ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Σελίδα

Κυκλώματα DC Πόλωσης – Μη Γραμμική Λειτουργία

- Σκοπός του Κυκλώματος DC-Πόλωσης 5- 1
- Λειτουργία Μικρού και Μεγάλου Σήματος 5- 3
- Σημείο Λειτουργίας – Τάξεις Ενισχυτών 5- 4
- Παθητικά Κυκλώματα Πολωτή FET BJT BJT 5- 5
- Παθητικά Κυκλώματα Πολωτή BJT 5- 9
- Ενεργά Κυκλώματα Πολωτή BJT 5-10
- Μη Γραμμική Συμπεριφορά Ενισχυτών 5-11
- Προϊόντα Ενδοδιαμόρφωσης 5-12
- Σημεία Τομής $2^{ας}$ και $3^{ης}$ Τάξης 5-15

Κυκλώματα d.c. Πόλωσης

Σκοποί:

- Θέτουν - καθορίζουν το d.c. σημείο λειτουργίας (ηρεμίας) του τρανζίστορ.
- Να σταθεροποιεί το σημείο λειτουργίας αντιστάθμιζοντας τυχόν μεταβολές στη θερμοκρασία ή στις παραμέτρους του τρανζίστορ. (Συνήθως με κατάλληλη ανάδραση).
- Πρέπει επίσης να απομονώνουν το d.c. από το a.c. (rf) κύκλωμα

Η επιλογή του σημείου λειτουργίας εξαρτάται από:

1. Τον τύπο της εφαρμογής: ενισχυτής χαμηλού-θορύβου (LNA), υψηλού-κέρδους, υψηλής-ισχύος (HPA).
2. Την τάξη λειτουργίας του ενισχυτή: τάξη-A, τάξη-AB, τάξη-B, τάξη-C
3. Τον τύπου του τρανζίστορ: Διπολικό ή FET

Πόλωση Τρανζίστορ FET (Liao σελ. 126-127)

- Εφαρμόζεται αρνητική d.c. τάση πόλωσης μεταξύ πύλης-πηγής $V_{gs}<0$ δηλαδή η πύλη να είναι σε αρνητικώτερο δυναμικό ως προς την πηγή, $V_p < V_{gs} < 0$, όπου V_{gs} = τάση στραγγαλισμού (pinch-off)
- Εφαρμόζεται θετική τάση μεταξύ απαγωγού-πηγής $V_{DS} > 0$

Προσοχή! Για να αποφευχθεί η καταστροφή του FET (MESFET) κατά την έναρξη της λειτουργίας του πρέπει πρώτα να εφαρμοσθεί αρνητική τάση στην πύλη και μετά να εφαρμοσθεί η θετική τάση στον απαγωγό.

→ Αν χρησιμοποιούνται δύο πηγές πρέπει πρώτα να τεθεί σε λειτουργία η $V_{gs}<0$ και μετά η $V_{ds}>0$.

→ Είναι προτιμότερο να προστίθεται στις δύο τροφοδοσίες:

- Κύκλωμα με μεγάλη σταθερά χρόνου στην V_{ds}
- —"— —"— μικρή —"— —"— στην V_{gs}

Σταθερά χρόνου: Πυκνωτής $\tau = RC$ Πηνίο $\tau = L/R$

→ Εάν η πηγή (S) του FET συνδέεται κατευθείαν στη γείωση, τότε η αντεπαγωγή στον ακροδέκτη αυτό πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη ⟹ χαμηλός θόρυβος, υψηλότερο κέρδος και ισχύς για f_{SS}

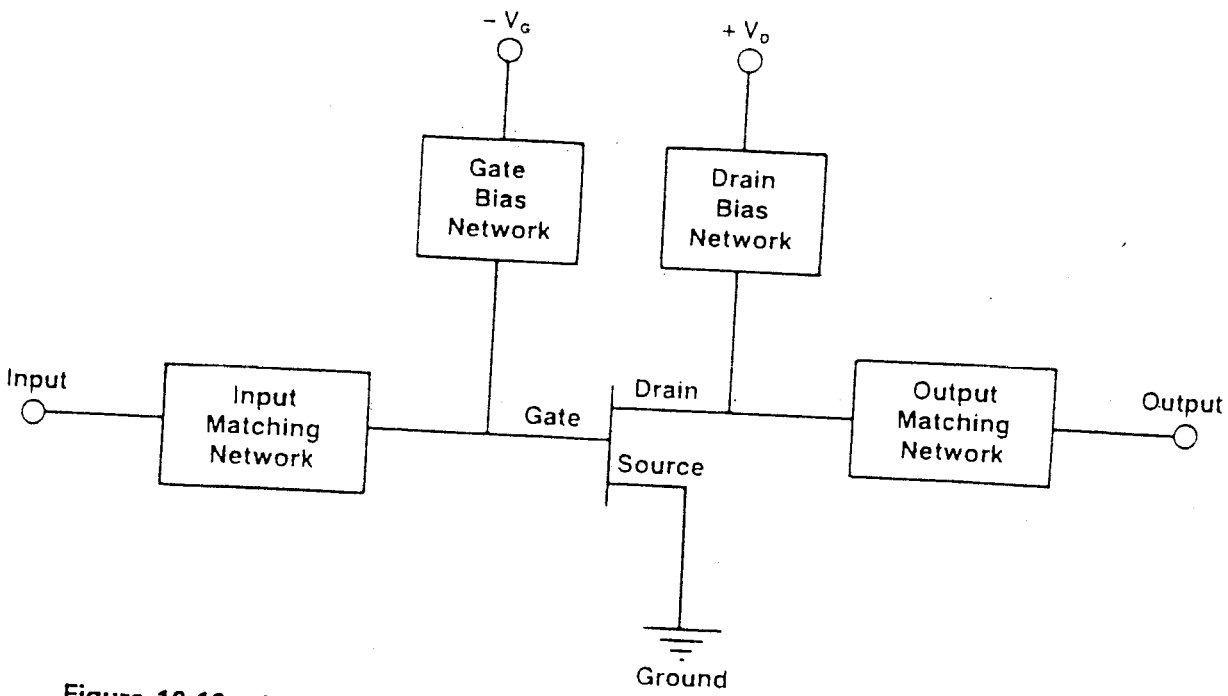


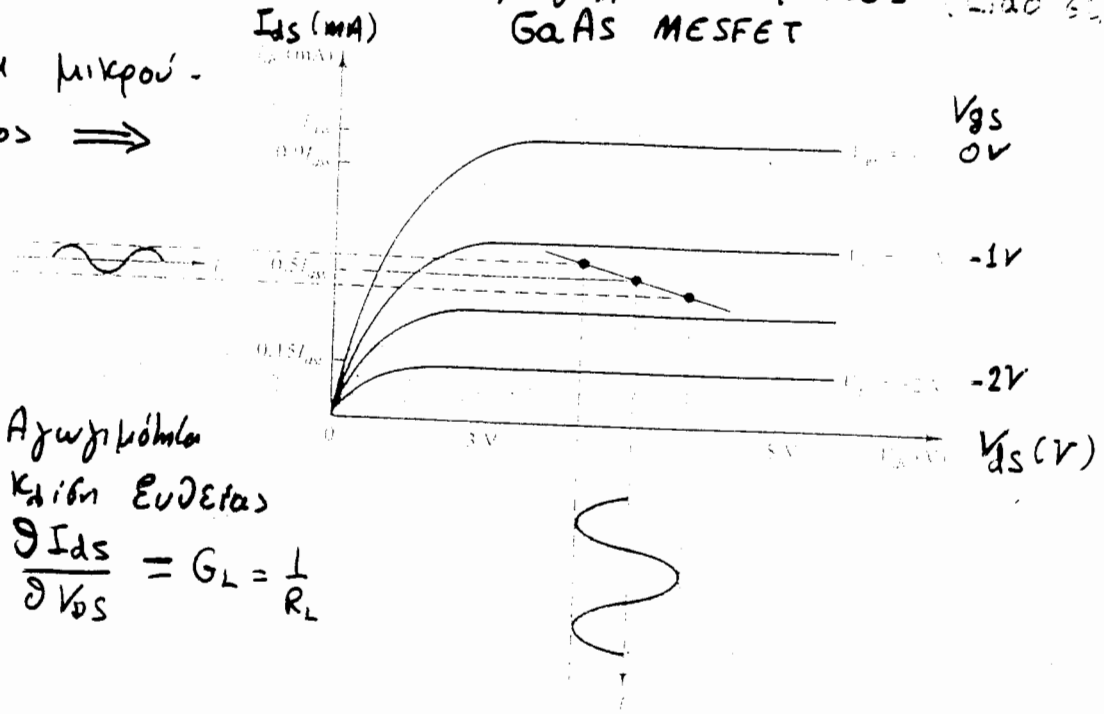
Figure 10.10 A single-stage common-source MESFET amplifier block diagram.

