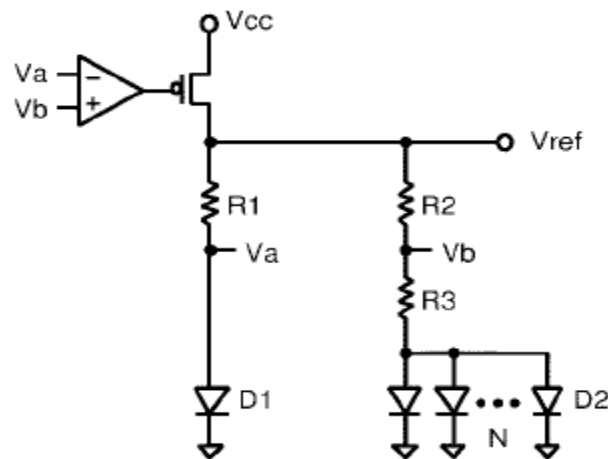




« Σχεδιασμός Κυκλώματος Τάσης Αναφοράς σε  
180nm CMOS Τεχνολογία »



ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Λουίζα Α. Γκανή

Επιβλέπων : Σταμούλης Γεώργιος

Δεύτερο Μέλος Επιτροπής : Πλέσσας Φώτιος

Βόλος, Οκτώβριος 2013

.....  
Λουίζα Α. Γκανή

Διπλωματούχος Μηχανικός Η/Υ Τηλεπικοινωνιών & Δικτύων ,  
Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας.

Copyright © Λουίζα Γκανή, 2013

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 παρών μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό θα πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών .

## Περίληψη :

Σκοπός της διπλωματικής αυτής είναι η μελέτη και η κατασκευή του κυκλώματος της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap (conventional BGR). Η υλοποίηση γίνεται με την βοήθεια του εργαλείου ADS, σε τεχνολογία CMOS με «0.18  $\mu\text{m}$ » μήκος καναλιού (TSMC RF CMOS 0.18 $\mu\text{m}$ ), η εφαρμόσιμη τροφοδοσία είναι 1.8V και το αποτέλεσμα στην έξοδο είναι μια τάση αναφοράς με τιμή  $V_{REF} \approx 1.25\text{V}$ .

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται θεωρητική μελέτη βασικών στοιχείων: μιας PTAT τάσης, μιας CTAT τάσης αλλά και της τάσης που είναι ανεξάρτητη της θερμοκρασίας (temperature independent).

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται σχεδίαση στο εργαλείο ADS των επιμέρους στοιχείων που αποτελούν την συμβατική τάση αναφοράς Bandgap (conventional BGR): της PTAT τάσης, της CTAT τάσης και του τελεστικού ενισχυτή (ιδανικός και μη-ιδανικός), παρουσίαση των αντίστοιχων γραφικών παραστάσεων και συμπεράσματα για τον τελεστικό ενισχυτή.

Στο τρίτο και τελευταίο κεφάλαιο γίνεται θεωρητική μελέτη και απόδειξη των τιμών της conventional BGR καθώς και σχεδίαση στο εργαλείο ADS του κυκλώματος της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap (conventional BGR) ενώ τέλος παρουσιάζονται συμπεράσματα για τα αποτελέσματα της σχεδίασης της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap.

### Ευχαριστίες :

Στα πλαίσια της διπλωματικής μου εργασίας θέλω να ευχαριστήσω όλους όσους με στήριξαν και με καθοδήγησαν μέχρι και σήμερα καθ' όλη τη διάρκεια της φοίτησης μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας.

Καταρχάς τους γονείς μου και τον αδερφό μου, οι οποίοι με τη συμπαράσταση τους, ψυχολογική και υλική ήταν πάντα δίπλα μου. Επιπλέον, τους φίλους μου, που ήταν πάντα υποστηρικτές των προσπαθειών μου.

Θέλω ακόμη να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέπων καθηγητή μου κύριο **Γεώργιο Σταμούλη**.

Αλλά ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στον υπεύθυνο καθηγητή μου, κύριο **Φώτιο Πλέσσα**, που μου προσέφερε την καθοδηγησή του με τις γνώσεις του αλλά και την υποστηριξή του όχι μόνο κατά τη διάρκεια της διπλώματικής αλλά και καθ' όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

## Περιεχόμενα

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 :

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	7
1.1 Common types and topologies of voltage references.....	8
1.2 Χαρακτηριστικά παραδείγματα χρήσης τάσεων αναφοράς_ Bandgap.....	9
1.3 Εξέλιξη του κυκλώματος Bandgap και η βασική ιδέα για κατασκευή μιας τάσης ανεξάρτητης της θερμοκρασίας.....	10
1.4 Σχέση τάσης αναφοράς με την θερμοκρασία.....	11
1.5 Εξάρτηση τάσης αναφοράς από παραμέτρους κατασκευής.....	11
1.6 Τάσεις αναφοράς PTAT.....	13
1.7 Τάσεις αναφοράς STAT.....	17
1.8 Τάσεις αναφοράς Temperature independent.....	20
1.9 Ενδεικτικός ορισμός τάσης αναφοράς temperature independent για $c_1=1$ και $c_2=1$ .....	20

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 :

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	22
2.1 Περιγραφή κυκλώματος συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap ...	23
2.2 Σημαντικές διευκρινίσεις .....	25
2.3 Σχεδιασμός και προσομοίωση PTAT τάσης στο ADS.....	27
2.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση STAT τάσης στο ADS.....	31
2.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση του τελεστικού ενισχυτή ( TE/ Oamp ) στο ADS.....	34

2.6 DC Χαρακτηριστικές Μεταφοράς του ΤΕ.....	44
2.7 Συμπεράσματα για τον ΤΕ που κατασκευάσαμε .....	45

### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 :

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	47
3.1 Παρατηρήσεις για τη συμβατική τάση αναφοράς Bandgap .....	48
3.2 Παράδειγμα τάσης αναφοράς για απόδειξη τιμών θεωρητικά.....	50
3.3 Σχεδιασμός και προσομοίωση συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap (BGR) στο ADS.....	50
3.4 Συμπεράσματα για την συμβατική τάσης αναφοράς Bandgap....	55
ΑΝΑΦΟΡΕΣ - ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	56

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα κυκλώματα τάσεων αναφοράς ( Reference Voltages ) αποτελούν ένα από τα βασικότερα δομικά στοιχεία πολλών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC) και συγκεκριμένα αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αλλά και ψηφιακών κυκλωμάτων και κυκλωμάτων μικτού σήματος .

Οι τάσεις αναφοράς εμφανίζουν μια μικρή εξάρτηση από την τάση τροφοδοσίας ,τις διάφορες παραμέτρους κυκλωματικών στοιχείων αλλά και μια καλά ορισμένη σχέση με την θερμοκρασία .

Σ'ένα κύκλωμα μπορεί να χρειαστούμε τάσεις αναφοράς σε πολλά σημεία του κυκλώματος και ίσως σε διαφορετικές τιμές κάθε φορά και γ'αυτό επιβάλλεται η κατασκευή της τάσης αναφοράς ως υποκύκλωμα μέσα στο κυρίως κύκλωμα και δεν είναι εφικτή η χρήση της εξωτερικής τροφοδοσίας ως τάση αναφοράς .

Ωστόσο το υποκύκλωμα αυτό χρησιμοποιεί την τροφοδοσία του κυρίως κυκλώματος , καταφέρνει να λειτουργεί υπό τις ίδιες συνθήκες που λειτουργεί και το κυρίως κύκλωμα αλλά και να εξαρτάται από τις παραμέτρους που επιρεάζουν το συνολικό κύκλωμα σχεδόν παρόμοια με το συνολικό κύκλωμα .

**Παρατήρηση:** Χρήση της εξωτερικής τροφοδοσίας ως τάση αναφοράς θα είχε μεγάλο κόστος ενώ παράλληλα δεν θα είχαμε την απαραίτητη ακριβεία σε τιμές.

### 1.1 Common types of voltage references :

Υπάρχουν δύο τύποι τάσης αναφοράς:

- i) Shunt references : Μια shunt voltage reference είναι μια συσκευή two terminal, όπου η shunt reference είναι παράλληλα συνδεδεμένη με το φορτίο.
- ii) Series references : Μια series voltage reference είναι μια συσκευή three terminal η οποία is referenced to ground. Εδώ η τάση αναφοράς συνδέεται σε σειρά με το φορτίο.

### Common topologies of voltage references :

Υπάρχουν δύο βασικές τοπολογίες τάσης αναφοράς :

- i) Zener based references
- ii) Bandgap references

Αναμφίβολα όμως το πιο διαδεδομένο υποκύκλωμα τάσης αναφοράς, είναι η **τάση αναφοράς Bandgap (Bandgap Voltage Reference / BGR)**, η οποία δίνει ως αποτέλεσμα μια σταθερή DC τάση, ανεξάρτητη της θερμοκρασίας.

Η τάση αναφοράς Bandgap είναι εφαρμόσιμη τόσο σε Bipolar όσο και σε CMOS τεχνολογίες κατασκευής.



## 1.2 Χαρακτηριστικά παραδείγματα χρήσης τάσεων αναφοράς Bandgap:

- 1) Σε συστήματα μετατροπής δεδομένων, όπως
  - i) Analog to digital converters και
  - ii) Digital to analog converters ,
  
- 2) Σε κύκλωμα comparator ,
  
- 3) Σε detection circuit ,
  
- 4) Για ρύθμιση της τάσης τροφοδοσίας ,
  
- 5) Για πόλωση ενεργών στοιχείων ,
  
- 6) Σε κυκλώματα ταλαντωτών ,
  
- 7) Στα PLL (Phase Locked Loop) ,
  
- 8) Στα RFID (Radio Frequency Identification) ,
  
- 9) Σε συσκευές Flash memory και φυσικά σε πολλές άλλες εφαρμογές.

### 1.3 Εξέλιξη του κυκλώματος Bandgap :

Όπως αναφέραμε και προηγουμένως το πιο διαδεδομένο υποκύκλωμα τάσης αναφοράς ανεξάρτητο της θερμοκρασίας είναι η τάση αναφοράς Bandgap.

Χρησιμοποιείται ευρέως στα ολοκληρωμένα κυκλώματα και συνήθως δίνει τάση εξόδου γύρω στα 1.25V , κοντά στην θεωρητική τιμή 1.22 eV bandgap of silicon σε 0 K .

Η ιδέα του κυκλώματος Bandgap δημοσιεύτηκε για πρώτη φορά το 1964 από τον Hilbiber. Στη συνέχεια το 1971 πραγματοποιήθηκε η πρώτη υλοποίηση του κυκλώματος από τον Widlar , ενώ το 1974 έγινε μια ακόμα πιο βελτιωμένη προσέγγιση του κυκλώματος από τον Brokaw, του οποίου το κύκλωμα χρησιμοποιεί feedback( ανάδραση ) για να βελτιώσει την ακρίβεια και να μειώσει τα σφάλματα.

#### Βασική ιδέα για κατασκευή μιας τάσης ανεξάρτητης της θερμοκρασίας :

Προκειμένου να παραχθεί μια τάση αναφοράς ανεξάρτητη της θερμοκρασίας πρέπει να προστεθούν δύο τάσεις που έχουν αντίθετους θερμοκρασιακούς συντελεστές.

Θερμοκρασιακός συντελεστής μας δείχνει τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλεται η τάση όταν παράλληλα μεταβάλλεται και η θερμοκρασία.

Αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή παρουσιάζει η τάση βάσης-εκπομπού στα άκρα ενός διοδικά συνδεδεμένου BJT (σελ.17).

Ενώ θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή παίρνουμε από τη διαφορά τάσεων βάσης - εκπομπού δύο διοδικά συνδεδεμένων τρανζίστορ (2 περιπτώσεις (σελ.13)).

#### 1.4 Σχέση τάσης αναφοράς με την θερμοκρασία :

Μιλήσαμε για τάσεις αναφοράς ανεξάρτητες της θερμοκρασίας, όπως η Bandgap που θα υλοποιήσουμε στα πλαίσια αυτής της πτυχιακής, όμως γενικά υπάρχουν οι εξής κατηγορίες τάσεων αναφοράς σε σχέση με την θερμοκρασία :

- **PTAT** ( **P**roportional **T**o **A**bsolute **T**emperature ) τάση : μια VPTAT τάση είναι ανάλογη ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας και συνήθως γραμμικά ανάλογη. Ακόμη μια VPTAT τάση παρουσιάζει **θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή**.
- **CTAT** ( **C**omplementary **T**o **A**bsolute **T**emperature ) τάση : μια VCTAT τάση είναι συμπληρωματική (αντιστρόφως ανάλογη) ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας. Ακόμη μια VCTAT τάση παρουσιάζει **αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή**.
- **Τάση αναφοράς ανεξάρτητη της θερμοκρασίας**  
Μια **τάση αναφοράς** που είναι **temperature independent**, έχει **θερμοκρασιακό συντελεστή σχεδόν μηδέν**.

#### 1.5 Εξάρτηση τάσης αναφοράς από παραμέτρους κατασκευής :

Παρόλο που το μεγαλύτερο ενδιαφέρον για την τάση αναφοράς Bandgap (**BGR**) είναι σχετικά με τις μεταβολές της θερμοκρασίας και της τάσης τροφοδοσίας, ωστόσο και η μεταβολή των παραμέτρων κατασκευής (process variations) επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του κυκλώματος της BGR. Συγκεκριμένα από την **μεταβολή των παραμέτρων επηρεάζεται η ακριβεία της τιμής της τάσης αναφοράς**.

Αν και τα **βασικά στοιχεία** οι μεταβολές στις τιμές των οποίων είναι και οι πιο καθοριστικές για την ακρίβεια του αποτελέσματος της BGR είναι τα **BJT και MOS τρανζίστορες**, πολλές φορές υπάρχει **εξάρτηση και από τις αντιστάσεις και τους πυκνωτές**.

