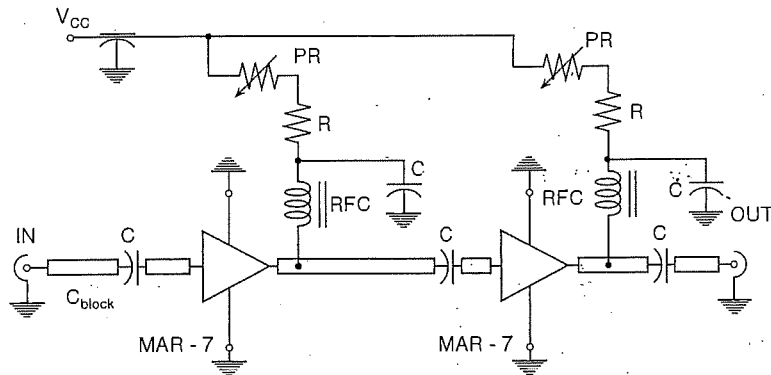


**Ν. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ**  
Καθηγητής ΕΜΠ

**Δ. ΚΑΚΛΑΜΑΝΗ**  
Καθηγήτρια ΕΜΠ

## ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ

### ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ



ΑΘΗΝΑ 2009



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>Κεφ. 1.</b> Χαρακτηριστικά θορύβου σε Ηλεκτρονικά Κυκλώματα .....	5
<b>Κεφ. 2.</b> Ενισχυτές υψηλών συχνοτήτων με σήματα μικρής έντασης .....	13
<b>Κεφ. 3.</b> Μη-Γραμμική ανάλυση κυκλωμάτων .....	36
<b>Κεφ. 4.</b> Κρυσταλλικοί ταλαντωτές και μίκτες .....	59
<b>Κεφ. 5.</b> Λειτουργική περιγραφή του πομποδέκτη Standard C .....	82



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

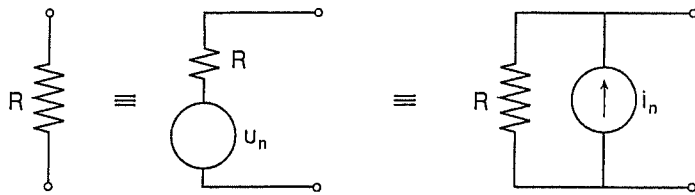
### ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

#### 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων μέσα στα κυκλώματα δημιουργεί θόρυβο, ο οποίος αποτελεί κύριο περιοριστικό παράγοντα στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Διαφορετική πηγή θορύβου είναι αυτή που οφείλεται σε εξωγενείς παράγοντες, όπως π.χ. η κεραυνική δραστηριότητα στην ατμόσφαιρα που εμφανίζει θόρυβο στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα στην περιοχή 0 – 30 MHz. Μια άλλη πηγή θορύβου οφείλεται στην εκπομπή τυχαίων σημάτων από ουράνια σώματα. Τέτοιος θόρυβος παρουσιάζεται στην περιοχή μέχρι 1 GHz μόνο σε ορισμένες κατευθύνσεις του ουρανού.

#### 2. ΘΕΡΜΙΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ

Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων μέσα σε μια αντίσταση δημιουργεί ένα ρεύμα  $i(t)$ , το οποίο, βέβαια, έχει μηδενική μέση τιμή ( $\langle i_n(t) \rangle = 0$ ). Όμως, η ισχύς που καταναλώνεται πάνω στην αντίσταση είναι μη-μηδενικής τιμής (ενεργού) ( $\langle i_n^2(t) \rangle \neq 0$ ) και από θερμοδυναμικούς συλλογισμούς αποδεικνύεται εύκολα, ότι μια αντίσταση  $R(\Omega)$  μπορεί να παρασταθεί μ' ένα ισοδύναμο κύκλωμα, όπως παρακάτω:

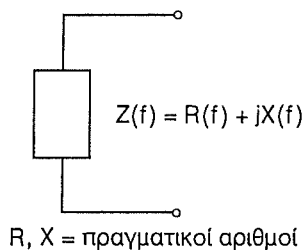


$$\langle u_n^2 \rangle = 4kTRB \quad \text{και} \quad \langle i_n^2 \rangle = 4kTGB$$

όπου  $R = 1/G$ ,  $B$  είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων στο οποίο μετράται ο θόρυβος,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$  είναι η σταθερά Boltzmann και  $T$  η φυσική θερμοκρασία αντίστασης. Στην περίπτωση που έχουμε ένα κύκλωμα με πολλές αντιστάσεις, τότε θα πρέπει να αθροισθούν οι επιμέρους συμβολές όλων των πηγών θορύβου ή να εφαρμοστεί το ισοδύναμο Thevenin ή Norton για να υπολογιστεί ο συνολικός θόρυβος. Στην περίπτωση που έχουμε ένα δικτύωμα με στοιχεία  $R, L, C$  τότε ο μέσος τετράγωνος των μεγεθών  $u_n$  και  $i_n$  υπολογίζεται από τη σχέση

$$\langle u_n^2 \rangle = 4kT \int_{f_1}^{f_2} df R(f)$$

$$f_2 - f_1 = B$$



Η μέγιστη ισχύς που μπορεί να ληφθεί από μια αντίσταση από την πηγή θορύβου μπορεί να υπολογιστεί εύκολα, υποθέτοντας ότι η αντίσταση  $R$  που παράγει το θόρυβο συνδέεται-τερματίζεται με μια αντίσταση φορτίου  $R_L = R$ . Υπολογίζοντας την ένταση ρεύματος στον βρόχο, έχουμε  $I = V_n / (2R)$  και επομένως έχουμε  $P = \text{ισχύς καταναλισκόμενη πάνω στο φορτίο } R_L = R \langle I^2 \rangle =$

$R 4kTRB/(4R^2) = kTB$ , που δείχνει ότι η ισχύς  $P$  είναι ανεξάρτητη από την τιμή της αντίστασης  $R$ .

**Θόρυβος σε ενεργά στοιχεία.** Τα ενεργά στοιχεία, όπως τα διπολικά τρανζίστορ και τα τρανζίστορ εγκάρσιου πεδίου (FET), παράγουν πρόσθετο θόρυβο που οφείλεται στην τυχαία κίνηση των φορτίων. Εξετάζουμε χωριστά τις δύο περιπτώσεις.

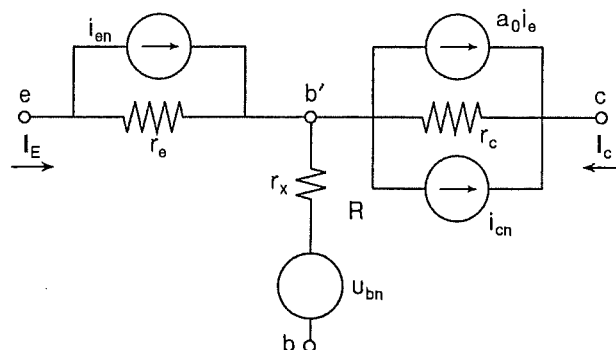
**Θόρυβος σε διόδους.** Η ενεργός τιμή του ρεύματος στις διόδους υπολογίζεται ότι είναι  $\langle i_n^2 \rangle = 2q I_{DC} B$ , όπου  $q = 1,62 \times 10^{-19}$  Cb είναι το στοιχειώδες φορτίο,  $I_{DC}$  είναι το μόνιμο ρεύμα στη δίοδο, ενώ  $B$  είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων που μετράται.

**Διπολικά Τρανζίστορ.** Η περιγραφή των χαρακτηριστικών θορύβου διπολικών τρανζίστορ γίνεται με ισοδύναμα κυκλώματα, όπως αυτό που δίνεται στο παρακάτω σχήμα. Οι πηγές ρεύματος θορύβου είναι οι  $i_{en}$  και  $i_{cn}$ , ενώ στο κύκλωμα βάσης έχουμε την πηγή τάσης θορύβου  $u_{bn}$ . Οι τιμές των ενεργών τιμών δίνονται από τις σχέσεις:

$$\langle i_{en}^2 \rangle = 2q I_E B$$

$$\langle u_{bn}^2 \rangle = 4k T r_x B$$

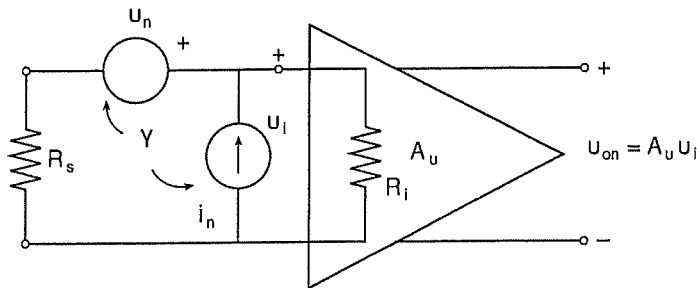
$$\langle i_{cn}^2 \rangle = 2q B (I_{Co} + I_C (1 - \alpha_o))$$



όπου  $I_E$  και  $I_C$  είναι τα σταθερά ρεύματα του εκπομπού και του συλλέκτη και  $I_{Co}$  το αντίστροφο ρεύμα της επαφής bc. Το παρα-

πάνω κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον υπολογισμό χαρακτηριστικών θορύβου ενισχυτικών διατάξεων.

**Τρανζίστορ FET.** Ο συνήθης τρόπος χαρακτηρισμού τρανζίστορ εγκάρσιου πεδίου γίνεται με την εφαρμογή του ισοδύναμου κυκλώματος του επόμενου σχήματος.



Θεωρούμε τις δύο πηγές θορύβου στην είσοδο του ενισχυτή. Ο ενισχυτής χαρακτηρίζεται από την αντίσταση εισόδου  $R_i$  και το κέρδος τάσης  $A_u$ . Οι δύο πηγές θορύβου συνήθως θεωρούνται ανεξάρτητες, δηλαδή  $\gamma = \langle u_n i_n \rangle = 0$ . Υποθέτοντας  $R_s \ll R_i$ , μπορούμε να υπολογίσουμε την ενεργό τιμή στην έξοδο του ενισχυτή ότι είναι

$$\langle u_{on}^2 \rangle = A_u^2 (\langle u_n^2 \rangle + R_s^2 \langle i_n^2 \rangle)$$

Επειδή οι πηγές θορύβου  $u_n$  και  $i_n$  εξαρτώνται συνήθως από τη συχνότητα  $f$ , έχουμε

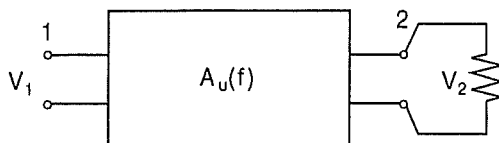
$$\langle u_{on}^2 \rangle = \int_B A_u^2(f) (4kTR_s + \langle u_n^2 \rangle_f + R_s^2 \langle i_n^2 \rangle_f) df$$

όπου έχει ληφθεί υπόψη και ο θόρυβος της αντίστασης  $R_s$ . Οι τιμές των  $\langle u_n^2 \rangle_f$  και  $\langle i_n^2 \rangle_f$  δίνονται από τους κατασκευαστές.

**Ορισμός του ισοδύναμου εύρους ζώνης.** Υποθέτουμε ένα γραμμικό δίθυρο κύκλωμα με συνάρτηση μεταφοράς τάσης  $A_u(f)$ . Η συνολική ισχύς εξόδου μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση

$$P_2 = \int_B V_2^2(f) \frac{1}{R} df = \int_B A_u^2(f) \frac{1}{R} V_1^2(f) df$$





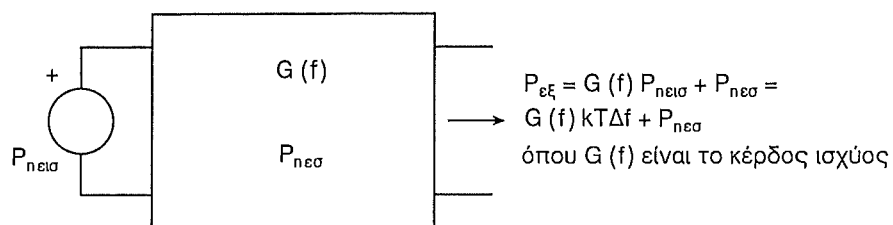
Εάν η πηγή θορύβου στην είσοδο έχει λευκό χαρακτήρα, τότε  $V_1^2(t) = N_0$ , οπότε ορίζουμε ως ισοδύναμο εύρος ζώνης

$$B = \frac{\int_0^{+\infty} A_u^2(f) df}{|A_u^2(f)|_{\max}}$$

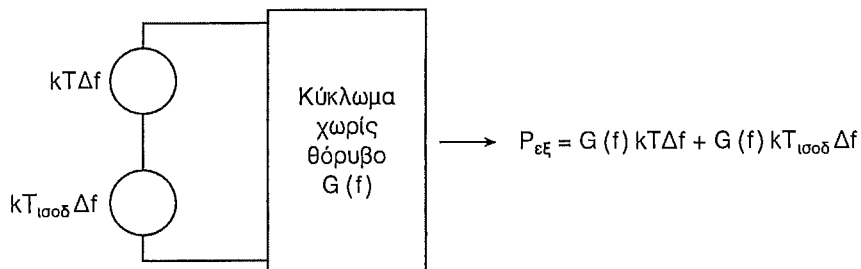
με αποτέλεσμα η ισχύς εξόδου να είναι

$$P_2 = \frac{1}{R} N_0 B |A_u^2|_{\max}$$

**Ορισμός θερμοκρασίας θορύβου κυκλώματος.** Υποθέτουμε δίθυρο που δίνεται στο σχήμα.



Μπορούμε να αναγάγουμε τις πηγές θορύβου στην είσοδο του δικτύου, ορίζοντας την ισοδύναμη θερμοκρασία  $T_{\text{ισοδ}} = P_{\text{ν εισ}} / (kT \Delta f G(f))$ , οπότε προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα που δίνεται παρακάτω:



Ορίζουμε το συντελεστή θορύβου με την εξίσωση

$$F = \frac{\text{Λόγος ισχύων σήματος προς θόρυβο στην είσοδο}}{\text{Λόγος ισχύων σήματος προς θόρυβο στην έξοδο}}$$

Ο συντελεστής  $F$  χαρακτηρίζει την ποιότητα του διθύρου από πλευράς θορύβου και ιδανικά είναι  $F \rightarrow 1$ . Έχοντας υπόψη τους παραπάνω ορισμούς ισοδύναμης θερμοκρασίας, έχουμε

$$F = \frac{S/kT\Delta f}{(G(f)S)/(G(f)k(T+T_{\text{ισοδ}})\Delta f)}$$

$$= \frac{T+T_{\text{ισοδ}}}{T} \rightarrow T_{\text{ισοδ}}/T = F-1 \quad \text{ή}$$

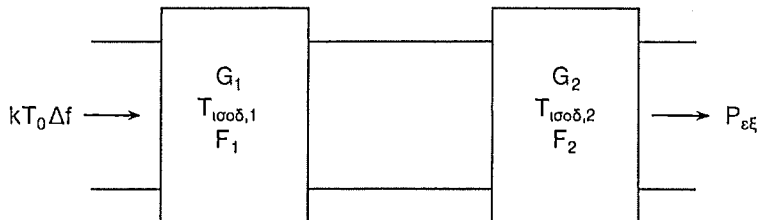
$$T_{\text{ισοδ}} = (F-1)T$$

Συνήθως είναι  $T = 290^\circ\text{K}$ . Ο αριθμός  $F$  συνήθως εκφράζεται σε μονάδες dB, δηλαδή  $F(\text{dB}) = 10 \log_{10} F$ .

**Υπολογισμός συντελεστή θορύβου εν σειρά συνδεδεμένων διατάξεων.** Υποθέτουμε τη διάταξη του παρακάτω σχήματος, όπου έχουν συνδεθεί εν σειρά δύο δίθυρα με κέρδος  $G_1$  και  $G_2$ . Ήδη γνωρίζουμε ότι

$$T_{\text{ισοδ},1} = (F_1 - 1)T_0, \quad T_{\text{ισοδ},2} = (F_2 - 1)T_0$$

όπου  $T_0 = 290^\circ\text{K}$  (συνήθως).



Η ισχύς εξόδου υπολογίζεται με τον παρακάτω τρόπο:

$$P_{\varepsilon\xi} = \underbrace{G_1 G_2 k T_0 \Delta f}_{\text{ενίσχυση του θορύβου εισόδου}} + \underbrace{G_2 k T_{\text{ισοδ},1} \Delta f G_1}_{\text{ενίσχυση του θορύβου που παράγεται από τον πρώτο ενισχυτή}}$$

$$+ \underbrace{k T_{\text{ισοδ},2} \Delta f G_2}_{\text{θόρυβος από το δεύτερο ενισχυτή}}$$

Ορίζουμε τη συνολική ισοδύναμη θερμοκρασία των δύο εν σειρά συνδεδεμένων διθύρων

$$T_{\text{ισοδ},1+2} = \frac{P_{\varepsilon\xi} - G_1 G_2 k T_0 \Delta f}{G_1 G_2 k \Delta f} = T_{\text{ισοδ},1} + \frac{T_{\text{ισοδ},2}}{G_1}$$

και αντικαθιστώντας για τους συντελεστές θορύβου έχουμε

$$(F_{1+2} - 1)T_0 = (F_1 - 1)T_0 + \frac{(F_2 - 1)T_0}{G_1}$$

οπότε

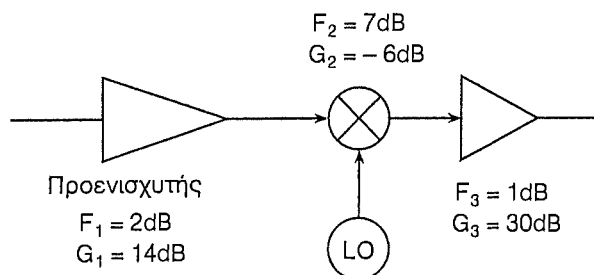
$$F_{1+2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Επειδή συνήθως  $G_1 > 1$ , βλέπουμε ότι στην περίπτωση αυτή ο συνολικός συντελεστής θορύβου του κυκλώματος καθορίζεται κυρίως από την πρώτη βαθμίδα.

Στην πιο γενική περίπτωση, για μια αλυσίδα με  $n$  δίθυρα ισχύει η σχέση

$$F_{\Sigma} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

**Εξέταση συμπεριφοράς δέκτη.** Έστω ο υπερετερόδυνος δέκτης του σχήματος:



Ο συνολικός συντελεστής θορύβου θα είναι

$$F_{\Sigma} = 10^{0,2} + \frac{10^{0,7} - 1}{25} + \frac{10^{0,1} - 1}{25 \cdot \frac{1}{4}}$$

$$F_{\Sigma} = 1.58 + 0.16 + 0.041 = 1.78$$

επομένως, σε κύριο βαθμό, ο συντελεστής θορύβου καθορίζεται από την πρώτη-προενισχυτική βαθμίδα. Η ισοδύναμη θερμοκρασία του δέκτη είναι  $T_{\text{ισοδ}, \Sigma} = 226^\circ\text{K}$ . Σε περίπτωση που στην είσοδο του δέκτη έχουμε γραμμή μεταφοράς που δημιουργεί εξασθένηση του σήματος, έχουμε

$$\text{Λόγος (S/N) στην έξοδο του δέκτη} = \frac{S \cdot L}{kTB\Delta f F} \rightarrow F_{\text{ισοδ}} = F/L$$

$$\text{ή} \quad F_{\text{ισοδ}} (\text{dB}) = F(\text{dB}) - 10 \log L$$

Στο παραπάνω παράδειγμα, αν  $L = -10\text{dB}$  (δηλαδή  $L = 0.1$ ), έχουμε  $F_{\text{ισοδ}} = 1.78 + 10 = 11.78$ . Επομένως η παρεμβολή εξασθενητή δημιουργεί σοβαρό πρόβλημα στην ευαισθησία του δέκτη.

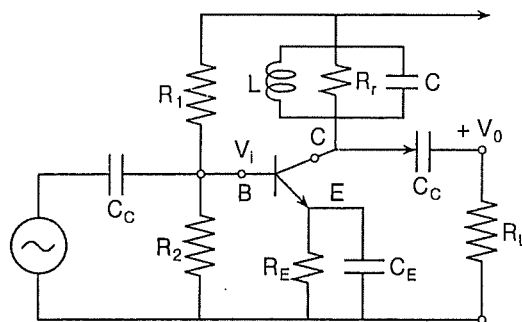
Στην περίπτωση κεραίας λήψης, ο θόρυβος μπορεί να προέλθει από δύο αιτίες: (α) το θερμικό θόρυβο που παράγεται στους αγωγούς της κεραίας και (β) από εξωγενείς παράγοντες που αναφέρθηκαν παραπάνω, όπως επίσης και τη θερμοκρασία των αντικειμένων από τα οποία δέχεται σήμα η κεραία. Αν οι απώλειες στους αγωγούς της κεραίας είναι ασήμαντες, τότε ο θόρυβος (α) είναι σχεδόν μηδέν. Ορίζουμε σαν θερμοκρασία κεραίας  $T_A$  το μέγεθος  $T_A = N_A/kTB$ .

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΜΕ ΣΗΜΑΤΑ ΜΙΚΡΗΣ ΕΝΤΑΣΗΣ

#### 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Θεωρούμε ότι οι ενισχυτές λειτουργούν σε γραμμικοί ενισχυτές. Στο παράδειγμα του σχήματος έχουμε συντονισμό ενισχυτή που έχει χαρακτηριστικά ζωνοδιαβατού φίλτρου.



Για τη συχνότητα συντονισμού  $f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  το κέρδος της διάταξης είναι

$$A_u = \frac{V_0}{V_i} = -g_m R_{11}$$

όπου  $R_{11} = R_r \parallel R_L$ .

Γνωρίζουμε ότι το ρεύμα του συλλέκτη συνδέεται με την τάση  $u_{BE}$  με τη σχέση:

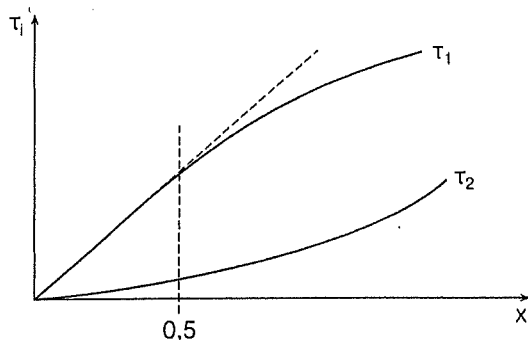
$$i_C = -\alpha I_{ES} \exp\left(\frac{q u_B}{kT}\right)$$

όπου  $I_{ES}$  είναι το ρεύμα κόρου του εκπομπού. Υποθέτουμε ότι  $u_{BE} = V_{BE}(dc) + V_i \cos(\omega t)$ ,  $x = V_i q / kT = V_i (mV) / 26$  (για  $T = 293^\circ K$ ) και αναπτύσσοντας τον εκθέτη έχουμε τη σειρά:

$$i_C = -\alpha I_{ES} \left[ I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos(n\omega t) \right] \quad (1)$$

$$I_{ES} = I_{ES} \exp(qV_{BE}(dc)/kT)$$

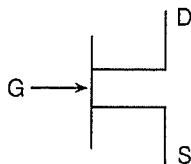
όπου  $I_n(x)$  είναι οι τροποποιημένες συναρτήσεις Bessel. Υπολογίζουμε τους λόγους των αρμονικών υψηλών τάξης:  $\tau_1 = (2I_1(x)/I_0(x))$ ,  $\tau_2 = (2I_2(x)/I_0(x))$  και έχουμε το παρακάτω σχήμα. Για ένα συντο-



νισμένο ενισχυτή παρατηρούμε ότι ακόμα και για  $V_i = 13 mV$  ( $x = 0.5$ ) η δεύτερη αρμονική είναι περίπου 12% της βασικής. Βέβαια, με το κύκλωμα συντονισμού απορρίπτεται η δεύτερη αρμονική και μόνο η βασική αρμονική δημιουργεί τάση εξόδου με σημαντικό πλάτος. Παρατηρούμε επίσης ότι για  $V_i = 26 mV$  ( $x = 1$ ) η

απόκλιση από τη γραμμικότητα στην έξοδο είναι περίπου 10%, δηλαδή έχουμε μείωση του κέρδους κατά 1 dB.

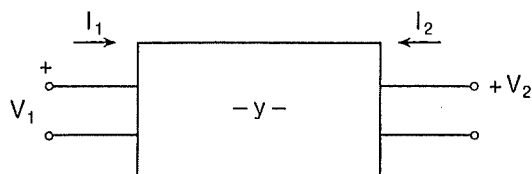
Στην περίπτωση των τρανζίστορ FET ισχύει η σχέση

$$i_D = I_{DSS} (1 - u_{GS}/V_P)^2$$


Αντικαθιστώντας όπως πριν  $u_{GS} = V_{GS}(dc) + V_i \cos(\omega t)$ , έχουμε

$$i_D = I_{DSS} \left[ \left( 1 + \frac{V_{GS}^2}{V_P^2} + \frac{V_i^2}{2V_P^2} - 2 \frac{V_{GS}}{V_P} \right) + 2 \frac{V_i}{V_P} \left( \frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right) \cos(\omega t) + \frac{V_i^2}{2V_P^2} \cos(2\omega t) \right] \quad (2)$$

Άρα, ο λόγος της δεύτερης προς την πρώτη αρμονική θα είναι  $(V_i/V_P)/(4 \cdot (V_{GS}/V_P - 1))$ . Για τη μελέτη των ενισχυτών μικρής έντασης χρησιμοποιούμε τα μοντέλλα  $y-z$  ή ακόμα  $h$ . Στην περίπτωση των  $y$  παραμέτρων έχουμε:



$$I_1 = y_i V_1 + y_r V_2$$

$$I_2 = y_f V_1 + y_o V_2$$

Συνδέοντας τα στοιχεία με αγωγιμότητα  $Y_S$  και  $Y_L$  στην είσοδο και την έξοδο, μπορούμε να ορίσουμε τα μεγέθη:

$$\text{Κέρδος τάσης} \quad A_u = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{y_f}{y_0 + Y_L} .$$

$$\text{Κέρδος έντασης} \quad A_i = \frac{I_2}{I_1} = - \frac{y_f Y_L}{\Delta y + y_i Y_L} , \quad \Delta y = y_i y_0 - y_f y_r .$$

$$\text{Αγωγιμότητα εισόδου} \quad Y_1 = \frac{I_1}{V_1} = y_i - \frac{y_f y_r}{y_0 + Y_L} .$$

$$\text{Αγωγιμότητα εξόδου} \quad Y_2 = \frac{I_2}{V_2} = y_0 - \frac{y_f y_r}{y_i + Y_L} .$$

## 2. ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Ορίζουμε την ευστάθεια των ενισχυτών με κριτήριο να μην παρουσιάζουν φαινόμενα αυτοταλάντωσης. Σε περίπτωση που παρουσιάζεται σημαντική ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο του ενισχυτή μπορούν να παρουσιαστούν φαινόμενα αυτοταλάντωσης. Κύριος στόχος στη σχεδίαση ενισχυτών είναι η επίτευξη μέγιστου κέρδους ισχύος με ικανοποιητική στάθμη ευστάθειας.

### Ευστάθεια Στοιχείου-Παράγοντας C (Linvill)

Το κριτήριο ευστάθειας στοιχείου ορίζεται από τον παράγοντα Linvill (απόδειξη στο Παράρτημα)

$$C = \frac{|y_f y_r|}{2g_i g_0 - \text{Re}(y_f y_r)} , \quad g_i = \text{Re}(y_i) \quad (3)$$

$$g_0 = \text{Re}(y_0)$$

Για  $C < 1$  έχουμε ευστάθεια άνευ όρων ενώ αντίθετα όταν  $C > 1$  το στοιχείο είναι ασταθές «εν δυνάμει» και για ορισμένα φορτία



αγωγιμότητας εισόδου εξόδου μπορεί να οδηγηθεί σε ταλάντωση. Πολλά τρανζίστορ RF και FET είναι «εν δυνάμει» ασταθή σε περιοχή συχνοτήτων, λόγω της ανάδραση από χωρητικότητα.

### Ευστάθεια Κυκλώματος - Παράγοντας K (Stern)

Για αγωγιμότητες εισόδου  $Y_S$  και φορτίου  $Y_L$  έχουμε το κριτήριο ευστάθειας

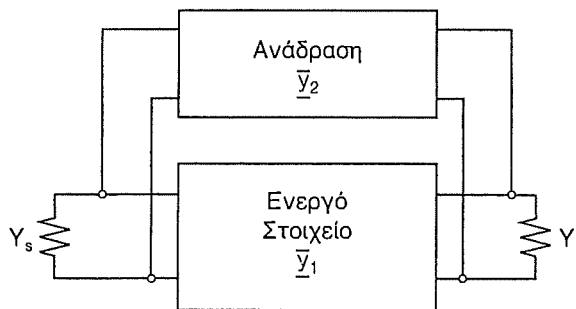
$$K = \frac{2(g_i + G_S)(g_o + G_L)}{|y_f y_r| + \operatorname{Re}(y_f y_r)}, \quad G_S = \operatorname{Re}(Y_S) \quad (4)$$

$$G_L = \operatorname{Re}(Y_L)$$

Σύμφωνα με το κριτήριο αυτό, για  $K > 1$  έχουμε ευστάθεια, ενώ για  $K < 1$  έχουμε «εν δυνάμει» αστάθεια.

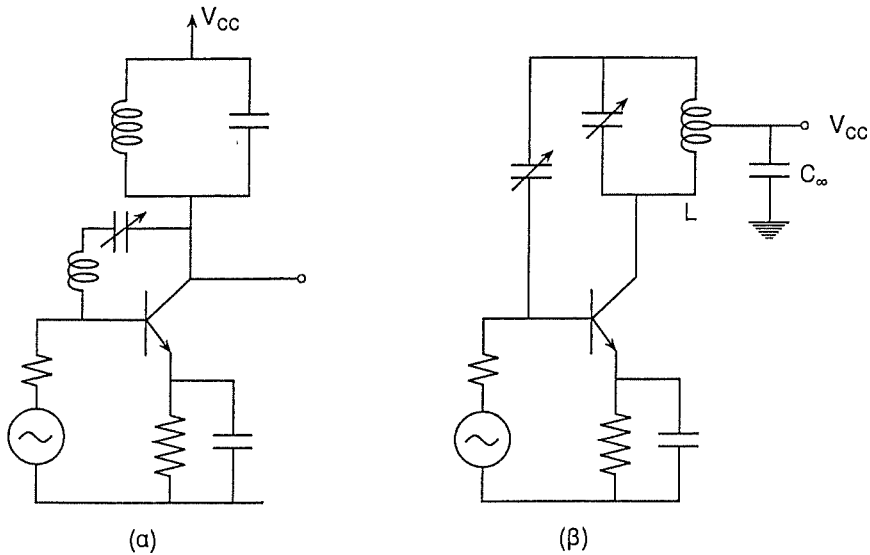
Τα παραπάνω δύο κριτήρια εφαρμόζονται στην περίπτωση αδράνειας για το συνολικό κύκλωμα.

Ειδικά στην περίπτωση δύο παράλληλα συνδεδεμένων διθύρων, όπως αυτή του σχήματος, χρησιμοποιούμε το άθροισμα των παραμέτρων  $y$ .



### Επίτευξη Ευστάθειας

Η ταλάντωση σε ενισχυτές εμφανίζεται λόγω της  $y_{r1}$  των ενεργών στοιχείων, όπως επίσης από πιθανά παθητικά στοιχεία του δικτύματος ανάδρασης. Η εξέταση των εξ. (3) και (4) δείχνει ότι η ευστάθεια μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους, όπως



- (α) Επιλέγοντας  $y_{r1} = -y_{r2}$  έχουμε  $y_{rΣ} = y_{r1} + y_{r2} = 0$  και προκύπτει ευσταθές κύκλωμα. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται «μονοδρόμηση».
- (β) Στα διπολικά Τρανζίστορ και FET η  $y_r$  είναι συνήθως μιγαδική,  $y_{r1} = g_{r1} + jb_{r1}$  με  $g_{r1} \ll b_{r1}$  και η εξουδετέρωση της  $b_{r1}$  αρκεί για επίτευξη της αστάθειας. Η συνθήκη αυτή ονομάζεται «εξουδετέρωση».
- (γ) Σε βάρος του κέρδους μπορούν να επιλεγούν οι αγωγιμότητες  $G_S, G_L$  αρκετά μεγάλες ώστε να μεγαλώσει η τιμή της  $K$  στην εξ. (4).

### 3. ΚΕΡΔΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Ορίζουμε σαν «Λειτουργικό Κέρδος Ισχύος» ενός ενισχυτή την τιμή

$$G_P = \frac{\text{Ισχύς που δίνεται σε φορτίο } G_L}{\text{Ισχύς εισόδου στη θύρα εισόδου}}$$

Αν οι τάσεις εισόδου/εξόδου είναι  $V_1/V_2$  αντίστοιχα  $G_P = |V_2|^2 G_L / (|V_1|^2 G_S) = G_L |y_f|^2 / (|y_0 + Y_L|^2 G_S)$ .

**Ορισμός «Διαθέσιμου Κέρδους»:** Σε περίπτωση που στην είσοδο/έξοδο του ενισχυτή ισχύουν οι συνθήκες μέγιστης μεταφοράς ισχύος (δηλαδή  $Y_S = Y_1^*$  και  $Y_L = Y_2^*$ ), ορίζουμε το «διαθέσιμο κέρδος» σαν

$$G_A = \frac{\text{Διαθέσιμη ισχύς στη θύρα εξόδου}}{\text{Διαθέσιμη ισχύς στη θύρα εισόδου}}$$

και υπολογίζουμε το  $G_A$  ότι είναι

$$G_A = \frac{|y_f|^2 G_S}{\text{Re} \left( (y_i y_0 - y_f y_r + y_0 Y_S) (y_i + Y_S)^* \right)} \quad (5)$$

**Ορισμός «Κέρδους Μετατροπής»:**

$$G_T = \frac{\text{Ισχύς που δίνεται στο φορτίο}}{\text{Διαθέσιμη ισχύς από την πηγή}}$$

Το κέρδος αυτό επιτυγχάνεται όταν έχουμε συνθήκη μέγιστης μεταφοράς ισχύος στην πλευρά εισόδου:

$$G_T = \frac{4 G_S G_L |y_f|^2}{|(y_i + Y_S) (y_0 + Y_L) - y_f y_r|^2} \quad (6)$$

**Ορισμός «Μέγιστης Διαθέσιμης Ισχύος» (MAG):**

Υποθέτουμε ότι  $y_r = 0$  και  $Y_S = y_i^*$ ,  $Y_L = y_0^*$ , οπότε

$$\text{MAG} = \frac{|y_f|^2}{4 g_i g_0} \quad (7)$$

είναι το μέγιστο δυνατό κέρδος ισχύος.

### Σχεδιαστικές Μέθοδοι

Απαιτείται η μεγιστοποίηση του λειτουργικού κέρδους  $G_P$  ή κέρδους μετατροπής  $G_T$  κάτω από τους περιοριστικούς όρους που

αφορούν την ευστάθεια και τη συμπεριφορά θορύβου του ενισχυτή. Η βέλτιστη συμπεριφορά ως προς το κέρδος ισχύος δεν ταυτίζεται με συνθήκες βέλτιστου συντελεστή θορύβου  $N_f$ . Αρκετές φορές είναι ανάγκη στην είσοδο και έξοδο να μην έχουμε προσαρμογή ( $Y = y^*$ ) για επίτευξη αστάθειας. Άρα η «βέλτιστη» σχεδίαση εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τα χαρακτηριστικά του ενεργού στοιχείου αλλά και από τις λειτουργικές απαιτήσεις του ενισχυτή. Οι περιπτώσεις που θα αντιμετωπιστούν είναι:

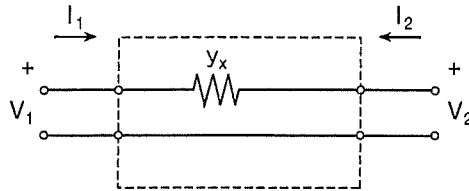
- (α) Το ενεργό στοιχείο είναι ευσταθές άνευ όρων. Οι τιμές  $Y_S$  και  $Y_L$  καθορίζονται για  $G_{T,MAX}$ .
- (β) Το ενεργό στοιχείο είναι «εν δυνάμει» ασταθές. Η ευστάθεια επιτυγχάνεται με ανάδραση «μονοδρόμησης» ή «εξουδετέρωση» του ενισχυτή. Η συνολική μήτρα  $\bar{y}$  χρησιμοποιείται για την επιλογή των αγωγιμοτήτων  $Y_S$  και  $Y_L$ , ώστε να προκύπτει  $G_{T,MAX}$ .
- (γ) Το ενεργό στοιχείο είναι «εν δυνάμει» ασταθές. Η ευστάθεια επιτυγχάνεται με τη σωστή επιλογή του πραγματικού μέρους των αγωγιμοτήτων εισόδου-εξόδου,  $G_S = \text{Re}(Y_S)$  και  $G_L = \text{Re}(Y_L)$ , ώστε να προκύψει κατάλληλη τιμή  $K > 1$ .

#### 4. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΕ ΕΥΣΤΑΘΕΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟ ΑΝΕΥ ΟΡΩΝ

Σε περίπτωση που το χρησιμοποιούμενο στοιχείο  $C$  μας δίνει (εξ. (3))  $C < 1$ , έχουμε τη δυνατότητα επιλογής των  $Y_S$  και  $Y_L$  για βελτιστοποίηση είτε του κέρδους (ισχύος) ή του συντελεστή θορύβου. Διακρίνουμε δύο περιπτώσεις: (α) ενισχυτές με ανάδραση για μείωση της σύζευξης της εξόδου προς την είσοδο, δηλαδή μονοδρομημένος ενισχυτής και (β) ενισχυτές χωρίς ανάδραση.

##### A) Ενισχυτής με ανάδραση

Με τη χρήση ενός παράλληλου διθύρου προσπαθούμε να επιτύχουμε  $y_{r_1} = -y_{r_2}$  (βλέπε σελ. 18).



Αν το χρησιμοποιούμενο παθητικό στοιχείο ανάδρασης είναι όπως αυτού του σχήματος τότε η μήτρα  $\tilde{y}_2$  του δικτύου είναι

$$\tilde{y}_2 = \begin{pmatrix} y_x & -y_x \\ -y_x & y_x \end{pmatrix}$$

οπότε, η συνολική μήτρα  $\tilde{y}_\Sigma$  θα είναι

$$\tilde{y}_\Sigma = \begin{pmatrix} y_i + y_x & y_r - y_x \\ y_f - y_x & y_0 + y_x \end{pmatrix}.$$

Επιλέγουμε  $y_r = y_x$ , οπότε

$$\tilde{y}_\Sigma = \begin{pmatrix} y_i + y_r & 0 \\ y_f - y_r & y_0 + y_r \end{pmatrix}$$

και το κέρδος είναι  $G_T = \frac{4 G_S G_L |y_f - y_r|^2}{|(y_i + y_r + Y_S)(y_0 + y_r + Y_L)|^2}$ .

Για να έχουμε συνθήκες συζυγίας στην είσοδο και έξοδο, πρέπει

$$Y_S = (y_i + y_r)^*, \quad Y_L = (y_0 + y_r)^* \quad \text{και} \quad G_S = g_i + g_r, \quad G_L = g_0 + g_r$$

και η  $G_{T,MAX}$  υπολογίζεται ότι είναι

$$G_{T,MAX} = \frac{G_S G_L |y_f - y_r|^2}{4 (g_i + g_r)^2 (g_0 + g_r)^2} \quad (8)$$

## B) Ενισχυτής χωρίς ανάδραση

Αφού το ενεργό στοιχείο είναι «εν δυνάμει» ευσταθές, είναι λογικό να μην χρησιμοποιηθεί ανάδραση για τη σταθεροποίησή του. Οι τιμές  $Y_S$  και  $Y_L$  επιλέγονται λαμβάνοντας υπόψη τις προδιαγραφές κέρδους και θορύβου ( $N_f$ ).

Αν θέλουμε μεγιστοποίηση του κέρδους μετατροπής  $G_T$ , τότε

$$G_T = \frac{4 G_S G_L |y_f|^2}{|(y_i + Y_S)(y_f + Y_L) - y_f y_r|^2}$$

Υπολογίζοντας τις τιμές  $\partial G_T / \partial G_S$ ,  $\partial G_T / \partial B_S$ ,  $\partial G_T / \partial G_L$  και  $\partial G_T / \partial B_L$ , βρίσκουμε τις τιμές όπου οι τέσσερις παράγωγοι είναι μηδενικές

$$G_S = \frac{\sqrt{(2g_i g_0 - \operatorname{Re}(y_f y_r))^2 - |y_f y_r|^2}}{2g_0}, \quad B_S = -b_i + \frac{\operatorname{Im}(y_f y_r)}{2g_0} \quad (9)$$

$$G_L = \frac{G_S g_0}{g_i}, \quad B_L = -b_0 + \frac{\operatorname{Im}(y_f y_r)}{2g_i} \quad (10)$$

και η μέγιστη ισχύς είναι

$$G_{T, \text{MAX}} = \frac{|y_f|^2}{2g_i g_0 - \operatorname{Re}(y_f y_r) + \sqrt{(2g_i g_0 - \operatorname{Re}(y_f y_r))^2 - |y_f y_r|^2}}$$

## 5. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΕ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΓΙΑ «ΕΝ ΔΥΝΑΜΕΙ» ΑΣΤΑΘΕΙΑ

Εξετάζουμε στοιχεία που  $C > 1$  (εξ. (3)). Με κατάλληλη ανάδραση μπορούμε να έχουμε  $C > 1$ . Σε περίπτωση που έχουμε μονοδρόμηση του ενισχυτή, δηλαδή  $y_{\Sigma_r} = 0$ , προκύπτει η περίπτωση της παραγ. 4Α. Σε περίπτωση που έχουμε εξουδετέρωση, δηλαδή  $y_{\Sigma_r} = g_{\Sigma_r} + j0$ , θα πρέπει να υπολογιστεί η τιμή  $C$  για να διαπιστωθεί κατά πόσο έχουμε  $C < 1$  (ευστάθεια). Για  $C < 1$  μπορεί να

εφαρμοστεί η διαδικασία των εξ. (9), (10). Σε περίπτωση που  $C > 1$ , πρέπει να εφαρμοστούν οι παρακάτω τεχνικές:

### Ευστάθεια χωρίς ανάδραση

Πολλές φορές η χρήση (ενός συντονισμένου σε συχνότητα λειτουργίας) ανάδρασης δεν είναι επιθυμητή λόγω κινδύνου ταλάτωσης σε άλλες συχνότητες και ακόμα λόγω αύξησης της πολυπλοκότητας του κυκλώματος του ενισχυτή. Η συνθήκη της εξ. (4) δείχνει ότι, αν επιλεγούν σωστά οι τιμές  $G_S$ ,  $G_L$  (αρκετά μεγάλες), μπορούμε να έχουμε ευστάθεια ( $K > 1$ ). Σε ενισχυτές υψηλών συχνοτήτων, η τιμή  $G_S$  συνήθως καθορίζεται από χαρακτηριστικά θορύβου. Αν η τιμή  $G_S$  είναι δεδομένη, τότε με την επιλογή της  $G_L$ , μπορούμε να πετύχουμε αρκετά μεγάλες τιμές της  $K$ , δηλαδή  $4 < K < 10$ . Για τις τιμές των  $B_S$  και  $B_L$  επιλέγουμε  $B_S = -B_1$  και  $B_L = -B_2$ . Επειδή όμως ο ενισχυτής δεν είναι μονοδρομημένος η στάθμη εισόδου επηρεάζεται από την αντίστοιχη της εξόδου και οι σχέσεις μεταξύ  $B_S$  και  $B_L$  είναι σύνθετες.