Bhartia

Λειτουργία μικρού- και μεγάλου- σήματος (Liao σελ. 123)

GaAs MESFET

Λειτουργία μικρού-σήματος ⟹



Βέλτιστη Αγωγιμότητα φορτίου = κλίση ευθείας φόρτου = $\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{DS}} = G_L = \frac{1}{R_L}$

Figure 4-0-1. Small-signal operation of microwave amplifier.

Λειτουργία μεγάλου-σήματος ⟹

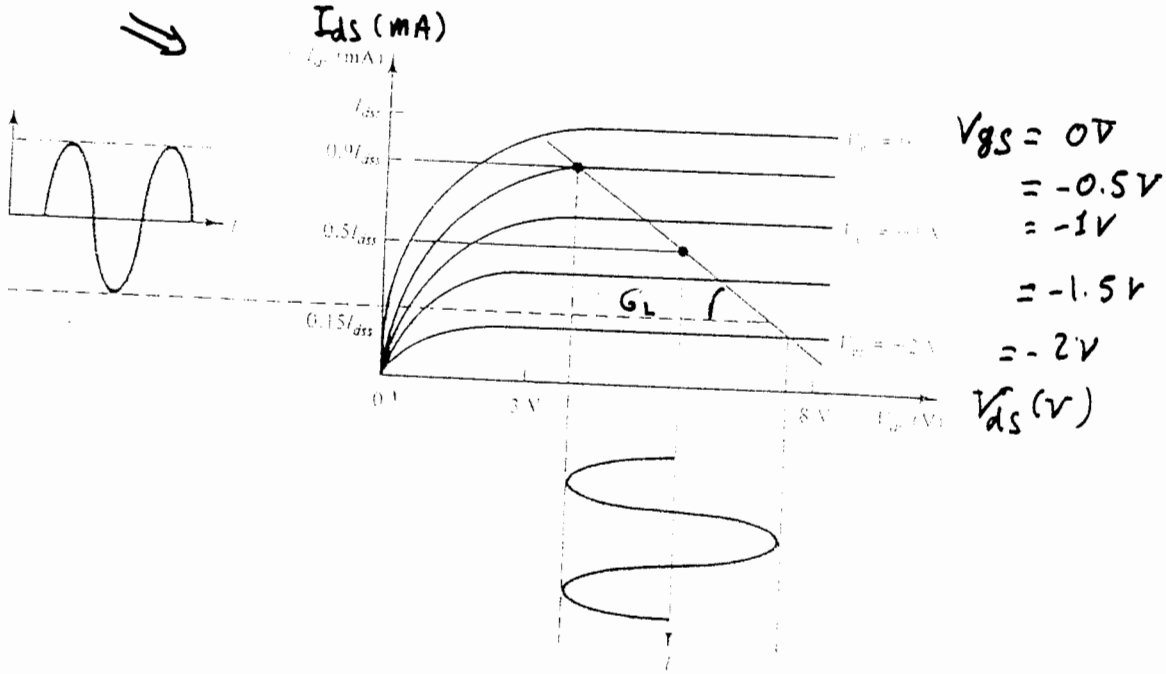


Figure 4-0-2. Large-signal operation of microwave amplifier. (Liao σελ. 123

Μεγάλο σήμα εισόδου ⟹ Η τάση V_{gs} εισέρχεται στη μη-γραμμική περιοχή οπότε και το ρεύμα εξόδου τείνει να φθάσει στην μέγιστη τιμή του (I_{DSS}): ⟹ Αύξηση της P_{out} → ισχύς εξόδου $P_{out} = I_{ds}^2 R_L = I_{ds}^2 / G_L$ ⟹ μείωση της G_L

Αύξηση της ισχύος εξόδου ↔ μείωση της G_L ↔ ~~Αύξηση~~ μείωση της κλίσης φορτίου

I_{DSS} = ρεύμα κορεσμού για $V_{gs} = 0$ V.

Επιλογή Σημείου Λειτουργίας (Liao σελ. 125)

Το ασφαλές σημείο λειτουργίας ενός GaAs FET ορίζεται από:

- Μέγιστη τάση απαγωγού - πηγής $V_{DS,max}$
- Μέγιστο ρεύμα απαγωγού - πηγής $I_{DS,max} = I_{DSS}$
- Μέγιστη ισχύς σήματος εισόδου → εφαρμόζεται στην αύξηση
- Μέγιστη κατανάλωση ισχύος στη μέγιστη θερμοκρασία επαφής 175°C

GaAs - FET, $I_{DSS} = 80$ mA, $f = 2$ έως 20 GHz

Εφαρμογή Ενισχυτή	Τάση V_{DS} (V)	Ρεύμα I_{DS}	I_{DS}/I_{DSS} (%)
Υψηλής ισχύος (HPA)	≥ 10 V	40 mA	50%
Υψηλού κέρδους	5 V	80 mA	≈ 90% ⇐
Χαμηλού θορύβου (LNA)	3.5 V	10 mA	≈ 15% ⇐
Χαμηλής παραμόρφωσης	≥ 10 V	40 mA	50%
Ενισχυτής τάξης - B	≥ 8 V	∅	~ 30%

Τιμές ασφαλείας → Συνήθης επιλογή →

Μικροκυματικά Διπολικά Τρανζίστορ Πυριτίου ($f \leq 3$ GHz)

Το ασφαλές σημείο λειτουργίας ενός μικροκυματικού BJT ορίζεται από τους εξής παράγοντες:

- Μέγιστη τάση συλλέκτη - εκπομπού $V_{CE,max}$
- Μέγιστο ρεύμα -"- -"- $I_{CE,max}$
- Secondary breakdown
- Μέγιστη κατανάλωση ισχύος στη μέγιστη θερμοκρασία επαφής 200°C

Εφαρμογή Ενισχυτή	Τάση V_{CE} (V)	Ρεύμα I_{CE}
Υψηλής ισχύος (HPA)	20 V	25 mA
Υψηλού κέρδους	10 V	10 mA
Χαμηλού θορύβου (LNA)	10 V	3 mA
Χαμηλής παραμόρφωσης	≥ 20 V	25 mA
Ενισχυτής τάξης B	≥ 20 V	∅
Ενισχυτής τάξης C	≥ 28 V	∅

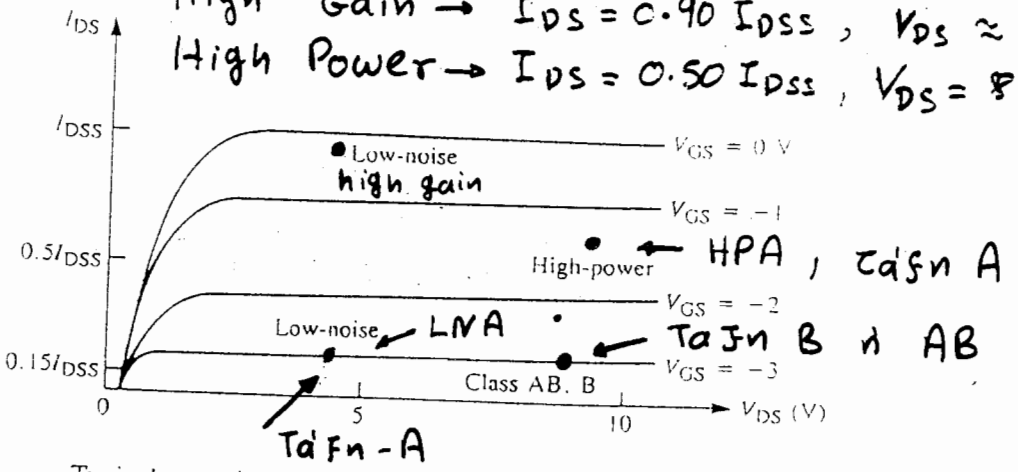
Τιμές ασφαλείας →

Επιλογή σημείου πόλωσης - πρόκλισης (Pozar σελ. 632) (Ha σελ. 71)

