

# ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

## 3<sup>ο</sup> ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ

### Σχεδιασμός μικροκυματικών ενισχυτών

Όνοματεπώνυμο Φοιτητή :

ΑΦΜ :

Ημερομηνία Παραλαβής : Ημερομηνία Παράδοσης :

Το 3<sup>ο</sup> εργαστήριο περιλαμβάνει το σχεδιασμό των εξής 4<sup>ων</sup> μικροκυματικών ενισχυτών :

**A) Σχεδιασμός Ενισχυτή “Υψηλού Κέρδους” με διπολικό τρανζίστορ πυριτίου (Si-BJT)**

**B) Σχεδιασμός Ενισχυτή “Υψηλού Κέρδους” με τρανζίστορ GaAs-FET**

**Γ) Σχεδιασμός Ενισχυτή “Χαμηλού Θορύβου (LNA)” με διπολικό τρανζίστορ πυριτίου (Si-BJT)**

**Δ) Σχεδιασμός Ενισχυτή “Χαμηλού Θορύβου (LNA)” με τρανζίστορ GaAs-FET**

Κάθε φοιτητής αναλαμβάνει το σχεδιασμό ενός ενισχυτή ως εξής :

Τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ σας = 0, 1	Ενισχυτής Α
2, 3, 4	Ενισχυτής Β
5, 6	Ενισχυτής Γ
7, 8, 9	Ενισχυτής Δ

# 1. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ “ΥΨΗΛΟΥ ΚΕΡΔΟΥΣ” ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΟ

## ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΠΥΡΙΤΙΟΥ (SI-BJT)

Στον πίνακα I δίνονται οι παράμετροι σκέδασης του ηρη διπολικού (BJT) μικροκυματικού τρανζίστορ (AT-41511 της εταιρείας Advantek) για την τοπολογία κοινού εκπομπού και δύο διαφορετικές συνθήκες πόλωσης. Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή υψηλού κέρδους, με αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ίσες με 50Ω. Ο σχεδιασμός περιλαμβάνει τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου-εξόδου και το κύκλωμα πόλωσης καθώς και τον υπολογισμό του κέρδους και των συνθηκών ευστάθειας.

Θεωρείστε κεντρική συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή ίση με :

$$f_k = 0.5 + \frac{N_3 N_4}{20} \text{ [GHz]}$$

όπου,  $N_3 N_4$  είναι τα δύο τελευταία ψηφία του ΑΦΜ σας

Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος είναι :  $\epsilon_r=4.14$ ,  $\tan\delta=0.024$  και πάχος  $d=0.142\text{cm}$ .

A. Σχεδιασμός με βάση τη μονόπλευρη (unilateral) προσέγγιση ,  $S_{12} \approx 0$ .

1. Προσδιορίστε τους κατάλληλους συντελεστές ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_S=;$ ) και φορτίου ( $\Gamma_L=;$ ), στις θύρες των κυκλωμάτων προσαρμογής (προς την πλευρά του τρανζίστορ), για την επίτευξη μεγίστου κέρδους. Σχεδιάστε το κατάλληλο σχήμα και σημειώστε όλα τα απαραίτητα μεγέθη. Ποιά είναι η συνθήκη επίτευξης μεγίστου κέρδους ;

2. α) Υπολογίστε (σε dB) το κέρδος του ίδιου του ενεργού στοιχείου ( $G_i=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εισόδου ( $g_s=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εξόδου ( $g_L=;$ ) καθώς και το ολικό μέγιστο κέρδος της μονόπλευρης προσέγγισης ( $G_{tu,max}=;$ ). Τί παρατηρείται ;

β) Υπολογίστε το δείκτη αξίας μονόπλευρης προσέγγισης (figure of merit) ( $M=;$ ) και προσδιορίστε τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό-πραγματικό κέρδος του ενισχυτή.

3. α) Σχεδιάστε ξεχωριστά τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου με τη βοήθεια του Smith για την επίτευξη του μεγίστου κέρδους μονόπλευρης προσέγγισης ( $\Gamma_L, \Gamma_S$  όπως στο ερώτημα A.1).

Υπόδειξη : Αναπτύξτε το κύκλωμα προσαρμογής ξεκινώντας από ένα φορτίο  $R_L=Z_0=50\Omega$  και ακολουθώντας την κατάλληλη τροχιά στο χάρτη Smith έτσι ώστε στην είσοδο να έχετε τον επιθυμητό συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma_L$  ή  $\Gamma_S$  αντίστοιχα.

β) Συνδέστε τα κυκλώματα προσαρμογής στο τρανζίστορ και εκτελέστε την κατάλληλη προσομοίωση (με το ADS) για τον προσδιορισμό των παραμέτρων-Στου ενισχυτή.

i) Συγκρίνετε το κέρδος στην κεντρική συχνότητα με τους υπολογισμούς του σημείου-2. Τί παρατηρείτε ;

ii) Προσδιορίστε την περιοχή συχνοτήτων με αποδεκτή προσαρμογή (εύρος ζώνης 3-dB) στην είσοδο και στην έξοδο. Σημειώστε τις παρατηρήσεις σας.

B. Υπολογισμός της ευστάθειας του ενισχυτή για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Υπολογίστε το συντελεστή ευστάθειας  $K=$ ; και τη διακρίνουσα  $\Delta=$ ; Σχολιάστε την ευστάθεια του ενισχυτή.

Γ. Υπολογισμός του κυκλώματος πόλωσης

1. Σχεδιάστε το κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για την πόλωση του μικροκυματικού ηρητρανζίστορ χρησιμοποιώντας ανάδραση για τη σταθεροποίηση του σημείου ηρεμίας. Υπολογίστε-προσδιορίστε τις τιμές όλων των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης εάν :

- Σημείο ηρεμίας :  $V_{CE} = 8V$ ,  $I_{CE} = 25mA$
- DC-πηγή τροφοδοσίας :  $V_{CC} = 20V$
- Τάση βάσης-εκπομπού :  $V_{BE} = 0.7V$
- Κέρδος DC-ρεύματος :  $h_{fe} = \beta = 50$
- Θεωρήστε το ρεύμα αποκοπής της επαφής συλλέκτη-βάσης  $I_{CBO} \approx 0$  (αρκετά καλή προσέγγιση αφού  $I_{CBO} = 0.2mA$ ).

Περισσότερα στοιχεία δίνονται στο Παράρτημα-A.

2. Τροποποιήστε το κύκλωμα του ενισχυτή που έχετε εισαγάγει στο ADS, έτσι ώστε να συμπεριλάβετε τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος πόλωσης. Επαναλάβετε την προσομοίωση για τον υπολογισμό των παραμέτρων σκέδασης του ενισχυτή. Συγκρίνετε τα αποτελέσματα μ'αυτά του σημείου A.3. Τί παρατηρείτε ;

Εάν οι αποκλίσεις από τα επιθυμητά χαρακτηριστικά είναι μεγάλες (ιδιαίτερα αν η αντίσταση εισόδου και εξόδου διαφέρει πολύ από τα  $50\Omega$ , υψηλό VSWR), προσπαθούμε να τροποποιήσουμε τα κυκλώματα προσαρμογής για να πάρουμε την επιθυμητή απόδοση.

3. Για την εξαγωγή του σωστού χωρομετρικού διαγράμματος (layout-artwork) να λάβετε υπόψη τα γεωμετρικά στοιχεία του τρανζίστορ (παράρτημα-A) καθώς και τα παραδείγματα των παραρτημάτων-B και Γ.

Σημείωση : Σε κάθε προσομοίωση εκτυπώστε τα σχετικά αποτελέσματα και συμπεριλάβετε τα στην εργασία που θα παραδώσετε.

ΠΙΝΑΚΑΣ Ι. Παράμετροι σκέδασης του τρανζίστορ AT-41511.

Typical Scattering Parameters at  $T_A = 25^\circ\text{C}$

AT-41511

$V_{CE} = 8\text{ V}$ ,  $I_C = 10\text{ mA}$ ,  $Z_0 = 50\ \Omega$

Frequency (GHz)	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$	
	Mag.	Ang.	(dB)	Mag.	Ang.	(dB)	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.100	0.81	-37	27.9	24.9	155	-36.4	0.015	71	0.91	-15
0.200	0.73	-67	26.4	20.9	136	-31.7	0.026	59	0.78	-26
0.300	0.65	-91	24.7	17.1	122	-29.8	0.032	50	0.67	-32
0.400	0.60	-103	22.9	14.0	113	-28.8	0.036	46	0.58	-35
0.500	0.57	-121	21.4	11.7	106	-28.1	0.039	44	0.52	-37
0.600	0.54	-132	20.0	10.0	100	-27.5	0.042	43	0.48	-38
0.700	0.52	-139	18.8	8.7	96	-27.1	0.044	43	0.45	-39
0.800	0.51	-146	17.3	7.7	92	-26.7	0.046	43	0.44	-40
0.900	0.50	-151	16.8	6.9	89	-26.1	0.049	43	0.43	-41
1.000	0.46	-155	16.0	6.3	86	-25.8	0.051	44	0.42	-41
1.500	0.49	-170	12.7	4.3	74	-23.8	0.064	47	0.44	-44
2.000	0.46	173	10.4	3.3	63	-22.0	0.079	49	0.45	-47
2.500	0.42	154	8.0	2.5	53	-20.6	0.093	49	0.43	-53
3.000	0.39	139	6.8	2.2	48	-19.2	0.109	48	0.41	-49
3.500	-0.45	124	5.6	1.9	37	-17.8	0.128	47	0.41	-52
4.000	0.51	118	4.1	1.6	30	-16.7	0.146	45	0.37	-60
4.500	0.62	113	3.5	1.5	22	-15.5	0.167	42	0.36	-74
5.000	0.66	110	2.3	1.3	14	-14.7	0.182	39	0.35	-90
5.500	0.67	111	1.6	1.2	8	-13.8	0.203	35	0.35	-104
6.000	0.65	110	0.8	1.1	4	-12.8	0.228	31	0.42	-115

AT-41511

$V_{CE} = 8\text{ V}$ ,  $I_C = 25\text{ mA}$ ,  $Z_0 = 50\ \Omega$

Frequency (GHz)	$S_{11}$		$S_{21}$			$S_{12}$			$S_{22}$	
	Mag.	Ang.	(dB)	Mag.	Ang.	(dB)	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.100	0.67	-58	31.4	37.2	144	-37.7	0.013	64	0.81	-22
0.200	0.58	-97	28.5	26.7	123	-33.9	0.020	53	0.63	-31
0.300	0.53	-120	26.0	19.9	111	-32.3	0.024	49	0.52	-34
0.400	0.51	-145	23.9	15.6	103	-24.7	0.028	49	0.46	-35
0.500	0.49	-153	22.1	12.7	98	-30.4	0.030	50	0.42	-35
0.600	0.48	-159	20.6	10.7	94	-29.3	0.034	52	0.39	-35
0.700	0.48	-163	19.4	9.3	90	-28.6	0.037	53	0.38	-35
0.800	0.47	-167	18.3	8.2	87	-27.9	0.040	55	0.37	-36
0.900	0.47	-170	17.3	7.3	85	-27.1	0.044	56	0.36	-37
1.000	0.47	-171	16.4	6.6	82	-26.5	0.047	57	0.37	-38
1.500	0.44	177	13.8	4.9	71	-23.7	0.065	59	0.40	-42
2.000	0.41	163	10.6	3.4	61	-21.6	0.083	58	0.42	-45
2.500	0.39	145	8.6	2.7	51	-20.0	0.100	57	0.42	-48
3.000	0.45	132	7.2	2.3	46	-18.4	0.119	55	0.40	-47
3.500	0.51	120	6.0	2.0	36	-17.1	0.139	51	0.38	-54
4.000	0.55	114	4.6	1.7	28	-16.1	0.156	49	0.34	-65
4.500	0.61	110	3.5	1.5	21	-15.0	0.176	45	0.34	-78
5.000	0.66	108	2.3	1.3	13	-14.4	0.190	42	0.32	-93
5.500	0.67	108	1.6	1.2	7	-13.4	0.212	38	0.32	-106
6.000	0.64	107	0.8	1.1	2	-12.5	0.237	33	0.40	-116

## Παράρτημα-A : Τεχνικά στοιχεία του τρανζίστορ AT-41511.

### Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CE} = 8\text{ V}$  (Common Emitter)

Symbol	Parameters and Test Conditions	Unit	AT-41511			AT-41586			
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$NF_0$	Optimum Noise Figure: $I_C = 10\text{ mA}$	f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz	dB		1.4 1.8 3.5			1.4 1.7 3.0	
$G_A$	Gain @ $NF_0$ : $I_C = 10\text{ mA}$	f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz f = 4.0 GHz	dB		17.0 12.5 6.5			17.0 12.5 8.0	
$ S_{21E} ^2$	Insertion Power Gain: $I_C = 25\text{ mA}$	f = 1.0 GHz f = 2.0 GHz	dB		16.5 10.5			17.0 11.0	
$P_{1dB}$	Power Output @ 1 dB Gain Compression: $I_C = 25\text{ mA}$	f = 2.0 GHz	dBm		18.0			18.0	
$G_{1dB}$	1 dB Compressed Gain: $I_C = 25\text{ mA}$	f = 2.0 GHz	dB		11.5			13.0	
$f_T$	Gain Bandwidth Product: $I_C = 25\text{ mA}$		GHz		8.0			8.0	
$h_{FE}$	Forward Current Transfer Ratio: $I_C = 10\text{ mA}$			30	150	300	30	150	300
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current: $V_{CB} = 8\text{ V}$		mA			0.2		0.2	
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current: $V_{EB} = 1\text{ V}$		mA			1.0		1.0	

**Notes:**

1. For more information on outlines 143 and 86, refer to "Tape and Reel Packaging for Surface Mount Devices."

### Absolute Maximum Ratings<sup>[1]</sup>

Symbol	Parameter	Units	AT-41511	AT-41586
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	V	1.5	1.5
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage	V	20	20
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	V	12	12
$I_C$	Collector Current	mA	50	60
$P_T$	Power Dissipation <sup>[2]</sup>	mW	225	500
$T_j$	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	150	150
$T_{STG}$	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to 150	-65 to 150
--	Thermal Resistance <sup>[3]</sup>	$^\circ\text{C}/\text{W}$	$\theta_{ja} = 550$	$\theta_{jc} = 165$

**Notes:**

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2.  $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$ .
3. See MEASUREMENTS section, "Thermal Resistance", for more information.

## Typical Parameters

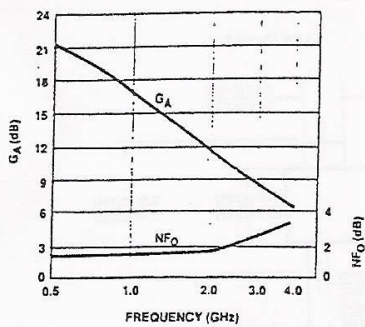


Figure 1. AT-41511 and AT-41586 Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency at  $V_{CE} = 8$  V,  $I_C = 10$  mA.

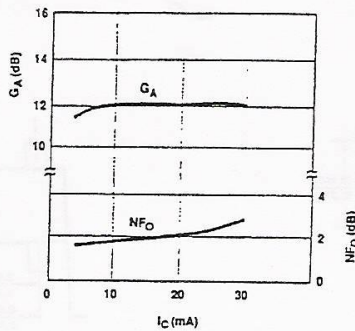


Figure 2. AT-41511 and AT-41586 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Collector Current at  $V_{CE} = 8$  V,  $f = 2.0$  GHz.

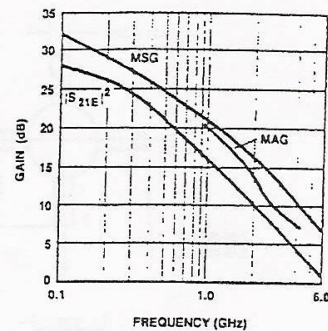


Figure 3. AT-41511 Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency at  $V_{CE} = 8$  V,  $I_C = 25$  mA.

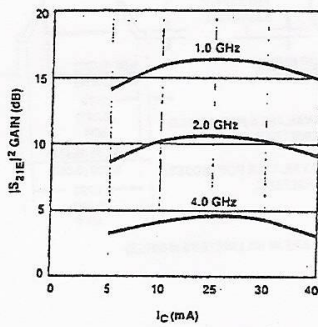


Figure 4. AT-41511 Insertion Power Gain vs. Collector Current and Frequency at  $25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE} = 8$  V.

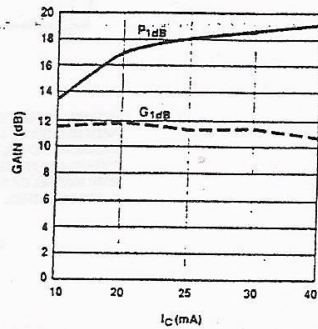


Figure 5. AT-41511  $P_{1dB}$  and  $G_{1dB}$  vs. Collector Current, at  $f = 2.0$  GHz.

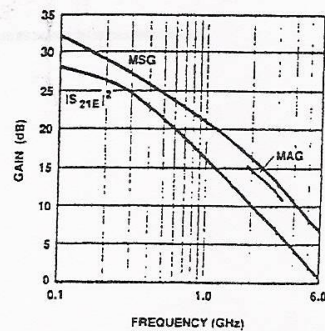


Figure 6. AT-41586 Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency at  $V_{CE} = 8$  V,  $I_C = 10$  mA.

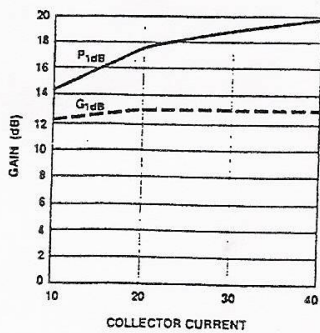


Figure 7. AT-41586  $P_{1dB}$  and  $G_{1dB}$  vs. Collector Current, at  $f = 2.0$  GHz.

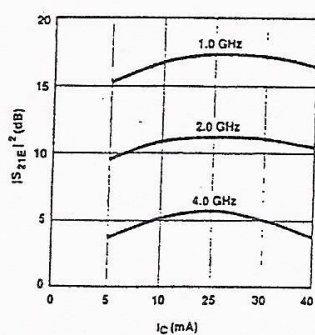
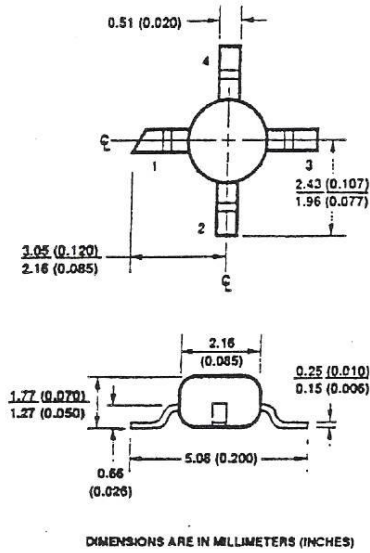


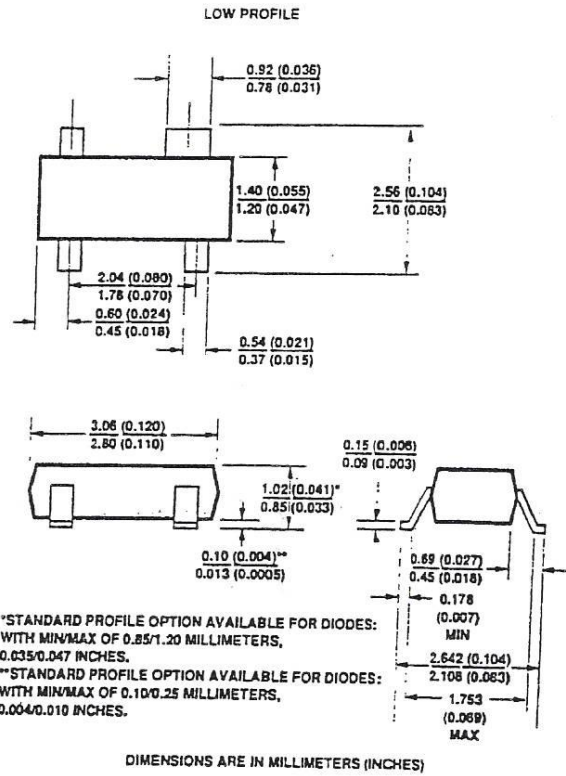
Figure 8. AT-41586 Insertion Power Gain vs. Collector Current and Frequency at  $25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CE} = 8$  V.

# Package Dimensions

## Outline 86



## Outline 143 (SOT-143)



## Παράρτημα-B : Παράδειγμα σχεδιασμού ενισχυτή στα 900MHz (HP AN 982)

Για περισσότερες πληροφορίες δείτε : [/www.semiconductor.agilent.com/cgi-bin/morpheus/](http://www.semiconductor.agilent.com/cgi-bin/morpheus/) και επιλέξτε "literature" και μετά "wirelws".

### Construction

The completed driver amplifier stage is shown schematically in Figure 8, included are the components used. All of the components used except for the inductors are standard off-the-shelf component values. The inductors were all hand-wound. The inductors in the output matching network used .33mm (.013 inch) silver-plated wire, while the RFC's used 40 gauge insulated wire.

The PC board material is FR-4, with a relative dielectric constant,  $\epsilon_r$ , of 4.9. The PC board layout, with dimensions and component placement, is shown in Figure 9. Ground through holes were made using 5.08mm (.02 inch) gold-plated wire.

The amplifier stage is housed in a 63.5mm (2.5 inch) x 25.4mm (1.0 inch) x 31.8mm (1.25 inch) Modpak™ box, kit model #7022-4. Included in the kit are SMA RF connectors, and DC Bias feedthroughs.

### Conclusion

This application note presents a UHF driver amplifier stage design at 900 MHz. A simple power characterization technique, although empirical in nature, is used to determine the "optimum" load impedance for highest  $P_{1dB}$  performance. The final amplifier stage performance at 900 MHz is:

$P_{1dB}$ dBm	21.3 dBm
$G_{1dB}$ dB	10.4 dB

This driver amplifier stage met or exceeded all initial design objectives.

