



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ
ΜΟΥΣΙΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Γκάνος

Επιβλέπων : Μαρία Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2015



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΜΟΥΣΙΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Γκάνος

Επιβλέπων : Μαρία Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την

.....
Μαρία Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Νικόλαος Θεοδώρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Παναγιώτης Τσαμπάρκης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2015

.....
Κωνσταντίνος Ε. Γκάνος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Κωνσταντίνος Ε. Γκάνος, 2015.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοποί της διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση, η προσομοίωση και η υλοποίηση ενός από τα πρώτα αυτοτελή κυκλώματα που δημιουργήθηκαν για την επεξεργασία του ήχου στον τομέα της μουσικής τεχνολογίας.

Η εργασία χωρίζεται σε τρία κεφάλαια, όσοι και οι στόχοι της. Στο πρώτο, γίνεται εισαγωγή στις βασικές λειτουργίες του ενισχυτή με τρανζίστορ και της ανάδρασης ως βασικού στοιχείου της παραπάνω διάταξης. Γίνεται ανάλυση σύμφωνα με τα μαθηματικά μοντέλα και τους φυσικούς νόμους της ηλεκτρονικής και εξάγονται αποτελέσματα για την συμπεριφορά και τις ιδιότητες του κυκλώματος καθώς και η τελική απόκριση σήματος και συχνοτήτων. Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μία προσπάθεια για τη δημιουργία μοντέλου και τον προσδιορισμό των απαραίτητων χαρακτηριστικών του τρανζίστορ γερμανίου σε αντιδιαστολή με εκείνων των τρανζίστορ πυριτίου. Πραγματοποιούνται προσομοιώσεις *Spice* τα αποτελέσματα των οποίων συγκρίνονται με τη θεωρητική προσέγγιση του πρώτου κεφαλαίου και με μετρήσεις που υλοποιούνται στο πραγματικό κύκλωμα. Στο τρίτο και τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζεται συνοπτικά η διαδικασία σχεδίασης και υλοποίησης του κυκλώματος.

Πεδία αναζήτησης: Fuzz tone, BJT, ενισχυτής τρανζίστορ, τοπολογία ανάδρασης, μοντέλο ασθενούς σήματος, μοντέλο *Spice*, τρανζίστορ γερμανίου, φαινόμενο φόρτωσης

ABSTRACT

The purpose of this bachelor thesis is the analysis, the simulation and the construction of one of the first portable circuits created for audio processing in music technology.

The thesis is divided into three chapters, such as its aims. The first chapter include an introduction to the basic functions of a transistor amplifier and feedback as a key component of this device. The circuit was analyzed according to mathematical models and physical laws of electronics and exported results are presented to understand the behavior, the properties and the final signal and frequency response of the circuit. The second chapter is an attempt to design the spice model of the circuit and determine the necessary characteristics of germanium transistors as opposed to those of silicon ones. Spice simulations are performed whose results are compared with the ones from the theoretical approach and with the measurements been taken part on the constructed pedal. The third and last chapter, summarize the design and the hardware process of the *fuzz-tone*.

Key words: Fuzz tone, BJT, transistor amplifier, bias analysis, feedback, small signal model, Spice model, germanium transistor, loading effect

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	
Γενικό Μέρος	3
1.1 Αρχή της υπέρθεσης	3
1.2 Η μέθοδος των βρόγχων	4
1.3 Η μέθοδος των κλάδων	5
1.4 Το μοντέλο ασθενούς σήματος	6
1.4.1 Απλοποιημένο μοντέλο υβριδικού-π	6
1.4.2 Το μοντέλο χαμηλών συχνοτήτων	7
1.5 Ανάδραση στα κυκλώματα τρανζίστορ	11
1.6 Τα διαγράμματα ροής σήματος	12
1.6.1 Προσέγγιση των παραμέτρων ανάδρασης	13
1.7 Αντίσταση εισόδου και εξόδου	15
1.8 Τοπολογίες ανάδρασης	15
1.8.1 Δειγματοληψία ρεύματος και παράλληλη μείξη	15
1.8.2 Δειγματοληψίας τάσης και μείξη σε σειρά	16
1.9 Η έννοια του local feedback	18
1.10 Τρανζίστορ BJT γερμανίου	19
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	
Η λειτουργία του Fuzz tone	21
2.1 Εισαγωγή	21
2.2 DC λειτουργία	22
2.2.1 Ανάλυση με τη μέθοδο των κλάδων	23
2.2.2 Ανάλυση με τη μέθοδο των κόμβων	25
2.2.3 DC λειτουργία με ανάδραση παράλληλα-σειράς	25
2.2.4 DC λειτουργία με ανάδραση σειράς-παράλληλα	26
2.3 AC λειτουργία	28
2.3.1 AC λειτουργία με ανάδραση παράλληλα-σειράς	31
2.3.1.1 Αντίσταση εισόδου	35
2.3.2 AC λειτουργία με ανάδραση σειράς-παράλληλα	37
2.3.2.1 Αντίσταση εισόδου	40

2.4 Σύνοψη	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	
Προσομοιώσεις και πειραματικές μετρήσεις	42
3.1 Εισαγωγή	43
3.2 Καθορισμός παραμέτρων Spice για το BJT	45
3.3 Προσομοιώσεις για το BJT γερμανίου και εκτιμήσεις	47
3.4 Σύγκριση μοντέλου και φυσικού στοιχείου	49
3.5 Εξαγωγή μοντέλου για το κύκλωμα	50
3.5.1 Εξοπλισμός για τις πειραματικές μετρήσεις	52
3.6 Αποτελέσματα προσομοιώσεων, υπολογισμοί και μετρήσεις	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	
Συμπεράσματα και εκτιμήσεις	54
4.1 Εκτίμηση της AC προσομοίωσης	54
4.2 Η απόκριση του κυκλώματος	55
4.3 Η επίδραση των εξωτερικών συνδέσεων στο κύκλωμα	56
4.4 Η παραμόρφωση στο σήμα εξόδου	59
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	60

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα πρώτα βήματα για τη δημιουργία ηλεκτρικών μουσικών οργάνων έγιναν πίσω στις αρχές της δεκαετίας του 30' στο Los Angeles των ΗΠΑ, όταν ο κιθαρίστας *G. Beauchamp* και ο ηλεκτρολόγος μηχανικός *A. Rickenbacker* σχεδίασαν τη πρώτη ηλεκτρική κιθάρα σε μία προσπάθεια να ξεπεράσουν το πρόβλημα της χαμηλής έντασης της ακουστικής και του συνεπαγόμενου περιορισμένου της ρόλου στα μουσικά σχήματα της εποχής, ειδικότερα σ' εκείνα που περιλάμβαναν πνευστά. Την ίδια περίοδο, η διαδεδομένη χρήση ηλεκτρολυτικών πυκνωτών και λυχνιών οδήγησε στην κατασκευή εύχρηστων ενισχυτών μουσικών οργάνων, η οποία αποδεσμεύτηκε από την χρήση δαπανηρών συσσωρευτών ενέργειας. Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 40', πολλές εταιρείες είχαν ξεκινήσει να εδραιώνονται σ' αυτόν τον τομέα της μουσικής τεχνολογίας και μέχρι τα μέσα της δεκαετίας του 50' ο καινούργιος αυτός ήχος έφτασε να χαρακτηρίζει ένα από τα πιο διαδεδομένα μουσικά είδη στο δυτικό κόσμο, το *rock 'n' roll*.

Η καινούργια αυτή τεχνολογία άνοιξε νέους δρόμους για τους μουσικούς οι οποίοι δεν άργησαν να πειραματιστούν και να αξιοποιήσουν στο έπακρο τις νέες δυνατότητες. Ακόμα και ένας χαλασμένος ενισχυτής ο οποίος παραμόρφωνε το σήμα αποδείχτηκε χρήσιμο εργαλείο. Η αλλοίωση αυτή του σήματος είναι μάλιστα από τα πρώτα τεχνητά εφέ που εμφανίστηκαν στην ιστορία της μουσικής και δημιουργήθηκε με την αύξηση του κέρδους του ενισχυτή πέρα από το προβλεπόμενο όριο ή λόγω μιας τυχαίας βλάβης του. Χαλασμένες κονσόλες, σκισμένα ηχεία, υπερφορτωμένοι ή 'πειραγμένοι' ενισχυτές αποτελούσαν τα πρώτα εργαλεία για την παραγωγή αυτού του 'ζεστού' ήχου. Με την εισαγωγή του τρανζίστορ στην ηλεκτρονική το 1947, οι μηχανικοί επιχείρησαν να σχεδιάσουν προσιτά, φορητά, αυτόνομα κυκλώματα που να μπορούν να αναπαραριστούν τις προηγούμενες μη ελέγξιμες συνθήκες.

Το 1962 δημιουργήθηκε, από τον *Glen Snotty*, ένα από τα πρώτα εμπορικά πετάλια παραμόρφωσης, το *Fuzz-Tone*, το οποίο κατασκευάστηκε με την επωνυμία *Maestro* και ο ήχος του πλησίαζε την παραμόρφωση μιας χαλασμένης λυχνίας.. Ο ήχος του έγινε δημοφιλής το 1965 όταν οι *Rolling Stones* κυκλοφόρησαν το *Satisfaction*. Έχει χρησιμοποιηθεί από μουσικούς όπως οι *Beatles*, ο *Frank Zappa*, *Jimi Hendrix*, *Jimmy Page* και άλλοι προσφέροντας ιδιαίτερη χροιά σε διάφορα ιδιώματα της *ροκ* και *ποπ*. Ο χαρακτηριστικός του ήχος βασίζεται στα τρανζίστορ

γερμανίου που χρησιμοποιούσαν εκείνη την εποχή και το κύκλωμα στην ουσία του είναι ένας ενισχυτής σήματος με ένα λάθος στην σχεδίαση που δίνει την επιθυμητή χροιά στο σήμα. Το συγκεκριμένο κύκλωμα, όπως και πολλά άλλα που χρησιμοποιούσαν τρανζίστορ γερμανίου αντικαταστάθηκαν λόγω της άνθησης της τεχνολογίας πυριτίου.

Η εξέλιξη της τεχνολογίας υλικών και αργότερα, η εμφάνιση των υπολογιστών και της ψηφιακής τεχνολογίας επηρέασε δραστικά την σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων με αποτέλεσμα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας εκείνης να χαθούν στον χρόνο. Τα μέσα εκείνα που βοηθούσαν στην παραγωγή ενός συγκεκριμένου ήχου έγιναν δυσεύρετα και γεννήθηκε η ανάγκη για μοντελοποίηση και ψηφιοποίηση των παλιών κυκλωμάτων, με στόχο τη βελτίωση και επανασχεδιασμό τους με καινούργια μέσα και υλικά.

Ευχαριστίες

Προτού προχωρήσω, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την επιβλέπων της διπλωματικής μου εργασίας, καθηγήτρια κ. Ιωαννίδου, για την καθοδήγηση και τη σημαντική συμβολή της. Ευχαριστώ όσους βοήθησαν με οποιοδήποτε τρόπο και έκαναν δυνατή την ολοκλήρωση της διπλωματικής εργασίας μου. Ευχαριστώ τον Αλέξανδρο και Ηλία για τη στήριξη και συνεισφορά τους όλον αυτόν τον καιρό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Γενικό Μέρος

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται βασικές μέθοδοι συστηματικής ανάλυσης κυκλωμάτων στο πεδίο της συχνότητας: η αρχή της υπέρθεσης, το μοντέλο ασθενούς σήματος, η μέθοδος των απλών βρόχων και η μέθοδος των κόμβων. Οι μέθοδοι αυτές, αν και είναι άμεση συνέπεια των νόμων του *Kirchhoff*, εντούτοις η εφαρμογή τους στην επίλυση σύνθετων κυκλωμάτων οδηγεί σε αριθμό αγνώστων πολύ μικρότερο από αυτόν που προκύπτει με εφαρμογή των παραπάνω νόμων, γεγονός που απλοποιεί σημαντικά την επίλυση πολύπλοκων κυκλωμάτων. Επιπλέον, η χρήση της μεθόδου των απλών βρόχων ή της μεθόδου των κόμβων επιτρέπει την απευθείας διατύπωση του συστήματος των ανεξάρτητων εξισώσεων ενός ηλεκτρικού κυκλώματος υπό μορφή πινάκων, γεγονός που διευκολύνει την επίλυση του κυκλώματος με ηλεκτρονικό υπολογιστή. Εν συνεχεία, παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα της ανάδρασης και οι τρόποι με τους οποίους υλοποιείται, η έννοια της τοπικής ανάδρασης και της επίδρασης της στα χαρακτηριστικά του κυκλώματος καθώς και κάποια φυσικά μεγέθη που χαρακτηρίζουν την λειτουργία του κυκλώματος. Τέλος αναφέρονται λίγα λόγια για τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ γερμανίου και την ιδιαίτερη προτίμηση του στα κυκλώματα επεξεργασίας ηχητικών σημάτων.

1.1 Αρχή της υπέρθεσης

Με τη βοήθεια της αρχής της επαλληλίας μπορούμε να χωρίσουμε την ανάλυση ενός κυκλώματος σε επιμέρους βήματα τα οποία μπορούμε να εκτελέσουμε ευκολότερα. Η αρχή της επαλληλίας ορίζεται ως εξής: Σε κάθε γραμμικό ηλεκτρικό κύκλωμα το ρεύμα ή η τάση οποιουδήποτε κλάδου, που προέρχεται από την επίδραση περισσοτέρων από μιας ανεξάρτητων πηγών, είναι ίσα με το άθροισμα των ρευμάτων ή των τάσεων αντίστοιχα που προέρχονται από κάθε ανεξάρτητη πηγή, όταν αυτή δρα μόνη της, ενώ οι υπόλοιπες πηγές είναι νεκρές, δηλαδή βραχυκύκλωμα για τις πηγές ρεύματος και ανοιχτοκύκλωμα για τις πηγές τάσης.

1.2 Η μέθοδος των βρόγχων

Ορίζουμε ως κόμβο το σημείο που ενώνονται δύο ή περισσότερα στοιχεία του κυκλώματος και ως κλάδο τη διαδρομή που συνδέει δύο κόμβους. Ο βρόχος κατά τη 1 γνωστή έννοια είναι το κάθε κλειστό σύνολο κλάδων που μπορούμε να διατρέξουμε. Αρχικά πρέπει να ορίσουμε έναν κόμβο αναφοράς τον οποίο αναπαριστούμε με το σύμβολο της γης και θεωρούμε ότι το δυναμικό είναι ίσο με 0V. Στη συνέχεια ανακαλύπτουμε όλους τους απλούς βρόγχους του κυκλώματος και τους αριθμούμε. Θεωρούμε πως ο απλός βρόγχος k διαρρέεται από ένα ρεύμα I_k . Επίσης κάνουμε τη σύμβαση πως τα ρεύματα όλων των απλών βρόγχων έχουν την ίδια φορά με τη φορά περιστροφής των δεικτών του ρολογιού (φορά αναφοράς). Το γραμμικό σύστημα που πρέπει να λύσουμε έχει τη μορφή $ZmI = E$ όπου με Zm συμβολίζουμε τον πίνακα αντιστάσεων των απλών βρόγχων ενώ το διάνυσμα E περιέχει τη συνεισφορά των πηγών τάσης του υπό εξέταση κυκλώματος. Για ένα κύκλωμα με 3 απλούς βρόγχους το γραμμικό σύστημα παίρνει την παρακάτω μορφή:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}$$

Αυτό που μένει να αντιστοιχίσουμε τις τιμές των Z_{ij} και E_i με τις αντιστάσεις και τις πηγές τάσης του κυκλώματος μας. Αυτό πραγματοποιείται με τους εξής απλούς κανόνες:

- Τα στοιχεία της κυρίας διαγωνίου Z_{ii} ισούνται με το άθροισμα των αντιστάσεων των κλάδων που απαρτίζουν το βρόγχο i .
- Τα στοιχεία Z_{ij} και Z_{ji} με $i \neq j$ που βρίσκονται εκατέρωθεν της κυρίας διαγωνίου είναι ίσα (ο πίνακας Z_m είναι συμμετρικός) και η τιμή τους είναι το αρνητικό άθροισμα των αντιστάσεων που είναι κοινές στους βρόγχους i και j . Αν οι βρόγχοι i και j δεν έχουν κοινές αντιστάσεις τότε $Z_{ij}=Z_{ji}=0$.
- Κάθε E_i ισούται με το αλγεβρικό άθροισμα των πηγών τάσεων που υπάρχουν το βρόγχο i . Όταν οι πηγές τάσης έχουν την ίδια φορά με τη φορά αναφοράς (όταν διατρέχουμε το βρόγχο βλέπουμε πρώτα τον αρνητικό πόλο της πηγής τάσης) θεωρούμε πως είναι θετικές ενώ στην αντίθετη περίπτωση συμμετέχουν στον

υπολογισμό του E_i με αρνητικό πρόσημο. Η φορά αναφοράς του βρόγχου ταυτίζεται με τη φορά του ρεύματος του βρόγχου που επιλέξαμε

1.3 Η μέθοδος των κλάδων

Αρχικά πρέπει να ορίσουμε έναν κόμβο αναφοράς τον οποίο αναπαριστούμε με το σύμβολο της γης και θεωρούμε ότι το δυναμικό είναι ίσο με $0V$. Στη συνέχεια ανακαλύπτουμε τους υπόλοιπους κόμβους του κυκλώματος και τους αριθμούμε. Θεωρούμε πως ο κόμβος k έχει τάση V_k . Το γραμμικό σύστημα που πρέπει να λύσουμε έχει τη μορφή $Z_k V = J$ όπου με Z_k συμβολίζουμε τον πίνακα αντιστάσεων των κόμβων ενώ το διάνυσμα J περιέχει τη συνεισφορά των πηγών ρεύματος του υπό εξέταση κυκλώματος. Για ένα κύκλωμα με 3 κόμβους (χωρίς να προσμετράτε ο κόμβος αναφοράς) το γραμμικό σύστημα παίρνει την παρακάτω μορφή:

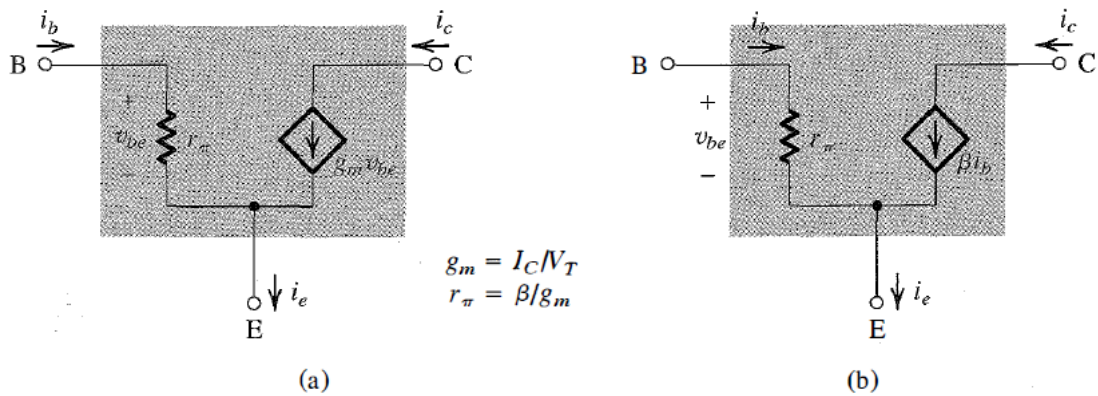
$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ J_3 \end{bmatrix}$$

Για την ανάλυση κάποιου συγκεκριμένου κυκλώματος πρέπει να αντιστοιχίσουμε τις τιμές των Z_{ij} και J_i με τις αντιστάσεις και τις πηγές ρεύματος του κυκλώματος μας. Αυτό πραγματοποιείται με τους εξής απλούς κανόνες:

- Τα στοιχεία της κυρίας διαγωνίου Z_{ii} ισούνται με το άθροισμα των αντιστάσεων των κλάδων που συνδέονται στον κόμβο i .
- Τα στοιχεία Z_{ij} και Z_{ji} με $i \neq j$ που βρίσκονται εκατέρωθεν της κυρίας διαγωνίου είναι ίσα (ο πίνακας Z_k είναι συμμετρικός) και η τιμή τους είναι το αρνητικό άθροισμα των αντιστάσεων που είναι κοινές στους κόμβους i και j . Αν οι κόμβοι i και j δεν έχουν κοινές αντιστάσεις τότε $Z_{ij}=Z_{ji}=0$.
- Κάθε J_i ισούται με το αλγεβρικό άθροισμα των πηγών ρεύματος που καταλήγουν στον κόμβο i . Όταν το ρεύμα μιας πηγής εισέρχεται (φτάνει) στον κόμβο i τότε θεωρούμε ότι το ρεύμα αυτό είναι θετικό. Στην αντίθετη περίπτωση που το ρεύμα της αντίστοιχης πηγής εξέρχεται (φεύγει) από τον κόμβο συμμετέχει στον υπολογισμό του J_i με αρνητικό πρόσημο.

1.4 Το μοντέλο ασθενούς σήματος

Για την ανάλυση των ενισχυτών και γενικότερα των κυκλωμάτων με τρανζίστορ είναι χρήσιμα τα μοντέλα ασθενούς σήματος τα οποία απλοποιούν το κύκλωμα και διευκολύνουν την εξαγωγή των χαρακτηριστικών του. Τα βοηθητικά αυτά κυκλώματα μοντελοποιούν τη λειτουργία του διπολικού τρανζίστορ σε ένα δεδομένο σημείο πόλωσης, γύρω από το οποίο η συμπεριφορά του μπορεί να θεωρηθεί γραμμική. Η αντικατάσταση του στοιχείου με κάποιο από αυτά έπεται της dc ανάλυσης του κυκλώματος καθώς κάποιες παράμετροι τους εξαρτώνται από την λειτουργία πόλωσης. Παρακάτω παρουσιάζεται το απλοποιημένο μοντέλο υβριδικού-π και παρ' όλο που έχει εξαχθεί για nnp τρανζίστορ, εφαρμόζεται εξίσου και για τύπου pnp . [1]



Σχήμα 1.1 Μοντέλο υβριδικού-π: (α) το τρανζίστορ ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση, (β) το τρανζίστορ ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα

1.4.1 Απλοποιημένο μοντέλο υβριδικού-π

Το μοντέλο στο σχήμα 1.1(a) αναπαριστά το τρανζίστορ ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση και περιλαμβάνει την αντίσταση εισόδου κοιτώντας προς τη βάση r_π . Το μοντέλο αυτό δίνει $i_c = g_m v_{be}$ και $i_b = \frac{v_{be}}{r_\pi}$. Δεν είναι ωστόσο προφανές ότι το μοντέλο δίνει την ακριβή έκφραση για το i_e . Ένα λίγο διαφορετικό ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο μπορεί να ληφθεί εκφράζοντας το ρεύμα της ελεγχόμενης πηγής ($g_m v_{be}$) ως προς το ρεύμα βάσης i_b ως εξής:

$$g_m v_{be} = g_m (i_b r_\pi) = (g_m r_\pi) i_b = \beta i_b$$

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το εναλλακτικό κύκλωμα του σχήματος 1.1(b). Εδώ το τρανζίστορ αναπαρίσταται ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα, όπου το ρεύμα ελέγχου είναι το i_b . Πρέπει να τονιστεί ότι οι παράμετροι g_m και r_π εξαρτώνται από την τιμή του ρεύματος πόλωσης $dc I_C$. Το μοντέλο του υβριδικού-π, με τις δύο αυτές εκφράσεις του είναι το ευρύτερα χρησιμοποιούμενο μοντέλο για το διπολικό τρανζίστορ.