LNA → $I_{DS} = 0.15\, I_{DSS}$, $V_{DS} \approx 3\,V$

High Gain → $I_{DS} = 0.90\, I_{DSS}$, $V_{DS} \approx 3\,V$

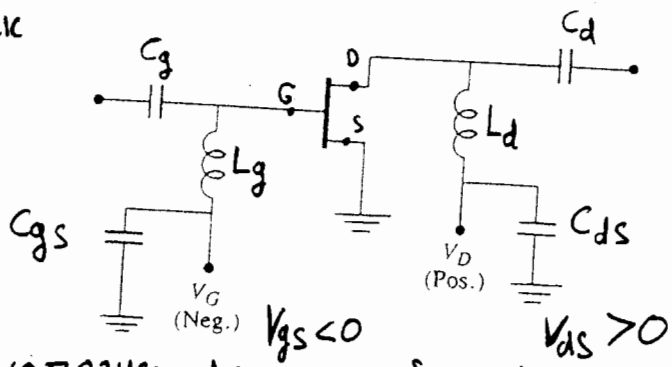
High Power → $I_{DS} = 0.50\, I_{DSS}$, $V_{DS} = 8$ έως $10\,V$



Typical operating points for a GaAs FET.

Πόλωση με διπολικό (bipolar) d.c. τροφοδοτικό

C_g, C_d = dc-block



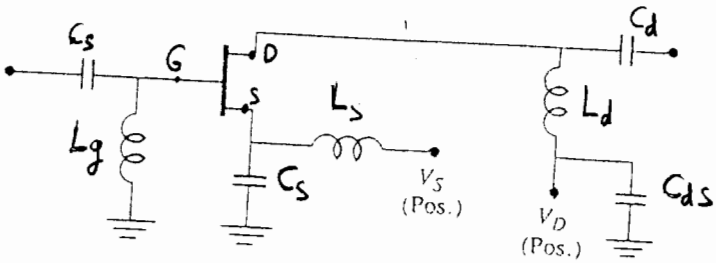
Στατ. χρόνα

$\tau_{gs} < \tau_{ds}$

$\tau = RC$

$C_{gs} < C_{ds}$

Πόλωση με μονοπολικό d.c. τροφοδοτικό



Πρώτα εφαρμόζεται η V_S και μετά η V_D.

(b)

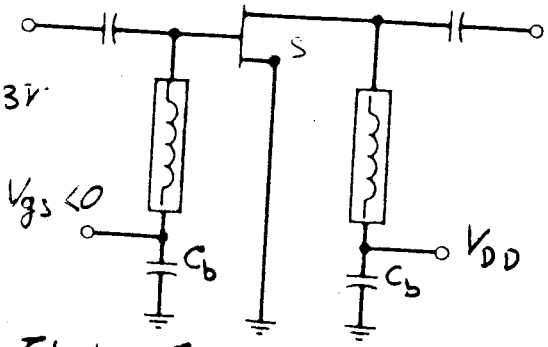
FET biasing circuits. (a) Using a bipolar supply. (b) Using a single-polarity supply.

(Pozar σελ. 632-633) + (Liao σελ. 127)

- Οι πυκνωτές παράκαμψης στην πηγή (S) πρέπει να είναι πολύ καλής ποιότητας (μικρές απώλειες). Οποιαδήποτε αντίσταση (ή αντεπαγωγή) στην πηγή προκαλεί μείωση του δείκτη θορύβου

Κυκλώματα πόλωσης (Liao σελ. 126-127, Bhartia σελ. 500-501)

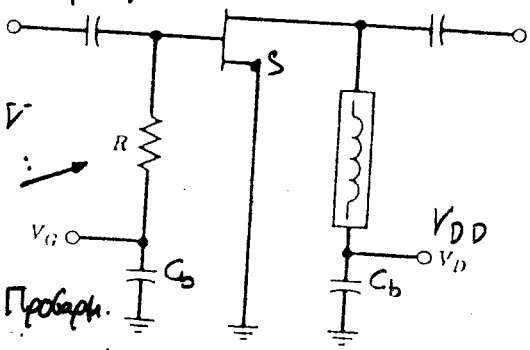
1) Διπολικό d.c. τροφοδοτικό



$V_D = 3\,V$
$V_G = -1\,V$

- Τυπικές τάσεις $V_{gs} = -1V$, $V_{ds} = 3V$
- Χαρακτηριστικά: χαμηλού δορύβου, υψηλού κέρδους, υψηλής ισχύος και υψηλής απόδοσης.
- Το κύκλωμα πόλωσης αποτελεί τμήμα του κυκλώματος προσαρμογής
- Είναι σχετικά ανεύθυτο ως προς τρεύμα πόλωσης

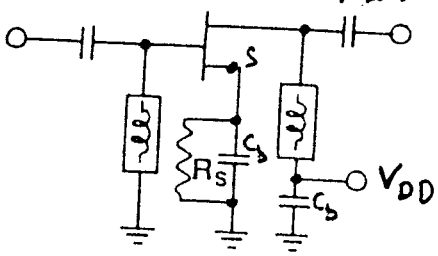
2)



$V_D = 3\,V$
$V_G = -1\,V$

- Τυπικές τάσεις $V_G = -1V$, $V_D = 3V$
- Χαρακτηριστικά: Σχετικά χαμηλού δορύβου, υψηλού κέρδους, ισχύος, απόδοσης
- Το κύκλωμα πόλωσης αποτελεί μέρος του προσαρμ.
- Μεγάλη τιμή του R ⟹ υψηλότερη απομόνωση πύλης και τροφοδοσίας
- Ανεπηρεάστα από μεταβολές του ρεύματος πύλης

(c)



$V_D = 4\,V$, $I_{DS}R_S = 1\,V$ } τυπικές τιμές

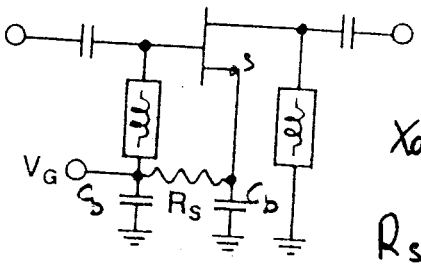
Χαρακτηριστικά: Σχετικά χαμηλού δορύβου, υψηλού κέρδους, μέσης ισχύος, χαμηλ. αποδ.

R_S → αυτόματη προστασία από μεταβατικές τάσεις κ. ρεύματος

Μονοπολικό dc τροφοδοτικό

- Ευαίσθητο στις μεταβολές του I_{ds}

(d)



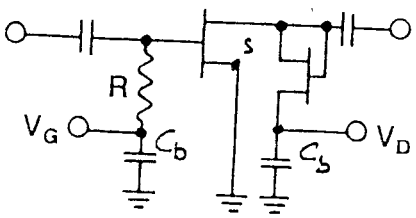
$V_G = -4\,V$, $I_{DS}R_S = 1\,V$ } τυπικές τιμές

Χαρακτηριστικά: Σχετικά χαμηλού δορύβου, υψηλού κέρδους, μέσης ισχύος, χαμηλής απόδοσης.

R_S → προστασία από μεταβατικές τάσεις κ. ρευμ.

- Ευαίσθητο στις μεταβολές του I_{ds}

(e)



$V_D = 5\,V$, $V_G = -1\,V$ } τυπικές τιμές

Χαρακτηριστικά: μεγάλου δορύβου, υψηλού κέρδους, μεγάλης ισχύος, χαμηλής απόδοσης.