### REFERENCES

1. Adams Russell, MODPAK Division, 80 Cambridge Street, Burlington, MA 01803.

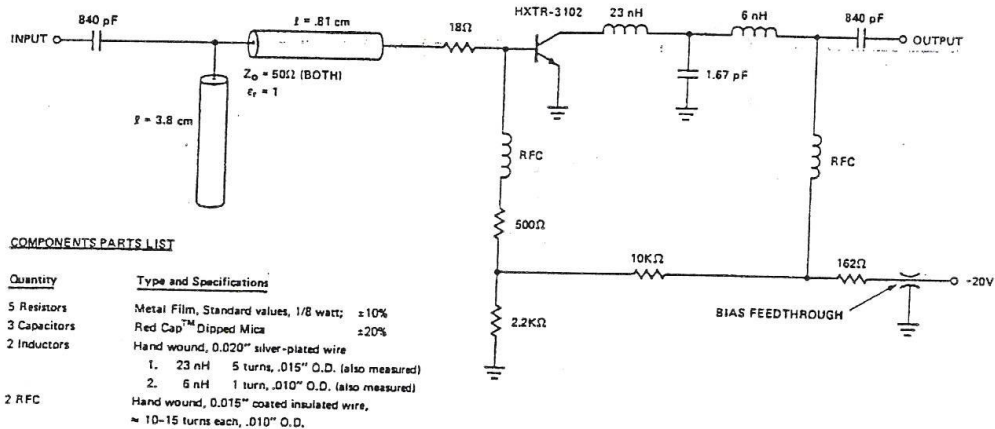


Figure 8. Schematic of the Complete Amplifier Stage (R.F. and D.C. Portions) plus Components Parts List.

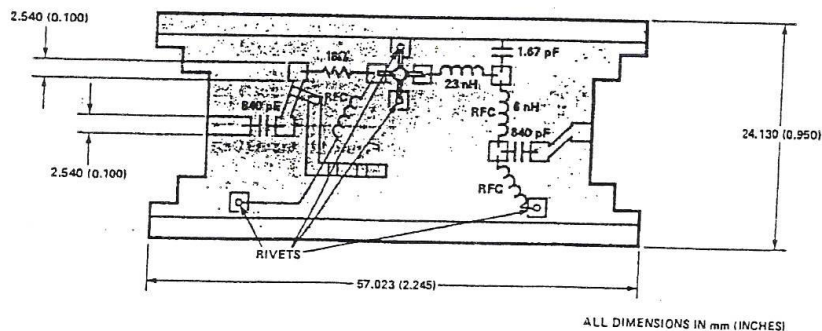


Figure 9. P.C. Board Layout and Component Placement (Top View).



## APPENDIX II. THE DESIGN OF THE D.C. BIAS NETWORK

The D.C. bias network is used to help maintain the optimum D.C. biasing point. The D.C. bias network used in this driver amplifier stage is a "voltage feedback" with a "constant base current source." Some advantages of this type of biasing network are: 1. it helps to minimize changes in  $h_{FE}$  from device to device, 2. it also helps to reduce the temperature effects on the quiescent bias point.

The calculation of the resistor values begins with the following information;  $V_{CE} = 15V$ ,  $I_C = 30\text{ mA}$ ,  $h_{FE} = 50$ ,  $V_{BE} = 0.8V$ , and a supply voltage of  $V_{CC} = 20V$ . First, calculate the base current required for a collector current of 30 mA;

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{30\text{ mA}}{50} = 600\ \mu\text{A}$$

Next, calculate  $R_{B2}$  by letting  $V_{BB} = 1V$ , and  $V_{BE} = 0.8\text{ volts}$ .  $R_{B2}$  therefore is

$$R_{B2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B} = \frac{1V - 0.8V}{600\ \mu\text{A}} = 333\Omega \text{ (used } 330\Omega\text{)}$$

Calculate  $R_{BB}$  by assuming that  $I_{BB} = 500\ \mu\text{A}$

$$R_{BB} = \frac{V_{BB}}{I_{BB}} = \frac{1V}{500\ \mu\text{A}} = 2K\Omega \text{ (used } 2.2K\Omega\text{)}$$

Calculate  $R_{B1}$  by

$$R_{B1} = \frac{V_{CE} - V_{BR}}{I_{BB} + I_B} = \frac{15V - 1V}{1.1\text{ mA}} = 12.7K\Omega \text{ (used } 11K\Omega\text{)}$$

Lastly, calculate  $R_C$  by

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_{BB} + I_B} = \frac{20V - 15V}{31.1\text{ mA}} = 161\Omega \text{ (used } 162\Omega\text{)}$$

For more information concerning this type of biasing network, see AN 944-1, "Microwave Transistor Biasing Consideration."

## A 1-WATT, 2.3 GHz AMPLIFIER

Prepared by: Mike Miceli

### Introduction

Simplicity and repeatability are featured in this 1-watt S-band amplifier design. The design uses an MRF2001 transistor as a common base, Class C amplifier. The amplifier delivers 1-watt output with 8 dB minimum gain at 24 V, and is tunable from 2.25 to 2.35 GHz. Applications include microwave communications equipment and other systems requiring medium power, narrow band amplification. A photograph of the amplifier is shown in Figure 1.

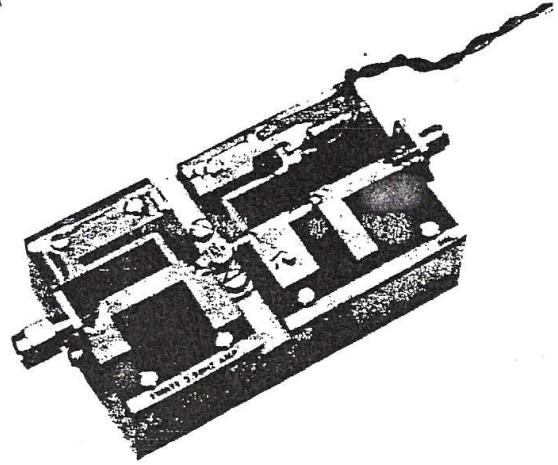
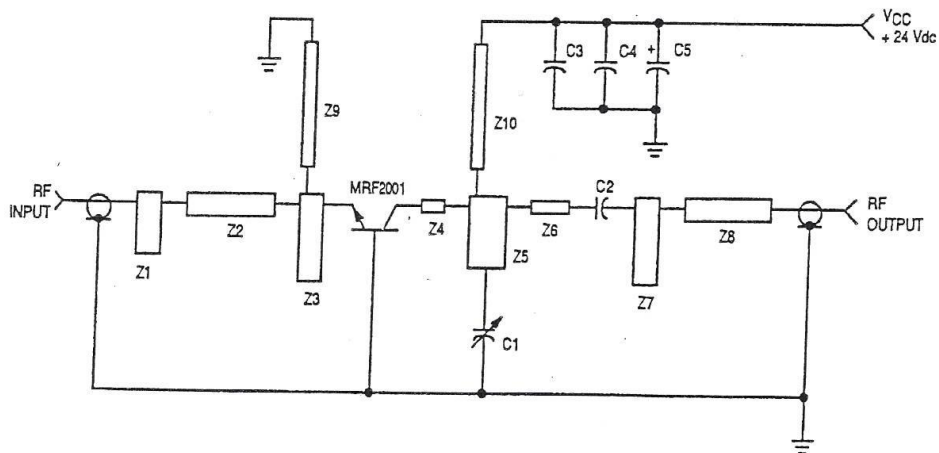


Figure 1. 1-W, 2.3 GHz Amplifier

### Circuit Description

The amplifier circuitry consists almost entirely of distributed microstrip elements. A total of six additional components, including the MRF2001, are required to build a working amplifier. Refer to Figure 2 for the schematic diagram of the amplifier.



C1 — 0.4 – 2.5 pF Johanson 7285\*  
 C2, C3 — 68 pF, 50 mil ATC\*\*  
 C4 — 0.1  $\mu$ F, 50 V  
 C5 — 4.7  $\mu$ F, 50 V Tantalum

Z1 – Z10 — Microstrip; see Photomaster, Figure 3

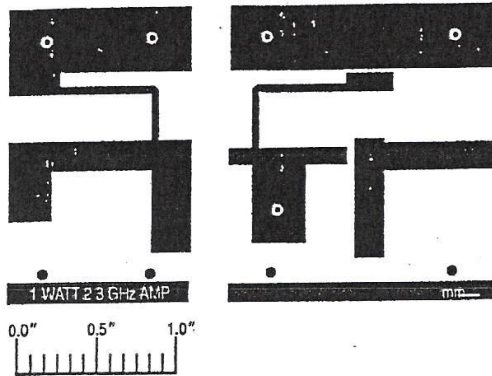
Board Material — 0.0625" 3M Glass Teflon,\*\*\*  
 $\epsilon_r = 2.5 \pm 0.05$

\*Johanson Manufacturing Corp.,  
 400 Rockaway Valley Road, Boonton, NJ 07005

\*\* American Technical Ceramics,  
 One Norden Lane, Huntington Station, NY 11746  
 \*\*\* Registered Trademark of Du Pont

Figure 2. Schematic Diagram

The input and output impedances of the transistor are matched to 50 ohms by double section low pass networks. The networks are designed to provide about 3% 1 dB power bandwidth while maintaining a collector efficiency of approximately 30%. There is one tuning adjustment in the amplifier — C1 in the output network. Ceramic chip capacitors, C2 and C3, are used for DC blocking and power supply decoupling. Additional low frequency decoupling is provided by capacitors C4 and C5. Refer to Figure 3 for a 1:1 photomaster of the circuit boards.



NOTE: Not to Scale

Figure 3. Circuit Photomaster

### Amplifier Assembly

The circuit boards are mounted on a 3.125" x 1.875" x 0.750" aluminum block. A 0.062" deep and 0.260" wide slot is milled in the heat sink as shown in Figure 4.

The transistor mounts in the slot with two 4-40 screws. An alternate approach that would eliminate the need for milling is the laminated structure shown in Figure 5.

Using the laminated assembly, the transistor is mounted on the surface of the block and 0.062" aluminum shim stock is sandwiched between the block and the circuit boards. Connector mounting plates are required if SMA type connectors are used for the RF input and output. The SMA connectors can be fastened directly to the block if the milled approach is used. Either method results in the same performance for this 1-watt design. The laminated structure, however, may not be suitable for higher power designs. With higher power levels the transistor impedances are lower. The RF ground impedance through the laminated metal may be sufficiently high to impair gain and stability. This point emphasizes the fact that the successful design of RF amplifiers is dependent not only on attention to electrical considerations, but to the physical construction as well. While construction related parasitics cannot be totally ignored at medium frequencies, they can pose serious problems at microwave frequencies. It is recommended that the following construction techniques be followed when building this amplifier. Refer to Figure 6 for the component placement diagram.

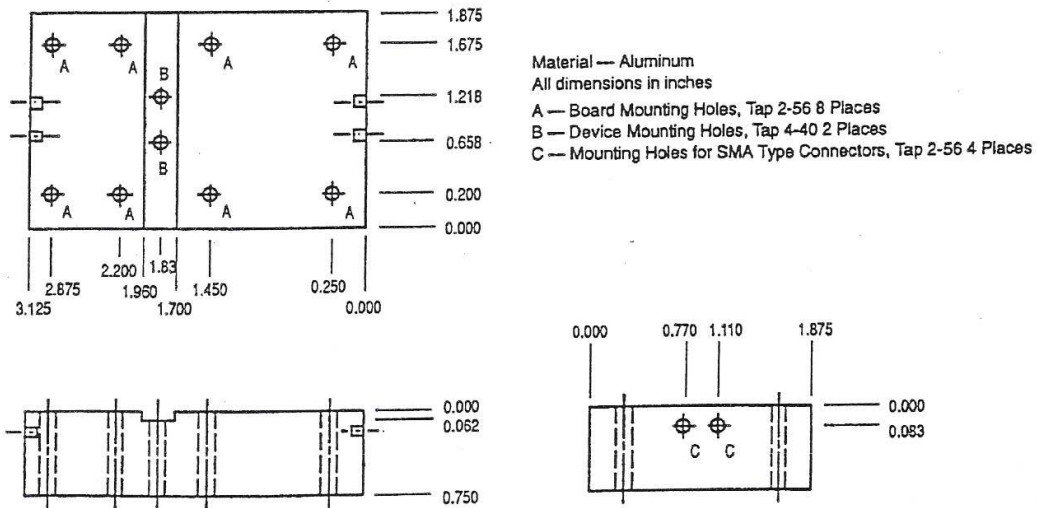


Figure 4. Amplifier Heat Sink

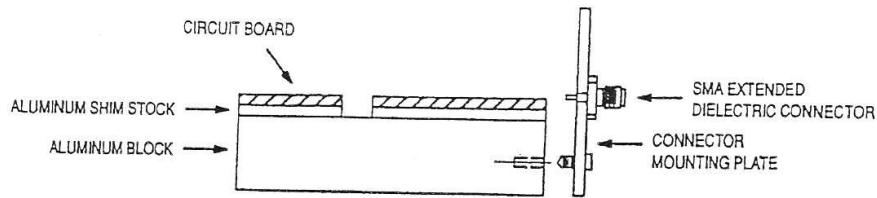
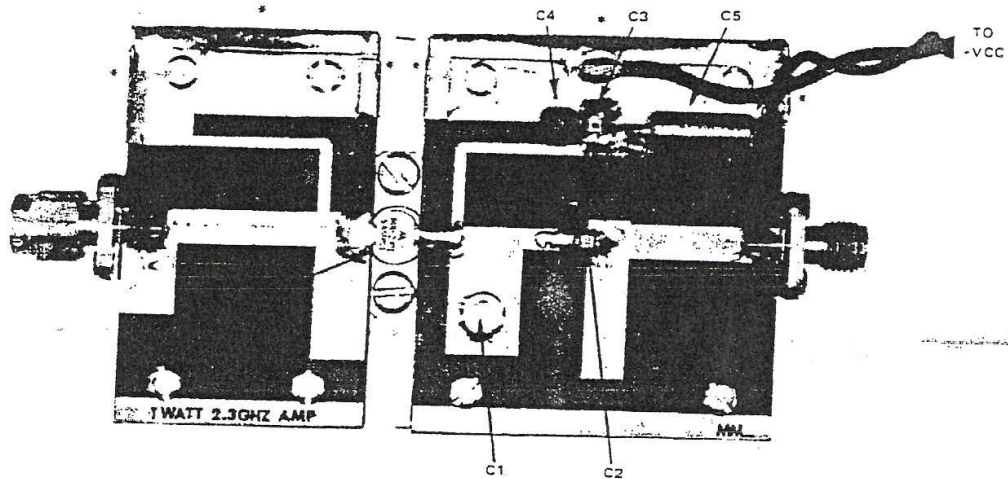


Figure 5. Laminated Assembly



\*Foil Wrap Asterisked Edges to Bottom Ground Plane

Figure 6. Assembly Diagram

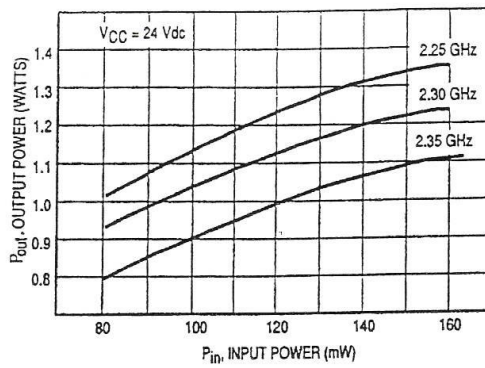
### Construction Notes

1. The transistor is fastened to the heat sink with two 4-40 screws. The mounting surface should be flat and clean. Thermal compound should not be used on the underside of this device; the flange provides the transistor base connection and must make good electrical contact with the heat sink. The wide lead is the emitter and the narrow lead is the collector.
2. The edges of the boards marked with an asterisk (see Figure 6) must be foil wrapped to the bottom ground plane to provide a low impedance RF ground connection for C3, C4, C5 and the emitter choke, Z9. This is accomplished by soldering a 1/4"-wide strip of 1- to 5-mil thick copper foil to the top ground plane and then wrapping it around the edge of the board. The other edge of the foil is soldered to the bottom ground plane.
3. Use a #31 drill bit to drill the board mounting holes. With the transistor already mounted to the heat sink, slide the boards into position so they butt up against the transistor. This will insure that the excess lead inductance of the transistor is kept to a minimum.  
The boards can now be fastened to the heat sink and the remaining components mounted.
4. Use a minimum of heat when soldering C2 and C3. Excess heat could cause the end metal of the chip capacitor to separate from the ceramic.

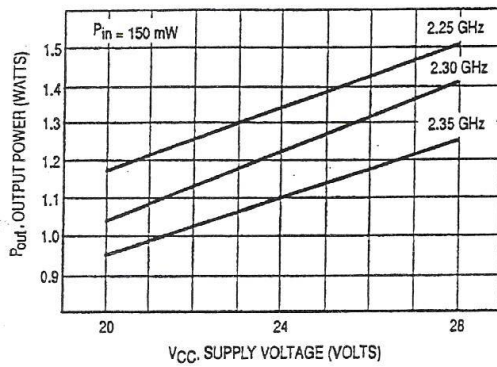
5. C1 is a miniature variable capacitor whose high self-resonant frequency makes it ideal for use at microwave frequencies. The package design makes it very convenient to use wherever a shunt capacitive element is desired and is used here to vary the capacitance of microstrip stub, Z5. The capacitor is mounted by drilling a 0.120" diameter hole (#31 drill bit) at the point indicated in Figure 6. Using the circuit board as a template, mark the point on the heat sink directly below the mounting hole. Since the capacitor is slightly longer than the thickness of the board, a clearance hole is needed at this point. The bottom of the capacitor is soldered to the ground plane on the bottom of the board. The flange of the capacitor is soldered to Z5. Avoid getting solder into the area above the flange as this will prevent the movement of the tuning piston.

### Performance Data

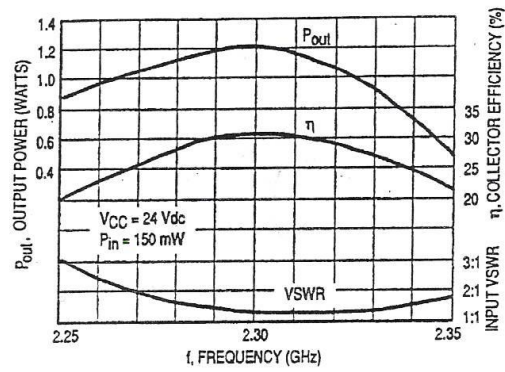
Amplifier tune-up is accomplished by adjusting C1 for maximum output power with minimum collector current. The amplifier will tune from 2.25 to 2.35 GHz while maintaining an input VSWR of less than 2:1. Typical performance curves appear in Figure 7. Figures 7a and 7b show performance with the amplifier re-tuned for each frequency. Figure 7c shows performance without re-tuning. Note from Figure 7c that the instantaneous 1 dB bandwidth is approximately 70 MHz with the amplifier tuned to a center frequency of 2.3 GHz.



(a) Output Power versus Input Power



(b) Output Power versus Supply Voltage



(c) Output Power, Efficiency and VSWR versus Frequency

Figure 7. Performance Curves

NOTE: The MRF2001 is one of a family of 2 GHz power transistors with RF output powers as indicated below:

MRF2001	1 W	MRF2005	5 W
MRF2003	3 W	MRF2010	10 W

## ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΛΙΑΣΜΟΥ ΗΡΑ ΜΕ ΒJT

Από πίνακα με  
 παραμέτρους  $S$  για το AT-41511  
 παίρνουμε τις τιμές των  $S_{11}$  και  $S_{22}$   
 για την συχνότητα των  
 $f_k = 3.6 \text{ GHz}$

Θέλουμε κύκλωμα  
 προσαρμογής για την επίτευξη  
 μέγιστου κέρδους. Οι απαραίτητες  
 συνθήκες είναι:

$$\Gamma_S = s_{11}^*$$

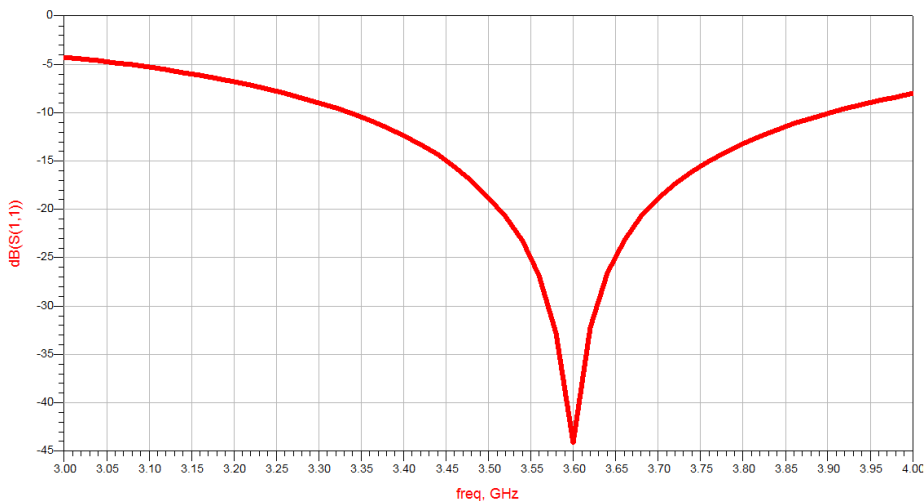
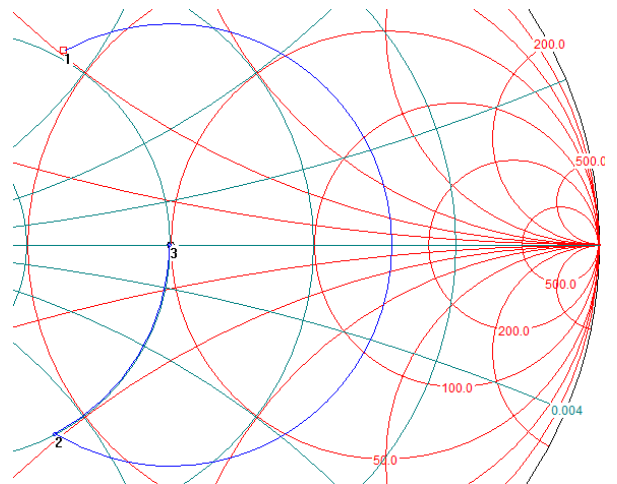
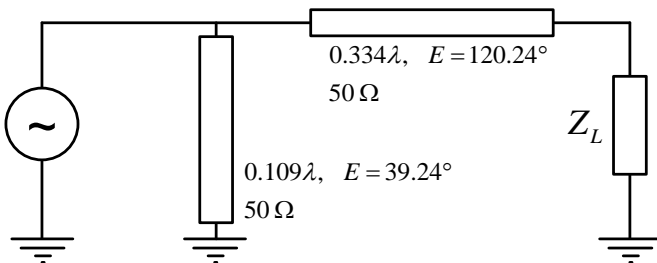
$$\Gamma_L = s_{22}^*$$

freq	S(1,1)	S(2,2)
3.000 GHz	0.450 / 132.000	0.400 / -47.000
3.100 GHz	0.462 / 129.600	0.396 / -48.400
3.200 GHz	0.474 / 127.200	0.392 / -49.800
3.300 GHz	0.486 / 124.800	0.388 / -51.200
3.400 GHz	0.498 / 122.400	0.384 / -52.600
3.500 GHz	0.510 / 120.000	0.380 / -54.000
3.600 GHz	0.518 / 118.800	0.372 / -56.200
3.700 GHz	0.526 / 117.600	0.364 / -58.400
3.800 GHz	0.534 / 116.400	0.356 / -60.600
3.900 GHz	0.542 / 115.200	0.348 / -62.800
4.000 GHz	0.550 / 114.000	0.340 / -65.000