Εναλλακτικά, μπορεί κανείς να προχωρήσει σε μία βήμα-με-βήμα διαδικασία που δίνουμε παρακάτω.

- 1) Υποθέτουμε αρχικά  $B_L = B'_L = -b_C$  (του ενισχυτή)
- 2) Με  $Y_L = G_L + jB'_L$  υπολογίζουμε στην είσοδο  $Y'_1 = G'_1 + jB'_1$  με την εξίσωση

$$Y_1 = y_i - \frac{y_f y_r}{y_C + Y_L}$$

- 3) Θέτουμε  $B'_S = -B'_1$ , με  $Y'_S = G'_S + jB'_S$  υπολογίζουμε  $Y'_2 = G'_2 + jB'_2$  με την εξίσωση

$$Y_2 = y_o - \frac{y_f y_r}{y_i + Y_L}$$

Διορθώνουμε την τιμή  $-B'_2$  με τη νέα τιμή της  $B'_L$ .

- 4) Με τη νέα τιμή  $B'_L$  πάμε στο βήμα 2 και υπολογίζουμε τη νέα τιμή  $Y'_1$  και ούτω καθεξής.

- 5) Συνεχίζουμε τη διαδικασία μέχρι οι τιμές  $B_S$  και  $B_L$  να συγκλίνουν σε σταθερή τιμή.
- 6) Οι τιμές που προκύπτουν χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό του κέρδους μετατροπής  $G_T$ .

### Μεγιστοποίηση Κέρδους Μετατροπής για προκαθορισμένη ευστάθεια

Στην περίπτωση αυτή, έχοντας  $K$  δεδομένο θέλουμε να υπολογίσουμε τις τιμές των  $G_S$ ,  $B_S$ ,  $G_L$  και  $B_L$ . Σύμφωνα με το Παράρτημα Ι, έχουμε

$$G_S = \left[ \frac{K (|y_f y_r| + \operatorname{Re}(y_f y_r)) g_i}{2 g_0} \right]^{1/2} - g_i \quad (11)$$

$$G_L = \left[ \frac{K (|y_f y_r| + \operatorname{Re}(y_f y_r)) g_0}{2 g_i} \right]^{1/2} - g_0 \quad (12)$$

Οι τιμές των  $B_S$  και  $B_L$  δίνονται στο Παράρτημα Ι.

### Βελτιστοποίηση συντελεστή θορύβου $N_f$

Για ενισχυτές χαμηλού θορύβου η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας την ημιεμπειρική σχέση

$$N_f = N_{f0} + (R_N / G_S) \cdot ((G_S - G_\beta)^2 + (B_S - B_\beta)^2)$$

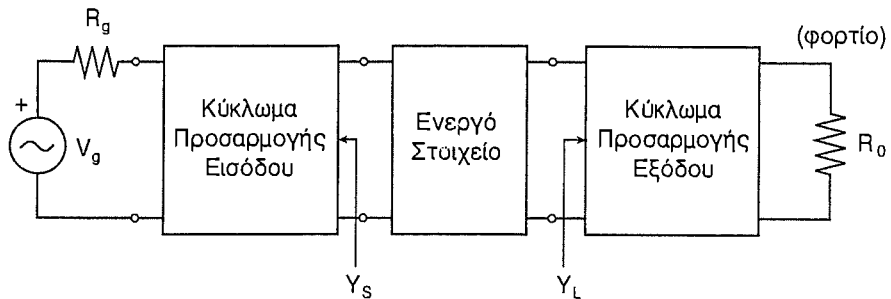
όπου  $Y_S = G_S + jB_S$ ,  $R_N$  είναι η ισοδύναμη αντίσταση θορύβου και  $Y_\beta = G_\beta + jB_\beta$  η βέλτιστη τιμή της αγωγιμότητας  $Y_S$  που δίνει την καλύτερη συμπεριφορά θορύβου ( $N_f = N_{f0}$ ). Επομένως, θέτοντας σαν απαίτηση  $Y_S = Y_\beta$ , μπορούμε να εφαρμόσουμε τις μεθόδους που αναφέρθηκαν παραπάνω.

### Πρακτικά θέματα σχεδίασης

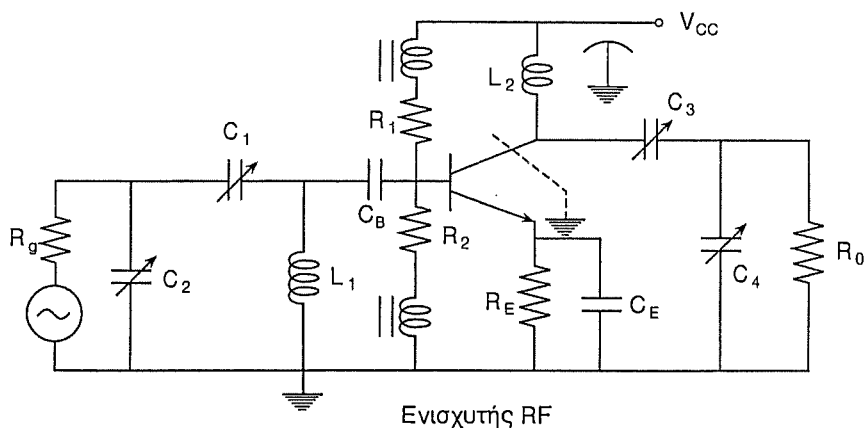
Στις προηγούμενες παραγράφους εξετάστηκαν ζητήματα σχεδίασης ενισχυτών με την επιλογή των αγωγιμοτήτων  $Y_S$ ,  $Y_L$  και εξέταση του κέρδους και ευσταθείας. Έχοντας καθορίσει τις τιμές



$Y_S, Y_L$ , θα πρέπει να υπάρξει ο κατάλληλος μετασχηματισμός στις σωστές αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται και συνήθως είναι  $50 \Omega$ . Στο παρακάτω σχήμα δείχνουμε τη διάταξη του κυκλώματος.



Στο επόμενο σχήμα δείχνουμε μια συνηθισμένη προσέγγιση για τη διάταξη αυτή. Το δικτύωμα  $C_2 - C_1 - L_1$  χρησιμοποιείται για τη μετατροπή της τιμής  $R_g$  σε  $R_S = 1/G_S$ . Το δικτύωμα  $L_2 - C_3 - C_4$  μετατρέπει την αντίσταση  $R_0$  σε  $R_L = 1/G_L$ . Για απομόνωση των σημάτων dc από τα υψίσυχνα, χρησιμοποιούνται οι πυκνωτές  $C_B$  και τα πηνία πηνιού. Το σημείο λειτουργίας καθορίζεται από τις  $R_1, R_2, R_E$ .



Αποτελεί καλή πρακτική η γείωση του περιβλήματος.

Μπορούμε να διακρίνουμε τα παρακάτω βήματα σχεδίασης:

- 1) Επιλογή τρανζίστορ BJT (bipolar junction), JFET, MOSFET ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας με επιθυμητές τιμές κέρδους και συντελεστή θορύβου. (Για ενισχυτές με ευρεία δυναμική περιοχή παρουσιάζει ενδιαφέρον η χρήση MOSFET με δυο πύλες-θύρες).
- 2) Υπολογισμός των παραμέτρων  $\gamma$  του τρανζίστορ (μέτρηση ή πληροφορίες από καταλόγους).
- 3) Υπολογισμός των τιμών  $G_S$ ,  $B_S$ ,  $G_L$  και  $B_L$ . Συνήθως η τιμή της  $G_S$  καθορίζεται από την ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου  $N_f$ .
- 4) Καθορισμός των δικτυωμάτων εισόδου-εξόδου για μετατροπή των αγωγιμοτήτων.

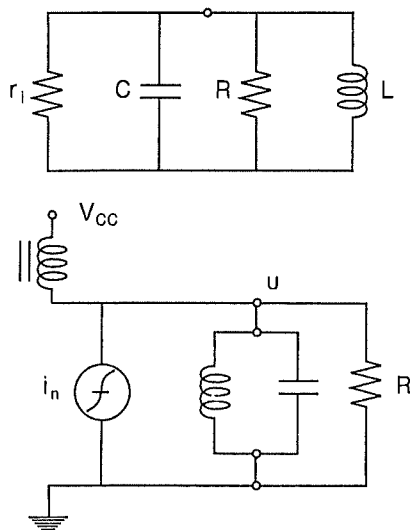
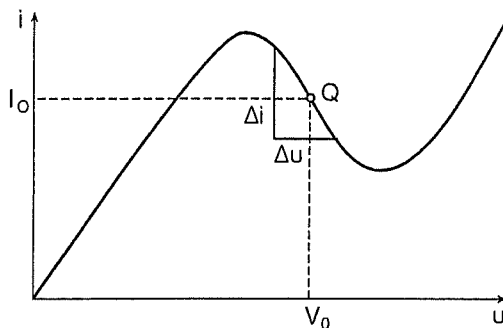
## 6. ΗΜΙΤΟΝΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

Σε συστήματα τηλεπικοινωνιών η χρήση ταλαντωτών είναι ευρεία σε διάφορες βαθμίδες, όπως π.χ. σε τοπικούς ταλαντωτές, γεννήτριες κ.λπ. Η παραγωγή ταλάντωσης επιτυγχάνεται με εφαρμογή ανάδρασης. Για την επίτευξη ευστάθειας της συχνότητας λειτουργίας χρησιμοποιούνται κρυσταλλικά στοιχεία που παρέχουν χαρακτηριστικά συντονισμένων κυκλωμάτων με πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας  $Q$ .

Στην πραγματικότητα, εδώ προσπαθούμε να κάνουμε το αντίθετο απ' ό,τι στους ενισχυτές, δηλαδή να έχουμε αστάθεια παρά ευστάθεια.

### Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης

Πολλά δίθρορα στοιχεία όπως π.χ. δίοδοι Gunn, σήραγγας, παρουσιάζουν αρνητική δυναμική αντίσταση, όπως φαίνεται στο σχήμα. Σε περίπτωση που έχουμε χαρακτηριστική  $i-u$  για ένα μη-γραμμικό στοιχείο όπως αυτήν του σχήματος, γύρω από το σημείο λειτουργίας  $Q$  έχουμε  $\Delta i / \Delta u = g_n < 0$ . Στο ίδιο σχήμα δείχνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα. Έχοντας ένα κύκλωμα  $L-C$  και απώλειες  $R$ , για να έχουμε ταλάντωση πρέπει  $+r_r = R$ , οπότε θα έχουμε μηδενικές απώλειες. Το πλάτος της ταλάντωσης  $A$  καθορίζεται από την συνθήκη αυτή.



Γράφοντας την εξίσωση, έχουμε

$$C \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} \int_0^t u(t') dt' + \frac{u(t)}{R} = -i_n \Rightarrow$$

$$LC \frac{d^2u}{dt^2} + u + \frac{L}{R} \frac{du}{dt} + \frac{df(u)}{dt} = 0$$

όπου  $i_n = f(u)$  είναι η συνάρτηση του παραπάνω σχήματος. Γράφοντας ξανά την εξίσωση, έχουμε

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0^2 u + \left( \frac{1}{RC} + \frac{df(u)}{du} \right) \frac{du}{dt} = 0, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ταλάντωση ημιτονική, τότε

$$u = V_Q + A \cos(\omega t) + B \sin(\omega t)$$

με  $\omega \approx \omega_0$  τότε έχουμε

$$\begin{aligned} & \cos(\omega t) A (-\omega^2 + \omega_0^2) + B (-\omega^2 + \omega_0^2) \sin(\omega t) + \omega_0^2 V_Q + \\ & 1/(RC) (-A\omega \sin(\omega t) + B\omega \cos(\omega t)) + \frac{df(u)}{dt} = 0. \end{aligned}$$

Πολλαπλασιάζοντας με  $\cos(\omega t)/\sin(\omega t)$  και ολοκληρώνοντας σε μία περίοδο, έχουμε

$$(\omega_0^2 - \omega^2)A + \frac{B\omega}{RC} + \int_0^T dt \frac{d}{dt} f(V_Q + A \cos \omega t + B \sin \omega t) \cos(\omega t) = 0$$

$$(\omega_0^2 - \omega^2)B - \frac{A\omega}{RC} + \int_0^T dt \frac{d}{dt} f(V_Q + A \cos \omega t + B \sin \omega t) \sin(\omega t) = 0$$

Ορίζοντας τα μεγέθη

$$F_C(A, B) = \int_0^T dt \frac{d}{dt} f(V_Q + A \cos \omega t + B \sin \omega t)$$

$$F_S(A, B) = \int_0^T dt \frac{d}{dt} f(V_Q + A \cos \omega t + B \sin \omega t)$$

έχουμε

$$(\omega_0^2 - \omega^2)A + B\omega/(RC) + F_C(A, B) = 0 \quad (1)$$

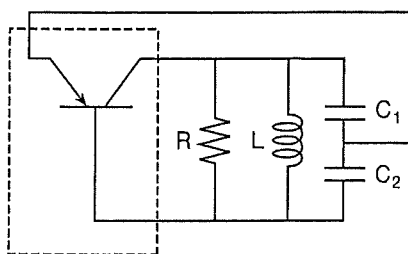
$$(\omega_0^2 - \omega^2)B - A\omega/(RC) + F_S(A, B) = 0 \quad (2)$$

Λύνοντας την παραπάνω μη-γραμμική εξίσωση για τις σταθερές  $V_Q$ ,  $A$  και  $B$ , μπορούμε να υπολογίσουμε τις τιμές τους. Η διαδικα-

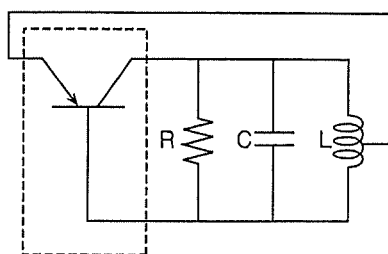
σία αυτή δεν είναι απλή και απαιτεί αριθμητικούς υπολογισμούς για τις τιμές των  $F_C$  και  $F_S$ .

### Ταλαντωτές Ανάδρασης

Η χρήση ανάδρασης με ενεργά στοιχεία επιτρέπει την κατασκευή ταλαντωτών. Στο παρακάτω σχήμα δίνουμε την αρχή σχεδίασης των ταλαντωτών.

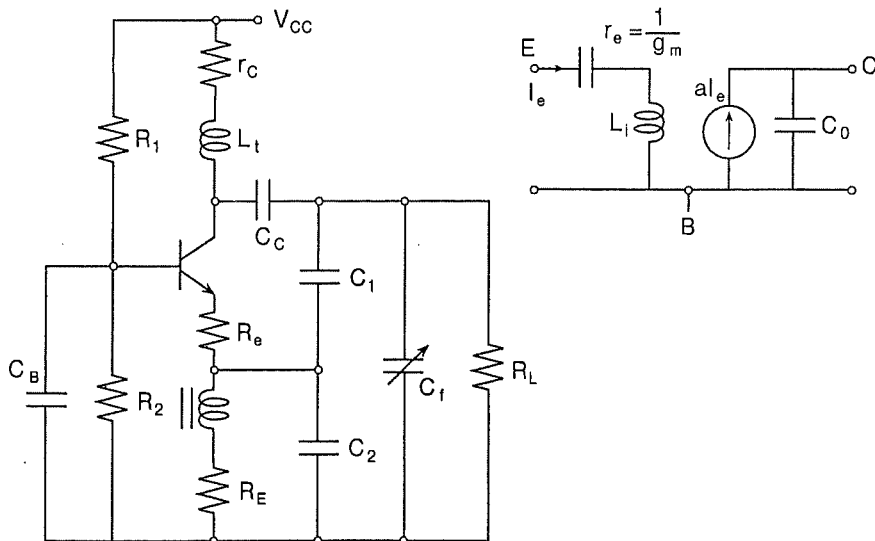


Ταλαντωτής Colpitts



Ταλαντωτής Hartley

Εξετάζουμε την περίπτωση του ταλαντωτή Colpitts. Το πραγματικό κύκλωμα του ταλαντωτή δίνεται παρακάτω.



Ταλαντωτής Colpitts

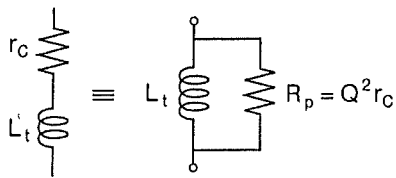
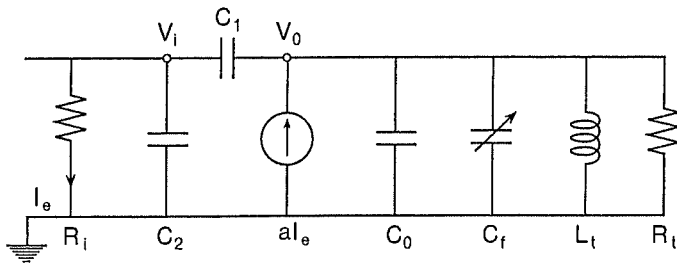
$L_t$  πηνίο συντονισμένου κυκλώματος με αντίσταση  $r_c$   
 $R_e$  σταθεροποιητής για την αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ  
 (~100 – 500) (μείωση της επίδρασης των παραμέτρων του  
 τρανζίστορ)

$C_B \rightarrow \infty$ ,

$C_C \rightarrow \infty$ ,

$R_1, R_2, R_E$  καθορίζουν το σημείο λειτουργίας Q.

Χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα για το τρανζίστορ έχουμε



$$R_E = \frac{R_L R_P}{R_L + R_P}$$

$$R_i = R_e + r_e$$

$R_P$  παράλληλη αντίσταση  
 του δικτύου LC

Γράφοντας το νόμο κόμβων έχουμε

$$\begin{pmatrix} g_i + s(C_1 + C_2) & -sC_1 \\ -sC_1 - a g_i & g_t + s(C_1 + C_0 + C_f) + \frac{1}{sL_t} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_i \\ V_0 \end{pmatrix} = 0 \quad (3)$$

$g_i = 1/R_i$ ,  $g_t = 1/R_t$ . Για να έχουμε μη προφανή λύση πρέπει η ορίζουσα του συστήματος (3) να μηδενίζεται, δηλαδή

$$\begin{aligned} & (g_i + s(C_1 + C_2))(g_t + s(C_1 + C_0 + C_f) + 1/(sL_t)) \\ & - sC_1(sC_1 + \alpha g_i) = 0, \quad \text{ή} \\ & g_i g_t + s^2(C_1 + C_2)(C_1 + C_0 + C_f) \\ & + s g_i(C_1 + C_0 + C_f) + s g_t(C_1 + C_2) \\ & + g_i/(sL_t) + (C_1 + C_2)/L_t - s^2 C_1^2 - sC_1 \alpha g_i = 0 \Rightarrow \\ & s^3((C_1 + C_2)(C_1 + C_0 + C_f) - C_1^2) L_t \\ & + s^2(g_i(C_1 + C_0 + C_f) + g_t(C_1 + C_2) - C_1 \alpha g_i) L_t \\ & + s(g_i g_t L_t + C_1 + C_2) + g_i = 0. \end{aligned}$$

Για να έχουμε συνθήκες ταλάντωσης θα πρέπει οι ρίζες του παραπάνω πολυωνύμου να είναι  $s = j\omega + 0$  (δηλαδή, πάνω στο φανταστικό άξονα). Εξισώνοντας τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη, έχουμε

$$-\omega^2(g_i C_b + g_t C_a - C_1 \alpha g_i) L_t + g_i = 0 \quad (4)$$

$$-\omega^3(C_a C_b - C_1^2) L_t + \omega(g_i g_t L_t + C_a) = 0 \quad (5)$$

όπου

$$C_a = C_1 + C_2, \quad C_b = C_1 + C_0 + C_f.$$

Η λύση της εξ. (5) μας δίνει

$$\omega = \omega_0 = \left[ (g_i g_t L_t + C_a) / ((C_a C_b - C_1^2) L_t) \right]^{1/2}$$

και αντικαθιστώντας τις τιμές των  $C_a$ ,  $C_b$  έχουμε

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_t \left( C_0 + C_f + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} + \frac{1}{R_i R_t \left( (C_f C_0) (C_1 C_2) + C_1 C_2 \right)} \quad (6)$$

όρος που καθορίζεται  
από το κύκλωμα  
συντονισμού

όρος που καθορίζεται  
από το τρανζίστορ και  
το φορτίο

Για να έχουμε ελάχιστη επίδραση των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ (παράμετροι και σημείο λειτουργίας) θα πρέπει ο πρώτος όρος της εξ. (6) να είναι μεγαλύτερος του δευτέρου. Για να συμβεί αυτό θα πρέπει:  $L_t \ll R_i R_t (C_1 + C_2)$ , οπότε αντί της εξ. (6), έχουμε

$$\omega_0 \approx \left[ 1 / \left( L_t (C_0 + C_f + C_1 C_2) / (C_1 + C_2) \right) \right]^{1/2}$$

Επιστρέφοντας στην εξ. (4) και λύνοντας ως προς  $a$ , όταν  $\omega = \omega_0$ , έχουμε

$$\begin{aligned} a = a_{\min} &= 1 - \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \frac{R_i}{R_t} \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \\ &= \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} + \frac{R_i}{R_t} \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} \right). \end{aligned}$$

Για να έχουμε έναρξη της ταλάντωσης, θα πρέπει  $a > a_{\min}$ . Η συνθήκη αυτή είναι εύκολη να ικανοποιηθεί από συνηθισμένα τρανζίστορ.

### Σχεδίαση ταλαντωτών με υψηλή αντίσταση εισόδου

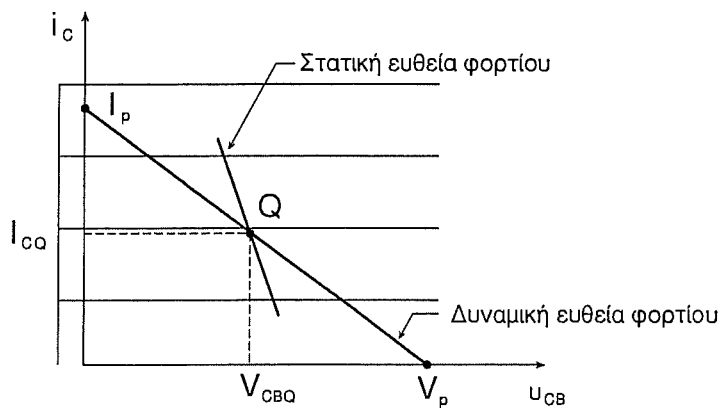
Η σχεδίαση ταλαντωτών γίνεται συνήθως με δύο κριτήρια: (1) συχνότητα λειτουργίας  $\omega_0$  και (2) επιθυμητή ισχύ εξόδου  $P_o$ . Τα δυο κριτήρια οδηγούν σε επιλογή του ενεργού στοιχείου (τρανζίστορ) που μπορεί να παρέχει αρκετή ενίσχυση στη ζητούμενη συχνότητα λειτουργίας και να καταναλώνει χωρίς πρόβλημα ισχύ. Παρατηρούμε από το ηλεκτρονικό διάγραμμα του ταλαντωτή Colpitts



ότι η δυναμική αντίσταση εξόδου που βλέπει το τρανζίστορ που λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος είναι

$$R_o = R_P // (N^2 R_i) // R_L$$

όπου  $R_P$  είναι η αντίσταση του πηνίου  $L_f$  (παράλληλη) στο συντομισμένο κύκλωμα εξόδου,  $R_i$  η μεταφερόμενη αντίσταση  $R_E$  στο συλλέκτη,  $R_L$  η αντίσταση φορτίου και  $N$  ο παράγοντας του διαιρέτη  $C_1 \div C_2$ .



Σε κατάσταση ηρεμίας το τρανζίστορ βρίσκεται στο σημείο Q. Η κλίση της δυναμικής ευθείας φορτίου είναι  $//R_o$ .

$$V_P = V_{CBQ} + I_{CQ} R_o$$

$$I_P = I_{CQ} + V_{CBQ} / R_o$$

Αν επιλέξουμε  $V_{CBQ} / I_{CQ} = R_o$ , είναι  $V_P = 2V_{CBQ}$  και  $I_P = 2I_{CQ}$ . Για να έχουμε μέγιστη μεταφοράς ισχύος στο φορτίο πρέπει  $1/R_L = 1/R_P + 1/(N^2 R_i)$  ή  $R_L = R_P // (N^2 R_i)$  και  $R_o = R_L / 2$ , οπότε η ισχύς που μεταφέρεται στο φορτίο είναι  $P_{LMAX} = I_{CQ}^2 R_L / 8$ . Υποθέτοντας ότι το σημείο λειτουργίας Q δεν μεταβάλλεται κατά τους κύκλους ταλάντωσης, η τάση dc που καταναλώνεται πάνω στο τρανζίστορ είναι  $P_{dc} = V_{CBQ} I_{CQ} = I_{CQ}^2 R_L / 2$ . Άρα η μέγιστη δυνατή απόδοση του ταλαντωτή είναι 25%.

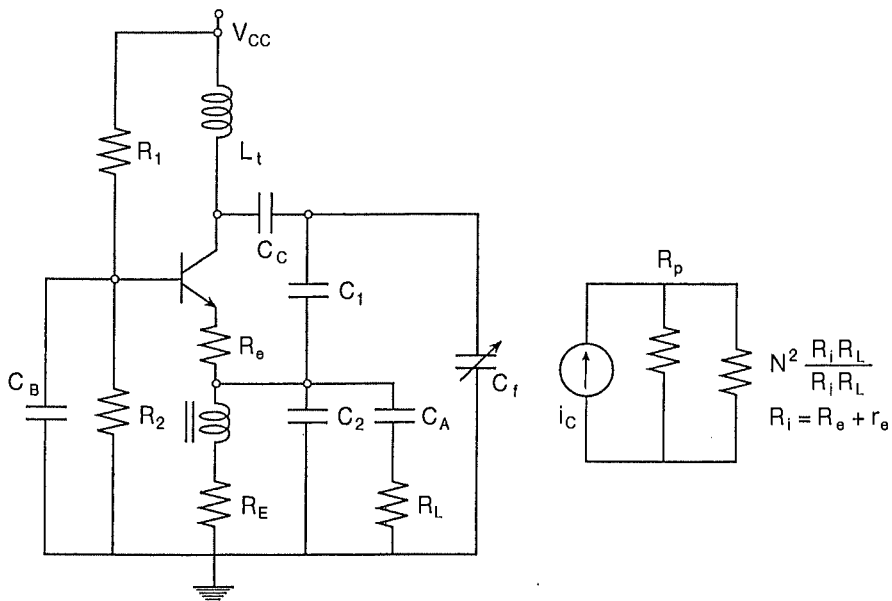
Η επιλογή της συνολικής χωρητικότητας του συντονισμένου κυκλώματος είναι  $C_t = C_0 + C_S + C_f$ , με  $C_S = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ . Σε περίπτωση που  $Q \sim 50$ , τότε  $C_t = 50 / (2\pi f_0 R_0)$ , οπότε  $L_f = 1 / ((2\pi f_0)^2 C_t)$ . Για συνηθισμένα τρανζίστορ είναι  $r_e \approx 1 / (40 I_{CQ})$  με  $R_i = R_e + r_e$ . Για μέγιστη δυνατή μεταφοράς ισχύος,

$$N = \sqrt{\frac{R_L R_P}{R_i (R_P - R_L)}}$$

με  $R_P > R_L$ . Συνήθως είναι  $C_0 \sim 1 - 3 \text{ pF}$ ,  $C_S = C_t - C_0 - C_f \rightarrow C_1 = N C_S / (N - 1)$ ,  $C_2 = N C_S$ .

### Σχεδίαση ταλαντωτών με ανάδραση στον εκπομπό

Όταν η αντίσταση φορτίου είναι μικρότερη από  $1 \text{ K}\Omega$ , ο ταλαντωτής που αναλύθηκε παραπάνω δεν μπορεί να λειτουργεί με ευστάθεια και είναι προτιμότερο να τοποθετηθεί στον εκπομπό, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Το κύκλωμα έχει μικρότερη απόδοση, λόγω του ότι η κατανάλωση ισχύος στο πηνίο είναι διπλάσια αυτής του φορτίου  $R_L$ .

Για να έχουμε ικανοποιητική οδήγηση στην βάση πρέπει  $R_i \sim R_L$  και για να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος πρέπει  $R_P \sim N^2 R_L / 2$  και  $N = \sqrt{2R_P / R_L}$ . Κάτω από τις συνθήκες αυτές, μόνο το 1/4 της ισχύος εξόδου από το τρανζίστορ μεταφέρεται στο φορτίο. Στη συνδεσμολογία αυτή το τρανζίστορ καταναλώνει 8 φορές μεγαλύτερη ισχύ από αυτή του φορτίου. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με την προηγούμενη έχουμε σα σημείο λειτουργίας

$$I_{CQ} = 4\sqrt{P_L / R_P} \quad , \quad V_{CBQ} = I_{CQ} R_P / 2.$$

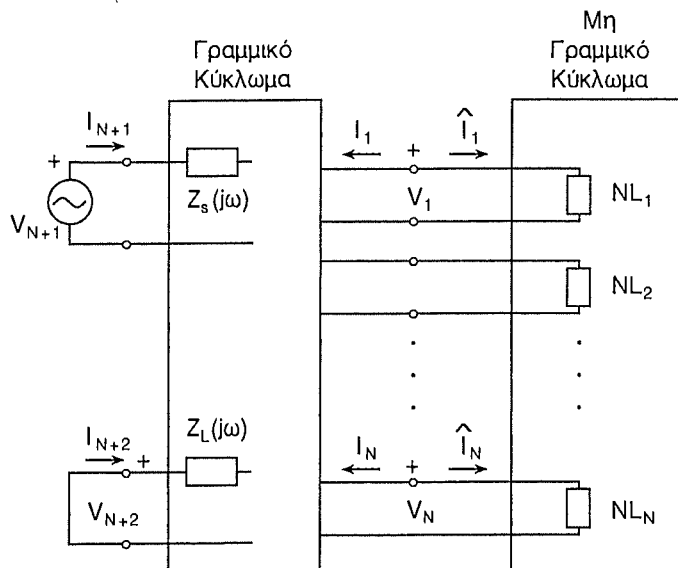
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΜΗ - ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

#### 1. ΑΝΑΛΥΣΗ ΙΣΟΡΡΟΠΙΑΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ



Η παραπάνω διάταξη είναι η πλέον συνηθισμένη διάταξη στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Μπορούμε εύκολα να αντικαταστήσουμε το παραπάνω κύκλωμα με αυτό του παρακάτω σχήματος.



Λόγω της γραμμικότητας, έχουμε παραγωγή των συχνοτήτων  $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots, \lambda\omega, \dots, K\omega$  ( $K$  αριθμός αρμονικών). Για παράδειγμα, στη θύρα 1 θα έχουμε

$$\begin{aligned} u_1(t) &= V_{1,1} \cos(\omega t + \varphi_1) \\ &+ V_{1,2} \cos(2\omega t + \varphi_2) \\ &+ \dots \\ &+ V_{1,K} \cos(K\omega t + \varphi_K) \\ &+ V_{1,0}. \end{aligned}$$

Ορίζουμε τους φασιθέτες  $V_{1,0}$  (dc),  $\dot{V}_{1,1} = V_{1,1} e^{j\varphi_1}, \dots$ .

Αντίστοιχες σχέσεις ισχύουν για τις εντάσεις  $I_{n,\lambda}, \hat{I}_{n,\lambda}$ , όπου  $n = 1, 2, \dots, N$  (αριθμός θυρών),  $\lambda = 0, 1, \dots, K$  (αριθμός αρμονικών). Ορίζοντας τα διανύσματα

$$\mathbf{i}_n = \begin{pmatrix} I_{n,0} \\ I_{n,1} \\ \vdots \\ I_{n,K} \end{pmatrix}, \quad \dot{\mathbf{V}}_n = \begin{pmatrix} V_{n,0} \\ \dot{V}_{n,1} \\ \vdots \\ \dot{V}_{n,K} \end{pmatrix} \quad (n = 1, 2, \dots, N)$$

έχουμε για το γραμμικό κύκλωμα τη σχέση

$$\begin{pmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{i}_N \\ \mathbf{i}_{N+1} \\ \mathbf{i}_{N+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{Y}_{1,1} \cdots & \bar{Y}_{1,N+2} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \bar{Y}_{N+2,1} \cdots & \bar{Y}_{N+2,N+2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{V}}_1 \\ \dot{\mathbf{V}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{V}}_{N+2} \end{pmatrix} \quad (1)$$

όπου κάθε διαγώνια υπομήτρα «σύνθετης αγωγιμότητας» είναι

$$\bar{Y}_{m,n} = \begin{pmatrix} Y_{m,n}(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_{m,n}(\omega) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & & \\ \vdots & & & & Y_{m,n}(K\omega) \end{pmatrix}.$$

Οι τάσεις  $\dot{V}_{N+1}$  και  $\dot{V}_{N+2}$  είναι

$$\dot{V}_{N+1} = \begin{pmatrix} V_{N+1,0} \\ V_S \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \dot{V}_{N+2} = \begin{pmatrix} V_{N+2,0} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{Θεωρούμε ότι στην θύρα } N+2 \text{ έχουμε μηδενική τάση πηγής}).$$

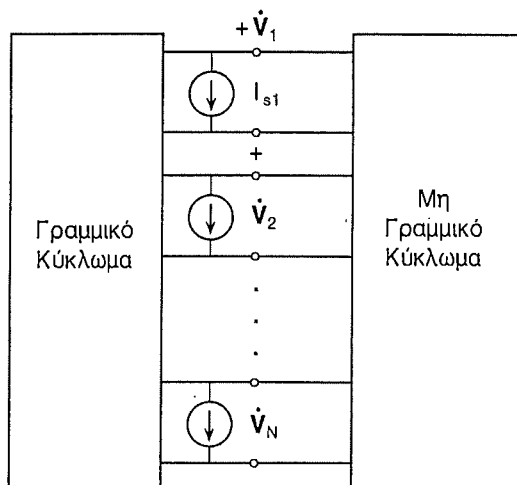
Η σχέση (1) μπορεί να γραφεί σαν <sup>TT</sup>

$$\underbrace{\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{pmatrix}}_{\mathbf{j}} = \underbrace{\begin{pmatrix} \bar{Y}_{1,1} & \dots & \bar{Y}_{1,N} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{Y}_{N,1} & & \bar{Y}_{N,N} \end{pmatrix}}_{\mathbf{y}} \underbrace{\begin{pmatrix} \dot{V}_1 \\ \vdots \\ \dot{V}_N \end{pmatrix}}_{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{pmatrix} \bar{Y}_{1,N+1} & \bar{Y}_{1,N+2} \\ \bar{Y}_{2,N+1} & \bar{Y}_{2,N+2} \\ \vdots & \\ \bar{Y}_{N,N+1} & \bar{Y}_{N,N+2} \end{pmatrix}}_{\mathbf{j}_s} \begin{pmatrix} \dot{V}_{N+1} \\ \dot{V}_{N+2} \end{pmatrix}$$

δηλαδή

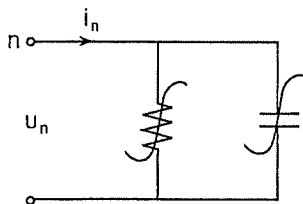
$$\mathbf{J} = \mathbf{y} \cdot \mathbf{u} + \mathbf{J}_S . \quad (2)$$

Η σχέση αυτή θυμίζει το ισοδύναμο Norton και το κύκλωμα παίρνει τη μορφή



Στο σημείο αυτό θα πρέπει να εισαχθούν οι ιδιότητες του μη-γραμμικού κυκλώματος. Θεωρούμε ότι σε κάθε είσοδο του μη-γραμμικού κυκλώματος συνδέεται μια μη-γραμμική αγωγιμότητα και μη-γραμμικός πυκνωτής που ελέγχονται απ' όλες τις τάσεις που παρουσιάζονται στις θύρες. Δηλαδή, στην  $n$ -στη θύρα έχουμε

$$i_{g,n}(t) = f_n(u_1(t), \dots, u_N(t))$$



Αντικαθιστώντας την ημιτονική περιγραφή των τάσεων  $u_1(t), \dots, u_N(t)$  και υπολογίζοντας τους Fourier όρους της έντασης  $i_{g,n}(t)$ , έχουμε

$$i_{n,\lambda}^g = \frac{1}{T} \int_0^T dt' i_{g,n}(t') e^{i\lambda\omega t'}$$

ή

$$i_{n,\lambda}^g = \frac{1}{T} \int_0^T dt' f_n(u_1(t'), u_2(t'), \dots, u_N(t')) e^{i\lambda\omega t'}$$

$$\lambda = 0, 1, \dots, K$$

και

$$\mathbf{i}_n^g = \begin{pmatrix} i_{n,0}^g \\ i_{n,1}^g \\ \vdots \\ i_{n,K}^g \end{pmatrix} \quad \text{και} \quad \mathbf{J}^g = \begin{pmatrix} i_1^g \\ i_2^g \\ \vdots \\ i_N^g \end{pmatrix}$$

Για το μη-γραμμικό πυκνωτή έχουμε την ποσότητα φορτίου

$$q_n(t) = f_{qn}(u_1(t), \dots, u_N(t))$$

και την αντίστοιχη ένταση

$$i_n^q(t) = \frac{dq_n(t)}{dt}$$

και πάλι ορίζοντας τους φασιθέτες

$$i_{n,\lambda}^q = \frac{1}{T} \int_0^T dt' i_n^q(t') e^{i\lambda\omega t'}$$

$$q_n(t) = Q_{n,0} + Q_{n,1} \cos(\omega t + \Psi_{n,1}) + \dots + Q_{n,N} \cos(K\omega t + \Psi_{n,K})$$

ή

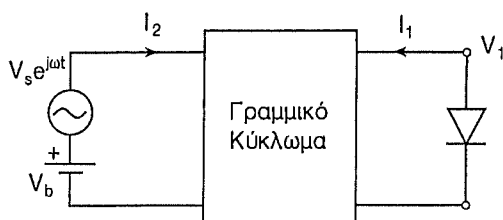




$$\mathbf{F}(\dot{\mathbf{u}}) = \bar{\mathbf{Y}} \cdot \dot{\mathbf{u}} + \mathbf{J}_S + \mathbf{J}^g(\dot{\mathbf{u}}) + j\bar{\mathbf{Q}} \cdot \dot{\mathbf{q}}(\dot{\mathbf{u}})$$

και ζητούμε την λύση  $\mathbf{F}(\dot{\mathbf{u}}) = 0$ . Είναι σαφές το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με διάφορες αριθμητικές μεθόδους, όπως π.χ. η μέθοδος Newton-Raphson, η μέθοδος Regula-Falsi κ.τλ.

Για την περιγραφή της μεθόδου αναλύουμε στη συνέχεια την περίπτωση ενός κλασσικού κυκλώματος.



Ορίζουμε το διάνυσμα

$$\dot{\mathbf{u}} = \begin{pmatrix} V_{1,0} \\ \dot{V}_{1,1} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,k} \end{pmatrix}$$

και  $\bar{\mathbf{Y}} = (\bar{\mathbf{Y}}_{1,1}) = \begin{pmatrix} Y_{1,1}(0) & 0 \\ & Y_{1,1}(\omega) \\ 0 & \ddots \end{pmatrix}$ , οπότε

$$\mathbf{J} = (\mathbf{i}_1) = \bar{\mathbf{Y}} \cdot \dot{\mathbf{u}} + (\bar{\mathbf{Y}}_{1,2}) \cdot (\dot{\mathbf{V}}_2)$$

όπου

$$\dot{V}_2 = \begin{pmatrix} V_b \\ \dot{V}_s \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{Y}_{1,2} = \begin{pmatrix} Y_{1,2}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_{1,2}(\omega) & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & & Y_{1,2}(K\omega) \end{pmatrix},$$

$$(i_1) = \begin{pmatrix} I_{1,0} \\ I_{1,1} e^{j\phi_{1,1}} \\ \vdots \\ I_{1,K} e^{j\phi_{1,K}} \end{pmatrix},$$

$$i_{1,n} = \frac{1}{T} \int_0^T dt' e^{j\omega n t'} i_1(t) = -\frac{I_0}{T} \int_0^T dt' e^{j\omega n t'} (e^{n u_1(t')} - 1)$$

$$\mu\epsilon \quad i_1(t) = I_{1,0} + I_{1,1} \cos(\omega t + \phi_{1,1}) + I_{1,2} \cos(2\omega t + \phi_{1,2}) + \dots \\ + I_{1,K} \cos(K\omega t + \phi_{1,K})$$

$$i_1(t) = -I_0 (e^{n u_1(t)} - 1)$$

$$u_1(t) = V_{1,0} + V_{1,1} \cos(\omega t + \psi_{1,1}) + \dots + V_{1,K} \cos(K\omega t + \psi_{1,K})$$

και τελικά είναι

$$i_{1,n} = -\frac{I_0}{T} \int_0^T dt' e^{j\omega n t'} \left( \exp \left( n' (V_{1,0} + \dot{V}_{1,1} e^{j\omega t'} + \dot{V}_{1,2} e^{j2\omega t'} \right. \right. \\ \left. \left. + \dots + \dot{V}_{1,k} e^{jK\omega t'} + \dot{V}_{1,1}^* e^{-j\omega t'} + \right. \right. \\ \left. \left. \dot{V}_{1,2}^* e^{-j2\omega t'} + \dots + \dot{V}_{1,K}^* e^{-jK\omega t'} \right) - 1 \right)$$

$$\mu\epsilon \quad n' = n/2.$$

(4)

Επομένως, έχουμε την εξίσωση

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} \dot{Y}_{1,1}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dot{Y}_{1,1}(\omega) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & & \dot{Y}_{1,1}(K\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1,0} \\ \dot{V}_{1,1} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,K} \end{pmatrix} \\
 + & \begin{pmatrix} Y_{1,2}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_{1,2}(\omega) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & & Y_{1,2}(K\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_b \\ \dot{V}_S \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \\
 = & \begin{pmatrix} I_{1,0} \\ \dot{I}_{1,1} \\ \vdots \\ \dot{I}_{1,K} \end{pmatrix} = -\frac{I_0}{T} \int_0^T dt' \left( \exp(n' (V_{1,0} + \dot{V}_{1,1} e^{j\omega t'} + \dot{V}_{1,2} e^{j2\omega t'} \right. \\
 & \left. + \dots + \dot{V}_{1,K} e^{jK\omega t'} + \sigma.\mu)) - 1 \right) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\omega t'} \\ e^{j2\omega t'} \\ \vdots \\ e^{jK\omega t'} \end{pmatrix} \quad (5)
 \end{aligned}$$

όπου σ.μ. είναι ο συζυγής μιγαδικός.