### MOS τρανζίστορς :

Διαφοροποιούνται η τάση κατωφλίου ( $V_T$ ) και ο συντελεστής ρεύματος ( $\Delta\beta$ ) λόγω αλλαγών στο μήκος ( $L$ ), στο πλάτος ( $W$ ) και στο πάχος οξειδίου ( $C_{ox}$ ) της πύλης του τρανζίστορ.

### BJT τρανζίστορς :

Διαφοροποιείται η διαγωγιμότητα λόγω αλλαγών στο πάχος της βάσης και το πάχος του εκπομπού του τρανζίστορ.

### Αντιστάσεις :

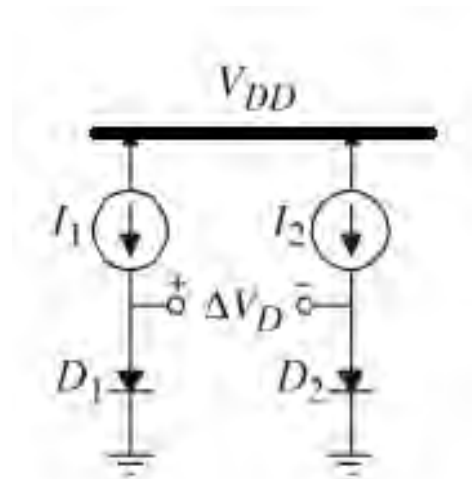
Διαφοροποιείται η τιμή των αντιστάσεων όταν αλλάζουν το μήκος ( $L$ ) και το πλάτος ( $W$ ).

### Πυκνωτές :

Διαφοροποιείται η τιμή των πυκνωτών όταν αλλάζουν το μήκος ( $L$ ), και το πλάτος ( $W$ ).

### 1.6 Τάσεις αναφοράς PTAT : Δύο περιπτώσεις

- 1) Η διαφορά των τάσεων βάσης – εκπομπού δύο **όμοιων διόδων (Σχήμα 1.1)** ή δύο όμοιων διοδικά συνδεδεμένων BJT τρανζίστορ, τα οποία όμως **λειτουργούν σε διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος** έχει ως αποτέλεσμα μια τάση PTAT και θερμοκρασιακό συντελεστή (TC – **Temperature Coefficient**) της διαφοράς τάσεων ανεξάρτητο της θερμοκρασίας και του ρεύματος, αλλά και θετικό σε τιμή.



Σχήμα 1.1 Τυπική μορφή PTAT τάσης με όμοιες διόδους

Η ισότητα Ebers – Moll ορίζει το ρεύμα που διαρρέει ένα τρανζίστορ ως εξής:

$$I_C = I_S \left[ e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right] \approx I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Άρα τελικά τα ρεύματα που διαρρέουν τα τρανζίστορ δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις :

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{και} \quad I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

Και συνεπώς προκύπτει ότι οι τάσεις των τρανζίστορ είναι:

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) \quad \text{και} \quad V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_S}\right)$$

### Παρατηρήσεις :

- $I_C$  είναι το ρεύμα συλλέκτη ή αλλιώς το ρεύμα που διαρρέει την δίοδο (διοδικά συνδεδεμένο τρανζίστορ).
- $I_S$  είναι το ρεύμα κόρου της διόδου.
- $V_{BE}$  είναι η τάση της διόδου ή αλλιώς η τάση βάσης – εκπομπού του διοδικά συνδεδεμένου ΒJT.
- $V_T$  είναι η θερμική τάση και ισούται με  $V_T = \frac{kT}{q}$ , όπου  $k$  η σταθερά του Boltzmann,  $T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία και  $q$  το φορτίο του ηλεκτρονίου.
- Εφόσον έχουμε όμοιες διόδους το ρεύμα κόρου που διαρρέει τις δύο διόδους είναι ίσο:  $I_S = I_{S1} = I_{S2}$
- Οι δύο διόδοι έχουν διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος και αυτό σημαίνει ότι  $I_{C1} \neq I_{C2}$ .  
Αν θεωρήσουμε ότι  $I_{C2} = I_0$  και  $I_{C1} = N I_0$ , τότε ο λόγος των ρευμάτων  $I_{C1}/I_{C2}$  είναι ίσος με  $N$ .

Συνεπώς προκύπτει ότι η διαφορά των τάσεων βάσης – εκπομπού των δύο όμοιων διόδων ορίζεται ως εξής και είναι μια PTAT τάση:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} =$$

$$= V_T \ln\left(\frac{N I_o}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_o}{I_s}\right) = V_T \ln\left(\frac{N I_o}{\frac{I_o}{I_s}}\right)$$

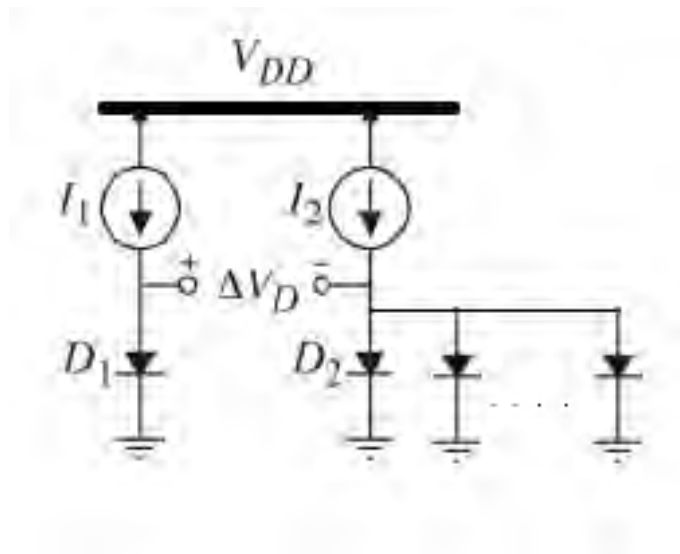
$$= V_T \ln(N) = \left(\frac{kT}{q}\right) \ln(N)$$

και έχει θερμοκρασιακό συντελεστή:

$$TC_{PTAT} = \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln(N)$$

ο οποίος είναι αναμφίβολα θετικός και σταθερός ανεξάρτητα από τις οποιεσδήποτε μεταβολές θερμοκρασίας ή ρεύματος.

- 2) Η διαφορά των τάσεων βάσης – εκπομπού δύο **ανόμοιων διόδων (Σχήμα 1.2)** ή δύο ανόμοιων διοδικά συνδεδεμένων BJT τρανζίστορ, τα οποία όμως **λειτουργούν σε ίδιες πυκνότητες ρεύματος** έχει και πάλι ως αποτέλεσμα μια τάση PTAT και θερμοκρασιακό συντελεστή (TC – **Temperature Coefficient**) της διαφοράς τάσεων ανεξάρτητο της θερμοκρασίας και του ρεύματος, αλλά και θετικό σε τιμή.



Σχήμα 1.2 Τυπική μορφή PTAT τάσης με ανόμοιες διόδους

Εδώ οι τάσεις των τρανζίστορ δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις :

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_{S1}}\right) \text{ και } V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_{S2}}\right)$$

### Παρατηρήσεις :

- Ισχύει ότι M διόδοι συνδεδεμένες παράλληλα ισοδυναμούν με μια διόδο με M-πλάσιο  $I_S$ .
- Εφόσον έχουμε ανόμοιες διόδους το ρεύμα κόρου που διαρρέει τις δύο διόδους είναι διαφορετικό :  $I_{S1} \neq I_{S2}$ . Αν θεωρήσουμε ότι  $I_{S1} = I_0$  και  $I_{S2} = M I_0$ , τότε ο λόγος των ρευμάτων  $I_{S2}/I_{S1}$  είναι ίσος με M.
- Οι δύο διόδοι έχουν ίδιες πυκνότητες ρεύματος και αυτό σημαίνει ότι  $I_{C1} = I_{C2} = I_C$ .

Συνεπώς προκύπτει ότι η διαφορά των τάσεων βάσης – εκπομπού των δύο ανόμοιων διόδων ορίζεται ως εξής και είναι μια PTAT τάση :



$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} =$$

$$= V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_0}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_C}{M I_0}\right) =$$

$$= V_T \ln(M) = \frac{kT}{q} \ln(M)$$

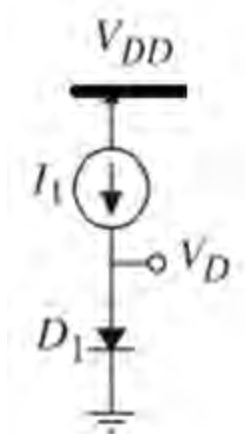
και έχει θερμοκρασιακό συντελεστή :

$$TC_{PTAT} = \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln(M)$$

ο οποίος και πάλι είναι θετικός και σταθερός ανεξάρτητα από τις οποιεσδήποτε μεταβολές θερμοκρασίας ή ρεύματος.

### 1.7 Τάσεις αναφοράς CTAT:

Η τάση βάσης-εκπομπού (Σχήμα 1.3) ενός διοδικά συνδεδεμένου διπολικού τρανζίστορ, ή αλλιώς η τάση στα άκρα μιας διόδου παρουσιάζει **αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή (TC – Temperature Coefficient)** .



Σχήμα 1.3 Τυπική μορφή CTAT τάσης

Ξεκινώντας από την σχέση που ισχύει για το ρεύμα συλλέκτη ενός διοδικά συνδεδεμένου BJT (δηλαδή μιας διόδου) θα αποδείξουμε τελικά ότι ο θερμοκρασιακός συντελεστής (TC) της  $V_D$  που φαίνεται στο σχήμα 1.3 είναι αρνητικός :

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad \text{και συνεπώς} \quad V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad \text{σχέση (1.1).}$$

### Παρατηρήσεις :

- $I_S$  το ρεύμα κόρου.
- $V_T = \frac{kT}{q}$  είναι η θερμική τάση, όπου  $k$  η σταθερά του Boltzmann,  $T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία και  $q$  το φορτίο του ηλεκτρονίου .
- Η σχέση εξάρτησης του ρεύματος κόρου  $I_S$  από την θερμοκρασία είναι :

$$I_S = b T^{4+m} \exp\left(\frac{-E_g}{kT}\right) ,$$

Όπου  $b$  είναι ο συντελεστής ρεύματος που διαρρέει την δίοδο,

$T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία,

$m$  είναι η παράμετρος θερμοκρασιακής εξάρτησης του  $I_S$

και ισούται με  $m \approx -\frac{3}{2}$  ,

$E_g$  είναι η ενέργεια χάσματος του πυριτίου  $E_g \approx 1.12 eV$  και

$k$  η σταθερά του Boltzmann .

Ζητούμενο είναι να υπολογίσουμε τον TC της VBE από την σχέση (1.1):

$$TC_{CTAT} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) + \frac{V_T}{I_C} \frac{\partial I_C}{\partial T} - \frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} \quad \text{όπου}$$

Θεωρούμε ότι:  $\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0$  ,

και τότε ο θερμοκρασιακός συντελεστής δίνεται από τον εξής τύπο :

$$TC_{CTAT} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - \frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} ,$$

όπου  $\frac{\partial V_T}{\partial T} = \frac{V_T}{T}$  και

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = b(4+m)T^{3+m} e^{(-E_g/kT)} + bT^{4+m} e^{(-E_g/kT)} \left(\frac{E_g}{kT^2}\right) = (4+m)\frac{I_S}{T} + I_S \left(\frac{E_g}{kT^2}\right)$$

Άρα τελικά προκύπτει η σχέση (1.2):

$$TC_{CTAT} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_T}{T} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) - (4+m)\frac{V_T}{T} - \frac{E_g}{kT^2} V_T = \frac{V_{BE} - (4+m)V_T - E_g/q}{T}$$

Συνεπώς αποδείξαμε ότι ο θερμοκρασιακός συντελεστής εξαρτάται από τη θερμοκρασία καθώς επίσης και από το ρεύμα πόλωσης της διόδου έμμεσα λόγω εξάρτησης του TC από την VBE.

### 1.8 Τάσεις αναφοράς Temperature independent :

Η ιδέα για να πετύχουμε TC σχεδόν μηδενικό για μια τάση είναι η πρόσθεση μιας PTAT τάσης με μια CTAT τάση, δηλαδή να προσθέσουμε δύο τάσεις οι οποίες έχουν αντίθετους θερμοκρασιακούς συντελεστές με συγκεκριμένες σταθερές πολλαπλασιασμού( $c_1, c_2$ ):

$$V_{ref} = c_1 V_1 + c_2 V_2$$

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = c_1 \frac{\partial V_1}{\partial T} + c_2 \frac{\partial V_2}{\partial T} = 0 \quad \text{άρα εάν } c_1, c_2 > 0 \rightarrow \frac{\partial V_1}{\partial T} < 0, \frac{\partial V_2}{\partial T} > 0$$

### 1.9 Ενδεικτικός ορισμός τάσης αναφοράς temperature independent για $c_1=1$ και $c_2=1$ :

Εφόσον η τάση αναφοράς Bandgap είναι το άθροισμα μιας PTAT τάσης με μια CTAT :  $V_{PTAT} = \Delta V_{BE} = V_T \ln n$  και  $V_{CTAT} = V_{BE}$  .

Εάν υποθέσουμε  $c_1=1$  και  $c_2=1$ .

Τότε ορίζουμε την τάση αναφοράς που θα προκύψει τελικά ίση με :

$$V_{ref} = V_{BE} + V_T \ln(n) \quad \text{σχέση (1.3)}$$

και ο θερμοκρασιακός συντελεστής της  $V_{REF}$  είναι :

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + \frac{V_T}{T} \ln(n) \quad .$$

Όμως βάσει όσων είπαμε εφόσον η τάση αναφοράς που παίρνουμε είναι ανεξάρτητη της θερμοκρασίας τότε ο θερμοκρασιακός συντελεστής της είναι σχεδόν μηδενικός, έτσι ισχύει  $\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = 0$  .