1.4.2 Το μοντέλο χαμηλών συχνοτήτων

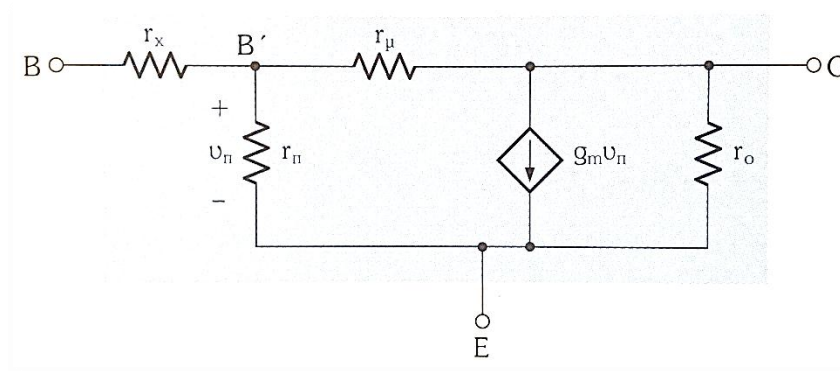
Στην παρούσα υποενότητα παρουσιάζεται το πλήρες υβριδικό-π μοντέλο του διπολικού τρανζίστορ στις χαμηλές συχνότητες και οι μέθοδοι για τον καθορισμό των παραμέτρων του από τις μετρήσεις στους ακροδέκτες του στοιχείου ή από τις προδιαγραφές εργοστασιακών φυλλαδίων (*datasheets*).

Στο σχήμα 1.2 [1], εκτός από τις εσωτερικές παραμέτρους παρουσιάζονται και οι αντιστάσεις r_o , r_μ και r_x . Η αντίσταση r_o μοντελοποιεί τη μικρή επίδραση της τάσης συλλέκτη στο ρεύμα συλλέκτη στην ενεργό περιοχή λειτουργίας. Τυπικά η r_o είναι της τάξης των δεκάδων έως εκατοντάδων $k\Omega$ και η τιμή της είναι αντιθέτως ανάλογη του ρεύματος πόλωσης dc . Επειδή η g_m είναι ευθέως ανάλογη του ρεύματος πόλωσης, το γινόμενο $g_m r_o$ συμβολίζεται με μ , όπου $\mu = V_A/V_T$ είναι μια σταθερά του κάθε τρανζίστορ με τιμή λίγες χιλιάδες.

Η αντίσταση r_μ μοντελοποιεί την επίδραση της τάσης συλλέκτη στο ρεύμα βάσης και η τιμή της είναι συνήθως πολύ μεγαλύτερη από την τιμή της r_o . Μπορεί να δειχθεί από φυσικές παρατηρήσεις της λειτουργίας του στοιχείου ότι η r_μ είναι τουλάχιστον ίση με $\beta_o r_o$ (β_o ορίζεται η τιμή του β σε χαμηλές συχνότητες). Εξαιτίας της υπερβολικά μεγάλης τιμής της και επειδή συμπεριλαμβάνοντας την r_μ στο ισοδύναμο μοντέλο χαλάει η μονόπλευρη συμπεριφορά του στοιχείου και επομένως περιπλέκεται η ανάλυση, συνήθως αγνοείται.

Η αντίσταση r_x μοντελοποιεί την αντίσταση του ημιαγωγού της περιοχής της βάσης ανάμεσα στον ακροδέκτη της βάσης B και ένα νοητό εσωτερικό ακροδέκτη βάσης B'. Αυτός ο τελευταίος κόμβος αναπαριστάνει την πλευρά της βάσης στην ένωση εκπομπού βάσης. Τυπικά, είναι μερικά δέκατα του Ω και η τιμή της εξαρτάται

από το ρεύμα με έναν σχετικά σύνθετο τρόπο. Επειδή η r_x είναι πολύ μικρότερη από την r_π , η επίδραση της είναι αμελητέα στις χαμηλές συχνότητες.

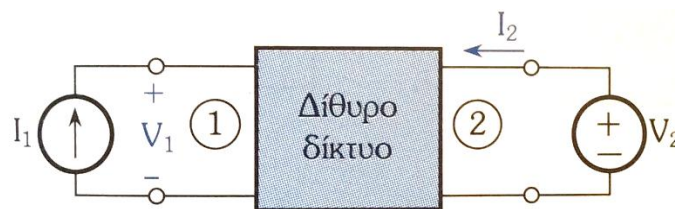


Σχήμα 1.2 Πλήρες υβριδικό-π μοντέλο χαμηλών συχνοτήτων

Για τον καθορισμό των παραμέτρων του μοντέλου μπορούμε να μετατρέψουμε το στοιχείο σε δίθυρο γειώνοντας κάποιον από τους τρεις ακροδέκτες του. Επομένως μπορεί να χαρακτηριστεί σε μια από τις πολλές ομάδες παραμέτρων χαρακτηρισμού των δίθυρων δικτύων. Για το διπολικό τρανζίστορ στις χαμηλές συχνότητες είναι βολικότερη η διάταξη του σχήματος 1.3 με τις αντίστοιχες παραμέτρους h ([1]-Παράρτημα Β). Αν ο εκπομπός ενός ορθά πολωμένου τρανζίστορ γειωθεί, η θύρα 1 ορίζεται μεταξύ βάσης και εκπομπού και η θύρα 2 μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, οπότε για μικρά σήματα γύρω από το σημείο λειτουργίας μπορούμε να γράψουμε:

$$v_b = h_{ie}i_b + h_{re}v_c$$

$$i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_c$$



$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$$

Σχήμα 1.3 Κύκλωμα μέτρησης των h παραμέτρων

Για τις μετρήσεις των h_{ie} , h_{fe} και h_{re} , h_{oe} χρησιμοποιούνται τα κυκλώματα των σχημάτων 1.4 και 1.5 αντίστοιχα. Η αντίσταση R_B είναι μεγάλη η οποία μαζί με το

V_{BB} καθορίζει το I_B . Η αντίσταση R_C χρησιμοποιείται για τη δημιουργία της απαραίτητης dc τάσης συλλέκτη. Επειδή η R_L είναι μικρή, ο συλλέκτης είναι ουσιαστικά βραχυκυκλωμένος στη γη. Από τις μετρήσεις προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$i_c = i_o = -v_o/R_L, \quad i_b = i_i = -v/R_S$$

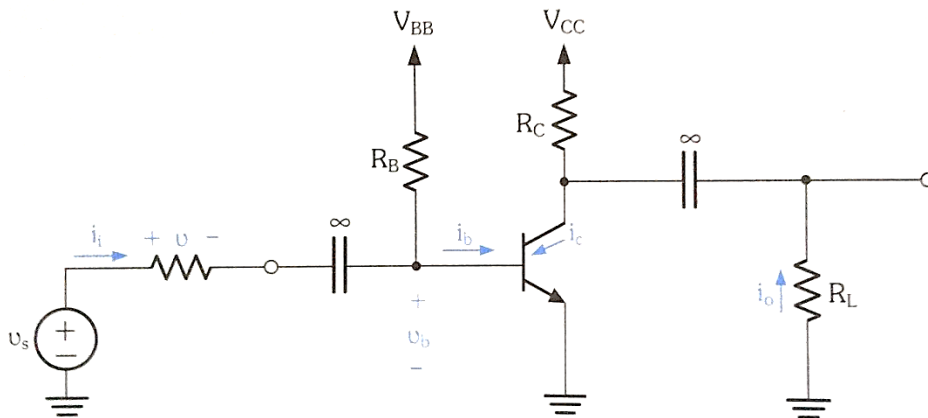
$$h_{ie} = \frac{v_b}{i_b}, \quad h_{fe} = \frac{i_c}{i_b}$$

$$h_{re} = \frac{v_b}{v_c} \cong \frac{r_\pi}{r_\mu}$$

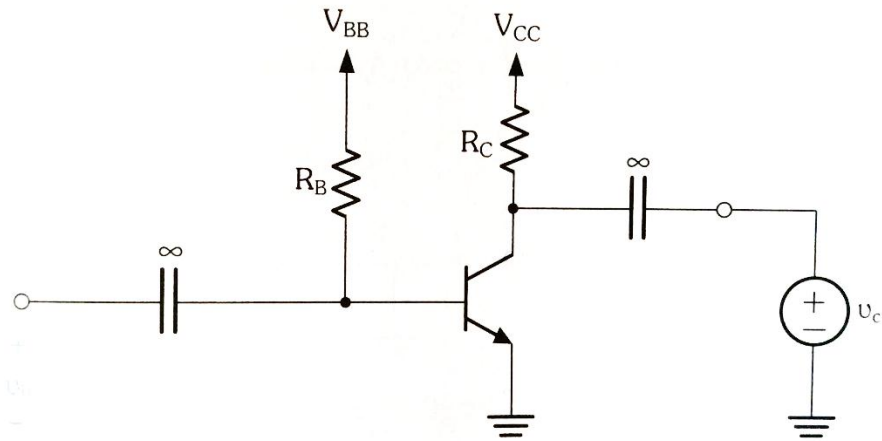
Οι τιμές των παραμέτρων του υβριδικού μοντέλου-π μπορούν να καθοριστούν με βάση τις παραπάνω μετρήσεις και τις σχέσεις που διέπουν τα h με αυτές και προκύπτουν από τα κυκλώματα των σχημάτων 1.6 και 1.7. Καταλήγουμε στα παρακάτω:

$$r_\pi = \frac{h_{fe}}{g_m}, \quad r_x = h_{ie} - r_\pi$$

$$r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}}, \quad r_o = (h_{oe} - \frac{h_{fe}}{r_\mu})^{-1}$$

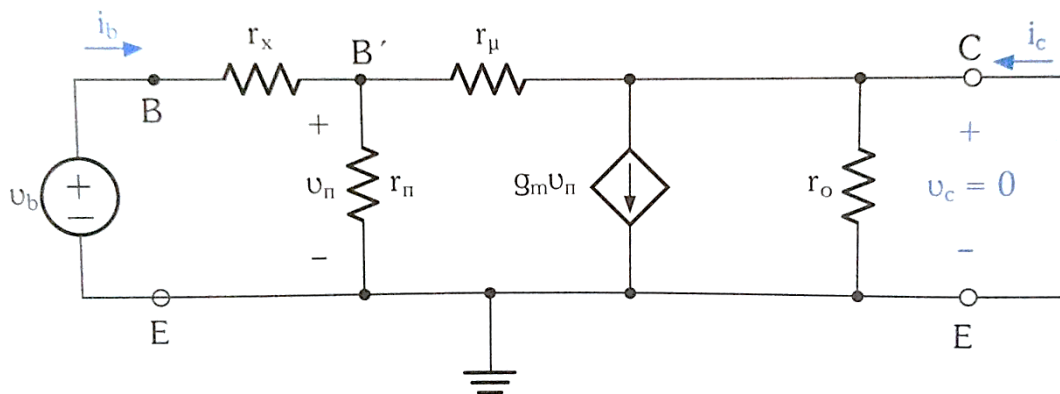


Σχήμα 1.4 Κύκλωμα για την μέτρηση των h_{ie} , h_{fe}

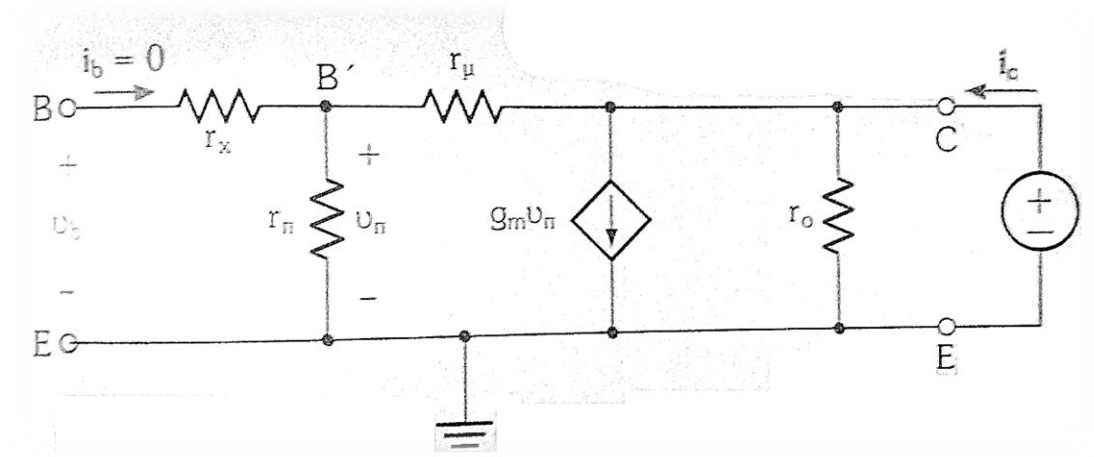


Σχήμα 1.5 Κύκλωμα για τη μέτρηση του h_{re}

Επειδή συνήθως $r_x \ll r_\pi$ η σχετική εξίσωση δεν καθορίζει την ακριβή τιμή της r_x . Στην πραγματικότητα δεν υπάρχει μια ακριβής μέθοδος για τον υπολογισμό της στις χαμηλές συχνότητες αφού η ποσότητα είναι αμελητέα σε αυτήν την περίπτωση.



Σχήμα 1.6 Κύκλωμα για τη εξαγωγή σχέσεων των h_{ie} , h_{fe}



Σχήμα 1.7 Κόκλωμα για τη εξαγωγή σχέσεων των h_{re} , h_{oe}

1.5 Ανάδραση στα κυκλώματα τρανζίστορ

Η ανάδραση είναι η τεχνική ανατροφοδότησης της εισόδου με ένα μέρος του σήματος εξόδου. Είναι μία θεμελιώδης έννοια σε όλους τους τομείς της μηχανικής. Στην ηλεκτρονική, η αρνητική ανάδραση αποτελεί μονόδρομο στην σχεδίαση ενισχυτικών βαθμίδων καθώς σταθεροποιεί τη λειτουργία του κυκλώματος.. Τα κυριότερα από τα οφέλη της είναι τα ακόλουθα:

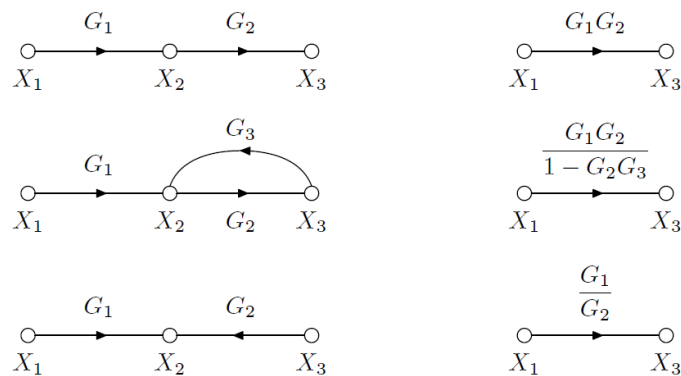
- Απευαισθητοποίηση του κέρδους από τις μεταβολές των τιμών των κυκλωματικών στοιχείων, μεταβολές που μπορεί να οφείλονται π.χ. σε αλλαγές στις θερμοκρασίες.
- Μείωση της μη γραμμικής παραμόρφωσης με παράλληλη σταθεροποίηση του κέρδους.
- Μείωση του θορύβου με την ελαχιστοποίηση της συνεισφοράς μη επιθυμητών ηλεκτρικών σημάτων προερχόμενων από τα στοιχεία του κυκλώματος ή/και από εξωτερικές παρεμβολές.
- Έλεγχος των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου με την επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας ανάδρασης.
- Αύξηση του εύρους ζώνης του ενισχυτή.

Όλες οι προηγούμενες επιθυμητές ιδιότητες επιτυγχάνονται με κόστος τη μείωση του κέρδους. Ο παράγοντας ελάττωσης του κέρδους, που καλείται ποσό ανάδρασης, είναι

ο παράγοντας κατά τον οποίο απευαισθητοποιείται το κύκλωμα, αυξάνεται η αντίσταση εισόδου, επεκτείνεται το εύρος ζώνης κ.λπ. Σε συντομία, η βασική ιδέα της αρνητικής ανάδρασης είναι η ανταλλαγή κέρδους με κάποια άλλη ποσότητα.

1.6 Τα διαγράμματα ροής σήματος

Τα διαγράμματα ροής είναι ένα εργαλείο για την γενικευμένη σχεδίαση της πορείας του σήματος (ρεύμα ή τάση) μέσα στο σύστημα. Επομένως είναι χρήσιμο για την ανάλυση της ανάδρασης στην ηλεκτρονική. Οι σημαντικότεροι παράμετροι που περιγράφουν την ανάδραση είναι το κέρδος βρόχου T και ο συντελεστής ανάδρασης β . Η ανάλυση που ακολουθεί αποσκοπεί στην αξιολόγηση των παραμέτρων αυτών και στην κατανόηση της πρακτικής τους σημασίας. Στο σχήμα 1.8 παρουσιάζονται οι πιο βασικές διατάξεις ροής σήματος [6] :



Σχήμα 1.8 Βασικές μορφές ροής σήματος

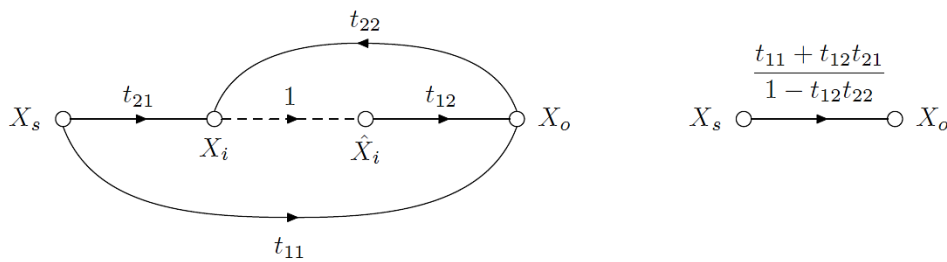
Το βασικό σημείο είναι να καταλάβουμε πώς οι πολλαπλασιαστές G_X μεταξύ δύο κόμβων συνδέονται μεταξύ τους όταν το διάγραμμα ροής απλοποιείται με τη μείωση του πλήθους των κλάδων. Για παράδειγμα, το κάτω διάγραμμα ροής αξιολογείται ως:

$$X_2 = G_1 X_1$$

$$X_2 = G_2 X_3 \rightarrow X_3 = \frac{G_1}{G_2} X_1$$

Ένας γενικευμένος κύκλος ανάδρασης παρουσιάζεται με το διάγραμμα ροής του σχήματος 1.9. Η ιδέα είναι να εισάγουμε τις παραμέτρους t_{11} , t_{12} , t_{21} , t_{22} οι οποίες είναι οι πολλαπλασιαστές μεταξύ των κλάδων του κυκλώματος ανάδρασης. Η μέθοδος της αξιολόγησης των παραμέτρων πραγματοποιείται με την αξιοποίηση της

ιδέας της επαλληλίας. Κατά την αξιολόγηση του κάθε πολλαπλασιαστή, μερικοί από τους κόμβους (τάσεις ή ρεύματα) έχουν μηδενική τιμή, απομονώνοντας τμήματα του κυκλώματος. Η διακεκομμένη γραμμή μεταξύ του X_i και του \hat{X}_i υποδηλώνει ότι η σύνδεση μεταξύ αυτών των δύο στοιχείων σαν να έχει σπάσει. Το \hat{X}_i είναι παράμετρος που σχετίζεται με την ελεγχόμενη πηγή και η σύνδεση μεταξύ των δύο στοιχείων στο μοντέλο ασθενούς σήματος μπορεί να θεωρηθεί 'κομμένη' και η διαμόρφωση του κυκλώματος δεν χρειάζεται καμία αλλαγή για τους υπολογισμούς. Θα ακολουθήσουν αναλυτικά παραδείγματα αυτής της μεθόδου.



Σχήμα 1.9 Ροή σήματος ανατροφοδότησης

1.6.1 Προσέγγιση των παραμέτρων ανάδρασης

Η απλοποιημένη εξίσωση για την ροή του σήματος ανάδρασης προκύπτει από τις παρακάτω ισότητες:

$$X_i = t_{21}X_s + t_{22}X_o$$

$$\hat{X}_i = X_i$$

$$X_o = t_{12}\hat{X}_i + t_{11}X_s$$

Από τις οποίες προκύπτει μία σχέση μεταξύ της εισόδου X_s και εξόδου X_o . Συγκρίνοντας με την γενική εξίσωση της ανάδρασης,

$$X_o = \frac{t_{11} + t_{12}t_{21}}{1 - t_{12}t_{22}}X_s = \frac{A_{OL}}{1 + T}X_s$$

Ο μαθηματικοί ορισμοί για κάθε παράμετρο δίνονται παρακάτω:

$$t_{11} = \left. \frac{X_o}{X_s} \right|_{\hat{X}_i=0}, \quad t_{12} = \left. \frac{X_o}{\hat{X}_i} \right|_{X_s=0}$$

$$t_{21} = \frac{X_i}{X_s} |_{X_o=0} \quad , \quad t_{22} = \frac{X_i}{X_o} |_{X_s=0}$$

Στο δεξί μέρος της κάθε εξίσωσης φαίνεται ποια πηγή πρέπει να μηδενιστεί κάθε φορά για τον υπολογισμό της αντίστοιχης παραμέτρου. Η πηγή μπορεί να είναι ρεύματος ή τάσης ανάλογα με τη διάταξη της ανάδρασης. Κατά τον μηδενισμό της, το σήμα εξόδου απομονώνεται έτσι ώστε να έχουμε μηδενικό σήμα στο βρόχο ανάδρασης. Για τον υπολογισμό των παραμέτρων t_{12} και t_{21} , ο βρόχος ανάδρασης του κυκλώματος εκλαμβάνεται ως φορτίο.

Με βάση τις παραπάνω παραμέτρους, το κέρδος βρόχου δίνεται από:

$$-T = \frac{X_i}{\hat{X}_i} |_{X_s=0} = t_{12} t_{21} \frac{t_{22}}{t_{21}} \approx A_{OL} \beta$$

Το κέρδος βρόχου είναι μία αρκετά χρήσιμη παράμετρος για την αξιολόγηση των αλλαγών στις αντιστάσεις κατά τη διαμόρφωση της ανατροφοδότησης. Τα κυκλώματα που περιέχουν ανάδραση αναλύονται εξάγοντας ξεχωριστά για το κύκλωμα και για τον βρόχο ανάδρασης τις παραμέτρους ροής. Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος είναι η εξής:

$$\frac{X_o}{X_\sigma} = t_{12} t_{21}$$

Αν η ροή προς τα εμπρός t_{11} αμεληθεί, τότε το κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι

$A_{OL} = t_{12} t_{21}$. Αντίστοιχα για τη ροή ανάδρασης, η αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{X_s}{X_o} = \frac{t_{22}}{t_{21}} = \beta$$

Η γενική ιδέα δηλαδή είναι ο προσδιορισμός των A_{OL} και β , των συναρτήσεων μεταφοράς προς στις δύο κατευθύνσεις ροής σήματος. Η πιο ενδιαφέρουσα παράμετρος της ανάδρασης είναι ο συντελεστής ανάδρασης β , ο οποίος περιγράφει την αντίστροφη μετάδοση του δικτύου ανάδρασης. Γενικά πρόκειται για την αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς, όπου ο κόμβος X_o θεωρείται είσοδος και ο X_s έξοδος του συστήματος ανάδρασης.