Επομένως με βάση τα παραπάνω έχουμε:

$$\Gamma_S = s_{11}^* = 0.518 \angle -118.2^\circ \quad \text{και} \quad \Gamma_L = s_{22}^* = 0.372 \angle 56.2^\circ$$

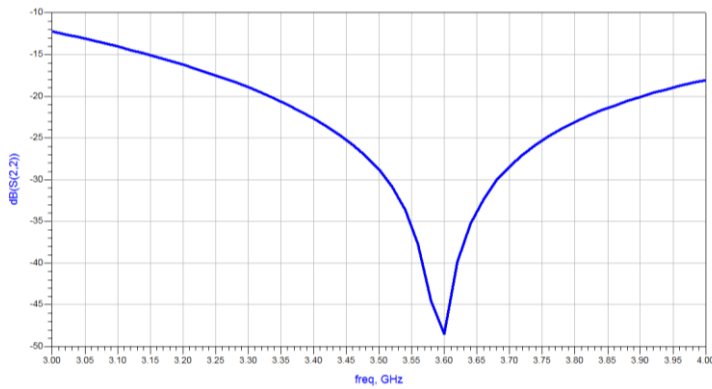
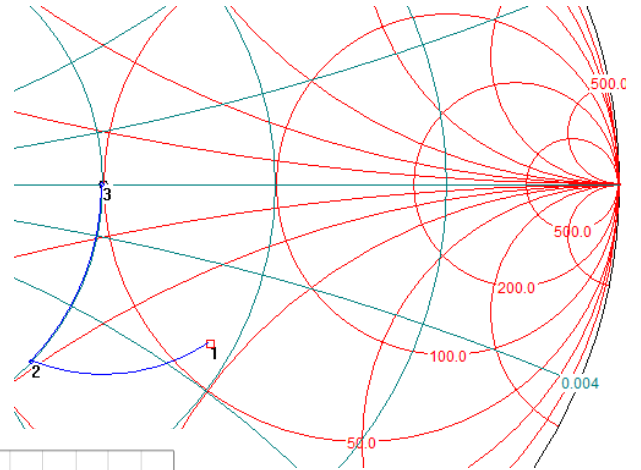
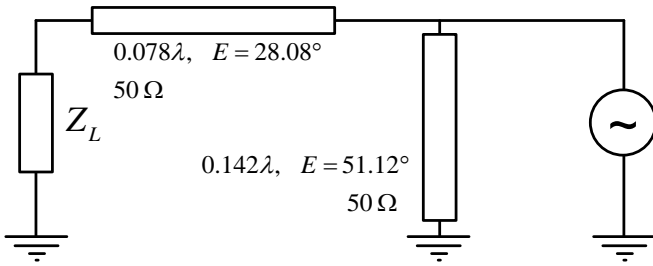
**Προσαρμογή ΠΗΓΗΣ**  
 Για να προσαρμόσουμε την πηγή  
 βάζουμε :



## Προσαρμογή ΦΟΡΤΙΟΥ

Για να προσαρμόσουμε το φορτίο

βάζουμε :



Το συνολικό κύκλωμα μαζί με τα κυκλώματα προσαρμογής φαίνονται δίπλα:

### S-PARAMETERS

S\_Param

SP1

Start=3 GHz

Stop=4 GHz

Step=20 MHz

TLIN

TL1

Z=50 Ohm

E=120.24

F=3.6 GHz

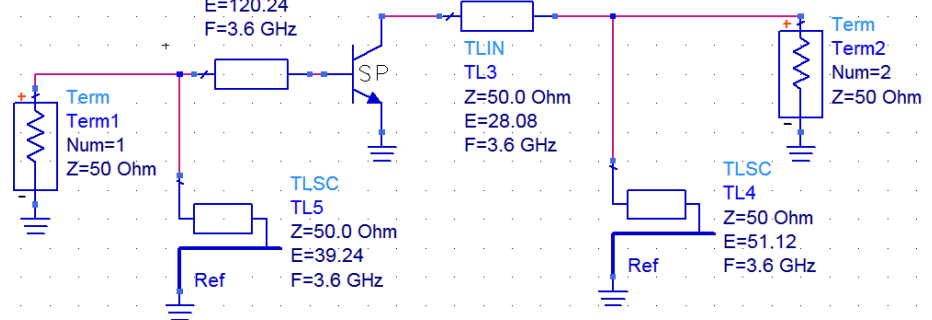
sp\_hp\_AT-41511\_8\_19921201

SNP1

Bias="Bjt: Vce=8V Ic=25mA"

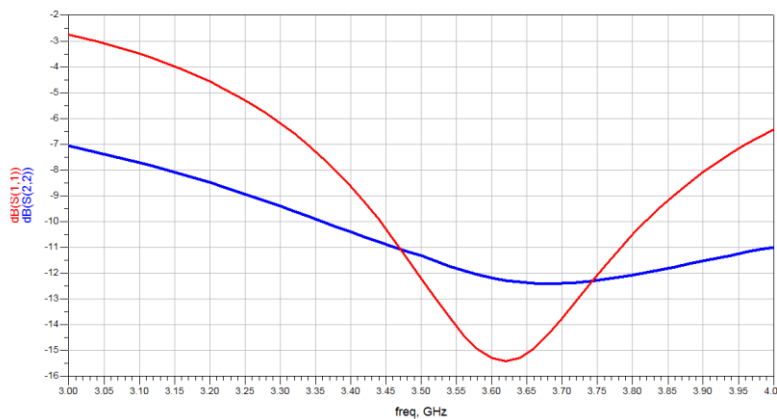
Frequency="{0.10 - 6.00} GHz"

Noise Frequency="{0.10 - 2.50} GHz"



Παρακάτω βλέπουμε και τις παραμέτρους  $s_{11}$  και

$s_{22}$



**Θεωρούμε μονόπλευρη προσέγγιση**  
 ( $s_{12} \approx 0$ ) και συνθήκες μέγιστης μεταφοράς  
 ισχύος  $\Gamma_S = s_{11}^*$ ,  $\Gamma_L = s_{22}^*$  για όλες τις παρακάτω  
 περιπτώσεις:

Βάσει των αποτελεσμάτων του ADS

βρίσκουμε ότι το  
 μέγιστο κέρδος στην  
 κεντρική συχνότητα ίσο  
 με:

freq	MaxGain1
3.600 GHz	9.407

↓ Κέρδος προσαρμογής εισόδου  $g_s$

$$g_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} = \frac{1}{1 - |s_{11}|^2} = \frac{1}{1 - 0.518^2} = 1.367 \rightarrow \boxed{g_{s, dB} = 1.357 \text{ dB}}$$

↓ Κέρδος προσαρμογής φορτίου  $g_L$

$$g_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{out}|^2} = \frac{1}{1 - |s_{22}|^2} = \frac{1}{1 - 0.372^2} = 1.161 \rightarrow \boxed{g_{L, dB} = 0.647 \text{ dB}}$$

↓ Ολικό κέρδος προσαρμογής

$$G_{u, \max} = g_s \cdot |s_{21}|^2 \cdot g_L = 1.367 \cdot 1.94^2 \cdot 1.161 = 5.973 \rightarrow \boxed{G_{u, \max} = 7.76 \text{ dB}}$$

↓ Δείκτης μονόπλευρης προσέγγισης M

$$M = \frac{|s_{12}| \cdot |s_{21}| \cdot |s_{11}| \cdot |s_{22}|}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} = 0.538$$

Τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το  
 τελικό πραγματικό κέρδος του ενισχυτή είναι:

$$-3.74 \text{ dB} < \frac{G_t}{G_u} < 6.71 \text{ dB}$$

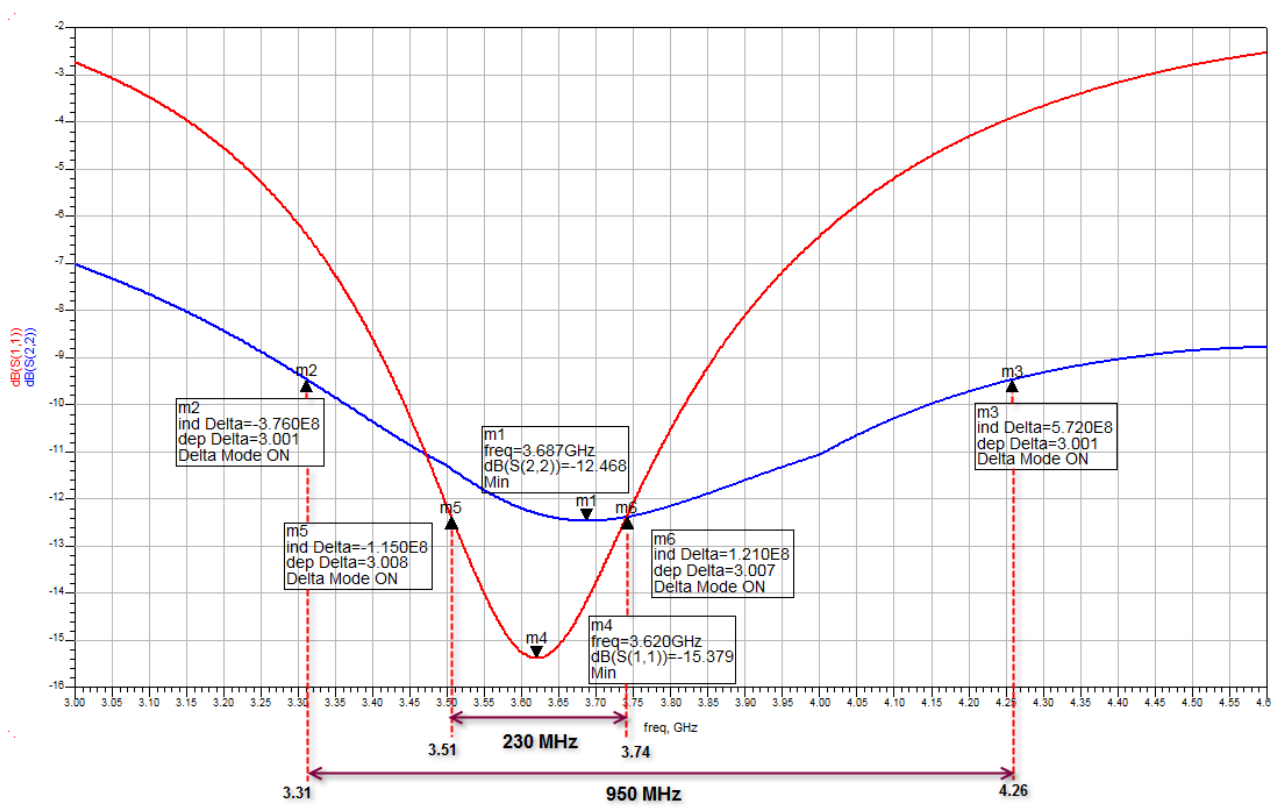
Οι παράμετροι S μετά την σύνδεση των  
 δύο κυκλωμάτων προσαρμογής φαίνονται  
 παρακάτω (επειδή λειτουργούμε το transistor στα

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
3.000 GHz	0.729 / 96.958	0.105 / 24.088	2.027 / 15.088	0.445 / 69.667
3.100 GHz	0.670 / 87.812	0.120 / 15.332	2.186 / 5.132	0.414 / 58.978
3.200 GHz	0.591 / 76.660	0.137 / 5.590	2.351 / -5.810	0.378 / 45.729
3.300 GHz	0.491 / 62.606	0.155 / -5.253	2.506 / -17.853	0.340 / 29.166
3.400 GHz	0.371 / 43.661	0.172 / -17.176	2.627 / -30.976	0.303 / 8.531
3.500 GHz	0.246 / 13.816	0.187 / -29.929	2.689 / -44.929	0.272 / -16.386
3.600 GHz	0.173 / -34.673	0.195 / -42.219	2.654 / -58.419	0.245 / -43.932
3.700 GHz	0.205 / -89.993	0.198 / -54.128	2.554 / -71.528	0.238 / -72.076
3.800 GHz	0.298 / -122.082	0.197 / -65.278	2.407 / -83.878	0.247 / -97.062
3.900 GHz	0.394 / -141.301	0.194 / -75.462	2.234 / -95.262	0.263 / -117.292
4.000 GHz	0.477 / -155.005	0.189 / -84.639	2.055 / -105.639	0.280 / -133.191

3.6 GHz εμφανίζουμε τις παραμέτρους S στην  
 περιοχή 3 GHz – 4 GHz):



Εύρος ζώνης 3-dB στην είσοδο και έξοδο:



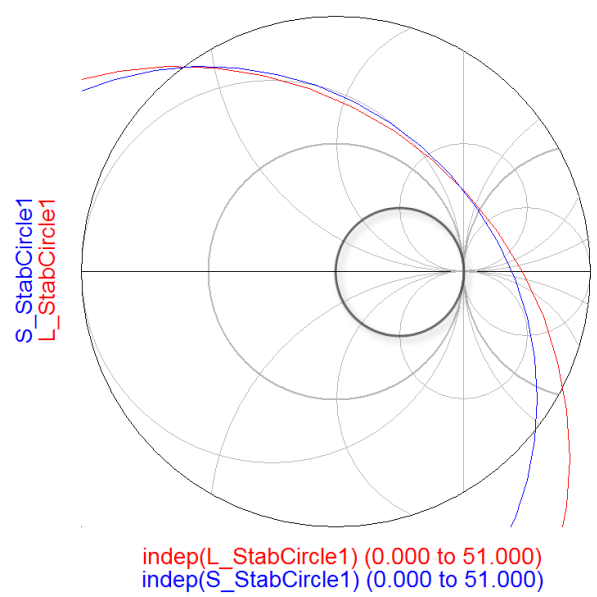
Παρατηρούμε από το παραπάνω διάγραμμα ότι η προσαρμογή εισόδου έχει οξύτερη συμπεριφορά από αυτή της εξόδου. Συγκεκριμένα για την είσοδο η προσαρμογή είναι αποδεκτή για ένα εύρος 230 MHz, ενώ για την έξοδο για εύρος 950MHz.

Υπολογισμός συντελεστή ευστάθειας και διακρίνουσας.

$$k = \frac{1 - |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{21} \cdot s_{12}|} = 1.1$$

$$|\Delta| = 0.48$$

Παρατηρούμε πως  $k > 1$ ,  $|\Delta| < 1$  άρα έχουμε ευστάθεια άνευ όρων. Αυτό φαίνεται και στο διπλανό διάγραμμα με τους 2 κύκλους ευστάθειας που περιλαμβάνουν όλο το  $\chi$ . Smith, ενώ παράλληλα έχουμε και  $s_{11}, s_{22} < 1$



Ένα κατάλληλο κύκλωμα πόλωσης του transistor με ανάδραση είναι αυτό που φαίνεται δίπλα:

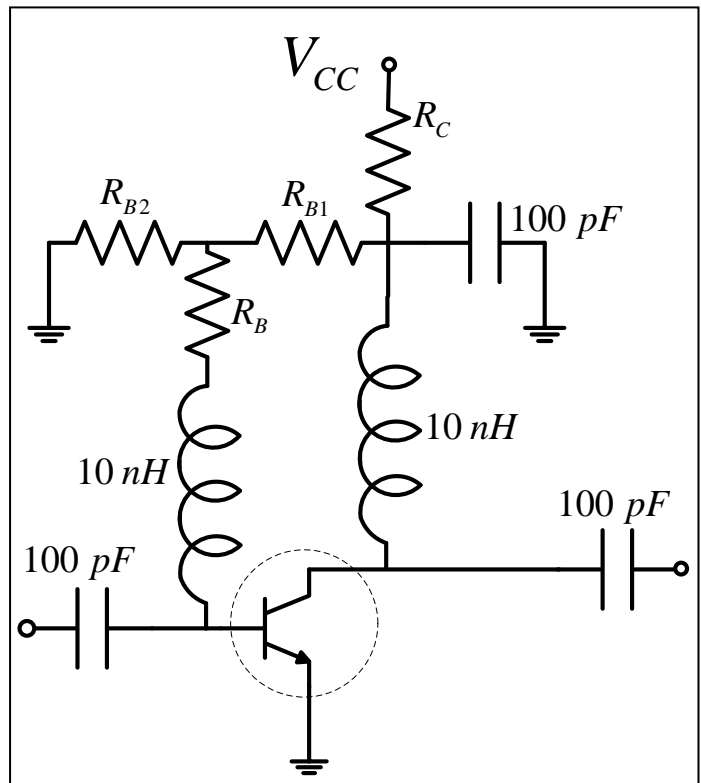
Το διπλανό κύκλωμα στο DC παίρνει την μορφή που φαίνεται ακριβώς από κάτω:

Έχουμε στα δεδομένα μας τα στοιχεία για το επιθυμητό σημείο πόλωσης, καθώς και τα λοιπά στοιχεία.

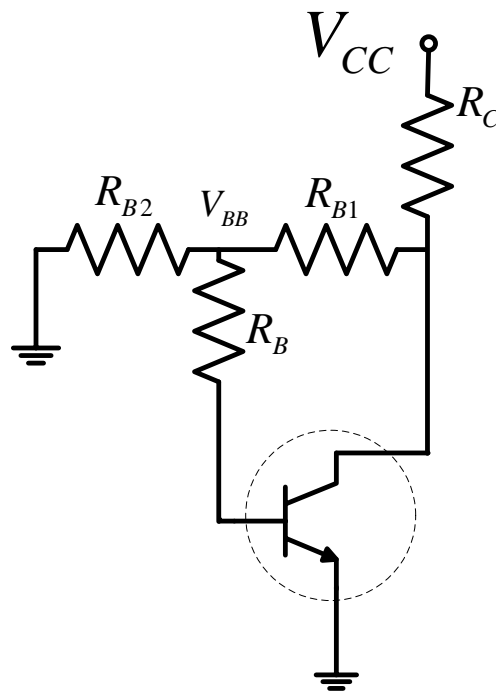
- Σημείο πόλωσης:  $V_{CE} = 8V, I_{CE} = 25mA$
- $V_{CC} = 20V$
- $V_{BE} = 0.7V$
- $\beta = 20$
- $I_{CBO} \approx 0$

Βρίσκουμε τους αγνώστους εφαρμόζοντας κανόνες Kirchhoff:

- $R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_{CE}} = 480 \Omega$
- $I_B = \frac{I_{CE}}{\beta} = 0.5 mA$
- Διαλέγουμε έστω  $R_{B1} = R_{B2} = 4.7 K\Omega$  επομένως:



$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B} = 6.6 K\Omega$$



## 2. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ “ΥΨΗΛΟΥ ΚΕΡΔΟΥΣ” ΜΕ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ GAAS-FET

Στον πίνακα I δίνονται οι παράμετροι σκέδασης του μικροκυματικού GaAs-FET τρανζίστορ (MWT13HP της Mwt) για την τοπολογία κοινής πηγής και για πόλωση με  $V_{gs}=-1V$ ,  $V_{ds}=1.5V$  και  $I_{ds}=95mA$ . Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή υψηλού κέρδους, με αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ίσες με  $50\Omega$ . Ο σχεδιασμός περιλαμβάνει τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου-εξόδου, το κύκλωμα πόλωσης καθώς και τον υπολογισμό του κέρδους και των συνθηκών ευστάθειας.

Θεωρείστε κεντρική συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή ίση με :

$$f_k = 2 + 0.8 \cdot N_4 \text{ [GHz]}$$

όπου,  $N_4$  είναι το τελευταίο ψηφίο του ΑΦΜ σας

Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος είναι RogersRO4003:  $\epsilon_r=3.38$ ,  $\tan\delta=0.0035$  και πάχος  $d=0.508 \text{ mm}$ .

- A. Σχεδιασμός με βάση τη μονόπλευρη (unilateral) προσέγγιση,  $S_{12} \approx 0$ .
1. α) Προσδιορίστε τους κατάλληλους συντελεστές ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_s=;$ ) και φορτίου ( $\Gamma_L=;$ ), στις θύρες των κυκλωμάτων προσαρμογής (προς την πλευρά του τρανζίστορ), για την επίτευξη μεγίστου κέρδους. Σχεδιάστε το χονδρικό διάγραμμα του ενισχυτή και σημειώστε όλα τα απαραίτητα μεγέθη. Ποια είναι η συνθήκη επίτευξης μεγίστου κέρδους ;
  - β) Σχεδιάστε τους κύκλους ευστάθειας πηγής και φορτίου και ελέγξτε την ευστάθεια του ενισχυτή με δεδομένη την επιλογή του ερωτήματος 1α. Αν χρειαστεί σχεδιάστε δυο κύκλους σταθερού κέρδους προσαρμογής εισόδου  $g_s=$ σταθερό και φορτίου  $g_L=$ σταθερό. Με βάση αυτούς αναθεωρήστε την επιλογή των συντελεστών ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_s=;$ ) και φορτίου ( $\Gamma_L=;$ ) ώστε να αποφεύγεται η ασταθής περιοχή.
  - γ) Υπολογίστε (σε dB) το κέρδος του ίδιου του ενεργού στοιχείου ( $G_i=;$ ), το μέγιστο κέρδος προσαρμογής εισόδου ( $g_s=;$ ), το μέγιστο κέρδος προσαρμογής εξόδου ( $g_L=;$ ) καθώς και το ολικό μέγιστο κέρδος της μονόπλευρης προσέγγισης ( $G_{tu,max}=;$ ). Τί παρατηρείται ;
  - δ) Υπολογίστε το δείκτη αξίας μονόπλευρης προσέγγισης (figureofmerit) ( $M=;$ ) και προσδιορίστε τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό-πραγματικό κέρδος του ενισχυτή.
  - ε) Η μέγιστη επιτρεπτή καταναλισκόμενη ισχύς του τρανζίστορ είναι  $P_T=3W$ . Σχεδιάστε τα όρια της περιοχής λειτουργίας του τρανζίστορ στο σχήμα 1.