Άρα  $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + \frac{V_T}{T} \ln(n) = 0$  σχέση (1.4)

Αντικαθιστώντας όμως το  $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$  με την σχέση (1.2) τότε η (1.4) γίνεται  
 :  $\frac{V_{BE} - (4+m)V_T - E_g/q}{T} = -\frac{V_T}{T} \ln(n)$  σχέση (1.5) .

Τελικά η τάση αναφοράς Bandgap όταν  $\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0$  ισούται με

$V_{REF} = \frac{E_g}{q} + (4+m)V_T$ , μετά από αντικατάσταση στην σχέση (1.3) του  $V_T \ln(n)$  από την σχέση (1.5) .

### Παρατήρηση :

Η τάση αναφοράς τελικά εάν η θερμοκρασία  $T \approx 0$  ισούται με

$$V_{REF} = \frac{E_g}{q}$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

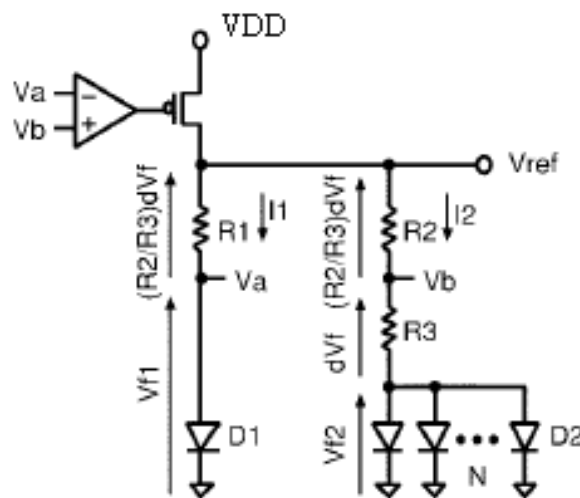
### ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει λεπτομερής ανάλυση και σχεδίαση όλων των στοιχείων που αποτελούν το πρώτο υλοποιημένο κύκλωμα τάσης αναφοράς Bandgap. Δηλαδή όλων εκείνων των στοιχείων που αποτελούν την τοπολογία της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap.

Με βάση την ιδέα **Hilbiber** όλα τα κυκλώματα τάσης αναφοράς Bandgap και συνεπώς και η συμβατική Bandgap (**conventional BGR**) σχηματίζονται από δύο ομάδες διοδικά συνδεδεμένων BJT τρανζίστορ που λειτουργούν σε διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος εκπομπού.

Συγκεκριμένα μια DC σταθερή τάση περίπου 1.25V προκύπτει στην έξοδο η οποία είναι ανεξάρτητη της θερμοκρασίας λόγω ακύρωσης του αρνητικού θερμοκρασιακού συντελεστή των PN ενώσεων της μιας ομάδας των τρανζίστορ με τον θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή PTAT κυκλώματος το οποίο περιλαμβάνει την δεύτερη ομάδα των τρανζίστορ .

## 2.1 Περιγραφή κυκλώματος συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap:



Συμβατική τάση αναφοράς Bandgap

### Λειτουργία κυκλώματος:

- 1) Ο τελεστικός ενισχυτής έχει ως αποτέλεσμα τα δυναμικά των δύο άκρων να είναι ίσα, δηλαδή  $V_a = V_b$ .
- 2) Οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  είναι ίσες, δηλαδή  $R_1 = R_2$ .
- 3) Συνεπώς προκύπτει ότι  $I_1 = I_2$ .
- 4) Η τάση  $V_{f1}$  είναι CTAT τάση.
- 5) Καθώς τα ρεύματα  $I_1$  και  $I_2$  είναι ίσα, η τάση  $dV_f = V_{f1} - V_{f2}$  είναι PTAT.
- 6) Εφόσον η τάση  $dV_f$  που διαρρέει την  $R_3$  είναι PTAT, αυτό σημαίνει ότι και το ρεύμα  $I_3$  που διαρρέει την  $R_3$  είναι και αυτό PTAT.

Από το κύκλωμα ισχύει  $I_1=I_2=I_3$ .

$$\text{Όπου } I_3 = \frac{1}{R_3} \partial V_f \text{ και } \partial V_f = V_{f1} - V_{f2} = \left(\frac{kT}{q}\right) \ln(N).$$

$$\text{Άρα } I_3 = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N).$$

7) Απόδειξη σχέσης τάσης αναφοράς :

Ισχύουν οι παρακάτω ισότητες :

$$I_2 = I_3,$$

$$I_2 = (\mathbf{V}_{ref} - \mathbf{V}_b) / \mathbf{R}_2,$$

$$I_3 = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N) \text{ και}$$

$$\mathbf{V}_a = \mathbf{V}_b = \mathbf{V}_{f1}.$$

Άρα η τάση αναφοράς προκύπτει ως εξής:

$$\frac{(V_{ref} - V_b)}{R_2} = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N) \text{ και αντικαθιστώντας } \mathbf{V}_b = \mathbf{V}_{f1}$$

$$\text{έχουμε } V_{ref} = V_{f1} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N).$$

Στη συνέχεια του κεφαλαίου αυτού θα γίνει ο σχεδιασμός και η προσομοίωση στο εργαλείο [ADS \(Advanced Design System\)](#) όλων των στοιχείων που συνθέτουν την BGR : της PTAT τάσης, της CTAT τάσης και του τελεστικού ενισχυτή (Opamp) .



## 2.2 Σημαντικές διευκρινίσεις:

Πριν προχωρήσουμε όμως στη σχεδίαση θα ήθελα να κάνω τρεις πολύ σημαντικές παρατηρήσεις:

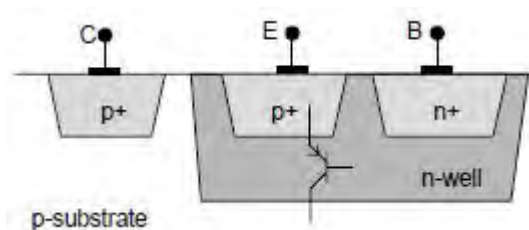
- 1) Όπως ανέφερα και στην αρχή η «τάση αναφοράς Bandgap είναι εφαρμόσιμη τόσο σε Bipolar όσο και σε CMOS τεχνολογίες κατασκευής». Ωστόσο η τεχνολογία CMOS θα είναι η επιλογή μας και συγκεκριμένα η τεχνολογία TSMC RF CMOS με «0.18um» μήκος καναλιού.

Είναι γεγονός πως η CMOS τεχνολογία γίνεται ολοένα και πιο χρήσιμη στην κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ( IC ) και αυτό διότι η κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με CMOS τεχνολογία αντί με διπολική τεχνολογία έχει πολλά οφέλη. Τα κυριότερα οφέλη όμως είναι :

- i) Η CMOS είναι πιο φθηνή τεχνολογία, διότι το μέγεθος των chip είναι πολύ μικρότερο σε σχέση με αυτό της διπολικής τεχνολογίας.
  - ii) Μερικές επιλογές στον σχεδιασμό κυκλωμάτων (π.χ αλλαγή πυκνωτών) προσφέρονται μόνο από την CMOS τεχνολογία. Έτσι επιτυγχάνεται ένας πιο ευέλικτος σχεδιασμός.
- 
- 2) Σε τεχνολογίες CMOS, όπου ανεξάρτητα διπολικά τρανζίστορ δεν είναι διαθέσιμα χρησιμοποιούνται παρασιτικά διπολικά τρανζίστορ (δηλαδή κάθετα διπολικά τρανζίστορ με πηγάδι ως βάση και υπόστρωμα για τον συλλέκτη). Όπου υπάρχουν οι δύο τύποι :

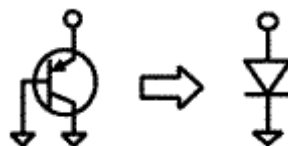
- i) Σε τεχνολογία n-πηγαδιού, τα τρανζίστορ είναι τύπου pnp και ο συλλέκτης συνδεδεμένος στην γείωση.
- ii) Σε τεχνολογία p-πηγαδιού, έχουμε npn τρανζίστορ με το συλλέκτη συνδεδεμένο στη τάση τροφοδοσίας.

Όμως η συνηθέστερη τεχνολογία είναι η n-πηγαδιού. Υλοποίηση εκπομπού με περιοχή p+ μέσα σε n πηγάδι, η βάση υλοποιείται σε n-πηγάδι, ενώ p-υπόστρωμα αποτελεί τον συλλέκτη. Έτσι το npn τρανζίστορ έχει την εξής μορφή:



Παρασιτικό pnp τρανζίστορ σε CMOS τεχνολογία

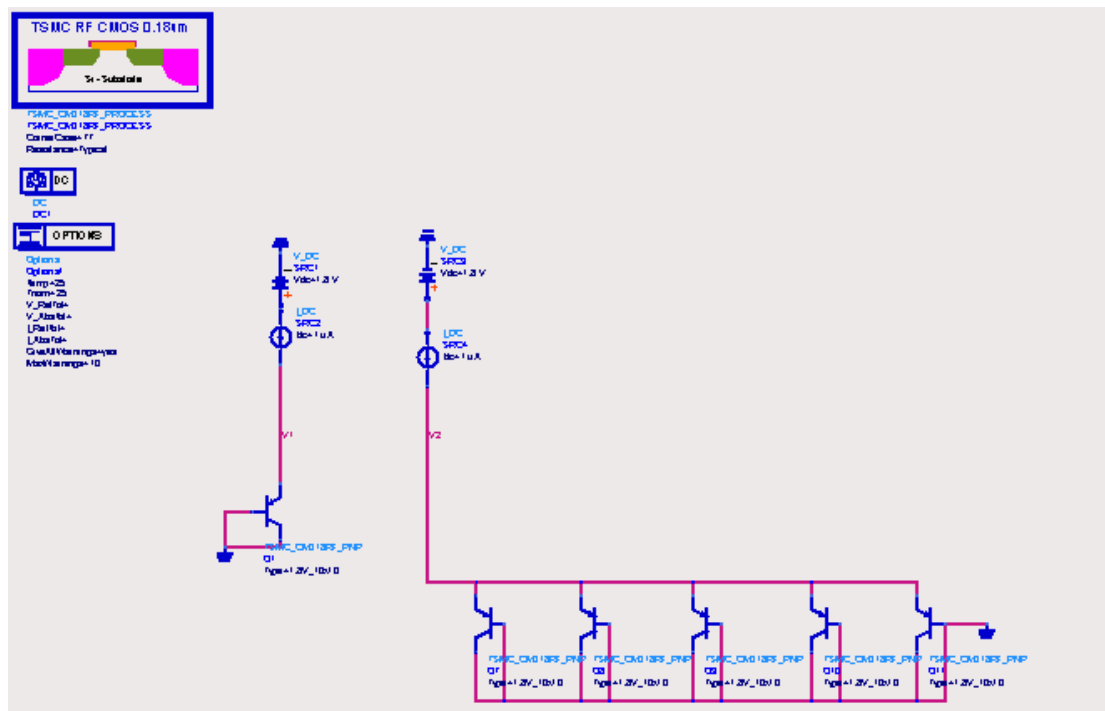
- 3) Η απεικόνιση των BJT - τρανζίστορ διοδικά συνδεδεμένων που χρειαζόμαστε υλοποιείται ως εξής:



Σχήμα 2.1 Συνδεσμολογία δίοδου pnp διπολικού τρανζίστορ

### 2.3 Σχεδιασμός και προσομοίωση της PTAT τάσης στο ADS

Προσομοιώνουμε το κύκλωμα της περίπτωσης δύο ανόμοιων διόδων ή δύο ανόμοιων διοδικά συνδεδεμένων BJT τρανζίστορ, τα οποία λειτουργούν σε ίδιες πυκνότητες ρεύματος για  $M=5$  διόδους συνδεδεμένες παράλληλα. (Σχήμα 2.2)



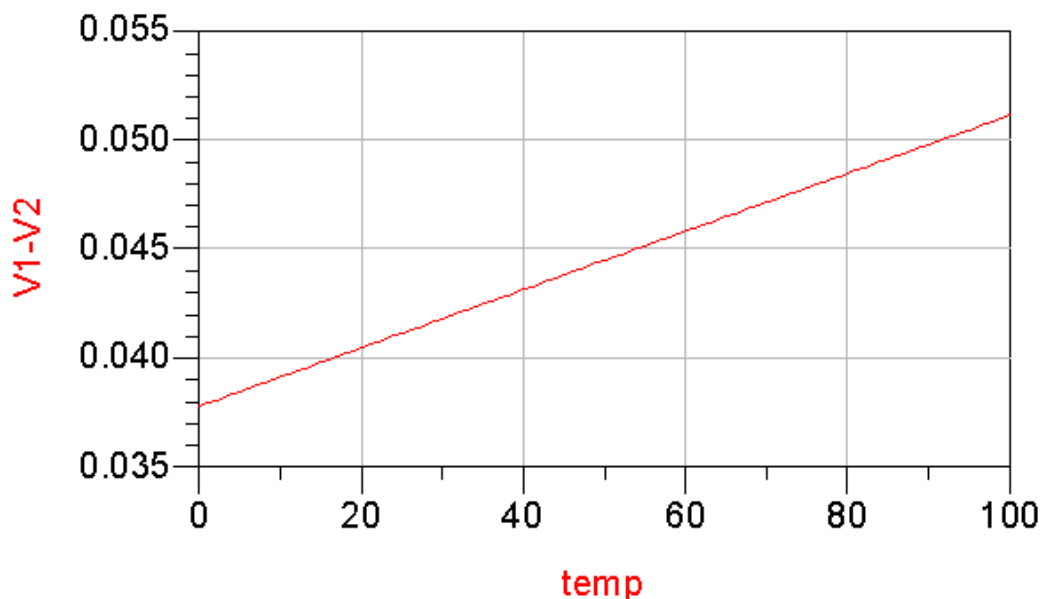
Σχήμα 2.2 Υλοποίηση PTAT τάσης

#### Παρατηρήσεις :

- Χρησιμοποιούμε τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um, δηλαδή «0.18um» μήκος καναλιού .
- Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.8V ,με χρήση DC Voltage Source .
- Οι δύο κλάδοι διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα  $I=1 \mu A$  .