Στην εξ. (5) άγνωστα μεγέθη είναι οι τάσεις  $V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dot{V}_{1,2}, \dots, \dot{V}_{1,K}$ , ενώ γνωρίζουμε όλες τις τιμές των  $Y_{i,j}(\omega)$  και τις τάσεις  $V_b, \dot{V}_S$ .

### Αλγόριθμος Newton - Raphson

Ορίζω τη διανυσματική συνάρτηση

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{F}}(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dot{V}_{1,2}, \dots, \dot{V}_{1,K}) = & \begin{pmatrix} \dot{Y}_{1,1}(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \dot{Y}_{1,1}(\omega) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & \dot{Y}_{1,1}(K\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1,0} \\ \dot{V}_{1,1} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,K} \end{pmatrix} \\
 + & \begin{pmatrix} Y_{1,2}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Y_{1,2}(\omega) & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & Y_{1,2}(K\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_b \\ \dot{V}_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \\
 + & \begin{pmatrix} \phi_0(V_{1,0}) \\ \phi_1(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \\ \vdots \\ \phi_K(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \end{pmatrix} \quad (6)
 \end{aligned}$$

όπου  $\phi_j(\dots)$  ( $j = 0, 1, \dots, K$ ) ορίζονται από το δεξιό μέρος της εξ. (5). Η εξίσωση που προσπαθούμε να λύσουμε είναι η

$$\dot{\mathbf{F}}(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dot{V}_{1,2}, \dots, \dot{V}_{1,K}) = 0$$

και προτείνεται η χρήση του αλγορίθμου

$$\begin{aligned} \dot{F}(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dot{V}_{1,2}, \dots, \dot{V}_{1,K}) &= \dot{F}(V_{1,0}^{(n)}, \dot{V}_{1,1}^{(n)}, \dots, \dot{V}_{1,K}^{(n)}) \\ &+ \sum_{\lambda=0}^K (\dot{V}_{1,\lambda}^{(n+1)} - \dot{V}_{1,\lambda}^{(n)}) \left. \frac{\partial \dot{F}(V_{1,0}, \dots, \dot{V}_{1,K})}{\partial \dot{V}_{1,\lambda}} \right|_{\dot{V}_{1,\lambda} = \dot{V}_{1,\lambda}^{(n)}} = 0 \end{aligned}$$

όπου  $\dot{V}_{1,\lambda}^{(n)}$  είναι η  $n$ -στης προσέγγισης τάση.

Γράφοντας σε ανοιχτή μορφή την παραπάνω εξίσωση προκύπτει η σχέση

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{F}_0}{\partial V_{1,0}} & \frac{\partial \dot{F}_0}{\partial \dot{V}_{1,1}} & \dots & \frac{\partial \dot{F}_0}{\partial \dot{V}_{1,K}} \\ \frac{\partial \dot{F}_1}{\partial V_{1,0}} & \frac{\partial \dot{F}_1}{\partial \dot{V}_{1,1}} & & \frac{\partial \dot{F}_1}{\partial \dot{V}_{1,K}} \\ \vdots & & & \\ \frac{\partial \dot{F}_K}{\partial V_{1,0}} & & & \frac{\partial \dot{F}_K}{\partial \dot{V}_{1,K}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_{1,0}^{(n+1)} - \dot{V}_{1,1}^{(n)} \\ \dot{V}_{1,1}^{(n+1)} - \dot{V}_{1,1}^{(n)} \\ \dot{V}_{1,2}^{(n+1)} - \dot{V}_{1,2}^{(n)} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,K}^{(n+1)} - \dot{V}_{1,K}^{(n)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} F_0(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \\ F_1(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \\ \vdots \\ F_K(V_{1,0}, \dot{V}_{1,1}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \end{pmatrix} = 0 \quad (7)$$

και

$$\begin{pmatrix} V_{1,0}^{(n+1)} \\ \dot{V}_{1,1}^{(n+1)} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,K}^{(n+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{1,0}^{(n)} \\ \dot{V}_{1,1}^{(n)} \\ \vdots \\ \dot{V}_{1,K}^{(n)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{F}_0}{\partial V_{1,0}} & \dots & \frac{\partial \dot{F}_0}{\partial \dot{V}_{1,K}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \dot{F}_K}{\partial V_{1,0}} & \dots & \frac{\partial \dot{F}_K}{\partial \dot{V}_{1,K}} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} F_0(V_{1,0}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \\ F_1(V_{1,0}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \\ \vdots \\ F_K(V_{1,0}, \dots, \dot{V}_{1,K}) \end{pmatrix}$$

ή  $\dot{V}_1 = \dot{V}_1^{(n)}$  (8)

Ξεκινώντας με  $n = 0$ : από μια εκτίμηση  $\dot{V}_1 = \dot{V}_1^{(0)}$  ο αλγόριθμος πρέπει να συγκλίνει.

Η μορφή του υπολογιστικού προγράμματος θα είναι

$$\frac{\partial \dot{F}_\lambda}{\partial \dot{V}_{1,\mu}} = \dot{Y}_{1,1}(\lambda\omega) \delta_{\lambda,\mu} + \frac{\partial \phi_\lambda}{\partial \dot{V}_{1,\mu}} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi_\lambda}{\partial \dot{V}_{1,\mu}} &= -\frac{I_0}{T} \int_0^T dt' e^{j\lambda\omega t'} \frac{\partial}{\partial \dot{V}_{1,\mu}} \left( \exp \left( n' \left( V_{1,0} + \dot{V}_{1,1} e^{j\omega t'} + \dots + \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. \dot{V}_{1,K} e^{jK\omega t'} + \sigma.\mu. \right) \right) - 1 \right) \\ &= -\frac{I_0}{T} \int_0^T dt' e^{j\lambda\omega t'} \exp \left( n' \left( V_{1,0} + \dot{V}_{1,1} e^{j\omega t'} + \dots + \dot{V}_{1,K} e^{jK\omega t'} + \sigma.\mu. \right) \right) \\ &\quad 2n' \operatorname{Re} (e^{j\mu\omega t'}) \end{aligned}$$

Προσοχή:  $f(z) = z + z^* = 2 \operatorname{Re}(z) \rightarrow \frac{\partial f}{\partial z} = 2 \operatorname{Re} \left( \frac{\partial z}{\partial z} \right) = 2$

δηλαδή

$$\frac{\partial \phi_{\lambda}}{\partial \dot{V}_{1,\mu}} = - \frac{2I_0^{n'}}{T} \int_0^T dt' e^{i\lambda\omega t'} \cos(\mu\omega t') \exp\left(n(V_{1,0} + V_{1,1} e^{i\omega t'} + \dots)\right) \quad (10)$$

Το ολοκλήρωμα αυτό θα πρέπει να υπολογιστεί αριθμητικά.

Επομένως, προκύπτει ο παρακάτω αλγόριθμος:

**Βήμα 1<sup>ο</sup>:** Εκτιμούμε σαν αρχική προσέγγιση το διάνυσμα τάσης:

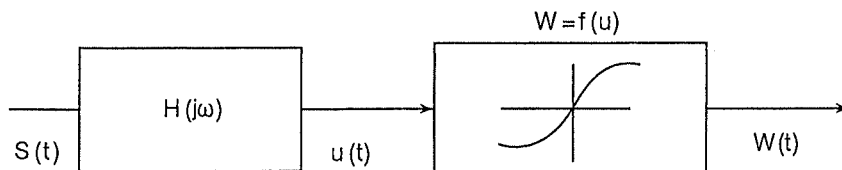
$$V_{1,0}^{(0)}, \dot{V}_{1,1}^{(0)}, \dots, \dot{V}_{1,K}^{(0)} \quad (\text{π.χ. } V_{1,0}^{(0)} = 0.6 \text{ V}, \dot{V}_{1,1}^{(0)} = 0.2, \dot{V}_{1,\lambda}^{(0)} = 0 \text{ για } \lambda = 2, \dots, K).$$

**Βήμα 2<sup>ο</sup>:** Χρησιμοποιούμε την εξ. (10) και υπολογίζουμε τις τιμές  $\partial \phi_{\lambda} / \partial \dot{V}_{1,\mu}^{(0)}$  και στη συνέχεια από την εξ. (9) την  $\partial \dot{F}_{\lambda} / \partial \dot{V}_{1,\mu}^{(0)}$ .

**Βήμα 3<sup>ο</sup>:** Χρησιμοποιούμε την εξ. (8) και υπολογίζουμε τις τάσεις  $\dot{V}_{1,\lambda}^{(1)}$  ( $\lambda = 0, 1, 2, \dots, K$ ).

**Βήμα 4<sup>ο</sup>:** Επιστρέφουμε στο Βήμα 1 και εκτελούμε ξανά τους ίδιους υπολογισμούς φθάνοντας στην  $\dot{V}_{1,\lambda}^{(2)}$  ( $\lambda = 0, 1, 2, \dots, K$ ). Η διαδικασία συνεχίζει μέχρι να επιτύχουμε σύγκλιση.

## 2. ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕ ΜΕΘΟΔΟΥΣ ΔΥΝΑΜΟΣΕΙΡΩΝ

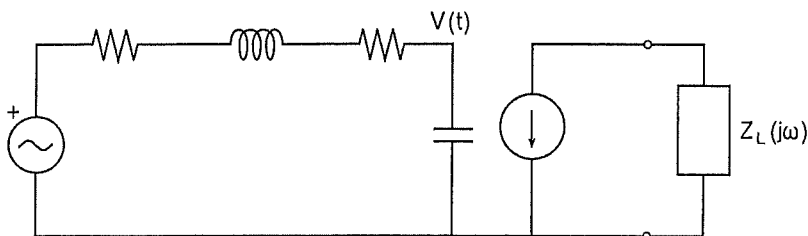


Υποθέτουμε το παραπάνω σύστημα στο οποίο έχουν διαχωριστεί το γραμμικό -εξαρτημένο από τη συχνότητα και το μη-γραμμικό τμήμα, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Θεωρούμε ότι η μη-γραμμική εξάρτηση δίνεται από τη σχέση



$$W(t) = f(u(t)) = \sum_{n=1}^N a_n u^n(t) = \sum_{n=1}^N w_n(t)$$

**Παράδειγμα:**



**Μοντέλλο FET.** Αν  $V(t)$  είναι η αυξομείωση γύρω από την τιμή ηρεμίας, τότε

$$\begin{aligned} f(V) &= F(V_{g0} + V) - F(V_{g0}) \\ &= \left. \frac{dF(V)}{dV} \right|_{V=V_{g0}} V + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2F(V)}{dV^2} \right|_{V=V_{g0}} V^2 + \dots \end{aligned} \quad (11)$$

**Μέθοδος δυναμοσειρών:**

$$S(t) = V_s(t) = \sum_{q=1}^Q V_{s,q} \cos(\omega_q t + \varphi_q) = \sum_{\substack{q=-Q \\ (q \neq 0)}}^Q \frac{1}{2} \dot{V}_{s,q} e^{j\omega_q t} \quad (12)$$

όπου

$$\dot{V}_{s,q} = V_{s,q} e^{j\varphi_q}, \quad \dot{V}_{s,-q} = V_{s,q} e^{-j\varphi_q}, \quad \omega_{-q} = -\omega_q$$

είναι η είσοδος στο σύστημα. Η έξοδος του γραμμικού κυκλώματος θα είναι

$$V(t) = \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^Q \dot{V}_{s,q} H(j\omega_q) e^{j\omega_q t} \quad (13)$$

όπου  $H(j\omega_{-q}) = H^*(j\omega_q)$ . Η έξοδος του συστήματος θα είναι

$$W(t) = \sum_{n=1}^N w_n(t) = i(t) \quad (\text{π.χ. ρεύμα εξόδου FET})$$

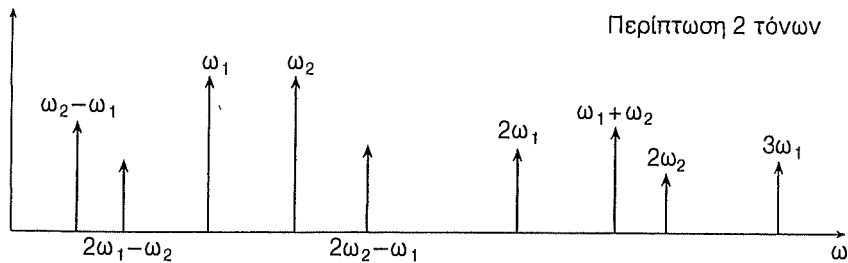
$$w_n(t) = a_n \left( \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^{+Q} \dot{V}_{s,q} H(j\omega_q) e^{j\omega_q t} \right)^n \quad (14)$$

$$= a_n \frac{1}{2^n} \sum_{q_1=-Q}^Q \sum_{q_2=-Q}^Q \dots \sum_{q_n=-Q}^Q \dot{V}_{s,q_1} \dot{V}_{s,q_2} \dots \dot{V}_{s,q_n}$$

$$H(j\omega_{q_1}) H(j\omega_{q_2}) \dots H(j\omega_{q_n})$$

$$\exp(j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \dots + \omega_{q_n})t) \quad (15)$$

Η τάξη της μη-γραμμικότητας είναι  $n$ . Ο αριθμός των τόνων μίξης είναι  $Q$ .



### Διέγερση με 2-τόνους.

Υπολογισμοί για τους όρους  $n = 2$  και  $n = 3$ .

#### α) Όρος $n = 2$

$$i_2(t) = a_2 V^2(t) = \frac{a_2}{2} \sum_{q_1=-2}^2 \sum_{q_2=-2}^2 \dot{V}_{s,q_1} \dot{V}_{s,q_2} H(j\omega_{q_1}) H(j\omega_{q_2})$$

$$\exp(j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2})t) \quad (16)$$

όπου  $\omega_{q_1} = \omega_1$ ,  $\omega_{q_2} = \omega_2$ , οπότε προκύπτουν οι όροι

$$\begin{aligned}
& -\omega_2 - \omega_2, -\omega_2 - \omega_1, -\omega_2 + \omega_1, -\omega_2 + \omega_2 \\
& -\omega_1 - \omega_2, -\omega_1 - \omega_1, -\omega_1 + \omega_1, -\omega_1 + \omega_2 \\
& \omega_1 - \omega_2, \omega_1 - \omega_1, \omega_1 + \omega_1, \omega_1 + \omega_2 \\
& \omega_2 - \omega_2, \omega_2 - \omega_1, \omega_2 + \omega_1, \omega_2 + \omega_2
\end{aligned}$$

Επιλογή των όρων ( $\omega_1 - \omega_2$ ):

$$\begin{aligned}
i_2^{(\omega_2 - \omega_1)} &= a_2 \left( \dot{V}_{s,2} \dot{V}_{s,1} H^*(j\omega_2) H(j\omega_1) e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} \right. \\
&\quad \left. + \dot{V}_{s,1}^* \dot{V}_{s,2} H^*(j\omega_1) H(j\omega_2) e^{-j(\omega_1 - \omega_2)t} \right) \quad (17)
\end{aligned}$$

και άρα

$$i_2^{(\omega_2 - \omega_1)} = a_2 V_{s,1} V_{s,2} |H(j\omega_1) H(j\omega_2)| \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \varphi(\omega_2 - \omega_1)) \quad (18)$$

όπου

$$\varphi(\omega_2 - \omega_1) = \angle V_{s,1} - \angle V_{s,2} + \angle H(j\omega_2) - \angle H(j\omega_1)$$

**6) Όρος n = 3**

$$\begin{aligned}
i_3(t) &= a_3 V^3(t) = \frac{a_3}{8} \sum_{q_1=-2}^2 \sum_{q_2=-2}^2 \sum_{q_3=-2}^2 \dot{V}_{s,q_1} \dot{V}_{s,q_2} \dot{V}_{s,q_3} \\
&\quad H(j\omega_{q_1}) H(j\omega_{q_2}) H(j\omega_{q_3}) \exp(j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \omega_{q_3})t) \quad (19)
\end{aligned}$$

Παρουσιάζονται 64 όροι με 50% των όρων να έχουν την ίδια συχνότητα. Σημαντικοί όροι είναι αυτοί που έχουν συχνότητες

$$\omega_2 + \omega_2 - \omega_1, \omega_1 + \omega_1 - \omega_2, \omega_1 + \omega_1 - \omega_1,$$

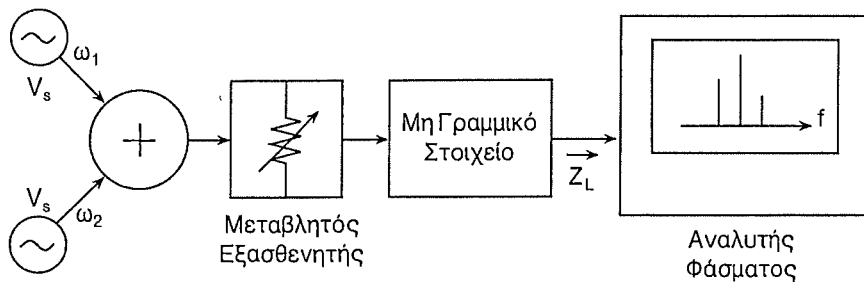
$$\omega_2 + \omega_2 - \omega_2, \omega_1 + \omega_1 + \omega_1, \omega_2 + \omega_2 + \omega_2$$

δηλαδή  $\underbrace{2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_2, \omega_1, \omega_2, 3\omega_1, 3\omega_2}_{\text{σημαντικοί όροι παρεμβολής}}$

$$\text{π.χ. } i_3^{(2\omega_2 - \omega_1)}(t) = \frac{3a_3}{4} V_{s,1} V_{s,2}^2 |H(j\omega_1)| |H(j\omega_2)|^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_3) \quad (20)$$

$$i_3^{(2\omega_1 - \omega_2)}(t) = \frac{3a_3}{4} V_{s,2} V_{s,1}^2 |H(j\omega_2)| |H(j\omega_1)|^2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + \phi_3') \quad (21)$$

**Σημείο σύμπτυξης (intercept): IP**



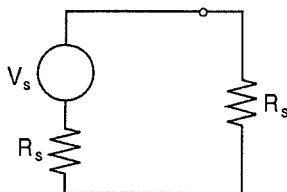
$$i_2^{(\omega_1 - \omega_2)}(t) = a_2 V_s^2 |H(j\omega)|^2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \phi_2)$$

Η καταναλισκόμενη ισχύς στο φορτίο είναι

$$P_{IM2} = \frac{1}{2} \left( i_2^{(\omega_1 - \omega_2)}(t) \right)^2 \underbrace{\text{Re}(Z_L(\omega_1 - \omega_2))}_{R_L(\omega_1 - \omega_2)}$$

Η ισχύς εισόδου για κάθε τόνο είναι

$$P_{\text{εισ}} = \frac{V_s^2}{2R_s} \frac{1}{4} \quad (22)$$



Εκφράζοντας ξανά την  $P_{\text{IM2}}$  έχουμε

$$P_{\text{IM2}} = 32 a_2^2 |H(j\omega)|^4 R_s^2 R_L P_{\text{εισ}}^2$$

ενώ για την συνιστώσα  $2\omega_2 - \omega_1$  (τρίτης τάξης) έχουμε

$$i_3^{(2\omega_2 - \omega_1)}(t) \frac{3}{4} a_3 V_s^3 |H(j\omega)|^3 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_3) \quad (23)$$

και η αντίστοιχη ισχύς είναι

$$P_{\text{IM3}} = \frac{9}{32} V_s^6 |H(j\omega)|^6 R_L \quad (24)$$

Με χρήση της εξ. (22) έχουμε

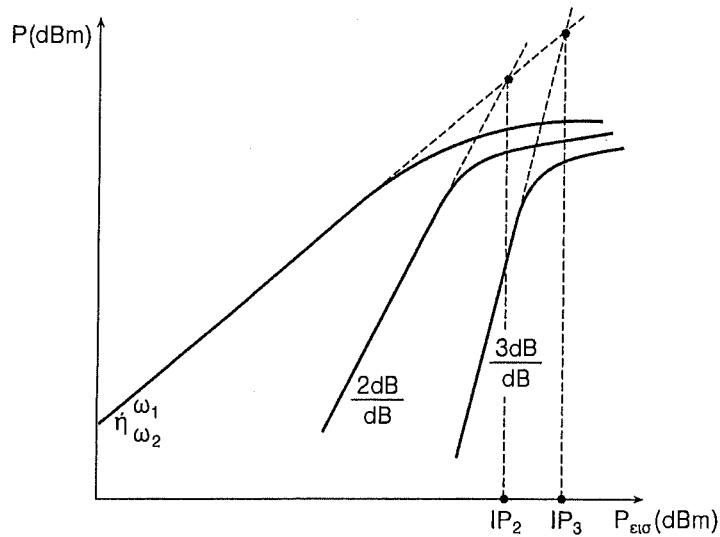
$$P_{\text{IM3}} = 144 a_3^2 |H(j\omega)|^6 R_s^3 R_L P_{\text{εισ}}^3 \quad (25)$$

Υπολογίζοντας λογαριθμικά μεγέθη προκύπτει

$$P_{\text{IM2}}(\text{dBm}) = 10 \log_{10} \left( 32 a_2^2 |H(j\omega)|^4 R_s^2 R_L \right) + 2 P_{\text{εισ}}(\text{dBm}) - 30 \quad (26)$$

$$P_{\text{IM3}}(\text{dBm}) = 10 \log_{10} \left( 144 a_3^2 |H(j\omega)|^6 R_s^3 R_L \right) - 60 + 3 P_{\text{εισ}}(\text{dBm}) \quad (27)$$

Χαράζοντας τις γραφικές των μεγεθών  $P_{\text{IM2}}$ ,  $P_{\text{IM3}}$  έχουμε την παρακάτω εικόνα:



Η γενική σχέση για το  $n$ -στης τάξης παράγωγο θα είναι (28)

$$P_{IMn} \text{ (dB m)} = n P_{\text{εισ}} + C_0$$

Επειδή  $P_{\text{εισ}} = P_{\Gamma\rho, \text{εξ}} - G$  όπου  $P_{\Gamma\rho, \text{εξ}}$  η γραμμική στάθμη εξόδου και  $G$  το κέρδος, οπότε  $P_{IMn} = n P_{\Gamma\rho, \text{εξ}} + P'_0$ . Στο σημείο σύμπτυξης θα έχουμε

$$P_{IMn} = P_{\Gamma\rho, \text{εξ}} = IP_n \quad (29)$$

και 
$$IP_n = n IP_n + P'_0 \Rightarrow P'_0 = (1 - n) IP_n \quad (30)$$

οπότε 
$$P_{IMn} = n P_{\Gamma\rho, \text{εξ}} - (n - 1) IP_n \quad (31)$$

Γνωρίζοντας ότι  $G = 10 \log_{10} (4a_1^2 |H(j\omega)|^2 R_s R_L)$  έχουμε

$$P_{IM2} = 10 \log_{10} \left( \frac{2 a_2^2}{a_1^4 R_L} \right) + 2 P_{\Gamma\rho, \text{εξ}} - 30 \quad (32)$$

$$P_{IM3} = 10 \log_{10} \left( \frac{9 a_3^2}{4 a_1^6 R_L^2} \right) + 3 P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi} - 60 \quad (33)$$

και όταν  $P_{IM2} = P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi}$ ,  $P_{IM3} = P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi}$  (34)

είναι  $IP_2 = 30 + 10 \log_{10} \left( \frac{a_1^4 R_L}{2 a_2^2} \right)$  (35)

$$IP_3 = 30 + 10 \log_{10} \left( \frac{2 a_1^3 R_L}{3 a_3} \right)$$

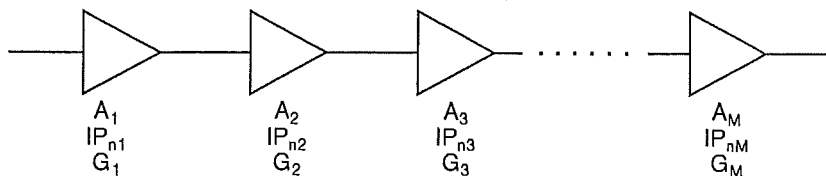
### 3. ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΜΕ ΑΣΘΕΝΗ ΜΗ-ΓΡΑΜΜΙΚΟΤΗΤΑ

Η σχέση που συνδέει το παράγωγο τάξης  $n$  με τις στάθμες γραμμικής εξόδου  $P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi}$  και το σημείο σύμπτυξης  $IP_n$  είναι

$$P_{IMn} = n P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi} - (n - 1) IP_n \quad (36)$$

και αφορά μια βαθμίδα με μη-γραμμική συμπεριφορά.

Όταν έχουμε διασύνδεση σε σειρά πολλών στοιχείων που διαθέτουν μη-γραμμικότητα, τίθεται το θέμα της συνολικής συμπεριφοράς



όπου  $G_i$  είναι το κέρδος και  $IP_{ni}$  είναι το σημείο σύμπτυξης.

Θεωρούμε ανεξαρτησία από συχνότητα και ανεξαρτησία των μη-γραμμικοτήτων μεταξύ τους. Έστω ότι  $V_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, 1}$  είναι η τάση εξόδου στη βαθμίδα  $A_1$  και  $V_{IMn, 1}$  η τάση ενδοπαραγωγού τάξης  $n$

στην έξοδο της "1" βαθμίδας. Η γραμμική συνιστώσα εξόδου στην έξοδο της βαθμίδας  $A_2$  είναι  $\sqrt{G_2} V_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, 1}$  και το ενδοπαράγωγο  $n$ -στης τάξης είναι  $\sqrt{G_2} V_{IMn, 1} + V_{IMn, 2}$ . Στην τελική βαθμίδα στην στην έξοδο θα έχουμε

$$V_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, M} = V_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, 1} (G_2 G_3 \dots G_M)^{1/2} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} V_{IMn} = & V_{IMn, M} + V_{IMn, M-1} \sqrt{G_M} + V_{IMn, M-2} \sqrt{G_M G_{M-1}} \\ & + \dots + V_{IMn, 1} \sqrt{G_2 G_3 \dots G_M} \end{aligned} \quad (38)$$

Μεταφέροντας τα μεγέθη από λογοριθμικά (dBm) σε γραμμικές στάθμες (mW), η εξ. (31) γίνεται

$$(IP_n)^{(n-1)} = P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi}^n / P_{IMn} \quad (39)$$

Υψώνοντας στο τετράγωνο τους όρους  $V_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, M}$  και  $V_{IMn}$ , για να βρούμε τις ισχύεις  $P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, M}$  και  $P_{IMn}$ , έχουμε

$$\begin{aligned} IP_n^{(1-n)/2} = & (G_2 \dots G_M)^{-n/2} P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, 1}^{-n/2} \left( P_{IMn, M}^{1/2} + \right. \\ & \left. (P_{IMn, M-1} G_M)^{1/2} + \dots + (P_{IMn, 1} G_2 \dots G_M)^{1/2} \right) \end{aligned} \quad (40)$$

Η εξ. (39) δείχνει ότι η έξοδος στη βαθμίδα  $m$  θα είναι

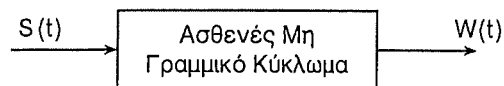
$$P_{IM, m} = IP_{n, m}^{(1-n)} P_{\Gamma\rho, \epsilon\xi, 1}^n (G_2 \dots G_m)^n \quad (41)$$

Τελικά, αντικαθιστώντας την εξ. (41) στην (40), παίρνουμε

$$\begin{aligned} IP_n^{(1-n)/2} = & IP_{n, M}^{(1-n)/2} + (G_M IP_{n, M-1})^{(1-n)/2} \\ & + (G_M G_{M-1} IP_{n, M-2})^{(1-n)/2} \\ & + \dots + (IP_{n, 1} G_2 \dots G_M)^{(1-n)/2}. \end{aligned}$$



#### 4. ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΗ-ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΜΕ ΣΕΙΡΕΣ VOLTEERRA



Για τα γραμμικά κυκλώματα έχουμε

$$W(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) S(t-\tau) d\tau.$$

Σύμφωνα με τον Wiener-Volterra, προτείνεται η γενίκευση

$$\begin{aligned} W(t) = & \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) S(t-\tau_1) d\tau_1 \\ & + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) S(t-\tau_1) S(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\ & + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \\ & S(t-\tau_1) S(t-\tau_2) S(t-\tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \\ & + \dots \\ & + \dots \end{aligned} \quad (42)$$

όπου  $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$  είναι ο  $n$ -στης τάξης πυρήνας.  
Ορίζουμε το μετασχηματισμό

$$\begin{aligned} H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \\ & \exp(-j(\omega_1 \tau_1 + \omega_2 \tau_2 + \dots + \omega_n \tau_n)) \\ & d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n \end{aligned} \quad (43)$$

και

$$h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) = \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \exp(j(\omega_1 \tau_1 + \omega_2 \tau_2 + \dots + \omega_n \tau_n)) d\omega_1 d\omega_2 \dots d\omega_n \quad (44)$$

Στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα ενδιαφερόμαστε για την περίπτωση εισόδων

$$S(t) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{q=-Q \\ (q \neq 0)}}^Q \dot{V}_{s,q} H(j\omega_q) e^{j\omega_q t}.$$

Για το  $n$ -στο όρο Volterra έχουμε

$$W_n(t) = \frac{1}{2^n} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \sum_{q_1=-Q}^Q e^{j\omega_{q_1}(t-\tau_1)} \sum_{q_2=-Q}^Q \dot{V}_{s,q_2} e^{j\omega_{q_2}(t-\tau_2)} \dots \sum_{q_n=-Q}^Q \dot{V}_{s,q_n} e^{j\omega_{q_n}(t-\tau_n)}$$

οπότε προκύπτει

$$W_n(t) = \frac{1}{2^n} \sum_{q_1=-Q}^Q \dots \sum_{q_n=-Q}^Q \dot{V}_{s,q_1} \dots \dot{V}_{s,q_n} e^{j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \dots + \omega_{q_n})t} H_n(\omega_{q_1}, \omega_{q_2}, \dots, \omega_{q_n}) \quad (45)$$

Για τον υπολογισμό των συναρτήσεων μεταφοράς  $H_n(\omega_1, \dots, \omega_n)$  υποθέτουμε την είσοδο  $S(t) = \exp(j\omega_1 t) + \dots + \exp(j\omega_n t)$ . Από τη σχέση (45) έχουμε

$$W_n(t) \Big|_{\omega=\omega_1+\omega_2+\dots+\omega_n} = n! H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) e^{j(\omega_1+\omega_2+\dots+\omega_n)t}.$$

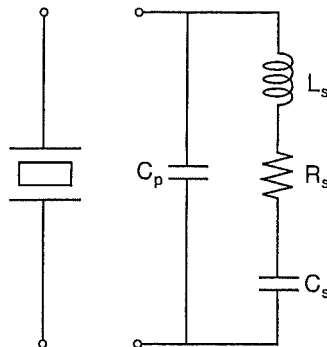
Για το σκοπό αυτό αντικαθιστούμε την είσοδο  $S(t)$  στις εξισώσεις που περιγράφουν τη μη-γραμμικότητα και υπολογίζουμε τον όρο  $W_n(t)$  με συχνότητα  $\omega = \omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n$ .

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΚΡΥΣΤΑΛΛΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ ΚΑΙ ΜΙΚΤΕΣ

#### 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο χαλαζίας και μερικοί άλλοι τύποι κρυστάλλων παρουσιάζουν το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο που συνδέει μηχανικά φαινόμενα με ηλεκτρικά. Με την εφαρμογή πίεσης σ' ένα τέτοιο κρύσταλλο παρουσιάζεται ηλεκτρικό πεδίο μέσα σ' αυτό. Το φαινόμενο είναι αμφίδρομο, δηλαδή με την εφαρμογή ηλεκτρικού δυναμικού στον κρύσταλλο παρουσιάζεται μηχανική παραμόρφωση και μηχανική ταλάντωση στην περίπτωση εφαρμογής εναλλασσόμενης τάσης. Κοντά στο μηχανικό συντονισμό, ο κρύσταλλος παρουσιάζει ιδιότητες κυκλώματος LC με πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας  $Q$ . Με τη χρήση ενός τέτοιου κυκλώματος επιτυγχάνουμε ευστάθεια στη συχνότητα λειτουργίας των ταλαντωτών. Ένας κρύσταλλος δεδομένου σχήματος παρουσιάζει μηχανικούς συντονισμούς με πολλαπλούς ρυθμούς διαφορετικών συχνοτήτων ταλάντωσης. Ο χαμηλότερος σε συχνότητα ρυθμός ονομάζεται «βασικός ρυθμός», ενώ οι ρυθμοί ανώτερης τάξης ονομάζονται «υπέρτοννοι». Στο σχήμα δείχνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κρυ-



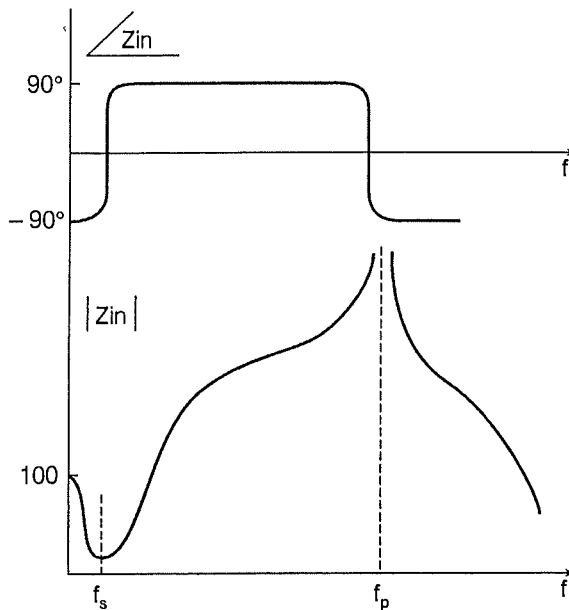
στάλλου για την περιοχή ενός συντονισμού. Οι υπόλοιποι συντονισμοί, όντας αρκετά μακριά, δεν επηρεάζουν το ισοδύναμο κύκλωμα.

Ο συντονισμός σύνδεσης σε σειρά μας δίνει τη συχνότητα

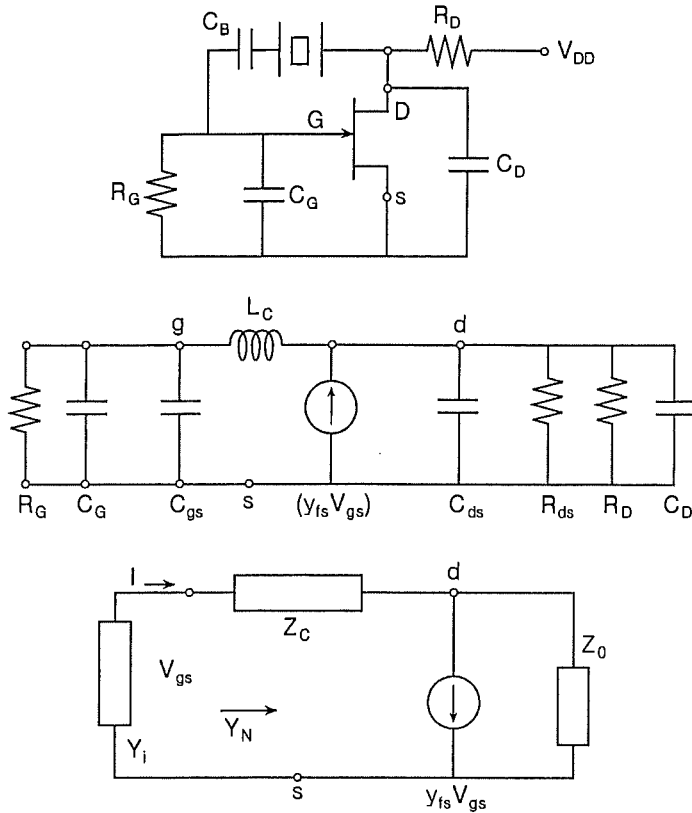
$$f_s = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (1)$$

ενώ ο συντονισμός παράλληλης σύνδεσης δίνει  $f_p = f_s (1 + C_s/C_p)^{1/2}$  και η διαφορά συχνοτήτων είναι  $\Delta f = f_p - f_s = f_s (1 - (1 + C_s/C_p)^{-1/2})$ . Η αντίσταση  $R_s$  καθορίζει το συντελεστή ποιότητας  $Q = 2\pi f_s L_s/R_s$ . Συνήθως  $f_p \approx 1.01 f_s$  και στην περιοχή αυτή έχουμε απότομη αλλαγή της σύνθετης αντίστασης εισόδου, όπως δείχνουμε στο σχήμα που ακολουθεί.

Η απότομη μεταβολή του  $|Z_{in}|$  βελτιώνει την ευστάθεια της συχνότητας λειτουργίας των ταλαντωτών. Κρύσταλλοι με βασικό ρυθμό χρησιμοποιούνται μέχρι τη συχνότητα 15 MHz, ενώ για συχνότητες πάνω από 150 MHz χρησιμοποιούνται οι ρυθμοί ανώτερης τάξης. Αρκετές φορές για επίτευξη μικρής μεταβολής της συχνότητας λειτουργίας ταλαντωτών χρησιμοποιούνται μικρής τιμής πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα για να επιτευχθεί ρύθμιση της συχνότητας συντονισμού.



Στο επόμενο σχήμα δείχνουμε ένα από τα πιο συνηθισμένα κυκλώματα κρυσταλλικού ταλαντωτή, όπου επίσης παρατίθεται το ισοδύναμο κύκλωμα. Γράφουμε τις σχέσεις



$$V_{gs} = I Z_c + (1 - y_{fs} V_{gs}) Z_0 \quad (2)$$

ή

$$I = \frac{V_{gs} (1 - y_{fs} Z_0)}{Z_0 + Z_c} \quad (3)$$

οπότε η φαινόμενη αγωγιμότητα  $Y_N$  είναι

$$Y_N = \frac{I}{V_{gs}} = \frac{1 + y_{fs} Z_0}{Z_0 + Z_c} \quad (4)$$

Για να έχουμε ταλάντωση πρέπει

$$(Y_i + Y_N) V_{gs} = 0 \quad (5)$$

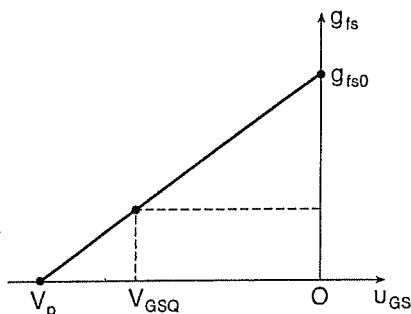
και επειδή  $V_{gs} \neq 0$ , πρέπει  $Y_i + Y_N = 0$ . (6)

Υποθέτοντας  $y_{fs} = g_{fs} + j_o$ , βρίσκουμε από το μηδενισμό του πραγματικού μέρους της παραπάνω εξίσωσης τη σχέση

$$G_i + \operatorname{Re} \left( (1 + g_{fs} Z_0) / (Z_0 + Z_c) \right) = 0 \quad (7)$$

Η έναρξη ταλαντώσεων στη διάταξη που εξετάζουμε είναι μια μη-γραμμική διαδικασία. Αρχικά, όταν εφαρμοστεί τροφοδοσία στο κύκλωμα, έχουμε  $u_{gs} = 0$  και η διαγωγιμότητα  $y_{fs} = g_{fs0}$  είναι μέγιστη, ενώ

$$g_{fs} = g_{fs0} (1 - V_{GSQ} / V_p) \quad (8)$$



Εφόσον είναι  $g_{fs0} > R_G^{-1} + R_D^{-1}$ , έχουμε έναρξη ταλαντώσεων. Η τιμή της  $V_{GSQ}$  καθορίζεται από την προηγούμενη συνθήκη ταλάντωσης (7) με την αντικατάσταση της εξ. (8). Η τάση  $u_{gs}$  έχει στιγμιαία τιμή

$$u_{gs} = V_{GSQ} + V_{gsm} \cos(\omega t).$$

Για  $u_{gs} > 0$  έχουμε περιορισμό της τάσης,  $u_{gs} = 0.6 \text{ V}$  (οπότε αρχίζει η επαφή GS να άγει ρεύμα) και επομένως

$$V_{gsm} + V_{GSQ} = 0.6 \quad \text{και} \quad V_{gsm} = 0.6 - V_{GSQ} \Rightarrow$$

κορυφή-σε-κορυφή διαφορά τάσης:  $V_{gspp} = 2 V_{gsm}$

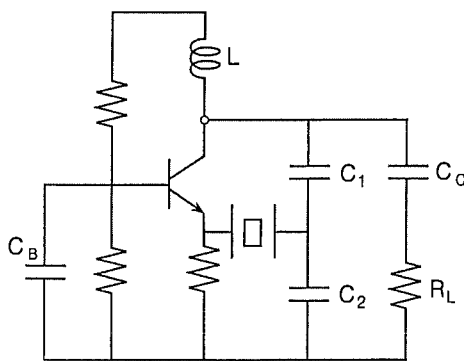
Σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας έχουμε (βλέπε ισοδύναμο κύκλωμα)

$$I = V_{gs} Y_N = -V_{gs} Y_i \Rightarrow V_0 = (1 - y_{fs} V_{gs}) Z_0$$

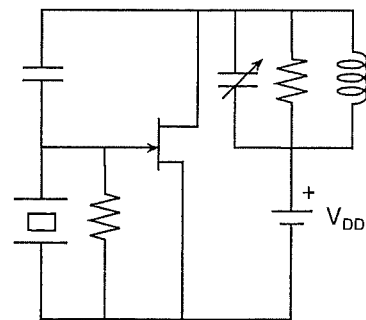
οπότε

$$V_0 = -V_{gs} (Y_i + y_{fs}) Z_0 \Rightarrow V_{0_{p-p}} = 2 V_0 = V_{gs_{p-p}} |Y_i + y_{fs}| |Z_0|.$$

Οι παραπάνω σχέσεις έχουν περισσότερο προσεγγιστική σημασία. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να εφαρμόζονται μέθοδοι δοκιμών και διορθώσεων στη σχεδίαση ταλαντώσεων, είτε σε περιβάλλον προσομοίωσης είτε σε πραγματικές κατασκευές. Στα επόμενα σχήματα δίνουμε εναλλακτικούς τύπους ταλαντωτών με κρυσταλλικά στοιχεία.



