



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ &
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση τάσης αναφοράς Bandgap
σε τεχνολογία IBM 90 nm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσιος Ε. Παναγής

Επιβλέπων : Παπανάνος Ιωάννης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Νοεμβρίου 2010

Ι. Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ε. Καγιάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Γ. Καμπουράκης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2010

.....

Αναστάσιος Ε. Παναγής

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Η/Υ Ε.Μ.Π.

Copyright © Αναστάσιος Παναγής, 2010

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 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 Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Βασικός σκοπός αυτής της εργασίας είναι η μελέτη και η σχεδίαση ενός μικροηλεκτρονικού κυκλώματος τάσης αναφοράς Bandgap (Bandgap Voltage Reference – BVR), το οποίο μπορεί να λειτουργήσει με τάση τροφοδοσίας υπό του 1V. Το κύκλωμα αυτό αποτελεί κομμάτι σχεδόν κάθε σύγχρονου ολοκληρωμένου κυκλώματος, καθώς παρέχει μία τάση πολύ σταθερή ως προς τη θερμοκρασία, την τάση τροφοδοσίας και τις μεταβολές στις παραμέτρους κατασκευής των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Γι' αυτό το λόγο η χρήση του είναι ευρέως διαδεδομένη.

Το 1^ο κεφάλαιο ασχολείται με το θεωρητικό υπόβαθρο της εργασίας, τη δημιουργία PTAT και CTAT ρευμάτων και τάσεων, καθώς και με το πώς αυτά μπορούν να συνδυαστούν.

Στο 2^ο κεφάλαιο της εργασίας παρουσιάζεται η λειτουργία του πρώτου υλοποιημένου κυκλώματος τέτοιου τύπου, της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap (BVR conventional), όπως επίσης και οι χαρακτηριστικές του, τα πλεονεκτήματα και οι περιορισμοί που υπεισέρχονται στην υλοποίηση αυτή.

Στο 3^ο κεφάλαιο παρουσιάζεται η υλοποίηση του προτεινόμενου κυκλώματος τάσης αναφοράς Bandgap (BVR proposed) και οι χαρακτηριστικές λειτουργίας του.

Στο 4^ο κεφάλαιο, γίνεται η σχεδίαση layout του κυκλώματος και παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές της post-layout προσομοίωσης.

Τέλος, στον επίλογο, παρουσιάζονται τα συμπεράσματα και προτάσεις για περαιτέρω βελτίωση της προτεινόμενης υλοποίησης στο μέλλον.

Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε είναι η IBM CMOS 90nm low power (csm9flp). Η τροφοδοσία είναι στα 1.2V. Η σχεδίαση γίνεται στο CADENCE. Οι προσομοιώσεις γίνονται με τα ADE L και XL και ο προσομοιωτής που χρησιμοποιείται είναι ο SPECTRE. Για το layout χρησιμοποιείται το περιβάλλον Layout XL. Τέλος, ο έλεγχος του layout γίνεται με το ASSURA.

Ευχαριστίες

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους αυτούς που με βοήθησαν στην ολοκλήρωση αυτής της εργασίας, αλλά και κατά τη διάρκεια της φοίτησης μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π.

Καταρχάς τους γονείς μου, οι οποίοι με τη συμπαράσταση τους, ηθική, ψυχολογική και υλική, μου έδωσαν τις σωστές βάσεις και στάθηκαν δίπλα μου καθ' όλη τη διάρκεια της ζωής μου. Επιπλέον, τους φίλους μου, που ήταν πάντα αρωγοί των προσπαθειών μου.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στον καθηγητή μου, κύριο Ιωάννη Παπανάνο, που μου προσέφερε τη βοήθεια του και την καθοδήγηση του, ώστε να ξεπεραστούν οι όποιες δυσκολίες εμφανίστηκαν.

Τέλος, ένα θερμό ευχαριστώ στους υποψήφιους διδάκτορες της ομάδας σχεδίασης μικροηλεκτρονικών κυκλωμάτων της σχολής, κυρίου Ψύλλο Δημήτριο και Τσιμπινό Ευάγγελο, διότι η ολοκλήρωση αυτής της διπλωματικής εργασίας θα ήταν αδύνατη χωρίς την πολύτιμη βοήθεια που μου προσέφεραν. Η συνεργασία και η προθυμία τους ήταν ανεκτίμητης αξίας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	6
1 ^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ	9
Εισαγωγή	9
1.1 ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ	10
1.2 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ	12
1.2.1 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΡΤΑΤ	12
1.2.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΣΤΑΤ	16
1.2.3 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΤΗΣ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΣ	22
1.3 Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP	24
2 ^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ	28
Εισαγωγή	28
2.1 Ανάλυση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap	29
2.2 Παρατηρήσεις πάνω στη συμβατική τάση αναφοράς Bandgap	31
2.3 Προσομοίωση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap στο CADENCE	34
2.4 Συμπεράσματα από την προσομοίωση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap	41
3 ^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ	44
Εισαγωγή	44
3.1 Ανάλυση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap	45
3.2 Προσομοίωση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap στο CADENCE	47

