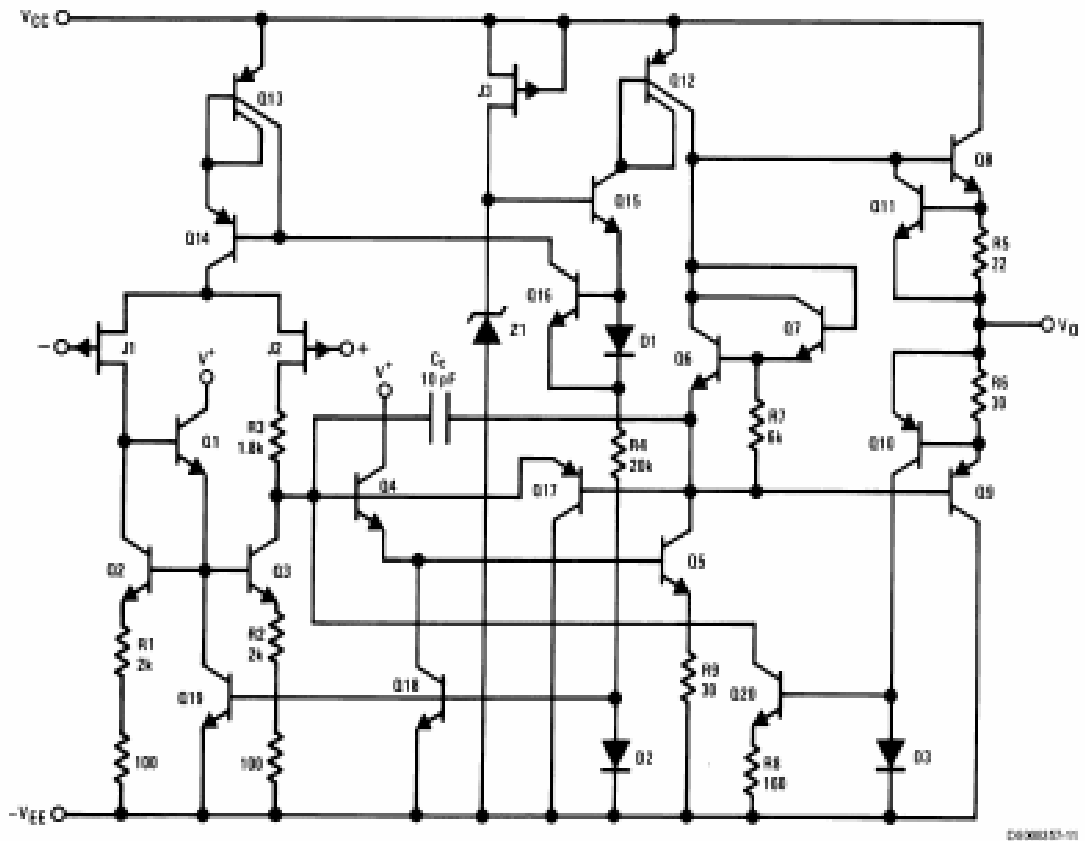
C0000157-10

Input Bias Current



C0000157-10

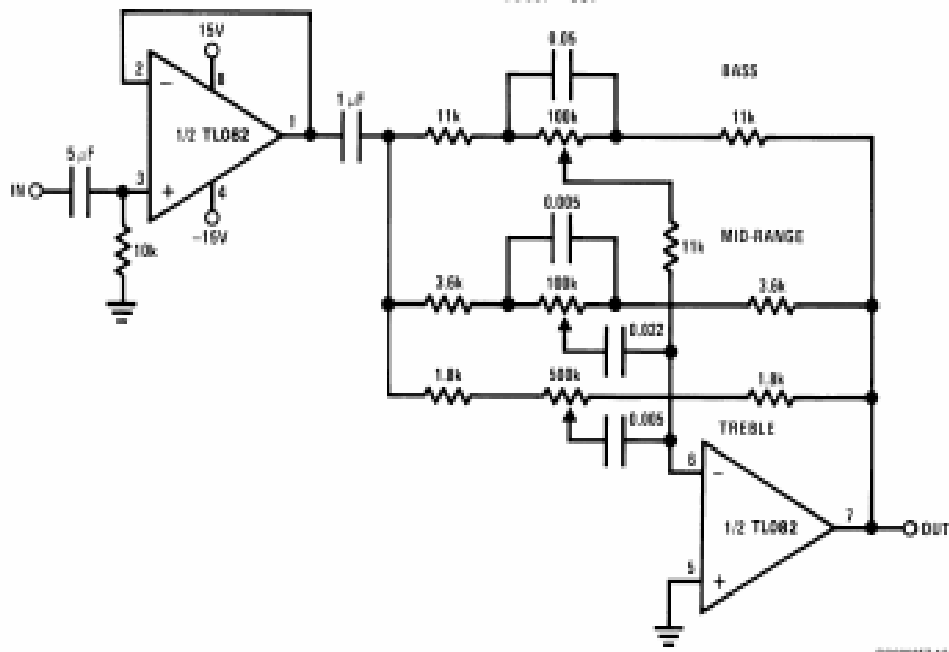
Detailed Schematic



0400037-11

Typical Applications

Three-Band Active Tone Control
BOB7 - ZUT



0400037-12

INTERSIL

741 Operational Amplifier

GENERAL DESCRIPTION

The 741 and 741C are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1438 and 748 in most applications.

The offset voltage and offset current are guaranteed over the entire common mode range. The amplifiers also offer

many features which make their application nearly fool-proof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The 741C is identical to the 741 except that the 741C has its performance guaranteed over a 0°C to 70°C temperature range, instead of -55°C to 125°C.

5

PIN CONFIGURATIONS

METAL CAN
(outline dwg TO-98)

TOP VIEW

NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE

8 PIN MINIDIP
(outline dwg PA)

NOTE: PIN 4 CONNECTED TO BOTTOM OF PACKAGE

10 PIN FLATPACK
(outline dwg FB)

14 PIN DIP
(outline dwg JD, PD)

ORDERING INFORMATION

| | TO-98 CAN | 8-PIN MINIDIP | 14 PIN PLASTIC | 14 PIN CERDIP | 10 PIN FLATPACK |