Bhartia

- Ευρείας ζώνης στις χαμηλές συχνότητες
- Ευαίσθητο στο ρεύμα I_{ds}

Κατασκευαστικά Στοιχεία Κυκλωμάτων Πόλωσης. (Liao σελ. 128)

1. Όλες οι αντεπαγωγές δρούν σαν "Αποπνικτικά πηνία" RFC, rf-choke : κατασκευάζονται σαν 2 ή 3 σπείρες γαλβανισμένου χάλκινου σύρματος no. 36 με διάμετρο 0.1 ίντσες (πυρήνας αέρα)
2. Πυκνωτές παράκαμψης πηγής (bypass) C_s ή C_b

Liao : $C_s = 0.01\,\mu F = 10\,nF$; Χρειάζονται τόσο υψηλές τιμές μόνο για τις χαμηλές μικροκ. συχνότ.

Bhartia σελ. 502 : $C_s = 50\,pF$; Είναι ικανοποιητικό μαλλον για υψηλές μικροκυμ. συχνότ.

$C_s = 100\,pF$ Προτιμότερη για μεγαλύτερες μικροκυμ. συχνότητες.

Σε κάθε περίπτωση να έχει ονομαστική τάση 100 V

3. Πυκνωτές d.C. - μπλοκ → ίδιοι όπως και οι παράκαμψης.
4. Ωμική αντίσταση πηγής R_s : Επιλέγεται η ρυθμίζεται έτσι ώστε να δίνει το κατάλληλο ρεύμα I_{ds} που αντιστοιχεί στο σημείο ηρεμίας που έχει επιλεγεί :

Σημείο ηρεμίας (I_{ds}, V_{ds}) →

→ dC ισοδύναμο κύκλωμα → υπολογισμός της R_s

π.χ. (C) → $V_{DD} = V_{DS} + I_{ds} R_s$ → $R_s = (V_{DD} - V_{DS}) / I_{ds}$

Ενισχυτές ισχύος: (HPA)

- Το ρεύμα I_{ds} είναι μεγάλο $I_{ds} > 500\,mA$
  → Είναι προτιμότερη η dc πηγή τροφοδοσίας διπλής πολικότητας. Πρώτα εφαρμόζεται η $V_g < 0$ και μετά η $V_d > 0$, αλλιώς ο ενισχυτής μπορεί να οδηγηθεί στον κορεσμό και το ρεύμα I_{dss} μπορεί να καψει το τρανζίστορ.

Αντίσταση πηγής R_s

(+) → Προσφέρει προστασία ως προς τα μεταβατικά φαινόμενα

(−) → α) Προκαλεί μείωση της απόδοσης αφού ένας μέρος της ισχύος τροφοδοσίας ($I_{DS}^2 R_s$) καταναλώνεται σ' αυτήν

(−) → β) Χειροτερεύει το δείκτη θορύβου ↔ ακατάλληλη για LNA

Μικροκυματικά Διπολικά Τρανζίστορ Πυριτίου (Si-BJT)
(Ηα. σελ. 73-)

- Συχνότητες $f > 4\,GHz$ κυριαρχούν τα GaAs-FET αφού παρουσιάζουν χαμηλότερο δείκτη θορύβου, υψηλότερο κέρδος, υψηλότερη ισχύ.
- Συχνότητες $f < 4\,GHz$ χρησιμοποιούνται κυρίως διπολικά τρανζίστορ πυριτίου (Si-BJT)

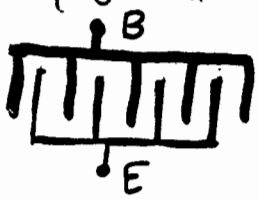
Μικροκυματικά Si-BJT:

- Όλα τα μικροκυματικά Si-BJT είναι τύπου n-p-n και κατασκευάζονται με "Κατά Επίπεδα - Επιταξιακή διαδικασία"
- Απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στα κατασκευαστικά στοιχεία αν περιορίζουν την υψηλότερη συχνότητα λειτουργίας f_{max}

$f_{max} \propto 1/(\text{Επιφάνεια εκπομπού})$, $1/(\text{απόσταση εκπομπού-βάσης})$

→ άρα ιδιαίτερη προσοχή → πλάτος εκπομπού, απόσταση των επαφών εκπομπού-βάσης και στην επιφάνεια του συλλέκτη.

- Η οριζοντία τομή δείχνει τις επαφές εκπομπού βάσης να έχουν την μορφή επικαλυπτόμενων δακτύλων (interdigitated).



→ Μέγιστο κέρδος για λειτουργία μικρού σήματος (διαδέσμης ισχύος) GaAs-FET και Si-BJT $G_{a,max} \approx \left(\frac{f_{max}}{f}\right)^2$

Επομένως το κέρδος (Ga) μειώνεται κατά 6 dB/οκτάβα με την συχνότητα

Μία οκτάβα: $f \to 2f$ τότε $G_a \to G_a/4 \Rightarrow G_a(dB) - 6\,dB$

Θόρυβος Διπολικών Τρανζίστορ

- Ο δείκτης θορύβου είναι χειρότερος (μεγαλύτερος) στα Si-BJT από αυτά των GaAs FET $(F_n)_{Si-BJT} > (F_n)_{Si-BJT}$ για $f \gtrsim 2\,GHz$
- Ο θόρυβος στα BJT είναι κυρίως θερμικός και οφείλεται κυρίως στην ωμική αντίσταση του υποστρώματος

Κυκλώματα Πόλωσης Μικροκυματικών Si-BJT

(Ηα, Φεβ. 78)

• Το κύκλωμα πόλωσης πρέπει να μπορεί να διατηρεί το σημείο ηρεμίας σταθερό αντισταθμίζοντας τις επιδράσεις των μεταβολών της θερμοκρασίας

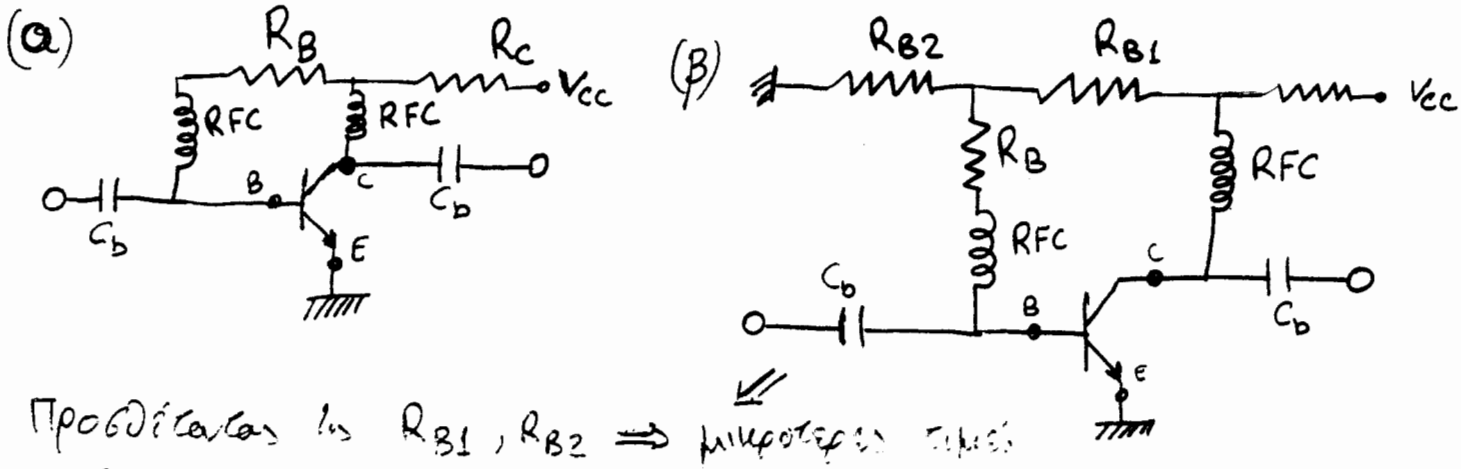
Παράμετροι BJT ευαίσθητες στις μεταβολές της θερμοκρασίας

1) $V_{B'E}$ τάση στα άκρα της κορυφτικότητας επαφής B-E: $V_{B'E}(\theta+\Delta\theta) = V_{B'E}(\theta)\cdot[1+a\cdot\Delta\theta]$ με συντελεστή θερμοκρασίας $-2\,mV/^oC$

2) I_{CBO} ρεύμα διαρροής που ρέει μέσα από την ανάστροφα πολωμένη επαφή p-n $I_{CBO} \propto \Delta\theta$, αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση της θερμοκρασίας.