1.7 Αντίσταση εισόδου και εξόδου

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του πλήρους κυκλώματος μπορούν να υπολογιστούν με χρήση του κανόνα *Blackman* [7]:

$$Z_F = Z_D \frac{1 + T_{SC}}{1 + T_{OC}}$$

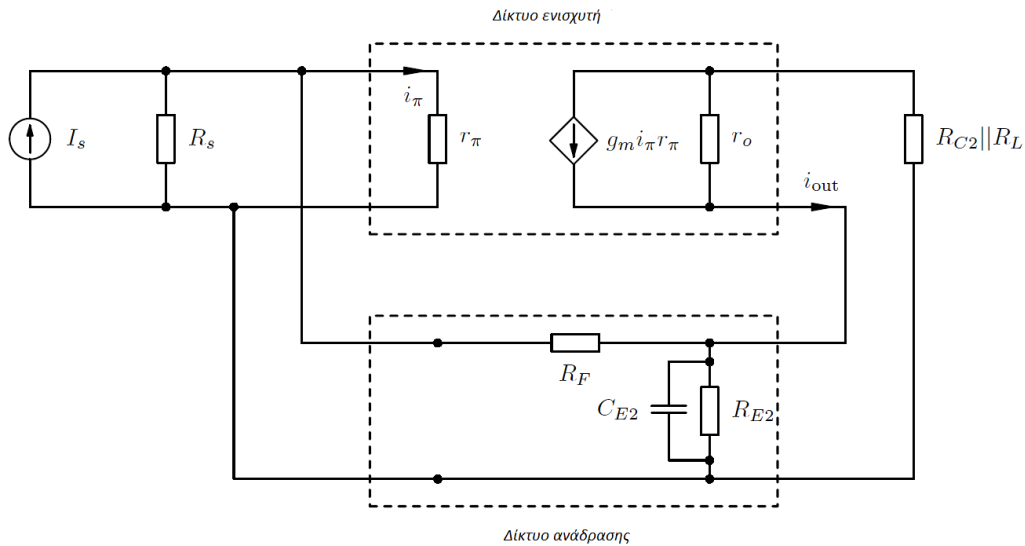
,όπου Z_D η αντίσταση εισόδου ή εξόδου υπολογιζόμενη θεωρώντας το κέρδος ίσο με μηδέν (σύστημα μηδενικού κέρδους) και T_{SC} , T_{OC} είναι το κέρδος βρόχου T υπολογισμένο αντίστοιχα σε συνθήκες βραχυκύκλωσης και ανοιχτού κύκλωσης. Ισοδύναμα, το T μπορεί να υπολογιστεί σύμφωνα με τον ορισμό του και θέτοντας τις αντιστάσεις εισόδου, εξόδου στο μηδέν και στο άπειρο, μπορούν να ληφθούν οι τιμές για τα T_{SC} και T_{OC} αντίστοιχα. Οι αντιστάσεις εισόδου, εξόδου του συστήματος μηδενικού κέρδους σχετίζονται με το κέρδος βρόχου ανάλογα με την συνδεσμολογία του δικτύου ανάδρασης.

1.8 Τοπολογίες ανάδρασης

Με βάση την ποσότητα που πρόκειται να ενισχυθεί (τάση ή ρεύμα) και την επιθυμητή μορφή της εξόδου (τάση ή ρεύμα), οι ενισχυτές μπορούν να υπαχθούν σε τέσσερις βασικές κατηγορίες: ενισχυτές ρεύματος, τάσης, διαγωγιμότητας και διαντίστασης. Στη συνέχεια θα γίνει ανασκόπηση δύο πρώτων, χρήσιμων για την παρούσα εργασία, τοπολογιών ανάδρασης.

1.8.1 Δειγματοληψία ρεύματος και παράλληλη μείξη

Για τους ενισχυτές ρεύματος, το σήμα εισόδου και εξόδου είναι ρεύμα. Το σήμα ανάδρασης πρέπει να είναι επίσης ρεύμα, ώστε να συνδυάζεται παράλληλα με το ρεύμα πηγής. Η πιο κατάλληλη τοπολογία ανάδρασης για έναν τέτοιο ενισχυτή είναι αυτή που βασίζεται στη δειγματοληψία ρεύματος και μείξης παράλληλα (ή αλλιώς παράλληλα-σειράς). Το κέρδος ρεύματος σταθεροποιείται και όπως θα δειχθεί παρακάτω, μειώνεται και αυξάνεται η αντίσταση εισόδου και εξόδου αντίστοιχα, ιδιότητες επιθυμητές για έναν ενισχυτή ρεύματος. Για την ευκολότερη ανάλυση του κυκλώματος ο ενισχυτής καθώς και το δίκτυο ανάδρασης παρουσιάζονται ως δίθυρα.

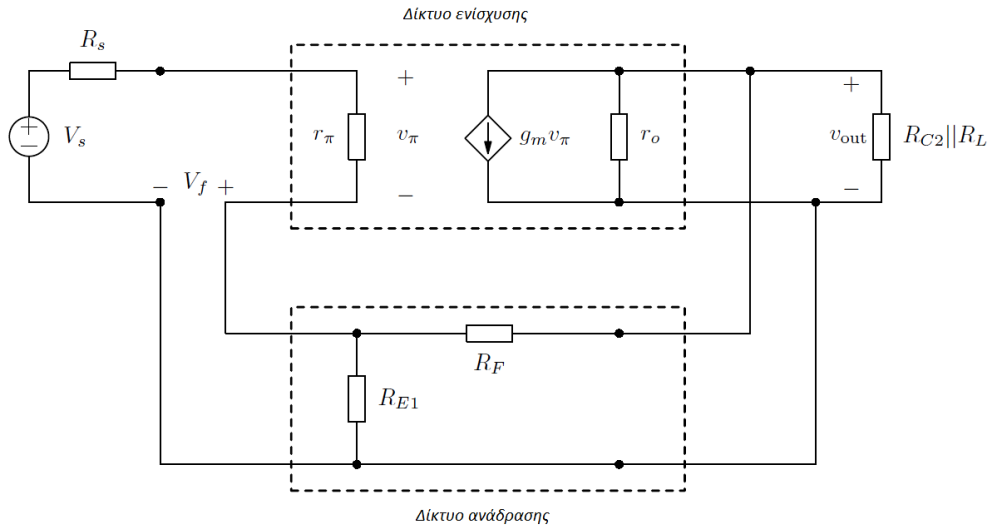


Σχήμα 1.10 Ενισχυτής ρεύματος με ανάδραση παράλληλα-σειράς

Το δίκτυο ανάδρασης του σχήματος 1.10 μπορεί να θεωρηθεί ως ένας διαιρέτης ρεύματος, όπου το ρεύμα εξόδου χωρίζεται στις αντιστάσεις R_F και R_{E2} . Ο πυκνωτής C_{E2} λειτουργεί σαν βραχυκύκλωμα για εναλλασσόμενα ρεύματα με αποτέλεσμα ο βρόχος ανάδρασης να είναι κλειστός μόνο για συνεχές ρεύμα. Η ανατροφοδότηση εδώ, παίζει ρόλο κυρίως στην σταθεροποίηση της πόλωσης. Ένα παράδειγμα ενισχυτή με τοπολογία ανάδρασης παράλληλα-σειράς φαίνεται στο σχήμα 1.12. Το κύκλωμα αυτό επιλέχτηκε γιατί αποτέλεσε τη βάση για τον σχεδιασμό των πρωταρχικών κυκλωμάτων *Fuzz-face*. Ο βρόχος ανάδρασης υλοποιείται συνδέοντας τον εκπομπό της δεύτερης ενισχυτικής βαθμίδας στην βάση της πρώτης μέσω της αντίστασης R_F .

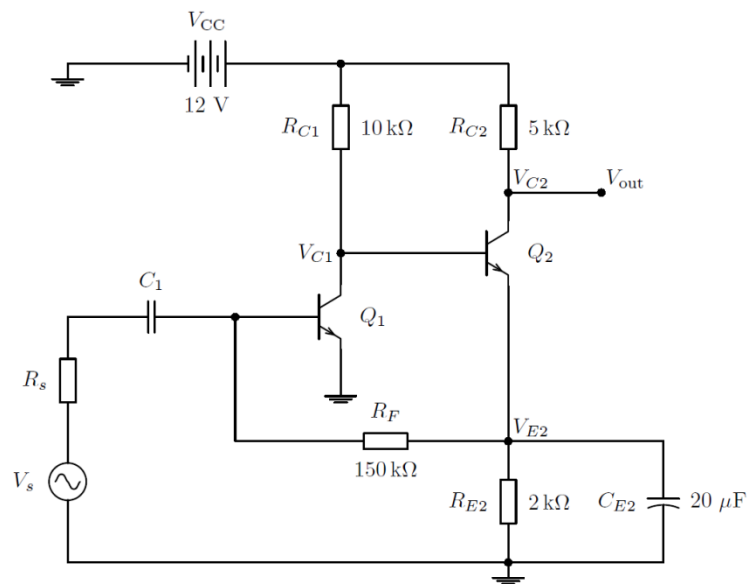
1.8.2 Δειγματοληψίας τάσης και μείξη σε σειρά

Οι ενισχυτές τάσης προορίζονται για να ενισχύουν ένα σήμα εισόδου τάσης και να παρέχουν σήμα εξόδου τάσης. Η ανάδραση σειράς-παράλληλα εφαρμόζεται κυρίως στους ενισχυτές τάσης. Σ' αυτό το είδος ανατροφοδότησης η τάση εξόδου επιστρέφει στην είσοδο σε σειρά με την πηγή εισόδου. Όπως και προηγουμένως, το κύκλωμα ενίσχυσης και ανάδρασης παρουσιάζονται ως δίθυρα.



Σχήμα 1.11 Ενισχυτής τάσης με ανάδραση σειράς-παράλληλα

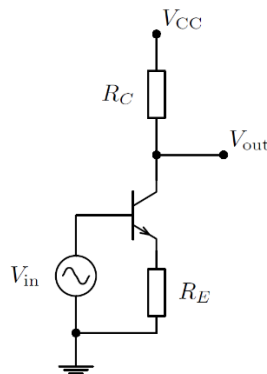
Ένα παράδειγμα των παραπάνω παρουσιάζεται στο σχήμα 1.11, όπου το δίκτυο ανάδρασης αποτελείται από μία αντίσταση R_F η οποία συνδέει τον συλλέκτη της δεύτερης ενισχυτικής βαθμίδας με τον εκπομπό της πρώτης.



Σχήμα 1.12 Ενισχυτής *direct-coupled pair* με ανάδραση παράλληλα-σειράς

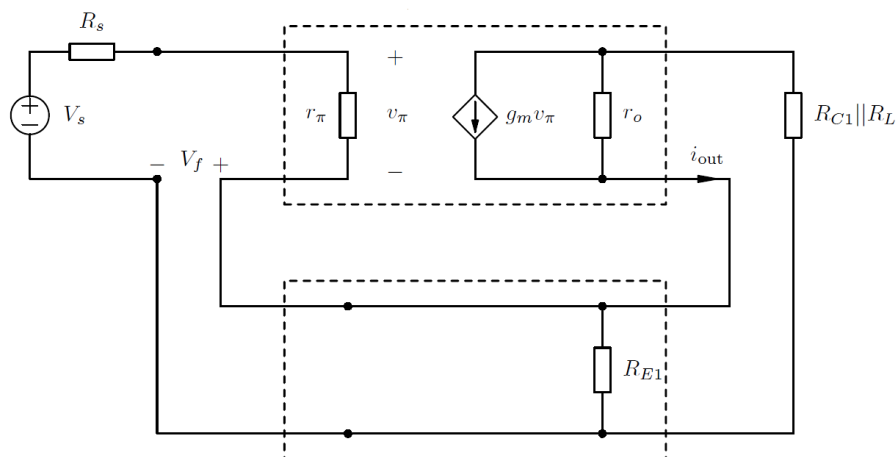
1.9 Η έννοια του local feedback

Η έννοια του *local feedback* (τοπική ανάδραση) και του *global feedback* έχουν τις διαφορές τους στο εύρος εφαρμογή τους μέσα στο ίδιο κύκλωμα. Η τοπική ανάδραση ανατροφοδοτεί την είσοδο ενός μικρού τμήματος του κυκλώματος με την έξοδο του. Το τμήμα αυτό περιέχει ελάχιστα ηλεκτρονικά στοιχεία. Για παράδειγμα, η ανατροφοδότηση της τάσεως εκπομπού στην βάση ενός τρανζίστορ είναι ένα είδος τοπικής ανάδρασης. Αν η ανατροφοδότηση εκτείνεται σε ένα ευρύτερο τμήμα του κυκλώματος ή ακόμα και σε όλο το σύστημα τότε έχουμε *global feedback*. Τα παραδείγματα που έχουν παρουσιαστεί στο κείμενο αυτό εξετάζουν την έννοια της ανάδρασης από την συνολική της σκοπιά, αν και η περίπτωση της τοπολογίας σειράς-παράλληλα ήταν ένας συνδυασμός των δύο ειδών ανάδρασης. Το πιο κοινό είδος τοπικής ανάδρασης παρουσιάζεται σε έναν ενισχυτή *BJT* ενός σταδίου με αντίσταση στον εκπομπό (σχήμα 1.13). Συνήθως, στη σχεδίαση ενισχυτών τρανζίστορ η αντίσταση του εκπομπού παρακάμπτεται για τα εναλλασσόμενα σήματα με έναν παράλληλα συνδεδεμένο πυκνωτή. Όταν όμως ο πυκνωτής δεν συμπεριληφθεί στο κύκλωμα, σε συνδυασμό με μία κατάλληλη είσοδο, πραγματοποιείται ανάδραση από τον εκπομπό στη βάση του τρανζίστορ.



Σχήμα 1.13 *BJT* ενισχυτής με αντίσταση στον εκπομπό

Το σχήμα 1.14 παρουσιάζει το μοντέλο ασθενούς σήματος ενός ενισχυτή κοινού εκπομπού και δείχνει ότι η τοπική ανάδραση είναι τύπου σειράς-σειράς, όπου γίνεται δειγματοληψία του ρεύματος εισόδου και ανατροφοδότηση της εισόδου με τάση. Η τάση αυτή, λόγω του ρεύματος στην αντίσταση εκπομπού, γίνεται αντιληπτή στην είσοδο ως ανεστραμμένη.



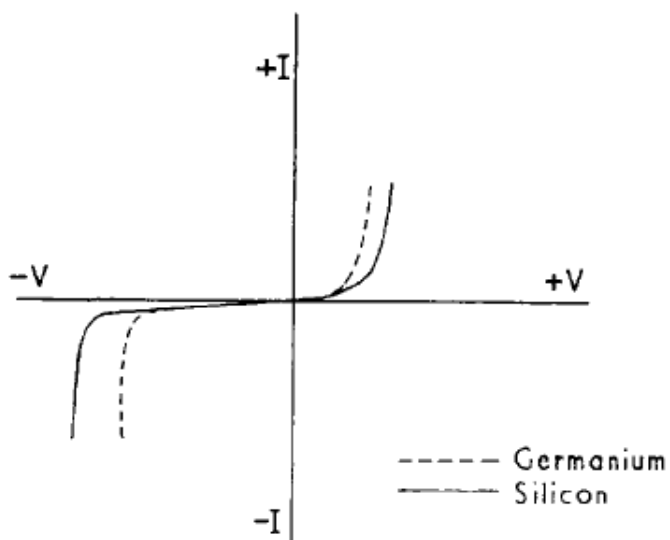
Σχήμα 1.14 BJT ενισχυτής με αντίσταση στον εκπομπό και ανάδραση σειράς-σειράς

1.10 Τρανζίστορ BJT γερμανίου

Τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor) ήταν τα πλέον διαδεδομένα τρανζίστορ στις δεκαετίες του 1960 και 1970. Ακόμα και μετά την αύξηση της χρήσης των MOSFET παρέμειναν στη κυκλοφορία κυρίως σε αναλογικά κυκλώματα όπως οι απλοί ενισχυτές λόγω της απλότητας κατασκευής τους και της γραμμικότητας που παρουσιάζει το σήμα τους. Τα δύο επικρατέστερα ημιαγωγικά υλικά για τη κατασκευή τους είναι το πυρίτιο και το γερμάνιο. Ωστόσο τα τρανζίστορ γερμανίου έχουν πολύ περιορισμένες εφαρμογές, σε αντίθεση με τα τρανζίστορ πυριτίου, των οποίων η χρήση είναι ευρύτατη. Αυτό οφείλεται στο ότι τα τρανζίστορ πυριτίου έχουν ευρύτερα όρια τάσης και ρεύματος, τα χαρακτηριστικά και η μηχανική αντοχή τους εξαρτώνται λιγότερο από την θερμοκρασία, έχουν μικρότερα ρεύματα διαρροής και καλύτερη απόκριση στις υψηλές συχνότητες καθιστώντας τα πιο σταθερά και αξιόπιστα από τα τρανζίστορ γερμανίου. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει κάποιες από τις κυριότερες διαφορές των δύο τρανζίστορ και στο σχήμα 1.15 συγκρίνονται χωρίς βλάβη της γενικότητας οι χαρακτηριστικές καμπύλες των δύο υλικών [8].

Παρά την επικράτηση του πυριτίου στα ημιαγωγικά υλικά, τα τρανζίστορ γερμανίου έγιναν ιδιαίτερα αγαπητά από τον μουσικό κόσμο. Έδωσαν χαρακτηριστική χροιά στον ήχο των μουσικών το 1960 και παρά την προσπάθεια να

αντικατασταθούν με αντίστοιχα πυριτίου, ένα κομμάτι της μουσικής βιομηχανίας αφιερώνεται στην κατασκευή τέτοιων κυκλωμάτων και στις προσπάθειες για την ακριβέστερη προσομοίωση και ψηφιοποίηση των χαρακτηριστικών του. Το BJT γερμανίου λειτουργεί σε χαμηλότερες τάσεις και έχει μεγαλύτερη ροή ελεύθερων φορέων ρεύματος προσφέροντας γενικότερα καλύτερη και γρηγορότερη απόκριση συχνοτήτων.



Σχήμα 1.15 Χαρακτηριστική καμπύλη γερμανίου και πυριτίου

Πίνακας 1 Χαρακτηριστικά γερμανίου και πυριτίου

	<i>Γερμάνιο</i>	<i>Πυρίτιο</i>
E_g (eV)	0.7	1.1
n_i (300°C)	2.5×10^{13}	1.6×10^{10}
<i>Μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας (°C)</i>	100	300
<i>Τάση πόλωσης βάσης-εκπομπού (V_{BE})</i>	0.3 V	0.7 V
μ_n	3900	1400
μ_p	1900	480
<i>Μέγιστη ανάστροφη τάση</i>	100	300

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

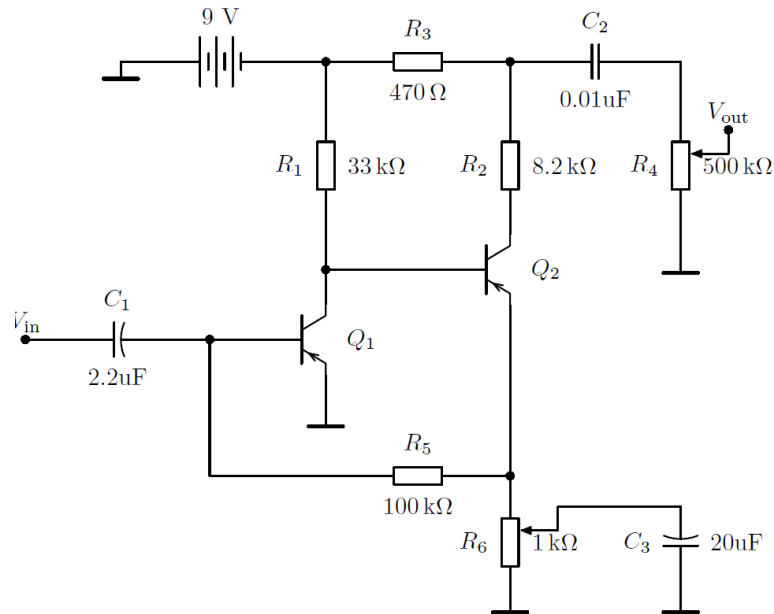
Η λειτουργία του Fuzz tone

Εκείνο το οποίο χαρακτηρίζει το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι η ιδιαιτερότητα των τρανζίστορ γερμανίου, η χρήση των οποίων έχει περιοριστεί στην σημερινή εποχή. Το διπολικό τρανζίστορ ένωσης (*BJT*), από την εφεύρεση του το 1947 μέχρι την δεκαετία του εξήντα είχε αποκτήσει σημαντικό ρόλο στην σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και είχε μόλις αρχίσει να χρησιμοποιείται στον τομέα των μουσικών εφέ. Τα πρώτα εγχειρίδια για την τεχνολογία των ημιαγωγών στηρίχτηκαν στις ιδιότητες των τρανζίστορ γερμανίου, με αποτέλεσμα εκείνη την εποχή να είναι πιο διαδεδομένα από τα εκείνα του πυριτίου. Τα πρώτα πετάλια παραμόρφωσης χρησιμοποιούσαν τρανζίστορ γερμανίου.

2.1 Εισαγωγή

Το πρωταρχικό σχέδιο του *fuzz* είναι αυτό του σχήματος 2.1. Εκ πρώτης όψεως, το κυκλωματικό διάγραμμα δείχνει έναν τυπικό προενισχυτή. Ένα σκόπιμο όμως λάθος στην σχεδίαση και συγκεκριμένα στην πόλωση των τρανζίστορ είναι που διαφοροποιεί την λειτουργία του. Αυτή η ιδιαιτερότητα του κυκλώματος θα αναλυθεί παρακάτω.

Από την σκοπιά του χρήστη, η συσκευή είναι απλή και οι παραμετρικές ιδιότητες του κυκλώματος περιορίζονται στην παραμόρφωση του σήματος. Μέσω της αντίστασης R_6 , ρυθμίζεται η αλλοίωση του σήματος (*clipping*) και μέσω της R_4 η ένταση του σήματος εξόδου. Οι υπόλοιπες αντιστάσεις συμβάλουν στην κατάλληλη πόλωση των τρανζίστορ και οι πυκνωτές στην απομόνωση των ανεπιθύμητων *dc* συνιστωσών. Ο βρόχος ανάδρασης πραγματοποιείται μέσω της R_5 , η οποία συνδέει το εκπομπό (*emitter*) του τρανζίστορ Q_2 με τη βάση του Q_1 . Η ανάδραση βοηθά στην σταθεροποίηση των χαρακτηριστικών του κυκλώματος.



Σχήμα 2.1 Το κύκλωμα Fuzz

Υπάρχουν τόσες παραλλαγές που είναι αδύνατον να ισχυριστούμε ποια είναι η αυθεντική. Το συγκεκριμένο σχέδιο έχει δημοσιευθεί στο διαδίκτυο [9] από ειδικό στον σχεδιασμό μουσικών εφέ, *R.G. Keen*. Ένα παρόμοιο σχέδιο έχει εκδοθεί και από τον *Hunter* [10]. Τα πρώτα *fuzz* εφέ χρησιμοποιούσαν *pnp* τρανζίστορ γερμανίου και υπάρχουν διάφορες εκδόσεις στις οποίες συναντάμε και *npn* τρανζίστορ πυριτίου. Στην παρούσα ανάλυση, θα χρησιμοποιήσουμε *pnp* γερμανίου, ακολουθώντας το σχέδιο εκείνου που χρησιμοποιούσε ο *Jimi Hendrix*.

2.2 DC λειτουργία

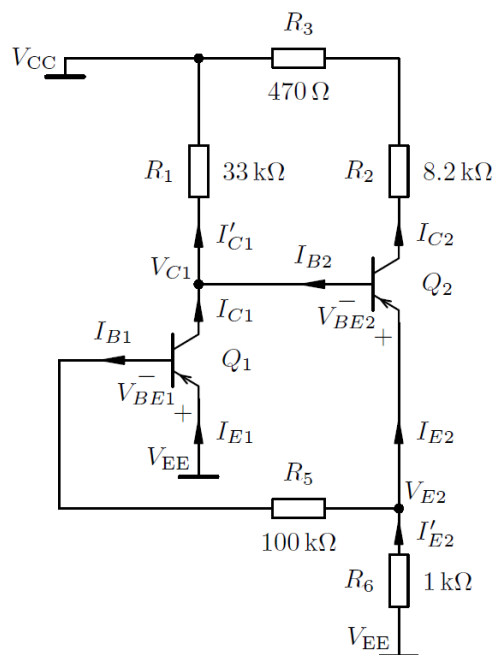
Για την ευκολότερη μελέτη ενός κυκλώματος χρησιμοποιούμε την αρχή της υπέρθεσης χωρίζοντας την λειτουργία του σε *dc* και *ac*, χωρίς να αλλοιώνονται τα τελικά αποτελέσματα.