|-------------------|------------------------|---------------|----------------|------------------------|-----------------|
| LM741 LM741C | LM741H LM741CH | LM741DN | LM741CN-14 | LM741J LM741CJ | LM741CJ |
| μA741 μA741C | μA741HM μA741HC | μA741TC | μA741PC | μA741DM μA741DC | μA741PM |
| AD741 AD741C | AD741H AD741CH | AD741CN | | | |
| ICL741 ICL741C | ICL741MTY ICL741CTV | ICL741CPA | ICL741CPD | ICL741MJD ICL741CJD | ICL741MFB |

741



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|--------------------------------------|----------------|
| Supply Voltage 741 | ±22V |
| 741C | ±18V |
| Power Dissipation (Note 1) | 600 mW |
| Differential Input Voltage | ±30V |
| Input Voltage (Note 2) | ±15V |
| Output Short Circuit Duration | Indefinite |
| Operating Temperature Range 741 | -55°C to 125°C |
| 741C | 0°C to 70°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to 150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 sec) | 300°C |

NOTE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent device failure. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may cause device failures.

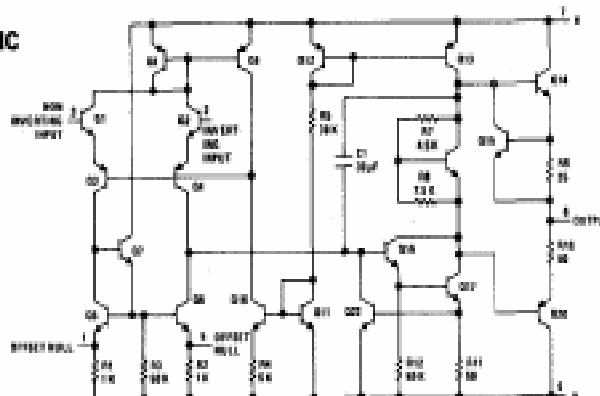
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