στ) Τοποθετείστε το σημείο πόλωσης στα διαγράμματα των DC χαρακτηριστικών του σχήματος 1, χαράξτε την καμπύλη φόρτου και προσδιορίστε τις συνθήκες υπό τις οποίες ο ενισχυτής θα λειτουργεί γραμμικά σε τάξη Α.

2. α) Σχεδιάστε ξεχωριστά τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου με τη βοήθεια του Smith για την επίτευξη του μέγιστου κέρδους μονόπλευρης προσέγγισης ( $\Gamma_L$ ,  $\Gamma_S$  όπως στο ερώτημα Α.1).

Υπόδειξη : Αναπτύξτε το κύκλωμα προσαρμογής ξεκινώντας από ένα φορτίο  $R_L=Z_0=50\Omega$  και ακολουθώντας την κατάλληλη τροχιά στο χάρτη Smith έτσι ώστε στην είσοδο να έχετε τον επιθυμητό συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma_L$  ή  $\Gamma_S$  αντίστοιχα.

β) Συνδέστε τα κυκλώματα προσαρμογής στο τρανζίστορ και εκτελέστε την κατάλληλη προσομοίωση (με το ADS) για τον προσδιορισμό των παραμέτρων-S του ενισχυτή.

i) Συγκρίνετε το κέρδος στην κεντρική συχνότητα με τους υπολογισμούς του σημείου-2. Τί παρατηρείται ;

ii) Προσδιορίστε την περιοχή συχνοτήτων με αποδεκτή προσαρμογή (εύρος ζώνης 3-dB) στην είσοδο και στην έξοδο. Σημειώστε τις παρατηρήσεις σας.

B. Μελέτη της ευστάθειας του ενισχυτή για όλο το φάσμα συχνοτήτων.

Μελετήστε το συντελεστή ευστάθειας  $K$ ; και τη διακρίνουσα  $\Delta$ ; Εναλλακτικά υπολογίστε το συντελεστή ευστάθειας  $\mu$  (είναι προτιμότερος). Σχολιάστε την ευστάθεια του ενισχυτή. Αν ο ενισχυτής είναι δυνάμει ασταθής τι προβλήματα μπορεί να προκύψουν και πως θα τα αποφύγετε.

Γ. Υπολογισμός του κυκλώματος πόλωσης

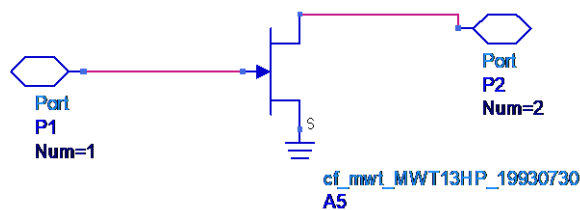
1. Σχεδιάστε το κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για την πόλωση του μικροκυματικού GaAs-FET τρανζίστορ. Υπολογίστε-προσδιορίστε τις τιμές όλων των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης εάν :

- Σημείο ηρεμίας :  $V_{ds} = 1.5 \text{ V}$ ,  $V_{gs} = -1 \text{ V}$ ,  $I_{ds} = 94 \text{ mA}$
- DC-πηγή τροφοδοσίας:  $V_{DD} = 4 \text{ V}$

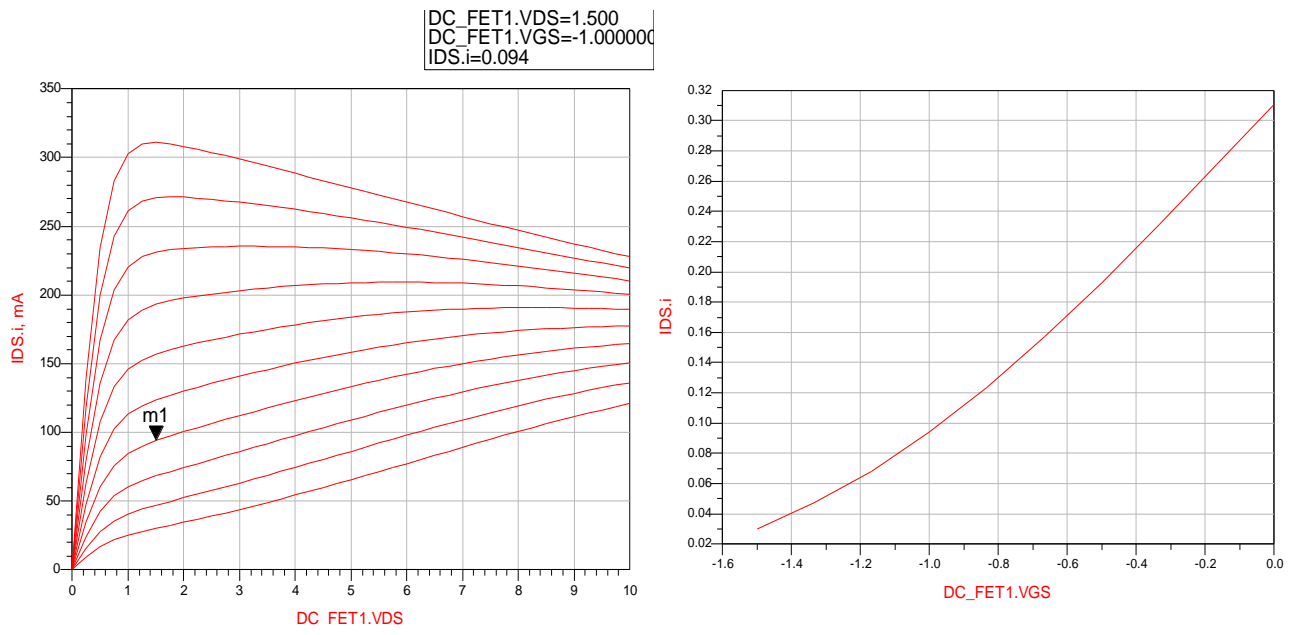
**Σημείωση : Σε κάθε προσομοίωση εκτυπώστε τα σχετικά αποτελέσματα και συμπεριλάβετε τα στην εργασία που θα παραδώσετε.**

**ΠΙΝΑΚΑΣ Ι. Παράμετροι σκέδασης του τρανζίστορ GaAs-FET, MWT13HP**

freq	stab fact(S)	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	Sopt	NFmin	mu(S)
2.000GHz	0.121	0.907 / -102.865	0.074 / 32.832	4.400 / 118.918	0.369 / -139.399	0.625 / 77.898	0.351	0.263
2.200GHz	0.133	0.901 / -108.055	0.076 / 29.944	4.126 / 115.640	0.381 / -141.501	0.620 / 83.902	0.386	0.288
2.400GHz	0.145	0.895 / -112.655	0.078 / 27.360	3.877 / 112.665	0.392 / -143.303	0.619 / 89.456	0.421	0.311
2.600GHz	0.157	0.891 / -116.746	0.079 / 25.035	3.651 / 109.949	0.401 / -144.853	0.620 / 94.573	0.456	0.334
2.800GHz	0.170	0.887 / -120.400	0.081 / 22.930	3.447 / 107.454	0.408 / -146.186	0.622 / 99.273	0.491	0.356
3.000GHz	0.182	0.884 / -123.676	0.082 / 21.015	3.262 / 105.148	0.415 / -147.334	0.626 / 103.584	0.526	0.378
3.200GHz	0.194	0.881 / -126.623	0.083 / 19.263	3.093 / 103.006	0.421 / -148.326	0.631 / 107.535	0.561	0.399
3.400GHz	0.206	0.878 / -129.286	0.083 / 17.651	2.939 / 101.004	0.426 / -149.181	0.637 / 111.157	0.596	0.420
3.600GHz	0.218	0.876 / -131.699	0.084 / 16.161	2.799 / 99.124	0.431 / -149.920	0.644 / 114.479	0.630	0.440
3.800GHz	0.230	0.874 / -133.895	0.085 / 14.777	2.670 / 97.351	0.435 / -150.559	0.650 / 117.531	0.665	0.459
4.000GHz	0.242	0.873 / -135.899	0.085 / 13.487	2.552 / 95.671	0.439 / -151.109	0.657 / 120.339	0.700	0.478
4.200GHz	0.253	0.871 / -137.735	0.086 / 12.279	2.443 / 94.073	0.443 / -151.584	0.664 / 122.926	0.734	0.496
4.400GHz	0.265	0.870 / -139.420	0.086 / 11.143	2.342 / 92.548	0.447 / -151.991	0.671 / 125.316	0.769	0.514
4.600GHz	0.277	0.869 / -140.973	0.086 / 10.071	2.249 / 91.088	0.450 / -152.341	0.678 / 127.526	0.804	0.531
4.800GHz	0.289	0.868 / -142.406	0.086 / 9.057	2.162 / 89.685	0.453 / -152.639	0.685 / 129.576	0.838	0.547
5.000GHz	0.301	0.868 / -143.733	0.087 / 8.094	2.082 / 88.333	0.456 / -152.893	0.692 / 131.480	0.873	0.563
5.200GHz	0.313	0.867 / -144.964	0.087 / 7.177	2.007 / 87.028	0.459 / -153.107	0.699 / 133.253	0.907	0.579
5.400GHz	0.325	0.866 / -146.109	0.087 / 6.301	1.937 / 85.765	0.462 / -153.286	0.705 / 134.906	0.941	0.594
5.600GHz	0.336	0.866 / -147.177	0.087 / 5.463	1.871 / 84.539	0.465 / -153.434	0.711 / 136.451	0.976	0.608
5.800GHz	0.348	0.865 / -148.173	0.087 / 4.659	1.809 / 83.348	0.468 / -153.555	0.717 / 137.898	1.010	0.622
6.000GHz	0.360	0.865 / -149.106	0.087 / 3.886	1.752 / 82.188	0.471 / -153.652	0.723 / 139.255	1.044	0.636
6.200GHz	0.372	0.865 / -149.980	0.087 / 3.141	1.697 / 81.056	0.474 / -153.727	0.729 / 140.530	1.078	0.649
6.400GHz	0.383	0.865 / -150.801	0.087 / 2.423	1.646 / 79.951	0.476 / -153.784	0.734 / 141.730	1.112	0.661
6.600GHz	0.395	0.864 / -151.573	0.087 / 1.727	1.597 / 78.870	0.479 / -153.824	0.740 / 142.862	1.146	0.674
6.800GHz	0.407	0.864 / -152.300	0.087 / 1.054	1.552 / 77.811	0.482 / -153.850	0.745 / 143.930	1.180	0.685
7.000GHz	0.418	0.864 / -152.986	0.087 / 0.401	1.508 / 76.772	0.484 / -153.862	0.750 / 144.940	1.214	0.697
7.200GHz	0.430	0.864 / -153.633	0.087 / -0.233	1.467 / 75.753	0.487 / -153.863	0.755 / 145.896	1.247	0.708
7.400GHz	0.441	0.864 / -154.246	0.087 / -0.850	1.428 / 74.751	0.490 / -153.854	0.759 / 146.803	1.281	0.719
7.600GHz	0.453	0.864 / -154.826	0.087 / -1.452	1.391 / 73.765	0.493 / -153.837	0.764 / 147.664	1.315	0.729
7.800GHz	0.464	0.864 / -155.377	0.087 / -2.038	1.356 / 72.795	0.495 / -153.812	0.768 / 148.482	1.348	0.739
8.000GHz	0.475	0.864 / -155.899	0.087 / -2.610	1.322 / 71.839	0.498 / -153.780	0.772 / 149.261	1.381	0.749
8.200GHz	0.487	0.864 / -156.395	0.087 / -3.169	1.290 / 70.897	0.501 / -153.743	0.776 / 150.003	1.415	0.758
8.400GHz	0.498	0.864 / -156.868	0.087 / -3.716	1.259 / 69.967	0.504 / -153.701	0.780 / 150.711	1.448	0.767
8.600GHz	0.509	0.864 / -157.317	0.087 / -4.251	1.230 / 69.050	0.506 / -153.655	0.784 / 151.386	1.481	0.776
8.800GHz	0.521	0.864 / -157.746	0.087 / -4.776	1.202 / 68.143	0.509 / -153.605	0.788 / 152.032	1.514	0.783
9.000GHz	0.532	0.865 / -158.155	0.087 / -5.290	1.175 / 67.247	0.512 / -153.553	0.791 / 152.650	1.547	0.793
9.200GHz	0.543	0.865 / -158.546	0.087 / -5.795	1.149 / 66.361	0.515 / -153.498	0.795 / 153.242	1.580	0.801
9.400GHz	0.554	0.865 / -158.920	0.087 / -6.291	1.124 / 65.485	0.518 / -153.442	0.798 / 153.809	1.613	0.809
9.600GHz	0.565	0.865 / -159.277	0.087 / -6.778	1.100 / 64.617	0.521 / -153.384	0.801 / 154.353	1.645	0.816
9.800GHz	0.576	0.865 / -159.619	0.087 / -7.257	1.077 / 63.758	0.523 / -153.325	0.804 / 154.876	1.678	0.824
10.00GHz	0.587	0.866 / -159.947	0.087 / -7.728	1.056 / 62.908	0.526 / -153.266	0.807 / 155.378	1.710	0.831
10.20GHz	0.598	0.866 / -160.262	0.086 / -8.192	1.034 / 62.065	0.529 / -153.207	0.810 / 155.860	1.743	0.838
10.40GHz	0.609	0.866 / -160.564	0.086 / -8.649	1.014 / 61.230	0.532 / -153.147	0.813 / 156.325	1.775	0.844
10.60GHz	0.620	0.866 / -160.853	0.086 / -9.099	0.994 / 60.402	0.535 / -153.089	0.815 / 156.772	1.807	0.851
10.80GHz	0.631	0.867 / -161.132	0.086 / -9.543	0.975 / 59.581	0.538 / -153.030	0.818 / 157.203	1.839	0.857
11.00GHz	0.642	0.867 / -161.400	0.086 / -9.981	0.957 / 58.766	0.541 / -152.973	0.821 / 157.619	1.871	0.863
11.20GHz	0.653	0.867 / -161.658	0.086 / -10.412	0.939 / 57.958	0.544 / -152.916	0.823 / 158.020	1.903	0.869
11.40GHz	0.663	0.867 / -161.906	0.086 / -10.838	0.922 / 57.156	0.547 / -152.861	0.825 / 158.407	1.935	0.873
11.60GHz	0.674	0.868 / -162.145	0.086 / -11.259	0.906 / 56.360	0.550 / -152.807	0.828 / 158.781	1.966	0.881
11.80GHz	0.685	0.868 / -162.376	0.085 / -11.674	0.890 / 55.570	0.553 / -152.755	0.830 / 159.143	1.998	0.886
12.00GHz	0.695	0.868 / -162.599	0.085 / -12.085	0.874 / 54.785	0.556 / -152.704	0.832 / 159.493	2.029	0.891
12.20GHz	0.706	0.869 / -162.814	0.085 / -12.491	0.859 / 54.006	0.559 / -152.655	0.834 / 159.831	2.061	0.896
12.40GHz	0.716	0.869 / -163.021	0.085 / -12.891	0.845 / 53.232	0.562 / -152.608	0.836 / 160.159	2.092	0.901
12.60GHz	0.726	0.869 / -163.222	0.085 / -13.288	0.831 / 52.463	0.565 / -152.563	0.838 / 160.477	2.123	0.906



Χαρακτηριστικά του MWT-13HP Package: DIE Model: eefet3 N-channel Gate Width=1200, Gate Length=0.3, **Pdiss(max)=3000 mW**, Vds (typical)=6 V, **Idss=298.67 mA**, Vt=-2.6 V



**Σχήμα 1.** Καμπύλες φόρτου του μικροκυματικού GaAs-FET τρανζίστορ

## ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΛΥΣΗΣ

Από πίνακα με παραμέτρους  $S$  για το MWT13HP παίρνουμε τις τιμές των  $S_{11}$  και  $S_{22}$  για την συχνότητα των

$$f_k = 3.6 \text{ GHz}$$

Θέλουμε κύκλωμα προσαρμογής για την επίτευξη μέγιστου κέρδους. Η απαραίτητες συνθήκες είναι:

$$\Gamma_S = s_{11}^*$$

$$\Gamma_L = s_{22}^*$$

Επομένως με βάση τα παραπάνω έχουμε:

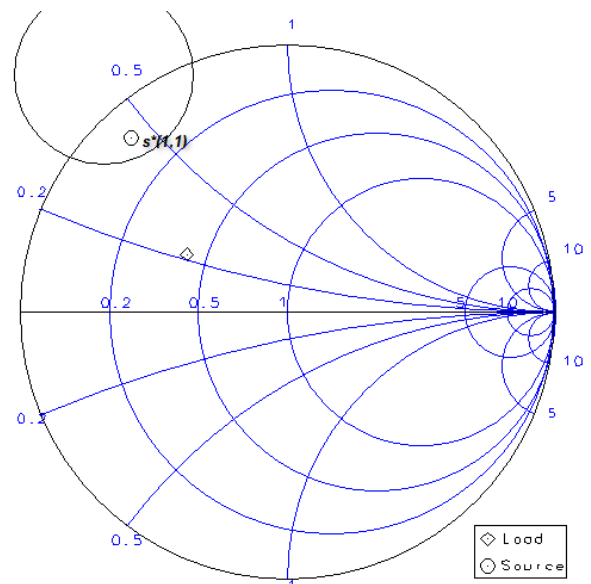
$$\Gamma_S = s_{11}^* = 0.876 \angle 132^\circ \text{ και } \Gamma_L = s_{22}^* = 0.431 \angle 150^\circ$$

freq	S(1,1)	S(2,2)
3.000 GHz	0.884 / -124.000	0.415 / -147.000
3.100 GHz	0.883 / -125.500	0.418 / -147.500
3.200 GHz	0.881 / -127.000	0.421 / -148.000
3.300 GHz	0.879 / -128.000	0.423 / -148.500
3.400 GHz	0.878 / -129.000	0.426 / -149.000
3.500 GHz	0.877 / -130.500	0.429 / -149.500
3.600 GHz	0.876 / -132.000	0.431 / -150.000
3.700 GHz	0.875 / -133.000	0.433 / -150.500
3.800 GHz	0.874 / -134.000	0.435 / -151.000
3.900 GHz	0.873 / -135.000	0.437 / -151.000
4.000 GHz	0.873 / -136.000	0.439 / -151.000

Βρίσκουμε με το κριτήριο K- $\Delta$  ότι :  $K = 0.441 < 1$  και  $\Delta = 0.238 < 1$  άρα έχουμε ευστάθεια υπό όρους.

Σχεδιάζουμε το κύκλο ευστάθειας της πηγής. Παρατηρούμε ότι επειδή  $|s_{11}| = 0.876 < 1$  άρα η περιοχή που περικλείεται από το κύκλο είναι ασταθής. Το  $s_{11}^*$  βρίσκεται στο κύκλο ευστάθειας άρα η προσαρμογή αυτή είναι ασταθής.