3) β το d.c. κέρδος ρεύματος, αυξάνει με την αύξηση της θερμοκρασίας με ρυθμό 5%/°C ↔ προκαλεί αντίστοιχη αύξηση στο ρεύμα συλλέκτη

Παθητικά Κυκλώματα πόλωσης Si-BJT



Προσθέτοντας τις R_{B1}, R_{B2} ⇒ μικρότερες τιμές αντιστάσεων που είναι πιο κατάλληλες για τα υβριδικά κυκλώματα

• Τα κυκλώματα αυτά αντισταθμίζουν τις επιδράσεις της θερμοκρασίας. πχ. αύξηση του $\beta\nearrow$ τότε αύξηση του $I_{CE}\nearrow$ αύτο προκαλεί μεγαλύτερη πτώση τάσης στην R_C ⇒ μικρότερη πτώση τάσης στην R_B ⇒ μικρότερο ρεύμα $I_B\searrow$ ⇒ μείωση του $I_{CE}\searrow$: Αντιστάθμιση της αύξησης του

Παράδειγμα Σχήμα (α) ⇒ dc ισοδύναμο: πηγία → βραχυκ. πυκνωτές → ανοικτοκ.

Δεδομένα: Σημείο ηρεμίας $V_{CE}=5V$, $I_{CE}=5\,mA$, Τροφοδοσία $V_{CC}=15V$

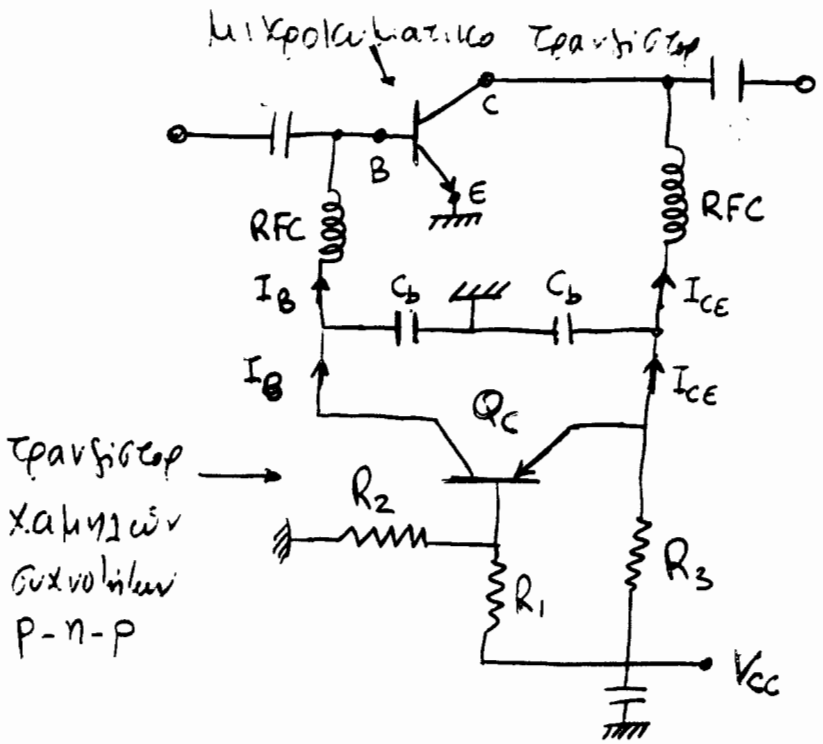
Λύση: Και: $V_{BE}=0.7\,V$, $\beta=50$ και υποθέτουμε $I_{CBO}=0$

Ρεύμα βάσης $I_B = I_C/\beta = 0.1\,mA$ αντίσταση βάσης $R_B=(V_{CE}-V_{BE})/I_B = 43\,K\Omega$ πολύ μεγάλη

αντίσταση συλλέκτη: $R_C=(V_{CC}-V_{CE})/I_{CE} = 2\,K\Omega$

Ενεργά Κυκλώματα Πόλωσης Si - BJT

(Ha, Gray 79-80)



Το ενεργό κύκλωμα πόλωσης είναι ουδετερικό. Ένας βρόχος ανάδρασης θα ανιχνεύει το ρεύμα I_{CE} του μικροκυματικού τρανζίστορ και ρυθμίζει το ρεύμα της βάσης του I_B ώστε το I_{CE} να μείνει σταθερό

- Ο διαιρέτης τάσης R_1, R_2 επιλέγεται έτσι ώστε να δίνει την επιθυμητή V_{CE} στο μικροκυματικό τρανζίστορ.
- Η αντίσταση R_3 καθορίζει το ρεύμα συλλέκτη I_{CE} του μικροκυματικού τρανζίστορ.
- Πυκνωτές C_b → πυκνωτές γf παράκαμψης.
- Λειτουργία • αύξηση I_{CE} ↑ ⇒ αύξηση της πτώσης τάσης στην R_3 ⇒ μείωση του ρεύματος εκπομπού του p-n-p τρανζίστορ Ελάχιστα Q_C, δηλαδή μείωση I_B ↘ ⇒ μείωση I_{CE} ↘
- Φθάνουμε στην μόνιμη κατάσταση (ισορροπία) όταν:

$$(I_{CE} + I_B)_{\text{μικροκυμ. τρανζ.}} = \text{ρεύμα μέσα από την } R_3$$

Εφαρμογές + Σύγκριση:

- Τα παθητικά κυκλώματα πόλωσης είναι φθηνά και δίνουν ικανοποιητική αντιστάθμιση θερμοκρασίας για μικρές ομως μεταβολές του d.c. ρεύματος πόλωσης, (ή μεταβολές του β)
- Για μεγάλες μεταβολές του d.c κέρδους β ή I_{CE} απαιτείται ενεργό κύκλωμα πόλωσης.
- Το ενεργό κύκλωμα πόλωσης δίνει καλύτερη σταθερότητα του σημείου ηρεμίας → προτιμότερο για εφαρμογές LNA και HPA

Μη - γραμμική συμπεριφορά Ενισχυτών: (Bhartia σελ. 496-)

- Σημείο συμπίεσης 1dB, P_{1dB}

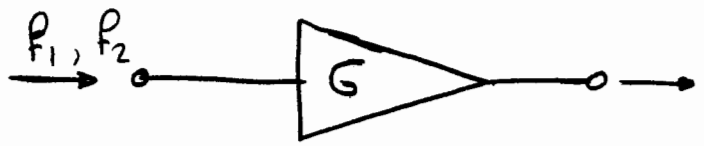
P_{1dB} = ισχύς εξόδου του ενισχυτή που αντιστοιχεί στο σημείο της χαρακτηριστικής (P_{out}, P_{in}) όπου το κέρδος μειώνεται κατα 1 dB ως προς την γραμμική απόκριση.

Συνήθως το κέρδος μειώνεται πολύ γρήγορα για ισχείς εξόδου πάνω απο την P_{1dB} και φθάνει σε πλήρη κορεσμό μεσα σε 3-4 dB (πάνω απο την P_{1dB})

Η P_{1dB} προσδιορίζεται με τη βοήθεια μετρήσεων.

- Προϊόντα Ενδοδιαμόρφωσης

- Εφαρμόζονται στην είσοδο του ενισχυτή (ταυτόχρονα) δύο (τόνοι) σήματα με κοντινες συχνότητες f_1, f_2 (όπου $f_2 - f_1 = 5$ μεχρι 10 MHz).
- Στην εξοδο του ενισχυτή εμφανίζονται τα σήματα f_1, f_2 καθως και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IM), Intermodulation products, στις συχνότητες $mf_1 + nf_2$



$mf_1 + nf_2$

$m, n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots$

$(m+n)$ = τάξη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

Η σχετική ένταση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης εξαρτάται από την μορφή της χαρακτηριστικής του ενισχυτή.