| PARAMETER | CONDITIONS | 741 | | | 741C | | | UNITS |
|--------------------------------|--|------|------|------|------|------|------|-------|
| | | MIN. | TYR. | MAX. | MIN. | TYR. | MAX. | |
| Input Offset Voltage | T _A = 25°C, R _S < 10 kΩ | | 1.0 | 5.0 | | 1.0 | 5.0 | mV |
| Input Offset Current | T _A = 25°C | | 30 | 200 | | 30 | 200 | nA |
| Input Bias Current | T _A = 25°C | | 200 | 500 | | 200 | 500 | nA |
| Input Resistance | T _A = 25°C | 0.3 | 1.0 | | 0.3 | 1.0 | | M Ω |
| Supply Current | T _A = 25°C, V _S = ±15V | | 1.7 | 2.8 | | 1.7 | 2.8 | mA |
| Large Signal Voltage Gain | T _A = 25°C, V _S = ±15V V _{out} = ±10V, R _L > 2 kΩ | 50 | 160 | | 25 | 160 | | v/mV |
| Input Offset Voltage | R _S < 10 kΩ | | | 5.0 | | | 7.5 | mV |
| Input Offset Current | | | | 500 | | | 300 | nA |
| Input Bias Current | | | | 1.5 | | | 0.8 | μA |
| Large Signal Voltage Gain | V _S = ±15V, V _{out} = ±10V R _L > 2 kΩ | 25 | | | 15 | | | V/mV |
| Output Voltage Swing | V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ | ±12 | ±14 | | ±12 | ±14 | | V |
| | R _L = 2 kΩ | ±10 | ±13 | | ±10 | ±13 | | V |
| Input Voltage Range | V _S = ±15V | ±12 | | | ±12 | | | V |
| Common Mode Rejection Ratio | R _S < 10 kΩ | 70 | 90 | | 70 | 90 | | dB |
| Supply Voltage Rejection Ratio | R _S < 10 kΩ | 77 | 96 | | 77 | 96 | | dB |

Note 1: The maximum junction temperature of the 741 is 150°C, while that of the 741C is 125°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-8 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to case.
 Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
 Note 3: Temperature conditions apply for V_S = ±15V and -55°C ≤ T_A ≤ 125°C, unless otherwise specified. With the 741C, however, all specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ 70°C and V_S = ±15V.