Για να καταστήσουμε το transistor ευσταθές προσθέτουμε μια αντίσταση 200  $\Omega$  μεταξύ απαγωγού – πύλης. Οι νέες παράμετροι  $S$  φαίνονται παρακάτω:

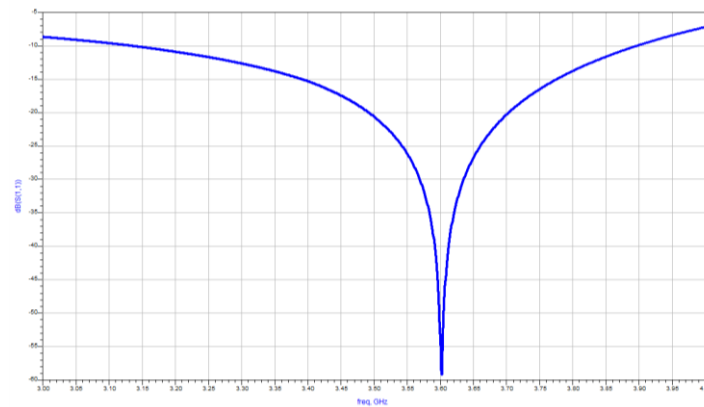
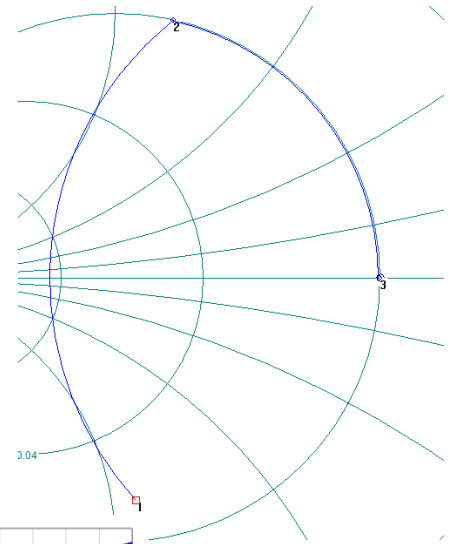
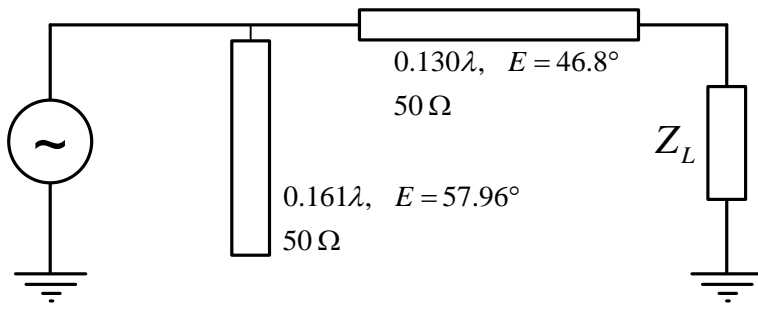


freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
3.600 GHz	0.624 / -137.681	0.100 / -9.864	2.148 / 120.064	0.431 / -175.079

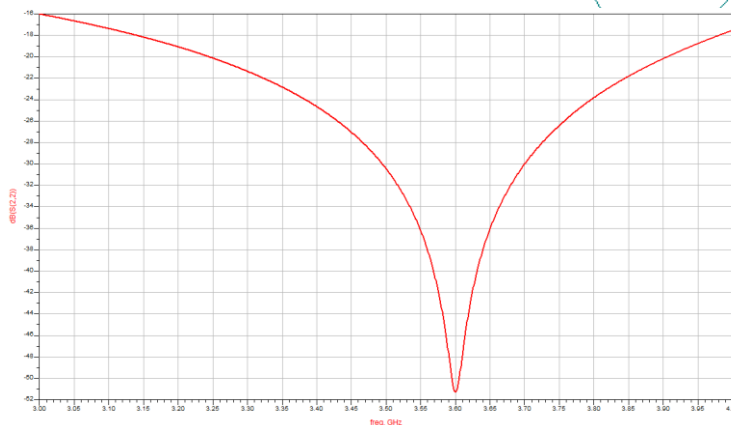
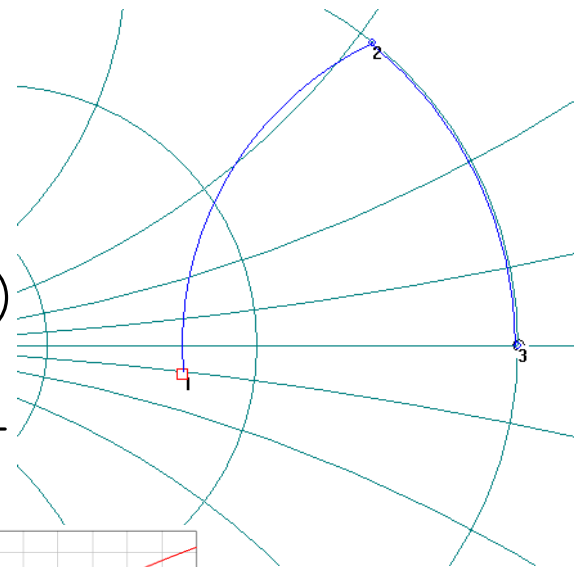
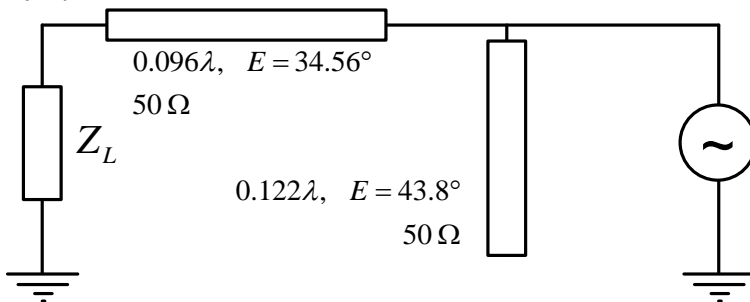
Το κριτήριο K- $\Delta$  ότι :  $K = 1.14 > 1$  και  $\Delta = 0.26 < 1$  επομένως τώρα έχουμε ευστάθεια άνευ όρων.

Έτσι, συνεχίζουμε σχεδιάζοντας κυκλώματα προσαρμογής.

↓ **Προσαρμογή ΠΗΓΗΣ**  
 Για να προσαρμόσουμε την πηγή  
 βάζουμε :



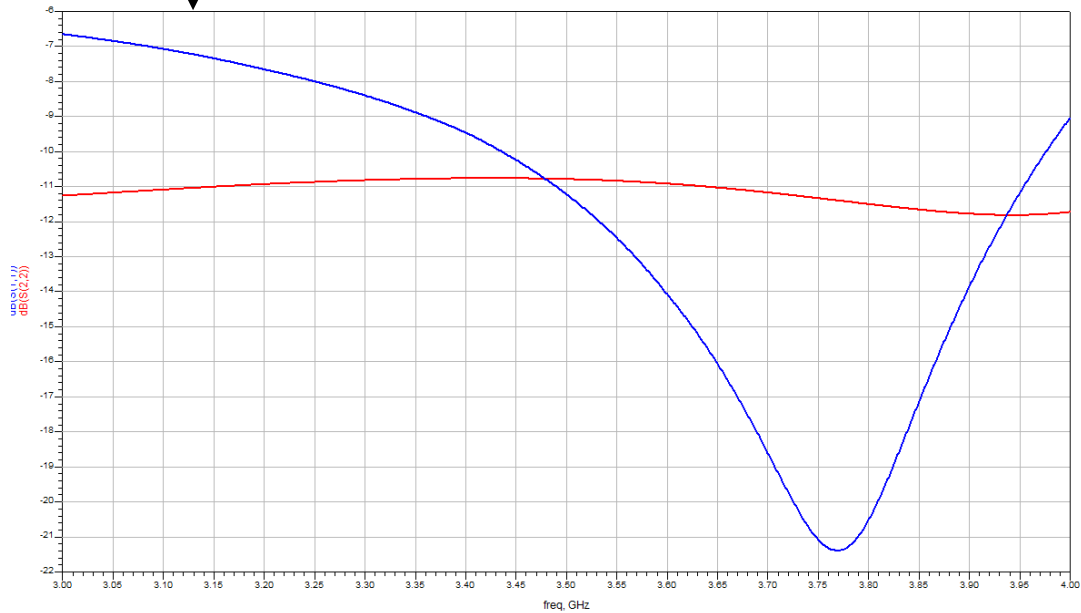
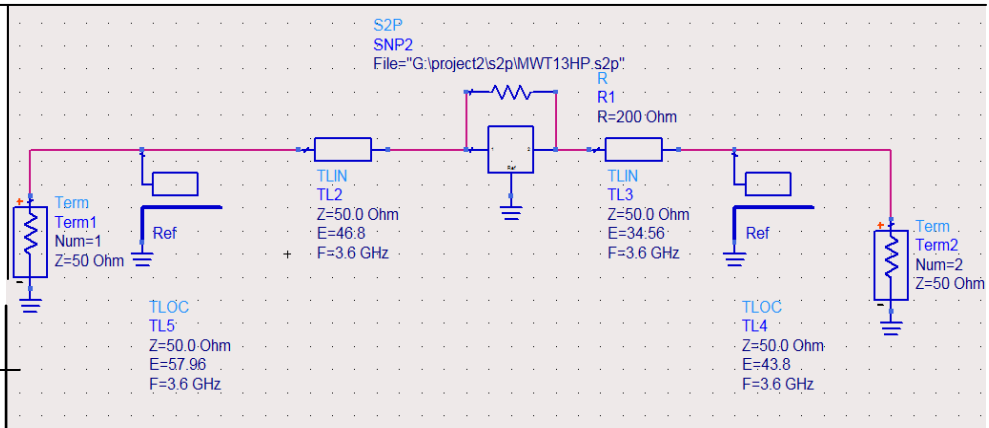
↓ **Προσαρμογή ΦΟΡΤΙΟΥ**  
 Για να προσαρμόσουμε το φορτίο  
 βάζουμε :





Το συνολικό κύκλωμα μαζί με τα κυκλώματα προσαρμογής φαίνονται δίπλα:

Παρακάτω βλέπουμε και τις παραμέτρους  $s_{11}$  και  $s_{22}$



Θεωρούμε μονόπλευρη προσέγγιση ( $s_{12} \approx 0$ ) και συνθήκες μέγιστης μεταφοράς ισχύος  $\Gamma_s = s_{11}^*$ ,  $\Gamma_L = s_{22}^*$

για όλες τις παρακάτω περιπτώσεις:

Κέρδος προσαρμογής εισόδου  $g_s$

$$g_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} = \frac{1}{1 - |s_{11}|^2} = \frac{1}{1 - 0.624^2} = 1.64 \quad \rightarrow \quad g_{s, dB} = 2.14 \text{ dB}$$

Κέρδος προσαρμογής φορτίου  $g_L$

$$g_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_{out}|^2} = \frac{1}{1 - |s_{22}|^2} = \frac{1}{1 - 0.431^2} = 1.23 \quad \rightarrow \quad g_{L, dB} = 0.89 \text{ dB}$$

Ολικό κέρδος προσαρμογής

$$G_{tu, max} = g_s \cdot |s_{21}|^2 \cdot g_L = 1.64 \cdot 2.148^2 \cdot 1.23 = 9.28 \quad \rightarrow \quad G_{tu, max} = 9.68 \text{ dB}$$

Δείκτης μονόπλευρης προσέγγισης M

$$M = \frac{|s_{12}| \cdot |s_{21}| \cdot |s_{11}| \cdot |s_{22}|}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} = 0.116$$

Τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό πραγματικό κέρδος του ενισχυτή είναι:

$$-0.95 \text{ dB} < \frac{G_t}{G_{tu}} < 1.07 \text{ dB}$$

Οι παράμετροι S μετά την σύνδεση των δύο κυκλωμάτων προσαρμογής φαίνονται παρακάτω

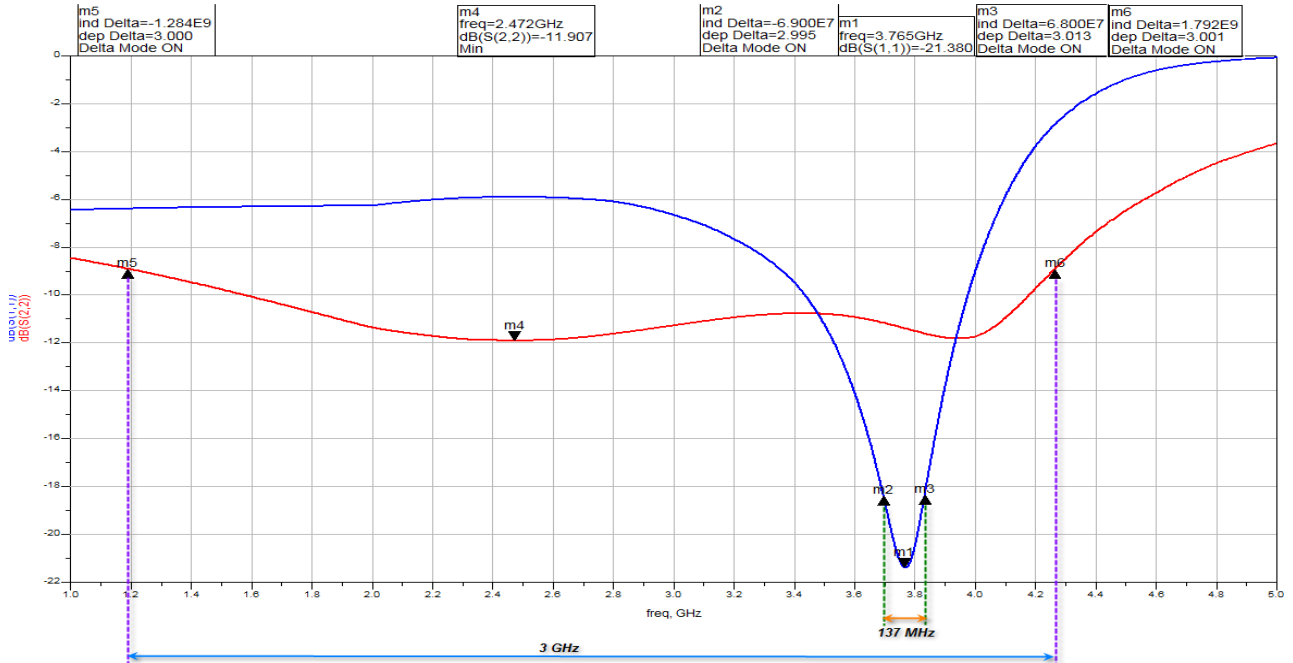
freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
3.600 GHz	0.198 / 121.401	0.149 / -149.067	3.194 / -19.140	0.284 / 134.585

Βάσει των αποτελεσμάτων του ADS βρίσκουμε ότι το μέγιστο κέρδος στην κεντρική συχνότητα ίσο

με:

freq	MaxGain1
3.600 GHz	11.478

Εύρος ζώνης 3-dB στην είσοδο και έξοδο:



Παρατηρούμε από το παραπάνω διάγραμμα ότι η προσαρμογή εισόδου έχει οξύτερη συμπεριφορά από αυτή της εξόδου. Συγκεκριμένα για την είσοδο η προσαρμογή είναι αποδεκτή για ένα εύρος 137MHz, ενώ για την έξοδο για εύρος 3 GHz.

Ένα κατάλληλο κύκλωμα πόλωσης του transistor με ανάδραση είναι αυτό που φαίνεται δίπλα:

Το διπλανό κύκλωμα στο DC παίρνει την μορφή που φαίνεται ακριβώς από κάτω:

Έχουμε στα δεδομένα μας τα στοιχεία για το επιθυμητό σημείο πόλωσης, καθώς και τα λοιπά στοιχεία.

Σημείο πόλωσης:

- $V_{ds} = 1.5V, V_{gs} = -1V,$
- $I_{ds} = 94mA$
- $V_{DD} = 4V$

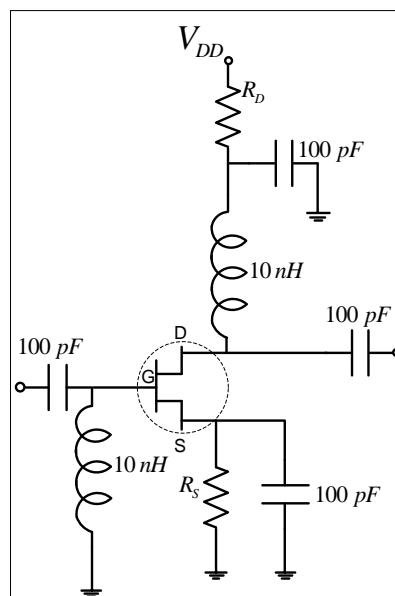
Βρίσκουμε τους αγνώστους κανόνες Kirchhoff:

$$V_{gs} = V_g - V_s$$

$$\Rightarrow -1 = 0 - V_s$$

$$\Rightarrow V_s = 1V$$

$$R_s = \frac{V_g - V_s}{I_{ds}} = \frac{1}{0.094} = 10.64 \Omega$$



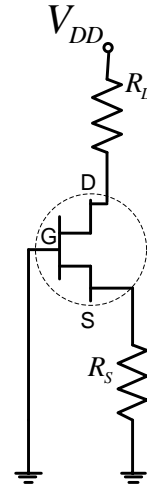
εφαρμόζοντας

$$V_{ds} = V_d - V_s$$

$$\Rightarrow 1.5 = V_d - 1$$

$$\Rightarrow V_d = 2.5V$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_d}{I_{ds}} = 15.96 \Omega$$



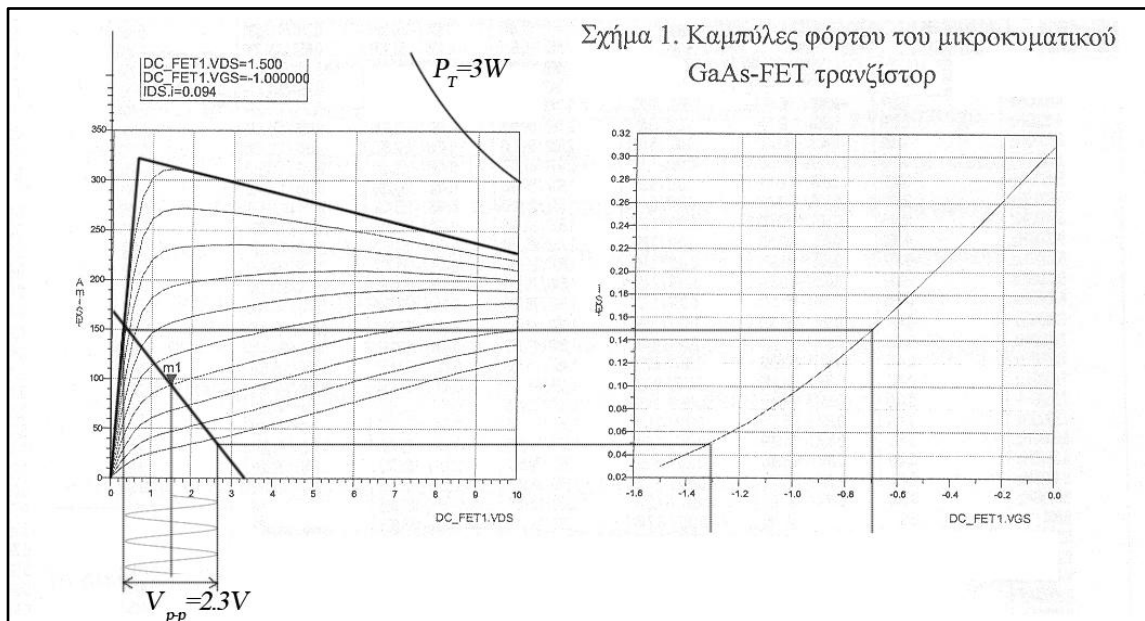
Το φορτίο είναι ίσο με:

$$Z_L = R_L + jX_L = Z_o \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = 50 \frac{1 + 0.227 \angle -108.612}{1 - 0.227 \angle -108.612} = 39.5 - 18i$$

Επομένως η κλίση της γραμμής φορτίου είναι:

$$G = \frac{1}{R_L} = 0.0253 \text{ Simens}$$

Παρακάτω φαίνονται οι συνθήκες που πρέπει να ισχύουν για να δουλεύει το transistor σε τάξη-Α.



Η μέγιστη ισχύς εξόδου δίνεται από το τύπο:

$$P_{out, \max} = \frac{V_{out, rms}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{2.3}{\sqrt{2}}\right)^2}{39.5} = 67 \text{ mW} .$$

### 3. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ “ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA)” ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΠΥΡΙΤΙΟΥ (SI-BJT)

Στον πίνακα I δίνονται οι παράμετροι σκέδασης του μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ (NEC-68130) για την τοπολογία κοινού εκπομπού και για πόλωση με  $V_{CE}=5.152V, I_C=26mA$  και  $I_b=0.2mA$ . Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου, με αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ίσες με  $50\Omega$ . Ο σχεδιασμός περιλαμβάνει τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου-εξόδου, το κύκλωμα πόλωσης καθώς και τον υπολογισμό του κέρδους και των συνθηκών ευστάθειας. Οι παράμετροι σκέδασης, ο βέλτιστος συντελεστής ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_{opt}=\Gamma_{on}$ ), οι συντελεστές ευστάθειας  $K$  και  $\mu$  η αντίσταση θορύβου  $R_n$  καθώς και ο ελάχιστος δείκτης θορύβου  $F_{min}$  δίνονται στον πίνακα I.

Θεωρείστε κεντρική συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή ίση με :

$$f_k = 1 + 0.15 \cdot N_4 \text{ [GHz]}$$

όπου,  $N_4$  είναι το τελευταίο ψηφίο του ΑΦΜ σας

Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος είναι RogersRO4003:  $\epsilon_r=3.38$ ,  $\tan\delta=0.0035$  και πάχος  $d=0.508$  mm.

A. Σχεδιασμός με βάση τη μονόπλευρη (unilateral) προσέγγιση,  $S_{12} \approx 0$ .

1. α) Προσδιορίστε τους κατάλληλους συντελεστές ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_s=;$ ) και φορτίου ( $\Gamma_L=;$ ), στις θύρες των κυκλωμάτων προσαρμογής (προς την πλευρά του τρανζίστορ), για την επίτευξη ελάχιστου θορύβου και μεγίστου κέρδους. Για το σκοπό αυτό σχεδιάστε τους κύκλους σταθερού δείκτη θορύβου και τους κύκλους σταθερού κέρδους εισόδου. (Η σχεδίαση μπορεί να γίνει είτε με το χέρι είτε με το πρόγραμμα Smith). Προσδιορίστε την καλύτερη δυνατή επιλογή του  $\Gamma_s$  που εξασφαλίζει το χαμηλότερο δυνατό θόρυβο και το μεγαλύτερο δυνατό κέρδος. Επιλέξτε το  $\Gamma_L$  έτσι ώστε να πληροί τη συνθήκη μεγίστου κέρδους.

β) Σχεδιάστε τους κύκλους ευστάθειας πηγής και φορτίου και ελέγξτε την ευστάθεια του

ενισχυτή με δεδομένη την επιλογή του ερωτήματος 1α.

γ) Υπολογίστε (σε dB) το κέρδος του ίδιου του ενεργού στοιχείου ( $G_t=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εισόδου ( $g_s=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εξόδου ( $g_L=;$ )

καθώς και το ολικό κέρδος της μονόπλευρης προσέγγισης ( $G_{tu} =$ ). Τί παρατηρείται ;

- δ) Υπολογίστε το δείκτη αξίας μονόπλευρης προσέγγισης (figure of merit) ( $M =$ ) και προσδιορίστε τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό-πραγματικό κέρδος του ενισχυτή.
- ε) Η μέγιστη επιτρεπτή καταναλισκόμενη ισχύς του τρανζίστορ είναι  $P_T = 150 \text{ mW}$ . Σχεδιάστε τα όρια της περιοχής λειτουργίας του τρανζίστορ στο σχήμα 1.
- στ) Τοποθετήστε το σημείο πόλωσης στα διαγράμματα των DC χαρακτηριστικών του σχήματος 1, χαράξτε την καμπύλη φόρτου και προσδιορίστε τις συνθήκες υπό τις οποίες ο ενισχυτής θα λειτουργεί γραμμικά σε τάξη Α.
2. α) Σχεδιάστε ξεχωριστά τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου με τη βοήθεια του Smith για την επίτευξη των επιθυμητών  $\Gamma_L$  και  $\Gamma_S$  όπως στο ερώτημα Α.1.

Υπόδειξη : Αναπτύξτε το κύκλωμα προσαρμογής ξεκινώντας από ένα φορτίο  $R_L = Z_0 = 50 \Omega$  και ακολουθώντας την κατάλληλη τροχιά στο χάρτη Smith έτσι ώστε στην είσοδο να έχετε τον επιθυμητό συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma_L$  ή  $\Gamma_S$  αντίστοιχα.