- Υλοποίηση με παρασιτικά pnp BJTs της [TSMC RF CMOS 0.18um](#) (TSMC\_CM018RF\_PNP), όπου βάση και συλλέκτης είναι συνδεδεμένα στην γείωση.
- DC προσομοίωση της  $\Delta V_{BE}$  ως προς  $T$  για τις θερμοκρασίες 0-100 °C.

Έτσι προκύπτει το ακόλουθο [σχήμα\(2.3\) της PTAT τάσης vs T:](#)

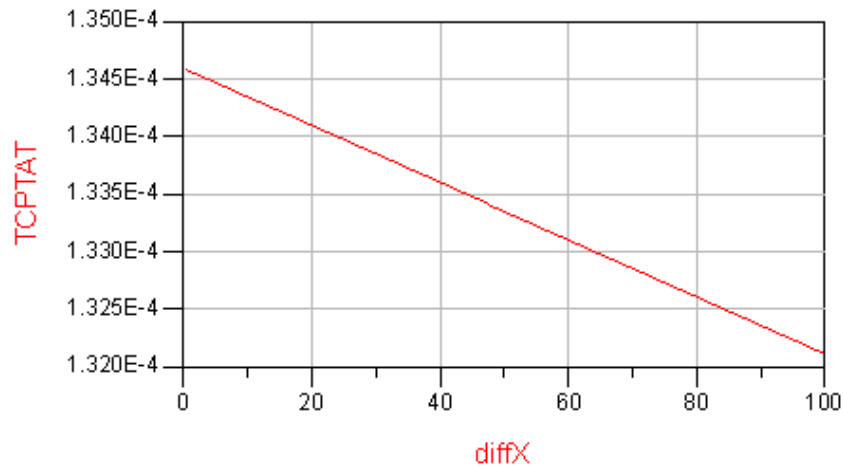


[Σχήμα 2.3 Τάση PTAT vs T για ρεύμα κλάδου  \$I=1 \mu A\$  και  \$M=5\$](#)

Συνεχίζουμε με τον θερμοκρασιακό συντελεστή της  $\Delta V_{BE}$  :

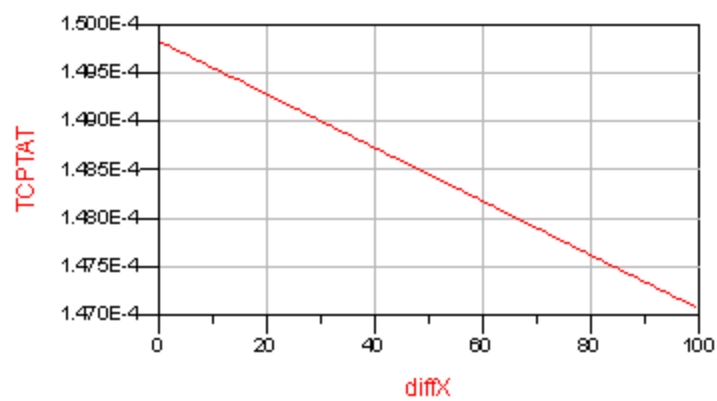
$TC_{PTAT} = \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T}$  , δηλαδή η παράγωγος της  $\Delta V_{BE}$  ως προς  $T$  μας δίνει τον  $TC_{PTAT}$  και προκύπτει το ακόλουθο [σχήμα \(2.4\) του  \$TC\_{PTAT}\$  vs T:](#)

$$\text{Eqn } TC_{PTAT} = \text{diff}(\text{plot\_vs}(V1-V2, \text{temp}))$$



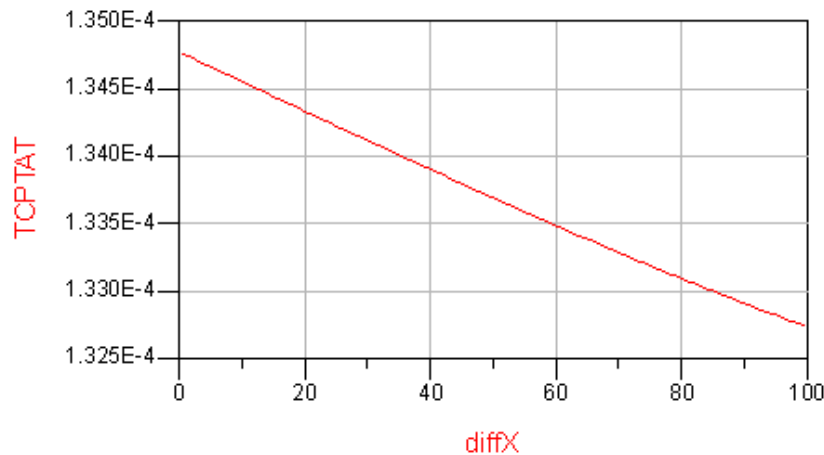
Σχήμα 2.4:  $TC_{PTAT}$  vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I=1 \mu A$  και  $M=5$

$$\text{Eqn } TC_{PTAT} = \text{diff}(\text{plot\_vs}(V1-V2, \text{temp}))$$



Σχήμα 2.5:  $TC_{PTAT}$  vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I=1 \mu A$  και  $M=6$

$$\text{Eqn } TC_{PTAT} = \text{diff}(\text{plot\_vs}(V1-V2, \text{temp}))$$



Σχήμα 2.6:  $TC_{PTAT}$  vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I=7 \mu A$  και  $M=5$

### Αποτελέσματα της προσομοίωσης

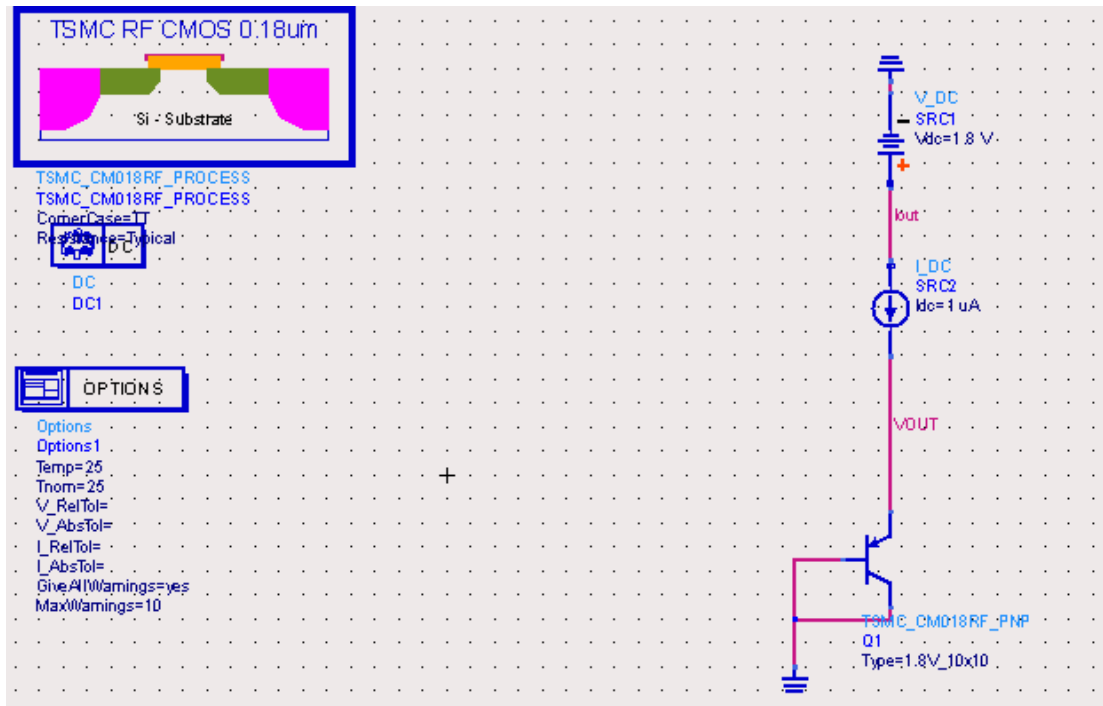
Η διαφορά των τάσεων είναι ανάλογη με την μεταβολή της θερμοκρασίας, όπως αναμενόταν.

Η τιμή του  $TC_{PTAT}$  είναι θετική και εξαρτάται από τον αριθμό  $M$  των τρανζίστορ (για  $M=5$  ο  $TC_{PTAT}$  κυμαίνεται από  $134.6 \mu V/C$  στους  $0 C$  έως  $132.1 \mu V/C$  στους  $100 C$ ) ενώ για (για  $M=6$  και ρεύμα για τους δύο κλάδους  $I=1 \mu A$  όπως και πριν ο  $TC_{PTAT}$  κυμαίνεται από  **$149.8 \mu V/C$**  στους  $0 C$  έως  **$147.1 \mu V/C$**  στους  $100 C$  (Σχήμα 2.5)) και δεν εξαρτάται από το ρεύμα που διαρρέει τους δύο κλάδους, ούτε και από την θερμοκρασία.

Προσομοιώνοντας για άλλη τιμή ρεύματος στους κλάδους π.χ για  $I=7 \mu A$  (Σχήμα 2.6): προκύπτει ότι τα αποτελέσματα είναι σχεδόν τα ίδια, καθώς θεωρητικά δεν υπάρχει εξάρτηση του  $TC_{PTAT}$  από το ρεύμα που διαρρέει τους δύο κλάδους (για  $I=7 \mu A$  και  $M=5$  ο  $TC_{PTAT}$  κυμαίνεται από  $134.8 \mu V/C$  στους  $0 C$  έως  $132.7 \mu V/C$  στους  $100 C$ ).

## 2.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση CTAT τάσης στο ADS:

Προσομοιώνουμε την τάση βάσης-εκπομπού (Σχήμα 2.7) ενός διπολικού τρανζίστορ, ή αλλιώς την τάση στα άκρα μιας διόδου.



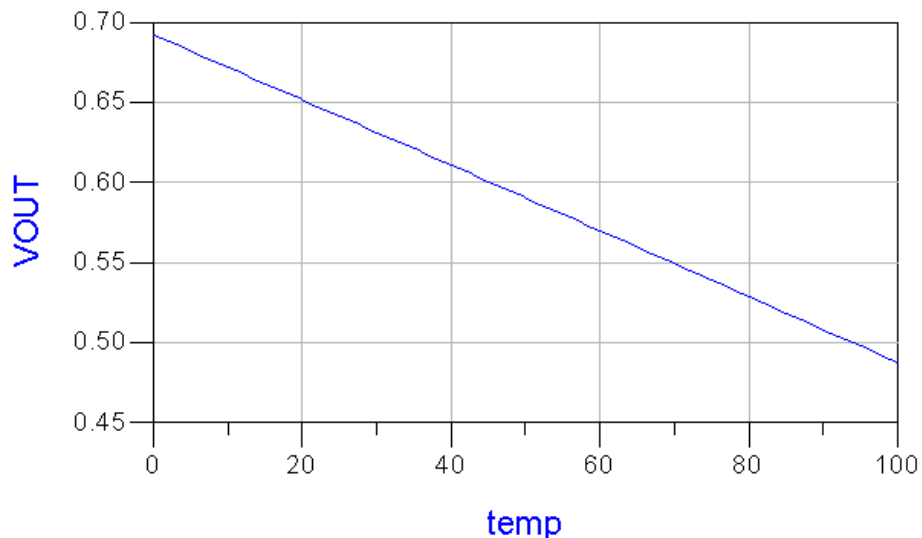
Σχήμα 2.7 Υλοποίηση CTAT τάσης

### Παρατηρήσεις :

- Χρησιμοποιούμε τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um, δηλαδή «0.18um» μήκος καναλιού .
- Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.8V ,με χρήση DC Voltage Source .
- DC Current Source με τιμή  $I=1 \mu\text{A}$  που διαρρέει το τρανζίστορ.

- Υλοποίηση με παρασιτικό pnp BJT της [TSMC RF CMOS 0.18um](#) (TSMC\_CM018RF\_PNP), όπου βάση και συλλέκτης είναι συνδεδεμένα στην γείωση.
- DC προσομοίωση της  $V_{BE}$  ως προς  $T$  για τις θερμοκρασίες 0-100 °C.

Έτσι προκύπτει το ακόλουθο [σχήμα\(2.8\)](#) της CTAT τάσης vs  $T$ :



[Σχήμα 2.8](#) Τάση CTAT vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I=1\mu A$

Συνεχίζουμε με τον θερμοκρασιακό συντελεστή της  $V_{BE}$ :

$TC_{CTAT} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$ , δηλαδή η παράγωγος της  $V_{BE}$  ως προς  $T$  μας δίνει τον

$TC_{CTAT}$  και προκύπτει το ακόλουθο

[σχήμα \(2.9\)](#) του  $TC_{CTAT}$  vs  $T$ :

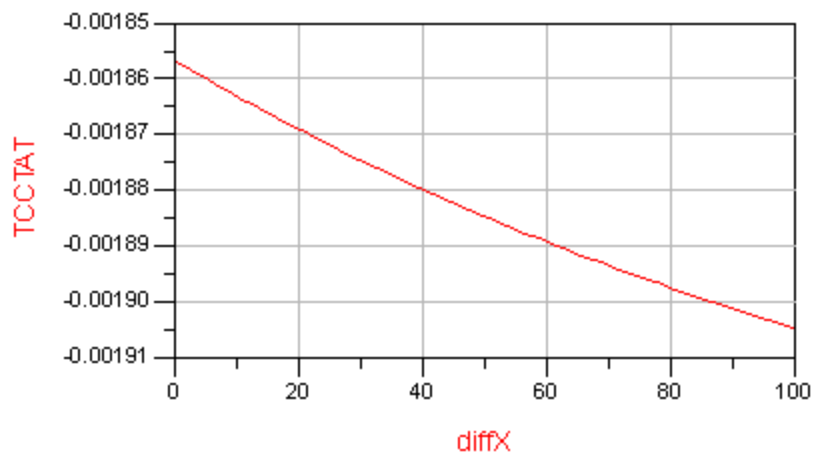


$$\text{Eqn } TC_{CTAT} = \text{diff}(\text{plot\_vs}(V_{OUT}, \text{temp}))$$



Σχήμα 2.9:  $TC_{CTAT}$  vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I = 1 \mu A$

$$\text{Eqn } TC_{CTAT} = \text{diff}(\text{plot\_vs}(V_{OUT}, \text{temp}))$$



Σχήμα 2.10:  $TC_{CTAT}$  vs  $T$  για ρεύμα κλάδου  $I = 7 \mu A$

### Αποτελέσματα της προσομοίωσης

Η τάση **βάσης-εκπομπού του pnp** είναι αντιστρόφως ανάλογη της θερμοκρασίας όπως αναμενόταν.