5

EQUIVALENT SCHEMATIC



ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ**ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- Ηλεκτρονικά I Ιωάννης Ζαμάνης, σημειώσεις του εργαστηριακού μέρους του μαθήματος.
- Ηλεκτρονικά II Γεώργιος Μπάμνιος, σημειώσεις του θεωρητικού μέρους του μαθήματος.
- Ηλεκτρονικά III Κωνσταντίνος Αμοιρίδης σημειώσεις του εργαστηριακού μέρους του μαθήματος.
- Εφαρμοσμένη ηλεκτρονική Κωνσταντίνος Αμοιρίδης.
- Μικροϋπολογιστές II Νικόλαος Τσαγκούριας σημειώσεις του εργαστηριακού μέρους του μαθήματος.
- Τεχνολογία ηλεκτρονικών εξαρτημάτων Δημήτριος Ρήγας.
- Περιοδικό Ηλεκτρονικές κατασκευές.
- Περιοδικό Έλεktor.
- Περιοδικό Popular Electronic.
- Περιοδικό Σύγχρονες ηλεκτρονικές κατασκευές και κιτ.
- Περιοδικό Ο νέος επιστήμονας.
- Περιοδικό Ηλεκτρονικοί πειραματισμοί.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην πτυχιακή εργασία με τίτλο ραδιοφωνικός πομπός στα FM με συντονισμό μέσω PLL περιγράφεται η λειτουργία ενός πομπού στην συχνότητα των FM, που ο συντονισμός για την επιλογή της συχνότητας εκπομπής γίνεται με την βοήθεια ενός βρόχου κλειδωμένης φάσης γνωστού και ως PLL (Phase Locked Loop). Πρόκειται για την εφαρμογή ενός συστήματος αυτόματου ελέγχου στον ορισμό της συχνότητας λειτουργίας ενός ταλαντωτή και αποτελεί κάτι νέο για τους πομπούς FM. Το παραπάνω σύστημα προσφέρει σταθερότητα στην τιμή της συχνότητας εκπομπής σε συνάρτηση με το χρόνο. Η εργασία χωρίζεται σε επιμέρους τμήματα. Αυτά είναι ο πρόλογος και η εισαγωγή, το τμήμα του πομπού, το τμήμα του PLL, το τμήμα του μικροελεγκτή, το τμήμα του γραμμικού ενισχυτή Linear και το τμήμα του τροφοδοτικού. Ο πρόλογος και η εισαγωγή περιέχουν την περιγραφή της εργασίας και κάποια γενικά στοιχεία για την εκπομπή στα FM. Στο τμήμα του πομπού περιγράφονται κάποιες γενικές έννοιες για την εκπομπή FM και τα κυριότερα συστήματα αποδιαμόρφωσης. Έπειτα περιγράφεται η λειτουργία του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (V.C.O) καθώς και οι βαθμίδες που ακολουθούν για την κατάλληλη ενίσχυση. Επιπλέον περιγράφεται και κατάλληλη προενίσχυση του ακουστικού σήματος που θα εκπεμφθεί καθώς και η διάταξη της ένδειξης της. Στο τμήμα του PLL περιγράφεται η λειτουργία του και κάποιες γενικές διατάξεις. Περιγράφεται και η λειτουργία του ολοκληρωμένου κυκλώματος MC145151, που είναι ένας συνθέτης συχνότητας. Στο τμήμα του μικροελεγκτή έχουμε γενικά στοιχεία για τους μικροελεγκτές. Περιγράφεται πώς λειτουργεί ο μικροελεγκτής με την οθόνη για να οδηγήσουν κατάλληλα το PLL. Στο τμήμα του γραμμικού ενισχυτή Linear έχουμε λειτουργία του κυκλώματος και στοιχεία για τις κεραίες εκπομπής. Στο τμήμα του τροφοδοτικού περιγράφεται η λειτουργία του και κάποια στοιχεία για τους ολοκληρωμένους σταθεροποιητές τάσης. Στην συνέχεια παρατίθενται τα κυκλωματικά διαγράμματα των παραπάνω τμημάτων, το πρόγραμμα του μικροελεγκτή και τα τεχνικά χαρακτηριστικά των πιο σημαντικών στοιχείων του κυκλώματος. Στο τέλος παρουσιάζεται και η βιβλιογραφία της εργασίας.

(Μετάφραση Περίληψης)

SUMMARY

In the final essay, titled «radio transmitter in the FM with a co-ordination via PLL», it is described the operation of a transmitter in the frequency of FM, where the co-ordination for the choice of the emission's frequency occurs with the help from a phase locked loop, known also as PLL (Phase Locked Loop). It is about the application of an automatic control system in the definition of frequency of an oscillator's operation and composes something new on the transmitters FM. The above system offers stability in the price of emission's frequency in connection with time. The essay is separated in individual sections. These are the preface and the introduction, the sections of transmitter, of PLL, of microcontroller, of linear amplifier «Linear» and the section of the feeder. The preface and the introduction contain the essay's description and some certain general elements about the emission in the FM. In the section of the transmitter are described some certain general significances about emission in FM and the most mainly systems of demodulation. Then, it is described the operation of the oscillator checked from tendency (B. C.), as well as the rungs that follow for the suitable amplification. Moreover, it is described the suitable proamplification of acoustic signal, that will be emitted, as well as the provision of his clue. In the section of PLL, his operation and some certain general orders are described. It is also mentioned the operation of completed circuit MC 145151, which is a composer of frequency. In the section of microcontroller there are general elements about the microcontrollers. It is described how the microcontroller functions with the screen, in order that they lead the PLL properly. In the section of linear amplifier «Linear» there is the operation of circuit and elements for the emission's aeriels. In the section of the feeder his own operation is described and there are also some certain elements about the completed stabilizers of tendency. Then, the diagrams of circuit of the above sections, the microcontroller's program and technical characteristics of the most important elements of circuit are mentioned. In the end it is also presented the bibliography of the essay.