Ταλαντωτής Colpitts



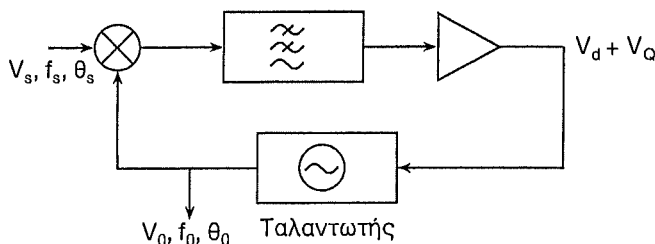
Ταλαντωτής Miller

Στη σχεδίαση και υλοποίηση ταλαντωτών θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη τα παρακάτω πρόσθετα σημεία:

- Είναι σωστό η έξοδος του ταλαντωτή να απομονώνεται από το φορτίο με ενισχυτή οδηγού εκπομπού.
- Για επίτευξη ευστάθειας στη συχνότητα ταλάντωσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί σταθεροποίηση της θερμοκρασίας του κρυστάλλου με χρήση ειδικού «φούρνου» με θερμοστάτη.

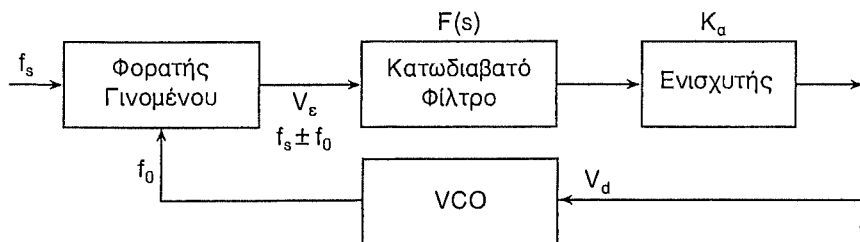
## 2. ΒΡΟΧΟΙ ΚΛΕΙΔΩΜΑΤΟΣ ΦΑΣΗΣ (ΒΚΦ)

Οι βρόχοι κλειδώματος φάσης χρησιμοποιούνται σε ευρεία κλίμακα, τόσο για την παραγωγή ταλαντώσεων με συχνότητα πολλαπλάσια ενός κρυσταλλικού ταλαντωτή, όσο και για την αναπαραγωγή σημάτων που ανιχνεύονται από ένα δέκτη. Η αρχή λειτουργίας των ΒΚΦ δίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Η συχνότητα  $f_0$  στην έξοδο του ταλαντωτή καθορίζεται από την τάση εισόδου  $V_d + V_Q$  στον ταλαντωτή. Στην είσοδο ο φωρατής γινομένου δίνει σαν έξοδο το γινόμενο των δύο σημάτων, του οποίου η συνιστώσα χαμηλών συχνοτήτων οδηγείται στον έλεγχο της συχνότητας του ταλαντωτή. Στην περίπτωση που ο βρόχος έχει κλειδώσει, είναι  $f_s = f_0$ , ενώ η διαφορά φάσης  $\theta_s - \theta_0$  καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά του φωρατή γινομένου. Εισάγοντας ένα διαιρέτη συχνότητας (ψηφιακό) στην έξοδο του ταλαντωτή η συνθήκη κλειδώματος είναι  $f_0 = n f_s$ , όπου  $n$  είναι ο λόγος διαίρεσης συχνότητας.

### Γραμμική Ανάλυση των ΒΚΦ



Σαν φωρατές γινομένου χρησιμοποιούνται διατάξεις με μη γραμμικά στοιχεία. Στην πράξη χρησιμοποιούνται διάφοροι τύποι



φωρατών γινομένου. Χωρίς να εισέλθουμε στη φάση αυτή στις πιθανές μορφές φωρατών γινομένου, η έξοδος τους αποτελείται από τη μίξη των δύο σημάτων εισόδου, των οποίων το πλάτος δίνεται από τη σχέση  $V_e = f(\theta_e)$ , με  $\theta_e = \theta_s - \theta_0$ , όπου  $\theta_s$  και  $\theta_0$  είναι οι συναρτήσεις φάσεις των δυο ημιτονικών σημάτων.

Σαν κατωδιαβατά φίλτρα μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε παθητικές είτε ενεργές διατάξεις με συναρτήσεις μεταφοράς, όπως

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau_1 s} \quad \text{ή} \quad H(s) = \frac{K(1 + \tau_2 s)}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s} \quad (9)$$

### Ταλαντωτές με έλεγχο συχνότητας από τάση (VCO)

Μπορούν να αναπτυχθούν ταλαντωτές (VCO) με χρήση διόδων varactor. Στην περίπτωση αυτή η συχνότητα εξόδου συνδέεται με την τάση εισόδου  $V_d$  με τη σχέση

$$f_0 = f_f + K_0 V_d \text{ (Hz)} \quad (10)$$

όπου  $f_0$  είναι η συχνότητα εξόδου,  $f_f$  η συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης και  $K_0$  ο συντελεστής μετατροπής ταλαντωτή. Η συνάρτηση φάσης στην έξοδο του ταλαντωτή δίνεται από τη σχέση

$$\theta(t) = \int_0^t (\omega_f + \Delta\omega(t)) dt = \omega_f t + \theta_0(t) \quad (11)$$

όπου

$$\theta_0(t) = \int_0^t dt \Delta\omega(t) \quad (12)$$

αφορά την ολίσθηση από τη συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης. Από την εξ. (11) μπορούμε εύκολα να γράψουμε

$$\frac{d\theta_0(t)}{dt} = \Delta\omega(t) = K_0 V_d \quad \text{ή} \quad \theta_0(s) = K_0 \frac{V_d}{s} \quad (13)$$

Όταν έχουμε κλειδωμά του βρόχου ( $f_s = f_0$ ), η  $V_d$  έχει σταθερή τιμή, ενώ, όταν ο ΒΚΦ προσπαθεί να κλειδώσει, λόγω της διαφοράς  $f_s - f_0 \neq 0$ , η τάση μεταβάλλεται για να επιτύχει την ισορροπία του βρόχου.

### Συνάρτηση Μεταφοράς Κλειστού θρόχου

Η συνάρτηση μεταφοράς  $\theta_0(s)/\theta_s(s)$  μας δείχνει την αντίδραση του ΒΚΦ. Η τάση εισόδου του VCO είναι  $V_d = V_e F(s) K_a = f(\theta_e) F(s) K_a$ . Αντικαθιστώντας  $f(\theta_e) \cong K_d \theta_e$ , με την παραδοχή  $F(0) = 1$  έχουμε για το κέρδος dc

$$K_U = K_d K_a K_0 = \frac{V_e}{\theta_e} \frac{V_d}{V_e} \frac{\Delta\omega}{\theta_e}$$

οπότε από την εξ. (12) έχουμε

$$\theta_0(s) = K_U \theta_e(s) \frac{F(s)}{s} \quad (14)$$

Ορίζουμε σα συνάρτηση μεταφοράς του ανοιχτού βρόχου

$$T(s) = \theta_0(s)/\theta_e(s) = K_U F(s)/s$$

και από τη γνωστή σχέση της θεωρίας ανάδρασης προκύπτει

$$H(s) = \frac{\theta_0(s)}{\theta_s(s)} = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_U F(s)}{s + K_U F(s)} \quad (15)$$

### Ορισμοί μεγεθών ΒΚΦ

**Περιοχή συγκράτησης** (περιοχή κλειδώματος ή περιοχή συγχρονισμού). Αν η συχνότητα  $f_s$  του σήματος εισόδου μεταβάλλεται αργά ξεκινώντας από τη συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης  $f_f$ , η συχνότητα του σήματος εξόδου  $f_0$  του VCO θα «παρακολουθεί» το σήμα  $f_s$  μέχρι το σημείο που η γωνία  $\theta_e$  πλησιάζει στην τιμή  $\pm \pi/2$  ή  $\pm \pi$  ανάλογα με τον τύπο φωρατή γινομένου. Για φωρατή γινομέ-

νου με συνάρτηση  $f(\theta_\varepsilon) = K_d \sin \theta_\varepsilon$  έχουμε  $\sin \theta_\varepsilon = V_\varepsilon / K_d = \Delta\omega / K_U$ . Για να έχουμε την ιδιότητα  $f(-\theta_\varepsilon) = f(\theta_\varepsilon)$  και  $df(\theta_\varepsilon)/d\theta_\varepsilon > 0$ , η περιοχή λειτουργίας είναι  $-\pi/2 < \theta_\varepsilon < \pi/2$ . Ορίζουμε την περιοχή κλειδώματος  $\pm \Delta\omega_H = \pm K_U$ . Με τον ίδιο τρόπο μπορούμε να υπολογίσουμε την περιοχή συγκράτησης για άλλους τύπους φωρατών γινομένου.

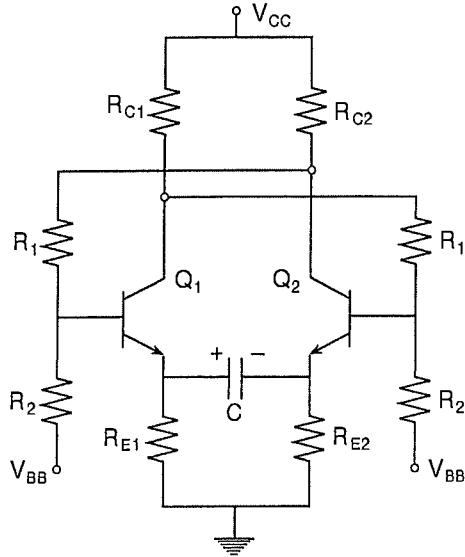
**Ανάκτηση κλειδώματος** Αν η συχνότητα του σήματος εισόδου  $f_s$  δεν είναι ίση με τη συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης  $f_f$ , ο ΒΚΦ θα ανακτήσει το σήμα εισόδου καθιστώντας  $f_0 = f_s$ , εφ' όσον η διαφορά  $f_s - f_f$  δεν είναι «πολύ μεγάλη». Γενικά η περιοχή αυτή είναι  $\pm (\omega_s - \omega_f) < \pm \Delta\omega_H$ . Η διαδικασία είναι μη-γραμμική και σύνθετη.

**Περιοχή Ανάκτησης.** Αν η διαφορά συχνότητας  $(\omega_s - \omega_f)$  εμπίπτει στη ζώνη 3dB του κατωδιαβατού φίλτρου (δηλαδή της συνάρτησης μεταφοράς  $H(s)$ ), ο ΒΚΦ κλειδώνει στη διάρκεια ενός κύκλου, χωρίς να έχουμε διέλευση πολλαπλών κύκλων. Η μέγιστη περιοχή ανάκτησης είναι  $\pm \Delta\omega_L = \pm K_U \tau_2 / (\tau_1 + \tau_2)$ . Ορίζοντας  $\omega_n = (K_U / (\tau_1 + \tau_2))^{1/2}$  και  $\zeta = \omega_n (\tau_2 + 1/K_U) / 2$  έχουμε,  $\Delta\omega_L \approx \pm 2\zeta\omega_n$ .

**Περιοχή Έλξης.** Σε περίπτωση που η αρχική διαφορά  $(f_s - f_f)$  βρίσκεται έξω από την περιοχή ανάκτησης αλλά μέσα στην περιοχή έλξης, η έξοδος του φωρατή γινομένου παρουσιάζει συνιστώσα dc και η έξοδος  $f_0$  πλησιάζει την  $f_s$ . Η περιοχή έλξης είναι  $\Delta\omega_p = \pm \sqrt{2} (2\zeta\omega_n K_U - \omega_n^2)^{1/2}$ .

### Ταλαντωτές θρόχου (VCO)

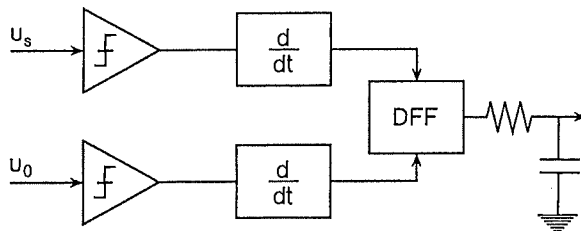
Αν και συνήθως χρησιμοποιούμε τον όρο VCO (έλεγχος συχνότητας από τάση) πολλές φορές χρησιμοποιούμε ταλαντωτές ελέγχου συχνότητας από ένταση ρεύματος. Πολλές φορές οι χρησιμοποιούμενοι ταλαντωτές είναι τύπου «πολυδομητή» παρά «ημιτονικού ταλαντωτή» που μελετήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ο έλεγχος της συχνότητας σε πολυδομητές με ένταση ή τάση (με γραμμικό τρόπο) είναι πιο εύκολος παρά σε ημιτονικούς ταλαντωτές. Στο σχήμα δείχνουμε έναν από τους πιο συνηθισμένους ταλαντωτές. Πρόκειται για ασταθή πολυδομητή και η διάταξη του σχήματος περιγράφει την αρχή λειτουργίας.



Υποθέτουμε ότι αρχικά το τρανζίστορ  $Q_1$  άγει ενώ το  $Q_2$  είναι σε αποκοπή. Ο πυκνωτής  $C$  φορτίζεται με την πόλωση που φαίνεται στο σχήμα. Καθώς φορτίζεται ο πυκνωτής, οδηγεί το  $Q_1$  σε αποκοπή και το  $Q_2$  οδηγείται σε αγωγή. Ο έλεγχος της συχνότητας επιτυγχάνεται με την αλλαγή της τάσης  $V_{BB}$ . Στην πράξη χρησιμοποιούνται κυκλώματα όπως αυτά που φαίνονται στο παραπάνω σχήμα και κατασκευάζονται σαν ολοκληρωμένα κυκλώματα.

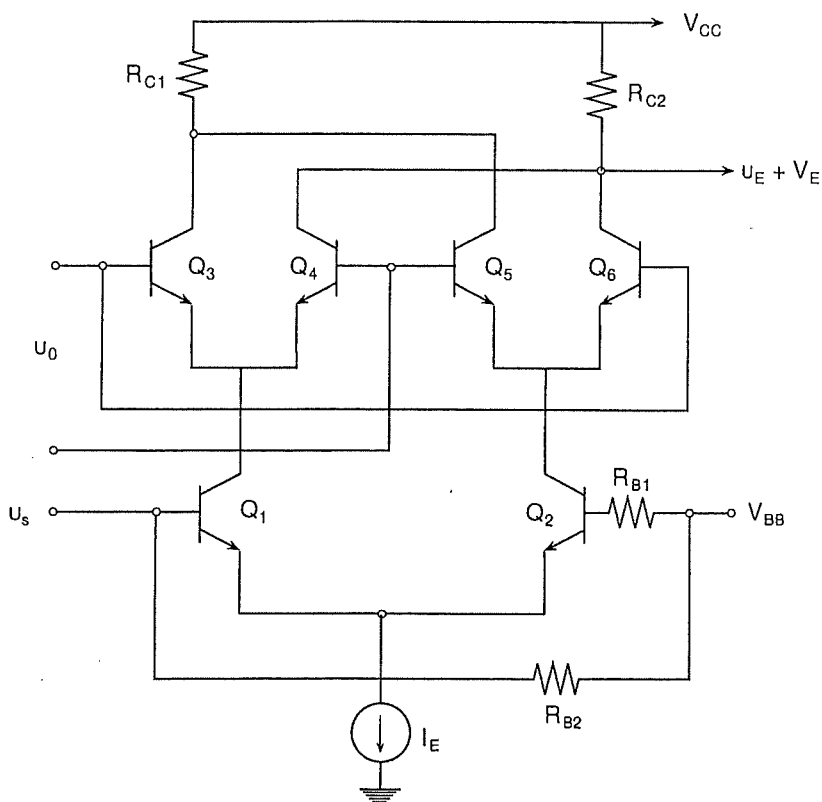
Εναλλακτικές μέθοδοι ελέγχου συχνότητας ταλαντωτών είναι με τη χρήση διόδων varactor.

**Φωρατές Γινομένου:** Η υλοποίηση φωρατών γινομένου μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους. Στο παρακάτω σχήμα δείχνουμε



«ψηφιακό» τρόπο υλοποίησης. Η έξοδος ενός δι-σταθθ πολυδο-νητή οδηγείται σε αναλογικό ολοκληρωτή. Η κατάσταση του πολυδο-νητή καθορίζεται από τη σειρά έλευσης των παλμών στις δύο εισόδους του D-FF. Το αποτέλεσμα είναι ότι στην έξοδο FF η αναλογική ολοκλήρωση παράγει τάση ανάλογη της διαφοράς συ-χνότητας των εισόδων  $u_s$  και  $u_0$ .

Εναλλακτική μέθοδος είναι αυτή του παρακάτω σχήματος. Το σήμα εισόδου  $u_0$  έχοντας αρκετή ισχύ οδηγεί τα τρανζίστορ  $Q_3$ ,  $Q_6$  σε αγωγή πλήρως (κορεσμό) ή σε αποκοπή (ανάλογα με την πόλωσή του). Όταν τα τρανζίστορ  $Q_3$ ,  $Q_6$  άγουν, τότε το ρεύμα του συλλέκτη του  $Q_6$  διέρχεται από την αντίσταση  $R_{C2}$ . Αντίθετα όταν αλλάξει η πολικότητα του  $u_0$ , τότε τα τρανζίστορ που άγουν είναι  $Q_4$  και  $Q_5$  και το ρεύμα μέσα από την  $R_{C2}$  διέρχεται μέσσω

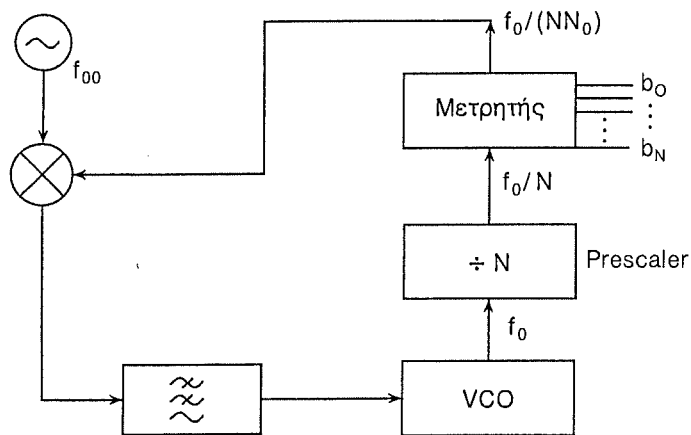


του  $Q_4$ . Με τον τρόπο αυτό έχουμε  $u_E = u_0 u_s$  και, παίρνοντας τη συνιστώσα (φασματική)  $f_0 - f_s$ , προκύπτει η επιθυμητή έξοδος.

### Εφαρμογές ΒΚΦ

Οι διατάξεις ΒΚΦ βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε πολλές εφαρμογές, όπως π.χ. κατασκευή ταλαντωτών με κρυσταλλική ευστάθεια, ανάπτυξη φίλτρων μεγάλης επιλεκτικότητας, κατασκευή αποδιαμορφωτών φάσης, ανάκτηση σημάτων φέρουσας και ρολογιού.

### Ταλαντωτές ΒΚΦ



Λόγω της ιδιότητας ΒΚΦ, έχουμε

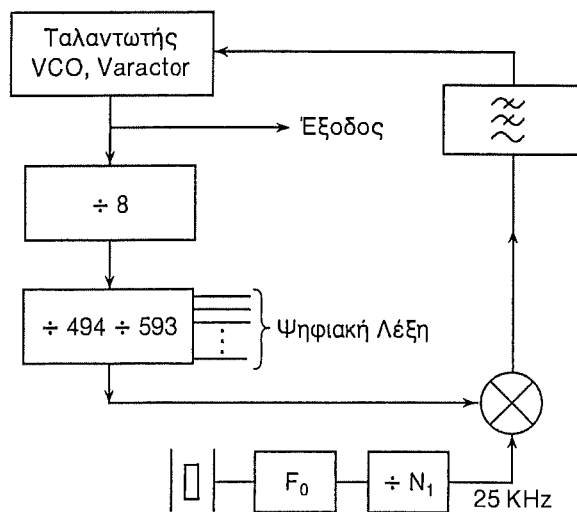
$$f_{00} = f_0/(NN_0)$$

ή

$$f_0 = NN_0 f_{00}$$

Έχοντας τη συχνότητα  $f_{00}$  με κρυσταλλική ευστάθεια και εάν η τιμή του  $N_0$  αλλάζει από  $N_0 = N_{01}$ , έχουμε ένα ψηφιακό ελεγχόμενο ταλαντωτή.

## Δέκτης FM



$$f_{εξ} = 8N25 = 200 N (\text{KHz})$$

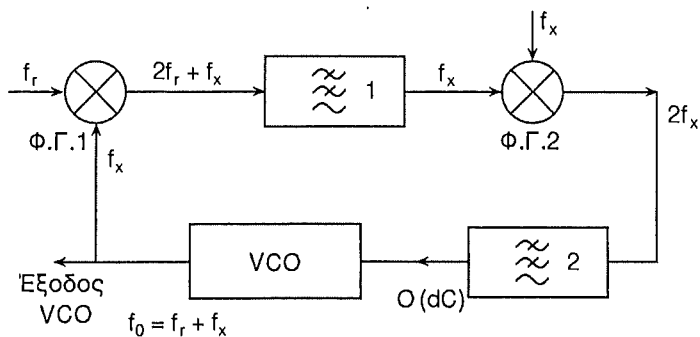
οπότε

$$(f_{εξ})_{ελαχ} = 98.800 \text{ KHz}$$

$$(f_{εξ})_{μεγ} = 118.600 \text{ KHz.}$$

Χρησιμοποιώντας σα μεσαία συχνότητα 10.7 MHz έχουμε λήψη στην περιοχή 88.1 – 107.9 MHz.

## Ολίσθηση συχνότητας



### 3. ΜΙΚΤΕΣ

Οι μίκτες είναι μη γραμμικά στοιχεία που έχουν σκοπό να παράγουν σήματα με συχνότητα  $f_1 + f_2$  ή  $f_1 - f_2$  για δύο σήματα εισόδου με αντίστοιχες συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$ . Στο επόμενο σχήμα δειχνουμε ένα μη-γραμμικό στοιχείο που διεγείρεται από δύο πηγές τάσης. Έστω ότι η σχέση εισόδου-εξόδου έχει τη μορφή

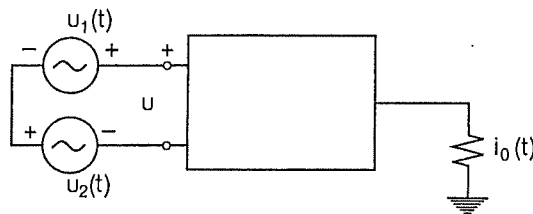
$$i_0(t) = I_0 + au + b(u)^2 + c(u)^3 + \dots,$$

όπου  $I_0$  είναι σταθερό ρεύμα. Συνήθως οι όροι τάξης  $( )^3$  και άνω μπορούν να αγνοηθούν, οπότε, αν

$$u = u_1 + u_2 \quad \text{ή} \quad u = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t),$$

έχουμε

$$\begin{aligned} i_0(t) &= I_0 + a V_1 \cos(\omega_1 t) + a V_2 \cos(\omega_2 t) + b V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) \\ &\quad + b V_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2b V_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) \\ &= I_0 + a V_1 \cos(\omega_1 t) + a V_2 \cos(\omega_2 t) + b V_1^2 (1 + \cos(2\omega_1 t))/2 \\ &\quad + b V_2^2 (1 + \cos(2\omega_2 t))/2 + b V_1 V_2 (\cos(\omega_1 - \omega_2)t) \\ &\quad + b V_1 V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) \end{aligned}$$



Συνήθως επιθυμούμε στην έξοδο του μίκτη τη συνιστώσα  $(\omega_1 - \omega_2)$ , οπότε, απορρίπτοντας μ' ένα φίλτρο στην έξοδο όλες τις άλλες συχνότητες, έχουμε  $i_0(t) = b V_1 V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)$ . Σε πiό γενικό πλαίσιο μπορούμε να μελετήσουμε τη δράση του μίκτη, υποθέτοντας συνεχή φάσματα εισόδων για τα σήματα  $u_1$  και  $u_2$ . Υποθέτοντας τα σήματα  $f_1(t)$  και  $f_2(t)$ , έχουμε



$$f_i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_i(f) \exp(j2\pi ft) df, \quad G_i(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} dt f_i(t) \exp(-j2\pi ft)$$

για  $i = 1, 2$ , οπότε

$$f_0(t) = f_1(t) f_2(t) \Rightarrow G_0(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(\lambda) G_2(f - \lambda) d\lambda$$

με εφαρμογή του θεωρήματος ανέλιξης.

Αν υποθέσουμε ότι

$$f_1(t) = A_1 \cos(\omega_1 t),$$

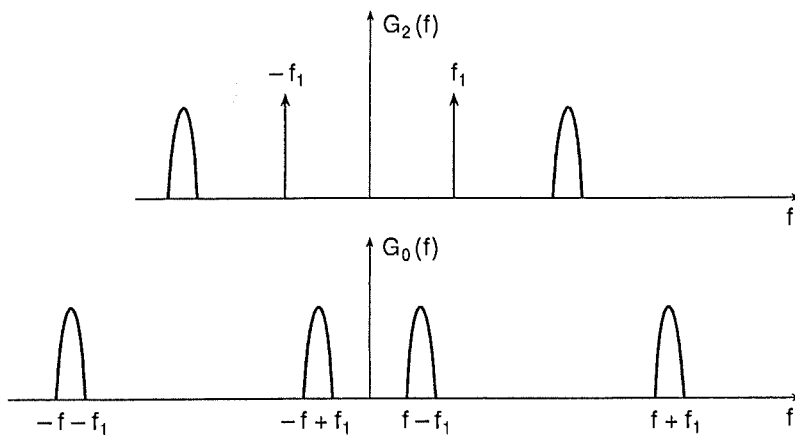
οπότε

$$G_1(f) = A_1 (\delta(f - f_1) + \delta(f + f_1)) / 2,$$

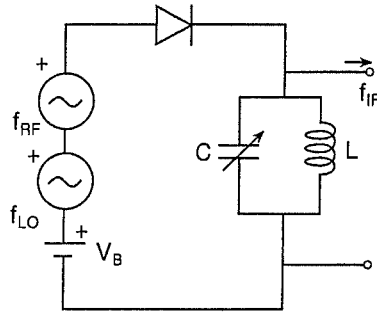
έχουμε

$$\begin{aligned} G_0(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} d\lambda \frac{A_1}{2} (\delta(\lambda - f_1) + \delta(\lambda + f_1)) G_2(f - \lambda) \\ &= \frac{A_1}{2} (G_2(f - f_1) + G_2(f + f_1)). \end{aligned}$$

Γνωρίζοντας ότι η φασματική συνάρτηση  $G_2(f)$  έχει μη μηδενικές τιμές, τόσο για  $f > 0$  όσο και για  $f < 0$ , έχουμε την παρακάτω εικόνα:



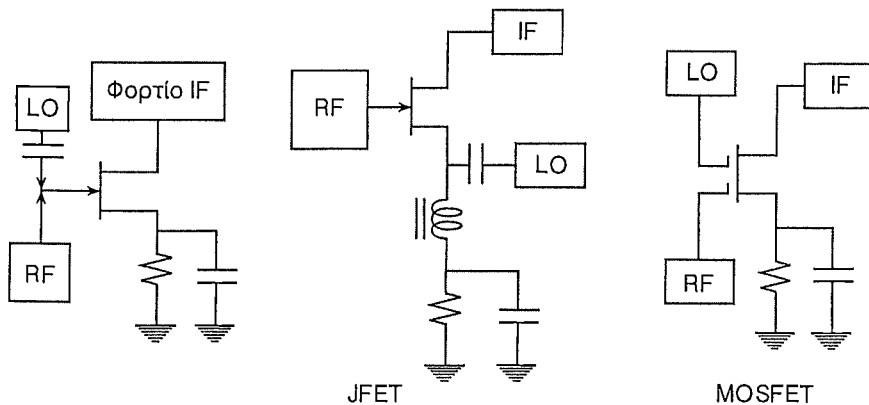
Η πιο απλή διάταξη μίκτη μπορεί να κατασκευαστεί όπως φαίνεται στο σχήμα.



Η μίξη επιτυγχάνεται με την ταυτόχρονη παρουσία των σημάτων RF (ραδιοσυχνότητας) και τοπικού ταλαντωτή ( $f_{LO}$ ), επιλέγοντας το κύκλωμα συντονισμού να έχει συχνότητα ταλάντωσης

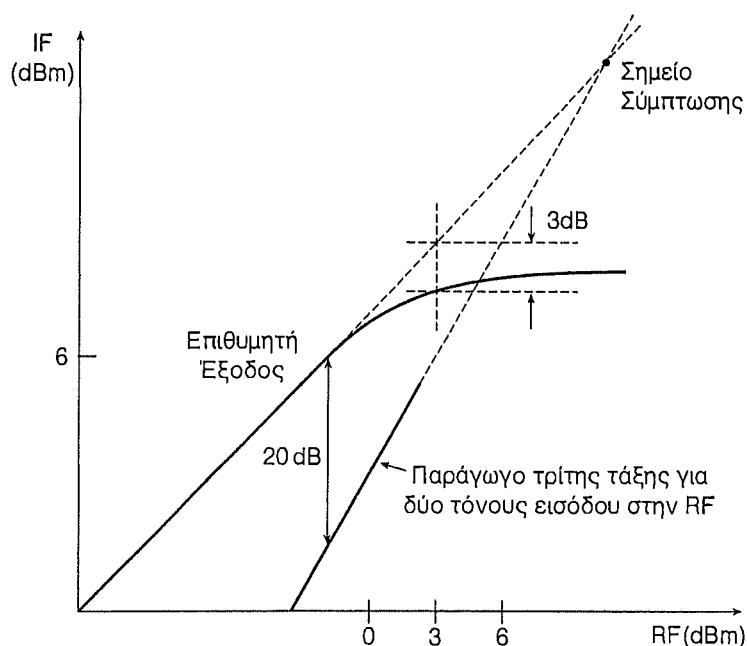
$$f_{IF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f_{RF} - f_{LO}$$

Η απλή αυτή διάταξη παρουσιάζει μειονεκτήματα, όπως το ότι έχει σχετικά υψηλό συντελεστή θορύβου, μεγάλη εξασθένηση μετατροπής από σήματα RF σε IF, μη απομόνωση μεταξύ των σημάτων RF και LO και ισχυρή παρουσία της συχνότητας  $f_{LO}$  στην έξοδο του κυκλώματος. Ο τύπος του μίκτη ονομάζεται μονοτερματισμένος. Μίκτες αυτού του τύπου μπορούν να κατασκευαστούν με τη χρήση ενεργών στοιχείων, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Για την απομόνωση των πηγών RF και LO χρησιμοποιούνται μικτές μονο-ισορροπημένοι ή διπλα-ισορροπημένοι, που θα εξεταστούν παρακάτω.

### Ορισμός μεγεθών μικτών

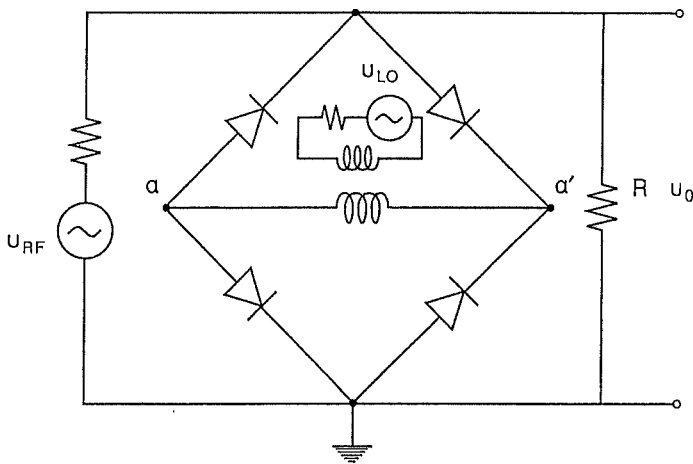


- 1) **Κέρδος Μετατροπής.** Είναι ο λόγος ισχύος IF (μεσαίων συχνοτήτων) προς την ισχύ εισόδου RF (αρνητικός αριθμός σε dB).
- 2) **Συντελεστής θορύβου  $N_f$ .** Ισχύει ο ίδιος ορισμός με αυτόν των ενισχυτών.
- 3) **Απομόνωση.** Είναι η μεταφορά ισχύος μεταξύ των τριών θυρών ενός μίκτη.
- 4) **Συμπίεση Μετατροπής.** Είναι η στάθμη RF (dBm) στην οποία η έξοδος του μίκτη παρεκκλίνει από τη γραμμικότητα και μειώνεται κατά 3dB από τη γραμμική στάθμη.
- 5) **Δυναμική Περιοχή.** Είναι η περιοχή στάθμης RF στην οποία ο μίκτης λειτουργεί γραμμικά.

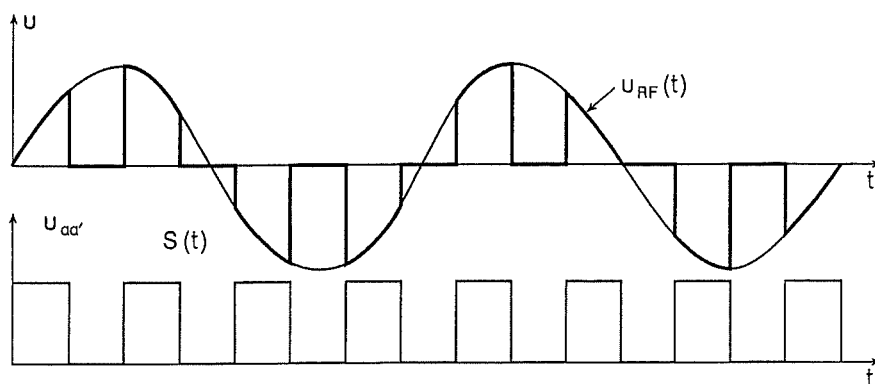
- 6) **Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης δυο τόνων - τρίτης τάξης.** Σαν παραμόρφωση εννοούμε την εμφάνιση μη επιθυμητών παραγώγων. Στην περίπτωση που το σήμα RF αποτελείται από δύο ημιτονικά σήματα  $f_1$  και  $f_2$ , το σήμα μεσαίων συχνοτήτων  $2f_2 - f_1 - f_0$  εμφανίζεται σαν παράγωγο τρίτης τάξης δυο τόνων. Η διαφορά στάθμης της επιθυμητής εξόδου προς την παράγωγο τρίτης τάξης χαρακτηρίζει τη γραμμικότητα του μίκτη.
- 7) **Σημείο σύμπτωσης.** Δείχνει τη στάθμη RF και IF, δηλ. το σημείο στο οποίο οι δύο ευθείες τέμνονται (βλέπε παραπάνω σχήμα).
- 8) **Απειαισθησιοποίηση του μίκτη.** Είναι η απώλεια κέρδους μετατροπής παρουσία παρεμβάλλοντος σήματος.
- 9) **Παραμόρφωση λόγω αρμονικών ενδο-διαμόρφωσης.** Συμβαίνει λόγω παρουσίας παραγώγων με συχνότητες  $mf_{L0} \pm nf_{RF}$ .
- 10) **Παραμόρφωση λόγω δια-διαμόρφωσης.** Είναι η επίδραση στην είσοδο RF, όταν ένα διαμορφωμένο σήμα επηρεάζει ένα αδιαμόρφωτο σήμα.

### Ισορροπημένοι Μίκτες Διόδων

Στο παρακάτω σχήμα δείχνουμε τη διάταξη ενός μίκτη ισορροπημένου με 4 διόδους. Στην πράξη η διάταξη αυτή ονομάζεται πολλές φορές και ισορροπημένος διαμορφωτής. Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή που εφαρμόζεται στα σημεία αα' θεωρούμε ότι εί-



ναι αρκετά ισχυρό ώστε να οδηγεί τις διόδους σε πλήρη αγωγιμότητα κατά τη θετική περίοδο της τάσης στα άκρα των διόδων. Επομένως, σε πρώτη προσέγγιση, οι διόδοι συμπεριφέρονται σα



διακόπτες. Αποτέλεσμα είναι να προκύψει η κυματομορφή του παραπάνω σχήματος στην αντίσταση R. Το περιοδικό σήμα S(t) μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Fourier, όπως

$$S(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos(n\omega_0 t),$$

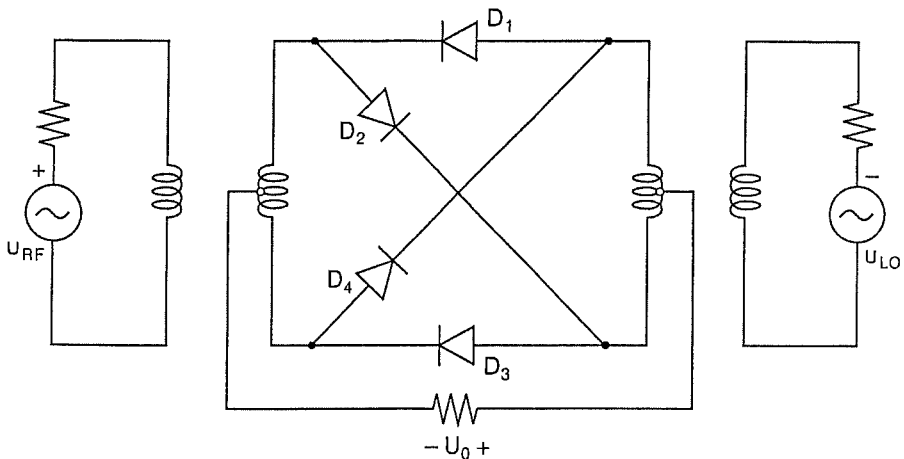
όπου  $\omega_0 = 2\pi f_{L0}$ . Για  $u_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t)$ , έχουμε

$$\begin{aligned} u_0(t) &= u_{RF}(t) S(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos(n\omega_0 t) \right) \\ &= V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) / 2 + \cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_0 t) (2/\pi) V_{RF} \\ &\quad + V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) (-2/3\pi) \cos(3\omega_0 t) + \dots, \end{aligned}$$

οπότε η συνιστώσα  $(\omega_0 - \omega_{RF})$  θα έχει πλάτος

$$u_{IF}(f) = \frac{1}{\pi} \cos((\omega_{RF} - \omega_0)t) V_{RF},$$

που πρέπει να απομονωθεί από τις υπόλοιπες αρμονικές μ' ένα φίλτρο. Μειονέκτημα του μονο-ισορροπημένου μίκτη είναι ότι έχουμε στην έξοδο ισχυρή συνιστώσα RF. Βελτίωση του μίκτη αυτού αποτελεί ο διπλά-ισορροπημένος μίκτης που δίνεται στο επόμενο σχήμα.



Το ισχυρό σήμα  $u_{LO}$  οδηγεί κατά τη μισή περίοδο τις διόδους  $D_1 - D_2$  ενώ στην επόμενη μισή-περίοδο τις διόδους  $D_3 - D_4$ . Με τον τρόπο αυτό το σήμα RF πολλαπλασιάζεται με το σήμα

$$S(t) = \begin{cases} +1 & \text{για } nT_0 - \frac{T_0}{2} < t < nT_0 + \frac{T_0}{2} \\ -1 & \text{για } nT_0 + \frac{T_0}{2} < t < nT_0 + T \end{cases}$$

για  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Αναπτύσσοντας την συνάρτηση  $S(t)$  σε σειρά Fourier, έχουμε

$$S(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos(n\omega_{LO}t),$$

οπότε το σήμα  $u_0(t)$  βρίσκεται ότι είναι

$$\begin{aligned}
 u_0(t) &= 2V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{LO}t) \\
 &+ 2V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) \cos(3\omega_{LO}t) + \dots \\
 &= \frac{2}{\pi} V_{RF} \cos((\omega_{LO} - \omega_{RF})t) + \dots,
 \end{aligned}$$

όπου παρουσιάζονται μόνο οι αρμονικές  $n f_{LO} \pm f_{RF}$ , με  $n = 1, 3, \dots$ . Η διάταξη του διπλά ισορροπημένου μίκτη είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη στην πράξη. Σα μετασχηματιστές χρησιμοποιούνται στις ραδιοσυχνότητες πηνία σε τοροειδές σχήμα. Οι συνήθειες τιμές που εμφανίζονται στην πράξη είναι: κέρδος μετατροπής  $\approx -6$  dB, συντελεστή θορύβου  $6 \div 8$  dB, απομόνωση  $L_0 - R_F \sim 50$  dB και διαφορά στάθμης επιθυμητού-παραγώγων δύο τόνων  $\sim 50 \div 60$  dB.

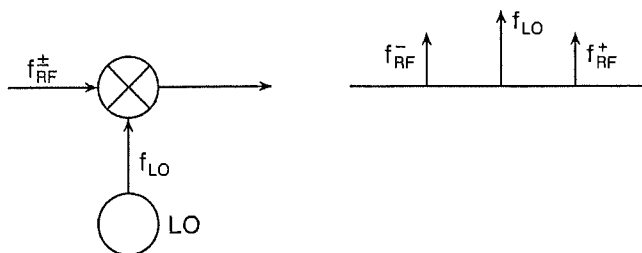
### Προβλήματα ανεπιθύμητων σημάτων

Στη συνέχεια περιγράφονται τα κύρια ανεπιθύμητα σήματα που μπορούν να εμφανιστούν στην έξοδο ενός μίκτη.

- 1) Λήψη σε συχνότητα ειδώλου: Στην είσοδο του μίκτη έχουμε μετατροπή σε μεσαία συχνότητα των σημάτων ταυτόχρονα όταν

$$f_{IF} = |f_{LO} - f_{RF}^+| = |f_{LO} - f_{RF}^-|.$$

Η απόρριψη της συχνότητας ειδώλου μπορεί να γίνει με χρήση φίλτρου στην είσοδο του μίκτη.



- 2) Όταν έχουμε σήμα εισόδου  $f_{IF}$  στο μίκτη θα έχουμε έξοδο στην ίδια συχνότητα, λόγω του ότι ο μίκτης θα λειτουργεί σαν ενισχυτής.

- 3) Ένα σήμα εισόδου με συχνότητα ( $f_{RF}/2$ ) εμφανίζεται στην έξοδο με διπλασιασμό και στη συνέχεια γίνεται μίξη με το σήμα  $f_{L0}$ . Το ίδιο μπορεί να συμβεί με συχνότητα  $f_{IF}/2$  και να εμφανιστεί στην έξοδο συχνότητα  $f_{IF}$ .
- 4) Αν ο τοπικός ταλαντωτής έχει συνιστώσα  $2f_{L0}$  ή ο ίδιος μήκτης παράγει με ενδοδιαμόρφωση συνιστώσα  $2f_{L0}$ , τότε μπορούν να προκύψουν έξοδοι στην IF για σήμα εισόδου  $2f_{L0} \pm f_{IF}$ .

Τα παραπάνω μη επιθυμητά παράγωγα μπορούν να καταπιεστούν με τη χρήση βαθμίδων επιλογής πριν το μήκτη και με την επίτευξη γραμμικότητας στο μήκτη.