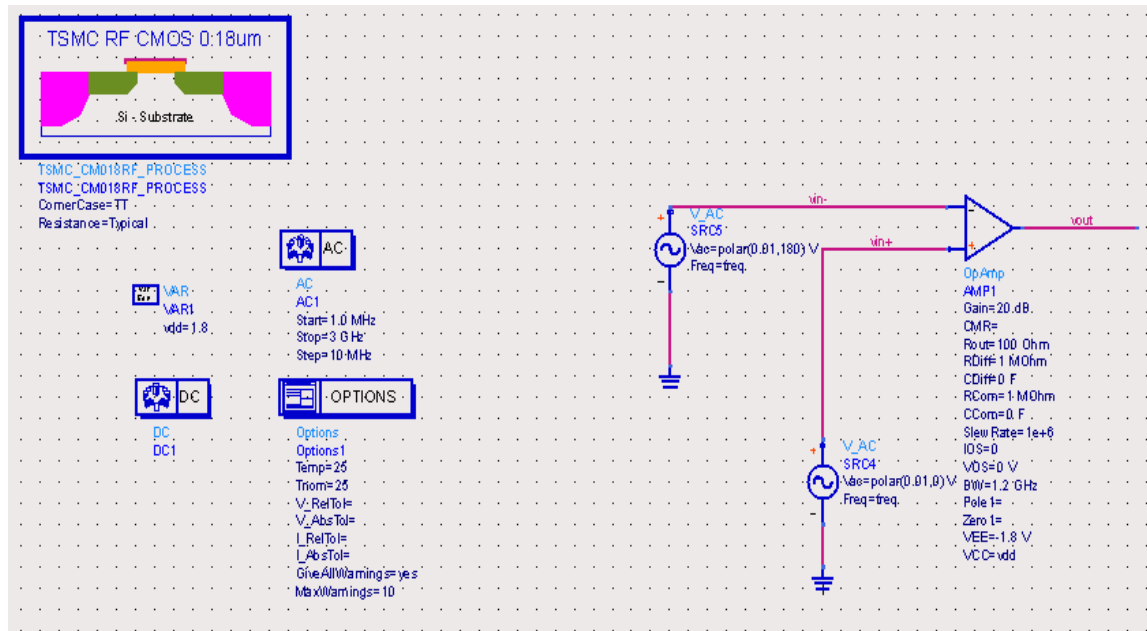
Η τιμή του  $T_{CSTAT}$  είναι αρνητική και εξαρτάται από την θερμοκρασία και το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ. Συγκεκριμένα (για  $I=1 \mu A$  ο  $T_{CSTAT}$  κυμαίνεται από  $-2.02 \text{ mV/C}$  στους  $0 \text{ C}$  έως  $-2.065 \text{ mV/C}$  στους  $100 \text{ C}$ )

Προσομοιώνοντας για άλλη τιμή ρεύματος π.χ  $I=7 \mu A$  (Σχήμα 2.10): προκύπτει ότι τα αποτελέσματα των  $T_{CSTAT}$  διαφέρουν, καθώς θεωρητικά υπάρχει εξάρτηση του  $T_{CSTAT}$  από το ρεύμα του τρανζίστορ. Συγκεκριμένα (για  $I=7 \mu A$  ο  $T_{CSTAT}$  κυμαίνεται από  $-1.86 \text{ mV/C}$  στους  $0 \text{ C}$  έως  $-1.9 \text{ mV/C}$  στους  $100 \text{ C}$ )

### 2.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση του τελεστικού ενισχυτή (TE/ Opamp ) στο ADS

Προσομοίωση τελεστικού ενισχυτή με τρεις τρόπους.

i) Αρχικά σχεδιασμός του τελεστικού ενισχυτή με βάσει το έτοιμο component (Operational Amplifier) από την βιβλιοθήκη System-Amps & Mixers του ADS, δηλαδή ιδανικός ενισχυτής (Σχήμα 2.11):

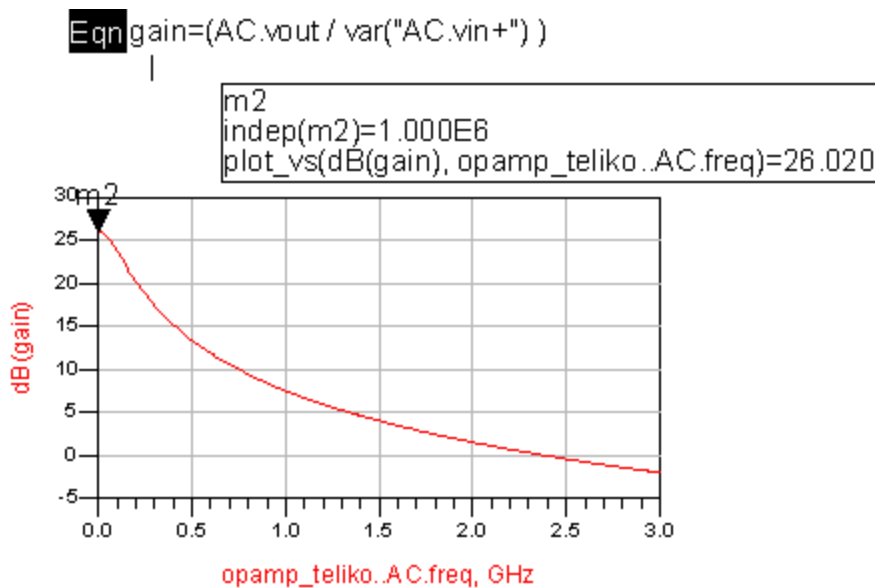


Σχήμα 2.11 Ιδανικός TE για συμβατική BGR

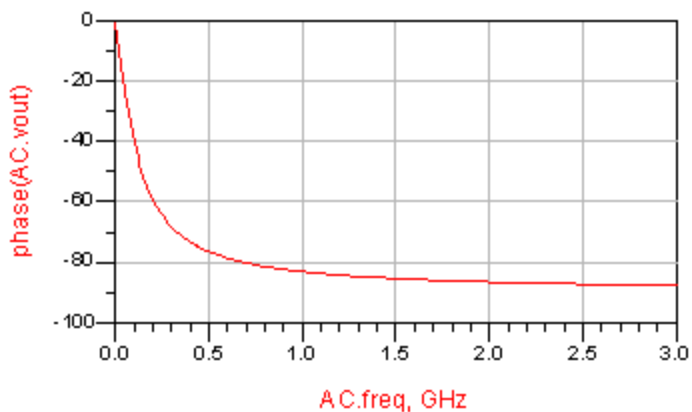
### Παρατηρήσεις :

- Στο έτοιμο component (Operational Amplifier) ορίσαμε κάποια βασικά χαρακτηριστικά όπως :
  - $VCC = 1.8\text{ V}$  (τροφοδοσία) ,
  - $VEE = -1.8\text{ V}$  (γείωση) ,
  - $BW = 1.2\text{ GHz}$ : Gain bandwidth product .
- Στις δύο εισόδους του τελεστικού συνδέονται πηγές AC Voltage Source με DC τιμή τάσης  $0.4\text{ V}$  και διαφορά φάσης  $180$  μοίρες. Συγκεκριμένα στην αναστρέφουσα είσοδο η φάση είναι  $180$  μοίρες και στην μη αναστρέφουσα είσοδο η φάση είναι μηδέν. Η DC τιμή τάσης ορίστηκε  $0.4\text{ V}$  διότι μετά από προσομοιώσεις του κυκλώματος της Bandgap βρέθηκε ότι τόση περίπου πρέπει να είναι η τάση στις δύο εισόδους του TE.

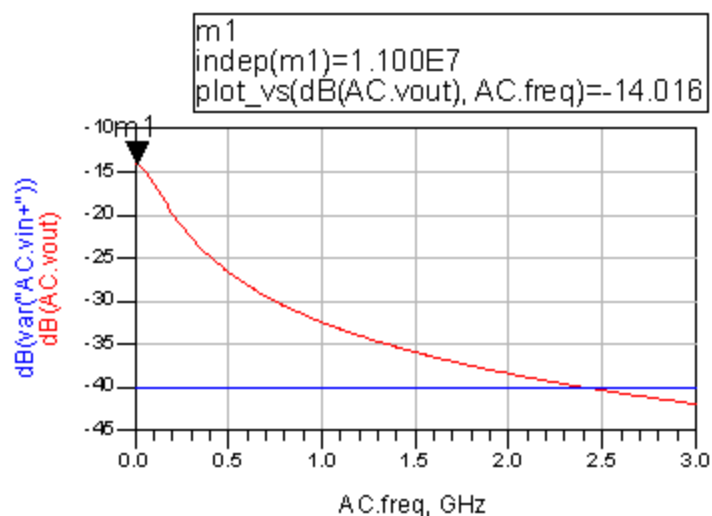
- Πραγματοποιούμε AC και DC προσομοίωση. Η AC προσομοίωση είναι για συχνότητες από 1MHz έως 3GHz με βήμα 10 MHz.
- Ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις του κέρδους(Σχήμα 2.12) , της φάσης της Vout(Σχήμα 2.13) και των (τιμών της Vout και της Vin σε dB (Σχήμα 2.14)).



Σχήμα 2.12 Διαφορικό κέρδος ιδανικού ΤΕ



Σχήμα 2.13 Φάση σήματος εξόδου



Σχήμα 2.14 Τιμές Vout και Vin σε dB

### Αποτελέσματα της προσομοίωσης

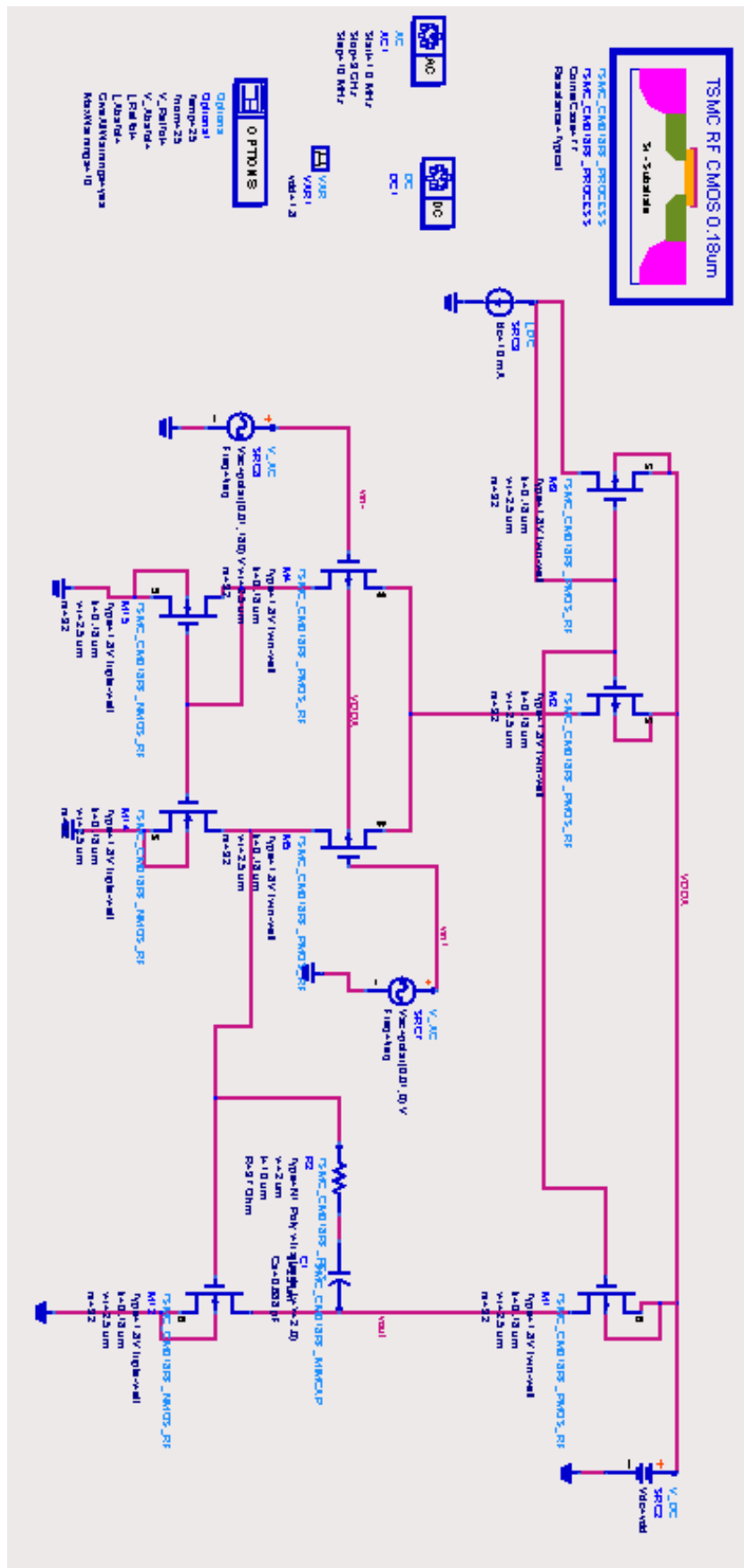
Κέρδος (DC)    26.020 dB

Συχνότητα fT    ≈ 2.4 GHz

ii) Συνεχίζουμε με σχεδιασμό τελεστικού ενισχυτή χωρίς την χρήση του έτοιμου component, δηλαδή είναι μη-ιδανικός ο ενισχυτής (Σχήμα 2.15) που θα κατασκευάσουμε.