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται δύο ελαφρώς διαφορετικές προσεγγίσεις για τον υπολογισμό μερικών παραμέτρων που χαρακτηρίζουν την λειτουργία πόλωσης του κυκλώματος. Σύμφωνα με τη πρώτη, οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα εξάγονται από τις σχέσεις που διέπουν τους διάφορους κλάδους του κυκλώματος. Η δεύτερη εξάγει τα αποτελέσματα μέσω των νόμων που

διέπουν τους κόμβους και συνήθως είναι και η προτιμότερη λόγω της συστηματικότητας της.

2.2.1 Ανάλυση με τη μέθοδο των κλάδων

Στο σχήμα 2.2 φαίνεται το κύκλωμα για την DC ανάλυση, με τις πηγές εναλλασσόμενων σημάτων βραχυκυκλωμένες και τους πυκνωτές ανοιχτοκυκλωμένους. Επειδή τα τρανζίστορ είναι τύπου pnp , η τάση V_{EE} είναι ίση με $+9V$ ενώ η V_{CC} ταυτίζεται με τη γείωση. Από το κύκλωμα και σύμφωνα με τη πρώτη μεθοδολογία ανάλυσης προκύπτουν οι παρακάτω ισότητες:



Σχήμα 2.2 Το κύκλωμα Fuzz στην DC λειτουργία

$$I_{C1} = \beta_{F1} I_{B1} \quad (2.1)$$

$$I_{E1} = (\beta_{F1} + 1) I_{B1} \quad (2.2)$$

$$I_{C2} = \beta_{F2} I_{B2} \quad (2.3)$$

$$I_{E2} = (\beta_{F2} + 1) I_{B2} \quad (2.4)$$

$$I'_{E2} = I_{E2} - I_{B1} \quad (2.5)$$

$$I'_{C1} = I_{C1} - I_{B2} \quad (2.6)$$

Από τον νόμο τάσεων σε όλους τους πιθανούς βρόχους του κυκλώματος προκύπτει το παρακάτω σύνολο εξισώσεων το οποίο είναι ένα από τα πιθανά τα οποία χαρακτηρίζουν το κύκλωμα:

$$V_{EE} = V_{EE} - V_{BE1} - I_{B1}R_5 + I'_{E2}R_6 \quad (2.7)$$

$$0 = V_{EE} - V_{BE1} - I_{B1}R_5 - V_{BE2} + I'_{C1}R_1 \quad (2.8)$$

$$V_{C2} = I_{C2}(R_2 + R_3) \quad (2.9)$$

Με αντικαταστάσεις στις παραπάνω σχέσεις υπολογίζονται τα ρεύματα της βάσης του Q_1 και Q_2 :

$$I_{B1} = \frac{I_{E2}R_6 - V_{BE1}}{R_5 + R_6} \quad (2.10)$$

$$I_{B2} = \frac{V_{EE} + V_{BE1} \left(\frac{R_5 + \beta_{F1}R_1}{R_5 + R_6} - 1 \right) - V_{BE2}}{R_1 + (\beta_{F2} + 1) \left(\frac{R_5R_6 + \beta_{F1}R_1R_6}{R_5 + R_6} \right)} \quad (2.11)$$

Οι εκφράσεις των ρευμάτων I_{B1} και I_{B2} είναι χρήσιμες για τον υπολογισμό των υπολοίπων άγνωστων ρευμάτων και τάσεων στο DC κύκλωμα. Για παράδειγμα, με χρήση των εξισώσεων 2.11 και 2.3 υπολογίζεται το ρεύμα ηρεμίας του συλλέκτη I_{CQ2} το οποίο είναι χρήσιμο για την εύρεση της εσωτερικής αντίστασης του τρανζίστορ, κατά την AC ανάλυση, σύμφωνα με τους παρακάτω τύπους:

$$g_m = \frac{|I_{CQ}|}{V_T} \quad \text{και} \quad r_{\pi} = \frac{\beta_F}{g_m}, \quad (2.12)$$

όπου η θερμική τάση σε θερμοκρασία δωματίου είναι $V_T \approx 25,2 \text{ mV}$.

Από την παραπάνω ανάλυση μπορούμε να βρούμε τα βασικά φυσικά χαρακτηριστικά που διέπουν το κύκλωμα. Ανεξαρτήτως του κέρδους ρεύματος β_F του κάθε τρανζίστορ, το πρώτο πολώνεται κοντά στην τάση V_{EE} ενώ το δεύτερο κοντά στην γείωση. Για μικρές μεταβολές του σήματος εισόδου η διαφορετική πόλωση των δύο τρανζίστορ δημιουργεί ψαλίδισμα στο σήμα με αποτέλεσμα την επιθυμητή παραμόρφωσή του στην έξοδο.

Τα αριθμητικά αποτελέσματα της παραπάνω μεθόδου παρουσιάζονται σε πίνακα στην υποενότητα 3.4 σε σύγκριση με τα αντίστοιχα που προκύπτουν από τις προσομοιώσεις *Spice* και τις πρωτότυπες μετρήσεις.

2.2.2 Ανάλυση με τη μέθοδο των κόμβων

Με τη δεύτερη μέθοδο ανάλυσης οι εξισώσεις ρευμάτων και τάσεων υπολογίζονται διαφορετικά και με ποιο οργανωμένο τρόπο. Το κύκλωμα στο σχήμα 2.2 έχει δύο περιττούς κόμβους, τους V_{C1} και V_{E2} . Ο κόμβος της εξόδου είναι ο V_{C2} αλλά δεν χρησιμεύει για την dc ανάλυση. Η σχέση που προκύπτει από το κύκλωμα $V_{E2} = V_{C1} + V_{BE2}$ μειώνει το πλήθος των περιττών κόμβων σε έναν. Σύμφωνα με τον νόμο *Kirchhoff*, το άθροισμα των ρευμάτων που εισέρχονται σε έναν κόμβο ισούται με το συνολικό ρεύμα που εξέρχεται από αυτόν. Προκύπτουν έτσι οι παρακάτω εξισώσεις:

$$I'_{E2} = I_{E2} - I_{B1} = (\beta_{F2} + 1)I_{B2} - I_{B1}$$

$$I'_{C1} = I_{C1} + I_{B2} = \beta_{F1}I_{B1} + I_{B2}$$

Από τα παραπάνω υπολογίζεται η παρακάτω σχέση

$$I'_{C1} = \beta_{F1}I_{B1} + \frac{I'_{E2}}{\beta_{F2} + 1} + \frac{I_{B1}}{\beta_{F2} + 1}$$

Και με την αντικατάσταση των παρακάτω τύπων προκύπτει η τελική εξίσωση

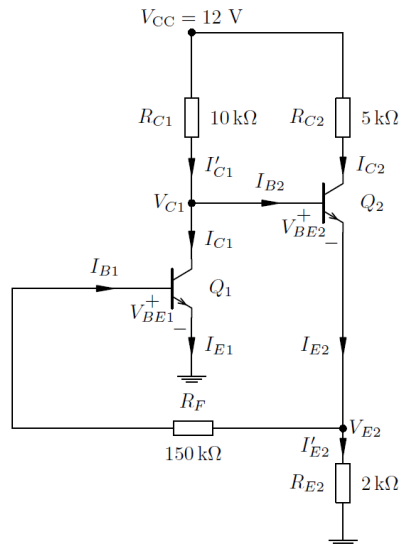
$$I'_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_6} \quad , \quad I'_{C1} = \frac{V_{C1} - V_{CC}}{R_1} \quad , \quad I_{B1} = \frac{V_{EE} - V_{BE1} - V_{E2}}{R_5 (\beta_{F2} + 1)}$$

$$\frac{V_{C1} - V_{CC}}{R_1} = \beta_{F1} \frac{V_{EE} - V_{BE1} - V_{E2}}{R_5} + \frac{V_{E2}}{R_6 (\beta_{F2} + 1)} + \frac{V_{EE} - V_{BE1} - V_{E2}}{R_5 (\beta_{F2} + 1)}$$

Με βάση την τελευταία σχέση και την $V_{E2} = V_{C1} + V_{BE2}$ μπορούν να βρεθούν όλες οι τάσεις πόλωσης και τα ρεύματα του κυκλώματος.

2.2.3 DC λειτουργία με ανάδραση παράλληλα-σειράς

Το dc μοντέλο για την ανάλυση του βρόχου ανάδρασης που ακολουθεί ξανασχεδιάζεται στο σχήμα 2.3. Η ανατροφοδότηση χρησιμοποιείται για την επίτευξη του επιθυμητού ρεύματος στην βάση του Q_I . Μία συστηματική μέθοδος για τη διερεύνηση της πόλωσης των τρανζίστορ είναι η εξέταση των περιττών κόμβων του κυκλώματος, των V_{C1} και V_{E2} στην προκυμμένη περίπτωση, οι οποίοι συνδέονται με τη σχέση που ακολουθεί:



Σχήμα 2.3 Λειτουργία DC με ανάδραση παράλληλα-σειράς

$$V_{E2} = V_{C1} - V_{BE2}$$

Για την *dc* ανάλυση ισχύουν τα παρακάτω:

$$I'_{E2} = I_{E2} - I_{B1} = (\beta_{F2} + 1)I_{B2} - I_{B1}$$

$$I'_{C1} = I_{C1} + I_{B2} = \beta_{F1}I_{B1} + I_{B2}$$

$$I'_{C1} = \beta_{F1}I_{B1} + \frac{I'_{E2}}{\beta_{F2} + 1} + \frac{I_{B1}}{\beta_{F2} + 1}$$

$$I'_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_{E2}}, \quad I'_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_{C1}}, \quad I_{B1} = \frac{V_{E2} - V_{BE1}}{R_F}$$

$$\frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_{C1}} = \beta_{F1} \frac{V_{E2} - V_{BE1}}{R_F} + \frac{V_{E2}}{R_{E2} (\beta_{F2} + 1)} + \frac{V_{E2} - V_{BE1}}{R_F (\beta_{F2} + 1)}$$

2.2.4 DC λειτουργία με ανάδραση σειράς-παράλληλα

Για να μελετήσουμε την επιρροή του βρόχου ανάδρασης πρέπει όπως και προηγουμένως να αναλυθεί το κύκλωμα στη *dc* και *ac* λειτουργία του. Το κύκλωμα για την *dc* ανάλυση φαίνεται στο σχήμα 2.4. Θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ λειτουργούν στην περιοχή ορθής πόλωσης τους. Ωστόσο είναι επιρρεπείς στις μεταβολές των ρευμάτων και εύκολα μπορούν να περάσουν στη περιοχή κορεσμού τους. Στην περίπτωση αυτή ο βρόχος ανάδρασης επιδρά ελάχιστα στην *dc* πόλωση,

επειδή επηρεάζει μόνο το δυναμικό V_{E1} και σχεδόν καθόλου το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ.

Το σχήμα 2.3 έχει τρεις περιττούς κόμβους τάσεων, σημειωμένοι ως V_{C1} , V_{E1} , V_{C2} . Σύμφωνα με τον νόμο ρευμάτων του *Kirchhoff* προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις:

$$I'_{E1} = I_{E1} + I_F = (\beta_{F1} + 1)I_{B1} + I_F$$

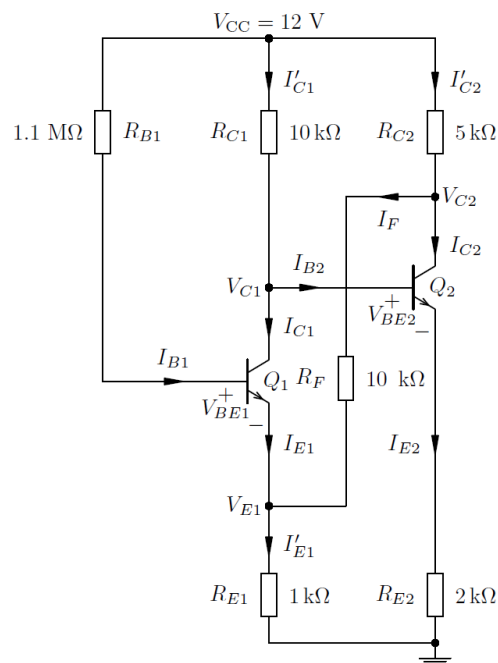
$$I'_{C1} = I_{C1} + I_{B2} = \beta_{F1}I_{B1} + I_{B2}$$

$$I'_{C2} = I_{C2} + I_F = \beta_{F2}I_{B2} + I_F$$

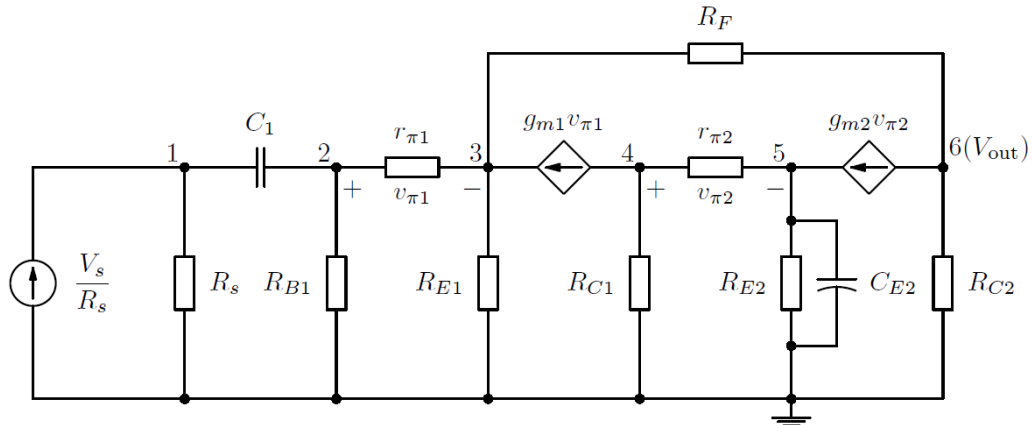
Οι εκφράσεις των ρευμάτων συναρτήσει των τάσεων κόμβων είναι:

$$I'_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}}, \quad I'_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_{C1}}, \quad I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{E1}}{R_{B1}}$$

$$I_F = \frac{V_{C2} - V_{E1}}{R_F}, \quad I'_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_{C2}}, \quad I_{B2} = \frac{V_{C1} - V_{BE2}}{R_{E2}(\beta_{F2} + 1)}$$



Σχήμα 2.4 DC λειτουργία με ανάδραση σειράς- παράλληλα



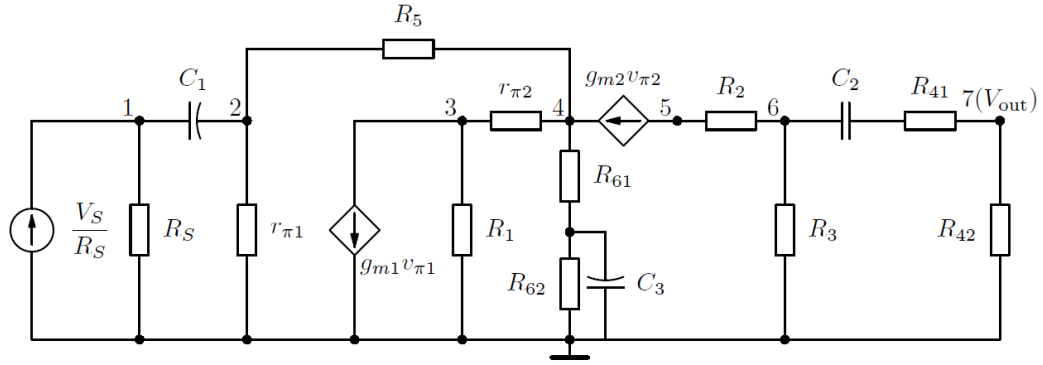
Σχήμα 2.5 Μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή *direct-coupled pair* με ανάδραση σειράς-παράλληλα

Κατάλληλες αντικαταστάσεις οδηγούν στις παρακάτω τρεις εξισώσεις οι οποίες εκφράζονται με τη μορφή εξίσωσης πινάκων και οδηγούν στην εύρεση όλων των τάσεων πόλωσης και ρευμάτων του κυκλώματος:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_{E1}} + \frac{\beta_{F1}+1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_F} & 0 & -\frac{1}{R_F} \\ -\frac{\beta_{F2}}{R_{B1}} & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{E2}(\beta_{F2}+1)} & 0 \\ -\frac{1}{R_F} & \frac{\beta_{F2}}{(\beta_{F2}+1)} \frac{1}{R_{E2}} & \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_F} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{E1} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\beta_{F1} + 1) \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_{B1}} \\ \frac{V_{CC}}{R_{C1}} + \beta_{F1} \frac{V_{BE1} - V_{CC}}{R_{B1}} + \frac{V_{BE2}}{R_{E2}(\beta_{F2}+1)} \\ \frac{V_{CC}}{R_{C1}} + \frac{\beta_{F2}}{(\beta_{F2}+1)} \frac{V_{BE2}}{R_{E2}} \end{bmatrix}$$

2.3 AC λειτουργία

Το πλάτος του σήματος εισόδου κρατιέται σε χαμηλά επίπεδα επιτρέποντας την ανάλυση του κυκλώματος με μοντέλο ασθενούς σήματος. Στην παρούσα περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο *υβριδικού-π*, όπου το τρανζίστορ θεωρείται σαν εξαρτημένη πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση (ενισχυτής διαγωγιμότητας). Όλες οι σταθερές τάσεις βραχυκυκλώνονται και οι εξωτερικές εναλλασσόμενες τάσεις μετατρέπονται σε πηγές ρεύματος.



Σχήμα 2.6 Μοντέλο ασθενούς σήματος

Το σχήμα 2.6 δείχνει το κύκλωμα του μοντέλου ασθενούς σήματος. Η πηγή ρεύματος στα αριστερά και η εσωτερική της αντίσταση R_S αναπαριστά το σήμα εισόδου της κιθάρας. Οι $r_{\pi 1}$ και $r_{\pi 2}$ είναι οι εσωτερικές αντιστάσεις των δύο τρανζίστορ Q_1 και Q_2 , με αντίστοιχες τάσεις $v_{\pi 1}$ και $v_{\pi 2}$. Ομοίως, τα g_{m1} και g_{m2} οι δύο διαγωγιμότητες. Τα ποτενσιόμετρα R_4 και R_6 χωρίζονται σε δύο επιμέρους αντιστάσεις. Για την εξαγωγή της μήτρας αγωγιμοτήτων, σύμφωνα με την τροποποιημένη μέθοδο κόμβων, οι κόμβοι αριθμούνται από 1-7, όπου ο έβδομος δίνει και την έξοδο του κυκλώματος.

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & -Y_{43} & Y_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & -Y_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & Y_{77} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_S}{R_S} \\ 0 \\ 0 \\ -g_{m1}V_2 \\ g_{m2}(V_3 - V_4) \\ -g_{m2}(V_3 - V_4) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Η παρακάτω λίστα δείχνει τον υπολογισμό του κάθε στοιχείου της μήτρας:

$$Y_{11} = \frac{1}{R_S} + j\omega C_1$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C_1$$

$$Y_{22} = \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_5} + j\omega C_1$$

$$Y_{24} = Y_{42} = \frac{1}{R_S}$$

$$Y_{33} = \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_1}$$

$$Y_{34} = Y_{43} = \frac{1}{r_{\pi 2}}$$

$$Y_{44} = \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_5} + \frac{j\omega C_3 + \frac{1}{R_{62}}}{1 + j\omega C_3 R_{61} + \frac{R_{61}}{R_{62}}} \quad (2.13)$$

$$Y_{55} = \frac{1}{R_2} \quad Y_{56} = Y_{65} = \frac{1}{R_2}$$

$$Y_{66} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} \quad Y_{67} = Y_{76} = \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}}$$

$$Y_{77} = \frac{1}{R_{42}} + \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}}$$

Η παραπάνω μήτρα αγωγιμοτήτων, στην πρωταρχική της φόρμα, είναι ικανή για να περιγράψει το κύκλωμα. Για να πάρει όμως την επιθυμητή μορφή, πρέπει να συμπεριληφθούν οι αγωγιμότητες g_{m1} και g_{m2} , για να επιλυθούν στη συνέχεια οι εξισώσεις για την εύρεση των τάσεων. Στο διάνυσμα ρευμάτων, η αγωγιμότητα g_{m1} πολλαπλασιάζει την τάση V_2 στην τρίτη γραμμή. Με σκοπό να εμφανίσουμε την αγωγιμότητα μέσα στη μήτρα, μετατρέπουμε το στοιχείο της Y_{32} σε

$$Y'_{32} = \frac{g_{m1} r_{\pi}}{r_{\pi}}$$

Παρομοίως, για να πάρουμε την g_{m2} από την 4^η και 5^η γραμμή του διανύσματος ρευμάτων μετατρέπουμε τα παρακάτω στοιχεία της μήτρας:

$$Y'_{43} = -\frac{g_{m2} r_{\pi 2} + 1}{r_{\pi 2}} \quad Y'_{44} = -\frac{g_{m2} r_{\pi 2} + 1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_5} + \frac{j\omega C_3 + \frac{1}{R_{62}}}{1 + j\omega C_3 R_{61} + \frac{R_{61}}{R_{62}}}$$

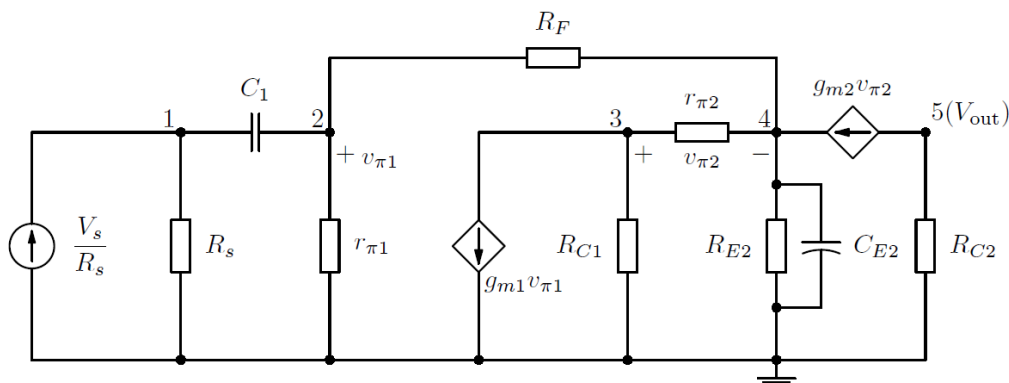
$$Y'_{53} = -\frac{g_{m2} r_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} \quad Y'_{54} = -\frac{g_{m2} r_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}$$

Στις παραπάνω ισότητες έχουμε $g_{m1} r_{\pi 1} = \beta_{F1}$ και $g_{m2} r_{\pi 2} = \beta_{F2}$. Υπάρχει μικρή διαφορά ανάμεσα στο dc κέρδος ρεύματος β_F και στο ac κέρδος ασθενέστερου ρεύματος h_{fe} . Θεωρώντας όμως ότι το κέρδος β_F είναι σταθερό και γνωρίζοντας ότι το ρεύμα διαρροής I_{CBO} είναι κατά πολύ μικρότερο του ρεύματος του συλλέκτη και της βάσης, η εκτίμηση του β_F είναι επαρκής ώστε να χρησιμοποιηθεί και στην θέση του h_{fe} και τελικά $h_{fe} = \frac{I_C}{I_B}$. Με αυτές τις προσθήκες και σύμφωνα με τον κανόνα του *Cramer* η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_7 = V_{out} = \frac{\begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{V_s}{R_s} \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_{32} & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & Y'_{43} & Y'_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y'_{53} & Y'_{54} & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_{32} & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & Y'_{43} & Y'_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y'_{53} & Y'_{54} & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & -Y_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & Y_{77} \end{bmatrix}}$$

2.3.1 AC λειτουργία με ανάδραση παράλληλα-σειράς

Για την *ac* ανάλυση, το κύκλωμα είναι απλό καθώς δεν έχουμε *ac feedback* λόγω του πυκνωτή C_{E2} . Παρ' όλα αυτά θα γίνει ανάλυση του κυκλώματος σαν να μην υπήρχε ο πυκνωτής, για να παρουσιαστεί η συγκεκριμένη μεθοδολογία και οι ιδιότητες της ανάδρασης. Το κύκλωμα ξανασχεδιάζεται στο σχήμα 2.7, σύμφωνα με το μοντέλο ασθενούς σήματος *BJT*, χαμηλών συχνοτήτων καθώς το σήμα εισόδου περιορίζεται στο ακουστικό φάσμα. Στο σχήμα 2.7 οι πυκνωτές συμπεριλαμβάνονται. Ωστόσο στην ανάλυση που ακολουθεί δεν υπολογίζονται.