- β) Συνδέστε τα κυκλώματα προσαρμογής στο τρανζίστορ και εκτελέστε την κατάλληλη προσομοίωση (με το ADS) για τον προσδιορισμό των παραμέτρων  $S$  του ενισχυτή.
- i) Συγκρίνετε το κέρδος στην κεντρική συχνότητα με τους υπολογισμούς του σημείου-2. Τί παρατηρείται ;
- ii) Προσδιορίστε την περιοχή συχνοτήτων με αποδεκτή προσαρμογή (εύρος ζώνης 3-dB) στην είσοδο και στην έξοδο. Σημειώστε τις παρατηρήσεις σας.

B. Μελέτη της ευστάθειας του ενισχυτή για όλο το φάσμα συχνοτήτων.

Μελετήστε το συντελεστή ευστάθειας  $K =$  και τη διακρίνουσα  $\Delta =$ ; Εναλλακτικά υπολογίστε το συντελεστή ευστάθειας  $\mu$  (είναι προτιμότερος). Σχολιάστε την ευστάθεια του ενισχυτή. Αν ο ενισχυτής είναι δυνάμει ασταθής τι προβλήματα μπορεί να προκύψουν και πως θα τα αποφύγετε.

Γ. Υπολογισμός του κυκλώματος πόλωσης

1. Σχεδιάστε το κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για την πόλωση του μικροκυματικού τρανζίστορ. Υπολογίστε-προσδιορίστε τις τιμές όλων των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης εάν :

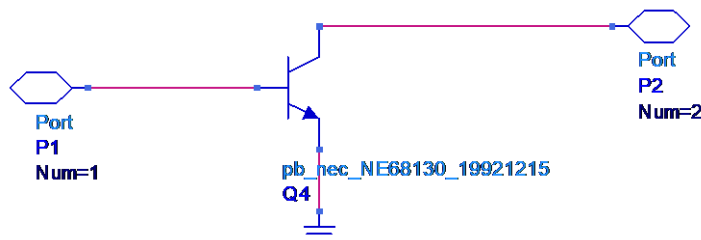
- Σημείο ηρεμίας :  $V_{CE}=5.152V, I_C=26mA$  και  $I_b=0.2mA$
- DC-πηγή τροφοδοσίας :  $V_{CC} = 15 V$

Σημείωση : Σε κάθε προσομοίωση εκτυπώστε τα σχετικά αποτελέσματα

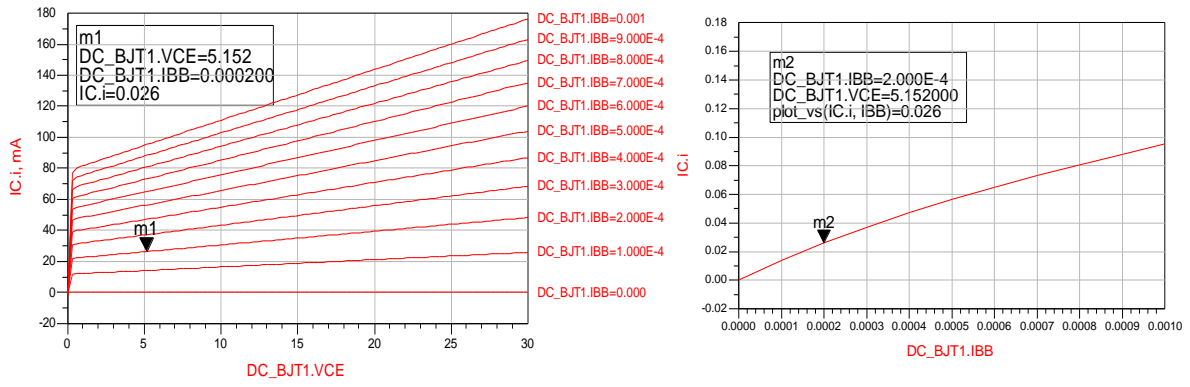
και συμπεριλάβετε τα στην εργασία που θα παραδώσετε.

**ΠΙΝΑΚΑΣ Ι. Παράμετροι σκέδασης του τρανζίστορ διπολικού τρανζίστορ NEC-68130**

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	mu(S)	K	Rn	NFmin	Scot
500.0MHz	0.142 / -151.152	0.064 / 80.348	7.510 / 88.092	0.449 / -19.071	1.000	1.000	1.106	0.760	0.605 / -173.858
550.0MHz	0.138 / -156.776	0.070 / 80.606	6.855 / 86.193	0.445 / -19.216	1.003	1.003	1.115	0.779	0.624 / -171.880
600.0MHz	0.136 / -161.929	0.076 / 80.774	6.307 / 84.428	0.441 / -19.483	1.006	1.006	1.148	0.799	0.641 / -169.793
650.0MHz	0.135 / -166.668	0.082 / 80.869	5.842 / 82.769	0.438 / -19.850	1.007	1.007	1.213	0.821	0.658 / -167.631
700.0MHz	0.134 / -171.041	0.089 / 80.904	5.444 / 81.193	0.436 / -20.301	1.007	1.007	1.315	0.843	0.674 / -165.414
750.0MHz	0.134 / -175.089	0.095 / 80.887	5.098 / 79.685	0.433 / -20.825	1.007	1.007	1.462	0.865	0.690 / -163.163
800.0MHz	0.135 / -178.845	0.102 / 80.826	4.796 / 78.233	0.431 / -21.411	1.006	1.006	1.661	0.889	0.704 / -160.898
850.0MHz	0.136 / -177.660	0.108 / 80.726	4.530 / 76.827	0.428 / -22.052	1.004	1.004	1.919	0.913	0.718 / -158.623
900.0MHz	0.137 / 174.401	0.115 / 80.593	4.293 / 75.461	0.426 / -22.742	1.003	1.003	2.245	0.937	0.731 / -156.358
950.0MHz	0.139 / 171.357	0.122 / 80.428	4.082 / 74.129	0.424 / -23.477	1.000	1.000	2.647	0.962	0.743 / -154.103
1.000GHz	0.141 / 168.508	0.128 / 80.235	3.892 / 72.827	0.421 / -24.252	0.998	0.998	3.133	0.987	0.754 / -151.869
1.050GHz	0.143 / 165.836	0.135 / 80.017	3.721 / 71.550	0.419 / -25.066	0.995	0.995	3.711	1.012	0.765 / -149.659
1.100GHz	0.145 / 163.327	0.142 / 79.775	3.566 / 70.297	0.417 / -25.915	0.992	0.992	4.390	1.037	0.775 / -147.477
1.150GHz	0.147 / 160.968	0.149 / 79.510	3.425 / 69.063	0.414 / -26.798	0.989	0.989	5.179	1.063	0.785 / -145.324
1.200GHz	0.150 / 158.746	0.156 / 79.224	3.296 / 67.849	0.412 / -27.714	0.985	0.985	6.087	1.088	0.794 / -143.204
1.250GHz	0.153 / 156.651	0.163 / 78.917	3.178 / 66.650	0.409 / -28.663	0.981	0.983	7.122	1.113	0.802 / -141.118
1.300GHz	0.155 / 154.672	0.171 / 78.591	3.069 / 65.467	0.406 / -29.642	0.978	0.980	8.293	1.139	0.810 / -139.068
1.350GHz	0.158 / 152.801	0.178 / 78.246	2.968 / 64.299	0.404 / -30.653	0.973	0.976	9.608	1.164	0.818 / -137.050
1.400GHz	0.162 / 151.031	0.186 / 77.882	2.876 / 63.143	0.401 / -31.695	0.969	0.973	11.077	1.189	0.825 / -135.069
1.450GHz	0.165 / 149.353	0.193 / 77.500	2.789 / 61.998	0.398 / -32.768	0.965	0.969	12.707	1.214	0.832 / -133.128
1.500GHz	0.168 / 147.761	0.201 / 77.100	2.710 / 60.866	0.395 / -33.873	0.960	0.966	14.507	1.239	0.838 / -131.216
1.550GHz	0.172 / 146.248	0.208 / 76.683	2.635 / 59.743	0.392 / -35.009	0.955	0.962	16.484	1.263	0.845 / -129.343
1.600GHz	0.175 / 144.810	0.216 / 76.248	2.565 / 58.630	0.389 / -36.178	0.950	0.958	18.647	1.287	0.850 / -127.506
1.650GHz	0.179 / 143.441	0.224 / 75.797	2.500 / 57.527	0.385 / -37.381	0.945	0.955	21.003	1.311	0.856 / -125.704
1.700GHz	0.182 / 142.137	0.232 / 75.328	2.440 / 56.432	0.382 / -38.617	0.940	0.951	23.558	1.334	0.861 / -123.938
1.750GHz	0.186 / 140.892	0.240 / 74.842	2.382 / 55.346	0.378 / -39.888	0.935	0.948	26.319	1.357	0.866 / -122.208
1.800GHz	0.190 / 139.702	0.248 / 74.340	2.329 / 54.267	0.375 / -41.196	0.929	0.944	29.293	1.380	0.871 / -120.507
1.850GHz	0.194 / 138.564	0.256 / 73.821	2.278 / 53.196	0.371 / -42.542	0.924	0.941	32.486	1.402	0.875 / -118.843
1.900GHz	0.198 / 137.474	0.265 / 73.285	2.230 / 52.132	0.367 / -43.926	0.918	0.938	35.903	1.424	0.880 / -117.212
1.950GHz	0.202 / 136.429	0.273 / 72.733	2.185 / 51.075	0.363 / -45.351	0.912	0.934	39.549	1.445	0.884 / -115.613
2.000GHz	0.207 / 135.426	0.282 / 72.164	2.143 / 50.024	0.359 / -46.818	0.907	0.931	43.429	1.466	0.888 / -114.048
2.050GHz	0.211 / 134.460	0.290 / 71.579	2.103 / 48.979	0.355 / -48.329	0.901	0.928	47.545	1.486	0.891 / -112.511
2.100GHz	0.215 / 133.530	0.299 / 70.978	2.064 / 47.940	0.350 / -49.886	0.895	0.925	51.902	1.506	0.895 / -111.007
2.150GHz	0.220 / 132.633	0.308 / 70.360	2.028 / 46.907	0.346 / -51.491	0.889	0.922	56.502	1.526	0.898 / -109.533
2.200GHz	0.225 / 131.767	0.316 / 69.726	1.994 / 45.879	0.341 / -53.146	0.882	0.919	61.348	1.544	0.902 / -108.088
2.250GHz	0.229 / 130.928	0.325 / 69.076	1.961 / 44.856	0.337 / -54.855	0.876	0.917	66.440	1.563	0.905 / -106.673
2.300GHz	0.234 / 130.115	0.334 / 68.410	1.930 / 43.839	0.332 / -56.618	0.870	0.914	71.780	1.581	0.908 / -105.288
2.350GHz	0.239 / 129.326	0.343 / 67.728	1.900 / 42.826	0.327 / -58.440	0.863	0.911	77.368	1.598	0.910 / -103.927
2.400GHz	0.244 / 128.557	0.352 / 67.030	1.871 / 41.818	0.322 / -60.323	0.857	0.909	83.203	1.614	0.913 / -102.598
2.450GHz	0.249 / 127.808	0.362 / 66.316	1.844 / 40.814	0.317 / -62.270	0.851	0.907	89.284	1.630	0.916 / -101.291
2.500GHz	0.254 / 127.077	0.371 / 65.587	1.818 / 39.814	0.312 / -64.285	0.844	0.905	95.608	1.646	0.918 / -100.012



Χαρακτηριστικά του NE68130: NEC30 Package 3-terminal, NPN  $P_{diss}=150mW$ ,  $V_{ce(Max)}=10V$ ,  $I_c(Max)=65mA$ ,  $V_{ce(typical)}=3V$ ,  $I_c(Typical)=7mA$ ,  $H_{fe}= 40-240$ ,  $F_t=7GHz$



Σχήμα 1. Καμπύλες φόρτου του μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ

## ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΛΥΣΗΣ

Από πίνακα με παραμέτρους  $S$  για το NEC-68130 παίρνουμε τις τιμές των  $S_{11}$  και  $S_{22}$  για την συχνότητα των  $f_k = 1.3 \text{ GHz}$

Θέλουμε κύκλωμα προσαρμογής για την επίτευξη μέγιστου κέρδους. Οι απαραίτητες συνθήκες είναι:

$$\Gamma_S = s_{11}^*$$

$$\Gamma_L = s_{22}^*$$

Όμως παράλληλα θέλουμε χαμηλό θόρυβο επομένως:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
500.0 MHz	0.254 / -129.134	0.079 / 68.969	6.795 / 92.814	0.396 / -34.108
600.0 MHz	0.233 / -140.415	0.091 / 70.196	5.746 / 88.020	0.373 / -33.795
700.0 MHz	0.221 / -150.287	0.105 / 71.019	4.981 / 83.897	0.357 / -33.898
800.0 MHz	0.214 / -159.019	0.118 / 71.506	4.402 / 80.210	0.345 / -34.398
900.0 MHz	0.210 / -166.792	0.132 / 71.720	3.949 / 76.825	0.334 / -35.249
1.000 GHz	0.210 / -173.749	0.147 / 71.712	3.587 / 73.661	0.325 / -36.410
1.100 GHz	0.211 / 179.998	0.161 / 71.520	3.291 / 70.664	0.317 / -37.847
1.200 GHz	0.214 / 174.356	0.176 / 71.172	3.045 / 67.800	0.309 / -39.535
1.300 GHz	0.219 / 169.244	0.192 / 70.689	2.838 / 65.042	0.301 / -41.458
1.400 GHz	0.224 / 164.594	0.207 / 70.088	2.662 / 62.375	0.293 / -43.611
1.500 GHz	0.230 / 160.347	0.223 / 69.380	2.510 / 59.785	0.285 / -45.990
1.600 GHz	0.237 / 156.453	0.239 / 68.574	2.378 / 57.261	0.277 / -48.602
1.700 GHz	0.244 / 152.868	0.256 / 67.677	2.263 / 54.797	0.269 / -51.457
1.800 GHz	0.252 / 149.552	0.273 / 66.695	2.161 / 52.387	0.261 / -54.571
1.900 GHz	0.261 / 146.474	0.290 / 65.633	2.070 / 50.025	0.251 / -57.964
2.000 GHz	0.270 / 143.602	0.307 / 64.494	1.989 / 47.708	0.242 / -61.665
2.100 GHz	0.279 / 140.911	0.325 / 63.283	1.916 / 45.432	0.233 / -65.706
2.200 GHz	0.289 / 138.379	0.342 / 62.001	1.850 / 43.195	0.224 / -70.126
2.300 GHz	0.299 / 135.984	0.360 / 60.653	1.791 / 40.994	0.214 / -74.969
2.400 GHz	0.310 / 133.709	0.378 / 59.242	1.736 / 38.829	0.205 / -80.283
2.500 GHz	0.321 / 131.537	0.396 / 57.769	1.686 / 36.696	0.197 / -86.116

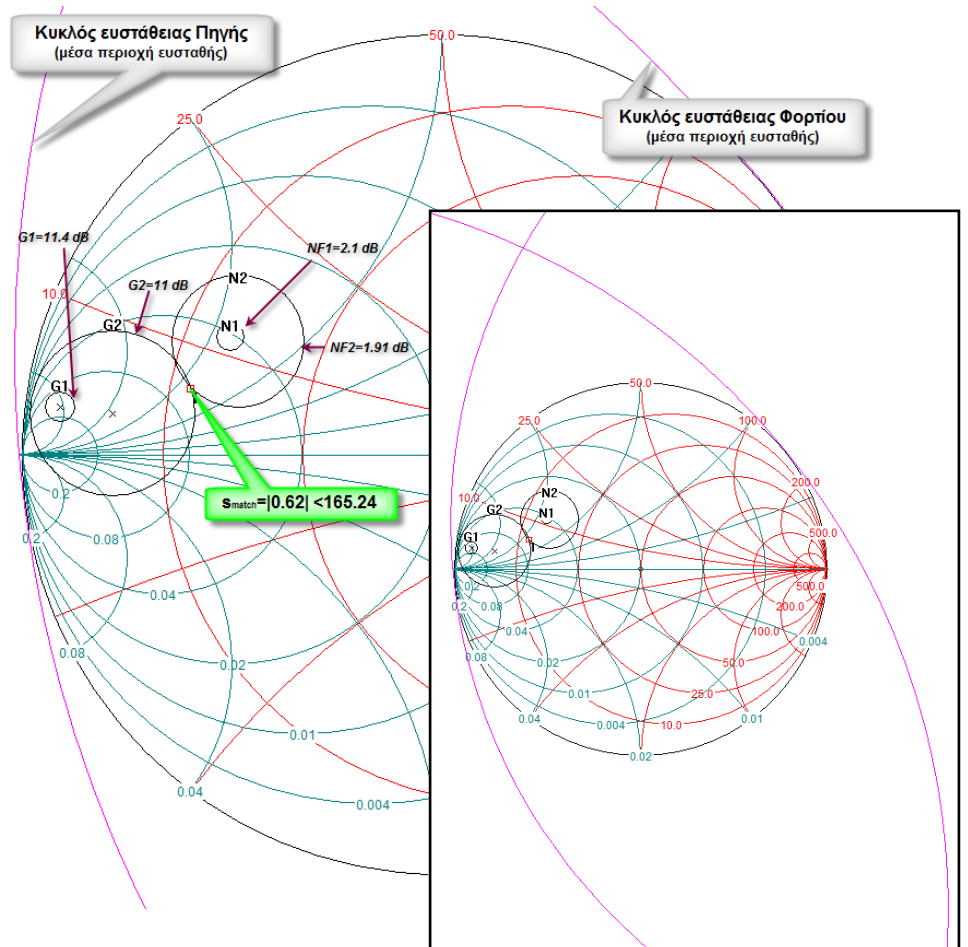
Βρίσκουμε με το κριτήριο  $K$ - $\Delta$  ότι :  $K=1$  και  $\Delta=0.48 < 1$  άρα έχουμε ευστάθεια άνευ όρων.

Επιλέγουμε σαν σύμβαση μεταξύ καλής προσαρμογής και χαμηλού θορύβου το σημείο

$s_{best} = 0.62 \angle 165.24^\circ$  για το οποίο έχουμε κέρδος  $G = 11 \text{ dB}$  και θόρυβο  $NF = 2.1 \text{ dB}$ .

Σύμφωνα με τα παραπάνω η προσαρμογή εισόδου πρέπει να γίνει ώστε:  
 $\Gamma_S = 0.62 \angle 165.24^\circ$

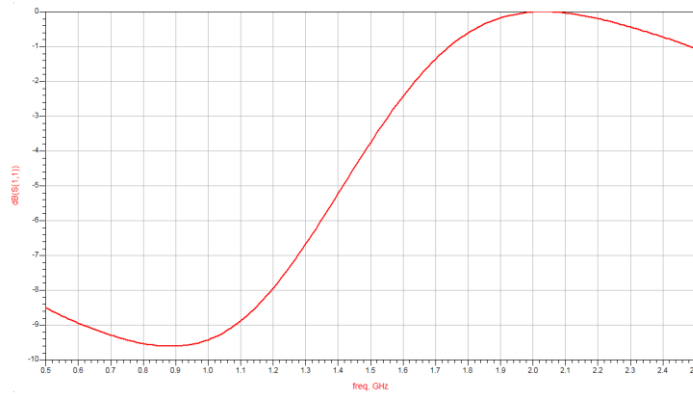
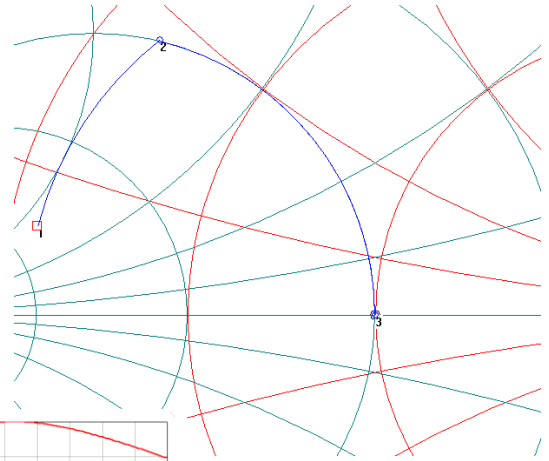
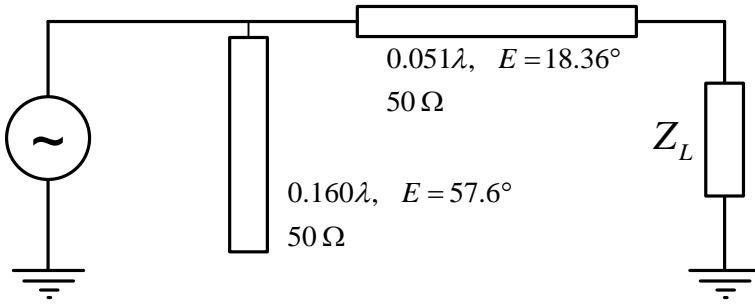
Από τα σχήματα της παρούσας σελίδας όπου φαίνονται οι κύκλοι ευστάθειας πηγής και φορτίου



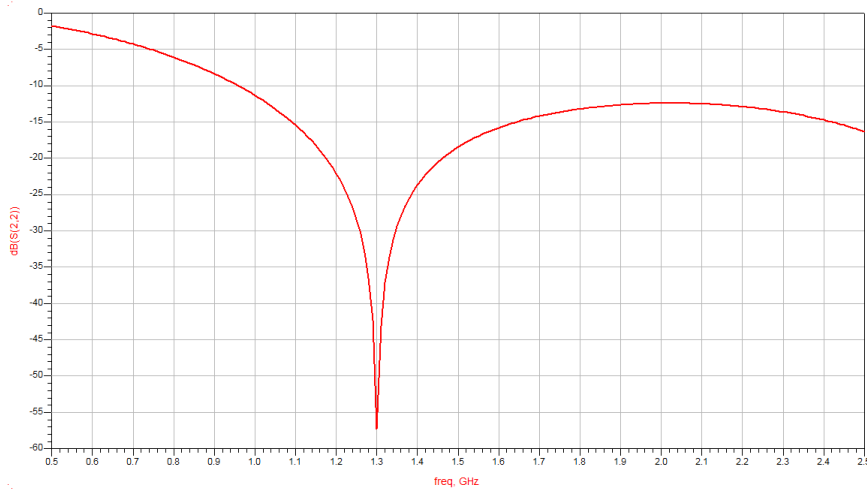
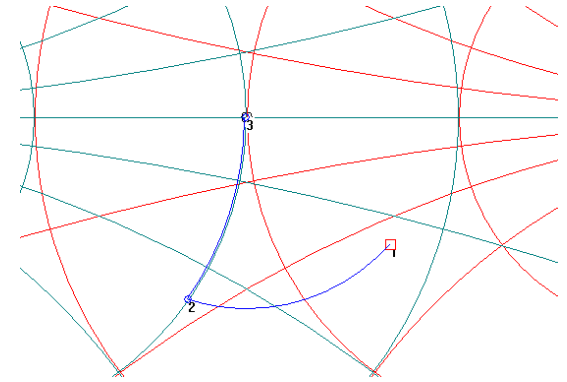
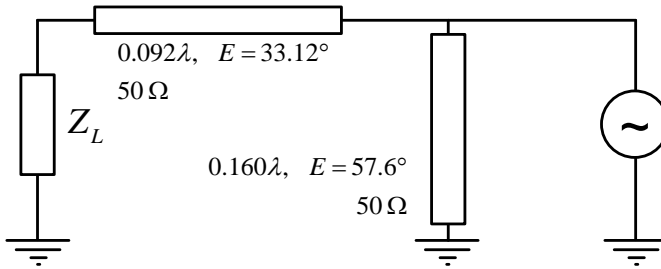


βλέπουμε ότι τα σημεία προσαρμογής που επιλέξαμε είναι και τα δύο ευσταθή.