Ο ενισχυτής αυτός αποτελείται από δύο τμήματα. Το πρώτο είναι ένας διαφορικός ενισχυτής (δηλαδή ενισχύει κάθε διαφορά σήματος μεταξύ των δύο εισόδων του και απορρίπτει ταυτόχρονα κάθε κοινό σήμα σ' αυτές.) και το δεύτερο είναι ένα common source στάδιο εξόδου.

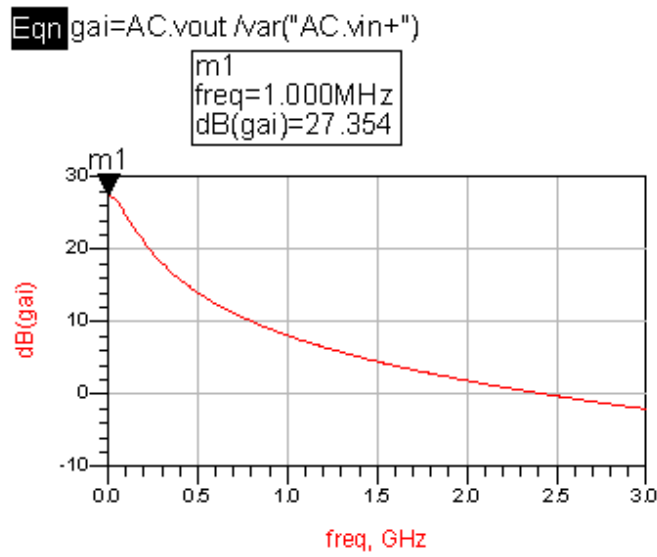
Ακολουθεί το σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή που περιγράψαμε στο ADS :



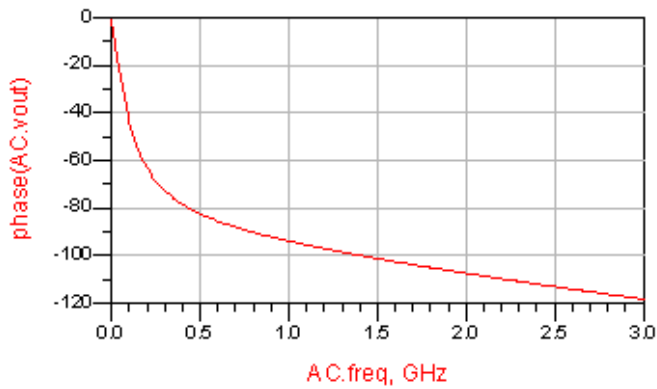
Σχήμα 2.15 Μη-δανικός TE για συμβατική BGR

### Παρατηρήσεις :

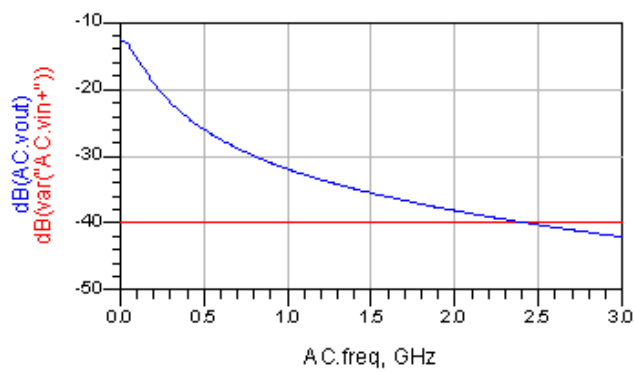
- Χρησιμοποιούμε τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um, δηλαδή «0.18um» μήκος καναλιού .
- Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.8V ,με χρήση DC Voltage Source .
- Χρειαζόμαστε PMOS και NMOS τρανζίστορ της [TSMC RF CMOS 0.18um](#) και συγκεκριμένα (TSMC\_CM018RF\_PMOS\_RF και TSMC\_CM018RF\_NMOS\_RF) .  
NMOS τρανζίστορ αποτελούν το common source στάδιο εξόδου, ενώ το διαφορικό ζευγάρι αποτελείται από PMOS τρανζίστορ.  
Όλα τα τρανζίστορ του κυκλώματος ανεξαρτήτως τύπου έχουν  $n_f=32$  .  
Το bulk όλων των NMOS είναι συνδεδεμένο με την γείωση, ενώ το bulk όλων των PMOS είναι συνδεδεμένο με την τροφοδοσία.
- Όπως και προηγουμένως στις δύο εισόδους του διαφορικού συνδέονται πηγές AC Voltage Source με DC τιμή τάσης 0.4V και διαφορά φάσης 180 μοίρες.
- Πραγματοποιούμε AC και DC προσομοίωση. Η AC προσομοίωση είναι για συχνότητες από 1MHz έως 3GHz με βήμα 10 MHz.
- Ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις του κέρδους (Σχήμα 2.16), της φάσης της Vout (Σχήμα 2.17) και των (τιμών της Vout και της Vin σε dB (Σχήμα 2.18)).



Σχήμα 2.16 Διαφορικό κέρδος μη-ιδανικού ΤΕ



Σχήμα 2.17 Φάση σήματος εξόδου



Σχήμα 2.18 Τιμές V<sub>out</sub> και V<sub>in</sub> σε dB



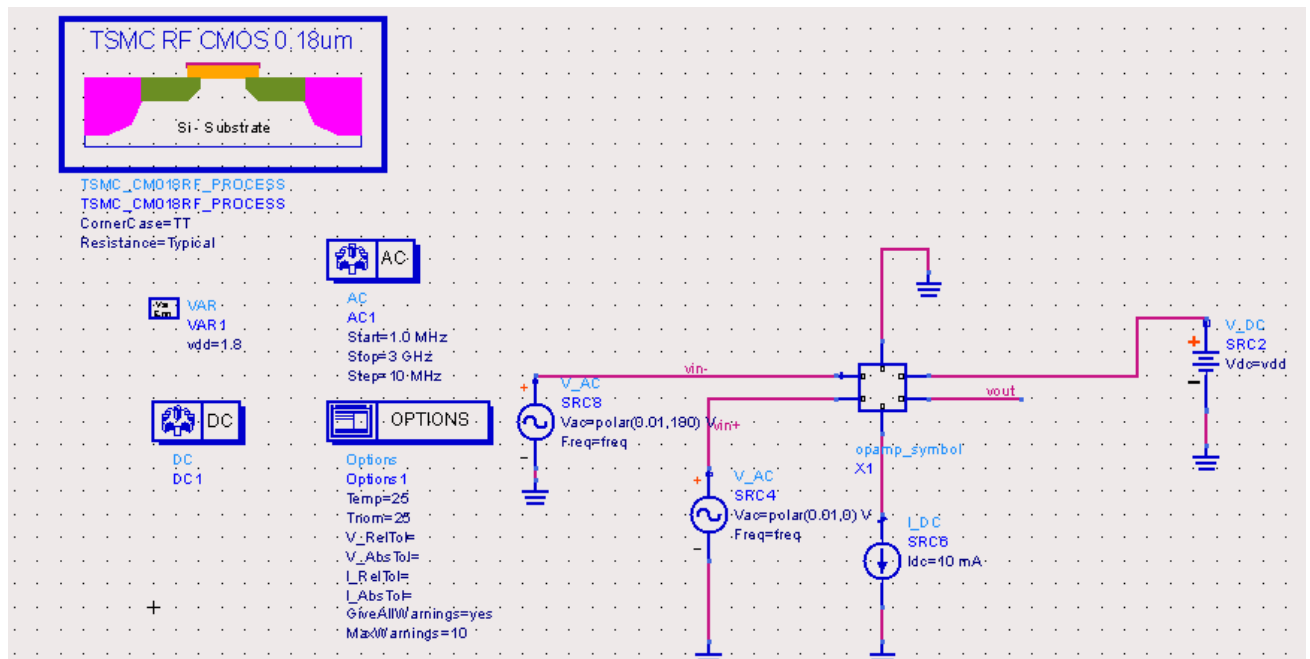
### Αποτελέσματα της προσομοίωσης

Κέρδος (DC) 27.354 dB

Συχνότητα  $f_T \approx 2.4$  GHz

iii) Σχεδιασμός του ίδιου ακριβώς κυκλώματος με αυτό που περιγράφηκε στο ii) αλλά με χρήση Component Library (Σχήμα 2.19). Δηλαδή όλο το κύκλωμα του μη-ιδανικού τελεστικού ενισχυτή που κατασκευάσαμε στο ii) ενσωματώνεται σ' ένα σύμβολο το οποίο δέχεται όπως και ο TE από το ii) ως εισόδους τις δύο AC πηγές τάσης, την DC πηγή ρεύματος, την τάση τροφοδοσίας και την γείωση. Ενώ δίνει ως έξοδο την  $V_{out}$ .

Ακολουθεί το σηματικό του τελεστικού ενισχυτή που περιγράψαμε στο ADS:



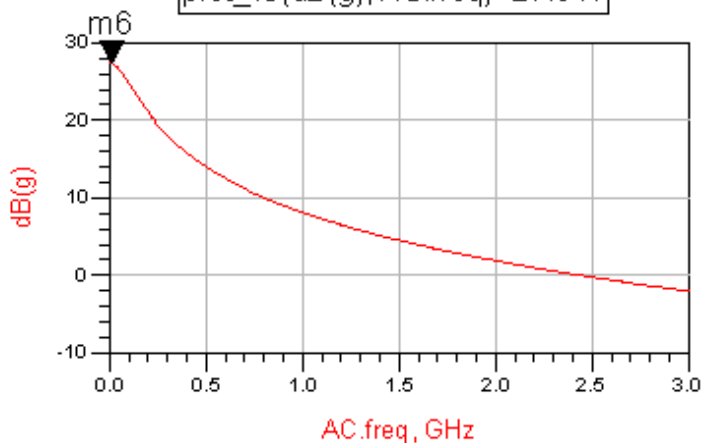
Σχήμα 2.19 Μη-ιδανικός TE με Component Library για συμβατική BGR

### Παρατηρήσεις :

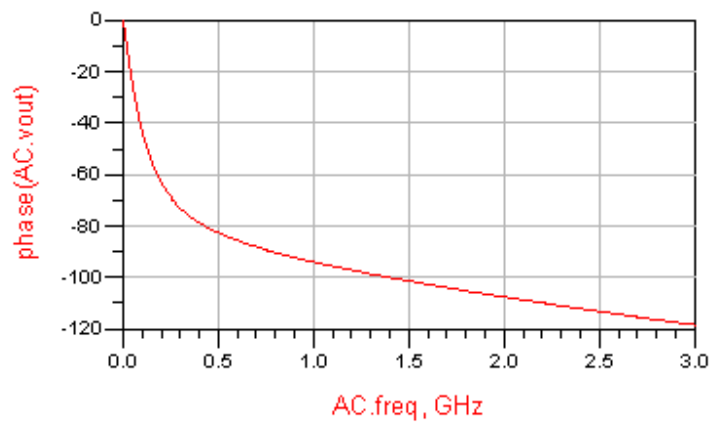
- Χρησιμοποιούμε τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um, δηλαδή «0.18um» μήκος καναλιού .
- Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.8V ,με χρήση DC Voltage Source .
- Όπως και στο προηγούμενο κύκλωμα οι πηγές AC Voltage Source έχουν DC τιμή τάσης 0.4V και διαφορά φάσης 180 μοίρες.
- Πραγματοποιούμε AC και DC προσομοίωση. Η AC προσομοίωση είναι για συχνότητες από 1MHz έως 3GHz με βήμα 10 MHz.
- Ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις του κέρδους(Σχήμα 2.20) , της φάσης της Vout(Σχήμα 2.21) και των (τιμών της Vout και της Vin σε dB (Σχήμα 2.22) ) .

$$\text{Eqn } g = (\text{AC.vout} / \text{var}(\text{"AC.vin+"}))$$

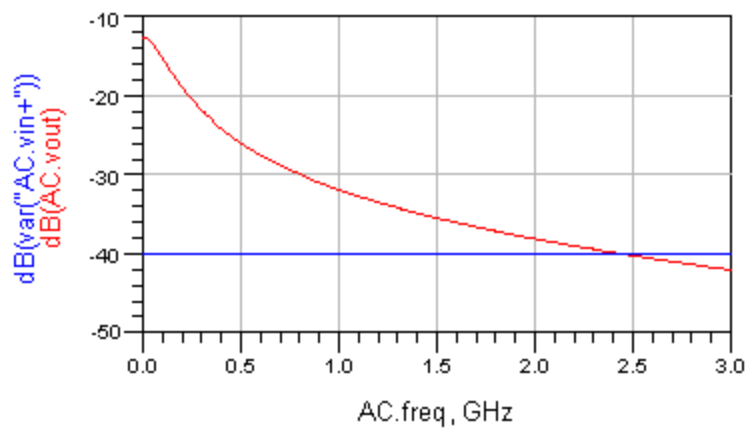
```
m6  
indep(m6)=1.100E7  
plot_vs(dB(g), AC.freq)=27.311
```