Σχήμα 2.7 Μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή *direct-coupled pair* με ανάδραση παράλληλα-σειράς

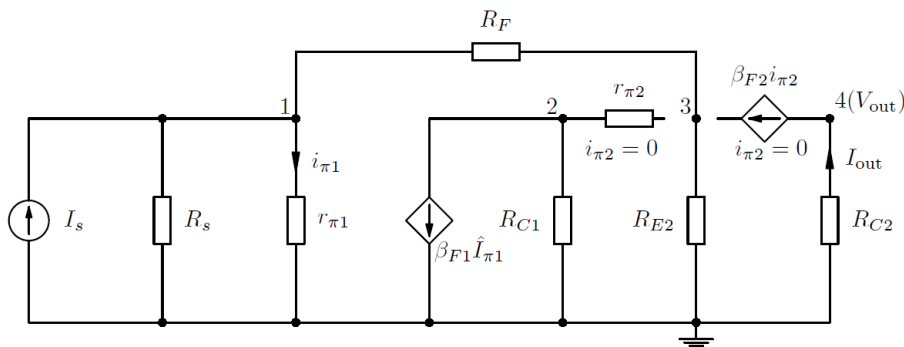
Σκοπός είναι η ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος και η εύρεση τιμών για τα t_{12} , t_{21} , t_{22} , T και β . Εφόσον το σήμα ανάδρασης είναι ρεύμα, οι ελεγχόμενες πηγές μετατρέπονται σε ανεξάρτητες πηγές ρεύματος, οι οποίες χαρακτηρίζονται από την έκφραση (2.15) :

$$g_m v_\pi = \beta_F i_\pi \quad (2.14)$$

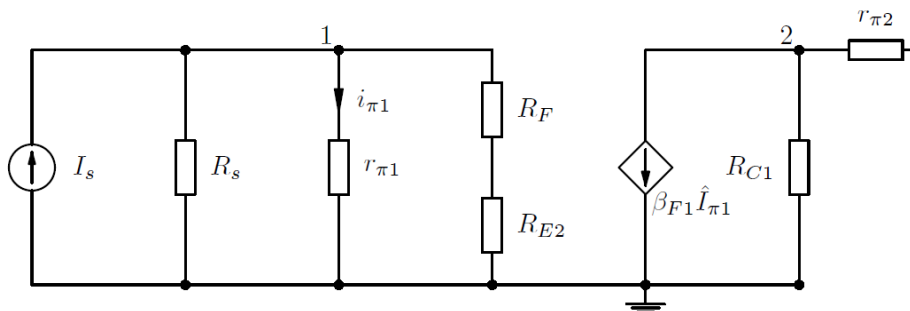
$$\beta_F \hat{I}_\pi \quad (2.15)$$

Το κέρδος βρόχου T και η παράμετρος t_{12} υπολογίζονται από το κύκλωμα θέτοντας την είσοδο ίση με μηδέν, $X_s = I_s = 0$. Για τον υπολογισμό του t_{21} , μηδενίζεται η έξοδος, $X_o = I_o = 0$ (σχήμα 2.8). Η παρακάτω εξίσωση περιγράφει το κύκλωμα (σχήμα 2.9):

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_F + R_{E2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ -\beta_{F1} \hat{I}_{\pi 1} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$



Σχήμα 2.8 Κύκλωμα για τον υπολογισμό του t_{21}



Σχήμα 2.9 Απλοποιημένο κύκλωμα για τον υπολογισμό του t_{21}

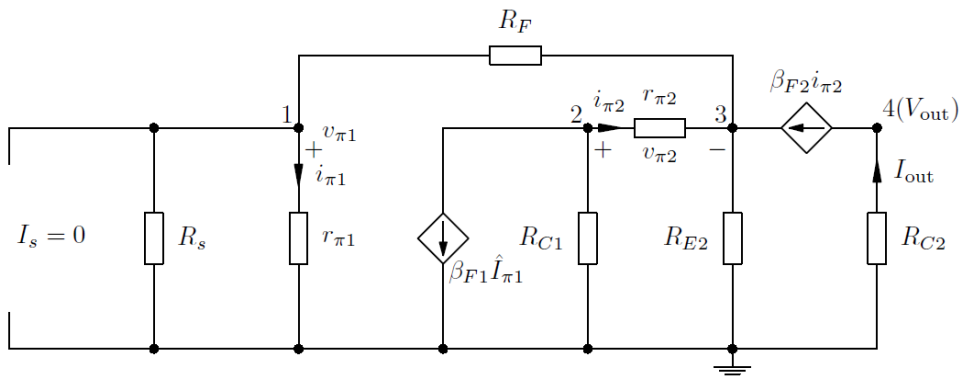
Η εξίσωση πινάκων μπορεί να γραφτεί και απευθείας από το κύκλωμα. Η ανάλυση κόμβων χρησιμοποιείται γιατί η δεύτερη ελεγχόμενη πηγή ρεύματος δεν μπορεί να μετατραπεί σε μία πηγή τάσης. Επειδή η εξίσωση πινάκων είναι ένα σύνολο γραμμικών εξισώσεων, οι όροι των ελεγχόμενων πηγών αφαιρούνται ή προστίθενται και στα δύο μέλη της εξίσωσης. Η τροποποιημένη εξίσωση που περιγράφει το σύστημα είναι:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_F + R_{E2}} & 0 \\ \frac{\beta_{F1}}{r_{\pi 1}} & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Η παράμετρος ανάδρασης t_{21} ορίζεται ως ο λόγος $\frac{X_i}{X_s}$, όπου οι όροι τάσεων στην περίπτωση του ενισχυτή ρεύματος αλλάζουν με τα ρεύματα. Επομένως:

$$t_{21} = \frac{i_{\pi 1}}{I_S} = \frac{V_1}{r_{\pi 1} I_S} = \frac{R_S (R_{E2} + R_F)}{(r_{\pi 1} + R_S)(R_{E2} + R_F) + R_S r_{\pi 1}} \quad (2.18)$$

Ως μεμονωμένο μέγεθος, η παράμετρος δεν περιγράφει επαρκώς κάποια ιδιότητα του κυκλώματος. Είναι απλώς ένας πολλαπλασιαστής μεταξύ της πηγής εισόδου και της εισόδου του ενισχυτή. Το κύκλωμα πρέπει να επανασχεδιαστεί ώστε να βρεθεί η παράμετρος T και t_{12} . Το σχήμα 2.10 δείχνει αυτό το μοντέλο, όπου η πηγή εισόδου έχει μηδενιστεί.



Σχήμα 2.10 Κύκλωμα για τον υπολογισμό των παραμέτρων T και t_{12}

Η εξίσωση πινάκων που περιγράφει το σύστημα στο σχήμα 2.10 δίνεται παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_F} & 0 & -\frac{1}{R_F} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} & -\frac{1}{r_{\pi 2}} & 0 \\ -\frac{1}{R_F} & -\frac{1}{r_{\pi 2}} & \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_{E2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_{C2}} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta_{F1} \hat{I}_{\pi 1} \\ \beta_{F2} \hat{I}_{\pi 2} \\ -\beta_{F2} \hat{I}_{\pi 2} \end{bmatrix}$$

Η εξίσωση αυτή είναι απαραίτητο να τροποποιηθεί με σκοπό να γίνει ευκολότερη η επίλυση της ως προς $\frac{\hat{I}_{\pi 1}}{i_{\pi 1}}$ και $\frac{I_{out}}{\hat{I}_{\pi 1}}$. Επομένως, ο όρος της ανεξάρτητης πηγής παραμένει στο διάνυσμα ρευμάτων ενώ οι υπόλοιποι όροι μεταφέρονται στην μήτρα αγωγιμοτήτων.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_F} & 0 & -\frac{1}{R_F} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} & -\frac{1}{r_{\pi 2}} & 0 \\ -\frac{1}{R_F} & -\frac{\beta_{F2} + 1}{r_{\pi 2}} & \frac{1}{R_F} + \frac{\beta_{F2} + 1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_{E2}} & 0 \\ 0 & \frac{\beta_{F2}}{r_{\pi 2}} & -\frac{\beta_{F2}}{r_{\pi 2}} & \frac{1}{R_{C2}} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\beta_{F1} \hat{I}_{\pi 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Επομένως η παράμετρος T προκύπτει από την σχέση

$$T = -\frac{\hat{I}_{\pi 1}}{i_{\pi 1}} = \frac{R_P}{r_{\pi 1}} \frac{\beta_{F1} R_{C1} (\beta_{F2} + 1) R_{E2}}{(R_{E2} + R_F + R_P)(R_{C1} + r_{\pi 2}) + (\beta_{F2} + 1) R_{E2} (R_F + R_P)}$$

όπου $R_P = R_S || r_{\pi 1}$. Παρομοίως, η παράμετρος t_{12} ορίζεται από την σχέση

$$t_{12} = \frac{V_4}{R_{C2} \hat{I}_{\pi 1}} = \frac{\beta_{F1} R_{C1} \beta_{F2} (R_{E2} + R_F + R_P)}{(R_{E2} + R_F + R_P)(R_{C1} + r_{\pi 2}) + (\beta_{F2} + 1) R_{E2} (R_F + R_P)}$$

Αν δεχτούμε την παραδοχή $\beta_{F2} + 1 \approx \beta_{F2}$, τότε η έκφραση για τον πολλαπλασιαστή t_{22} απλοποιείται στη μορφή

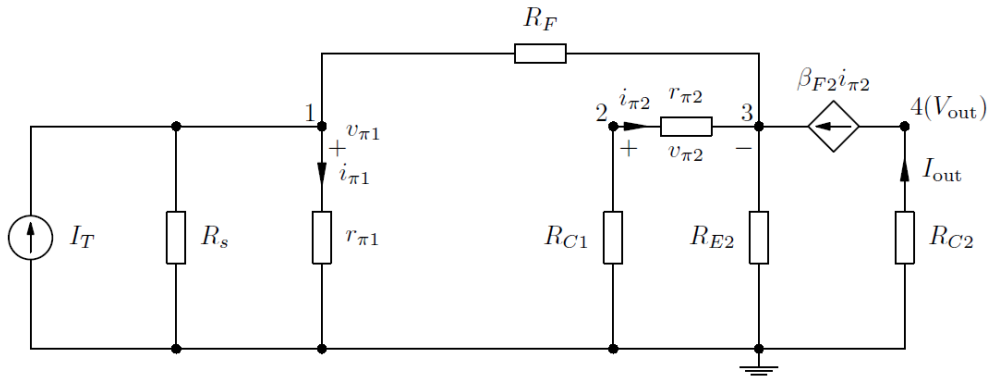
$$t_{22} = \frac{T}{t_{12}} = \frac{R_s R_{E2}}{(r_{\pi1} + R_s)(R_F + r_{E2}) + R_s r_{\pi1}}$$

Καταλήγοντας στην σχέση για τον συντελεστή ανάδρασης

$$\beta = \frac{t_{22}}{t_{21}} = \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_F} \quad (2.19)$$

2.3.1.1 Αντίσταση εισόδου

Για την εύρεση της αντίστασης εισόδου του κυκλώματος σχεδιάζεται το κύκλωμα με μηδενικό κέρδος (σχήμα 2.11). Η αντίσταση εισόδου ισοδυναμεί με το λόγο της μετρούμενης τάσης V_1 προς τη βοηθητική πηγή ρεύματος I_T .



Σχήμα 2.11 Κύκλωμα για τον υπολογισμό της εσωτερικής αντίστασης μηδενικού κέρδους

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{\pi1}} + \frac{1}{R_F} & 0 & -\frac{1}{R_F} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi2}} & -\frac{1}{r_{\pi2}} & 0 \\ -\frac{1}{R_F} & -\frac{\beta_{F2} + 1}{r_{\pi2}} & \frac{1}{R_F} + \frac{\beta_{F2} + 1}{r_{\pi2}} + \frac{1}{R_{E2}} & 0 \\ 0 & \frac{\beta_{F2}}{r_{\pi2}} & -\frac{\beta_{F2}}{r_{\pi2}} & \frac{1}{R_{C2}} \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_t \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Από τα παραπάνω υπολογίζεται η αντίσταση εισόδου του συστήματος μηδενικού κέρδους συμπεριλαμβανομένης και της αντίστασης R_s . Η επιθυμητή αντίσταση εισόδου λαμβάνεται αν θέσουμε την αντίσταση R_s στο άπειρο. (Στην αριθμητική

ανάλυση, μπορούμε να την ορίσουμε ίση με 100 Mohm). Για την εύρεση της σύνθετης αντίστασης εισόδου δεν είναι απαραίτητο να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση. Από το κύκλωμα φαίνεται ότι η αντίσταση εισόδου είναι περίπου η παράλληλη σύνδεση των αντιστάσεων $r_{\pi 1}$ και $(R_F + R_{E2})$. Οι τύποι του Blackman απαιτούν τον υπολογισμό του κέρδους βρόχου σε συνθήκες ανοιχτού και βραχυκυκλωμένου κυκλώματος. Για την εξαγωγή των συνθηκών βραχυκύκλωσης και ανοιχτοκύκλωσης από τον υπάρχοντα ορισμό της παραμέτρου T .

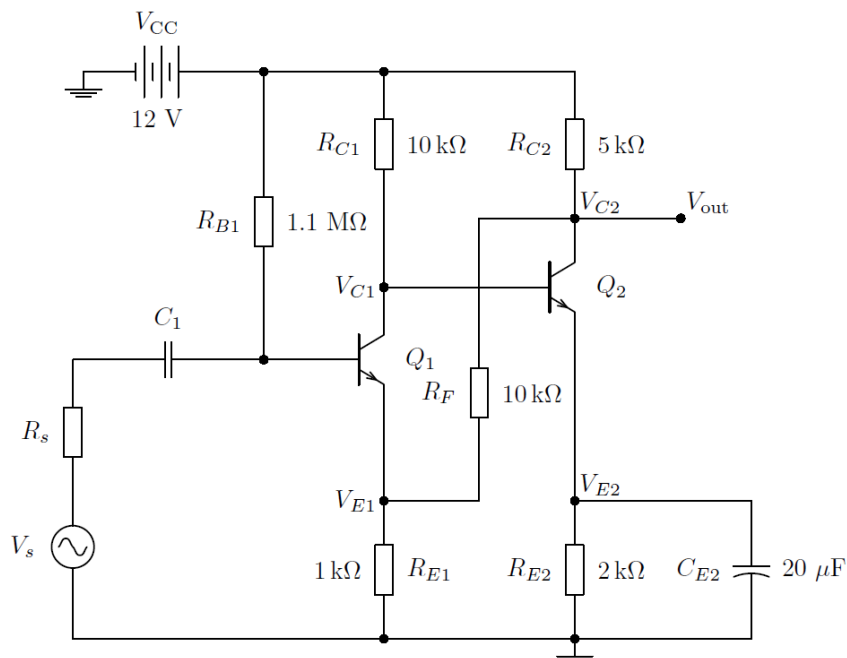
Θέτοντας $R_s \rightarrow \infty$:

$$T(R_s \rightarrow \infty) = \frac{\beta_{F1} R_{C1} (\beta_{F2} + 1) R_{E2}}{(R_{E2} + R_F + r_{\pi 1})(R_{C1} + r_{\pi 2}) + (\beta_{F2} + 1) R_{E2} (R_F + r_{\pi 1})}$$

Και με βάση τον τύπο του Blackman για την αντίσταση εισόδου με ανάδραση:

$$Z_{1F} = \frac{Z_{ID}}{1 + T(R_s \rightarrow \infty)} \approx \frac{r_{\pi 1} || (R_F + R_{E2})}{1 + T(R_s \rightarrow \infty)}$$

Συμπεραίνουμε ότι η ανάδραση παράλληλα-σειράς μειώνει την αντίσταση εισόδου κατά ένα ποσό που καθορίζεται από το κέρδος βρόχου του ανοιχτού κυκλώματος.



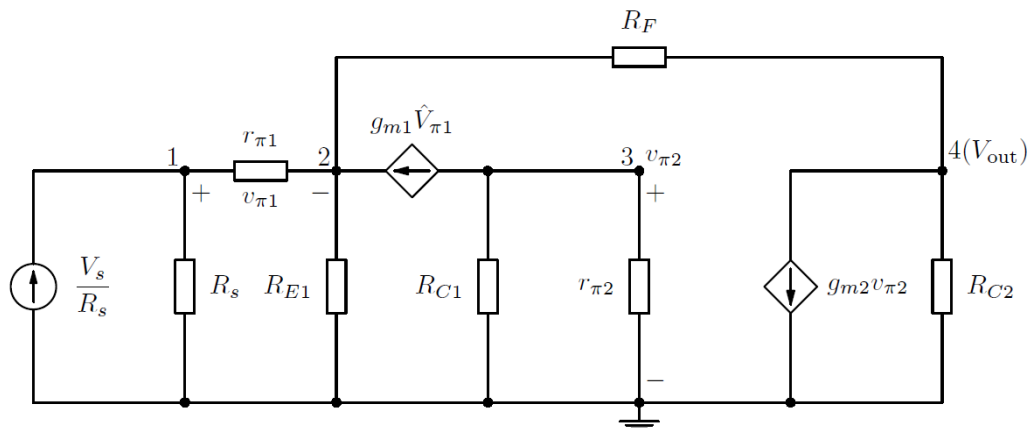
Σχήμα 2.12 Ενισχυτής direct-coupled pair με ανάδραση σειράς-παράλληλα

2.3.2 AC λειτουργία με ανάδραση σειράς-παράλληλα

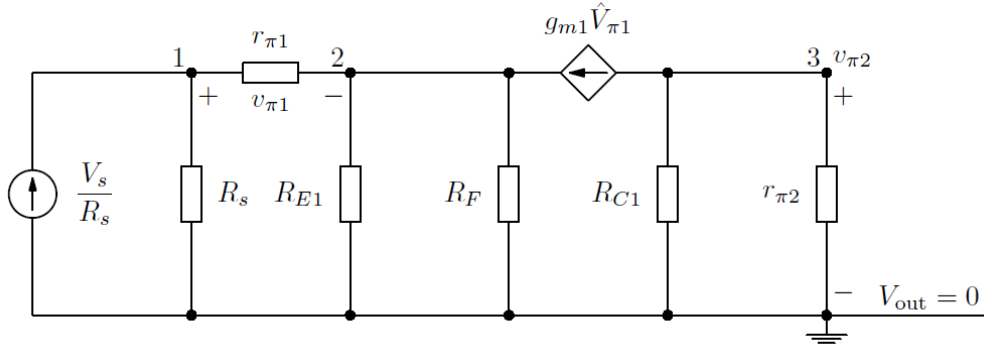
Για την *ac* ανάλυση, το πρωταρχικό κύκλωμα παρουσιάζεται στην εικόνα 2.5 , με την χρήση του μοντέλου ασθενούς σήματος. Για λόγους ευκολίας, απλοποιείται στο σχήμα 2.13 , χωρίς να αλλοιώνει τα ζητούμενα μεγέθη. Η απλοποίηση γίνεται με την αφαίρεση των πυκνωτών, των οποίων η κύρια λειτουργία είναι ο αποκλεισμός των *dc* συνιστωσών, και της υψηλής αντίστασης πόλωσης R_{BI} .

Η προσέγγιση για την ανάδραση σειράς-παράλληλα είναι ίδια με της ανάδρασης παράλληλα-σειράς. Αρχικά υπολογίζεται η παράμετρος t_{21} με χρήση της αρχής της επαλληλίας, από το μοντέλο ασθενούς σήματος στο οποίο θέτουμε την τάση εξόδου ίση με μηδέν με αποτέλεσμα η τάση V_s να είναι η μόνη ενεργή (σχήμα 2.14).

Η εξαρτημένη πηγή τάσης έχει επιλεγεί να είναι η πρώτη ελεγχόμενη πηγή ρεύματος και σημειώνεται στο σχήμα και στις εξισώσεις ως $g_{m1}\hat{V}_{\pi1}$. Το κύκλωμα περιγράφεται με την παρακάτω εξίσωση με ζητούμενο το διάνυσμα των τάσεων. Στην μορφή 2.21 έχει τροποποιηθεί με βάση τις σχέσεις που συνδέουν την εξαρτημένη πηγή με τις υπόλοιπες τάσεις του κυκλώματος.