- Προϊόντα IM τρίτης τάξης $|m|+|n|=3$: $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$

Εχουν συχνότητες πολύ κοντα στους βασικούς τόνους f_1, f_2 και υπεριοχύουν των αρχων IM στα μεγαλία επίπεδα κορεσμού.

- Προϊόντα IM δευτέρας τάξης $f_2 - f_1$, $f_2 + f_1$

μπορεί να έχουν πολύ σημαντική επίδραση στους ενισχυτές ευρείας ζώνης (πολλών οκτάβων), οπου βρίσκονται μεσα στο εύρος ζώνης

Σημείο τομής 3ης τάξης (3rd order intercept point)

Ισχύς εξόδου που αντιστοιχεί στο σημείο τομής της επέκτασης του γραμμικού κέρδους με την επέκταση της ισχύος των IM 3ης τάξης

Ισχύς Προϊόντων Ενδοδιαμόρφωσης

Συναρτήσει της ισχύος εισόδου

Πλάτος Προϊόντων Ενδοδιαμόρφωσης:

Υποθέστε ότι το πλάτος των δυο τόνων f_1 και f_2 είναι ίδιο

$A = B$ $\qquad$ Πλάτος $IM_2 = A_{IM2} \propto A^2$

Πλάτος $IM_3 = A_{IM3} \propto A^3$

Ισχύς Προϊόντων Ενδοδιαμόρφωσης: IM

Ισχύς Εισόδου: $P_{in} \propto A^2$

Ισχύς $IM_2 = P_{IM2} \propto A^2_{IM2} \propto (A^2)^2$

Ισχύς $IM_3 = P_{IM3} \propto A^2_{IM3} \propto (A^3)^2$

$$\left.\begin{array}{l} P_{IM2} \propto P_{in}^2 \\ P_{IM3} \propto P_{in}^3 \end{array}\right.$$

Συσχέτιση ισχύος IM και ισχύος εισόδου σε dB

$P_{IM2} \propto P_{in}^2 \Longrightarrow P_{IM2}(dB) \propto 2 \cdot P_{in}(dB)$ → **Ευθεία dB/dB**

Δηλαδή η κλίση της γραμμικής παράστασης $(P_{IM2}^{(dB)}, P_{in}^{(dB)})$ θα είναι $(2\,dB)_{IM2}$ ανα $(1\,dB)_{in}$ → 2dB/dB

$P_{IM3} \propto P_{in}^3 \Longrightarrow P_{IM3}(dB) \propto 3 \cdot P_{in}(dB)$ → **Ευθεία dB/dB**

Δηλαδή η κλίση της γραμμικής παράστασης $(P_{IM3}^{(dB)}, P_{in}^{(dB)})$ θα είναι $(3\,dB)_{IM3}$ ανα $(1\,dB)_{in}$ → 3 dB/dB

Ισχύς Εξόδου βασικής Αρμονικής

$P_{out} \propto P_{in} \Longrightarrow$ Κλίση γραμμικής περιοχής $(1\,dB)_{out}/(dB)_{in}$

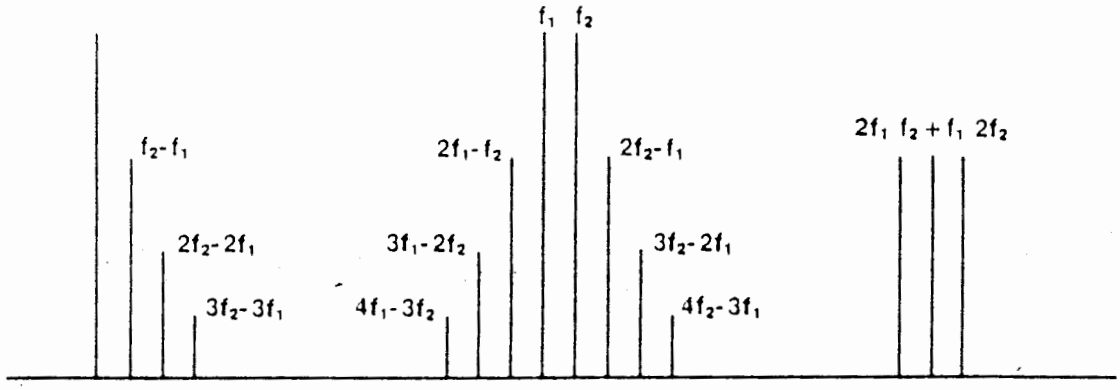


Figure 10.8 A schematic spectrum showing two signals at frequencies f_1 and f_2 and their intermodulation products.

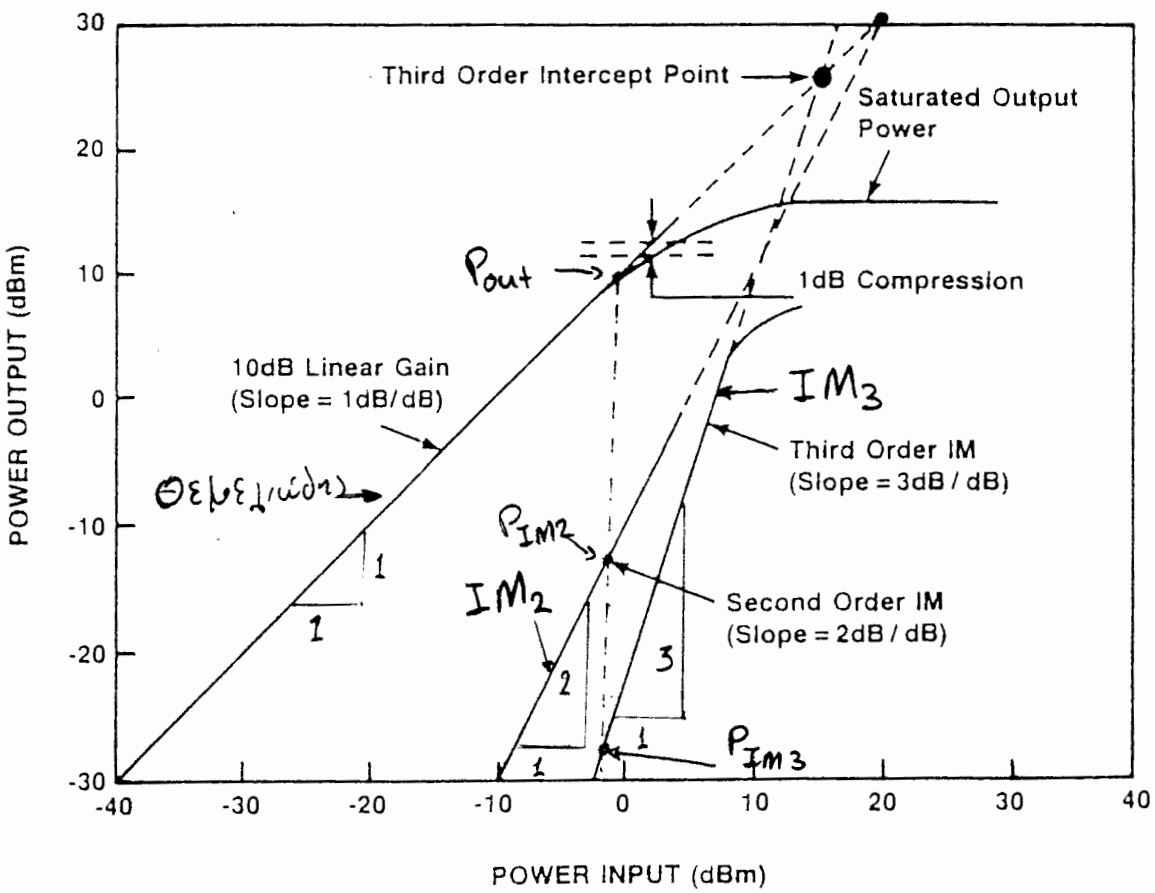


Figure 10.9 The variation of output power and intermodulation products with input power for a nonlinear amplifier.