↓ **Προσαρμογή ΠΗΓΗΣ**  
 Για να προσαρμόσουμε την πηγή βάζουμε :

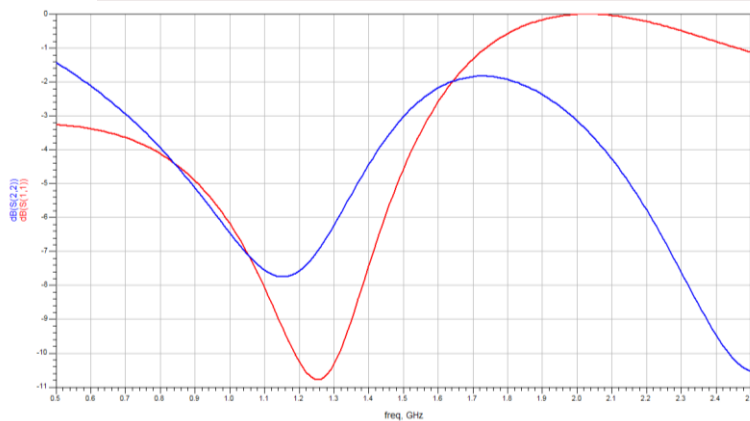
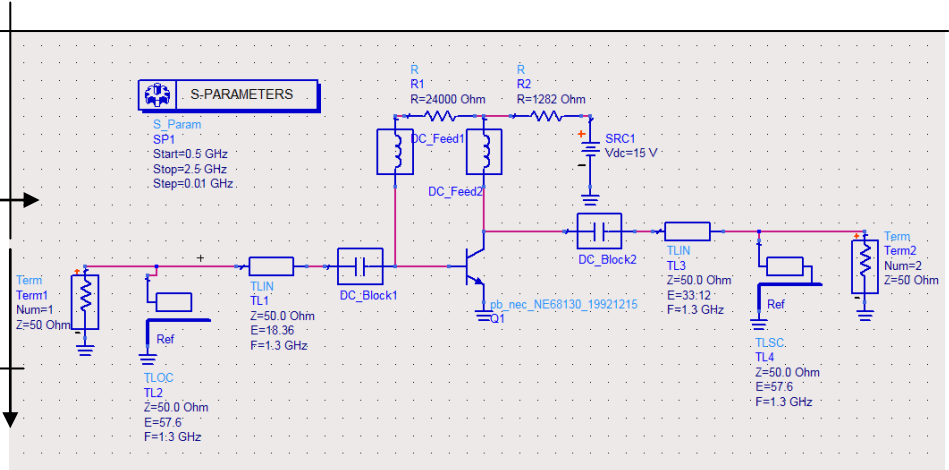


↓ **Προσαρμογή ΦΟΡΤΙΟΥ**  
 Για να προσαρμόσουμε το φορτίο βάζουμε :



Το συνολικό κύκλωμα μαζί με τα κυκλώματα προσαρμογής φαίνονται δίπλα:

Παρακάτω βλέπουμε και τις παραμέτρους  $s_{11}$  και  $s_{22}$



Το φορτίο είναι ίσο με:

$$Z_L = R_L + jX_L = Z_o \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = 50 \frac{1 + 0.227 \angle -108.612}{1 - 0.227 \angle -108.612} = 71 + 31j$$

Επομένως η κλίση της γραμμής φορτίου είναι:  $G = \frac{1}{R_L} = 0.014 \text{ Siemens}$

**Θεωρούμε μονόπλευρη προσέγγιση ( $s_{12} \approx 0$ ) και συνθήκες μέγιστης μεταφοράς**

**ισχύος στην έξοδο  $\Gamma_L = s_{22}^*$  για όλες τις παρακάτω περιπτώσεις:**

↓ **Κέρδος προσαρμογής εισόδου  $g_s$**

$$g_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s s_{11}|^2} = 0.796 \rightarrow \boxed{g_{s,dB} = -0.99 \text{ dB}}$$

↓ **Κέρδος προσαρμογής φορτίου  $g_L$**

$$g_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L s_{22}|^2} = 1.10 \rightarrow \boxed{g_{L,dB} = 0.41 \text{ dB}}$$

⇓ **Ολικό κέρδος προσαρμογής**

$$G_{in} = g_s \cdot |s_{21}|^2 \cdot g_L = 0.796 \cdot 2.838^2 \cdot 1.10 = 7.05 \rightarrow \boxed{G_{in} = 8.48 \text{ dB}}$$

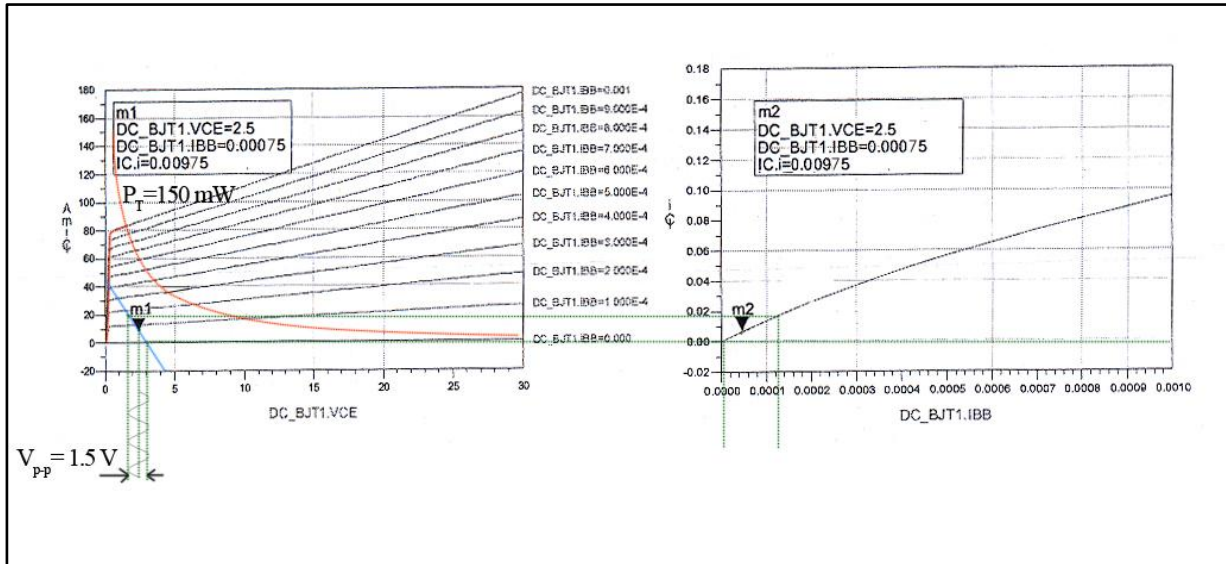
↓ **Δείκτης μονόπλευρης προσέγγισης M**

$$M = \frac{|s_{12}| \cdot |s_{21}| \cdot |s_{11}| \cdot |s_{22}|}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} = 0.0414$$

Τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό πραγματικό κέρδος του ενισχυτή είναι:

$$-0.35 \text{ dB} < \frac{G_t}{G_{in}} < 0.37 \text{ dB}$$

Παρακάτω φαίνονται οι συνθήκες που πρέπει να ισχύουν για να δουλεύει το transistor σε τάξη-A.



Η μέγιστη ισχύς εξόδου δίνεται από το τύπο:

$$P_{out, \max} = \frac{V_{out, rms}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{1.5}{\sqrt{2}}\right)^2}{71} = 15.8 \text{ mW}.$$

Δίπλα έχουμε το κύκλωμα πόλωσης του transistor (NEC-68130) και κάτω έχουμε το DC ισοδύναμο:

Θέλουμε :

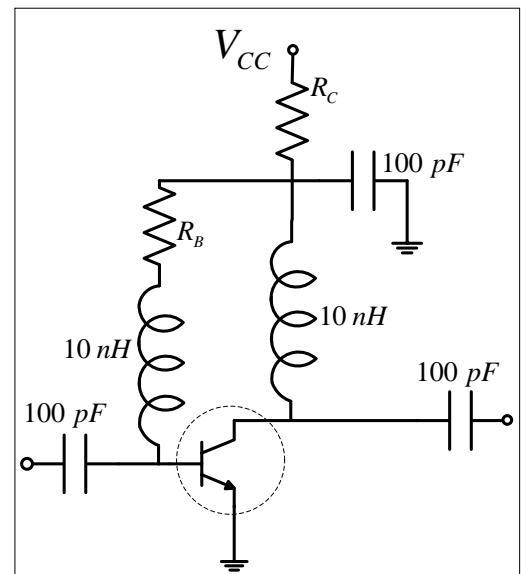
$$V_{CE} = 2.5 \text{ V}$$

$$I_C = 9.75 \text{ mA}$$

$$I_b = 0.075 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

άρα

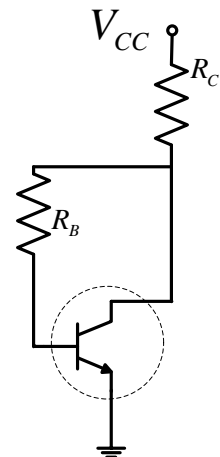


$$V_{CE} = V_C - V_E \Rightarrow 2.5 = V_C - 0 \Rightarrow \boxed{V_C = 2.5 \text{ V}}$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{15 - 2.5}{0.00975} \Rightarrow \boxed{R_C = 1282 \Omega}$$

$$V_{BE} = V_B - V_E \Rightarrow 0.7 = V_B - 0 \Rightarrow \boxed{V_B = 0.7 \text{ V}}$$

$$R_B = \frac{V_C - V_B}{I_b} = \frac{2.5 - 0.7}{0.000075} \Rightarrow \boxed{R_B = 24 \text{ K}\Omega}$$



#### 4. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ “ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA)” ΜΕ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ GaAs-FET

Στον πίνακα I δίνονται οι παράμετροι σκέδασης του μικροκυματικού GaAsFET τρανζίστορ (MWT13HP) για την τοπολογία κοινής πηγής και για πόλωση με  $V_{DS}=2V$ ,  $V_{GS}=-1V$  και  $I_{DS}=100mA$ . Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου, με αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ίσες με  $50\Omega$ . Ο σχεδιασμός περιλαμβάνει τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου-εξόδου, το κύκλωμα πόλωσης καθώς και τον υπολογισμό του κέρδους και των συνθηκών ευστάθειας. Οι παράμετροι σκέδασης, ο βέλτιστος συντελεστής ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_{opt}=\Gamma_{on}$ ), οι συντελεστές ευστάθειας  $K$  και  $\mu$  η αντίσταση θορύβου  $R_n$  καθώς και ο ελάχιστος δείκτης θορύβου  $F_{min}$  δίνονται στον πίνακα I.

Θεωρείστε κεντρική συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή ίση με :

$$f_k = 4 + 0.4N_4 \text{ [GHz]}$$

όπου,  $N_4$  είναι το τελευταίο ψηφίο του ΑΦΜ σας

Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος είναι RogersRO4003:  $\epsilon_r=3.38$ ,  $\tan\delta=0.0035$  και πάχος  $d=0.508 \text{ mm}$ .

##### **A. Σχεδιασμός με βάση τη μονόπλευρη (unilateral) προσέγγιση , $S_{12} \approx 0$ .**

1. α) Προσδιορίστε τους κατάλληλους συντελεστές ανάκλασης πηγής ( $\Gamma_S=;$ ) και φορτίου ( $\Gamma_L=;$ ), στις θύρες των κυκλωμάτων προσαρμογής (από την πλευρά του τρανζίστορ), για την επίτευξη ελάχιστου δείκτη θορύβου και μεγίστου δυνατού κέρδους. Για το σκοπό αυτό σχεδιάστε τους κύκλους σταθερού δείκτη θορύβου και τους κύκλους σταθερού κέρδους εισόδου. (Η σχεδίαση μπορεί να γίνει είτε με το χέρι είτε με το πρόγραμμα Smith).
- β) Σχεδιάστε τους κύκλους ευστάθειας πηγής και φορτίου και ελέγξτε την ευστάθεια του ενισχυτή με δεδομένη την επιλογή του ερωτήματος 1α. Εάν υπάρχει πιθανότητα το τρανζίστορ να οδηγηθεί σε αστάθεια διορθώστε-τροποποιήστε κατάλληλα την επιλογή των  $\Gamma_S$  και  $\Gamma_L$ .
- γ) Υπολογίστε (σε dB) το κέρδος του ίδιου του ενεργού στοιχείου ( $G_i=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εισόδου ( $g_s=;$ ), το κέρδος προσαρμογής εξόδου ( $g_L=;$ ) καθώς και το ολικό κέρδος της μονόπλευρης προσέγγισης ( $G_{tu} =;$ ). Τί παρατηρείται ;

- δ) Υπολογίστε το δείκτη αξίας μονόπλευρης προσέγγισης (figure of merit) ( $M=$ ;) και προσδιορίστε τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό-πραγματικό κέρδος του ενισχυτή.
- ε) Η μέγιστη επιτρεπτή καταναλισκόμενη ισχύς του τρανζίστορ είναι  $P_T=3W$ . Σχεδιάστε τα όρια της περιοχής λειτουργίας του τρανζίστορ στο σχήμα 1.
- στ) Τοποθετείστε το σημείο πόλωσης στα διαγράμματα των DC χαρακτηριστικών του σχήματος 1, χαράξτε την καμπύλη φόρτου και προσδιορίστε τις συνθήκες υπό τις οποίες ο ενισχυτής θα λειτουργεί γραμμικά σε τάξη Α.

$$(\text{Σημείωση : } Z_L=Z_0(1+\Gamma_L)/(1-\Gamma_L)=R_L+jX_L)$$

2. α) Σχεδιάστε ξεχωριστά τα κυκλώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου με τη βοήθεια του PUFF (χρησιμοποιήστε κατά προτίμηση μόνο μικροταινιακές γραμμές) για την επίτευξη των επιθυμητών  $\Gamma_L$  και  $\Gamma_S$  όπως στο ερώτημα Α.1. Υπόδειξη : Αναπτύξτε το κύκλωμα προσαρμογής ξεκινώντας από ένα φορτίο  $R_L=Z_0=50\Omega$  και ακολουθώντας την κατάλληλη τροχιά στο χάρτη Smith έτσι ώστε στην είσοδο να έχετε τον επιθυμητό συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma_L$  ή  $\Gamma_S$  αντίστοιχα. (Προσοχή στον τρόπο σύνδεσης-προσανατολισμό τους).
- β) Συνδέστε τα κυκλώματα προσαρμογής στο τρανζίστορ και εκτελέστε την κατάλληλη προσομοίωση (με το PUFF) για τον προσδιορισμό των παραμέτρων-S του ενισχυτή.
- i) Συγκρίνετε το κέρδος στην κεντρική συχνότητα με τους υπολογισμούς του σημείου-2. Τι παρατηρείτε ;
- ii) Προσδιορίστε την περιοχή συχνοτήτων με αποδεκτή προσαρμογή (εύρος ζώνης 3-dB) στην είσοδο και στην έξοδο. Σημειώστε τις παρατηρήσεις σας.

## **Β. Μελέτη της ευστάθειας του ενισχυτή για όλο το φάσμα συχνοτήτων.**

Υπολογίστε το συντελεστή ευστάθειας  $K=$ ; και τη διακρίνουσα  $\Delta=$ ; Εναλλακτικά υπολογίστε το συντελεστή ευστάθειας  $\mu$  (είναι προτιμότερος). Σχολιάστε την ευστάθεια του ενισχυτή. Αν ο ενισχυτής είναι δυνάμει ασταθής τι προβλήματα μπορεί να προκύψουν και πως θα τα αποφύγετε;

## **Γ. Υπολογισμός του κυκλώματος πόλωσης**

1. Σχεδιάστε το κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για την πόλωση του μικροκυματικού τρανζίστορ. Υπολογίστε-προσδιορίστε τις τιμές όλων των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης εάν :

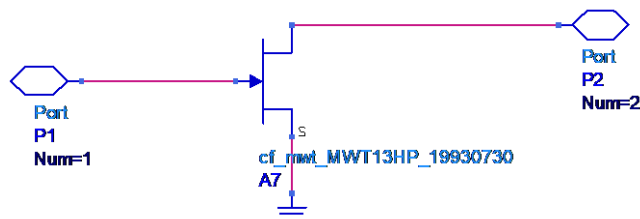
- Σημείο ηρεμίας :  $V_{DS}=2.0\text{ V}, V_{GS}=-1\text{ V}$  και  $I_{DS}=100\text{ mA}$
- DC-πηγή τροφοδοσίας :  $V_{DD} = 5\text{ V}$

Σημείωση : Σε κάθε προσομοίωση εκτυπώστε τα σχετικά αποτελέσματα και συμπεριλάβετε τα στην εργασία που θα παραδώσετε.

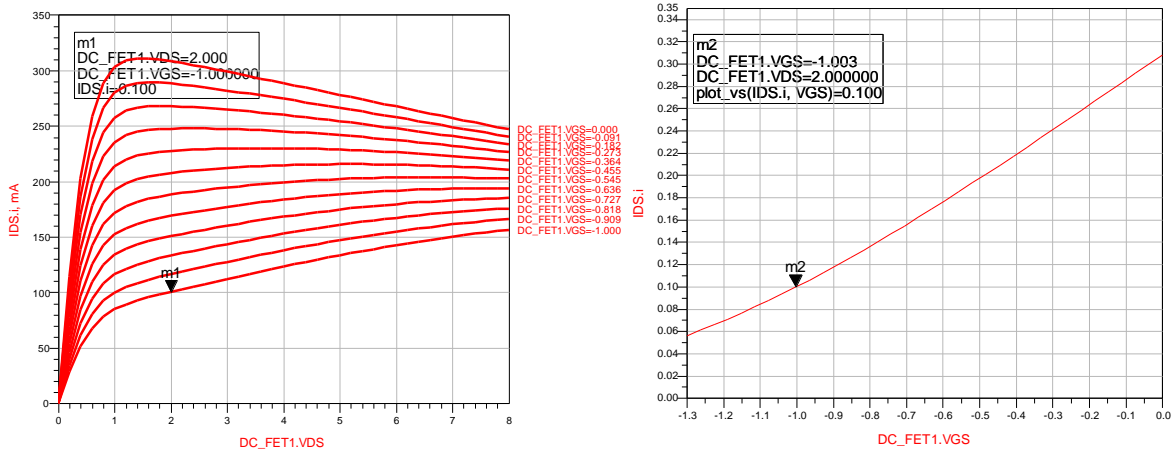
2. Σχεδιάστε το τελικό χωρομετρικό (layout) διάγραμμα του ενισχυτή συμπεριλαμβάνοντας όλα τα στοιχεία προσαρμογής και πόλωσης.