Σχήμα 2.13 Απλοποιημένο μοντέλο για τις μεσαίες συχνότητες



Σχήμα 2.14 Μοντέλο ασθενούς σήματος για τον υπολογισμό του t_{21}

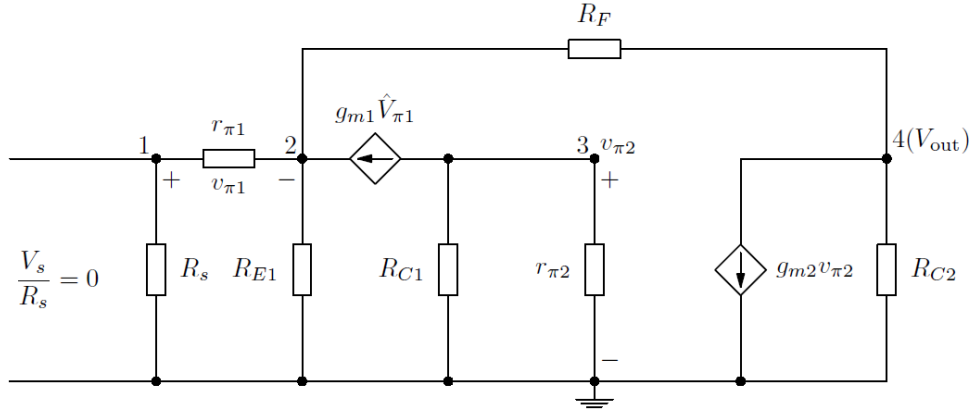
$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{\pi 1}} & -\frac{1}{r_{\pi 1}} & 0 \\ -\frac{1}{r_{\pi 1}} & \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{R_F} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \end{bmatrix} \chi \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_S}{R_S} \\ g_{m1} \hat{V}_{\pi 1} \\ -g_{m1} \hat{V}_{\pi 1} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_{\pi 1}} & -\frac{1}{r_{\pi 1}} & 0 \\ -\frac{\beta_{F1}+1}{r_{\pi 1}} & \frac{\beta_{F1}+1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{R_F} & 0 \\ \frac{\beta_{F1}}{r_{\pi 1}} & -\frac{\beta_{F1}}{r_{\pi 1}} & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} \end{bmatrix} \chi \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_S}{R_S} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Η έκφραση για την t_{21} είναι;

$$t_{21} = \frac{v_{\pi 1}}{V_S} = \frac{V_1 - V_2}{V_S} = \frac{r_{\pi 1} (R_{E1} + R_F)}{(r_{\pi 1} + R_S)(R_{E1} + R_F) + (\beta_{F1} + 1)R_{E1}R_F} \quad (2.22)$$

Όπως και προηγουμένως, για τον υπολογισμό του T και t_{12} η πηγή εισόδου μηδενίζεται. Το νέο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.15 Μοντέλο ασθενούς σήματος για τον υπολογισμό των παραμέτρων T και t_{12}

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{\pi 1}} & -\frac{1}{r_{\pi 1}} & 0 & 0 \\ -\frac{\beta_{F1} + 1}{r_{\pi 1}} & \frac{\beta_{F1} + 1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_{E1}} + \frac{1}{R_F} & 0 & -\frac{1}{R_F} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{r_{\pi 2}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_F} & g_{m2} & \frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_F} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g_{m1} \hat{V}_{\pi 1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Για την εύρεση του T , πρέπει να υπολογιστεί ο λόγος $-\frac{v_{\pi 1}}{\hat{V}_{\pi 1}}$. Η σχέση που δίνει το T είναι:

$$T = \frac{\beta_{F1} R_{C1} \beta_{F2} R_{C2}}{(R_{C1} + r_{\pi 2})} \frac{R_{E1}}{(R_{C2} + R_F + R_{E1})(R_s + r_{\pi 1}) + (\beta_{F1} + 1) R_{E1} (R_{C2} + R_F)}$$

Αντίστοιχα, η παράμετρος t_{12} ορίζεται ως ο λόγος $\frac{V_4}{\hat{V}_{\pi 1}}$. Η αναλυτική του έκφραση των t_{12} , t_{22} και β είναι:

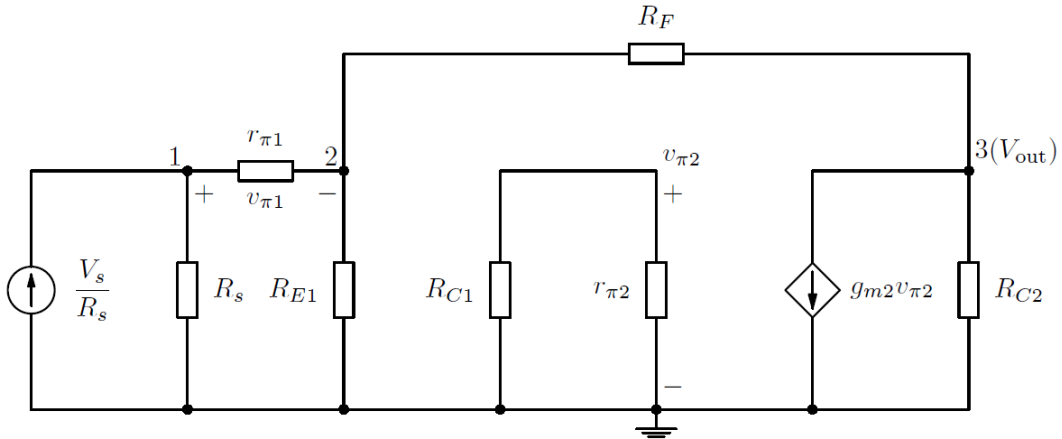
$$t_{12} = \frac{\beta_{F1} R_{C1} \beta_{F2} R_{C2}}{(R_{C1} + r_{\pi 2}) r_{\pi 1}} \frac{(R_s + r_{\pi 1})(R_{E1} + R_F) + (\beta_{F1} + 1) R_{E1} R_F}{(R_{C2} + R_F + R_{E1})(R_s + r_{\pi 1}) + (\beta_{F1} + 1) R_{E1} (R_{C2} + R_F)}$$

$$t_{22} = -\frac{T}{t_{12}} = \frac{r_{\pi 1} R_{E1}}{(R_F + R_{E1})(R_s + r_{\pi 1}) + (\beta_{F1} + 1) R_{E1} R_F}$$

$$\beta = \frac{t_{22}}{t_{21}} = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F}$$

2.3.2.1 Αντίσταση εισόδου

Τέλος, η αντίσταση εισόδου υπολογίζεται μόνο για λόγους πληρότητας της διαδικασίας και σύμφωνα με όσα έχουν προαναφερθεί και το κύκλωμα του σχήματος 2.16 .



Σχήμα 2.16 Μοντέλο ασθενούς σήματος για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου

Από το κύκλωμα προκύπτει ότι η αντίσταση εισόδου ισούται με

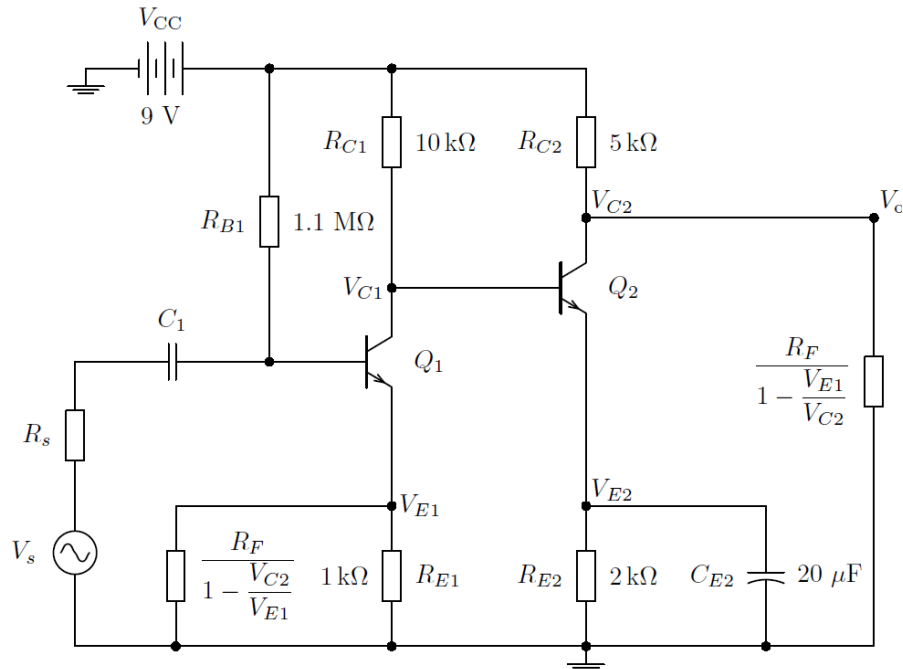
$r_{\pi 1} + R_{E1} || (R_F + R_{C2})$. Το μεσαίο τμήμα του κυκλώματος το οποίο περιλαμβάνει τις αντιστάσεις R_{C1} και $r_{\pi 2}$ είναι απομονωμένο και το δυναμικό μεταξύ τους είναι μηδενικό. Αν είχε επιλεγεί η δεύτερη πηγή ως εξαρτημένη, η μαθηματική έκφραση για την αντίσταση εισόδου θα ήταν διαφορετική. Αντιθέτως, οι βασικές παράμετροι ανάδρασης, T , A_{OL} και β είναι ίδιες ανεξαρτήτως της επιλογής της ελεγχόμενης πηγής ως εξαρτημένης.

Για την εξαγωγή της παραμέτρου T , εξετάζουμε τις ακραίες τιμές της αντίστασης R_s . Για $R_s \rightarrow \infty$, $T = 0$, ενώ για $R_s = 0$ το T κινείται σε λογικές τιμές. Επιπλέον, η αντίσταση εισόδου με ανάδραση ορίζεται ως: $Z_{1F} = Z_{ID}(1 + T(R_s \rightarrow 0))$, όπου

$$T(R_s \rightarrow 0) = \frac{1}{(R_{C1} + r_{\pi 2})} \frac{\beta_{F1} R_{C1} \beta_{F2} R_{C2} R_{E1}}{(R_{C2} + R_F + R_{E1}) r_{\pi 1} + (\beta_{F1} + 1) R_{E1} (R_{C2} + R_F)}$$

Ένα άμεσο συμπέρασμα είναι ότι η ανάδραση σειράς-παράλληλα αυξάνει την αντίσταση εισόδου κατά έναν παράγοντα $(1+T)$. Ωστόσο, σύμφωνα με αυτήν την ανάλυση, η ιδιότητα του ακόλουθου εκπομπού να αυξάνει επίσης την αντίσταση

εισόδου χάνεται ότι η συνολική ανάδραση εφαρμόζεται στο κύκλωμα. Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζεται το κύκλωμα στο οποίο το δίκτυο ανάδρασης χωρίζεται σε δύο αντιστάσεις σύμφωνα με το θεώρημα του *Miller* [11].



Σχήμα 2.17 Διαχωρισμός της αντίστασης ανάδρασης σύμφωνα με το θεώρημα Miller

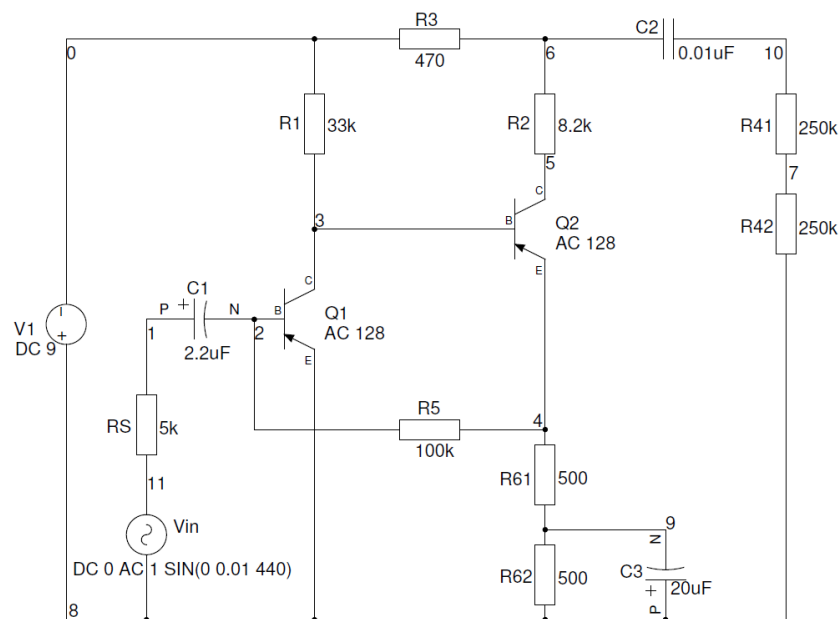
2.4 Σύνοψη

Η τροποποιημένη αντίσταση R_F εμφανίζεται συνδεδεμένη παράλληλα στην αντίσταση φορτίου (σύμφωνα με το μοντέλο ασθενούς σήματος στην *ac* ανάλυση) και στην αντίσταση του εκπομπού R_{E1} . Η συνολική αντίσταση εκπομπού αυξάνεται και το τελευταίο στάδιο της συνολικής ανάδρασης του κυκλώματος πραγματοποιείται μέσω της ανάδρασης από τον εκποπό στη βάση του πρώτου τρανζίστορ, η οποία μπορεί να θεωρηθεί ως τοπική ανάδραση. Έχουμε τα αναμενόμενα αποτελέσματα, τα οποία μπορούν διαισθητικά να εξαχθούν και από την παρατήρηση της τοπολογίας του κυκλώματος. Οι αντιστάσεις του δικτύου ανάδρασης δεν αλληλοεπιδρούν με κανένα άλλο παθητικό στοιχείο του υπόλοιπου κυκλώματος. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η αρνητική ανάδραση καθώς ενισχύει την τάση στον εκποπό του πρώτου τρανζίστορ με την τάση εξόδου. Από εκεί το σήμα αναστρέφεται και οδηγείται στην είσοδο. Στο παράδειγμα της ανάδρασης παράλληλα-σειράς το σήμα εξόδου είναι ήδη ανεστραμμένο σε σχέση με την είσοδο, γι' αυτό και ο συντελεστής ανάδρασης είναι θετικός.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προσομοιώσεις και πειραματικές μετρήσεις

Το ηλεκτρονικό σχέδιο του *fuzz* επανασχεδιάζεται στο σχήμα 3.1 με τον *editor* του *gschem*, από όπου είναι εύκολο να εξαχθεί η περιγραφή του σε γλώσσα *Spice* ('*netlist*') ώστε να γίνουν οι απαραίτητες προσομοιώσεις. Τα ποντεσιόμετρα R_4 και R_6 χωρίζονται σε δύο αντιστάσεις το καθένα για λόγους απλοποίησης της προσομοίωσης. Εκτός από τις αντιστάσεις και τους πυκνωτές, μεγέθη όπως τα κέρδη και τα ρεύματα κορεσμού των τρανζίστορ και οι παράμετροι της πηγής σήματος, πρέπει να οριστούν στο *gschem*.



Σχήμα 3.1 Το κύκλωμα σχεδιασμένο με το *gschem*

*===== Begin SPICE netlist of main design =====

Vin 8 11 DC 0 AC 1 SIN(0 0.01 440)

RS 11 1 5k

R42 8 7 250k

R41 7 10 250k

```

R62 8 9 500
R61 9 4 500
V1 8 0 DC 9
C2 6 10 0.01uF
C3 8 9 20uF
Q2 5 3 4 AC128
R2 6 5 8.2k
R3 0 6 470
R1 3 0 33k
C1 1 2 2.2uF
Q1 3 2 8 AC128
.MODEL AC128 PNP (???)
R5 2 4 100k
.end

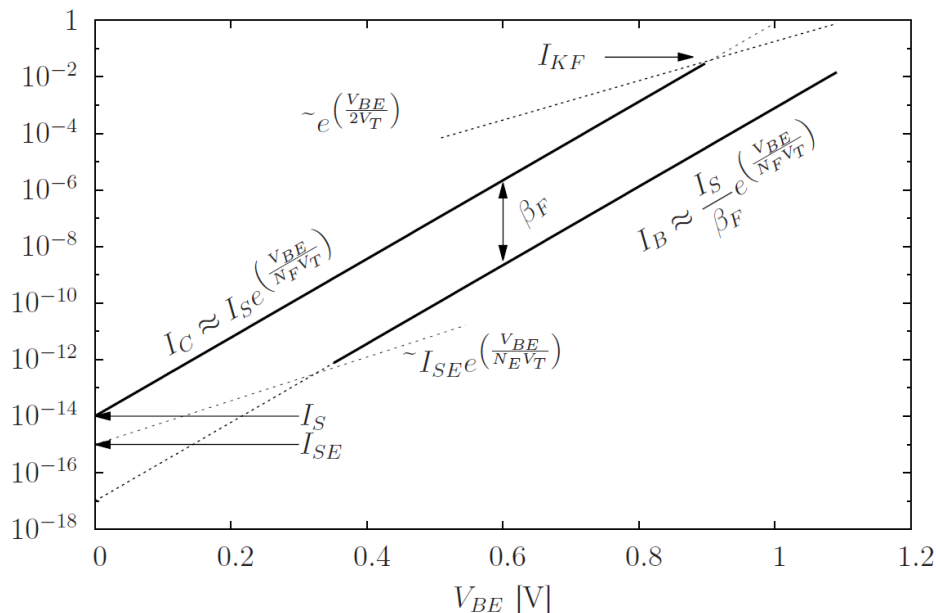
```

3.1 Εισαγωγή

Το μοντέλο του στοιχείου *AC128 BJT* έχει σκόπιμα αντικατασταθεί με ερωτηματικά γιατί δεν υπάρχει επίσημο μοντέλο *spice* για αυτό το στοιχείο και πρέπει να οριστεί. Οι δυσκολίες για τη μοντελοποίηση της συμπεριφοράς ενός τρανζίστορ γερμανίου είναι σημαντικές. Επίσης, οι περισσότερες προεπιλεγμένες παράμετροι του *Spice* για τα τρανζίστορ προσδιορίζουν τις ιδιότητες των τρανζίστορ πυριτίου, εφόσον στις μέρες μας το πυρίτιο είναι το κυρίαρχο υλικό κατασκευής τους. Στις προκυμμένες προσομοιώσεις θα ασχοληθούμε μόνο με τις ακουστικές συχνότητες, επομένως τις διαφορές των τρανζίστορ πυριτίου και γερμανίου στις υψηλές συχνότητες δεν θα τις λάβουμε υπόψιν. Αυτές οι διαφορές σχετίζονται με τις χωρητικότητες των ενώσεων εσωτερικά του τρανζίστορ, οι οποίες στου τύπου γερμανίου μειώνουν αισθητά την απόκριση στις υψηλές συχνότητες. Ύστερα από την παραπάνω παραδοχή, απομένουν να προσδιοριστούν οι παράμετροι που αφορούν την *dc* λειτουργία. Συγκεκριμένα, το ρεύμα πόλωσης ' I_S ', οι μεταβλητές που σχετίζονται με το κέρδος ρεύματος της ενεργούς περιοχής, ' B_F ', ' N_F ', ' I_{SE} ', ' I_{KF} ', και ' N_E ', οι αντίστοιχες για το ανάστροφο κέρδος ρεύματος ' B_R ', ' N_R ', ' I_{SC} ', ' I_{KR} ' και ' N_C ' και οι τάσεις *Early* ' V_{AF} ' και ' V_{AR} ' για την ορθή και ανάστροφη λειτουργία αντίστοιχα. Αυτές οι παράμετροι καθορίζουν τις καμπύλες για το ρεύμα πόλωσης του συλλέκτη I_C και της βάσης I_B , συναρτήσει

της τάσης βάσης-εκπομπού V_{BE} . Το I_{KF} προσδιορίζει το σημείο στο οποίο το β_F αρχίζει να μειώνεται λόγω των μεγάλων ρευμάτων συλλέκτη που οφείλονται στις εσωτερικές επαφές pn. Προς απλοποίηση των υπολογισμών, αυτές οι καμπύλες συμπεριφέρονται πανομοιότυπα αν ο συντελεστής κέρδους ρεύματος β_F θεωρείται σταθερός ώστε η σχέση $I_C = \beta_F I_B$ επαληθεύεται κάθε φορά. Για την δημιουργία του μοντέλου *Spice* με σταθερό β_F , χρειάζεται να προσδιοριστούν μόνο οι παράμετροι I_S , β_F και V_{AF} για την ενεργό περιοχή του στοιχείου. Οι μεταβλητές που δεν θα οριστούν στο μοντέλο θα πάρουν τις προεπιλεγμένες από το πρόγραμμα τιμές, οι οποίες στηρίζουν την παραπάνω προσέγγιση.

Στην πραγματικότητα, το β_F αλλάζει για τις διαφορετικές τιμές του I_C και αυτή η σχέση μεταξύ των δύο μεγεθών αναφέρεται σε κάθε φύλλο δεδομένων (*datasheet*). Για πολύ χαμηλές και υψηλές τιμές του I_C , το β_F είναι χαμηλότερο απ' όταν το I_C παίρνει τις ενδιάμεσες τιμές του. Στα προγράμματα προσομοιώσεων, βασισμένα στο *Spice3*, μπορεί το μοντέλο να υλοποιηθεί με τον καθορισμό των παραμέτρων I_{SE} , I_{SC} παράλληλα με τις N_E και N_C και τις παραμέτρους του ρεύματος γονάτου I_{KF} και I_{KR} . Το σχήμα 3.2 εξηγεί τη σημασία των επιπλέον αυτών μεταβλητών.



Σχήμα 3.2 Παράμετροι *Spice* που σχετίζονται με το κέρδος β_F

Σύμφωνα με το σχήμα 3.2 , το I_S είναι το κοινό σημείο του άξονα y με την καμπύλη I_C , όπου $V_{BE}=0$, και το N_F ισούται με την κλίση της γραμμής. Στο *Spice*, το N_F συνήθως ορίζεται ίσο με τη μονάδα, αν και κάποια *BJT Spice* μοντέλα το θέτουν λίγο μεγαλύτερο. Το ρεύμα διαρροής στις χαμηλές τιμές του ρεύματος συλλέκτη είναι ίσο με την κλίση της γραμμής του I_B . Αυτό το φαινόμενο μπορεί να προσδιοριστεί με τις παραμέτρους I_{SE} και N_E . Η παράμετρος I_{KF} ορίζει το σημείο στο οποίο το β_F ξεκινά να μειώνεται, καθώς το ρεύμα του συλλέκτη είναι υψηλό, εξαιτίας των εσωτερικών αντιστάσεων των pn ενώσεων στη δομή του τρανζίστορ. Το πρωταρχικό βήμα για την μοντελοποίηση ορισμένων τρανζίστορ είναι η εύρεση του φύλλου δεδομένων του. Το συγκεκριμένο βρέθηκε στο διαδίκτυο από την *Valvo Radioröhrenfabrik GmbH*. Το *datasheet* δεν περιέχει πληροφορίες για κάποιο προκαθορισμένο *Spice* μοντέλο και πρέπει να χρησιμοποιηθούν οι δοσμένες καμπύλες για την εξαγωγή των παραμέτρων [13].

3.2 Καθορισμός παραμέτρων *Spice* για το *BJT*

Ξεκινώντας τη δημιουργία μοντέλου, ορίζονται μερικές βασικές παράμετροι σχετικές με την *dc* λειτουργία και κατόπιν εξετάζεται η λειτουργία πόλωσης του κυκλώματος. Το ρεύμα κορεσμού I_S και το κέρδος ρεύματος ορθής λειτουργίας β_F (κάποιες φορές αναφέρεται και ως h_{FE}). Το μέσο μέγιστο κέρδος ρεύματος αναφέρεται στο φύλλο δεδομένων ως $\beta_F=90$, και μένει σταθερό σε αυτήν την τιμή όταν το ρεύμα συλλέκτη κινείται στην περιοχή $[50,450]$ mA. Εκτός αυτής της περιοχής, το β_F είναι ελαφρώς μικρότερο. Το ρεύμα κορεσμού δεν αναφέρεται ρητά, αλλά μπορεί να βρεθεί γραφικά από τη καμπύλη του I_C συναρτήσει του V_{BE} . Ένας απλός τρόπος είναι να επιλεγεί ένα σημείο κοντά στο σημείο λειτουργίας και να γίνει χρήση του τύπου που ορίζεται από το πρότυπο *Spice2*, όπου

$$I_C \approx I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right)$$

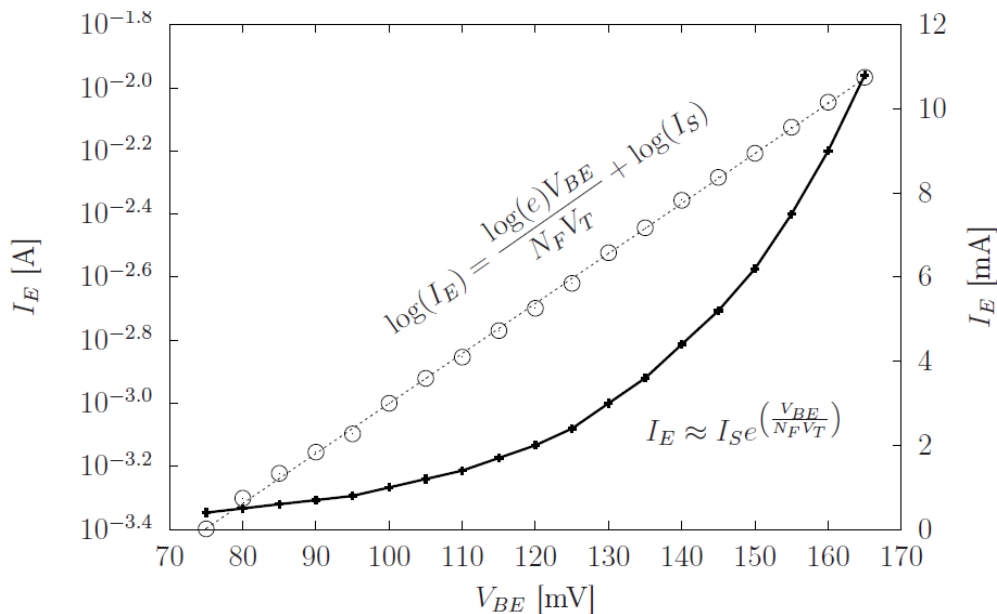
Αυτή η εξίσωση δίνεται από τον *Sedra* [1] ως μια πρώτης τάξεως προσέγγιση του *Spice* μοντέλου για το *Gummel-Poon* ρεύματος συλλέκτη για *BJT*. Πιο αναλυτικές εξισώσεις για το *Spice2* δίνονται από τον *Nagel* [14] και για το *Spice3* από τον *Steer* [15].

Η τάση *Early* V_{AF} μπορεί να οριστεί στο άπειρο ώστε η έκφραση για το ρεύμα συλλέκτη να είναι πανομοιότυπη με την γνωστή *Shockley* εξίσωση για τις διόδους.