### Μίκτες Τρανζίστορ (Ενεργοί Μίκτες)

Αν και οι μίκτες του τύπου αυτού παρουσιάζουν υψηλό κέρδος (θετικό) μετατροπής και μικρό συντελεστή θορύβου, παρουσιάζουν πτωχή γραμμικότητα και μικρή δυναμική περιοχή.

Παρακάτω αναλύουμε τη μη γραμμική συμπεριφορά μικτών είτε τύπου με διόδους είτε με τρανζίστορ. Υποθέτουμε τα σήματα RF, LF  $u_j(t) = V_j \cos(\omega_j t)$  ( $j = 1, 2$ ). Έχοντας τη μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς

$$\begin{aligned}
 i_0(t) = & I_0 + a(V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)) \\
 & + b(V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^2 \\
 & + c(V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t))^3 \\
 & + \dots,
 \end{aligned}$$

προχωρώντας στις αλγεβρικές πράξεις, έχουμε

$$\begin{aligned}
 i_0(t) = & I_0 + aV_1 \cos(\omega_1 t) + aV_2 \cos(\omega_2 t) + \frac{b}{2} (V_1^2 + V_2^2) \\
 & + \frac{b}{2} V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{b}{2} V_2^2 \cos(2\omega_2 t)
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& + bV_1 V_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) \\
& + bV_1 V_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \left( \frac{3c}{4} V_1^3 + \frac{3c}{2} V_1 V_1^2 \right) \cos(\omega_1 t) \\
& + \left( \frac{3c}{4} V_2^3 + \frac{3c}{2} V_1^2 V_2 \right) \cos(\omega_2 t) + \frac{c}{4} V_1^3 \cos(3\omega_1 t) \\
& + \frac{c}{4} V_2^3 \cos(3\omega_2 t) + \frac{3c}{4} V_1^2 V_2 (\cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \\
& + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t)) \\
& + \frac{3c}{4} V_1 V_2^2 (\cos((2\omega_2 + \omega_1)t) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)) .
\end{aligned}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

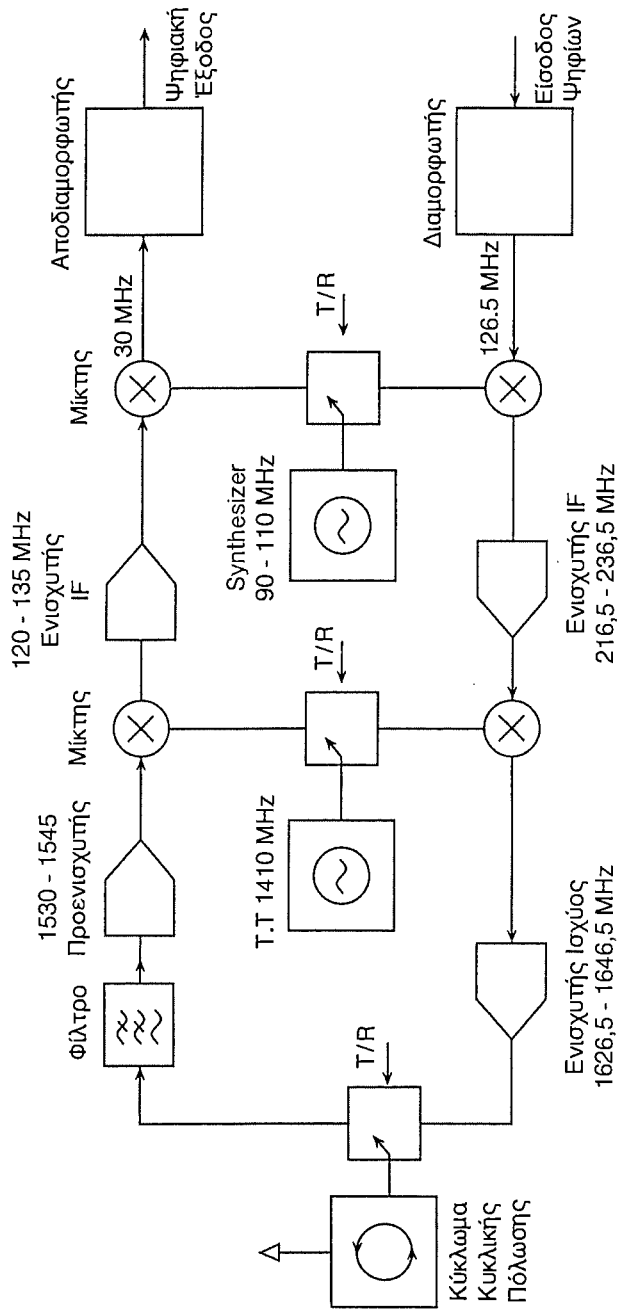
### ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ STANDARD C

Το υπό εξέταση σύστημα επικοινωνεί με τον εξωτερικό κόσμο με τα παρακάτω σήματα:

- Εκπέμπει στην περιοχή συχνοτήτων 1626.5–1646.5 MHz ένα σήμα με διαμόρφωση φάσης (BPSK = Binary Phase Shift Keying).
- Λαμβάνει σήματα στην περιοχή συχνοτήτων 1530–1545 MHz παρόμοια με αυτά που εκπέμπει.
- Η συχνότητα εκπομπής και λήψης (στις ζώνες που προαναφέρθηκαν) καθορίζονται από μια ψηφιακή λέξη 12 bit, τα οποία πρέπει να παρέχονται από τον υπολογιστή, με τον οποίο θα συνεργάζεται ο πομποδέκτης.
- Με ένα bit πληροφορίας θα πρέπει να ορίζεται κατά πόσο ο πομποδέκτης θα βρίσκεται σε κατάσταση εκπομπής ή λήψης. Άρα έχουμε λειτουργίας half-duplex.
- Η λαμβανόμενη πληροφορία εξέρχεται από το σύστημα σε μορφή σειριακής ψηφιακής πληροφορίας 600 bps.
- Το σήμα που θα εκπεμφθεί πρέπει να παρέχεται από τον υπολογιστή με ροή 600 bps.

Επομένως ο πομποδέκτης, εκτός από τα παρακάτω σήματα, λειτουργεί σε μεγάλο βαθμό αυτόνομα. Εκτός από τα παραπάνω σήματα εισόδου-εξόδου επικοινωνίας, τα κυκλώματα που περιγράφονται παρακάτω πρέπει να τροφοδοτηθούν με κατάλληλες τάσεις dc.

Το λειτουργικό διάγραμμα του πομποδέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα 5.1. Επειδή ο πομπός-δέκτης λειτουργεί σε mode half



Σχ. 5.1. Λειτουργικό διάγραμμα του συστήματος.

duplex, σε μια δεδομένη στιγμή το σύστημα βρίσκεται είτε σε κατάσταση εκπομπής είτε σε κατάσταση λήψης.

Περιγράφουμε αρχικά τη λειτουργία του συστήματος συνοπτικά:

#### α) Λειτουργία του πομπού

Η ψηφιακή είσοδος που προέρχεται από τον υπολογιστή οδηγείται σ' ένα διαμορφωτή, ο οποίος παράγει στην έξοδό του ένα σήμα διαμορφωμένο κατά φάση, ανάλογα με την ψηφιακή πληροφορία που εισέχεται στο κύκλωμα. Σα συχνότητα εξόδου του διαμορφωτή έχει επιλεγεί 126.5 MHz. Ο τρόπος παραγωγής της διαμόρφωσης παρουσιάζεται με λεπτομέρεια παρακάτω σε ειδική παράγραφο. Ένα βασικό κριτήριο στην επιλογή των συχνοτήτων στις αλυσίδες πομπού και δέκτη, υπήρξε η όσο το δυνατόν από κοινού χρήση των τοπικών ταλαντωτών του δέκτη, ενώ έχει ληφθεί μέριμνα για την αποφυγή της συχνότητας ειδώλου που μπορεί να υπάρχει από εξωτερική παρεμβολή. Συνεχίζοντας στην αλυσίδα του πομπού, το σήμα που εξέρχεται από το διαμορφωτή οδηγείται σε μίκτη, ο οποίος επίσης δέχεται σήμα από ένα τοπικό ταλαντωτή synthesizer, του οποίου η συχνότητα είναι στην περιοχή 90–110 MHz με βήμα 5 KHz. Ο έλεγχος της συχνότητας γίνεται με 12 bit. Η έξοδος του μίκτη που προκύπτει από τη διαδικασία μίξης έχει συχνότητα

$$f_1 = 126.5 + 90 + k \cdot 0.005 \text{ (MHz)},$$

όπου  $k = 0, 1, 2, \dots, 4000$  αντιπροσωπεύει το δίαυλο στον οποίο θα γίνει η εκπομπή. Επομένως, το σήμα εξόδου από το μίκτη έχει συχνότητα από  $f_{1m} = 216.5 \text{ MHz}$  μέχρι  $f_{1m} = 236.5 \text{ MHz}$ . Είναι προφανές ότι από το μίκτη παράγεται και η συχνότητα διαφοράς των δύο συχνοτήτων. Ο ενισχυτής IF που ακολουθεί μετά από το μίκτη, επειδή είναι συντονισμένος στην περιοχή 216.5–236.5 MHz, καταπιέζεται σημαντικά. Ο ενισχυτής IF έχει κέρδος 10–12 db. Στη συνέχεια ακολουθεί δεύτερη βαθμίδα αναβίβασης συχνότητας. Με τον

ίδιο τρόπο, το σήμα που περιέχει την πληροφορία και το σήμα από ένα τοπικό ταλαντωτή συχνότητας 1410 MHz οδηγούνται σ' ένα μίκτη, με αποτέλεσμα να προκύψει ένα σήμα που έχει συχνότητα το άθροισμα των δύο σημάτων εισόδου. Αποτέλεσμα αυτού είναι ότι ο ενισχυτής ισχύος οδηγείται μ' ένα σήμα που μπορεί να έχει συχνότητα από  $f_{2m} = 1626.5$  MHz μέχρι  $f_{2m} = 1646.5$  MHz.

Πριν οδηγηθεί το σήμα στην κεραία, ενισχύεται από ένα γραμμικό ενισχυτή που η έξοδός του φθάνει στη στάθμη ισχύος 40 dbm. Σε περίπτωση λειτουργίας του πομπού ο διακόπτης αμέσως πριν από το κύκλωμα κυκλικής πόλωσης, βρίσκεται σε θέση που συνδέει την έξοδο του πομπού με το παραπέρα σύστημα. Το κύκλωμα κυκλικής πόλωσης λαμβάνει το σήμα υψηλής ισχύος και το μετατρέπει σε τέσσερα σήματα του ίδιου πλάτους που έχουν σχετική φάση  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  και  $270^\circ$ . Οι έξοδοι των τεσσάρων διόδων οδηγούνται σε κεραία η οποία εκπέμπει τα σήματα ομοιοκατευθυντικά, δημιουργώντας ένα δεξιόστροφα κυκλικό πολωμένο κύμα ακτινοβολίας.

### **β) Λειτουργία του δέκτη**

Η κεραία που αναφέρθηκε παραπάνω χρησιμοποιείται και για λήψη. Με τη βοήθεια του κυκλώματος παραγωγής κυκλικής πόλωσης λαμβάνονται τα σήματα που έχουν δεξιόστροφη κυκλική πόλωση. Για τη λήψη σημάτων ο διακόπτης πρέπει να βρίσκεται σε θέση λήψης. Για την απόρριψη μη επιθυμητών σημάτων εκτός ζώνης χρησιμοποιείται ζωνοπερατό φίλτρο 1530-1545 MHz. Στη συνέχεια για επίτευξη ικανοποιητικής ευαισθησίας χρησιμοποιείται προενισχυτής χαμηλού θορύβου. Θα πρέπει να αναφερθεί ότι η αναγκαστική χρησιμοποίηση των κυκλωμάτων κυκλικής πόλωσης, διακόπτη T/R και φίλτρου μπορεί να μειώνει την ευαισθησία, πράγμα που πρέπει να προσεχθεί ιδιαίτερα. Μετά από ενίσχυση 34 dB, το σήμα λήψης υποβιβάζεται σε μεσαία συχνότητα 120-135 MHz με τη βοήθεια τοπικού ταλαντωτή 1410 MHz. Όπως στον πομπό έτσι και στο δέκτη το σήμα λήψης κυμαίνεται από τη συχνότητα 1530 MHz μέχρι 1545 MHz και δύο διαδοχικοί

δίαυλοι έχουν απόσταση 5 KHz. Για το λόγο αυτό το εύρος ζώνης των μεσαίων συχνοτήτων λήψης είναι από 120 MHz μέχρι 135 MHz. Για να φθάσει το σήμα μεσαίων συχνοτήτων σε ικανοποιητική στάθμη ισχύος, ενισχύεται από ενισχυτή με κέρδος 65 dB.

Επιλογή του επιθυμητού διαύλου γίνεται με παρόμοια διάταξη, όπως στον πομπό, με τη βοήθεια του σήματος του synthesizer και μίκτη.

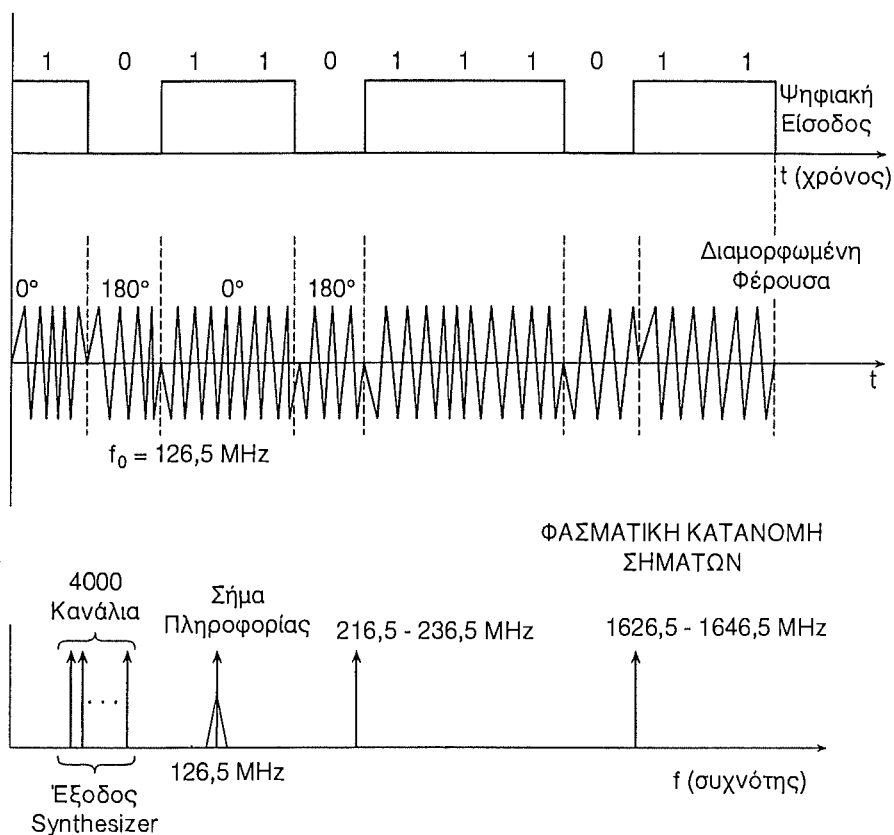
Ταυτόχρονα για την αυστηρή επιλογή του επιθυμητού διαύλου χρησιμοποιείται κρυσταλλικό φίλτρο με κεντρική συχνότητα 30 MHz. Στη συνέχεια, το σήμα λήψης οδηγείται σε τρία κυκλώματα που συγκροτούν το υποσύστημα αποδιαμόρφωσης. Η αποδιαμόρφωση γίνεται κατά σύγχρονο τρόπο και επομένως, επιτυγχάνεται η καλύτερη απόδοση από πλευράς ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου για δεδομένη πιθανότητα σφάλματος.

Όπως φαίνεται από την παραπάνω περιγραφή, οι δύο αλυσίδες χρησιμοποιούν δύο κοινούς τοπικούς ταλαντωτές. Ο πρώτος λειτουργεί στη συχνότητα 1410 MHz και έχει κρυσταλλική ευστάθεια, ενώ ο δεύτερος τοπικός ταλαντωτής είναι τύπου synthesizer και έχει αναπτυχθεί με την αρχή Phase Lock Loop. Για την περαιτέρω περιγραφή, διακρίνουμε το σύστημα στα παρακάτω υποσυστήματα:

1. Αποδιαμορφωτής BPSK.
2. Διαμορφωτής BPSK.
3. Ενισχυτές μεσαίων συχνοτήτων.
4. Μίκτες - Ταλαντωτές 1410 MHz, 116.5 MHz.
5. Ταλαντωτής Synthesizer 90 - 110 MHz.
6. Ενισχυτής ισχύος.
7. Προενισχυτής.
8. Φίλτρο εισόδου.
9. Κύκλωμα κυκλικής πόλωσης.

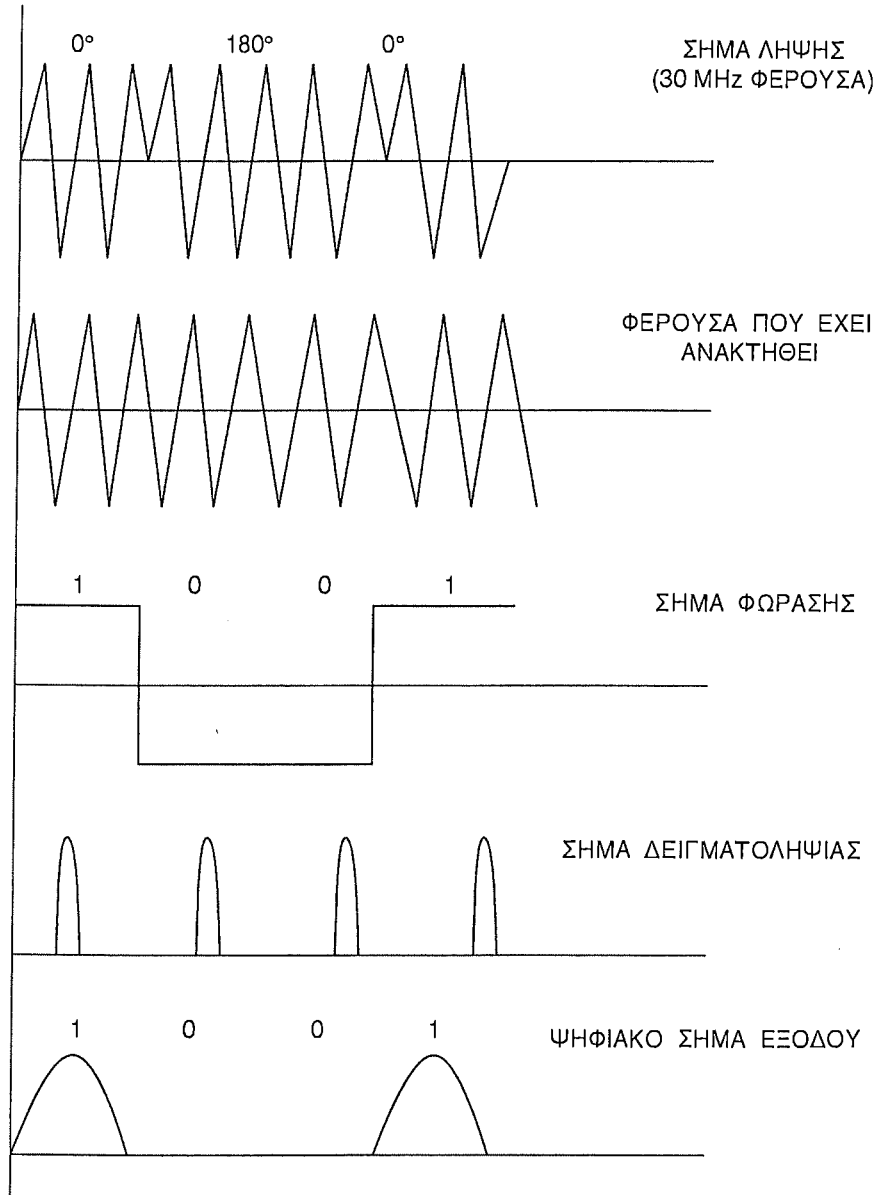
10. Διακόπτης υψηλής συχνότητας T/R.

11. Κεραία εκπομπής-λήψης.



Σχ. 5.2. Κυριότερες κυματομορφές του πομπού.

Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση των παραπάνω υποσυστημάτων, θα παρουσιαστούν συνοπτικά οι κυματομορφές σε διάφορες βαθμίδες του συστήματος. Στο σχήμα 5.2 δείχνουμε σειρά κυματομορφών που ισχύουν για τον πομπό, ενώ, αντίστοιχα, οι κυματομορφές που ισχύουν στον δέκτη δίνονται στο σχήμα 5.3.



Σχ. 5.3. Κυριότερες κυματομορφές του δέκτη.

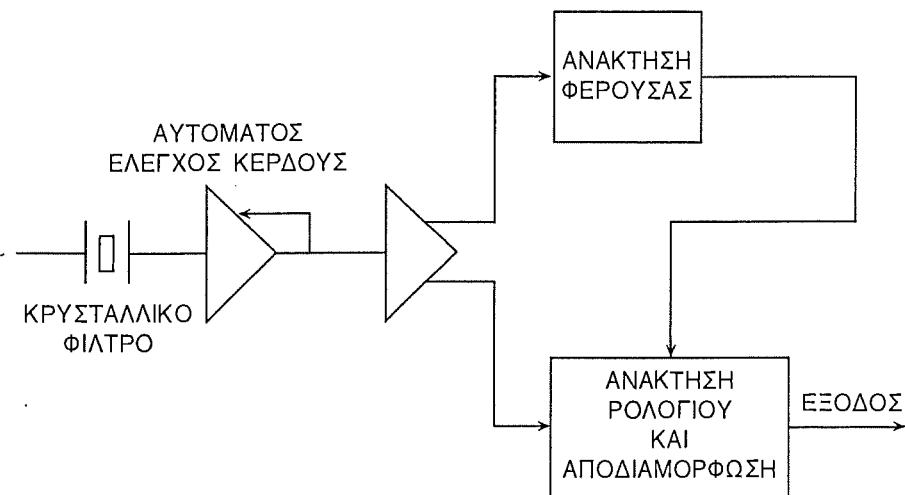


## 5.1. Αποδιαμορφωτής BPSK

Το υποσύστημα αποδιαμόρφωσης αποτελείται από τρία ηλεκτρονικά κυκλώματα που είναι:

- α) Κύκλωμα ανάκτησης φέουσας
- β) Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και αποδιαμόρφωσης
- γ) Κύκλωμα αυτόματου ελέγχου κέρδους και φώρασης

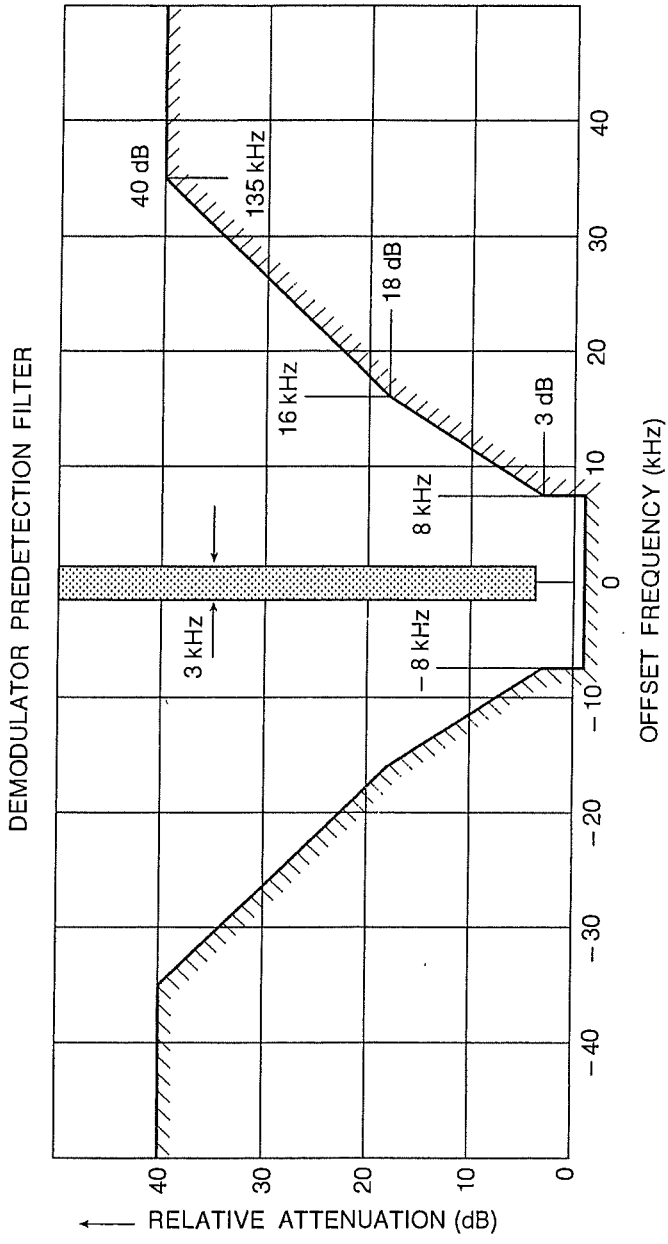
Αρχικά, θα εξηγήσουμε τη λειτουργία του αποδιαμορφωτή σε επίπεδο λειτουργικών διαγραμμάτων, όπως δίνεται στο σχήμα 5.4.



Σχ. 5.4. Υποσύστημα αποδιαμόρφωσης BPSK.

Το σήμα με ενδιάμεση συχνότητα 30 MHz οδηγείται αρχικά σε κρυσταλλικό φίλτρο το οποίο ικανοποιεί τη συνάρτηση μεταφοράς που δίνεται στο σχήμα 5.5.

Το φίλτρο αυτό έχει κατασκευαστεί από την εταιρεία OPT. Σκοπός του φίλτρου είναι η επιλογή του επιθυμητού καναλιού. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται στην παράγραφο 5.1.2. Στη συνέχεια, το σήμα λήψης διέρχεται από μια διάταξη αυτόματου ελέγχου κέρ-



Σχ. 5.5. Συνάρτηση μεταφοράς κρυσταλλικού φίλτρου.

δους. Το σήμα που εξέρχεται από το κύκλωμα αυτόματου ελέγχου κέρδους με σταθεροποιημένο πλάτος οδηγεί δύο κυκλώματα που είναι α) το κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας και β) το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και αποδιαμόρφωσης.

Το κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας αναδημιουργεί με ακρίβεια το φέρον ημιτονικό σήμα, ενώ το δεύτερο κύκλωμα –ανάκτησης ρολογιού και αποδιαμορφωτής – αναπαράγει το ψηφιακό σήμα με σύγχρονο τρόπο.

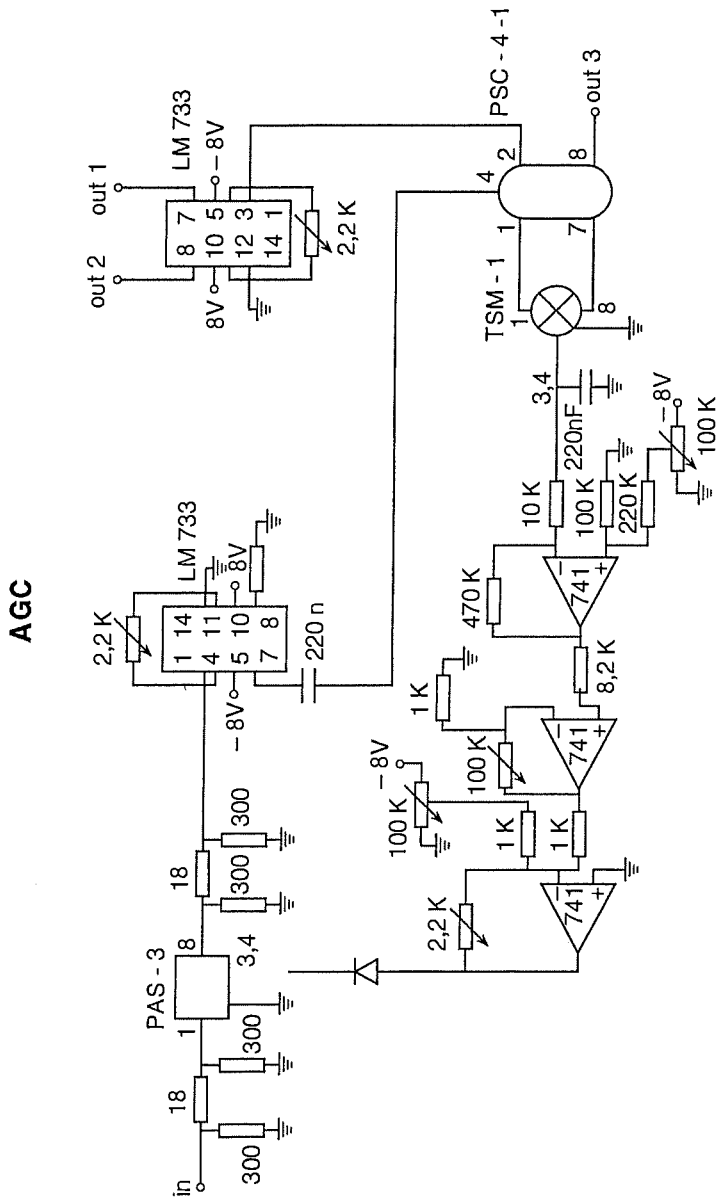
Στη συνέχεια περιγράφουμε τη λειτουργία των τριών κυκλωμάτων χωριστά.

### **5.1.1. Κύκλωμα αυτόματου ελέγχου κέρδους**

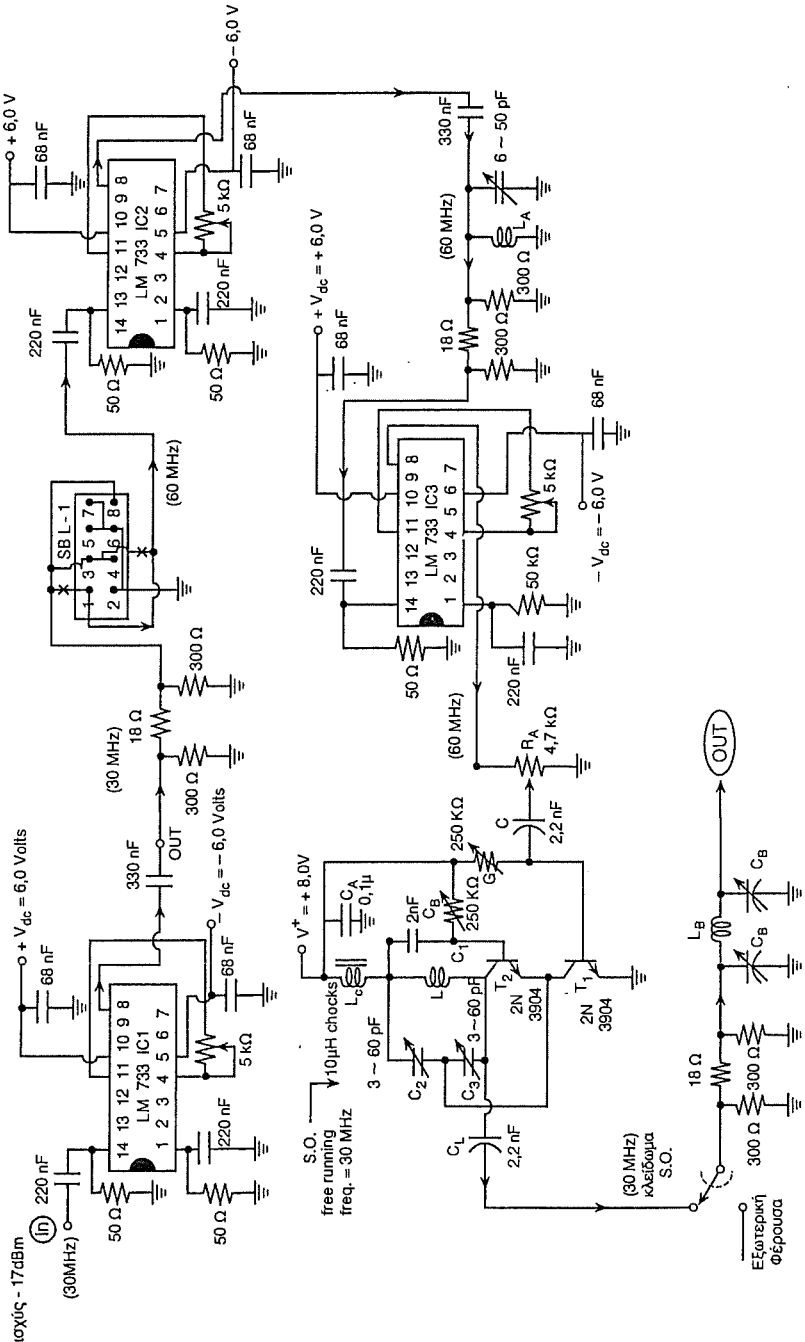
Το ηλεκτρονικό διάγραμμα του κυκλώματος αυτόματου ελέγχου κέρδους δίνεται στο σχήμα 5.6. Αρχικά το σήμα διέρχεται από έναν εξασθενητή (PAS-3), του οποίου η απόσβεση είναι ελεγχόμενη με τάση. Στη συνέχεια το σήμα οδηγείται σε έναν ενισχυτή LCM733, του οποίου η έξοδος συνδέεται με το διαιρέτη ισχύος (PSC-4-1) 1:4. Οι δύο έξοδοι του διαιρέτη 1:4 οδηγούν το μίκτη TSM-1, ο οποίος λειτουργεί πλέον σε φωρατής. Το σήμα φώρασης ενισχύεται από τρεις τελεστικούς ενισχυτές LM741. Το σήμα εξόδου από τον τελευταίο συνδέεται στον εξασθενητή PAS-3. Εκτός από το σήμα φώρασης, η τάση ελέγχου του εξασθενητή μεταβάλλεται με δύο ποτενσιόμετρα για τη ρύθμιση του σημείου λειτουργίας του εξασθενητή. Μετρήσεις του κυκλώματος δείχνουν ότι επιτυγχάνεται μια δυναμική περιοχή περίπου 45 dB (μεταβολή εξόδου < 2 dB) και πιο συγκεκριμένα από -60 dBm μέχρι -15 dBm. Οι έξοδοι μπορεί να ληφθούν είτε απ' ευθείας από το διαιρέτη 1:4, είτε μετά από ενίσχυση από έναν ενισχυτή LM733.

### **5.1.2. Κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας**

Αναγκαία προϋπόθεση για την αποδιαμόρφωση του σήματος λήψης είναι η ανάκτηση της φέρουσας των 30 MHz. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχήματος 5.7. Η λειτουργία



Σχ. 5.6. Ηλεκτρονικό διάγραμμα του κυκλώματος αυτόματου ελέγχου κέρδους.



Σχ. 5.7. Κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας.

του κυκλώματος έχει ως εξής: Αρχικά το σήμα διέρχεται από έναν ενισχυτή LM733 και στη συνέχεια με τη βοήθεια ενός μίκτη, λαμβάνουμε το γινόμενο του σήματος με τον εαυτό του.

Δηλαδή, εάν το σήμα είναι

$$a(t) \cos(\omega t),$$

έχουμε

$$a^2(t) \frac{1}{2} + a^2(t) \frac{1}{2} \cos(2\omega t).$$

Απομονώνοντας τη συχνότητα  $2\omega$  και επειδή  $a^2(t) = 1$  (το  $a$  είναι ή  $+1$  ή  $-1$ ), έχουμε ένα σήμα στους 60 MHz που είναι ανεξάρτητο από τη διαμόρφωση. Μετά από την παραγωγή του σήματος 60 MHz, ακολουθούν δύο βαθμίδες ενίσχυσης LM 733, μεταξύ των οποίων έχει συνδεθεί συντονισμένο κύκλωμα στους 60 MHz. Το σήμα αυτό οδηγείται σε ένα κύκλωμα «Σύγχρονου Ταλαντωτή» το οποίο αναπαράγει τη φέρουσα στους 30 MHz. Στο Παράρτημα II δίνουμε περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος αυτού. Η έξοδος λαμβάνεται διαμέσου ενός εξασθενητή και ζωνοδιαβατού φίλτρου.

### 5.1.3. Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και αποδιαμόρφωσης

Το κύκλωμα αυτό αποτελεί την τελευταία βαθμίδα της αλυσίδας λήψης. Το κύκλωμα δέχεται δύο εισόδους: (α) την είσοδο από το κύκλωμα αυτόματου ελέγχου κέρδους και (β) την είσοδο από το κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας.

Αν τα δύο αυτά σήματα είναι

$$(α) \quad a(t) \cos(\omega t + \varphi)$$

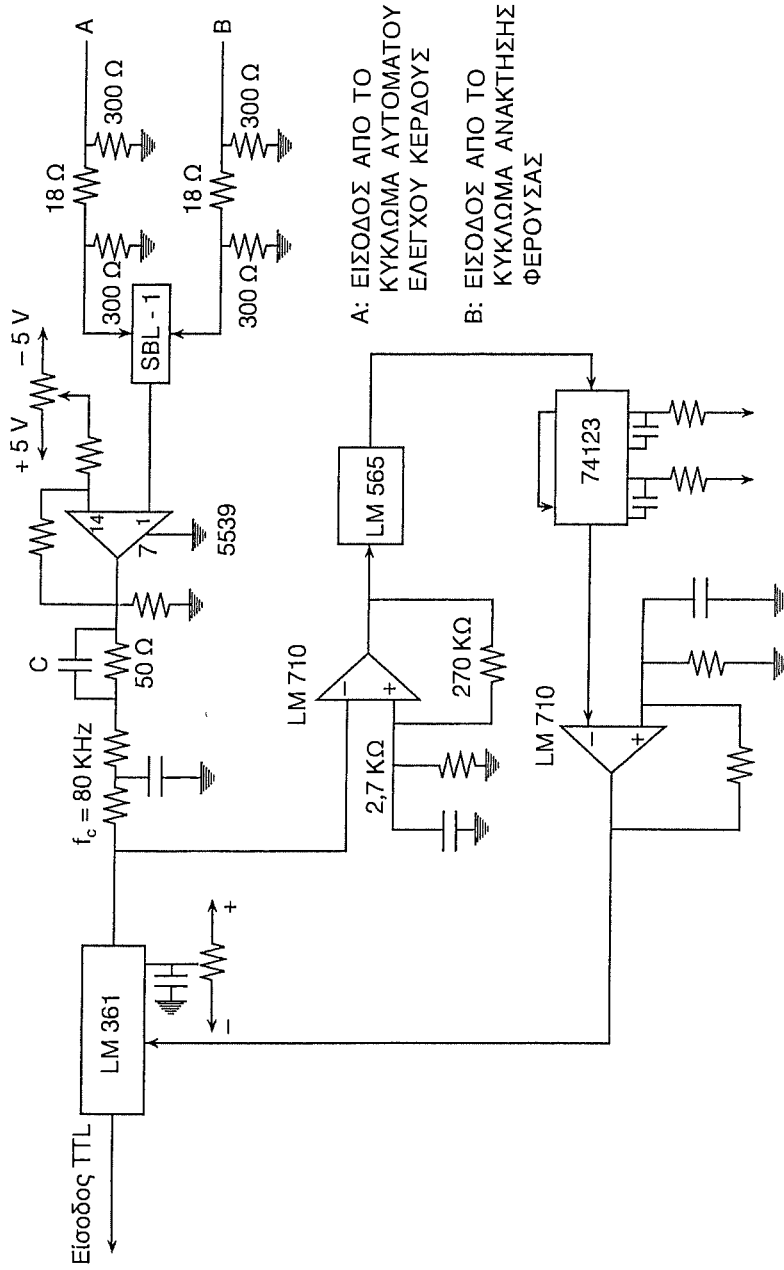
και

$$(β) \quad A_0 \cos(\omega t),$$

στην έξοδο από το μίκτη θα έχουμε το σήμα

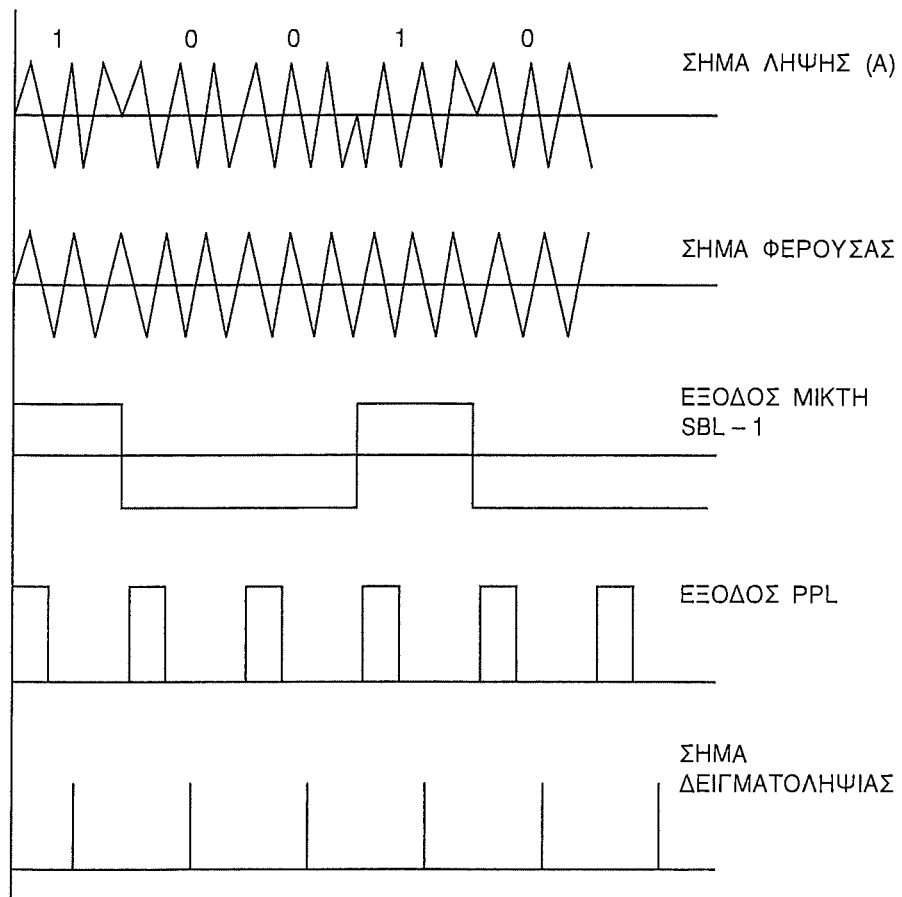
$$\frac{1}{2} a(t) A_0 (\cos(\varphi) + \cos(2\omega t + \varphi)).$$

Απορρίπτοντας το σήμα της συχνότητας  $(2\omega)$ , έχουμε στην έξοδο το σήμα  $A_0 a(t) \cos\varphi/2$ . Για βέλτιστη έξοδο πρέπει να έχουμε  $\varphi = 0$ , δηλαδή να έχουμε ταύτιση της φάσης των δύο σημάτων. Η ισότητα αυτή επιτυγχάνεται εύκολα για τη συχνότητα 30 MHz, με μια τεχνητή γραμμή δικτυώματος τύπου Π C-L-C ή T, η οποία πρέπει να έχει τιμές των παραμέτρων έτσι ώστε τα παραπάνω δύο σήματα να έχουν την ίδια φάση, δηλαδή  $\varphi = 0$ . Υποθέτοντας ότι τα δύο σήματα (α) και (β) έχουν την ίδια φάση, η έξοδος από το μίκτη SBL-1 (σχήμα 5.8) έχει μέγιστη τιμή. Αρχικά το σήμα ενισχύεται από μια διάταξη τελεστικού ενισχυτή 5539 και, αφού αφαιρεθούν οι συνιστώσες υψηλών συχνοτήτων, το σήμα οδηγείται στον συγκριτή αναλογικών σημάτων LM361. Ο συγκριτής LM361 δέχεται σήμα στρόβου που χρησιμοποιείται για τη λήψη απόφασης στο κέντρο του πεδίου κάθε ψηφίου (decision circuit). Για να γίνει η παραγωγή του σήματος στρόβου (δειγματοληψία), χρησιμοποιείται μια παράλληλη αλυσίδα ανάκτησης ρολογιού. Αρχικά το σήμα οδηγείται σε έναν αναλογικό πάλι συγκριτή LM710 και η ψηφιακή έξοδος οδηγείται στο ολοκληρωμένο LM565 που είναι κύκλωμα PLL (Phase Lock Loop). Με το κύκλωμα LM565 αναπαράγεται τετραγωνικό σήμα που βρίσκεται σε φασική συμφωνία με το σήμα ρολογιού του σήματος λήψης. Για να γίνει η δειγματοληψία στην κατάλληλη στιγμή, πρέπει να παρεμβληθεί ένα κύκλωμα καθυστέρησης με ελεγχόμενη καθυστέρηση. Στο σχήμα 5.9 δείχνουμε τις διάφορες κυματομορφές που ισχύουν για το εν λόγω κύκλωμα. Η μεταβλητή καθυστέρηση επιτυγχάνεται με τη χρήση των δύο μονόσταθμων πολυδονητών 74123. Με τον πρώτο πολυδονητή του 74123 παράγεται η επιθυμητή καθυστέρηση, ενώ ο δεύτερος πολυδονητής χρησιμοποιείται για την παραγωγή στενού παλμού, ο οποίος θα διεγείρει το συγκριτή LM361 σε σήμα στρόβου.