### 1. ΠΙΝΑΚΑΣ 1. Παράμετροι σκέδασης του τρανζίστορ MWT13HP

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	mu(S)	K	NFmin	Sopt
4.000GHz	0.871 / -135.060	0.081 / 12.951	2.803 / 94.985	0.412 / -144.748	0.469	0.238	0.703	0.651 / 120.772
4.200GHz	0.870 / -136.914	0.081 / 11.692	2.683 / 93.330	0.416 / -145.308	0.487	0.250	0.737	0.658 / 123.357
4.400GHz	0.869 / -138.617	0.081 / 10.507	2.572 / 91.748	0.421 / -145.790	0.505	0.262	0.772	0.665 / 125.743
4.600GHz	0.868 / -140.185	0.081 / 9.388	2.469 / 90.232	0.424 / -146.205	0.522	0.273	0.807	0.672 / 127.949
4.800GHz	0.867 / -141.634	0.082 / 8.326	2.373 / 88.775	0.428 / -146.560	0.538	0.285	0.841	0.679 / 129.994
5.000GHz	0.866 / -142.975	0.082 / 7.317	2.284 / 87.369	0.432 / -146.865	0.554	0.297	0.876	0.686 / 131.892
5.200GHz	0.865 / -144.219	0.082 / 6.354	2.201 / 86.011	0.436 / -147.124	0.570	0.308	0.911	0.693 / 133.658
5.400GHz	0.865 / -145.377	0.082 / 5.434	2.124 / 84.696	0.439 / -147.345	0.585	0.320	0.945	0.700 / 135.305
5.600GHz	0.864 / -146.456	0.082 / 4.553	2.051 / 83.419	0.443 / -147.532	0.599	0.332	0.979	0.706 / 136.843
5.800GHz	0.864 / -147.464	0.082 / 3.706	1.983 / 82.177	0.446 / -147.689	0.613	0.343	1.014	0.712 / 138.283
6.000GHz	0.864 / -148.407	0.082 / 2.891	1.919 / 80.968	0.450 / -147.821	0.627	0.355	1.048	0.718 / 139.633
6.200GHz	0.863 / -149.290	0.082 / 2.105	1.859 / 79.787	0.453 / -147.929	0.640	0.366	1.082	0.724 / 140.901
6.400GHz	0.863 / -150.120	0.082 / 1.345	1.802 / 78.634	0.457 / -148.018	0.653	0.378	1.116	0.730 / 142.094
6.600GHz	0.863 / -150.901	0.082 / 0.611	1.748 / 77.506	0.460 / -148.091	0.665	0.389	1.150	0.735 / 143.218
6.800GHz	0.863 / -151.636	0.082 / -0.102	1.698 / 76.400	0.464 / -148.148	0.677	0.401	1.184	0.740 / 144.279
7.000GHz	0.863 / -152.329	0.082 / -0.793	1.649 / 75.316	0.467 / -148.192	0.689	0.412	1.218	0.746 / 145.283
7.200GHz	0.863 / -152.985	0.082 / -1.465	1.604 / 74.251	0.471 / -148.226	0.700	0.424	1.252	0.750 / 146.232
7.400GHz	0.863 / -153.604	0.082 / -2.119	1.560 / 73.205	0.474 / -148.250	0.711	0.435	1.285	0.755 / 147.133
7.600GHz	0.863 / -154.191	0.082 / -2.756	1.519 / 72.176	0.478 / -148.267	0.722	0.446	1.319	0.760 / 147.987
7.800GHz	0.863 / -154.748	0.082 / -3.378	1.480 / 71.163	0.481 / -148.276	0.732	0.458	1.353	0.764 / 148.800
8.000GHz	0.863 / -155.277	0.082 / -3.984	1.442 / 70.165	0.485 / -148.280	0.742	0.469	1.386	0.768 / 149.572
8.200GHz	0.863 / -155.779	0.082 / -4.578	1.407 / 69.181	0.489 / -148.279	0.751	0.481	1.419	0.773 / 150.309
8.400GHz	0.864 / -156.257	0.082 / -5.158	1.372 / 68.210	0.492 / -148.275	0.761	0.491	1.453	0.776 / 151.011
8.600GHz	0.864 / -156.713	0.082 / -5.726	1.340 / 67.252	0.496 / -148.267	0.770	0.502	1.486	0.780 / 151.681
8.800GHz	0.864 / -157.147	0.082 / -6.282	1.309 / 66.306	0.499 / -148.258	0.778	0.514	1.519	0.784 / 152.322
9.000GHz	0.864 / -157.561	0.082 / -6.828	1.279 / 65.371	0.503 / -148.247	0.787	0.525	1.552	0.788 / 152.939
9.200GHz	0.865 / -157.957	0.081 / -7.363	1.250 / 64.447	0.507 / -148.234	0.795	0.536	1.585	0.791 / 153.522
9.400GHz	0.865 / -158.336	0.081 / -7.888	1.222 / 63.534	0.510 / -148.221	0.803	0.547	1.618	0.794 / 154.080
9.600GHz	0.865 / -158.698	0.081 / -8.405	1.196 / 62.630	0.514 / -148.208	0.811	0.558	1.650	0.798 / 154.624
9.800GHz	0.865 / -159.046	0.081 / -8.912	1.170 / 61.735	0.518 / -148.195	0.818	0.569	1.683	0.801 / 155.141
10.00GHz	0.866 / -159.378	0.081 / -9.411	1.146 / 60.849	0.521 / -148.183	0.825	0.580	1.716	0.804 / 155.639
10.20GHz	0.866 / -159.698	0.081 / -9.902	1.122 / 59.971	0.525 / -148.171	0.832	0.590	1.748	0.807 / 156.117
10.40GHz	0.866 / -160.004	0.081 / -10.385	1.099 / 59.102	0.529 / -148.161	0.839	0.601	1.780	0.810 / 156.578
10.60GHz	0.867 / -160.299	0.080 / -10.861	1.077 / 58.241	0.532 / -148.152	0.846	0.612	1.812	0.812 / 157.021
10.80GHz	0.867 / -160.582	0.080 / -11.329	1.056 / 57.387	0.536 / -148.144	0.852	0.623	1.845	0.815 / 157.448
11.00GHz	0.867 / -160.855	0.080 / -11.791	1.036 / 56.541	0.540 / -148.138	0.859	0.633	1.877	0.818 / 157.860
11.20GHz	0.868 / -161.118	0.080 / -12.246	1.016 / 55.702	0.543 / -148.134	0.865	0.644	1.908	0.820 / 158.258
11.40GHz	0.868 / -161.371	0.080 / -12.695	0.997 / 54.869	0.547 / -148.132	0.871	0.655	1.940	0.822 / 158.641
11.60GHz	0.869 / -161.615	0.080 / -13.138	0.978 / 54.043	0.551 / -148.132	0.876	0.665	1.972	0.825 / 159.012
11.80GHz	0.869 / -161.850	0.079 / -13.575	0.961 / 53.224	0.554 / -148.134	0.882	0.676	2.003	0.827 / 159.370
12.00GHz	0.869 / -162.078	0.079 / -14.006	0.943 / 52.411	0.558 / -148.138	0.887	0.686	2.035	0.829 / 159.717



Χαρακτηριστικά του MWT13HP: MWT-13HP Package: DIE Model: efeit3 N-channel Gate Width=1200, Gate Length=0.3,  $P_{diss(max)}=3000$ ,  $V_{ds}$  (typical)=6,  $I_{dss}=298.67$ ,  $V_t=-2.6$



Σχήμα 1. Καμπύλες φόρτου του μικροκυματικού GaAsFET τρανζίστορ

## ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΛΥΣΗΣ

Από πίνακα με παραμέτρους  $S$  για το MWT13HP παίρνουμε τις τιμές των  $S_{11}$  και  $S_{22}$  για την συχνότητα των  $f_k = 4.8 \text{ GHz}$

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	Sopt
4.800 GHz	0.867 / -141.616	0.082 / 8.336	2.371 / 88.784	0.428 / -146.577	0.679 / 129.960

Θέλουμε κύκλωμα προσαρμογής για την επίτευξη μέγιστου κέρδους. Η απαραίτητες συνθήκες είναι:

$$\Gamma_S = s_{11}^*$$

$$\Gamma_L = s_{22}^*$$

Όμως παράλληλα θέλουμε χαμηλό θόρυβο επομένως:

$$\Gamma_S = \Gamma_{opt}$$

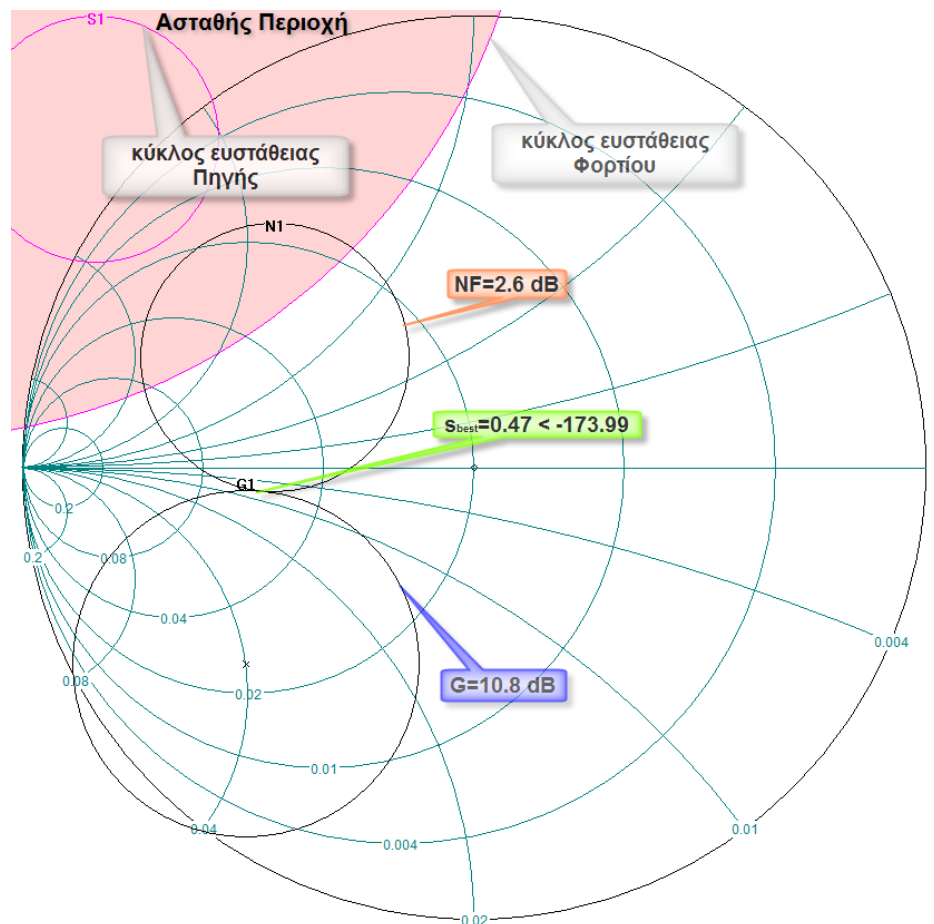
Βρίσκουμε με το κριτήριο K-Δ ότι :  $K = -0.09 < 1$  και  $\Delta = 0.421 < 1$  άρα έχουμε ευστάθεια υπό όρους.

Επιλέγουμε σαν σύμβαση μεταξύ καλής προσαρμογής και χαμηλού θορύβου το σημείο  $s_{best} = 0.47 \angle -173.99^\circ$  για το οποίο έχουμε κέρδος  $G = 13.9 \text{ dB}$  και θόρυβο  $NF = 2.5 \text{ dB}$ .

Σύμφωνα με τα παραπάνω η προσαρμογή εισόδου πρέπει να γίνει ώστε:

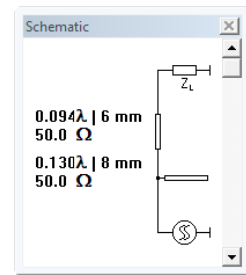
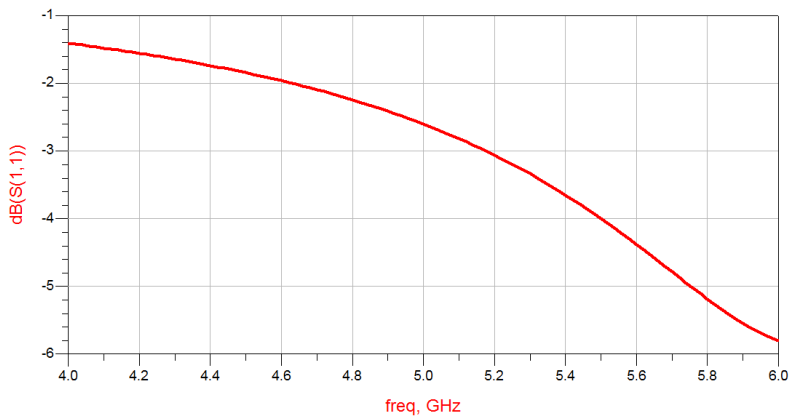
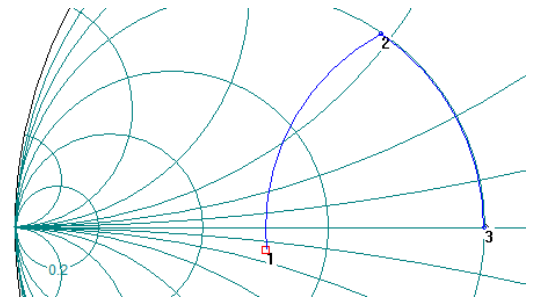
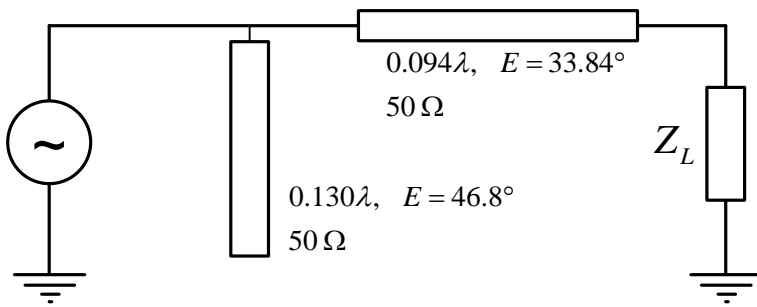
$$\Gamma_S = 0.47 \angle -173.99^\circ$$

Από τα σχήματα της παρούσας σελίδας όπου φαίνονται οι κύκλοι ευστάθειας πηγής και φορτίου βλέπουμε ότι τα σημεία προσαρμογής που επιλέξαμε είναι και τα δύο ευσταθή.

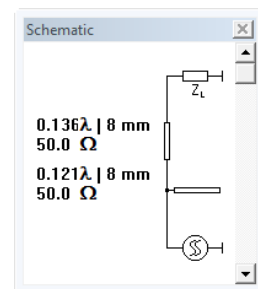
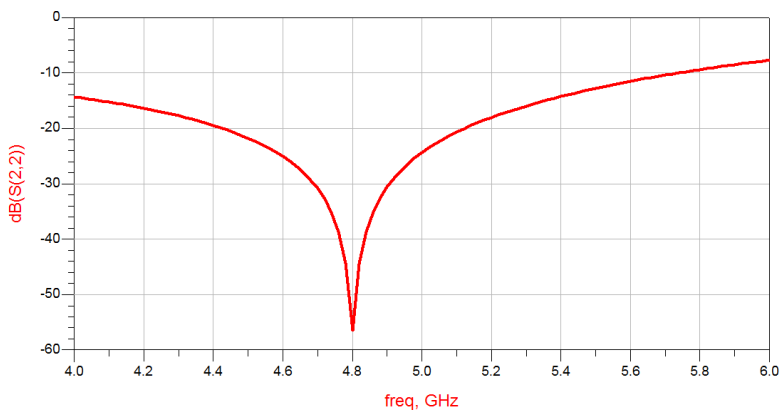
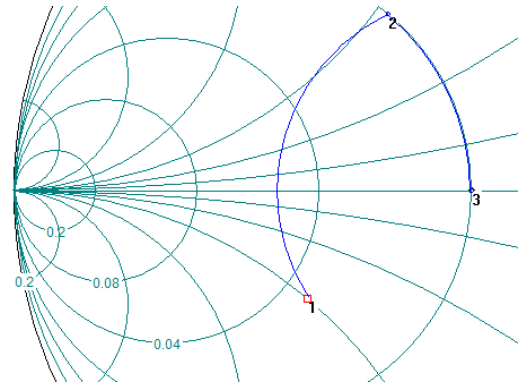
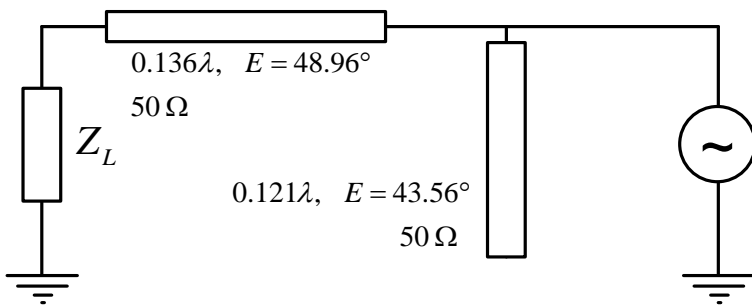




↓ **Προσαρμογή ΠΗΓΗΣ**  
 Για να προσαρμόσουμε την πηγή βάζουμε :

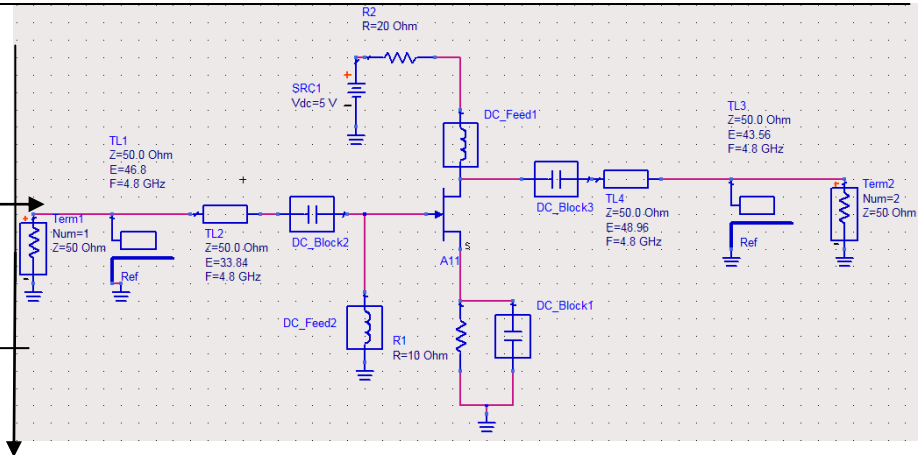


↓ **Προσαρμογή ΦΟΡΤΙΟΥ**  
 Για να προσαρμόσουμε το φορτίο βάζουμε :



Το συνολικό κύκλωμα μαζί με τα κυκλώματα προσαρμογής φαίνονται δίπλα:

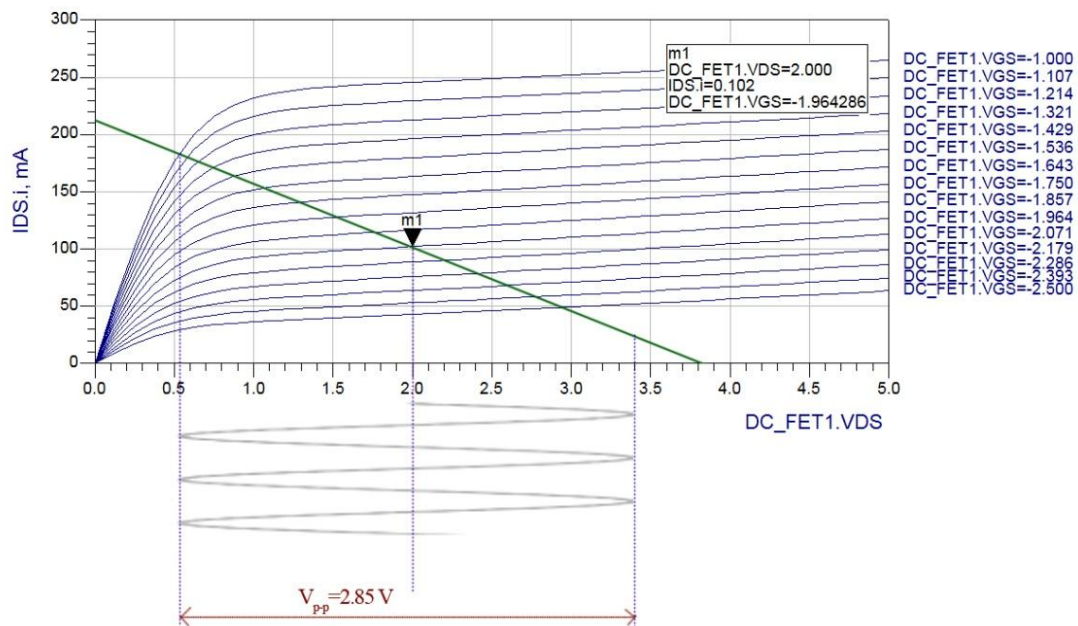
Το φορτίο είναι ίσο με:



$$Z_L = R_L + jX_L = Z_o \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = 50 \frac{1 + 0.428 \angle -146.577}{1 - 0.428 \angle -146.577} = 17.75 + 47.25i$$

Επομένως η κλίση της γραμμής φορτίου είναι:  $G = \frac{1}{R_L} = 0.056 \text{ Siemens}$

Παρακάτω φαίνονται οι συνθήκες που πρέπει να ισχύουν για να δουλέψει το transistor σε τάξη-A.



Η μέγιστη ισχύς εξόδου δίνεται από το τύπο:

$$P_{out, max} = \frac{V_{out, rms}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{2.85}{\sqrt{2}}\right)^2}{17.75} = 229 \text{ mW}$$

Θεωρούμε μονόπλευρη προσέγγιση ( $s_{12} \approx 0$ ) και συνθήκες μέγιστης μεταφοράς

ισχύος στην έξοδο  $\Gamma_L = s_{22}^*$  για όλες τις παρακάτω περιπτώσεις:

↓ Κέρδος προσαρμογής εισόδου  $g_s$

$$g_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s s_{11}|^2} = 1.33 \rightarrow \boxed{g_{s,dB} = 1.25 \text{ dB}}$$

↓ Κέρδος προσαρμογής φορτίου  $g_L$

$$g_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L s_{22}|^2} = 1.86 \rightarrow \boxed{g_{L,dB} = 2.68 \text{ dB}}$$

|| Ολικό κέρδος προσαρμογής

↓  $G_{iu} = g_s \cdot |s_{21}|^2 \cdot g_L = 1.33 \cdot 2.371^2 \cdot 1.86 = 13.92 \rightarrow \boxed{G_{iu} = 11.44 \text{ dB}}$

↓ Δείκτης μονόπλευρης προσέγγισης M

$$M = \frac{|s_{12}| \cdot |s_{21}| \cdot |s_{11}| \cdot |s_{22}|}{(1 - |s_{11}|^2)(1 - |s_{22}|^2)} = 0.855$$

Τα όρια μέσα στα οποία αναμένεται το τελικό πραγματικό κέρδος του ενισχυτή είναι:

$$-2.86 \text{ dB} < \frac{G_t}{G_{iu}} < 8.39 \text{ dB}$$

Δίπλα έχουμε το κύκλωμα πόλωσης του transistor MWT13HP και κάτω έχουμε το DC ισοδύναμο:

$$V_{DS} = 2 \text{ V}$$

Θέλουμε :  $I_{DS} = 100 \text{ mA}$  άρα

$$V_{DD} = 5 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S \Rightarrow -1 = 0 - V_S \Rightarrow$$

$$\boxed{V_S = 1 \text{ V}}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S \Rightarrow 2 = V_D - 1 \Rightarrow$$

$$\boxed{V_D = 3 \text{ V}}$$

$$R_S = \frac{V_S}{I_{DS}} = \frac{1}{0.1} \Rightarrow$$

$$\boxed{R_S = 10 \Omega}$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DS}} = \frac{5 - 3}{0.1} \Rightarrow$$

$$\boxed{R_D = 20 \Omega}$$