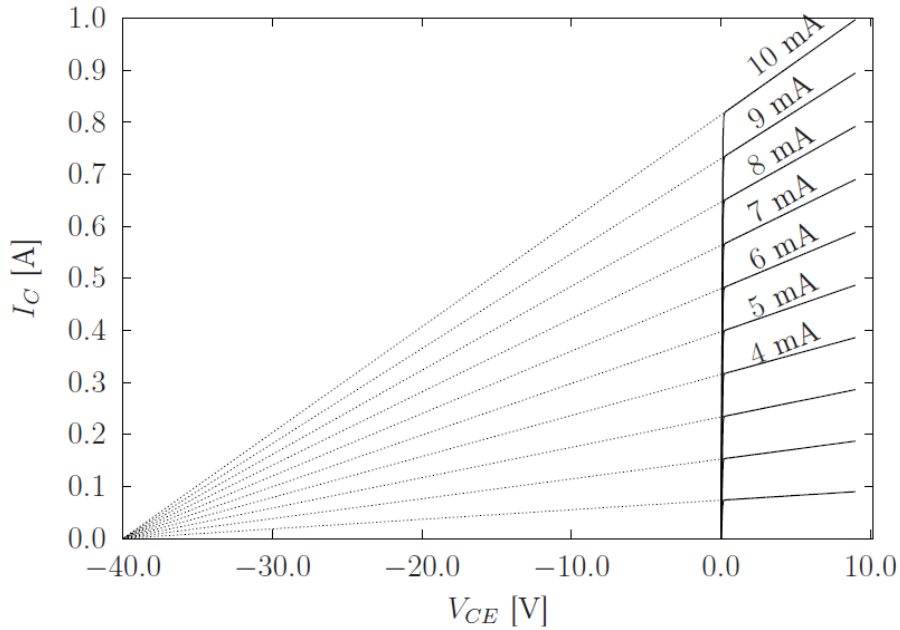
$$I_C \approx I_E \approx I_S e^{\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)}$$

$$I_S \approx I_E e^{\left(\frac{-V_{BE}}{N_F V_T}\right)}$$

Τα επιλεγμένα στοιχεία από το *datasheet* του *AC128* έχουν σχεδιαστεί στο σχήμα 3.3 ώστε να εξαχτεί μία γενική εικόνα του στοιχείου. Η εκθετική καμπύλη σχεδιάζεται με βάση τα σημεία τα οποία έχουν καθοριστεί από το φύλλο δεδομένων. Οι λογαριθμικές τιμές του I_E υπόκεινται σε γραμμική προσαρμογή και από την τομή της καμπύλης με τον άξονα y υπολογίζουμε το ρεύμα κορεσμού, το οποίο κυμαίνεται στα $20\mu A$. Το *datasheet* παρέχει επίσης γραφήματα απόκλισης τα οποία δείχνουν ότι το ρεύμα κορεσμού μπορεί να βρίσκεται στο διάστημα από $9-25\mu A$. Αυτές οι τιμές είναι υψηλές συγκριτικά με τις αντίστοιχες των τρανζίστορ πυριτίου, οι οποίες κυμαίνονται στα $10^{-14} A$. Επιπλέον, το δυναμικό *Early* V_A μπορεί να καθοριστεί από τις γραφικές παραστάσεις. Το σχήμα 3.4 απεικονίζει την ιδέα του γραφικού προσδιορισμού της τάσης αυτής από ένα δοθέν σετ καμπυλών $V_{CE}-I_C-I_B$. Η τάση προσδιορίζεται από το σημείο τομής του άξονα x με την καμπύλη του I_B . Στην προκειμένη περίπτωση, η V_{AF} προσεγγίζεται ίση με $-40V$. Η απόλυτη τιμή της, ορίζεται ως τιμή της V_{AF} στο μοντέλο *Spice*.



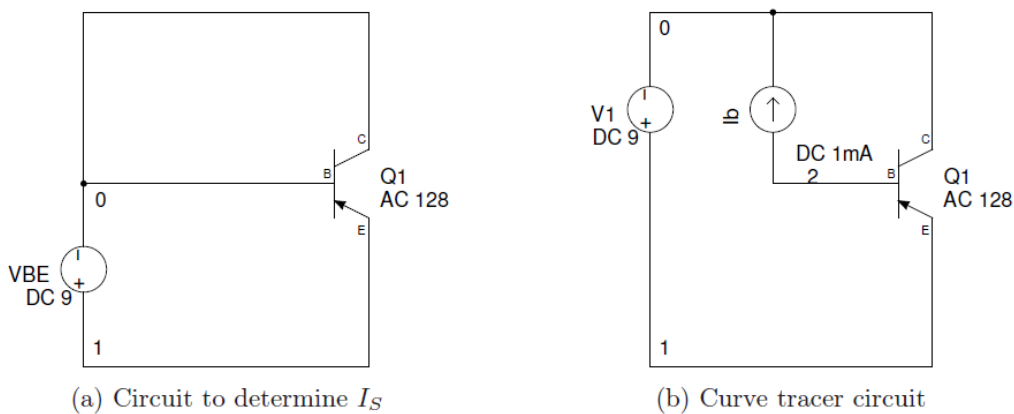
Σχήμα 3.3 Υπολογισμός του ρεύματος κορεσμού



Σχήμα 3.4 Τάση Early V_A με βάση τις καμπύλες τάσης-ρεύματος

3.3 Προσομοιώσεις για το BJT γερμανίου και εκτιμήσεις

Όλες οι παράμετροι έχουν καθοριστεί και μπορούν να δοκιμαστούν στο *Spice*. Συνοπτικά έχουμε $I_S=20e-6$, $B_F=90$, $V_{AF}=40$, $N_F=1$. Ένας απλός τρόπος να ελεγχθεί η ορθότητα του μοντέλου είναι η δημιουργία ενός κυκλώματος που αναπαριστά της σχέσεις και τα γραφήματα των I_E-V_{BE} και I_C-V_{CE} . Τα σχήματα 3.5(a) και 3.5(b) δείχνουν τα κυκλώματα αυτά [16].



Σχήμα 3.5 Κυκλώματα για τον υπολογισμό των χαρακτηριστικών BJT

Τα αρχεία εισόδου *Spice* δημιουργούνται από αυτά τα κυκλώματα, με χρήση της εντολής *gnetlist*, και περιέχουν και μία ακολουθία εντολών για την πραγματοποίηση προσομοιώσεων. Το ενδιαφέρον είναι να δούμε αν οι καθορισμένες τιμές οδηγούν σε μια παρόμοια σχέση μεταξύ των I_E - V_{BE} κατά την προσομοίωση, όπως και στο φύλλο δεδομένων. Το πλήρες αρχείο προσομοίωσης για το κύκλωμα του σχήματος 3.5(a) είναι:

```
.control
dc VBE 0.075V 0.180V 0.005V
gnuplot saturat -dc1.I(VBE)
.endc
*===== Begin SPICE netlist of main design =====
VBE 1 0 DC 9
Q1 0 0 1 PNP1
.MODEL PNP1 PNP (IS=20u BF=90 VAF=40 NF=1)
.end
```

Το *dc sweep* με προσαυξήσεις της τάξεως των $0,005\text{ V}$ προσδιορίζει την *dc* πηγή η οποία δρα ως η διαφορά δυναμικού V_{BE} . Οι μετρήσεις ρεύματος από αυτήν την πηγή αντιστοιχούν στο ρεύμα I_E , το οποίο αναπαρίσταται γραφικά συναρτήσει της V_{BE} . Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι παρόμοιο με την δοσμένη καμπύλη του φύλλου δεδομένων, επομένως το μοντέλο είναι αποδεκτό.

Στη προσομοίωση *Spice*, η πηγή τάσης διακυμαίνεται από 0 - 9 V και η πηγή τάσης από 1 - 10 mA .

```
.control
dc V1 0V 9V 1mV Ib 1m 10m 1m
.endc
*===== Begin SPICE netlist of main design =====
Ib 2 0 DC 1mA
V1 1 0 DC 9
Q1 0 2 1 PNP1
.MODEL PNP1 PNP (IS=20u NF=1 BF=90 VAF=40)
.end
```

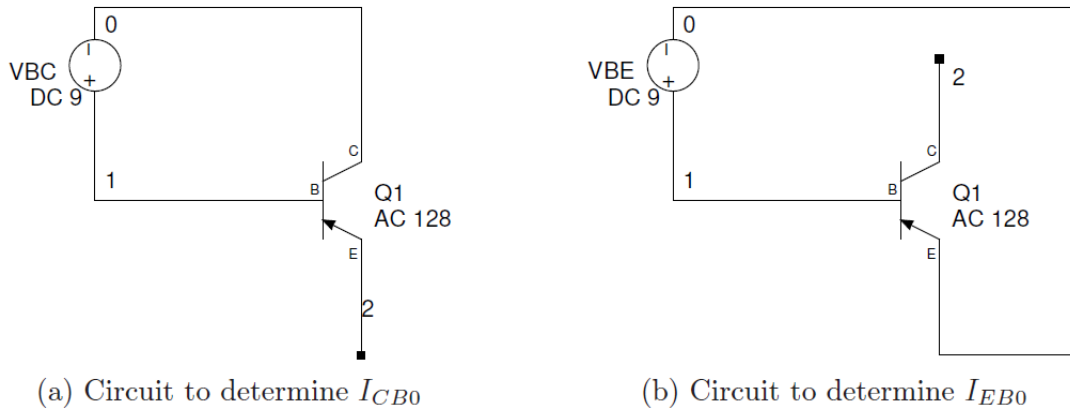

Οι καμπύλες που διεξάχθηκαν από τις προσομοιώσεις ταιριάζουν με τις αντίστοιχες που δίνονται στο φύλλο δεδομένων και σύμφωνα και με τα παραπάνω, συμπεραίνεται ότι το μοντέλο είναι μία ικανοποιητική προσέγγιση του *AC128 BJT* και θα χρησιμοποιηθεί στον κώδικα του κυκλώματος που απεικονίζεται στο σχήμα 3.1. Για τον έλεγχο των τάσεων πόλωσης αρκεί να τρέξουμε μια *operating point (OP)* ανάλυση για το κύκλωμα *Fuzz*. Για τον σκοπό αυτό θα προστεθεί μία γραμμή (‘*OP*’) στο τέλος του αρχείου.

3.4 Σύγκριση μοντέλου και φυσικού στοιχείου

Από την παραπάνω ανάλυση διαπιστώνεται ότι το μοντέλο δε λειτουργεί σωστά μέσα στο κύκλωμα καθώς στην *dc* λειτουργία το δυναμικό V_{BE} του Q_2 είναι μόνο $0,02\text{ V}$. Η περιγραφή του μοντέλου πρέπει να επεκταθεί ώστε να προσδιοριστούν τα ρεύματα διαρροής I_{CB0} και I_{EB0} τα οποία αναφέρονται στα ρεύματα μεταξύ βάσης και συλλέκτη και μεταξύ βάσης και εκπομπού όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή αποκοπής. Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων, τα ρεύματα αυτά κυμαίνονται στα $4\mu\text{A}$ σε θερμοκρασία δωματίου. Τα ρεύματα αυτά είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με το ρεύμα κορεσμού I_S , οπότε και παίζει σημαντικό ρόλο στο μοντέλο *Spice*. Επίσης, πρέπει να καθοριστεί και το κέρδος αντίστροφου ρεύματος β_R , το οποίο κυμαίνεται από 1 μέχρι 5. Τα κυκλώματα δοκιμών για τον υπολογισμό των παραπάνω ρευμάτων φαίνονται στο σχήμα 3.6. Η βελτιστοποίηση των τιμών των ρευμάτων διαρροής πυροδότησε μία σειρά από δοκιμές και λάθη. Πρέπει να γίνει εμφανές εδώ ότι χωρίς να ξέρουμε την ακριβή τιμή της τάσης V_{BE} η οποία θα μπορούσε να μετρηθεί στο πρωτότυπο κύκλωμα, οι παραπάνω εμπειρικά καθορισμένες παράμετροι δεν θα μπορούσαν να δώσουν την πραγματική συμπεριφορά του κυκλώματος. Αυτό συμβαίνει διότι και τα δύο τρανζίστορ του κυκλώματος πολώνονται τόσο κοντά στα σημεία κορεσμού και αποκοπής, όπου το φαινόμενο της διαρροής και άλλες ιδιαιτερότητες της λειτουργίας των στοιχείων αυτών, έχουν σημαντική επίδραση στις τάσεις πόλωσης του κυκλώματος. Ύστερα από πολλές δοκιμές και πειραματισμούς, κατέληξα στο παρακάτω μοντέλο:

```
.MODEL AC128 PNP (IS=10u NF=1 NR=1 ISE=0.5u ISC=1u NC=1.5 NE=1.5 BF=90  
+ BR=5 VAF=40 VAR=40 EG=0.67 VJE=0.25 VJC=0.25 VJS=0.25)
```

Οι παράμετροι V_{AR} , E_G , V_{JE} , V_{JC} και V_{JS} πήραν θεωρητικές τιμές για χάρη πληρότητας, αλλά δεν έχουν καμία επίδραση στην πόλωση. Με το μοντέλο αυτό η τάση V_{BE} στο κύκλωμα είναι $0,09\text{ V}$ και το ρεύμα $I_{CB0} = 3.5\mu\text{A}$. Στο σχήμα 3.7 φαίνονται οι καμπύλες στις ακραίες και κανονικές τους θέσεις. Οι καμπύλες που προκύπτουν από το Spice μοντέλο φεύγουν ελάχιστα από την δεξιά οριακή καμπύλη.



Σχήμα 3.6 Κυκλώματα για τον υπολογισμό των ρευμάτων διαρροής I_{CB0} και I_{EB0}

Ένας διαφορετικός τρόπος η τάση V_{BE} να ισούται με $0,1\text{ V}$ είναι να ρυθμιστεί το N_F στο $0,5$, στο μισό δηλαδή της προεπιλεγμένης τιμής του και έπειτα να ρυθμιστεί το I_S από 10^{-8} . Αυτό επειδή στις διόδους γερμανίου το I_S είναι ένα με δύο τάξεις μεγαλύτερο απ' ότι στις διόδους πυριτίου και το N_F είναι περίπου το μισό [12]. Οι καμπύλες που προέκυψαν από μία τέτοια προσέγγιση ήταν αρκετά διαφορετικές από εκείνες του φύλλου δεδομένων. Υπάρχει βιβλιογραφία με αρκετές θεωρητικές προσεγγίσεις για τις διαφορές των τρανζίστορ πυριτίου και γερμανίου.

3.5 Εξαγωγή μοντέλου για το κύκλωμα

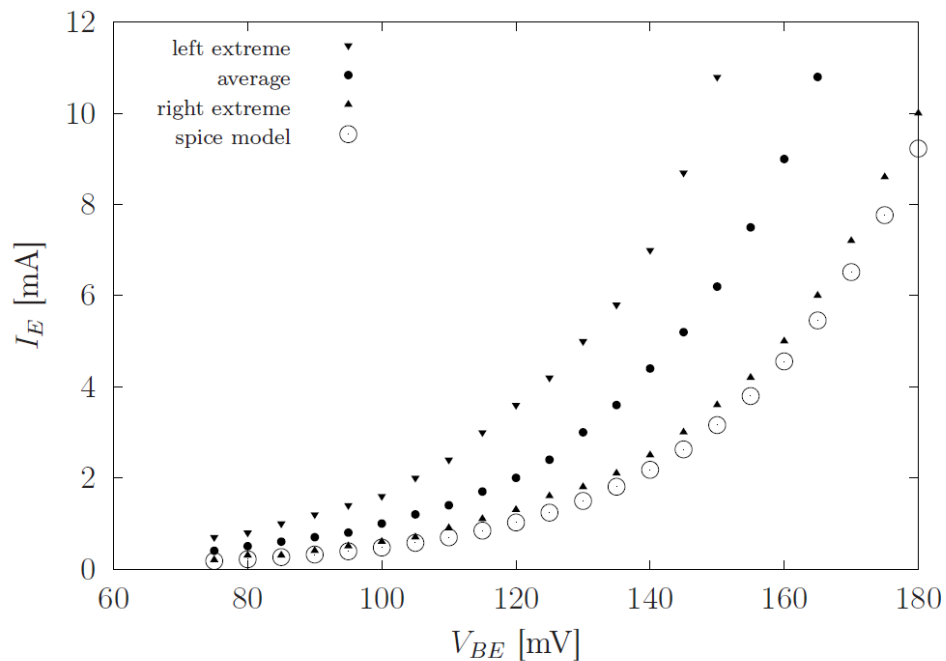
Το παρακάτω κομμάτι κώδικα περιγράφει το κύκλωμα και περιέχει τις κατάλληλες εντολές για τις προσομοιώσεις που χρειάζονται για την ολοκληρωτική δοκιμή του κυκλώματος.

```
.control
```

```

ac dec 90 10 100K
alter R61 100
alter R62 900
ac dec 90 10 100K
alter R61 900
alter R62 100
ac dec 90 10 100K
set filetype=ascii
write fuzzdata.txt db(ac1.v(7)) db(ac2.v(7)) db(ac3.v(7))
gnuplot fuzz_ac db(ac1.v(7)) db(ac2.v(7)) db(ac3.v(7))
alter R61 200
alter R62 800
tran 1us 30ms
alter Vin sin [ 0 0.1 440 ]
tran 1us 30ms
gnuplot fuzz_tran tran3.v(7) tran4.v(7)
.endc
.OP

```



Σχήμα 3.7 Σύγκριση δεδομένων με τα χαρακτηριστικά του εξαχθέντος μοντέλου

3.5.1 Εξοπλισμός για τις πειραματικές μετρήσεις

Για τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν είναι σημαντικό που να επισημανθούν οι αλλοιώσεις τους από τα εκάστοτε χαρακτηριστικά του εξοπλισμού που χρησιμοποιήθηκε. Αντιπροσωπευτικό παράδειγμα αποτελεί η κάρτα ήχου που χρησιμοποιήθηκε ως συσκευή μέτρησης. Στην περίπτωση του *fuzz*, το σήμα εξόδου ψαλιδίζεται και μοιάζει σχεδόν με τετραγωνικό κύμα. Τετραγωνικά κύματα χαμηλών συχνοτήτων δεν μπορούν να μετρηθούν αξιόπιστα με μία κάρτα ήχου επειδή η είσοδος της περιέχει έναν πυκνωτή που μεταβάλλει το σταθερό μέρος του τετραγωνικού σήματος.

Η πηγή σήματος που επιλέχτηκε για τις πειραματικές μετρήσεις ήταν μια κιθάρα *Ibanez GRG 170DXL*. Το πειραματικό σήμα εισόδου προήλθε από την 2η χορδή, 10^ο τάστο με ενεργό τον μαγνήτη κοντά στο μπράτσο του οργάνου. Αυτός ο συνδυασμός εξασφάλισε μια ημιτονοειδής κυματομορφή κοντά στην συχνότητα των 440 Hz . Αυτή η συχνότητα επιλέγει για να ταιριάζει αρκετά με τις προσομοιώσεις, όπου στην είσοδο εφαρμόστηκε ένα καθαρό ημίτονο.

3.6 Αποτελέσματα προσομοιώσεων, υπολογισμοί και μετρήσεις

Όσον αφορά την *dc* ανάλυση του τρανζίστορ, συλλέχθηκαν αριθμητικά αποτελέσματα για όλες τις τάσεις των ακροδεκτών των τρανζίστορ καθώς και για τον κόμβο 6, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6 . Η εσωτερική διαφορά δυναμικού V_{BE} του τρανζίστορ *AC128*, σε λειτουργία μέσα στο κύκλωμα, μετρήθηκε με πολύμετρο περίπου στα 0,1V . Η τιμή αυτή χρησιμοποιήθηκε και στις θεωρητικές προσεγγίσεις. Η μετρούμενη τάση βάσης-εκπομπού ταιριάζει ικανοποιητικά με την προσέγγιση που έγινε από τα γραφήματα του *datasheet* καθώς το ρεύμα πόλωσης συλλέκτη επιλέχτηκε ίσο με 1mA .

Σχετικά με την προσομοίωση *Spice*, ο κώδικας για το κύκλωμα στο σχήμα 3.1 φορτώθηκε στο *ngspice* και αναλύθηκε με την εντολή *Operating point (.OP)*. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ελήφθησαν κατευθείαν από την λίστα εξόδου του *ngspice*. Για το κύκλωμα *fuzz* επιλέχθηκαν αντιστάσεις άνθρακα με 10% απόκλιση και ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές. Η υλοποίηση έγινε πάνω σε ένα *breadboard* και οι μετρήσεις με ένα πολύμετρο *MT-888*. Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται τα δεδομένα των προσομοιωμένων, υπολογισμένων και μετρημένων τάσεων.

Τα αποτελέσματα φαίνονται να είναι σχεδόν ίσα, εκτός από τη τάση συλλέκτη V_{C2} . Αυτή η διαφοροποίηση προκύπτει γιατί μικρές μεταβολές στις παραμέτρους I_{SE} και I_{SC} επιδρούν σημαντικά στο ρεύμα διαρροής στις προσομοιώσεις *Spice*. Λόγω αυτής της τελευταίας ιδιαιτερότητας των προσομοιώσεων *Spice*, η μοντελοποίηση των στοιχείων γερμανίου είναι χρονοβόρα και προτιμάται χειροκίνητος υπολογισμός των παραμέτρων και της συμπεριφοράς του κυκλώματος.

Πίνακας 2 Τάσεις ηρεμίας

Value	Simulated	Calculated	Measured
V_{B1}	8.91	8.90	8.92
V_{C1}	8.49	8.51	8.49
V_{E1}	9.00	9.00	9.02
V_{B2}	8.49	8.51	8.49
V_{C2}	3.60	3.30	3.80
V_{E2}	8.58	8.61	8.62
V_6	0.20	0.18	0.21

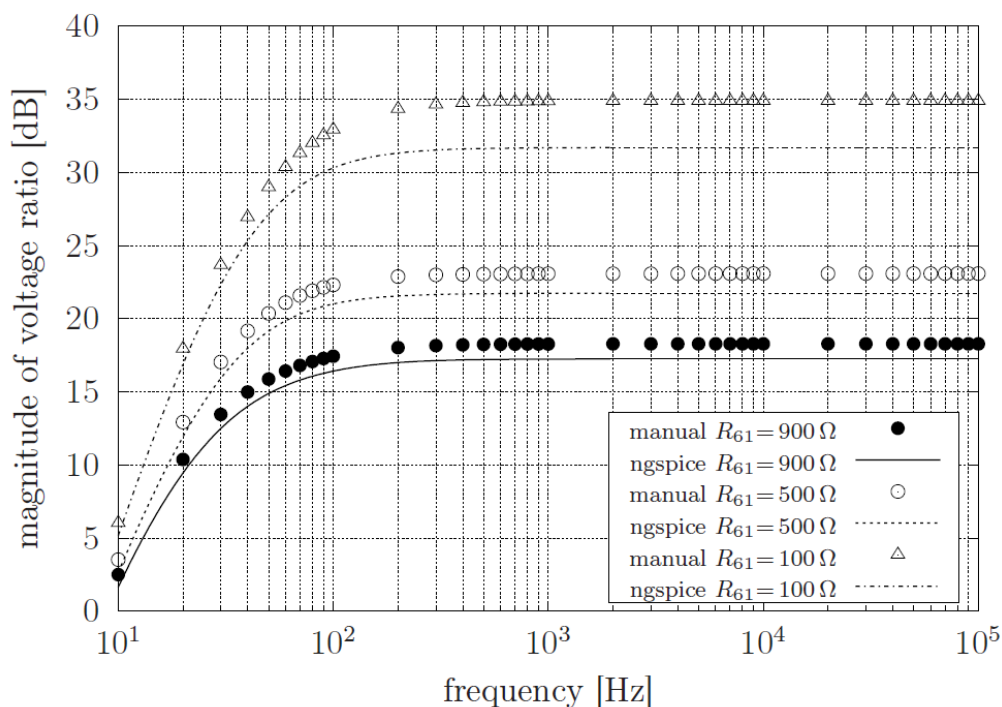
Η ανάλυση των κυκλωμάτων αυτών το 1960 γινόταν με χειροκίνητες υπολογιστικές μεθόδους, αφού προγράμματα όπως το spice δεν υπήρχαν. Αυτό συνεπάγεται ότι κατά την ανάλυση το κέρδος ρεύματος β_F θεωρούνταν 90 όπως προέβλεπε το φύλλο δεδομένων και προσέγγιζαν την τάξη μεγέθους των ρευμάτων συλλέκτη ώστε να πετύχουν τάση V_{BE} ίση με $0,1V$. Τα τρανζίστορ γερμανίου *AC128* προορίζονταν κυρίως για τον σχεδιασμό εφαρμογών ενισχυτή ισχύος. Σε ένα κύκλωμα τροφοδοτούμενο από ηλεκτρικό συσσωρευτή, το ρεύμα συλλέκτη είναι μικρό με αποτέλεσμα την χαμηλή τάση V_{BE} . Γι' αυτό στο συγκεκριμένο κύκλωμα δεν μπορούμε να θεωρήσουμε την τάση $V_{BE} \approx 0,2V$. Ήταν άραγε η αρχική πρόθεση του σχεδιαστή να δημιουργήσει έναν ενισχυτή με μικρά ρεύματα; Το μόνο σίγουρο είναι ότι το αποτέλεσμα είναι εντυπωσιακό από μία διαφορετική οπτική.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Συμπεράσματα και εκτιμήσεις

4.1 Εκτίμηση της AC προσομοίωσης

Η *ac* ανάλυση του *fuzz* δεν είναι αρκετά κατατοπιστική γιατί το *dc* ψαλίδισμα του σήματος επηρεάζει και την απόκριση συχνοτήτων του κυκλώματος. Η παραμορφωμένη κυματομορφή του παραμορφωμένου σήματος είναι συχνοτικά πιο πλούσια σε αρμονικές από εκείνη που παρουσιάζεται από την ανάλυση. Η συχνότητα αποκοπής είναι σχετικά μικρή στις καμπύλες απόκρισης συχνοτήτων της *ac* ανάλυσης και το σύνολο των υψηλών συχνοτικά αρμονικών, οι οποίες δημιουργούνται από το ψαλίδισμα του σήματος, αποσβένεται στην έξοδο του κυκλώματος. Επομένως, η λειτουργία του *fuzz* δεν περιγράφεται ικανοποιητικά.