Σχ. 5.8. Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού και αποδιαμόρφωσης.



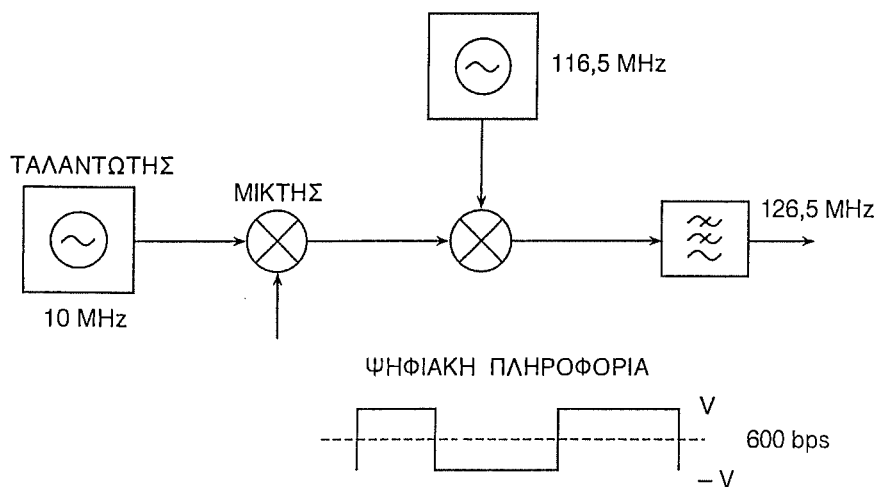


Σχ. 5.9. Σήματα του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού και δειγματοληψίας.

## 5.2. Διαμορφωτής BPSK

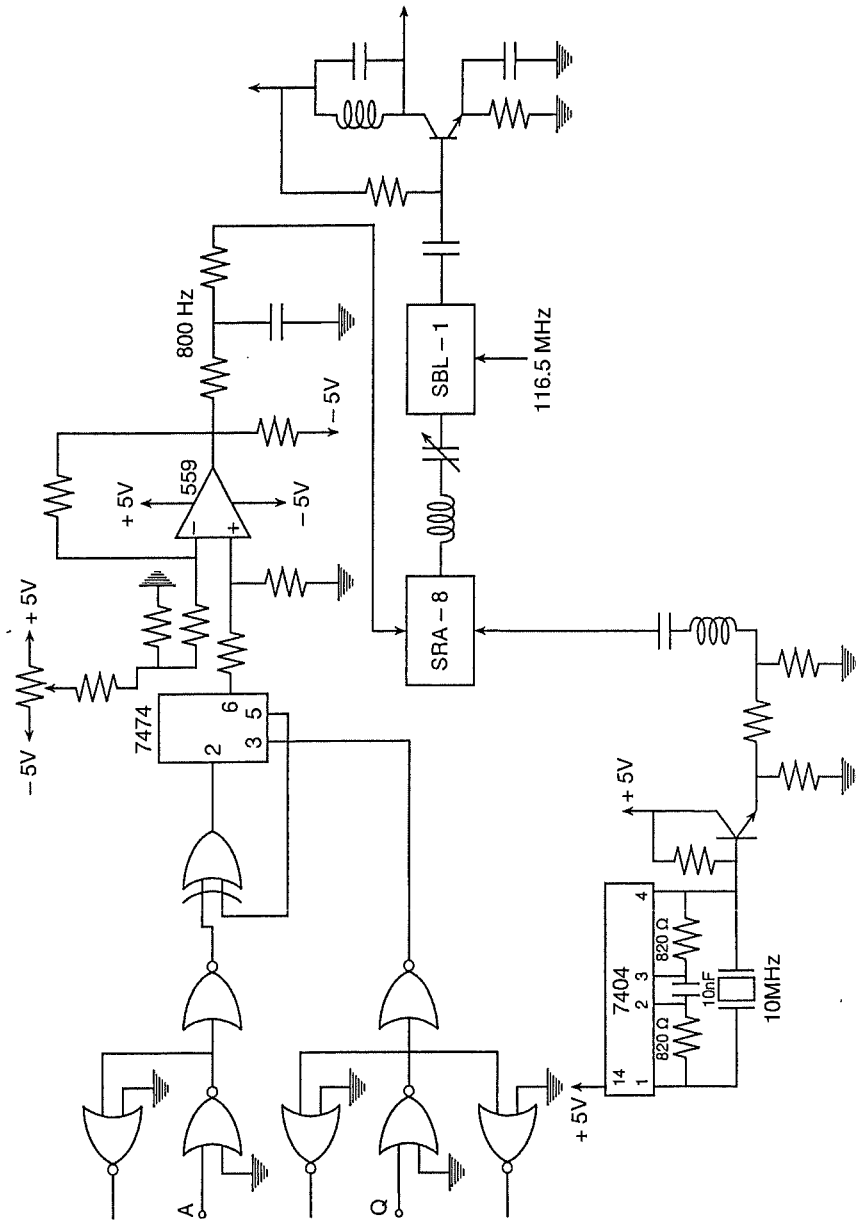
Σκοπός του διαμορφωτή είναι η παραγωγή του αναλογικού σήματος που πρόκειται να μεταφέρει την ψηφιακή πληροφορία. Η διαμόρφωση επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός φωρατή γινομένου, δηλαδή μίκτη, σύμφωνα με την αρχή που δείχνουμε στο σχήμα 5.10. Οι προδιαγραφές του συστήματος ορίζουν ό,τι πρέπει να

εφαρμοστεί, τόσο στον πομπό, όσο και το δέκτη διαμόρφωσης φάσης, Binary Phase Shift Keying (BPSK). Η ταχύτητα ροής της σειριακής πληροφορίας είναι 600 ψηφία ανά δευτερόλεπτο (bits per second). Όπως φαίνεται και στο λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 5.10, το σήμα διαμόρφωσης προκύπτει μετά από μια διαδικασία γινομένου και αναβίβαση σε συχνότητα.



Σχ. 5.10. Διαμόρφωση BPSK.

Ο ταλαντωτής των 10 MHz αποτελείται από 2 πύλες 7404 που έχουν συνδεθεί σε διάταξη ανάδρασης με κρύσταλλο των 10 MHz. Μετά από ενίσχυση ισχύος (οδηγός εκπομπού) και απόρριψη των αρμονικών, το σήμα του ταλαντωτή οδηγείται σ' ένα μικτή τύπου SRA-8 της MINI-CIRCUITS. Η ψηφιακή είσοδος από τη θύρα A (σχήμα 5.11), αφού διέλθει από δύο πύλες άρνησης για λόγους απομόνωσης, οδηγείται σε μια πύλη XOR της οποίας η άλλη είσοδος προέρχεται από την έξοδο Q ενός Flip-Flop 7474. Η έξοδος της πύλης XOR εισέρχεται στην είσοδο D του Flip-Flop. Με τον τρόπο αυτό παράγεται ένα σήμα ψηφιακό TTL το οποίο αλλάζει Από 1 → 0 ή 0 → 1, όταν έχουμε μεταβολή στην ψηφιακή είσοδο.

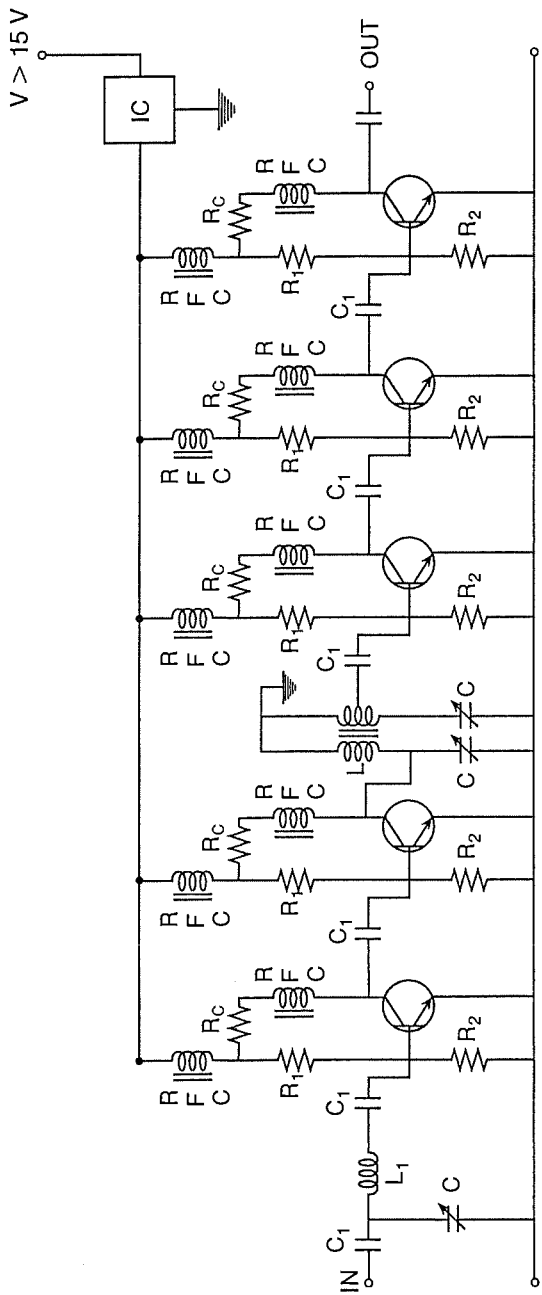


Σχ. 5.11. Ηλεκτρονικό κύκλωμα διαμορφωτή.

Το σήμα TTL που, από πλευράς τάσης, είναι μονοπολικό, οδηγείται σε ένα διαφορικό ενισχυτή, του οποίου η αναστρέφουσα είσοδος έχει σταθερή τάση που επιλέγεται με ένα ποτενσιόμετρο. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνουμε την παραγωγή ενός συμμετρικού σε πολικότητα σήματος, το οποίο μεταφέρει την ψηφιακή πληροφορία. Το σήμα αυτό οδηγείται σε ένα απλό κατωδιαβατό φίλτρο που έχει πόλο στους 800 Hz και στη συνέχεια στο μίκτη, όπου λαμβάνει μέρος ο πολλαπλασιασμός των δύο σημάτων. Στην έξοδο του μίκτη DRA-8 προκύπτει ένα σήμα με φέρουσα συχνότητα 10 MHz και το οποίο πολλαπλασιάζεται με +1 V ή -1 V αντίστοιχα, ανάλογα με την έξοδο του ενισχυτή 5539. Για την απόρριψη των αρμονικών πάλι χρησιμοποιούμε ένα σε σειρά συντονισμένο κύκλωμα. Στο δεύτερο μίκτη SBL-1 οδηγούνται τα σήματα: α) το διαμορφωμένο κατά BPSK 10 MHz και β) μια φέρουσα 116.5 MHz που παράγεται από ένα άλλο κύκλωμα με τη μέθοδο πολλαπλασιασμού και περιγράφεται στην παραγ. 5.4. Η τελευταία βαθμίδα αποτελείται από συντονισμένο ενισχυτή RF με κεντρική συχνότητα 126.5 MHz.

### 5.3. Ενισχυτές μεσαίων συχνοτήτων

Οι προδιαγραφές που θα πρέπει να τηρεί η εν λόγω ενισχυτική διάταξη είναι α) ένα κέρδος περίπου 60 db και β) επιλογή της ζώνης συχνοτήτων 120-135 MHz. Με δεδομένο ότι η στάθμη εισόδου δεν θα υπερβαίνει τα -90 dbm, η πρώτη απαίτηση είναι δυνατόν να ικανοποιηθεί με την σε σειρά τοποθέτηση μερικών ενισχυτικών βαθμίδων τρανζίστορ (μικρού σήματος). Πέντε τέτοιες βαθμίδες μας δίνουν ικανοποιητικό κέρδος. Εξ' αιτίας του γεγονότος ότι η ζώνη συχνοτήτων είναι αρκετά στενή, η δεύτερη απαίτηση είναι δυνατόν να ικανοποιηθεί με χρήση συντονισμένου κυκλώματος διέλευσης ζώνης LC. Οι λεπτομέρειες που αφορούν τόσο στο σχεδιασμό, όσο και στην κατασκευή της διάταξης αναφέρονται παρακάτω. Στο σχήμα 5.12 παρατίθεται το κύκλωμα της διάταξης που τελικά υλοποιήθηκε.

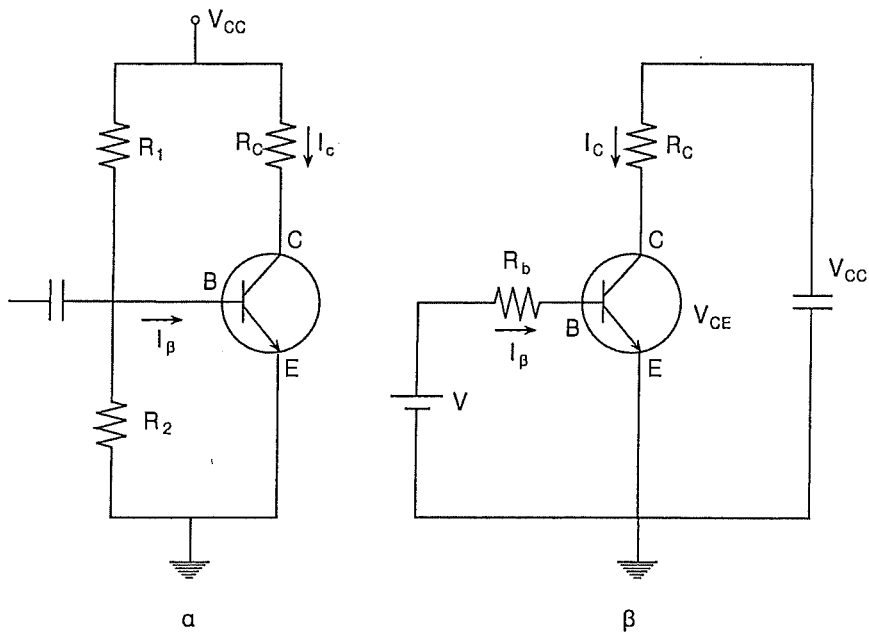


- $R_1 = 62 K\Omega$
- $R_2 = 5,1 K\Omega$
- $R_C = 100 K\Omega$
- $C_1 = 10 nF$
- $C = 12 pF - 40 pF$
- $Q : BFR 91$
- RFC : VK 200
- IC : LM 7812
- VOLTAGE REGULATOR

ΣX. 5.12.

Παρατηρώντας το σχήμα 5.12 βλέπουμε ότι η όλη διάταξη αποτελείται από τη σε σειρά τοποθέτηση πέντε ενισχυτικών βαθμίδων τρανζίστορ (μικροκυματικών, μικρού σήματος, BFR 91) τάξης Α.

Ας εξετάσουμε αναλυτικότερα μια τέτοια βαθμίδα. Στο σχήμα 5.13.α, έχουμε κύκλωμα αυτοπόλωσης του τρανζίστορ Q, ενώ στο σχήμα 5.13.β απλοποιούμε το κύκλωμα της βάσης με το ισοδύναμο Thevenin.



Σχ. 5.13.

Υπολογίζουμε το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q: Από το κύκλωμα του συλλέκτη έχουμε

$$-V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} = 0 \Rightarrow$$

$$V_{CE} = V_{CC} - 100 I_{CC}$$

Αντικαθιστώντας τώρα το κύκλωμα της βάσης με το ισοδύναμο κατά Thevenin (σχήμα 5.13.β), έχουμε

$$V = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow V = 0.91 \text{ V},$$

$$R_b = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} \Rightarrow R_b = 4710 \ \Omega.$$

Από το κύκλωμα της βάσης στο σχήμα 5.13.β έχουμε

$$V = I_B R_b + V_{BE} \Rightarrow 4710 I_B + 0.7 = 0.91 \Rightarrow$$

$$I_B = 44.6 \ \mu\text{A}.$$

Επίσης, για το τρανζίστορ Q ισχύει η σχέση  $I_c = \beta I_B$  και, λαμβάνοντας μια τυπική τιμή για το  $\beta = h_{fe} = 100$ , έχουμε

$$I_c = 100 I_B \Rightarrow I_c = 4.45 \text{ mA}.$$

Άρα τελικά προκύπτει

$$V_{CE} = 11.554 \text{ V}.$$

Τα πηνία RFC που φαίνονται στο σχήμα 5.12 παρουσιάζουν υψηλή αντίσταση στις RF συχνότητες και χρησιμοποιούνται για αποκοπή των RF σημάτων από το τρανζίστορ στην τροφοδοσία. Φυσικά, επιτρέπουν τη διέλευση dc ρευμάτων παρουσιάζοντας χαμηλή αντίσταση.

Οι πυκνωτές  $C_1$  που χρησιμοποιούνται για τη ζεύξη μεταξύ των βαθμίδων, είναι κεραμικοί και, εξ αιτίας της τιμής της χωρητικότητάς τους, επιτρέπουν τη διέλευση RF σημάτων χωρίς σημαντική εξασθένηση.

Το ολοκληρωμένο IC είναι ένας σταθεροποιητής τάσης 12 V και χρησιμοποιείται για τον αυστηρό καθορισμό της τάσης τροφοδοσίας των ενισχυτικών βαθμίδων.

Η επιλογή της ζώνης συχνοτήτων 120-135 MHz γίνεται με τη βοήθεια των δύο συντονισμένων κυκλωμάτων LC. Είναι γνωστό ότι, ένα συντονισμένο κύκλωμα LC σε παράλληλη σύνδεση παρουσιάζει υψηλή αντίσταση σε συχνότητες γύρω από τη συχνότητα συντονισμού του

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} .$$

Το γεγονός αυτό έχει σα συνέπεια οι συχνότητες που βρίσκονται έξω από αυτήν την περιοχή να γειώνονται, ενώ οι συχνότητες γύρω από την  $f$  να εμφανίζονται στην έξοδο (με κάποια βέβαια εξασθένηση).

Οι μεταβλητοί πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν έχουν χωρητικότητα από 12 pF ως 40 pF. Έτσι, για να επιτύχουμε τη συχνότητα συντονισμού  $f$  στο μέσο της ζώνης, δηλαδή  $f = 127.5$  MHz, θα πρέπει το πηνίο να έχει αυτεπαγωγή  $L = 0.06$  μΗ.

Δυστυχώς όμως, σε αυτές τις συχνότητες οι διάφοροι εμπειρικοί τύποι για τον καθορισμό των διαστάσεων των πηνίων δεν παρέχουν ικανοποιητική ακρίβεια. Έτσι, λοιπόν, έγιναν πολλοί πειραματισμοί για την εύρεση του κατάλληλου πηνίου, το οποίο αποτελείται από 6 σπείρες διαμέτρου 4 mm και μήκους 1.2 cm. Είναι δε φτιαγμένο από σύρμα πάχους 1 mm για την αποφυγή των επιπτώσεων του επιδερμικού φαινομένου.

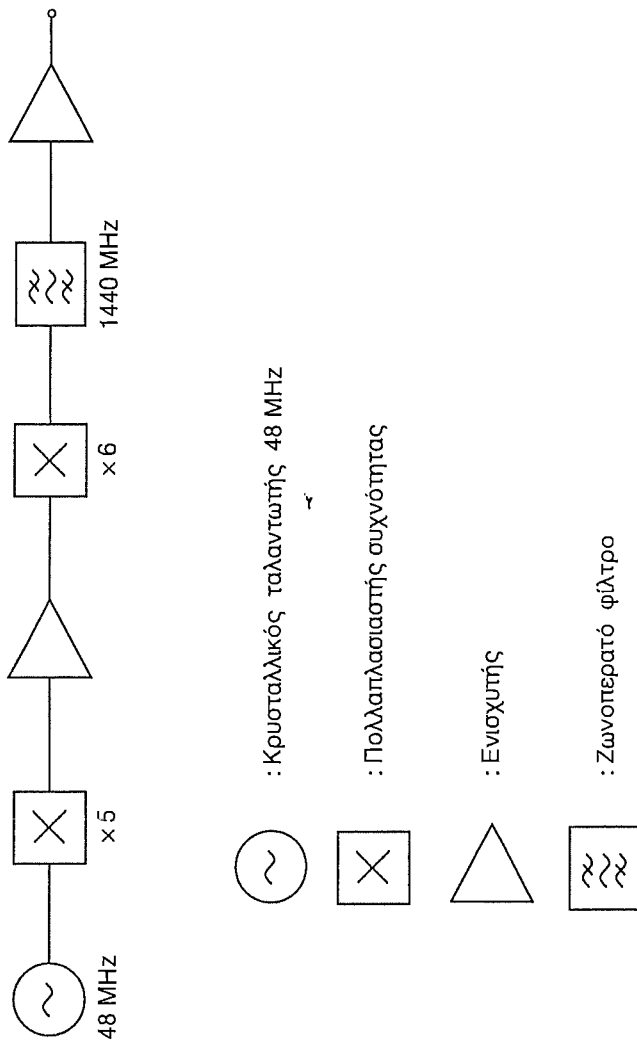
Με παρόμοια τρόπο φτιάχτηκε και το πηνίο  $L_1$  που, μαζί με τον μεταβλητό πυκνωτή  $C$ , προσαρμόζει την είσοδο του ενισχυτή σε 50 Ω.

Τέλος, μεγάλη σημασία δόθηκε στη θωράκιση της διάταξης, τόσο από επιδράσεις του περιβάλλοντος, όσο και από αλληλεπιδράσεις μεταξύ των βαθμίδων. Η θωράκιση αυτή έγινε με φύλλα χαλκού πάχους 1 mm.

#### 5.4. Ταλαντωτές 1410 MHz, 116.5 MHz

Για την κατασκευή του ταλαντωτή 1410 MHz χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος πολλαπλασιασμού του σήματος κρυσταλλικού ταλαντωτή. Το λειτουργικό διάγραμμα του κυκλώματος δίνεται στο σχήμα 5.14. Το σήμα γεννήτριας 47 MHz με κρυσταλλική ευστάθεια αρχικά πολλαπλασιάζεται επί 5 και, αφού ενισχυθεί ξανά, πολλαπλασιάζεται επί 6. Το τελικό σήμα με συχνότητα 1410 MHz διέρχεται από





Σχ. 5.14. Block διάγραμμα του ταλαντωτή.

ζωνοδιαβατό φίλτρο για την απόρριψη των μη επιθυμητών σημάτων και οδηγείται σε ενισχυτή για την παραγωγή σήματος με κανονποιητική στάθμη ισχύος. Η περιγραφή του ταλαντωτή μπορεί να γίνει σε τρία τμήματα:

- α) Τμήμα των 235 MHz,
- β) Μικροκυματικό φίλτρο 1410 MHz,
- γ) Μικροκυματικός ενισχυτής.

Περιγράφουμε τα τμήματα ξεχωριστά. Το συνολικό block διάγραμμα μαζί με την εξήγηση των διαφόρων συμβολισμών που χρησιμοποιούνται φαίνεται στο σχήμα 5.14.

#### **α) Τμήμα των 240MHz**

Σ' αυτό το πρώτο τμήμα φτάνουμε μέχρι τη συχνότητα των 235 MHz, ξεκινώντας πάντα από 7 MHz και χρησιμοποιώντας την ιδιότητα του πολλαπλασιασμού συχνότητας.

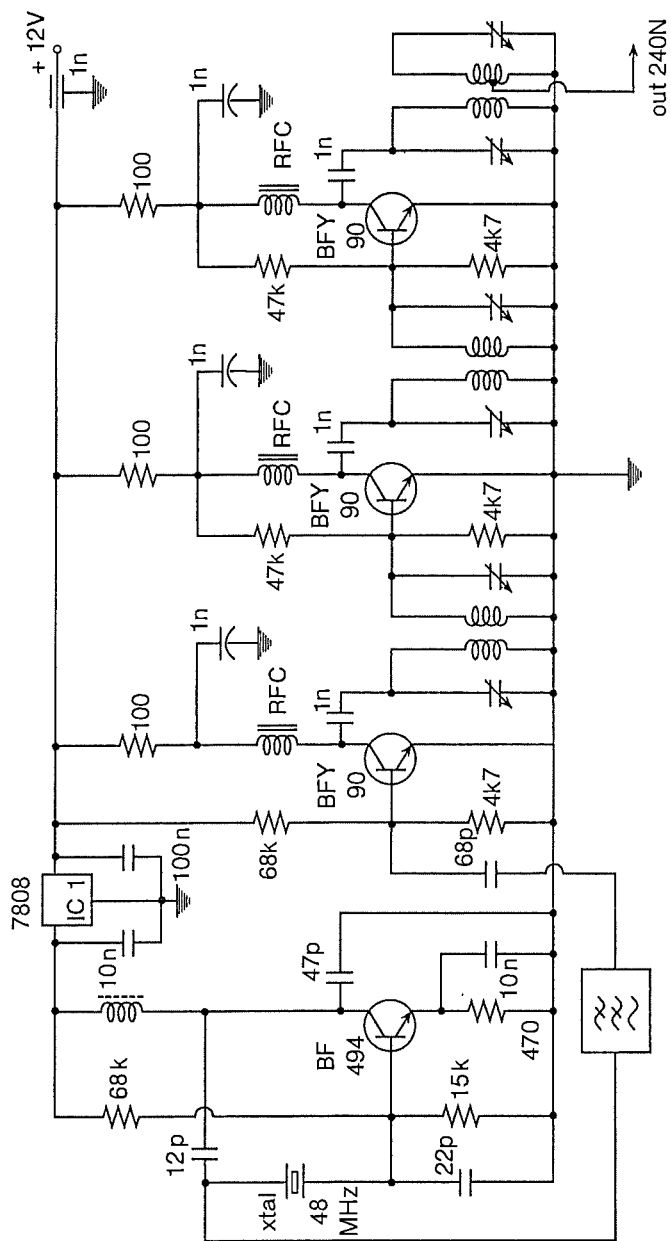
Όπως φαίνεται από το σχήμα 5.14, στο τμήμα αυτό περιέχονται:

- α.1) ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής στους 7 MHz (BF 494),
- α.2) ένας πολλαπλασιαστής συχνότητας (πρώτο BFY 90) και
- α.3) ένας ενισχυτής RF χαμηλής ισχύος.

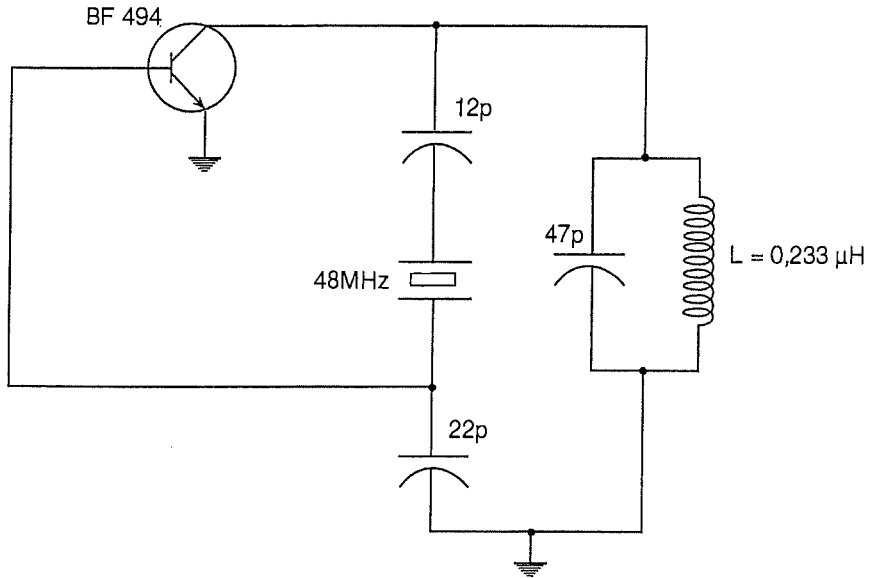
##### **α.1) Κρυσταλλικός ταλαντωτής**

Με βάση το πρώτο τρανζίστορ που είναι το BF 494, το οποίο μπορεί άνετα να εργαστεί στους 47 MHz, έχουμε κατασκευάσει έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή. Το ηλεκτρικό σχέδιο του σχήματος 5.15 είναι βασισμένο πάνω στο απλοποιημένο διάγραμμα του σχήματος 5.16, το οποίο είναι απαλλαγμένο από τις αντιστάσεις πόλωσης και τους διάφορους πυκνωτές.

Στη θέση της αντιστάσεως  $Z_2$  έχει τοποθετηθεί ένα παράλληλα συντονισμένο φίλτρο LC στους 7 MHz, στη θέση της  $Z_1$  ο πυκνωτής 22 pF και στη θέση της  $Z_3$  ο κρύσταλλος με τον πυκνωτή



Σχ. 5.15. Ηλεκτρονικό σχέδιο του τμήματος των 240 MHz.



Σχ. 5.16. Απλοποιημένο διάγραμμα του τμήματος των 240 MHz.

12 pF. Σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί, θεωρητικά μπορεί να συμπεράνει κανείς ότι οι αντιστάσεις  $Z_1$  και  $Z_3$  παρουσιάζουν χωρητική συμπεριφορά, ενώ το συντονισμένο LC θα παρουσιάζει επαγωγική. Οι αντιστάσεις 68 k, 15 k, 470 Ω χρησιμεύουν για να πολωθεί το τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή, ενώ τροφοδοτείται από το σταθεροποιητή τάσης 78L08. Ο σταθεροποιητής αυτός σταθεροποιεί την τάση τροφοδοσίας του BF495 στα 8 Volts και χρησιμοποιείται για ακόμη μεγαλύτερη σταθερότητα των χαρακτηριστικών του ταλαντωτή. Οι πυκνωτές 10 nF, 100 nF χρειάζονται για τη σωστή λειτουργία του ολοκληρωμένου 78L08. Το πηνίο που υπάρχει στον ταλαντωτή είναι κατασκευασμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να παρουσιάζει αυτεπαγωγή 0.233 μH. Έτσι, μαζί με τον πυκνωτή 47 pF αποτελούν ζεύγος LC συντονισμένο στη συχνότητα 48 MHz. Δηλαδή

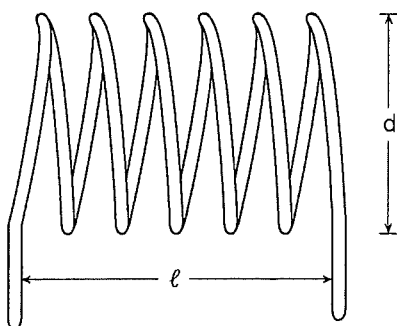
$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow L = \frac{1}{\omega^2 C} \Rightarrow$$

$$L = \frac{1}{(2\pi 48 \cdot 10^6)^2 4710^{-12}} = 0.233 \mu\text{H}$$

Οι διαστάσεις του πηνίου υπολογίζονται τώρα σύμφωνα με τον τύπο

$$L (\mu\text{H}) = \frac{d^2 n^2}{18d + 40\ell} \quad (1)$$

όπου  $n$  είναι ο αριθμός των σπειρών και τα μεγέθη  $d, \ell$  ορίζονται στο σχήμα 5.17 και μετρώνται σε cm.



Σχ. 5.17. Περιγραφή σωληνοειδούς πηνίου.

Εάν λύσουμε τον παραπάνω τύπο ως προς  $n$ , έχουμε

$$n = \frac{\sqrt{L(18d + 40\ell)}}{d} \quad (2)$$

Χρησιμοποιώντας τους παραπάνω τύπους, οι διαστάσεις του πηνίου προκύπτουν

$$d = 0.236 \text{ in}$$

$$\ell = 0.314 \text{ in}$$

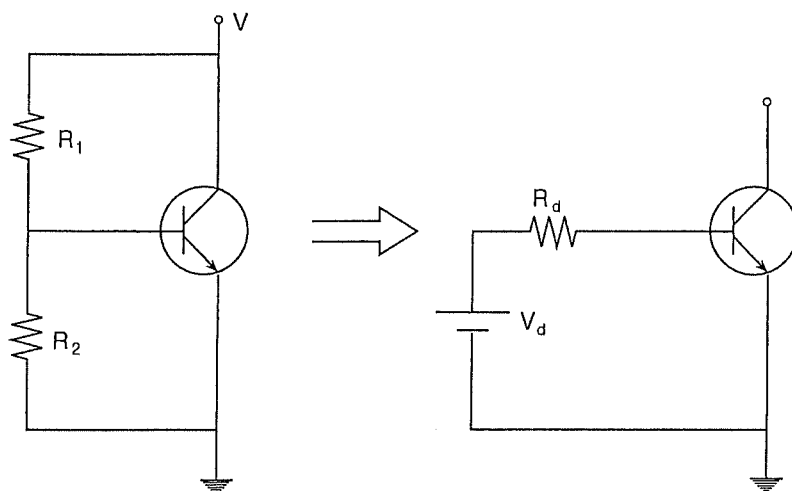
$$n = 8.39 \text{ σπείρες.}$$

Πρέπει να τονιστεί ότι δεν είναι δυνατόν να πετύχουμε αμέσως την τιμή της αυτεπαγωγής που θέλουμε. Μπορούμε, όμως, με μικρές μεταβολές των χαρακτηριστικών του πηνίου και κυρίως του μήκους του  $\ell$  να πετύχουμε το συντονισμό του LC.

## α.2) Πολλαπλασιαστής συχνότητας

Ο πρώτος πολλαπλασιασμός συχνότητας πραγματοποιείται με το πρώτο τρανζίστορ BFY 90, το οποίο τροφοδοτείται από τον ταλαντωτή με τη βοήθεια ενός πυκνωτή 68 pF. Όπως μπορεί να δει κανείς στο ηλεκτρονικό σχέδιο 5.15 δε χρησιμοποιείται ανάστροφη πόλωση για τον πολλαπλασιασμό, αλλά πολώνεται το τρανζίστορ πολύ χαμηλά στην περιοχή αγωγής.

Με τον τρόπο αυτό το τρανζίστορ αποκόπτεται κατά την αρνητική ημιπερίοδο του σήματος του ταλαντωτή, ενώ άγει κατά τη θετική. Έτσι, λειτουργούμε το τρανζίστορ στη μη-γραμμική περιοχή και πετυχαίνουμε τον πολλαπλασιασμό. Το κύκλωμα πόλωσης του τρανζίστορ είναι το κύκλωμα αυτοπόλωσης και φαίνεται στο σχήμα 5.18.



Σχ. 5.18. Κύκλωμα πόλωσης.

Στο κύκλωμα του πολλαπλασιαστή έχουμε  $R_1 = 68 \text{ K}\Omega$  και  $R_2 = 15 \text{ K}\Omega$  ενώ  $V_d = 1.445 \text{ V}$  και  $R_d = 12.289 \text{ K}\Omega$ .

Η αντίσταση  $100 \Omega$  μπαίνει για προστασία του κυκλώματος, ενώ το πηνίο RFC με τον πυκνωτή  $10 \text{ nF}$  χρησιμοποιούνται για να μπλοκάρουν το RF σήμα και να μην προχωρήσει προς το τροφο-

δοτικό. Το πηνίο RFC είναι τύπου VK 200. Ο πυκνωτής 1 nF χρησιμοποιείται για να αποκόπτει τη dc συνιστώσα και να μην επηρεάζεται η πόλωση του τρανζίστορ.

Τέλος, με το συντονισμένο κύκλωμα LC που υπάρχει στο συλλέκτη του τρανζίστορ γίνεται η επιλογή της αρμονικής που θέλουμε να διαλέξουμε. Στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι η πέμπτη αρμονική των 48 MHz, δηλαδή  $5 \times 48 = 240$  MHz.

Στο συντονισμένο LC ο πυκνωτής είναι μεταβλητής χωρητικότητας 3-20 pF. Το πηνίο έχει τέτοια αυτεπαγωγή ώστε, μαζί με τον πυκνωτή, να συντονίζονται στη συχνότητα των 240 MHz. Οι διαστάσεις του υπολογίζονται με τη βοήθεια των εξ. (1) και (2).

Έτσι, προκύπτει  $d = 0.236$  in,  $\ell = 0.275$  in και  $n = 3$  σπείρες. Το σύρμα που χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή του πηνίου έχει διάμετρο 0.5 mm και είναι επάργυρο. Η εξωτερική επίστρωση από άρθρο μειώνει την ωμική αντίσταση που παρουσιάζει το πηνίο σε υψηλές συχνότητες. Αυτό συμβαίνει επειδή περιορίζεται το φαινόμενο επιδερμίδας, με αποτέλεσμα να πετυχαίνουμε καλύτερο συντελεστή ποιότητας Q και, συνεπώς, καλύτερη επιλεκτικότητα του φίλτρου.

### α.3) Ενισχυτής RF

Μετά τον πρώτο πολλαπλασιασμό συχνότητας έχουμε επιλέξει την πέμπτη αρμονική των 48 MHz, δηλαδή τη συχνότητα 240 MHz. Η αρμονική αυτή είναι πολύ χαμηλής ισχύος και, για να μπορέσουμε να τη χρησιμοποιήσουμε, πρέπει πρώτα να την ενισχύσουμε. Αυτό το πετυχαίνουμε με τις δύο βαθμίδες του ενισχυτή RF, χρησιμοποιώντας το τρανζίστορ BFY 90 σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Το ηλεκτρονικό σχέδιο του ενισχυτή φαίνεται κι' αυτό στο σχήμα 5.15 Για την πόλωση των τρανζίστορς χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχήματος 5.18. Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται είναι  $R_1 = 4.7$  KΩ και  $R_2 = 4.7$  KΩ. Έτσι, έχουμε  $R_d = 4.272$  KΩ  $V_d = 1.09$  V.

Από το κύκλωμα της βάσης τώρα, μπορούμε να γράψουμε την εξίσωση

$$V_d = I_b R_d + V_{be} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} I_b &= \frac{V_d - V_{be}}{R_d} \\ &= \frac{1.09 - 0.7}{4.272 \times 10^3} \\ &= 91.29 \mu\text{A}. \end{aligned}$$

Βλέπουμε δηλαδή ότι το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ είναι 91.29  $\mu\text{A}$ . Κοιτάζοντας στο Παράρτημα III τη σελίδα των χαρακτηριστικών του BFY 90, όπως αυτά δίνονται από τον κατασκευαστή, διαβάζουμε ότι για το  $h_{FE}$  δίνεται  $\min = 25$  και  $\max = 150$ . Χρησιμοποιώντας μια ενδιάμεση τιμή, π.χ. την 100, έχουμε ότι

$$\begin{aligned} I_c &= h_{FE} I_b \\ &= 100 \cdot 91.29 \mu\text{A} \\ &= 9.129 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Το σήμα των 240 MHz οδηγείται στον ενισχυτή δια μέσου ενός πυκνωτή 2.7 pF και ενός συντονισμένου κυκλώματος LC που βρίσκεται σε επαγωγική σύζευξη με το συντονισμένο LC του πολλαπλασιαστή. Με τον ίδιο τρόπο γίνεται και η σύζευξη μεταξύ των βαθμίδων του ενισχυτή, καθώς επίσης και στην έξοδο.

Όλα αυτά τα συντονισμένα κυκλώματα LC είναι όμοια. Λειτουργούν δε σα φίλτρα, με αποτέλεσμα να έχουμε άριστη επιλογή και ενίσχυση μόνο της συχνότητας 240 MHz. Για ακόμη καλύτερα αποτελέσματα έχουν θωρακιστεί, ώστε να μην έχουμε αλληλεπιδράσεις.

Τα πηνία RFC, οι αντιστάσεις 100  $\Omega$  και οι πυκνωτές 1 nF έχουν την ίδια χρησιμότητα, όπως και στον πολλαπλασιαστή. Έξο-



δο για το σήμα των 240 MHz παίρνουμε από την πρώτη σπείρα, προς την πλευρά της γης, του πηνίου στο συντονισμένο LC που βρίσκεται στην έξοδο.