Σχήμα 2.20 Διαφορικό κέρδος μη-ιδανικού TE με Component Library



Σχήμα 2.21 Φάση σήματος εξόδου



Σχήμα 2.22 Τιμές Vout και Vin σε dB

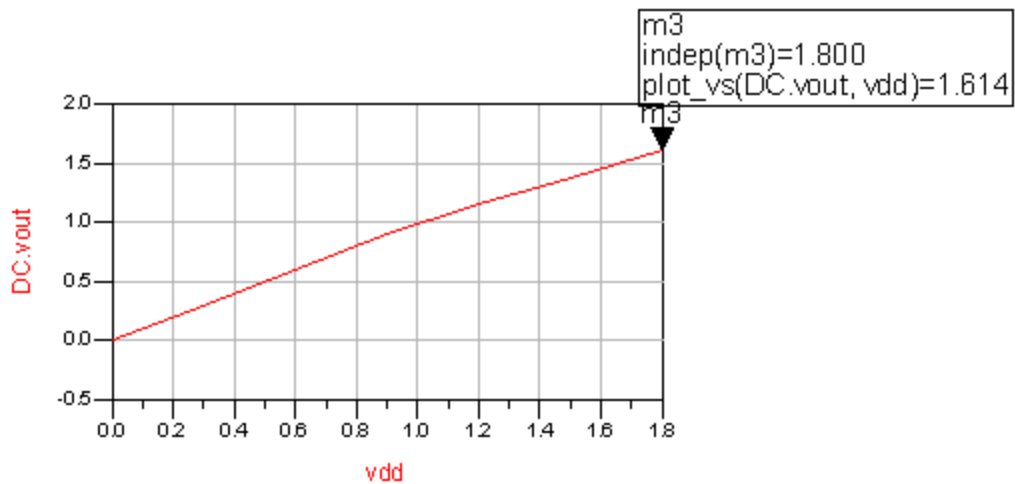
### Αποτελέσματα της προσομοίωσης

Κέρδος (DC)                      27.311 dB

Συχνότητα fT                      ≈ 2.4 GHz

## 2.6 DC Χαρακτηριστικές Μεταφοράς του ΤΕ:

- 1) DC χαρακτηριστική μεταφοράς από προσομοίωση του μη-ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τον τρόπο ii):



Σχήμα 2.23 DC χαρακτηριστική μεταφοράς μη-ιδανικού ΤΕ

- 2) DC χαρακτηριστική μεταφοράς από προσομοίωση του μη-ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τον τρόπο iii):



Σχήμα 2.24 DC χαρακτηριστική μεταφοράς μη-ιδανικού ΤΕ με Component Library

## 2.7 Συμπεράσματα για τον TE που κατασκευάσαμε :

- Το κέρδος ( $\approx 27.5$  dB) του μη-ιδανικού TE που προκύπτει είναι αρκετά ικανοποιητικό.
- Το κέρδος του ιδανικού TE είναι ( $\approx 26$  dB) .  
Συνεπώς παρατηρούμε πως δεν υπάρχει μεγάλη διαφορά των αποτελεσμάτων ανάμεσα στους δύο τελεστικούς ενισχυτές (ιδανικό και μη-ιδανικό), κάτι το οποίο ήταν και σκοπός μας .
- Στους τελεστικούς ενισχυτές ορίζεται η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους  $f_T$  , που είναι η συχνότητα στην οποία το κέρδος τάσης του ενισχυτή είναι ίσο με 1 ή αλλιώς είναι η οριακή συχνότητα μέχρι την οποία ο ενισχυτής ενισχύει το σήμα.  
Στον τελεστικό μας ενισχυτή η  $f_T \approx 2.4$  GHz , η οποία είναι σχετικά χαμηλή τιμή .
- Η κατανάλωση του συγκεκριμένου μη-ιδανικού TE που κατασκευάστηκε είναι αρκετά χαμηλή , άρα ικανοποιητική και περίπου **36.27** mW , για τάση τροφοδοσίας  $V_{dd}=1.8$  V .
- Είναι πολύ σημαντικό να αναφέρω ότι ο μη-ιδανικός τελεστικός ενισχυτής που κατασκευάστηκε λέγεται TE με αντιστάθμιση Miller.

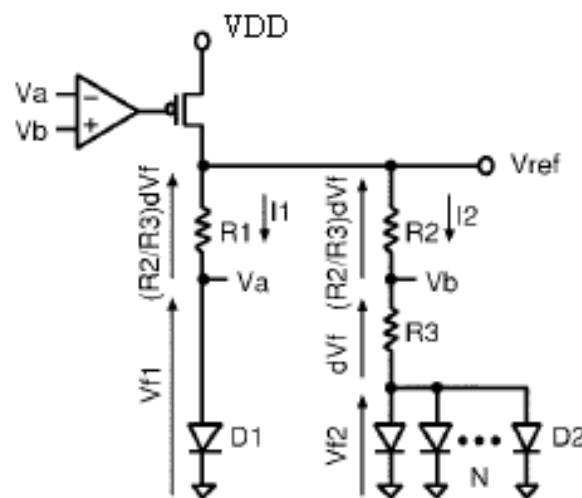
- Ένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά του **Miller Opamp** είναι ότι στο δεύτερο στάδιο (common source στάδιο εξόδου) του Opamp ένας **πυκνωτής και μια αντίσταση (συνδεδεμένα σε σειρά)** προστίθενται μεταξύ της εξόδου του πρώτου σταδίου και της εισόδου του δεύτερου σταδίου. Αυτό παρέχει ανάδραση στην είσοδο του δεύτερου σταδίου οδηγώντας σε μεγαλύτερη σταθερότητα του κυκλώματος και γνωρίζουμε ότι οι διατάξεις κλειστού-βρόγχου ενός ΤΕ (Opamp) απαιτούν σταθερότητα σε όλες τις συχνότητες του εύρους συχνοτήτων του κυκλώματος.  
Η χρήση της ανάδρασης που παρέχει σταθερότητα στο κύκλωμα είναι γνωστή ως τεχνική αντιστάθμισης.
- Στον μη-ιδανικό ΤΕ που κατασκευάστηκε ο **πυκνωτής και η αντίσταση που είναι συνδεδεμένα σε σειρά** όπως ανέφερα και προηγουμένως είναι μη-πραγματικά στοιχεία, αλλά θα μπορούσαν να είναι και πραγματικά.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ο σχεδιασμός και η προσομοίωση του τελικού κυκλώματος που αποτελεί την συμβατική τάση αναφοράς Bandgap.

Όπως αναφέραμε και στο δεύτερο κεφάλαιο η συμβατική τάση αναφοράς έχει την εξής μορφή :

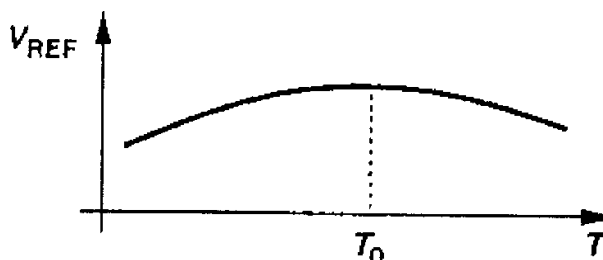


Σχήμα 3.1 Συμβατική τάση αναφοράς Bandgap

Έχει τιμή  $V_{ref} = V_{f1} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N)$  (σχέση 3.1) και η λειτουργία της εξηγήθηκε ήδη στο δεύτερο κεφάλαιο (σελ.23 / ενότητα 2.1). Από τον τύπο της  $V_{ref}$  είναι εμφανές πώς η τάση  $V_{f1}$  είναι CTAT τάση και ο δεύτερος όρος είναι μια PTAT τάση, ακόμη προκύπτει ότι οι κατάλληλες τιμές των  $R_2$ ,  $R_3$  και  $N$  μπορούν να μας δώσουν για μια τιμή θερμοκρασίας μέσα στο εύρος θερμοκρασιών της λειτουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος μηδενικό TC για τη  $V_{ref}$ .

### 3.1 Παρατηρήσεις για την συμβατική τάση αναφοράς Bandgap :

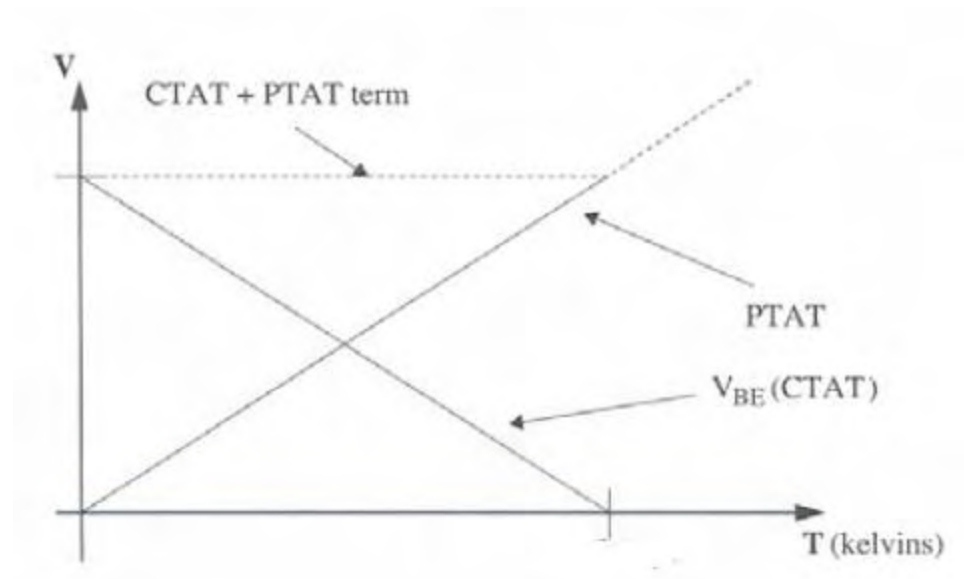
- 1) Είναι πολύ σημαντικό να αναφέρουμε ότι ο θερμοκρασιακός συντελεστής της τάσης αναφοράς είναι μηδενικός σε μια μόνο θερμοκρασία, και θετικός ή αρνητικός στις υπόλοιπες θερμοκρασίες, συνεπώς πρέπει να ορίσουμε αυτό το σημείο όπου ο  $TC=0$ , στην κατάλληλη θερμοκρασία.
- 2) Όπως έχουμε πει η τάση αναφοράς που παίρνουμε είναι σχεδόν ανεξάρτητη της θερμοκρασίας, άρα η γραφική της τάσης ως προς την θερμοκρασία αναμένουμε να έχει περίπου την παρακάτω μορφή :



Σχήμα 3.2 Γενική μορφή καμπύλης  $V_{REF}$  vs  $T$

ως αποτέλεσμα πρόσθεσης μιας CTAT τάσης με μια PTAT τάση, δηλαδή :





Σχήμα 3.3 Απόδειξη τυπικής μορφής καμπύλης τάσης αναφοράς

Όπου στο σχήμα 3.2 στην θερμοκρασία  $T_0$ , ο θερμοκρασιακός συντελεστής της  $V_{ref}$  είναι μηδενικός όταν ισχύει:

$(R_2/R_3) \cdot T_C P_{TAT} = T_C C_{TAT}$  λόγω μηδενισμού του  $T_C$  της  $V_{ref}$  από την σχέση (3.1)

3) Η ελάχιστη τροφοδοσία που χρειάζεται το κύκλωμα είναι:

$$V_{DD \min} = V_{ref} + V_{DSsat (PMOS)}$$

με  $V_{DSsat (PMOS)} \approx 100 \text{ mV}$ .

### 3.2 Παράδειγμα τάσης αναφοράς για απόδειξη τιμών θεωρητικά :

Θεωρούμε τα ρεύματα των δύο κλάδων του σχήματος 3.1 :

$$I_1 = I_2 = 12 \mu\text{A}.$$

Για το ρεύμα κόρου ισχύει :  $I_{S1} = 12 \mu\text{A}$  και  $I_{S2} = 1.2 \mu\text{A}$  (επειδή  $N=10$ ).

Για  $I_1 = 12 \mu\text{A}$  προκύπτει  $V_{f1} = 659 \text{ mV}$  και  $\text{TC}_{\text{CΤΑΤ}} \approx -1.84 \text{ mV/C}$

στους 50 C. Ενώ για  $I_2 = 12 \mu\text{A}$  είναι  $V_{f2} = 595 \text{ mV}$  και

$\text{TC}_{\text{ΡΤΑΤ}} \approx 191.5 \mu\text{V/C}$  στους 50 C.

$$\text{Άρα } dV_f = V_{f1} - V_{f2} = 64 \text{ mV} \text{ και } R_3 = \frac{\partial V_f}{I_1} = 5.3 \text{ k}\Omega$$

Όμως για να έχει η τάση αναφοράς μηδενικό TC σε μια θερμοκρασία, πρέπει σε αυτό το σημείο να ισχύει  $(R_2/R_3) * \text{TC}_{\text{ΡΤΑΤ}} = \text{TC}_{\text{CΤΑΤ}}$ .