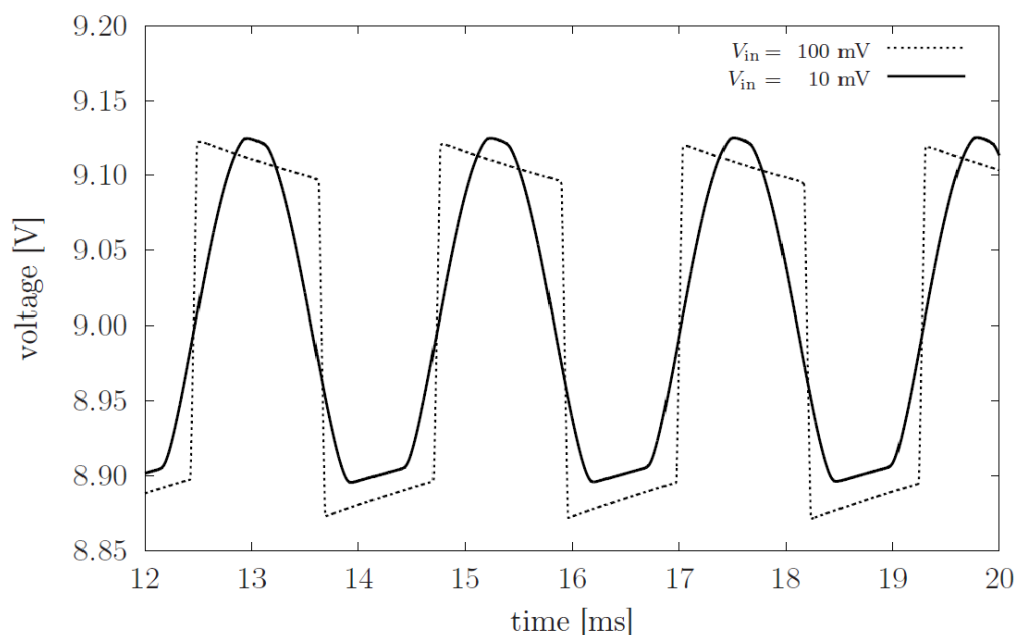
Σχήμα 4.1 Σύγκριση δεδομένων των προσομοιώσεων και των θεωρητικών υπολογισμών

Είναι όμως ενδιαφέρον να μελετήσουμε τον ρόλο του ποντεσιόμετρου R_6 και την επίδραση του στην ενίσχυση και την απόκριση των χαμηλών συχνοτήτων. Θα λέγαμε ότι ρυθμίζει κατά κάποιον τρόπο το επίπεδο του 'fuzz' στην έξοδο. Στο σχήμα 4.1 απεικονίζεται η επίδραση της R_6 για τρεις διαφορετικές τιμές στην απόκριση συχνοτήτων. Παρατηρείται ότι οι υπολογισμένες καμπύλες έχουν την ίδια μορφή με εκείνες της προσομοίωσης, με διαφορετικά όμως πλάτη. Αυτό συμβαίνει λόγω των επιπρόσθετων παραμέτρων διαρροής, οι οποίες μειώνουν την συνολική ενισχυτική ικανότητα του κυκλώματος.

4.2 Η απόκριση του κυκλώματος

Στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η συνολική απόκριση του συστήματος με είσοδο ένα απλό ημίτονο, υπολογισμένη μέσω προσομοίωσης σε σύγκριση με την αντίστοιχη πειραματική, μετρούμενη με ψηφιακό παλμογράφο. Το σήμα εισόδου εφαρμόζεται για δύο διαφορετικά πλάτη. Στην προσομοίωση το ποντεσιόμετρο έντασης ρυθμίστηκε κοντά στην μέγιστη του τιμή και η R_6 έτσι ώστε $R_{61} = 200$ και $R_{62} = 800$. Αυτή η ρύθμιση αυξάνει το κέρδος του συστήματος, όπως διαπιστώθηκε και από τις καμπύλες της απόκρισης συχνότητας και επομένως δείχνει την επίδραση της παραμόρφωσης στις χαμηλές συχνότητες με μεγαλύτερη ευκρίνεια. Το σήμα δοκιμής είχε συχνότητα ίση με 440 Hz και πλάτος 10 mV και 100 mV , ώστε να μιμηθεί τα πραγματικά επίπεδα ενός σήματος προερχόμενου από μια τυπική κιθάρα με μονούς μαγνήτες. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2 η τάση στη γείωση του κυκλώματος είναι $+9\text{V}$ λόγω της ανάγκης για ανεστραμμένη λειτουργία των pnp τρανζίστορ.

Η διακριτική διαφορά μεταξύ των δύο αποκρίσεων είναι ότι για το ασθενέστερο σήμα εισόδου το ψαλίδισμα στις κάτω και πάνω κορυφές του είναι ασύμμετρο, ενώ για το σήμα μεγαλύτερης έντασης, το ψαλίδισμα είναι συμμετρικό. Σύμφωνα με τις προσομοιώσεις, το εύρος του τμήματος του σήματος το οποίο παραμορφώνεται είναι της τάξεως των μερικών *millivolts*. Χάρη στο ασύμμετρο ψαλίδισμα, ένας τεχνικά άρτιος κιθαρίστας μπορεί να ελέγχει το εφέ με τον τρόπο παιξίματος.



Σχήμα 4.2 Έξοδος κυκλώματος με ημιτονοειδή είσοδο

Οι σιγανές τονισμένες νότες παραμορφώνουν διαφορετικά από τις πιο δυνατώτερες, προσφέροντας μία τρίτη διάσταση για τον έλεγχο του *fuzz*.

Ο γενικότερος σκοπός των μετρήσεων ήταν να επαληθεύσει τον συσχετισμό της ημιτονοειδούς απόκρισης των προσομοιώσεων βασισμένων σε μαθηματικά μοντέλα και εκείνης του πραγματικού κυκλώματος.

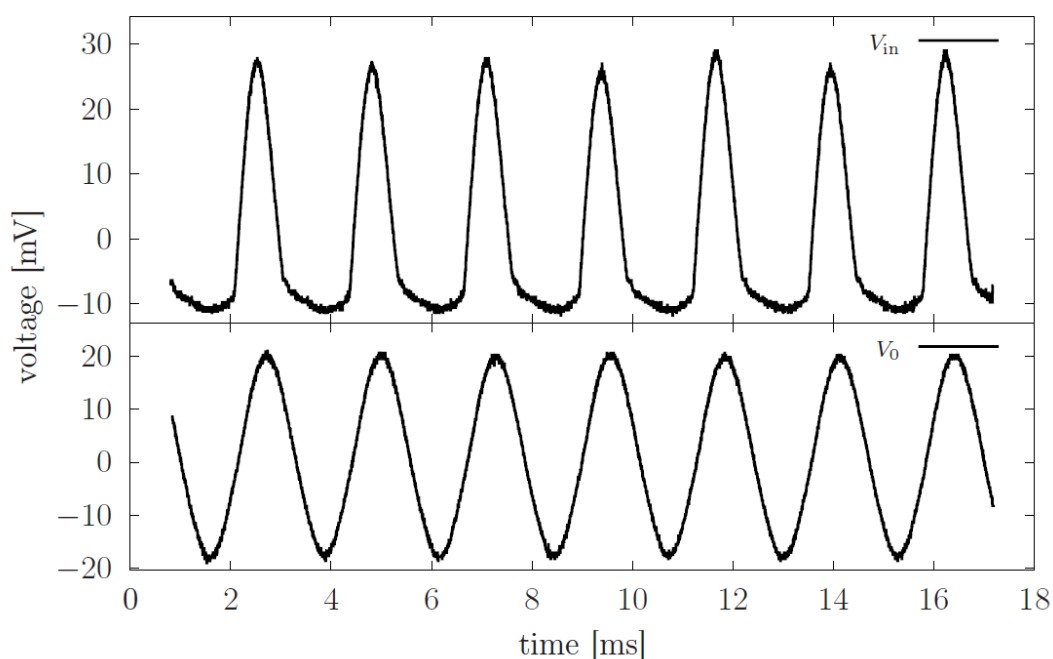
Με τις πραγματικές μετρήσεις προσπάθησα να επαληθεύσω την ομοιότητα με τις προσομοιωμένες κυματομορφές του σχήματος 4.2. Τα ποντεσιόμετρα του πραγματικού κυκλώματος ρυθμίστηκαν έτσι ώστε το ποντεσιόμετρο της εξόδου να είναι στο σημείο που δίνει τη μεγαλύτερη ένταση και εκείνο που ορίζει την ένταση του *fuzz* σε θέση όπου η ένταση του εφέ είναι κοντά στο μέγιστο. Οι ρυθμίσεις αυτές έγιναν με σκοπό να μιμηθούν εκείνες που πραγματοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις, αλλά οι ακριβείς τιμές των μεταβλητών αντιστάσεων δεν μετρήθηκαν. Γι' αυτό και η παραπάνω ρύθμιση μπορεί να διαφέρει ελάχιστα από εκείνη της προσομοίωσης.

4.3 Η επίδραση των εξωτερικών συνδέσεων στο κύκλωμα

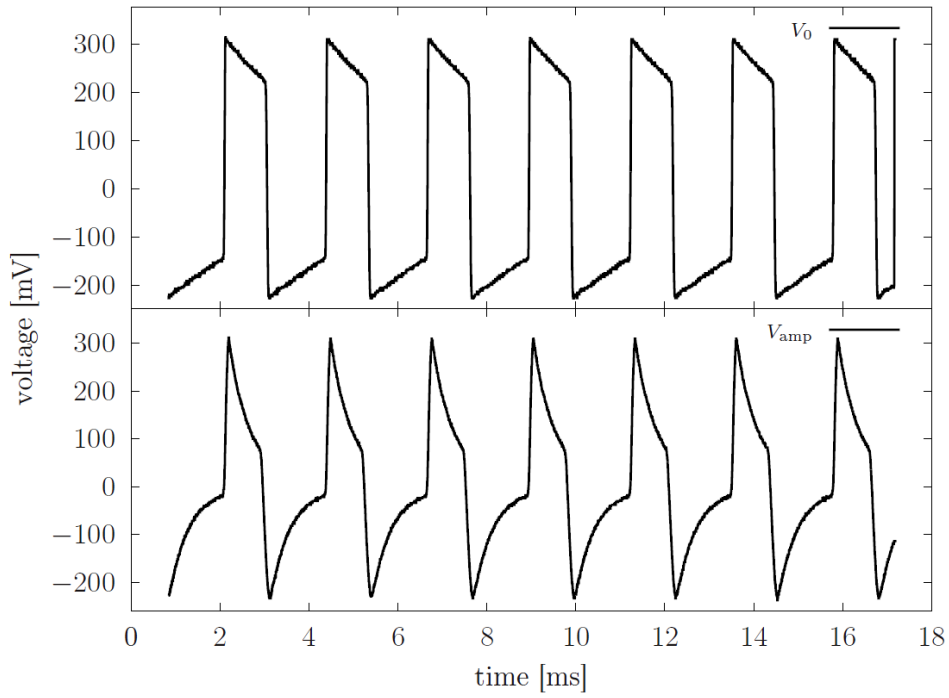
Μια από τις ιδιαιτερότητες που παρατηρείται στις πειραματικές μετρήσεις είναι ότι έχουμε την εμφάνιση του φαινομένου φόρτωσης στην κυματομορφή της εισόδου

όταν συνδέουμε την κιθάρα στο κύκλωμα. Κάτι τέτοιο είναι αναμενόμενο καθώς η τοπολογία ανάδρασης παράλληλα-σειράς μειώνει την αντίσταση εισόδου και έτσι το κύκλωμα αντλεί περισσότερο ρεύμα από τη πηγή εισόδου. Το σχήμα 4.3 δείχνει τη διαφορά, συγκρίνοντας μια άμεση μέτρηση στο τέλος του καλωδίου της κιθάρας πριν και αφού συνδεθεί στο κύκλωμα. Μια διαφορετική εξήγηση του φαινομένου θα πρόσδιδε την μείωση του σήματος στην πιθανή λειτουργία του δεύτερου τρανζίστορ στην περιοχή κορεσμού, η οποία θα προκαλούσε μία παραμόρφωση στο σήμα εισόδου. Η εξήγηση αυτή όμως είναι απλώς μία εικασία.

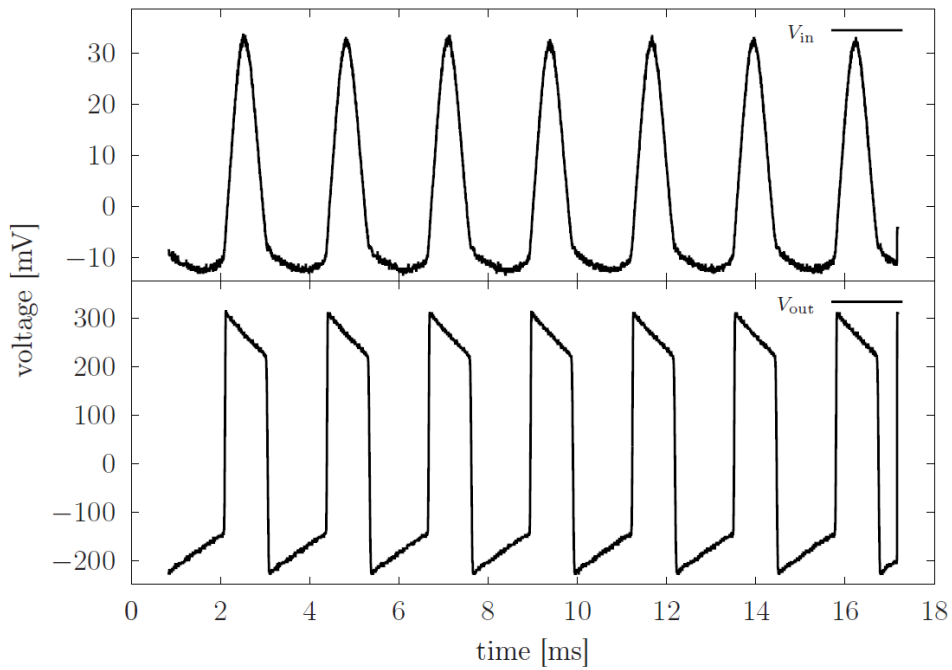
Οι προηγούμενες μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν κατευθείαν από την έξοδο του fuzz κυκλώματος, χωρίς κανένα καλώδιο και κατόπιν συσκευή να είναι συνδεδεμένη σε αυτήν. Το φαινόμενο της φόρτωσης του σήματος θα εμφανιστεί και σαυτούς τους ακροδέκτες. Η σύνδεση καλωδίου που ενώνει το κύκλωμα με τον ενισχυτή προκαλεί μεταβολές στο σήμα εξόδου όπως φαίνεται και από τις μετρήσεις που παρουσιάζονται στο σχήμα 4.4 . Οι μετρήσεις λοιπόν εξαρτώνται από τις εξωτερικές συνδέσεις που πραγματοποιούνται στο fuzz. Άλλωστε αποτελεί ένα μέρος ενός μεγαλύτερου κυκλώματος οι παράμετροι του οποίου θα έπρεπε να λαμβάνονται υπόψιν αν θέλαμε πιο ακριβή αποτελέσματα.



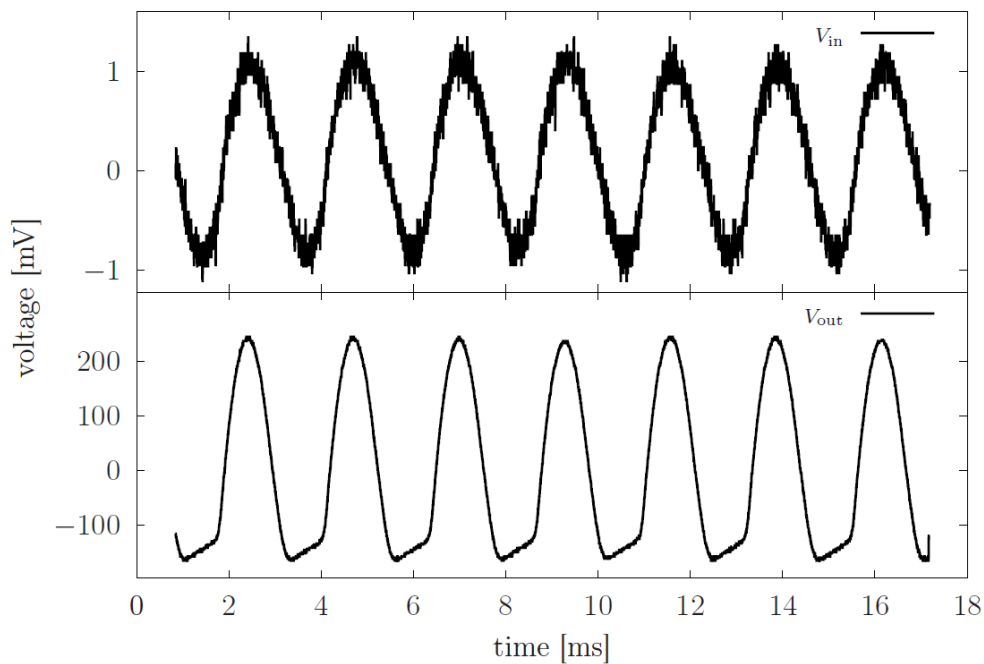
Σχήμα 4.3 Φαινόμενο φόρτωσης στην είσοδο



Σχήμα 4.4 Φαινόμενο φόρτωσης στην έξοδο



Σχήμα 4.5 Παραμόρφωση με είσοδο μεγάλου πλάτους



Σχήμα 4.6 Παραμόρφωση με είσοδο μικρού πλάτους

4.4 Η παραμόρφωση στο σήμα εξόδου

Η πειραματική κυματομορφή που μετρήθηκε στην έξοδο παρουσιάζεται στο σχήμα 4.5, για υψηλό σήμα εισόδου, εντός των επιτρεπτών ορίων. Είναι αξιοσημείωτο ότι οι πειραματικές αυτές μετρήσεις έδωσαν την ίδια κυματομορφή και ικανοποιητικά παρόμοιο πλάτος για την έξοδο συγκριτικά με εκείνες της προσομοίωσης. Για τα ασθενέστερα σήματα εισόδου, υπάρχουν μερικές διαφορές όσον αφορά τις παραπάνω καμπύλες καμπύλες. Το ασύμμετρο ψαλίδισμα των κορυφών του σήματος ήταν περισσότερο διακριτό και το εύρος του ψαλιδισμένου τμήματος μεγαλύτερο στο πραγματικό κύκλωμα. Σε κάθε περίπτωση, η ομοιότητα των κυματομορφών κατά το φαινόμενο της ασύμμετρης παραμόρφωσης είναι εκπληκτική. Στο σχήμα 4.6 μπορεί κανείς να δει ότι με σήμα εισόδου πλάτους 1mV , μόνο οι κάτω κορυφές του σήματος ψαλιδίζονται, ενώ το πάνω μέρος αναπαράγεται ως έχει. Αυτό δείχνει ότι το πειραματικό κύκλωμα είχε πιθανόν μεγαλύτερο κέρδος, ή ότι τα ρεύματα διαρροής συμπεριφέρονται διαφορετικά στο πρωτότυπο κύκλωμα απ' ό τι στις προσομοιώσεις.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Sedra, A. S. and Smith. K. C. (2010) Microelectronic Circuits. Oxford University Press, 6 edn.
- [2] Hughes, T. (2004) Analog man's guide to vintage effects. For Musicians Only Publishing
- [3] Cowles, L. G. (1966) Analysis and design of transistor circuits. D. Van Nostrand Company.
- [4] Cirovic, M. M. (1971) Semiconductors – Physics, Devices and Circuits. Prentice Hall
- [5] Joyce, M. V. and Clarke, K. K. (1961) Transistor circuit analysis. Addison-Wesley
- [6] Millman, J. and Grabel, A. (1987) Microelectronics. McGraw-Hill, 2 edn.
- [7] Rosenstark, S. (1986) Feedback Amplifier Principles. Macmillan Pub.
- [8] Sparkes, J. and Hammond, P. (1966) Junction Transistors. Robert Maxwell
- [9] Kenn, R. G. (1998) The technology of the fuzz face. [online], p. <http://www.geofex.com/>
- [10] Hunter, D. (2004) Guitar Effects and practical handbook. Backbeat Books
- [11] Πρωτονοτάριος, Ε. Ν. και Θεολόγου, Μ. Ε. (1999) Μαθήματα ειδικής ηλεκτροτεχνίας - γραμμικά κυκλώματα. Συμμετρία
- [12] Getreu, I. E. (1978) Modeling the bipolar transistor. Tektronix Labs Inc
- [13] Malik, N. R. (1990) Determining spice parameter values for bjt's. IEEE Transactions on Education, vol. 33
- [14] Nagel, L. W. (1975) Spice2: A computer program to simulate semiconductor circuits. Oxford University Press, 3 edn.
- [15] Steer, M. B. (2007) Spice: User's guide and reference. fREEDA, 1.3 edn.
- [16] Roberts, G. W. and Sedra, A. S. (1992) Spice for microelectronic circuits. Oxford University Press, 3 edn.
- [17] Rae, K. (2007) A fuzz and Muff's Timeline. [online], p. http://www.kitrae.net/music/Fuzz_Big_Muff_Timeline.html
- [18] Feucht, D. L. (2014) Transistor Amplifiers. Innovatia Laboratories
- [19] Chen, W. (2006) Circuit analysis and feedback amplifier theory. Taylor & Francis
- [20] <http://www.tonepad.com/project.asp?id=38>