Bhartin

Προσδιορισμός προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

• Έστω ότι εφαρμόζουμε δύο τόνους στην είσοδο f_1, f_2

Σήμα εισόδου: $X = A\cos(\omega_1 t) + B\cos(\omega_2 t)$

(Motorola rf - transistors, σελ. 19-21) + (Ha, σελ. 205)

Συνάρτηση μεταφοράς ενισχυτή: $f(X)$

Μπορεί γενικά να αναπτυχθεί σε σειρά Taylor, για τις περισσότερες περιπτώσεις μπορούμε να παραλείψουμε τους όρους τετάρτης (X^4) τάξης και των υψηλότερων τάξεων.

$$f(X) \approx K_1 X + K_2 X^2 + K_3 X^3$$

όπου K_1, K_2, K_3 σταθερές (κέρδος) για τους όρους 1ης, 2ας, 3ης τάξης

Αντικαθιστώντας την εκφραση του X στην $f(x)$ και με τις ταυτότητες:

$$(\alpha+\beta)^2 = \alpha^2 + 2\alpha\beta + \beta^2 \qquad (\alpha+\beta)^3 = \alpha^3 + 3\alpha^2\beta + 3\alpha\beta^2 + \beta^3$$

$$\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\omega t) \qquad \cos^3(\omega t) = \frac{3}{4}\cos(\omega t) + \frac{1}{4}\cos(3\omega t)$$

$$2\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) = \cos(\omega_1+\omega_2)t + \cos(\omega_1-\omega_2)t$$

$$3\cos^2(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) = \frac{3}{2}\cos\omega_2 t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_1+\omega_2)t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_1-\omega_2)t$$

$$3\cos(\omega_1 t)\cos^2(\omega_2 t) = \frac{3}{2}\cos\omega_1 t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_2+\omega_1)t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_2-\omega_1)t$$

Παίρνουμε για το σήμα εξόδου $Y = f(x)$

$$Y = f(x) = K_1\cdot\{A\cos(\omega_1 t) + B\cos(\omega_2 t)\}$$ Γραμμική ενίσχυση

$$+K_2\cdot\tfrac{1}{2}\cdot\{A^2\cos(2\omega_1 t) + B^2\cos(2\omega_2 t)\}$$ όροι 2ης αρμονικής

$IM_2 \Rightarrow$ $$+K_2 AB\{\cos(\omega_1+\omega_2)t + \cos(\omega_1-\omega_2)t\}$$ Όροι αθροισ. & διαφ. συχνοτ.

$$+K_2\cdot 1/2\cdot\{A^2 + B^2\}$$ d.C. όροι

$$+K_3\cdot 3/4\cdot\{A^3\cos(\omega_1 t) + B^3\cos(\omega_2 t)\}$$ όροι αυτοδιαμόρφωσης

$$+K_3\cdot 1/4\cdot\{A^3\cos(3\omega_1 t) + B^3\cos(3\omega_2 t)\}$$ Όροι 3ης αρμονικής

$$+K_3\cdot 3/2\cdot AB\cdot\{B\cos(\omega_1 t) + A\cos(\omega_2 t)\}$$ όροι αμοιβαίας διαμόρφωσης

IM_3 $$+K_3\cdot 3/4\cdot AB\{A\cos(2\omega_1+\omega_2)t + B\cos(2\omega_2+\omega_1)t + A\cos(2\omega_1-\omega_2)t + B\cos(2\omega_2-\omega_1)t\}$$ Όροι ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης

ΠΡΟΣΟΧΗ! αν $A=B \rightarrow IM_2 \propto A^2$ $\qquad IM_3 \propto A^3$

Εντοπισμός και χρήση των σημείων τομής 2ας και 3ης τάξης

Α. Εντοπισμός των σημείων τομής 2ας και 3ης τάξης από μετρήσεις παραμόρφωσης σε συγκεκριμένη ισχύ εισόδου.

Έστω ότι με δεδομένη ισχύ εισόδου P_{in} μετρήθηκαν η ισχύς εξόδου της βασικής αρμονικής P_{out} και των προϊόντων 2ας τάξης P_{IM2} και 3ης τάξης P_{IM3}

Σημείο τομής 2ας τάξης ⇒ Σημείο όπου η ισχύς εξόδου (γραμμική επέκταση) της θεμελιώδους και IM_2 γίνονται ίσες:

→ Έστω ότι αντιστοιχεί σε ισχύ εισόδου $P_{in} + \Delta P_2$ τότε:

$$P_{in} + \Delta P_2 \longrightarrow \underset{\text{κλίση } 1\,dB/dB}{P_{out} + \Delta P_2} \longrightarrow \underset{\text{κλίση } 2\,dB/dB}{P_{IM2} + 2\Delta P_2}$$

Άρα $P_{IP2} = P_{out} + \Delta P_2 = P_{IM2} + 2\Delta P_2 \Rightarrow \boxed{\Delta P_2 = P_{out} - P_{IM2}}$

Επί: $IP_2 \longrightarrow P_{IP2} = P_{out} + (P_{out} - P_{IM2})$ ή $P_{in} + (P_{out} - P_{IM2})$

Σημείο τομής 3ας τάξης: ομοίως: P_{IP3}

$$P_{in} + \Delta P_3 \longrightarrow \underset{\text{κλίση } 1\,dB/dB}{P_{out} + \Delta P_3} \longrightarrow \underset{\text{κλίση } 3\,dB/dB}{P_{IM3} + 3\Delta P_3}$$

Άρα: $P_{IP3} = P_{out} + \Delta P_3 = P_{IM3} + 3\Delta P_3 \Rightarrow \boxed{\Delta P_3 = \frac{P_{out} - P_{IM3}}{2}}$

ή $IP_3 \longrightarrow P_{IP3} = P_{out} + \left(\frac{P_{out} - P_{IM3}}{2}\right)$ ή $P_{in} + \left(\frac{P_{out} - P_{IM3}}{2}\right)$

Β. Γνωρίζοντας τα IP_2, IP_3 βρείτε τον παραμόρφωσ

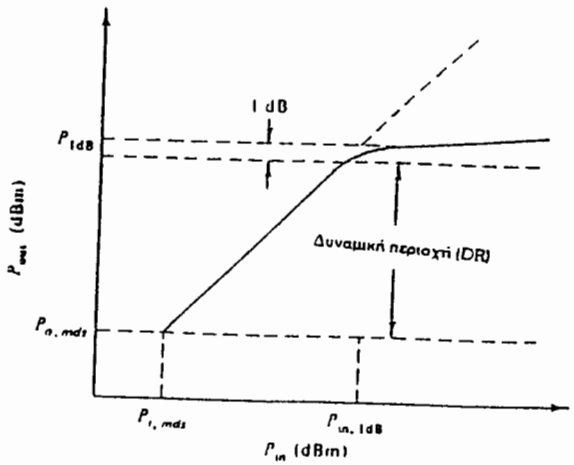
Αυτό ισχύει μόνο αν είμαστε στην περιοχή των γραμμικ αποκρίσεων → Πρακτικά είναι η περιοχή όπου τα προϊόντα IM έχουν ισχύ περίπου 60 dB κάτω από τη θεμελιώδη

Γνωρίζοντας την ισχύ της θεμελιώδους = ισχύς φέροντος (carrier)

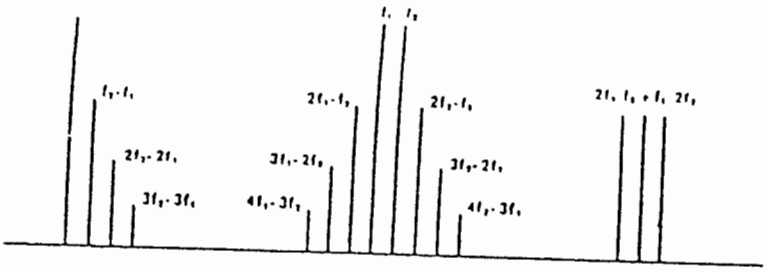
Παραμόρφωση 2ας τάξης: $= (P_{out} - P_{IM2}) = \Delta P_2 = \underline{(P_{IP2} - P_{out})}$ dB