Οπότε βρίσκουμε την τιμή της αντίστασης

$$R_2 = (R_3) * |\text{TC}_{\text{CΤΑΤ}} / \text{TC}_{\text{ΡΤΑΤ}}| = 50.92 \text{ k}\Omega \approx 51 \text{ k}\Omega, \text{ επειδή } R_2 = R_1, \\ R_1 \approx 51 \text{ k}\Omega.$$

Όμως  $V_{\text{ref}} = V_{f1} + I_2 * R_2$  αν αντικαταστήσουμε το  $I_3 = I_2$  όπου

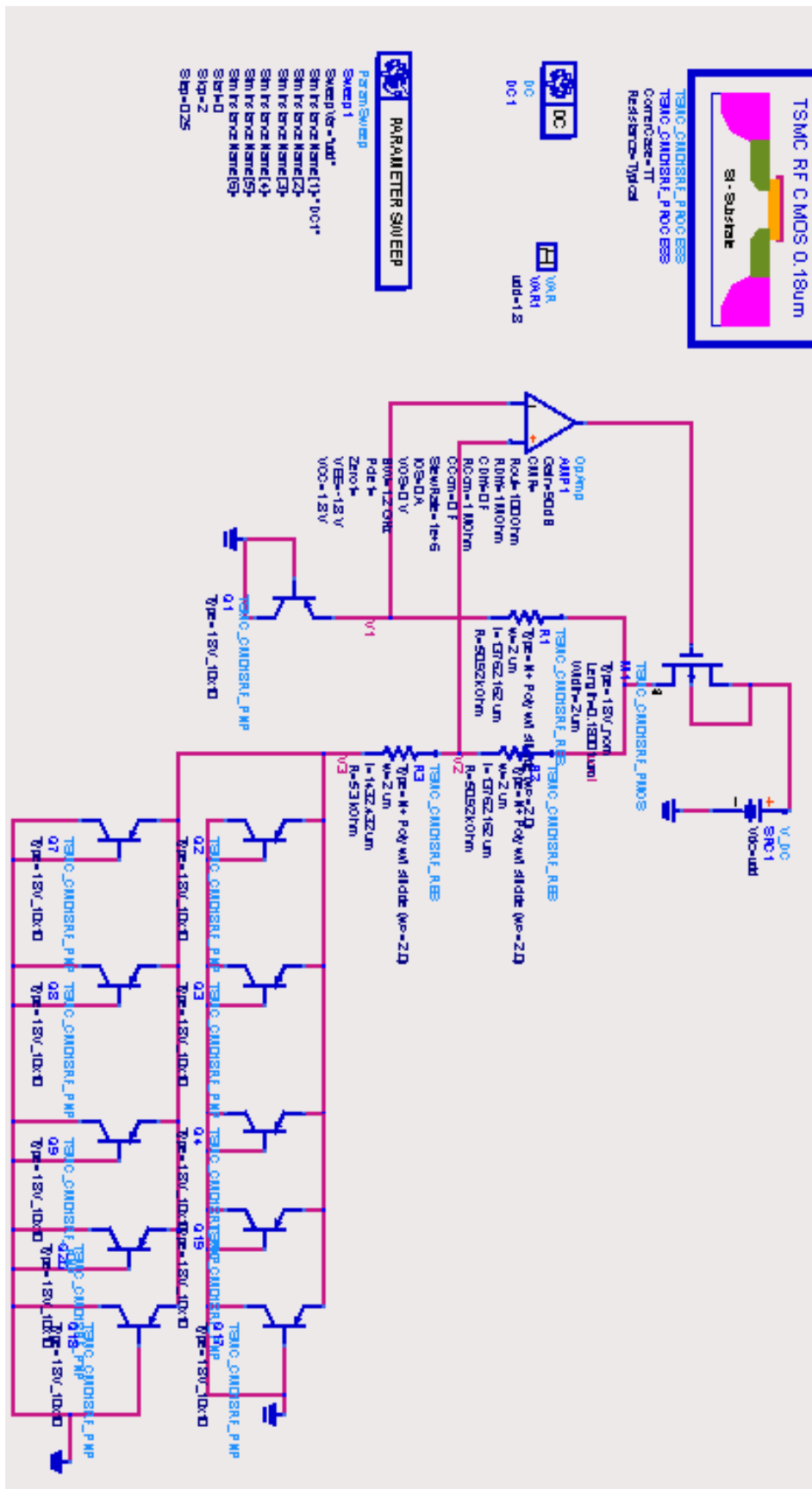
$$I_3 = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln(N) \text{ στην σχέση (3.1) προκύπτει η τιμή της}$$

$$V_{\text{ref}} = 1271 \text{ mV}.$$

### 3.3 Σχεδιασμός και προσομοίωση συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap (BGR) στο ADS:

Προσομοίωση συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap με βάσει τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή.

Σχεδιασμός της τάσης αναφοράς Bandgap χρησιμοποιώντας ως τελεστικό ενισχυτή το έτοιμο component (Operational Amplifier) από την βιβλιοθήκη System-Amps & Mixers του ADS (Σχήμα 3.4) :

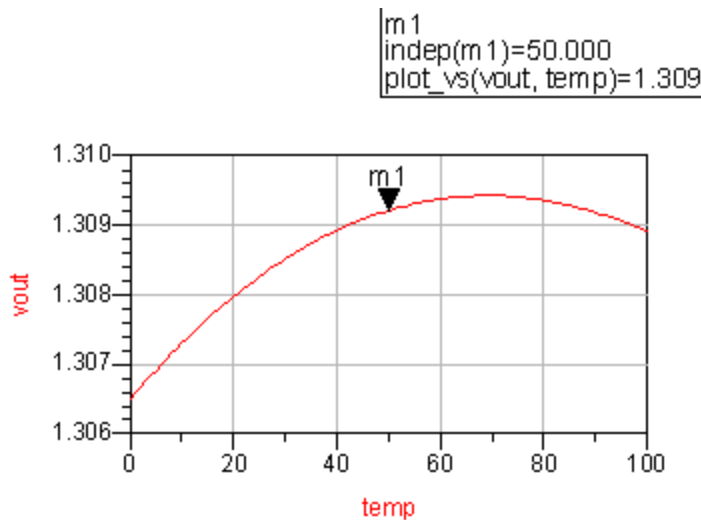


Σχήμα 3.4 Υλοποίηση συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap

### Παρατηρήσεις :

- Χρησιμοποιούμε τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um, δηλαδή «0.18um» μήκος καναλιού .
  - Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.8V , με χρήση DC Voltage Source .
  - Στο έτοιμο component (Operational Amplifier) ορίσαμε κάποια βασικά χαρακτηριστικά όπως :  $VCC = 1.8V$  ,  
 $VEE = -1.8V$  ,  
 $BW = 1.2 \text{ GHz}$ : Gain bandwidth product .
  - Υλοποίηση με παρασιτικά pnp BJT της τεχνολογίας [TSMC RF CMOS 0.18um](#) (TSMC\_CM018RF\_PNP), όπου βάση και συλλέκτης είναι συνδεδεμένα στην γείωση.
  - Στον αριστερό κλάδο σχηματίζεται μια CTAT τάση και το ρεύμα που τον διαρρέει είναι  $I_1 \approx 12 \mu A$  .
  - Ο αριστερός με τον δεξί κλάδο μαζί σχηματίζουν μια PTAT τάση όπου  $I_2 \approx 12 \mu A$  και  $N=10$  (αριθμός διοδικά συνδεδεμένων BJT τρανζίστορ στον δεξί κλάδο).
- Οι αντιστάσεις έχουν τιμές  $R_1=R_2 = 50.92 \text{ K}\Omega$  και  $R_3 = 5.3 \text{ K}\Omega$  ,  
δηλαδή τις θεωρητικές τιμές του παραδείγματος.  
Στη συνέχεια αλλάζουμε ελαφρώς την τιμή της  $R_3$  προκειμένου να πετύχουμε μηδενικό TC στη θερμοκρασία  $T = 50$  βαθμοί C .
- **Οι αντιστάσεις** που χρησιμοποιούμε είναι μη-πραγματικά στοιχεία της τεχνολογίας [TSMC RF CMOS 0.18um](#) , αλλά θα μπορούσαν να είναι και πραγματικά .
  - Η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή συνδέεται στο Gate του PMOS τρανζίστορ .

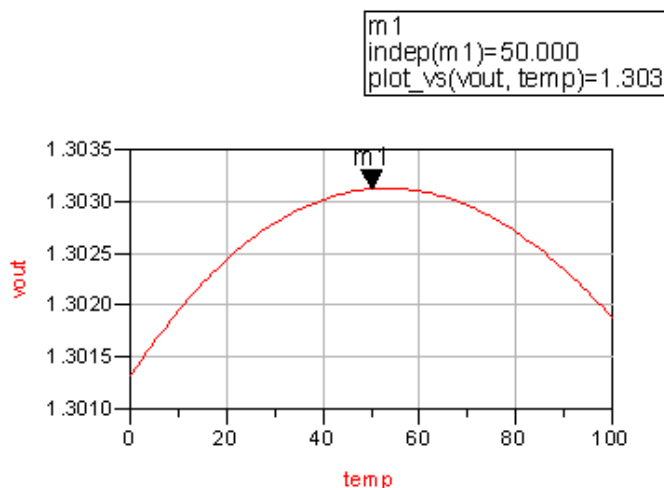
- Εφαρμόζουμε DC προσομοίωση με παράμετρο την θερμοκρασία (temp) για τις θερμοκρασίες 0-100 °C.
- Ακολουθεί η γραφική παράσταση της vout ως προς temp για R3=5.3kΩ (σχήμα 3.5) :



Σχήμα 3.5 vout vs T

Προκειμένου όμως να πετύχουμε μηδενικό TC στη θερμοκρασία  $T=50$  βαθμοίC θέτουμε την αντίσταση  $R3=5.35\text{ k}\Omega$ .

Ακολουθεί η γραφική παράσταση της vout ως προς temp για R3=5.35kΩ (σχήμα 3.6) :

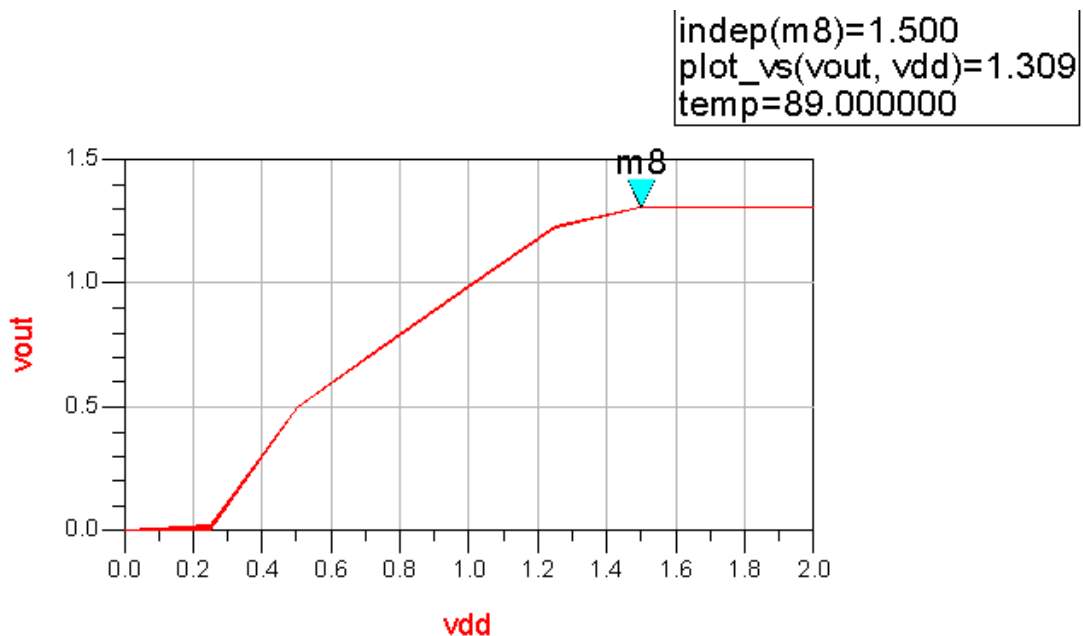


Σχήμα 3.6 vout vs T μετά την νέα τιμή της R3

Όπως είναι φανερό και από την γραφική (Σχήμα 3.6) η τάση αναφοράς παρουσιάζει μέγιστο στην θερμοκρασία των 50 βαθμών C  $V_{ref} = 1.303V$ .

Προσομοιώνοντας τώρα το κύκλωμα έτσι ώστε η τροφοδοσία (vdd) του κυκλώματος να είναι μεταβλητή από 0 έως 2 V με βήμα 0.25 V προκύπτει :

Η γραφική της vout vs vdd (σχήμα 3.7) :



Σχήμα 3.7 vout vs VDD

Από την γραφική προκύπτει ότι  $V_{DD\ min} \approx 1.5V$

### 3.4 Συμπεράσματα για την συμβατική τάση αναφοράς Bandgap :

- 1) Η τιμή της τάσης αναφοράς Bandgap που κατασκευάστηκε είναι σχεδόν 1.3 V (αναμενόμενη τιμή και από το θεωρητικό παράδειγμα). Αυτό όμως οδηγεί σε ελάχιστη προαπαιτούμενη τροφοδοσία  $V_{DDmin} \geq 1.5 V$ , τιμή η οποία είναι σχεδόν απαγορευτική σε σύγχρονες τεχνολογίες όπου η τάση τροφοδοσίας είναι κοντά στο 1 V. Συνεπώς η συμβατική τοπολογία της Bandgap δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε νέου τύπου τεχνολογίες.
- 2) Σύγχρονες τοπολογίες τάσης αναφοράς Bandgap που χρησιμοποιούν τάση τροφοδοσίας κοντά στο 1 V έχουν αποδεδειγμένα μεγαλύτερη σταθερότητα ως προς τη θερμοκρασία (ή αλλιώς μικρότερη επίδραση ως προς τις μεταβολές της θερμοκρασίας) σε σχέση με την συμβατική τάση αναφοράς Bandgap.
- 3) Όμως η συμβατική τάση αναφοράς Bandgap συνεχίζει να παραμένει χρήσιμη & σημαντική διότι στην ιδέα αυτή της υλοποίησης βασίζονται νέες τοπολογίες τάσης αναφοράς Bandgap και διότι η συμβατική αυτή τοπολογία επιτυγχάνει αντιστάθμιση της θερμοκρασίας λόγω του φαινομένου «avalanche breakdown» μιας διόδου, κάτι το οποίο χρησιμοποιείται σε όλες τις νέες τοπολογίες.

## ΑΝΑΦΟΡΕΣ- ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Shopan din Ahmad Hafiz, Md. Shafiullah and Shamsul Azam Chowdhury, “**Design of a Simple CMOS Bandgap Reference**”, J.Electrical & Computer Sciences IJECS-IJENS , vol.10 ,no.5,pp.6-9
- [2] R.Pandey , N.Pandey and R.Anurag , “ **Voltage Reference Circuits: A Classification** ”,J.Engineering Science and Technology ,vol. 2,no.9, pp.4929-4935,2010
- [3] H. Banba, H. Singa, A. Umezawa, T. Miyaba, T. Tanzawa, S.Atsumi , and K. Sakui, “**A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1-V Operation**”, IEEE J. Solid-state Circuits, vol.34, no. 5, pp.670-674,May 1999
- [4] P.Malcovati , F.Maloberti , C.Fiocchi and M.Pruzzi, "**Curvature - Compensated BiCMOS Bandgap with 1-V Supply Voltage**", IEEE J. Solid-state Circuits , vol.36, no.7,pp.1076-1081, July 2001
- [5] A. Sedra and K.Smith, “**Microelectronic Circuits**”, Third Edition
- [6] Paul R.Gray ,Paul J.Hurst ,Stephen H.Lewis and Robert G.Meyer ,”**Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**”,Forth Edition
- [7] “Advanced Design System Quick Start “