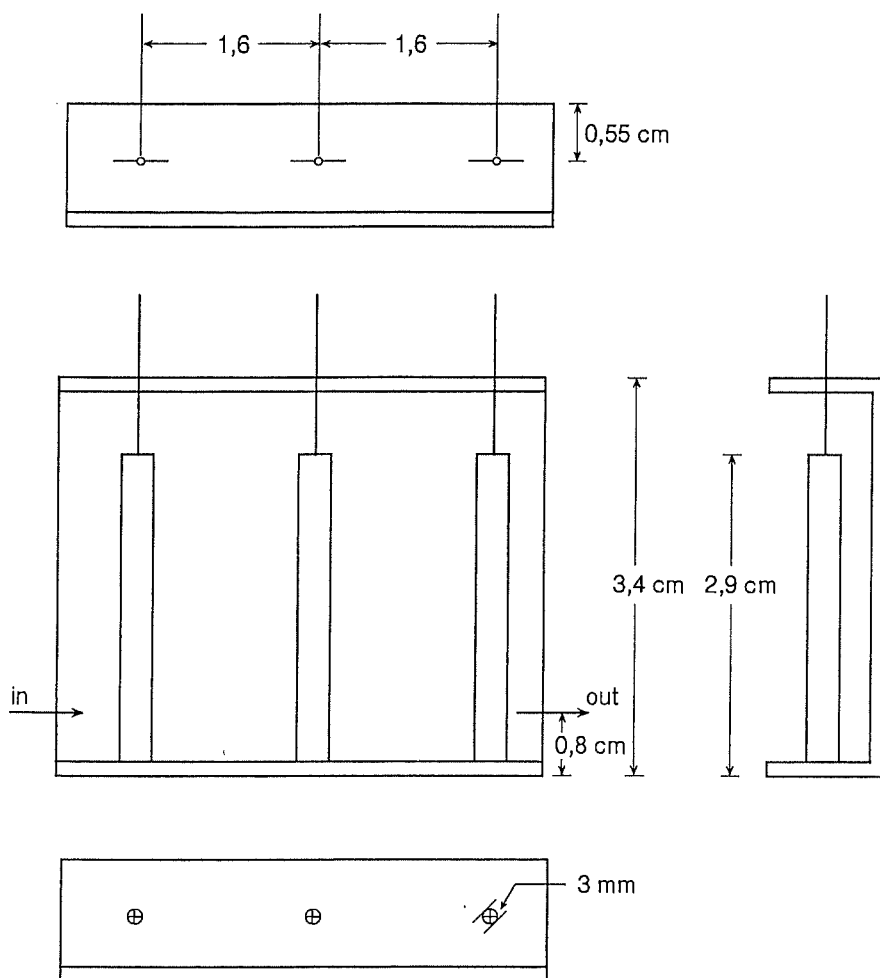
### 6) Μικροκυματικό φίλτρο στους 1440 MHz

Μετά τον ενισχυτή RF αναγκάζουμε το ενισχυμένο, πλέον, σήμα των 240 MHz να περάσει από μια δίοδο τύπου 1N914. Σκοπός της δίοδου αυτής είναι να πραγματοποιήσει το δεύτερο πολλαπλασιασμό συχνότητας. Μετά από αυτόν, παίρνουμε τα πολλαπλάσια των 240 MHz, δηλαδή τις συχνότητες 240, 480, 720, 1200, 1440, 1880 MHz. Πρέπει τώρα με κάποιο τρόπο να διαλέξουμε την αρμονική που χρειαζόμαστε, δηλαδή στην προκειμένη περίπτωση τη συχνότητα των  $240 \times 6 = 1440$  MHz. Αυτό γίνεται με τη χρησιμοποίηση ενός μικροκυματικού ζωνοπερατού φίλτρου, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.19. Αποτελείται από τρεις συζευγμένους αντηχητές (resonators). Το τμήμα του κεντρικού αγωγού που βρίσκεται εντός των ομοαξονικών αποτελεί ένα μεταβλητό κυλινδρικό πυκνωτή.

Για να πραγματοποιηθεί το φίλτρο αρκούν μερικά κομμάτια σκληρής ομοαξονικής γραμμής και ένα μπρούντζινο φύλλο. Οι διαστάσεις της κατασκευής φαίνονται αναλυτικά στο σχήμα 5.19 και θα πρέπει να ακολουθηθούν όσο πιο πιστά γίνεται για να έχουμε καλά αποτελέσματα.

Ένα άλλο σημείο που είναι σημαντικό και πρέπει να προσεχθεί είναι ότι το μπρούντζινο πλαίσιο πρέπει να είναι καλά γειωμένο στην πλακέτα. Ο κεντρικός αγωγός κάθε ομοαξονικής γραμμής, στην αρχή, προτού γίνει η τελική ρύθμιση του φίλτρου, δεν πρέπει να κοληθεί στο πλαίσιο, αλλά να γρασσαριστεί με κατάλληλο αγώγιμο γράσσο, ώστε να είναι εύκολη η ρύθμισή του.

Οι συνδέσεις εισόδου, εξόδου του φίλτρου γίνονται στα σημεία που φαίνονται στο σχήμα 5.19 και χρησιμοποιείται γι' αυτές ομοαξονική γραμμή 50 Ω τύπου RG 58. Η τελική ρύθμιση για το συντονισμό του φίλτρου γίνεται αυξομειώνοντας το μήκος του κεντρικού αγωγού που βρίσκεται μέσα σε κάθε κύλινδρο.

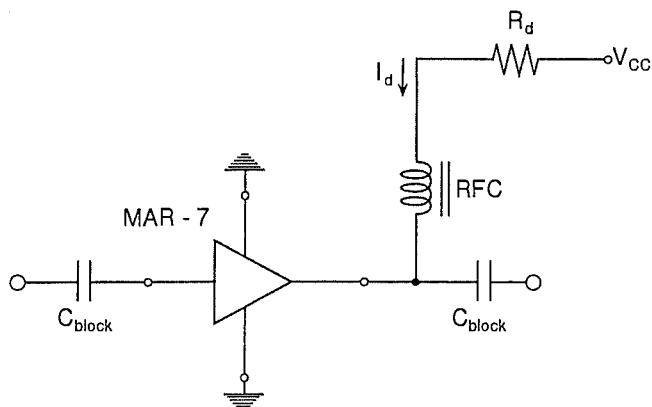


Σχ. 5.19. Μικροκυματικό φίλτρο.

### γ) Μικροκυματικός ενισχυτής

Μετά το μικροκυματικό φίλτρο έχουμε πλέον επιλέξει τη συχνότητα των 1440 MHz και πρέπει τώρα να την ενισχύσουμε. Αυτό το κατορθώνουμε με τη χρησιμοποίηση δύο υβριδικών ενισχυτών τύπου MAR-7 της Mini-Circuits. Ο ενισχυτής αυτός είναι ευρείας ζώνης και μπορεί να δώσει κέρδος μέχρι 12 db στη συχνότητα 1500 MHz.

Ο τρόπος σύνδεσης του MAR-7 φαίνεται στο σχήμα 5.20. Όπως μπορεί να διαπιστώσει κανείς κοιτάζοντας στο Παράρτημα III



Σχ. 5.20. Τρόπος σύνδεσης ενισχυτή.

τις καμπύλες που δίνει ο κατασκευαστής, η ενίσχυση εξαρτάται από το ρεύμα  $I_d$ . Το γεγονός αυτό μπορούμε να το εκμεταλλευτούμε τοποθετώντας στη θέση της  $R_d$  μια μεταβλητή αντίσταση. Έτσι, μεταβάλλοντας την τιμή της αντίστασης, μεταβάλλεται και το ρεύμα, σύμφωνα με τη σχέση

$$I_a = \frac{V_{cc} - V_D}{R_d} .$$

Εάν λύσουμε ως προς  $R_d$  έχουμε

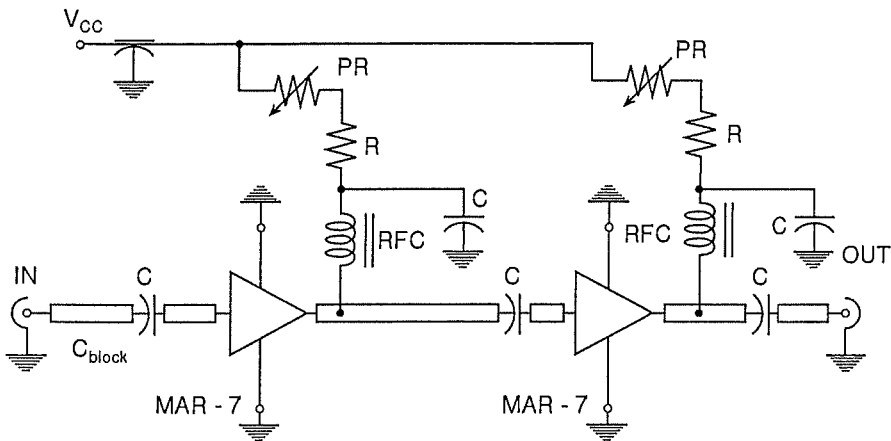
$$R_d = \frac{V_{cc} - V_D}{I_a} .$$

Στη συγκεκριμένη περίπτωση θέλουμε

$$V_d = 4 \text{ V} \quad V_{cc} = 12 \text{ V}, \quad I_d = 22 \text{ mA}, \quad \text{άρα } R_d = 363.63 \text{ } \Omega$$

Επειδή η ενίσχυση που μπορούμε να πάρουμε από τον έναν ενισχυτή δεν είναι αρκετή, χρησιμοποιούμε δύο τέτοιους ενισχυ-

τές. Η σύνδεσή τους γίνεται σε σειρά, σύμφωνα με το σχέδιο του σχήματος 5.21. Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιούνται πυκνωτές  $C = 470 \text{ pF}$  (chip capacitors) ενώ  $R = 47 \text{ } \Omega$  και  $PR = 470 \text{ } \Omega$  μεταβλητή αντίσταση.

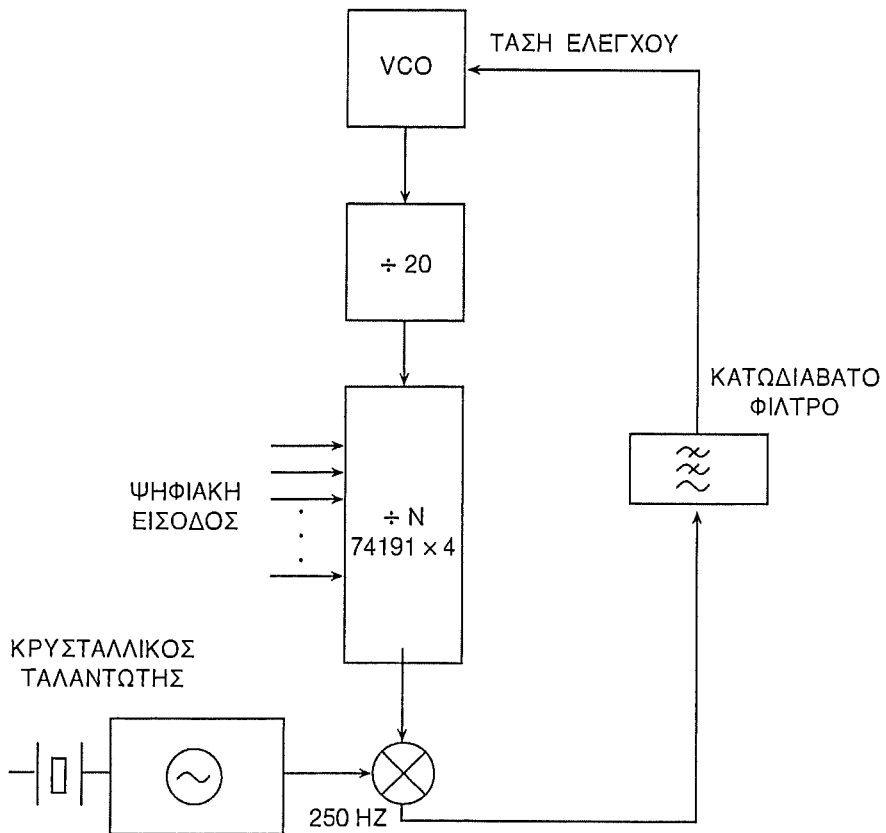


Σχ. 5.21. Μικροκυματικός ενισχυτής.

Ένα άλλο σημείο που πρέπει να προσεχθεί είναι η κατασκευή των γραμμών μεταφοράς (μικροταινίες), που πρέπει να κατασκευαστούν ώστε να παρουσιάζουν χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_0 = 50 \text{ } \Omega$ .

## 5.5. Ταλαντωτής synthesizer 90 - 110 MHz

Όπως έχουμε ήδη περιγράψει, τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη, η επιλογή των καναλιών γίνεται με τη βοήθεια ενός ψηφιακού ελεγχόμενου ταλαντωτή τύπου synthesizer. Στο σχήμα 5.22 δείχνουμε την αρχή λειτουργίας του κυκλώματος PLL ενός βρόχου που χρησιμοποιήθηκε για την ανάπτυξη του υπ' όψη κυκλώματος. Η συχνότητα  $f$  διαιρείται αρχικά με 20 και στη συνέχεια με τον αριθμό  $N$  που καθορίζεται από ψηφιακή είσοδο. Σύμφωνα με τη θεωρία PLL (Phase Lock Loop), έχουμε



VCO = Voltage Controlled Oscillator

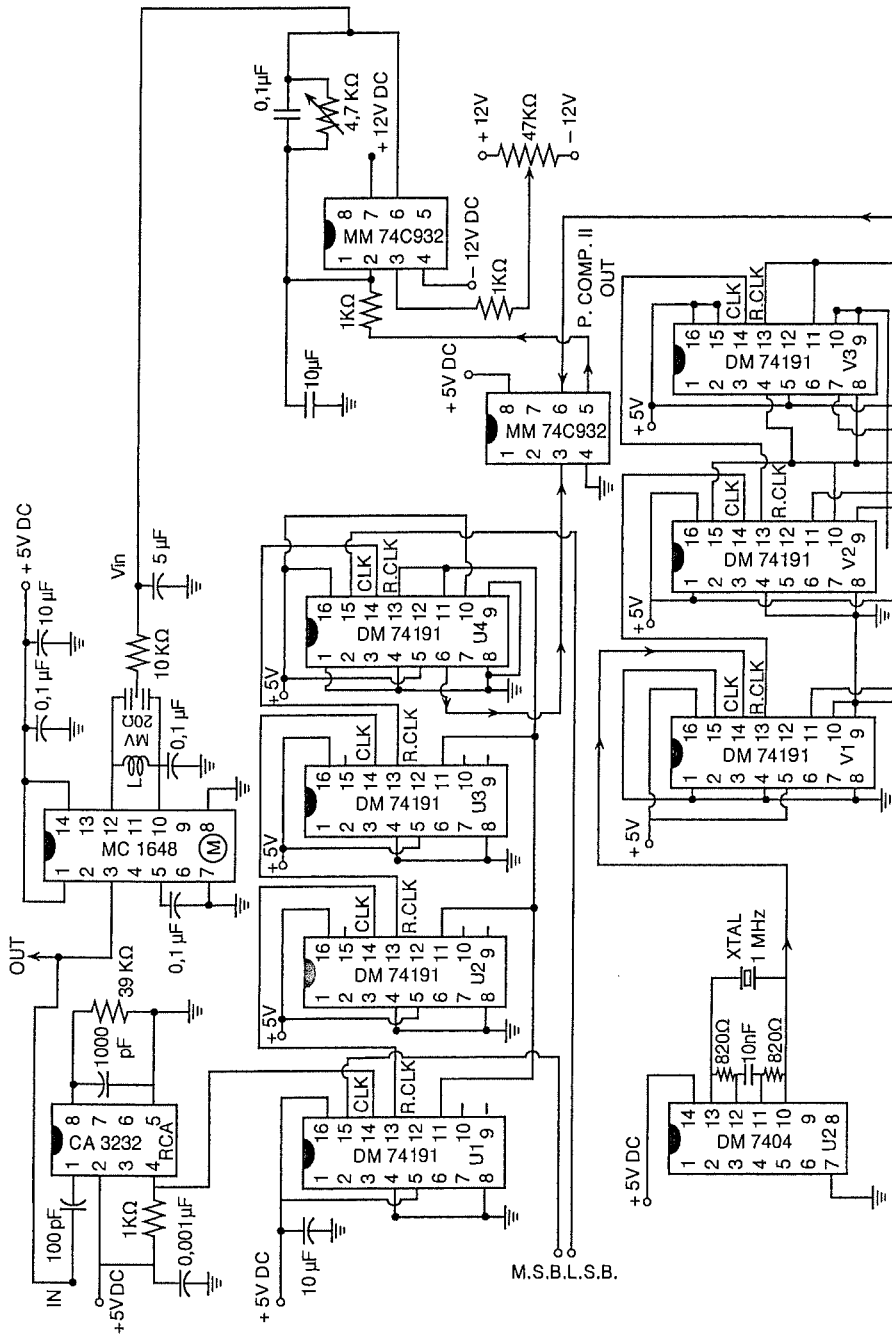
Σχ. 5.22. Λειτουργικό διάγραμμα ταλαντωτή Synthesizer.

$$\frac{f}{20 N} = 250 \text{ Hz}$$

και

$$f_N = (5000 \text{ Hz}) N$$

όπου  $N = 1, 2, \dots, 2^{16}$ . Επιλέγοντας την περιοχή των ψηφίων εισόδου μπορούμε να πετύχουμε την περιοχή συχνοτήτων 90-100 MHz με βήμα 5 KHz. Το ηλεκτρονικό κύκλωμα του ταλαντωτή synthesizer δίνεται στο σχήμα 5.23.



Σχ. 5.23. Ηλεκτρονικό κύκλωμα ταλαντωτή Synthesizer.

Τα βασικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας είναι τα εξής:

Πρόκειται για ψηφιακή γεννήτρια στην περιοχή συχνοτήτων 90-110 MHz με βήμα 5 KHz. Η σχεδίαση βασίζεται στη διάταξη Phase Lock Loop (PLL) και χρησιμοποιεί έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO).

Αναλυτικά και με βάση το ηλεκτρονικό σχέδιο του PLL έχουμε τα εξής:

Χρησιμοποιούμε σαν ταλαντωτή το VCO MC 1648 της Motorola, ο οποίος με τα παθητικά στοιχεία που τον «περιβάλλουν» ταλαντώνει στην επιθυμητή περιοχή συχνοτήτων 90-110 MHz. Αρχικά ο VCO ταλαντώνει ελεύθερα μέσα στην ανώτερη επιθυμητή περιοχή συχνοτήτων και η έξοδος του οδηγείται στον Prescaler CA 3232 της RCA, ο οποίος διαιρεί τη συχνότητα του VCO δια 20. Στη συνέχεια, η έξοδος του Prescaler οδηγείται σε μια συστοιχία από 4DM 74LS191 που διαιρούν επίσης τη συχνότητα έτσι ώστε να γίνει της τάξης των 250 Hz. Τα DM 74LS191 είναι σύγχρονοι απαριθμητές και είναι συνδεδεμένοι με τέτοιο τρόπο, ώστε διαιρώντας με τον κατάλληλο αριθμό, που εμείς θέλουμε τοποθετώντας τα κατάλληλα bits (13 τον αριθμό) στις εισόδους του Data Input, να πλησιάσουμε τη συχνότητα των 250 Hz. Αυτή είναι και η συχνότητα αναφοράς-σύγκρισης για Phase Comparator MM 74C932 που χρησιμοποιούμε.

Ακόμη, με ένα DM 7404 και ένα κρύσταλλο στα 1 MHz δημιουργούμε τη συχνότητα αναφοράς 1 MHz, την οποία και διαιρούμε με τα επόμενα τρία DM 74LS191 (διαίρεση δια 4000, όμοια με προηγούμενως), για να έχουμε τη συχνότητα των 250 Hz πάλι στον Phase Comparator. Αν, τώρα, οι δύο συχνότητες είναι ίσες, τότε ο Phase Comparator δίνει μηδέν τάση εξόδου που οδηγείται μέσω ενός LM 741 πίσω στο VCO και έτσι δεν αλλάζει η συχνότητά του. Αν, όμως, τα δύο σήματα εισόδου του Phase Comparator δεν είναι της ίδιας συχνότητας, δηλαδή δεν έχουν ίδια φάση, τότε ο Phase Comparator δίνει μια τάση εξόδου που, οδηγούμενη πίσω στο VCO, του αλλάζει τη συχνότητα του, έτσι ώστε, μετά από ορισμένα loops, τελικά να έχουμε ίδιες συχνότητες στον Phase Compasator και να έχουμε «κλείδωμα» του loop και του VCO στη

συχνότητα που επιλέξαμε μέσω των 13 bits. Το LM 741 είναι ένας τελεστικός ενισχυτής που σα σκοπό έχει να ρυθμίσει την τάση επιστροφής στο VCO για τη σωστή μεταβολή της συχνότητάς του. Ακόμα, στην ίδια πλακέτα του PLL υπάρχουν και τα κατάλληλα Regulators για σταθεροποίηση των τάσεων τροφοδοσίας των ολοκληρωμένων. Τα Regulators που χρησιμοποιούμε είναι τα γνωστά LM 317 και LM 337.

## 5.6. Ενισχυτής Ισχύος

Χρησιμοποιήθηκε έτοιμος ενισχυτής της εταιρίας Microwave Semiconductor, του οποίου τα χαρακτηριστικά είναι

### Electrical Specifications:

Frequency	: 1626 - 1648 MHz
Output Power	: 20 Watts, min, Over the Full Environmental Range
Input Power	: 80 - 125 mW
Input VSWR	: 2:1, mx
Power Supply	: V1 (Fixed Driver Stage) – 28 VDC, 1.5 A, (max) V2 (Output Stage) – 20 - 28 VDC, 3.0 A, (max)

Adjustable to set output power level. A fixed setting will maintain output power nominally  $\pm 0.5$  db (maximum  $\pm 1$  dB) over the full temperature range.

**Power Monitor :** The amplifier will provide a positive polarity voltage proportional to output power. Measured into a 20 K Ohm load, the voltage will be in the range of 4-6 Volts for an output power of 17.5 Watts. If V2 is adjusted for constant power output over the full temperature range,



the measured voltage will have a variation of less than 2 dB.

Harmonic Levels : – 20 dB max for second and third harmonic  
– 60 dB max for higher harmonic

Load VSWR : The amplifier is provided with an internal circulator and suitable load in order to protect against all phases of an infinite load VSWR.

### **Environmental Specifications**

Operating Temperature : – 25 to + 80 degrees Celcius

Humidity : 95% at 40 degrees Celcius

Shock

Vibration : The amplifier is designed to operate in the mechanical environment of the maritime satellite transceiver/antenna per Inmarsat specifications.

### **5.7. Προενισχυτής**

Χρησιμοποιήθηκε κατασκευή της εταιρίας MITEQ. Τα χαρακτηριστικά του προενισχυτή είναι:

SPECIFICATIONS AT 23°C:			
FREQUENCY:	1.5 to 1.6 GHz	OUTPUT POWER & 1dB GAIN COMPRESSION:	+ 10 dBm
MIN. GAIN:	33 dB	VOLTAGE:	+ 28 VOLTS
MAX. GAIN FLATNESS:	+/- .5 dB	MEASURED CURRENT:	117 mA
MAX. VSWR INPUT:	1.5 :1	MAX. NOISE FIGURE:	.9 dB
MAX. VSWR OUTPUT:	1.5 :1	HOUSING NO:	107940

NOTE: TEST DATA TAKEN WITH CASE TEMP. OF 23°C

FREQUENCY (GHz)	GAIN (dB)	VSWR		NOISE FIGURE (dB)	OUTPUT POWER (dBm) (& 1 dB GAIN COMPRESSION)
		IN	OUT		
1.50	37.1	1.38	1.38	.86	+ 14
1.55	37.1	1.38	1.38	.85	+ 14
1.60	37.1	1.38	1.38	.87	+ 14

# Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers\*

ARTHUR P. STERN†, SENIOR MEMBER, IRE

**Summary**—The transistor is a nonunilateral device which, if appropriately terminated, can become unstable at frequencies where its "internal feedback" is sufficiently large. At such frequencies, the maximum power gain is infinite and the transistor may oscillate. This paper discusses the maximum power gain realizable as a function of a required degree of stability.

A "stability factor" is defined in terms of the transistor parameters and terminations (the admittance matrix is used as an example, but the approach is analogous using other representations). The maximum stable power gain of an isolated amplifier stage and the terminating admittances required for the realization of this maximum power gain are then computed as functions of the stability factor. The computations are extended to include bandwidth requirements and limitations. (It is found that, although bandwidth requirements may impose limitations on the power gain, there is no simple relationship tying together bandwidth and power gain.) The treatment of multistage amplifiers is outlined with the conclusion that the gain realizable in an  $n$ -stage amplifier is smaller than  $n$  times the gain of a one-stage amplifier having the same stability factor as the stages of the  $n$ -stage amplifier. The respective advantages of different representations for different circuit configurations are discussed.

In an appendix, the theoretical considerations are applied to tuned transistor amplifiers in common-emitter and common-base configurations. The stability factor is related to the tolerances in transistor parameters and terminating impedances. Examples are given for the maximum realizable stable gain as function of parameter tolerances.

## INTRODUCTION

TRANSISTORS are *nonunilateral* devices; a signal applied to the output port of a transistor amplifier results in a response at the input port. The existence of *internal feedback* is expressed by the fact that, if the transistor is described by the "z," "y," "h," or "g" matrices, the matrix element having the subscript 12 (*i.e.*,  $z_{12}$ ,  $y_{12}$ ,  $h_{12}$ , or  $g_{12}$ ) is different from zero.

If properly terminated at its ports, a device having sufficient *internal feedback* may become unstable (*i.e.*, may oscillate) even in the absence of *external feedback*. For example, in the "tuned plate-tuned grid" vacuum tube oscillator, feedback is provided entirely by the grid-to-plate capacitance of the tube.

It has been shown<sup>1,2</sup> that transistors exhibit *potential*

*instability* within certain frequency ranges. The frequency range of potential instability is different for the three transistor configurations (common-emitter, -base and -collector).<sup>3</sup>

At frequencies where the transistor configuration is unconditionally stable (*i.e.*, where the transistor cannot become unstable, no matter what passive terminations are used), the maximum available power gain can be calculated.<sup>1</sup> However, at frequencies, where potential instability exists, the transistor may oscillate and the maximum power gain is infinite. Consequently, at such frequencies, the unqualified "maximum available power gain" is not a very useful concept. On the other hand, engineers engaged in the development of transistor circuitry do know very well that a practical measure for the maximum power gain realizable in a stable amplifier is indeed useful and very much needed. Furthermore, experience shows that such a maximum stable gain does actually exist.

Various attempts have been made to define a practical measure indicative of the maximum realizable power gain. For example, it has been shown that the transistor has a finite maximum gain if conjugately matched at its output, the termination at the input being either a pure resistance<sup>4</sup> or a resistance in combination with a reactance tuning out the reactive component of  $h_{11}$ .<sup>5</sup> It also has been thought that the "neutralized gain" may be a useful measure of stable amplifying capability and, besides other expressions, Mason's  $U$  function<sup>6</sup> has been suggested as a practical indication of attainable stable power gain.

These and other approximations for the maximum realizable stable power gain have the common advantage of presenting the practicing engineer with a measure useful as a reference. Their common disadvantage lies in the fact that the physical conditions under which these gain expressions can actually be realized are chosen essentially arbitrarily and are quite different from the situation most frequently occurring (and most desirable) in practice: the case of an unneutralized amplifier using impedance transforming ("matching") tuned circuits at both input and output ports.

\* Original manuscript received by the IRE, August 15, 1956; revised manuscript received, November 13, 1956.

Presented at WESCON Convention, Los Angeles, Calif., August 21-24, 1956.

† Electronics Lab., General Electric Co., Syracuse, N. Y.

<sup>1</sup> J. G. Linvill, "The Relationship of Transistor Parameters to Amplifier Performance," presented at the IRE-AIEE Conference on Transistor Circuits, Univ. of Pennsylvania, Philadelphia, Pa.; February 17, 1955.

<sup>2</sup> J. G. Linvill and L. G. Schimpf, "Design of tetrode transistor amplifiers," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 35, p. 813; July, 1956.

<sup>3</sup> A. P. Stern, C. A. Aldridge, and W. F. Chow, "Internal feedback and neutralization of transistor amplifiers," *Proc. IRE*, vol. 43, pp. 838-847; July, 1955.

<sup>4</sup> A. P. Stern, "Considerations on the Stability of Active Elements and Applications," 1956 IRE CONVENTION RECORD, Part 2, pp. 46-52.

<sup>5</sup> R. L. Pritchard, "High frequency power gain of junction transistors," *Proc. IRE*, vol. 43, pp. 1075-1085; September, 1955.

<sup>6</sup> W. N. Coffey and R. L. Pritchard, private communication.

<sup>7</sup> S. J. Mason, "Power gain in feedback amplifiers," *IRE TRANS.*, vol. CT-1, pp. 20-25; June, 1954.

In order to obtain an expression for the maximum realizable stable power gain which is clean and acceptable from both practical and conceptual points of view, it seems desirable to tie in the maximum realizable power gain with a measure indicating the stability of the amplifier. If this is done, the maximum power gain is finite for stable amplifiers and can appear as a *function of the degree of stability* of the amplifier.

The purpose of this paper is to discuss the maximum power gain of transistor amplifiers using a measure of stability which appears to be both simple and practical. The following considerations can be applied directly to other active nonunilateral two-port elements.<sup>7</sup>

THE STABILITY FACTOR "k"

The following calculations make use of the "y" matrix elements (the admittance parameters) of the transistor and external circuit elements are represented as admittances. This procedure is arbitrary; analogous calculations can be carried out using the "z" matrix elements and external impedances or the "h" (or "g") matrix elements and suitable combinations of admittances and impedances. It will be shown that these various representations have their respective advantages depending on the types of resonant circuits used in the tuned amplifier.

If  $y_{ij}$  are the admittance parameters of the transistor, one can write, separating real and imaginary components:

$$y_{11} = g_{11} + jb_{11} \tag{1}$$

$$y_{22} = g_{22} + jb_{22} \tag{2}$$

$$y_{12}y_{21} = M + jN. \tag{3}$$

The absolute value of the "internal loop gain" ( $y_{12}y_{21}$ ) is

$$L = |y_{12}y_{21}| = \sqrt{M^2 + N^2}. \tag{4}$$

It has been shown<sup>1-3</sup> that if

$$L + M \geq 2g_{11}g_{22} \tag{5}$$

the transistor may oscillate without external feedback, if properly terminated.

If the transistor is terminated by a generator admittance  $Y_G$  and a load admittance  $Y_L$  (Fig. 1), both  $Y_G$

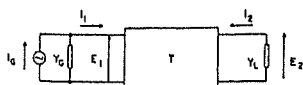


Fig. 1—Transistor with terminating admittances.

and  $Y_L$  may be complex:

<sup>7</sup> An approach similar to the one presented in this paper has been used independently by G. Bahrs in his doctoral thesis at Stanford University, Stanford, Calif.

$$Y_G = G_G + jB_G \tag{6}$$

$$Y_L = G_L + jB_L. \tag{7}$$

The transistor and the conductive components of the terminating admittances can be considered as constituting a new two terminal pair element  $C$  (Fig. 2). Applying

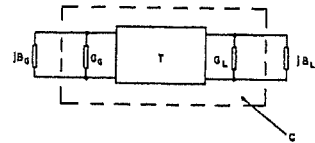


Fig. 2—Transistor and conductive terminating components forming composite network  $C$ .

inequality (5) to  $C$ , one finds the condition of potential instability:

$$L + M \geq 2(g_{11} + G_G)(g_{22} + G_L). \tag{8}$$

Note that (8) does not imply actual instability: in order that the arrangement be actually unstable,  $C$  must be terminated by suitable susceptances  $B_G$  and  $B_L$ . However, in most tuned amplifiers, the terminating (or coupling) susceptances are variable and are actually varied when "tuning up" the amplifier. In arrangements having reasonably narrow band, the terminating susceptances will assume a wide range of values. Consequently, it can be assumed that, in most cases, during the tuneup procedure,  $B_G$  and  $B_L$  will assume values resulting in oscillation, provided that (8) is satisfied. Therefore, for many practical purposes, it can be stated that, if (8) is satisfied, the amplifier is not only *potentially unstable*, but is very likely to become *actually unstable*.

Unconditional stability can be achieved if

$$(g_{11} + G_G)(g_{22} + G_L) > (L + M)/2. \tag{9}$$

In other words, for stability, one requires

$$(g_{11} + G_G)(g_{22} + G_L) = k(L + M)/2 \tag{10}$$

where  $k > 1$ . The larger  $k$ , the more remote is the likelihood of instability. Consequently,  $k$  can be considered as a measure of stability and will be called *stability factor*.

For any individual transistor, whose parameters are known, stability can be achieved by choosing  $G_G$  and  $G_L$  such as to make  $k$  slightly larger than 1. However, considering that transistor parameters (*i.e.*, the  $y_{ij}$ ) vary with transistor age, dc bias, temperature, etc., that transistors belonging to the same type have slightly different parameters and, finally, that certain variations in  $G_G$  and  $G_L$  must also be tolerated (especially if the terminations are other transistor amplifier stages), it is usually desirable to design the amplifier with  $k$  well in excess of unity in order to insure interchangeability of

components and stability under all reasonable conditions of operation. (Values of  $k$  up to 10 may be desirable, depending on the various tolerances involved.)

An infinite number of combinations of  $G_O$  and  $G_L$  correspond to the same value of  $k$ . Although the degree of stability of all these arrangements is the same, they may lead to different values of power gain. In the following section, the power gain will be maximized for a given value of  $k$ .

ANALYSIS OF A ONE-STAGE AMPLIFIER

The Power Gain

The transducer gain  $G_T$  is defined as the ratio of the power delivered to the load admittance  $Y_L$  to the available power of the generator having an admittance  $Y_O$ . The transducer gain is:

$$G_T = \frac{4 |y_{21}|^2 G_O G_L}{|(y_{11} + Y_O)(y_{22} + Y_L) - y_{12} y_{21}|^2} \quad (11)$$

Defining:

$$g_{11} + G_O = G_1, \quad (12)$$

$$g_{22} + G_L = G_2, \quad (13)$$

$$b_{11} + B_O = B_1, \quad (14)$$

$$b_{22} + B_L = B_2, \quad (15)$$

one finds for a given stability factor  $k$ :

$$G_1 = k(L + M)/2G_2. \quad (16)$$

Then, the transducer gain is:

$$G_T = \frac{N}{D} = \frac{4 |y_{21}|^2 [k(L + M)/2G_2 - g_{11}](G_2 - g_{22})}{[B_1 B_2 - k(L + M)/2 + M]^2 + [B_1 G_2 + B_2 k(L + M)/2G_2 - N]^2} \quad (17)$$

It is desired to find the value of  $G_2$  which leads to maximum  $G_T$  for a given  $k$ . In order to find  $G_T$  as a function of  $G_2$  alone, it is convenient to eliminate the two other variables  $B_1$  and  $B_2$ . Since  $B_1$  and  $B_2$  occur only in the denominator  $D$  of (17), this can be done by determining the values of  $B_1$  and  $B_2$  which minimize the denominator. It should be remembered that,  $B_1$  and  $B_2$  representing susceptances, must be positive or negative real numbers.

The process of minimizing  $D$  in (17) can be simplified by a change of variables. One defines

$$y_1 = B_1 G_2 + B_2 k(L + M)/2G_2 \quad (18)$$

$$y_2 = B_1 B_2. \quad (19)$$

$D$  can then be written:

$$D = (y_2 - A)^2 + (y_1 - N)^2 \quad (20)$$

where

$$A = k(L + M)/2 - M. \quad (21)$$

Note that for  $k > 1$ ,  $A$  is always positive.  $B_1$  and  $B_2$  can be expressed in terms of the new variables  $y_1$  and  $y_2$ :

$$B_1 = (y_1 + \sqrt{\Delta})/2G_2, \quad (22)$$

$$B_2 = (y_1 - \sqrt{\Delta})G_2/k(L + M) \quad (23)$$

where

$$\Delta = y_1^2 - 2k(L + M)y_2. \quad (24)$$

Since  $G_2$  and  $k(L + M)$  are always real numbers,  $B_1$  and  $B_2$  will be real, whenever

$$\Delta \geq 0. \quad (25)$$

In the  $y_1 - y_2$  plane, the curve  $\Delta = 0$  separates the region of real values of  $B_1$  and  $B_2$  from the region in which these quantities are complex. The equation

$$\Delta = y_1^2 - 2k(L + M)y_2 = 0 \quad (26)$$

is that of a parabola in the  $y_1 - y_2$  plane (Fig. 3), the

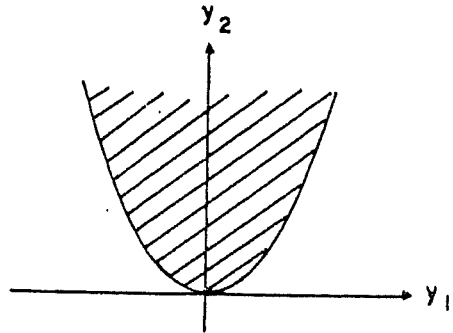


Fig. 3—Parabola separating region of complex  $B_1$  and  $B_2$  (shaded) from region in which  $B_1$  and  $B_2$  are real.

shaded area "inside" the parabola representing the region of complex values of  $B_1$  and  $B_2$  and the area "external" to the parabola being the region of real values of  $B_1$  and  $B_2$ .

In a three-dimensional coordinate system with axes  $D$ ,  $y_1$  and  $y_2$ , (20) represents a paraboloid of revolution, whose axis is perpendicular to the  $y_1 - y_2$  plane and intersects this plane at the point  $Q(N, A)$ . In the same space, (26) is that of a parabolic cylinder. [Fig. 4 shows the parabola (26) and the projection of "constant  $D$  circles" on the  $y_1 - y_2$  plane.] The "interior" of this cylinder is the space within which  $D$  cannot lie if  $B_1$  and  $B_2$  are real and one is interested to determine the minimum value of  $D$  "outside" the parabolic "wall." [The vertex  $Q$  of the paraboloid having coordinates  $(N, A)$ , where  $A$  is always positive for  $k > 1$ , will be "inside" the parabolic cylinder, since it corresponds to infinite gain, which of course, is excluded, in view of the assumptions regarding stability.]

An analysis of the geometrical situation shows that the minimum of  $D$  (i.e., the maximum of the gain) will

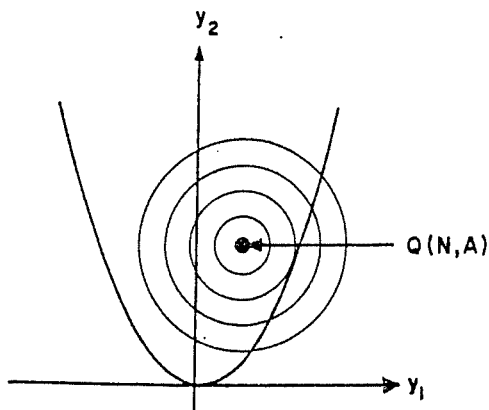


Fig. 4—Parabola (26) and projections of constant  $D$  circles on the  $y_1$ - $y_2$  plane.

occur along the intersection of the paraboloid with the parabolic cylinder. In Fig. 4, circles with increasing diameter correspond to increasing values of the denominator  $D$  (and, consequently, to decreasing values of the gain). The minimum realizable value of  $D$  with real  $B_1$  and  $B_2$  occurs where a circle is tangent to the parabola, *i.e.*, at a point common to both paraboloid and parabolic cylinder. Geometrical considerations also show that two cases are possible:

1) If the location of the point  $Q(N, A)$  is such as shown in Fig. 5(a) (with only one point  $P_0$  at which a circle corresponding to constant  $D$  is tangent to the parabola), the intersection of the paraboloid and the parabolic cylinder has *one* minimum at point  $P_0$  corresponding to  $D = D_0$ .

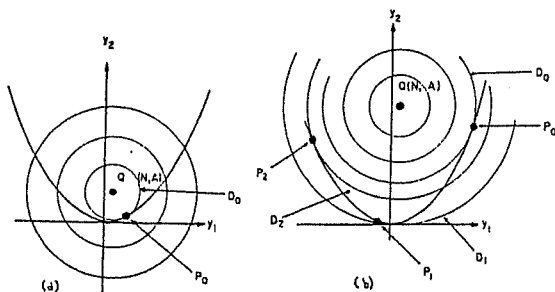


Fig. 5—Situations leading to one minimum (a) and three extrema (b) respectively.

2) If there are three points at which "constant  $D$  circles" are tangent to the parabola, there is a minimum at  $P_0$  corresponding to a low value  $D_0$  of  $D$ . There is a second minimum at  $P_2$  corresponding to the higher level  $D_2$  of  $D$  and there is a maximum at  $P_1$  corresponding to an even higher level  $D_1$  of  $D$ . In this case the maximum gain is given by the smaller minimum occurring at  $P_0$ .

These qualitative considerations can be put into

quantitative form. Since  $D_0$  occurs along the intersection of the paraboloid with the parabolic cylinder, one must determine the minimum of (20) with condition (26).

Defining the variable  $z$  as

$$z = y_1 / \sqrt{k(L+M)} \quad (27)$$

$D$  can be written:

$$D = z^4/4 + [k(L+M) + 2M]z^2/2 - 2N\sqrt{k(L+M)}z + A^2 + N^2. \quad (28)$$

The minimum of  $D$  can be found by setting

$$0 = dD/dz = z^3 + [k(L+M) + 2M]z - 2N\sqrt{k(L+M)}. \quad (29)$$

As expected from the foregoing qualitative analysis, (29) leads to two possibilities:

1) (29) has one real root  $z_0$ , the other two being conjugate complex. In this case  $z_0$  corresponds to  $D_0$ .

2) (29) has three real roots. Two roots ( $z_0$  and  $z_2$ ) represent minima of  $D$ ,  $z_0$  corresponding to the smaller minimum, while the third root ( $z_1$ ) is a maximum.

In either case,  $z_0$  leads to the maximum realizable gain. Substituting  $z_0$  into (28), the minimum value  $D_0$  of  $D$  is found. Note that, since both  $z_0$  and  $D$  are functions of  $k$  and  $(y_{12}y_{21})$  only,  $D_0$  depends only on  $k$  and  $(y_{12}y_{21})$  and is independent of other transistor parameters and of conductive terminations.

Assuming now that  $D_0$  is known, the gain (maximized with regard to  $B_1$  and  $B_2$ ) can be written:

$$G_T = (4|y_{21}|^2/D_0)[k(L+M)/2G_2 - g_{11}](G_2 - g_{22}). \quad (30)$$

Generator and load conductances are assumed to be positive and one must have  $G_1 > g_{11}$  and  $G_2 > g_{22}$ . In other words:

$$k(L+M)/2g_{11} > G_2 > g_{22}. \quad (31)$$

Setting  $dG_T/dG_2 = 0$ , one finds that for maximum realizable power gain:

$$G_2 = \sqrt{k(L+M)/2} \sqrt{g_{22}/g_{11}} \quad (32)$$

and, using (16):

$$G_1 = \sqrt{k(L+M)/2} \sqrt{g_{11}/g_{22}}. \quad (33)$$

Substituting these expressions into (30), the maximum realizable gain, corresponding to the stability factor  $k$ , is found:

$$G_{\max k} = (4|y_{21}|^2/D_0)[\sqrt{k(L+M)/2} - \sqrt{g_{11}g_{22}}]^2. \quad (34)$$

Eq. (34) expresses the maximum power gain realizable with a given stability factor  $k$ . As  $k$  increases,  $G_{\max k}$  decreases. Consequently, one can say that increased stability can be achieved by sacrificing gain. It is, how-

ever, important to know, that moderate gain does not necessarily imply improved stability:  $k$  is determined by the product  $(G_1G_2)$  and this product can be chosen such that while  $k$  is small (close to instability), the gain is also small due to a disadvantageous ratio  $(G_1/G_2)$ . In this case gain is sacrificed without improvement in stability.