σε dB κάτω από την ισχύ του φέροντος

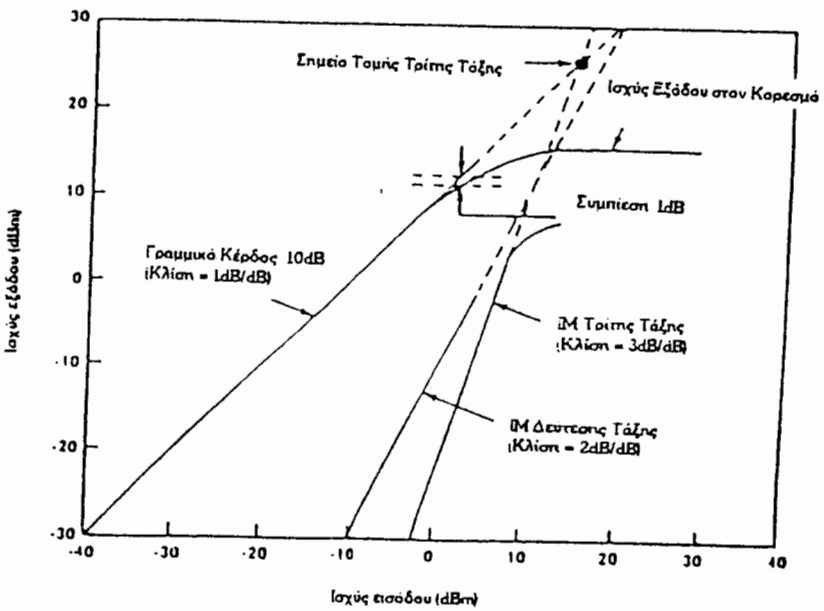
Παραμόρφωση 3ης τάξης: $= (P_{out} - P_{IM3}) = 2\Delta P_3 = \overline{2\cdot(P_{IP3} - P_{out})}$ dB



Σχήμα 4-13. Σημείο συμπίεσης κέρδους ισχύος κατά 1 dB. [3, σελ.245]



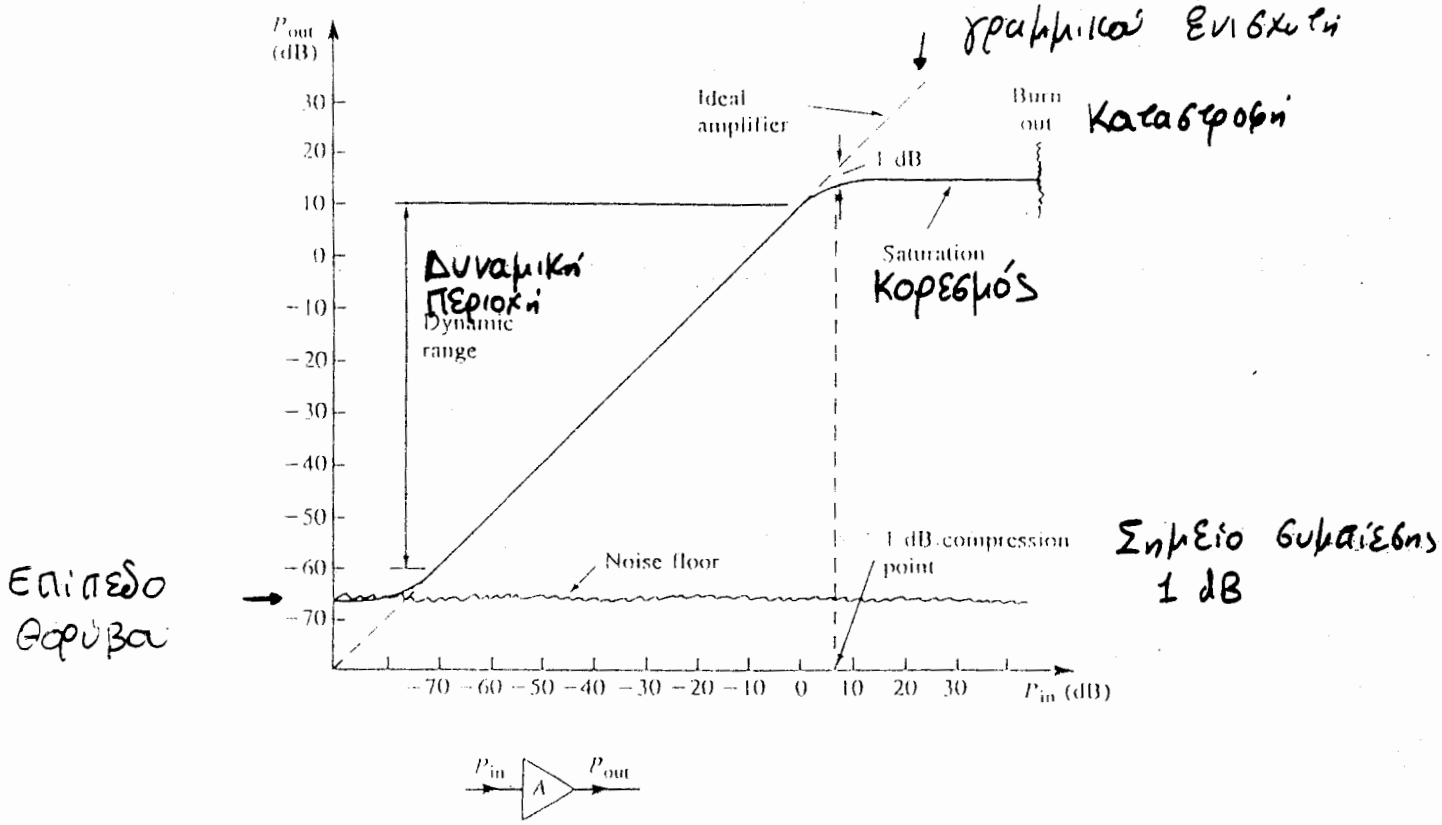
Σχήμα 4-14. Σχηματικό διάγραμμα του φάσματος δύο σημάτων με συχνότητες f_1 και f_2 και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. [5, σελ.497]



Σχήμα 4-15. Η μεταβολή της ισχύος εξόδου και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης συναρτήσει της ισχύος εισόδου για ένα μη-γραμμικό ενισχυτή. [5, σελ.497]

Δυναμική Περιοχή και Επίπεδο θορύβου

Απόκριση ιδανικού γραμμικού ενισχυτή



Illustrating the dynamic range of a realistic amplifier. (Pozar)

Επίπεδο θορύβου : −60 dBm έως −100 dBm

ψυχόμενες συσκευές

Θέματα

1. Σχεδιασμός Ενισχυτή Υψηλού Κέρδους (High Gain)

- Δίδονται τα φύλλα δεδομένων του τρανζίστορ και η συχνότητα (κεντρική) λειτουργίας.
- Σκοπός, ο σχεδιασμός για μέγιστη μεταφορά ισχύος στην Είσοδο και στην Έξοδο. Ο τελικός ενισχυτής πρέπει να παρουσιάζει αντίσταση Εισόδου και Εξόδου 50 Ω.

α) Να μελετηθεί η Ευστάθεια του τρανζίστορ.

β) Να προσδιοριστούν οι βέλτιστοι συντελεστές ανάκλασης πηγής και φορτίου ($\Gamma_S =$; $\Gamma_L =$;)

γ) Να σχεδιασθεί το κυκλώμα πόλωσης

δ) Να σχεδιασθούν τα κυκλώματα προσαρμογής Εισόδου και Εξόδου

2. Σχεδιασμός Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου (LNA)

- Δίδονται τα φύλλα δεδομένων του τρανζίστορ και η κεντρική συχνότητα λειτουργίας
- Σκοπός: Ο σχεδιασμός για βέλτιστο δείκτη θορύβου και μέγιστη μεταφορά ισχύος στην Έξοδο

α) Να μελετηθεί η ευστάθεια του τρανζίστορ.

β) Να σχεδιαστούν οι κύκλοι σταθερού δείκτη θορύβου και σταθερού κέρδους Εισόδου και Εξόδου.

γ) Να επιλεχθεί ο κατάλληλος συντελεστής ανάκλασης φορτίου και πηγής ($\Gamma_L =$; $\Gamma_S =$;)

δ) Να σχεδιασθεί το κύκλωμα πόλωσης.

ε) Να σχεδιασθούν τα κυκλώματα προσαρμογής Εισόδου και Εξόδου ώστε $Z_{in} = 50\Omega$, $Z_{out} = 50\Omega$