From (32) and (33) the required values of the terminating conductances are found:

$$G_O = G_1 - g_{11} = g_{11}[\sqrt{k(L+M)/2}/\sqrt{g_{11}g_{22}} - 1] \quad (35)$$

$$G_L = G_2 - g_{22} = g_{22}[\sqrt{k(L+M)/2}/\sqrt{g_{11}g_{22}} - 1] \quad (36)$$

The required values of the susceptances can be determined, using (22), (23), and (27):

$$B_1 = B_O + b_{11} = G_1z_0/\sqrt{k(L+M)} = z_0\sqrt{k(L+M)}/2G_1 \quad (37)$$

$$B_2 = B_L + b_{22} = G_2z_0/\sqrt{k(L+M)} \quad (38)$$

where  $G_1$  and  $G_2$  are given by (32) and (33). Eqs. (37) and (38) show that  $B_1$  and  $B_2$  have identical sign (that of  $z_0$ ). This, of course, is not necessarily true for  $B_O$  and  $B_L$ .

BANDWIDTH LIMITATIONS

The preceding computations were carried out without regard to possible selectivity requirements. In reality, however, when designing a tuned amplifier, the bandwidth requirements are very important and, usually, the following problem must be solved: "design a stable amplifier with given center frequency and bandwidth and obtain as high gain as possible."

Simple considerations show that realizing the maximum gain imposes certain limitations on the bandwidth and, on the other hand, requiring a certain bandwidth imposes certain restrictions on the gain. These limitations belong to two categories:

- 1) Limitations due to the transistor (device limitations) and
- 2) Limitations due to external circuit elements.

Some aspects of the gain vs bandwidth relationship can be explained by considering the transistor terminated by synchronous single tuned circuits. Since the  $y$  parameters were used in the preceding calculations, it is convenient to use parallel tuned circuits, as shown in Fig. 6. It is assumed that the transistor parameters

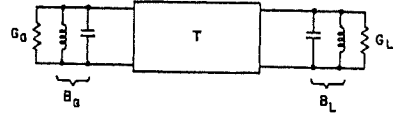


Fig. 6—Transistor with parallel tuned terminations

are frequency independent throughout the frequency band of interest.

The device limitations can be understood qualitatively in the following manner. The values of  $G_O$  and  $G_L$  leading to maximum gain are given by (35) and (36). Maximum gain will be realized only if the values of  $B_1$  and  $B_2$  are those given by (37) and (38). Considering now, say, the output selectivity one may assume, for example, that the required value of  $B_L (=B_2 - b_{22})$  is positive. This implies that the load susceptance must be capacitive and since the load consists of  $L_L$  and  $C_L$  in parallel, the required value of  $B_L$  can be realized only if  $\omega_0 C_L > (B_2 - b_{22})$ ,  $\omega_0$  being the center frequency of the amplifier. Consequently, for maximum gain the tuned circuit must contain a capacitance  $C_L$  exceeding the value of  $(B_2 - b_{22})/\omega_0$ . However, this and the possible capacitive component of the transistor driving point admittance impose an upper limit on  $L_L$ . This results in an upper limit of bandwidth realizable with the maximum gain given by (34). If larger bandwidth is required, a smaller capacitance  $C_L$  will be used, implying that the denominator of the gain expression in (17) will not be  $D_0$  but larger and, therefore, the gain will be reduced. Similarly, if  $B_L$  is required to be negative, meaning an inductive load susceptance, there is a maximum admissible value of  $L_L$ . This again imposes an upper limit on the bandwidth realizable with the calculated maximum gain. Analogous considerations do apply, of course, to the input selectivity.

The bandwidth limitations resulting from device properties are not important in the case of most amplifiers having reasonably narrow bandwidth. Their analytical treatment is complicated and will not be dealt with here.

The limitations imposed by the required bandwidth upon the realizable gain due to external circuit elements are caused by the finite "Q" of practical inductances and can be calculated.

In the circuit of Fig. 7,  $g_{21}$  and  $g_{22}$  represent the

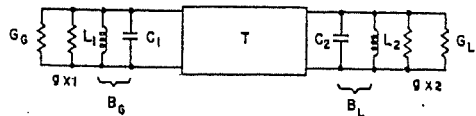


Fig. 7—Transistor with tuned circuits having finite "Q."

\* Eqs. (35) and (36) show that  $G_O$  and  $G_L$  will be positive if the bracketed expressions on the right hand side of these equations are positive, i.e., if the stability factor  $k$  of the terminated amplifier exceeds the stability factor  $k_0$  of the unloaded amplifier. If the unloaded amplifier is stable in itself, for positive terminations, one must have  $k > k_0$ .

equivalent parallel loss conductances of inductances  $L_1$  and  $L_2$ .  $Q_0$  being the "unloaded Q" of the inductances and assuming that  $Q_{01} = Q_{02} = Q_0$ , one has:

$$Q_0 = 1/\omega_0 L_1 g_{z1} = 1/\omega_0 L_2 g_{z2}. \quad (39)$$

The transistor is still treated in terms of its  $\gamma$  parameters but the loss conductances  $g_{z1}$  and  $g_{z2}$  are considered to be parts of  $g_{11}$  and  $g_{22}$  respectively. One has:

$$g_{11} = g_{11}' + g_{z1} \quad (40)$$

$$g_{22} = g_{22}' + g_{z2} \quad (41)$$

where  $g_{11}'$  and  $g_{22}'$  are the short circuit input and output conductances of the transistor itself. The transducer gain is:

$$G_T = (4 |y_{21}|^2 / D_0) [k(L + M) / 2G_2 - g_{11}' - g_{z1}] (G_2 - g_{22}' - g_{z2}). \quad (42)$$

Assuming that the tuned circuits at the input and the output are synchronously tuned but may have different fractional bandwidths  $B^{(1)}$  and  $B^{(2)}$  ( $B = \Delta\omega/\omega_0$ , where  $\Delta\omega$  is the 3-db bandwidth):

$$B^{(1)} = (G_G + G_{in}) / Q_0 g_{z1} \quad (43)$$

$$B^{(2)} = (G_L + G_{out}) / Q_0 g_{z2}. \quad (44)$$

$G_{in}$  and  $G_{out}$  are the conductive components of the transistor driving point admittances when the transistor is terminated.

$$G_{out} = g_{22} - (MG_2 + NB_2) / (G_2^2 + B_2^2). \quad (45)$$

Using (37) and defining:

$$W = \frac{M + z_0 N / \sqrt{k(L + M)}}{1 + z_0^2 / [k(L + M)]} \quad (46)$$

one finds:

$$G_{out} = g_{22} - [2W/k(L + M)]G_2. \quad (47)$$

Similarly:

$$G_{in} = g_{11} - (MG_2 + NB_2) / (G_2^2 + B_2^2). \quad (48)$$

Using (38), one finds:

$$G_{in} = g_{11} - W/G_2. \quad (49)$$

Eqs. (48) and (49) can be substituted into (43) and (44), yielding:

$$B^{(1)} = [k(L + M) / 2G_2 Q_0 g_{z1}] [1 - 2W/k(L + M)] \quad (50)$$

$$B^{(2)} = [G_2 / Q_0 g_{z2}] [1 - 2W/k(L + M)]. \quad (51)$$

Substituting  $g_{z1}$  and  $g_{z2}$  from (50) and (51) in the gain expression (42),  $G_T$  is obtained as a function of  $G_2$  alone. Equating  $(dG_T/dG_2)$  to zero, the value of  $G_2$  leading to maximum gain is found:

$$G_2 = \sqrt{k(L + M) / 2} \sqrt{(1 - P/Q_0 B^{(1)}) / (1 - P/Q_0 B^{(2)})} \cdot \sqrt{g_{22}' / g_{11}'}. \quad (52)$$

The corresponding value of  $G_1$  is:

$$G_1 = \sqrt{k(L + M) / 2} \sqrt{(1 - P/Q_0 B^{(2)}) / (1 - P/Q_0 B^{(1)})} \cdot \sqrt{g_{11}' / g_{22}'}. \quad (53)$$

where:

$$P = 1 - 2W/k(L + M). \quad (54)$$

Substituting  $G_2$  in expression (42), the maximum realizable gain is:

$$G_{max,k} = (4 |y_{21}|^2 / D_0) [\sqrt{(k/2)(L + M)} \cdot \sqrt{(1 - P/Q_0 B^{(1)})(1 - P/Q_0 B^{(2)})} - \sqrt{g_{11}' g_{22}'}]^2. \quad (55)$$

If  $B^{(1)} = B^{(2)} = B$ , (55) becomes:

$$G_{max,k} = (4 |y_{21}|^2 / D_0) [(1 - P/Q_0 B) \sqrt{k(L + M) / 2} - \sqrt{g_{11}' g_{22}'}]^2. \quad (56)$$

Eqs. (55) and (56) show that the finite  $Q$  of external circuit elements reduces the maximum realizable gain at *small bandwidths*, whereas the device limitations have been shown to reduce the maximum realizable gain at large bandwidths.

#### MULTISTAGE AMPLIFIERS

The method used in the previous sections to determine the maximum realizable transducer gain maintaining a given degree of stability can also be applied to multistage amplifiers. In such amplifiers, interstage coupling is usually performed by "impedance matching"<sup>9</sup> tuned transformers. The problem is to determine the turns ratio  $m$  of the transformers and the conductances terminating the amplifier at its input ( $G_G$  of the first stage) and its output ( $G_L$  of the last stage) terminal pairs. When carrying out such calculations for multistage amplifiers, the following points should be observed:

- 1) The expression to be maximized is the transducer gain of the amplifier. The transducer gain of the multistage amplifier is, however, *not* the product of the transducer gains of the individual stages, but is the transducer gain of the first stage multiplied by the product of the actual power gains of the remaining stages.
- 2) The interstage transformer having turns ratio  $m$  transforms impedances in both directions. Therefore, since individual stages are terminated by the transformed driving point admittances of adjoining stages, load and source admittances of individual stages cannot be chosen independently. The condition for maximum over-all gain of the amplifier, all stages being operated with a certain de-

<sup>9</sup> The word "matching" is inappropriately used in an amplifier with prescribed stability factor  $k$ , since, in order to insure stability, the stages are deliberately mismatched.



sired stability factor  $k$ , does not imply that the individual stages are operated for maximum individual gain. Consequently, the maximum over-all gain of an  $n$ -stage amplifier, all of whose stages have the stability factor  $k$ , is less than  $n$  times the maximum gain realizable with a single stage having the same degree of stability.

It should be mentioned that, already in the case of two-stage amplifiers (the analysis of which is outlined in Appendix II) the algebraic and numerical evaluation of the equations becomes exceedingly involved. The complete evaluation of such or more complicated cases (for example, that of iterative stages) should be handled with the aid of appropriate computing machinery.

THE USE OF DIFFERENT MATRIX REPRESENTATIONS

In the preceding sections, the discussion was based on the use of the admittance parameters. Since condition (5) can be stated in analogous form in terms of the "z," "h," and "g" parameters, all calculations could be carried out in terms of these other matrix representations. In fact, the calculations could have been carried out in terms of generalized "k" parameters, provided that the generator immittance is given the dimension of  $k_{11}$  and load immittance the dimension of  $k_{22}$ .

However, the different matrix representations have their respective advantages, depending on the nature of the terminating (or interstage coupling) tuned circuits. The following sets of parameters should be used with different types of tuned circuits:

- 1)  $y$  parameters with parallel tuned circuits at input and output (or parallel-parallel interstage networks)—see Fig. 8(a).
- 2)  $z$  parameters with series tuned circuits at input and output (or series-series tuned interstage networks)—see Fig. 8(b).
- 3)  $h$  parameters with series tuned circuit at the input and parallel tuned circuit at the output (or parallel-series tuned interstage networks)—see Fig. 8(c).
- 4)  $g$  parameters with parallel tuned circuit at the input and series tuned circuit at the output (or series-parallel tuned interstage networks)—see Fig. 8(d).

With transistors, cases 1) and 3) have practical importance. Cases 2) and 4) are almost never used because the transistor driving point immittances would lead to inconvenient values of inductances and capacitances.

Some numerical calculations are carried out in Appendix I, using the  $h$  parameters.

CONCLUSION

It has been shown that using an appropriately defined "stability factor"  $k$ , the "maximum gain" of a transistor

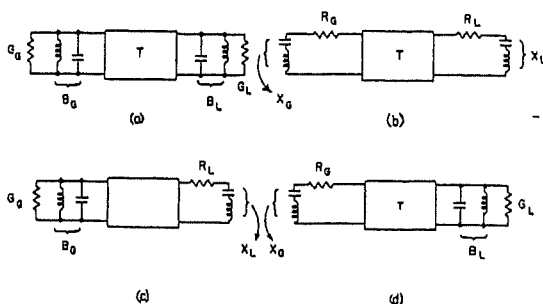


Fig. 8—Various tuned amplifier configurations.

amplifier is a meaningful concept even at frequencies where the transistor exhibits potential instability. The maximum gain corresponding to a given stability factor  $k$  has been computed for a one-stage amplifier having tuned generator and load admittances. The gain limitations due to bandwidth requirements have also been discussed for this case.

APPENDIX I

SOME NUMERICAL EXAMPLES

We consider a transistor having the following nominal device parameters:

- Low-frequency common-base short circuit current amplification:  $a_0 = 0.99$ .
- Cutoff frequency of the common-base short circuit current amplification:  $\omega_c/2\pi = 10$  mc.
- Collector capacitance:  $C_c = 10$  uuf.
- Base spreading resistance:  $r_b' = 100$  ohms.
- Emitter diffusion resistance (at 1-ma emitter current):  $r_e = 25$  ohms.

We are interested in the maximum power gain realizable with this transistor in *common emitter* configuration with various given values of the stability factor  $k$ . The operating frequency is assumed to be  $\omega/2\pi = 0.5$  mc and, consequently:  $\rho = \omega/\omega_c = 0.05$ .

The circuit used is shown in Fig. 9 and calls for the

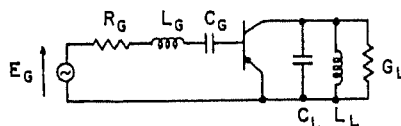


Fig. 9—Common emitter circuit with series tuned input and parallel tuned output.

use of the  $h$  parameters. Using the approximate equivalent circuit of Fig. 10 the parameters of interest can be calculated.

The real component of  $h_{11}$  is:

$$r_{11} \cong r_b' + r_e(1 - a_0)/\rho^2 \cong 200 \text{ ohms.} \quad (57)$$

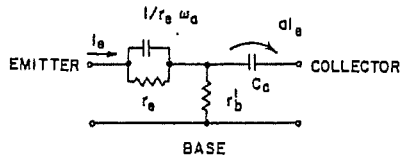


Fig. 10—Approximate equivalent circuit of a junction transistor.

The real component of  $h_{22}$  is:

$$g_{22} \cong \omega_e C_e \cong 6 \times 10^{-4} \text{ mhos.} \quad (58)$$

The "internal loop amplification" ( $h_{12}h_{21}$ ) is:

$$\begin{aligned} h_{12}h_{21} &\cong [\omega_e C_e r_e + j\omega_e C_e r_e (1 - a_0)/\rho] (1/j\rho) \\ &\cong 0.06 - j 0.3. \end{aligned} \quad (59)$$

The device is potentially unstable, since

$$[|h_{12}h_{21}| + \text{Re}(h_{12}h_{21})]/2 \cong 0.19 > r_{11}g_{22} \cong 0.12. \quad (60)$$

The choice of  $k$  depends on the admissible tolerances in device parameters and in the load. For the *nominal* parameters and corresponding terminations we want to have

$$(R_o + r_{11})(G_L + g_{22}) = k [ |h_{12}h_{21}| + \text{Re}(h_{12}h_{21}) ] / 2. \quad (61)$$

Since  $\text{Im}(h_{12}h_{21}) \gg \text{Re}(h_{12}h_{21})$ , the right-hand side of (61) will vary like [see (59)]

$$\text{Im}(h_{12}h_{21}) \cong \omega_e^2 C_e r_e / \omega. \quad (62)$$

We may, for example, assume that  $\omega_e$ ,  $C_e$ ,  $r_e$  will each have a tolerance (in the upper direction) of 3 per cent. Furthermore, we may assume that the two factors in the left-hand side of (61) will vary by no more than 3 per cent each in the lower direction (these tolerances are too small to be realistic and they are also inexact, since both  $r_{11}$  and  $g_{22}$  are functions of the device parameters). We would then require  $k \cong (1.03)^6 \cong 1.2$ . Computing the corresponding maximum gain, we find

$$G_{\text{max},1.2} \cong 36 \text{ db.}$$

By increasing the tolerances to, say, +10 per cent in each factor on the right-hand side of (62) and to -10 per cent on the left-hand side of (61), we require  $k \cong 1.7$ , leading to

$$G_{\text{max},1.7} \cong 33 \text{ db.}$$

By increasing the tolerances even further, to +30 per cent in  $\omega_e$  and  $r_e$ , +50 per cent in  $C_e$ , -10 per cent in  $(G_o + g_{11})$  and  $(G_L + g_{22})$ , we require  $k \cong 4$ . This leads to

$$G_{\text{max},4} \cong 30 \text{ db.}$$

A further increase in tolerances may require  $k = 8$  and leads to

$$G_{\text{max},8} \cong 28 \text{ db.}$$

The example shows that the tolerances in device parameters ( $\omega_e$ ,  $C_e$ ), emitter current ( $r_e$  is principally a function of the emitter current) and termination ( $G_o$  and  $G_L$ ) have considerable influence on the maximum realizable stable gain.

Similar calculations can be carried out for the *common base* stage. Here we have:

$$r_{11} \cong r_e \cong 25 \text{ ohms} \quad (63)$$

$$g_{22} \cong \omega^2 C_c^2 r_b' \cong 10^{-7} \text{ mhos} \quad (64)$$

$$h_{12}h_{21} \cong -j\omega C_c r_b' a_0 \cong 3.10^{-4}. \quad (65)$$

The device is potentially unstable, since:

$$[|h_{12}h_{21}| + \text{Re}(h_{12}h_{21})]/2 \cong 15 \times 10^{-4}$$

$$r_{11}g_{22} \cong 25 \times 10^{-7}.$$

Calculating the maximum gain for the same values of  $k$  as in the common emitter case, we find:

$$k = 1.2 \quad G_{\text{max},1.2} \cong 44 \text{ db}$$

$$k = 1.7 \quad G_{\text{max},1.7} \cong 36 \text{ db}$$

$$k = 4.0 \quad G_{\text{max},4} \cong 28 \text{ db}$$

$$k = 8.0 \quad G_{\text{max},8} \cong 25 \text{ db.}$$

Note that in the common base case, these values of  $k$  correspond to *different tolerances* in the device parameters than in the common emitter case. With the particular set of device parameters chosen, the common base gain is higher for low (impractical) values of  $k$ , whereas at higher values of  $k$ , the common emitter gain is superior.

Note furthermore, that for a different circuit (for example, if parallel tuned circuits are used at both input and output, where the  $y$  parameters should be employed instead of the  $h$  parameters used in the above example), different values of  $k$  will correspond to the same permissible tolerances in the device parameters and different values of maximum gain may be realized.

## APPENDIX II

### OUTLINE OF THE ANALYSIS OF A TWO-STAGE AMPLIFIER

The schematic circuit of an amplifier consisting of two stages  $T_1$  and  $T_2$  is shown in Fig. 11.

We designate by:

$P_o$  = the power available from source  $Y_o$ .

$P_L$  = the power delivered to load  $Y_L$ .

$P_{21}$  = the power delivered by  $T_1$  to  $T_2$ .

$G_{T,\text{total}}$  = the transducer gain of the two-stage amplifier.

$G_{T1}$  = the transducer gain of  $T_1$ .

$G_{P2}$  = the actual power gain of  $T_2$  (= power delivered to  $Y_L$  divided by input power of  $T_2$ ).

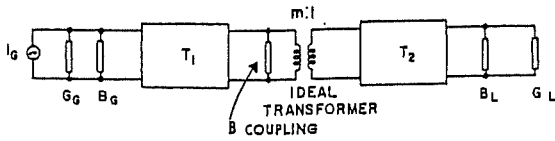


Fig. 11—Two stage amplifier with interstage impedance transformation (in practice the ideal transformer would, of course, be part of the coupling susceptance).

Then:

$$G_{T, \text{total}} = \frac{P_L}{P_G} = \frac{P_{i2}}{P_G} \cdot \frac{P_L}{P_{i2}} = G_{T1} \cdot G_{P2} \quad (66)$$

Defining  $G_1$  and  $G_2$  in the sense used throughout the body of this paper and indicating by a second subscript whether the quantity considered belongs to  $T_1$  or  $T_2$ , one has according to (10) and (30):

$$G_{T1} = \frac{4 |y_{21}|^2}{D_0} (G_{11} - g_{11}) \left[ \frac{k(L + M)}{2G_{11}} - g_{22} \right] \quad (67)$$

The power gain of  $T_2$  is:

$$G_{P2} = \frac{|y_{21}|^2 (G_{22} - g_{22})}{g_{11} [G_{22}^2 + B_{22}^2] - MG_{22} - NB_{22}} \quad (68)$$

For any given value of  $G_{22}$ ,  $G_{P2}$  will be maximum if

$$B_{22} = N/2g_{11} \quad (69)$$

Substituting (69) into (68),  $G_{P2}$  can then be written:

$$G_{P2} = \frac{4g_{11} |y_{21}|^2 (G_{22} - g_{22})}{(2g_{11}G_{22} - M)^2 - L^2} \quad (70)$$

The transducer gain of the complete amplifier is:

$$G_{T, \text{total}} = \frac{16g_{11} |y_{21}|^4}{D_0} (G_{11} - g_{11}) \left[ \frac{k(L + M)}{2G_{11}} - g_{22} \right] \frac{G_{22} - g_{22}}{(2g_{11}G_{22} - M)^2 - L^2} \quad (71)$$

The load admittance of  $T_1$  is  $(1/m^2)$  times the input admittance of  $T_2$  and the generator admittance of  $T_2$  is  $m^2$  times the output admittance of  $T_1$ . Furthermore, the same stability factor is required for both stages and (10) applies to both stages. In view of (69) and (46) one can write:

$$G_{21} = \frac{k(L + M)}{2G_{11}} = g_{22} + \frac{1}{m^2} \left( g_{11} - \frac{MG_{22} + N^2/2g_{11}}{G_{22}^2 + N^2/4g_{11}^2} \right) \quad (72)$$

and

$$G_{12} = \frac{k(L + M)}{2G_{22}} = g_{11} + m^2 \left( g_{22} - \frac{W}{G_{11}} \right) \quad (73)$$

These two equations establish relationships between  $G_L (= G_{22} - g_{22})$ ,  $G_G (= G_{11} - g_{11})$  and  $m$ .  $m$  can be eliminated by multiplying (72) by (73). One finds:

$$\left[ \frac{k(L + M)}{2G_{22}} - g_{11} \right] \left[ \frac{k(L + M)}{2G_{11}} - g_{22} \right] = \left( g_{22} - \frac{W}{G_{11}} \right) \left( g_{11} - \frac{MG_{22} + N^2/2g_{11}}{G_{22}^2 + N^2/4g_{11}^2} \right) \quad (74)$$

Eq. (74) relates  $G_{11}$  to  $G_{22}$  (or  $G_L$  to  $G_G$ ). One of these quantities can be expressed as a function of the other and substituted into the gain expression (71). Then, in principle, the maximum over-all transducer gain can be determined. It is, however, obvious that this procedure involves computational difficulties due to the complicated nature of the resulting gain expression.

ACKNOWLEDGMENT

The author is pleased to acknowledge the valuable advice and interest of Paul Weiss from the General Electric Company's Electronics Laboratory.



VASIL UZUNOGLU

The Synchronous Oscillator(SO), shown in Figure 1, is a unique synchronization and tracking network, a superior amplifier and filter for RF, FM, FSK signals, as well as a divider (if necessary), without any limitation in frequency and/or input waveform. The SO performs the above functions directly by the signal itself, in a single process and with a minimum amount of energy (usually less than 1 mW). The gain-frequency characteristics of a typical SO with various input signal levels, is shown in Figure 2. Note that the gain is inversely proportional to the input signal level.

The SO is considered superior to any other network because of the following reasons:

1. The tracking range of the SO is very little dependent on its noise bandwidth, a property which does not exist in any other network. A SO can have few KHz noise bandwidth while enjoying over 1 MHz tracking range.
2. A SO can recover signals imbedded in high noise (S/N = -40 dB) and track them.
3. The inherent regeneration gain of the SO is inversely proportional to the input signal level. That is, when the input signal level tends to zero the regeneration gain goes to infinity, as shown in Figure 2.
4. The SO has a very high input signal sensitivity, better than -100 dBm, for the circuit shown in Figure 1. Obviously, this level can be further reduced.
5. The SO can be synchronized by an input signal which can be 1 million times less than its own energy. Likewise, a SO with lower energy imposes its frequency to one with higher energy, when loosely coupled.
6. Although the SO has a very narrow noise bandwidth it can acquire within few cycles. The acquisition time is a function of the tracking range.

Unlike linear networks the gain and phase characteristics are independent of each other. The gain curves are flat with abrupt and steep transition corners, while the phase remains linear and a function of the tank circuit properties.

Two main functional requirements provide the uniqueness, namely the high inherent regeneration gain and the low level input signal. Unlike the Injection-Locked Oscillator, the SO performs its functions under regeneration. The oscillations never cease. The noise bandwidth of the SO can be compared to the resolution bandwidth of a spectrum analyzer and the tracking range to the input data bandwidth spectrum.

The Coherent Phase-Locked Synchronous Oscillator (CPSO), shown in Figure 3, retains all the features of the SO, while providing coherency (zero phase error) throughout the tracking range. The gain and phase synchronization curves of a CPSO are shown in Figure 4 and they are compared to those of the SO. The CPSO eliminates also, the minor dependency of the tracking range to the noise bandwidth in a SO.

In the SO circuit shown in Figure 1, the oscillator operates class C, which implies that the oscillator transistor conducts only for a small fraction of the oscillator cycle, as a result of the periodic positive feedback signal, in the form of a time domain window, appearing at the base of the oscillator transistor, through the feedback capacitor  $C_1$ . The

The periodic positive feedback acts as a sampling network, at which time the oscillator transistor is forward biased and the input signal enters the oscillator. The periodic sampling, as a time domain window, and the input signal within the window, are shown in Figure 1. In this case the input frequency is lower than the natural frequency of the SO and within three cycles the input signal captures the oscillator frequency and synchronizes it, in which case the input frequency lies in the center of the window.

The highest noise rejection occurs during the passage of the input signal through the sampling network. Synchronization occurs during this time, while for the rest of the cycle, the oscillator transistor is not conducting and the noise is prevented from entering the oscillator. The SO acts in the same way when it is used also as filter or amplifier.

One of the means to realize a sampling filter is by use of tapped delay lines or a transversal filter. This form of a filter is based upon the sampling theory of bandlimited signals. Correlation gain is realized for a signal imbedded in high Gaussian white noise, since the signals at the individual taps add directly, whereas the noise adds rms-wise. The ratio  $R$  of the peak output signal to rms noise level can be expressed in terms of taps as

$$R = 10 \log N \quad \text{in dB}$$

According to expression (1) by mere sampling of the periodic input signal, the S/N ratio of the input signal can be improved by as much as 30 dB after 1000 samples.

After the passage of the input signal through the sampler the input signal filters out most of its noise and becomes part of the regeneration process. The input signal and the oscillator feedback waveform are multiplied at the base-emitter junction of the oscillator transistor to generate harmonics, as shown in Figure 5. In this case the input frequency is less than the natural frequency of the SO. The spectrum to the left is the input signal while those to the right are harmonics generated. The synchronization is accomplished by the input signal, as depicted in Figure 5c.

The noise equivalent block diagram of the SO is shown in Figure 6. It is first of its kind which exist in a single network structure and operating regeneratively. It consists of a sampling network (a time domain filter, an oscillating amplifier and a high-Q active tank circuit (a frequency domain filter), in the feedforward path and a capacitor  $C_1$ , in the feedback path. The sampling network in connection with the input capacitance of the regenerative amplifier, form a convolver, which is an optimum filter on its own.

In classical techniques, for amplification and/or filtering, the output waveform and phase are fixed and have no effect on the output waveform and the phase. But, they determine the amount of noise rejection, the tracking range and the amount of amplification. Although the tracking range and the noise rejection performances are results of non-linear performances the phase follows a linear trend, which is connected with the tank circuit characteristics. It is obvious that the tracking range with respect to the phase does not follow the rules of the linear network theory.

The noise associated with the input signal is filtered, for the second time, by the tank circuit. The high Q tank circuit is also responsible for

the independency of the tracking range to its noise bandwidth. The oscillator through its high Q network sees only the instantaneous input frequency and its immediate surrounding frequencies and not the data bandwidth, while the sampler is open to the entire data bandwidth. This is one of the most important properties of a SO. It does not exist in any other network.

The operation of the SO as an optimum tracking network, a superior filter and amplifier is attributed to the limiting and stabilizing forces within the oscillator.

The oscillator would destroy itself by the continuously increasing amplitude of oscillations due to the positive feedback. There are two inherent forces which prevent the destruction. The first one is the sampling process, which allows the positive feedback to act on the input for a small fraction of the cycle. For the rest of the cycle the oscillator transistor is not conducting and no feedback signal can enter the oscillator. The second force is the inherent stabilization force. For any reason, when the output amplitude of the oscillator increases the transconductance decreases in the same amount to make

$$g_m \times V_o = \text{Constant}$$

The superior properties of an oscillator were overlooked for many years. One possible explanation lies in the fact that all analyses performed since 1930 and experiments completed were based on Injection-Locked Oscillators, which used exclusively, vacuum tubes. Vacuum tubes had very low transconductances, usually 30-35 mmhos and required high injection signals to generate synchronization. High input signals disturbed the stability of oscillators and the oscillations ceased. This is why the gain-frequency curves of the Injection-Locked Oscillators resemble those of tuned amplifiers.

The SO and the CPSO are being used in the following areas:

1. Clock and Carrier Recovery Networks at all bit rates and frequencies.
2. In Optical Transmission and Regeneration Networks.
3. In Spread Spectrum Communication Networks.
4. For signals with high noise and wideband data spectrum.
5. As dividers at Gbit rate.
6. As Optimum Receivers.

A CPSO used for Coherent Carrier Recovery Network is shown in Figure 7.

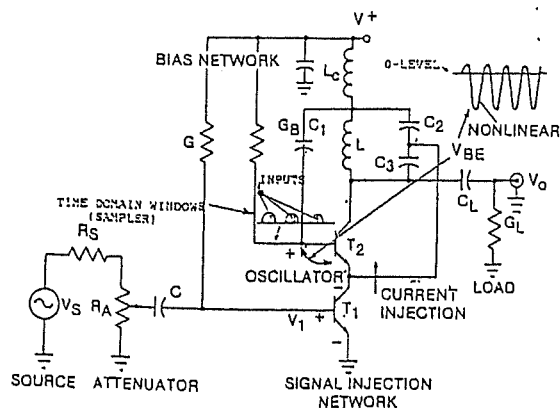


Fig.1.SO CIRCUIT DIAGRAM

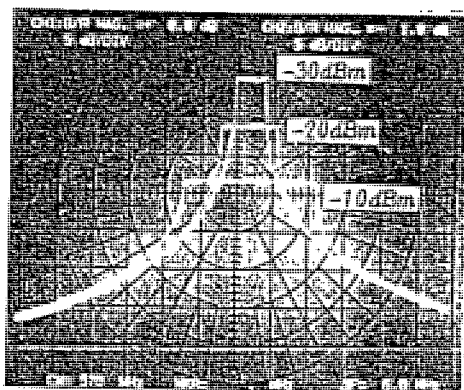
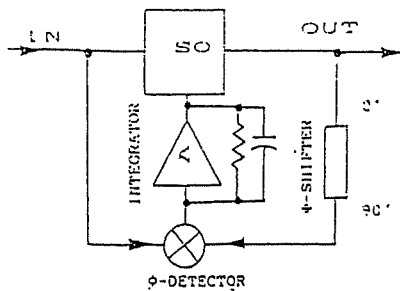


Fig.2.GAIN-FREQUENCY CURVES OF SO



COHERENT PHASE-LOCKED SO

Fig.3.CPSO BLOCK DIAGRAM

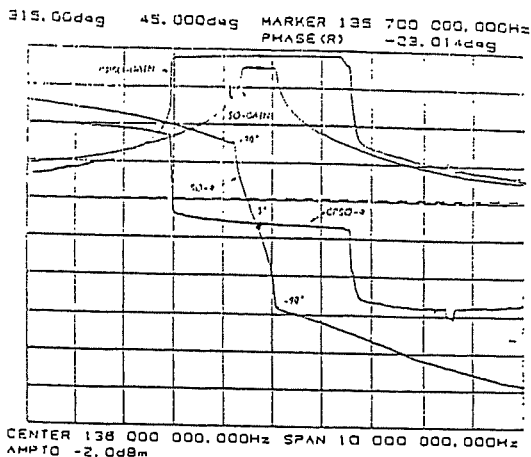
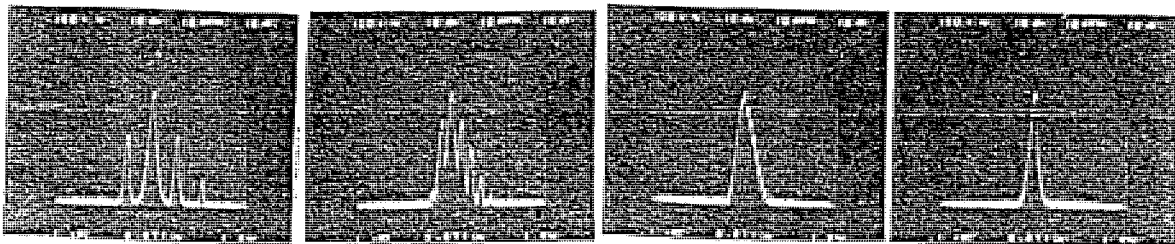
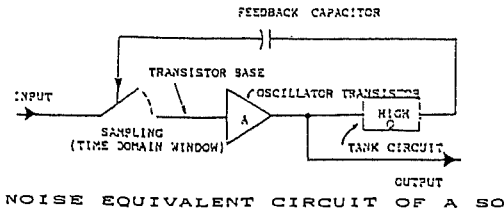


Fig.4.GAIN, PHASE CURVES OF SO-CPSO



a. b. c. d.

Fig.5.ACQUISITION OF A SO



NOISE EQUIVALENT CIRCUIT OF A SO

Fig.5.NOISE EQUIVALENT CIRCUIT OF SO

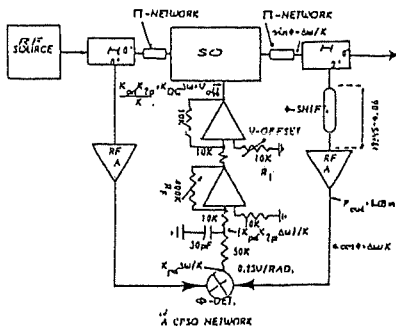


Fig.6.DESIGN OF A CPSO

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

## MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**BFX89**  
**BFY90**

### The RF Line

#### NPN SILICON HIGH-FREQUENCY TRANSISTORS

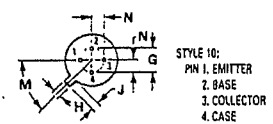
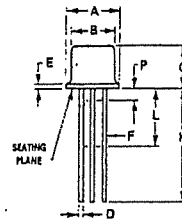
... designed for VHF and UHF applications where high-gain, low-noise and good intermodulation characteristics are required. Particularly suited for wideband MATV amplifiers.

- High Current-Gain — Bandwidth Product —  $f_T$   
1.2 GHz (Min) @  $I_C = 25$  mA — BFX89  
1.3 GHz (Min) @  $I_C = 25$  mA — BFY90
- Low Noise Figure — NF  
6.5 dB (Max) @  $f = 500$  MHz — BFX89  
5.0 dB (Max) @  $f = 500$  MHz — BFY90
- High Power Gain —  $G_{ps}$   
19 dB (Min) @  $f = 200$  MHz — BFX89  
21 dB (Typ) @  $f = 200$  MHz — BFY90
- JEDEC Equivalents — 2N6304, 2N6305

$f_T = 2.0$  GHz @ 10 mA

**HIGH FREQUENCY  
TRANSISTORS**

NPN SILICON



NOTE: ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH TO-72 OUTLINE SHALL APPLY.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.84	0.209	0.230
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	—	0.76	—	0.030
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC	—	0.100 BSC	—
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.22	0.028	0.048
K	12.70	—	0.500	—
L	6.15	—	0.250	—
M	45° BSC	—	45° BSC	—
N	1.27 BSC	—	0.050 BSC	—
P	—	1.27	—	0.050

CASE 20-03  
TO-206AF  
(TO-72)

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	15	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	2.5	Vdc
Collector-Current — Continuous	$I_C$	50	mA <sub>dc</sub>
Total Continuous Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	200 1.14	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$



# BFX89, BFY90

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 10 mA <sub>dc</sub> , I <sub>B</sub> = 0)	V <sub>(BR)CEO</sub>	15	—	—	V <sub>dc</sub>
Collector Cutoff Current (V <sub>CB</sub> = 15 V <sub>dc</sub> , I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>CBO</sub>	—	—	10	nA <sub>dc</sub>
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 2.0 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1.0 V <sub>dc</sub> ) (I <sub>C</sub> = 25 mA <sub>dc</sub> , V <sub>CE</sub> = 1.0 V <sub>dc</sub> )	h <sub>FE</sub>	25 20	— —	150 125	—
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>					
Collector-Base Capacitance (1) (V <sub>CB</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	BFX89 BFY90 C <sub>cbo</sub>	— —	0.85 0.85	1.7 1.5	pF
Emitter-Base Capacitance (V <sub>EB</sub> = 0.5 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	BFY90 C <sub>ibo</sub>	—	—	2.0	pF
Current-Gain-Bandwidth Product (2) (I <sub>C</sub> = 2.0 mA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V <sub>dc</sub> , f = 500 MHz)	BFX89 BFY90 f <sub>T</sub>	— 1.0	1.0 —	— —	GHz
(I <sub>C</sub> = 25 mA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V <sub>dc</sub> , f = 500 MHz)	BFX89 BFY90	1.2 1.3	1.7 —	— —	
<b>FUNCTIONAL TEST</b>					
Common-Emitter Amplifier Power Gain (2) (V <sub>CE</sub> = 10 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 8.0 mA, f = 200 MHz)	BFX89 BFY90 G <sub>pe</sub>	19 —	— 21	— —	dB
Spot Noise Figure (R <sub>S</sub> = Optimum) (2) (V <sub>CE</sub> = 5.0 V <sub>dc</sub> , I <sub>C</sub> = 2.0 mA, f = 500 MHz)	BFX89 BFY90 NF	— —	2.5 2.5	6.5 5.0	dB

Notes 1. Pin 4 is not grounded.

2. Pin 4 is grounded.

3. G<sub>U</sub>(max) is calculated from the S-Parameters using the equation  $G_U(\max) = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_1|^2)(1-|S_{22}|^2)}$

FIGURE 1 — POWER GAIN versus FREQUENCY

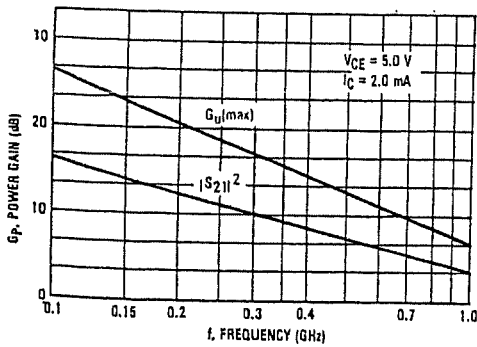
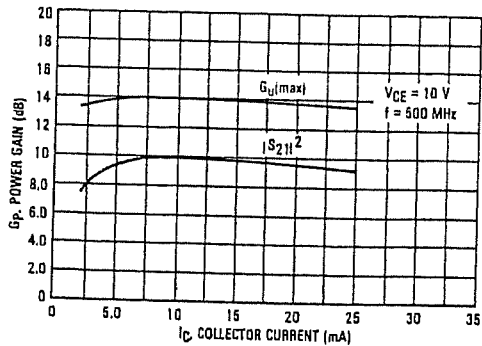


FIGURE 2 — POWER GAIN versus COLLECTOR CURRENT



# BFX89, BFY90

2

FIGURE 3 — NOISE FIGURE versus FREQUENCY

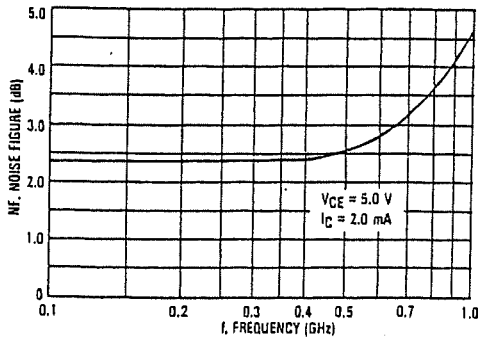


FIGURE 4 — NOISE FIGURE versus COLLECTOR CURRENT

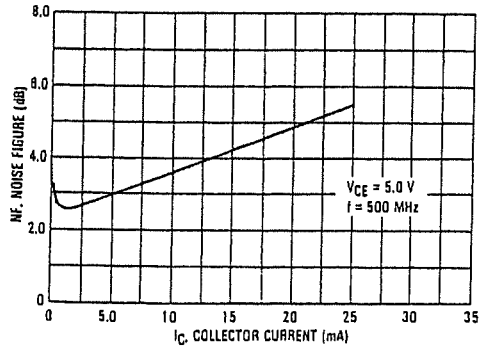


FIGURE 5 — CURRENT GAIN-BANDWIDTH PRODUCT versus COLLECTOR CURRENT

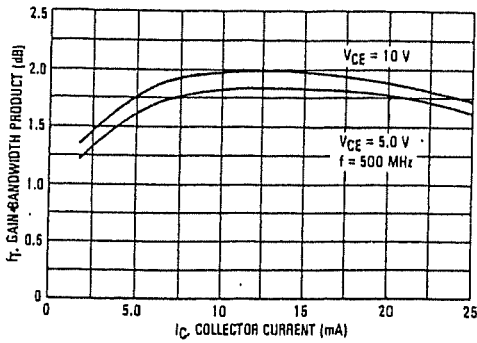


FIGURE 6 — OUTPUT CAPACITANCE versus VOLTAGE