3.3	Monte Carlo ανάλυση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap	57
3.4	Σύνοψη των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap και συμπεράσματα	59
4 ^ο	ΚΕΦΑΛΑΙΟ	65
	Εισαγωγή	65
4.1	Προετοιμασία για τη σχεδίαση του layout	66
4.2	Σχεδίαση του layout της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap	68
4.3	Post-layout προσομοίωση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap	74
4.4	Τελικά συμπεράσματα για την προτεινόμενη τάση αναφοράς Bandgap	77
	ΕΠΙΛΟΓΟΣ	81
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	84
	Ανάλυση ανάδρασης της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap	84

1^ο Κεφάλαιο

Γενικοί Ορισμοί

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

Εισαγωγή

Τα περισσότερα ολοκληρωμένα κυκλώματα χρησιμοποιούν τάσεις αναφοράς (reference voltages). Οι τάσεις αυτές εφαρμόζονται για διάφορους λόγους, όπως είναι η πόλωση των ενεργών τους στοιχείων. Αυτό δημιουργεί την επιτακτική ανάγκη για τάσεις αναφοράς οι οποίες είναι ανεξάρτητες από τις μεταβολές της θερμοκρασίας (temperature variation), της τάσης τροφοδοσίας (power supply variation), καθώς επίσης και των παραμέτρων των διαφόρων στοιχείων του κυκλώματος από chip σε chip, που προκύπτουν κατά την κατασκευή του κυκλώματος (process and mismatch variation).

Ως τάση αναφοράς μπορεί να χρησιμοποιηθεί εξωτερική τροφοδοσία. Η τιμή της ωστόσο μπορεί να μην είναι σταθερή και το κόστος είναι μεγάλο, αν χρειαζόμαστε σε πολλά σημεία διάφορες τιμές τάσεων αναφοράς. Γι' αυτό προτιμάται η κατασκευή ενός υποκυκλώματος, μέσα στο κυρίως κύκλωμα, για το σκοπό αυτό. Το κύκλωμα αυτό χρησιμοποιεί την υπάρχουσα τροφοδοσία για να παράγει την επιθυμητή τιμή τάσης. Το πλεονέκτημα είναι ότι το υποκύκλωμα αυτό λειτουργεί κάτω από ακριβώς ίδιες συνθήκες τροφοδοσίας και θερμοκρασίας με το κυρίως κύκλωμα και οι παράμετροι του κατά την κατασκευή επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο.

Το πιο διαδεδομένο υποκύκλωμα τέτοιου τύπου είναι η τάση αναφοράς Bandgap. Παρέχει πολύ σταθερή τάση αναφοράς και είναι συμβατή σχεδόν με όλες τις σύγχρονες τεχνολογίες κατασκευής (CMOS, BiCMOS, κτλ.). Τα τελευταία χρόνια η ραγδαία εξέλιξη των τεχνολογιών κατασκευής έχει οδηγήσει σε μείωση της τάσης τροφοδοσίας, ακόμα και κάτω από το 1V. Αυτό δημιουργεί πρόβλημα στην υλοποίηση του πρωτότυπου κυκλώματος που κατασκευάστηκε, όπως θα εξηγηθεί στο κεφάλαιο 2, και ήταν αναγκαία η σχεδίαση και οι υλοποίηση νέων τοπολογιών, όπως η προτεινόμενη στην παρούσα εργασία.

1.1 **ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ**

Βάσει της εξάρτησης τους από την απόλυτη θερμοκρασία T , μπορούμε να διακρίνουμε τις τάσεις αναφοράς σε 3 κατηγορίες:

- Τάση αναφοράς ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας (PTAT – Proportional To Absolute Temperature). Μια τέτοια τάση αυξάνει γραμμικά (ή σχεδόν γραμμικά) με την αύξηση της θερμοκρασίας.
- Τάση αναφοράς συμπληρωματική της απόλυτης θερμοκρασίας (CTAT – Complementary To Absolute Temperature). Η τάση αυτή μειώνεται (όχι κατ' ανάγκη γραμμικά) με την αύξηση της θερμοκρασίας.
- Τάση αναφοράς ανεξάρτητη της θερμοκρασίας (Temperature Independent)

Υπάρχει επίσης μια κατηγορία κυκλωμάτων, τα οποία ονομάζονται σταθερής διαγωγιμότητας (Constant Gm). Ένα τέτοιο κύκλωμα δημιουργεί ένα ρεύμα αναφοράς τέτοιο ώστε τα τρανζίστορ που πολώνονται από αυτό να παρουσιάζουν σταθερή διαγωγιμότητα. Τα κυκλώματα αυτά ξεφεύγουν από το αντικείμενο της εργασίας και δε θα αναφερθούν περαιτέρω.

Όσον αφορά στην εξάρτηση από τις παραμέτρους κατασκευής (process dependence), ισχύει ότι από chip σε chip υπάρχουν πάντα διαφορές στη λειτουργία (μικρές ή μεγάλες), εξαιτίας της διαφοροποίησης των τιμών των παραμέτρων των στοιχείων που τα απαρτίζουν, η οποία προκύπτει κατά τη διαδικασία κατασκευής του ολοκληρωμένου. Για τη συγκεκριμένη εργασία, τα στοιχεία τα οποία μας ενδιαφέρουν είναι τα παρακάτω:

- MOSFET τρανζίστορς: Διαφοροποιούνται το μήκος και το πλάτος του καναλιού τους, καθώς επίσης και το πάχος του οξειδίου της πύλης τους. Κατ' επέκταση, επηρεάζονται η διαγωγιμότητά τους και η τάση κατωφλίου τους V_t .
- Αντιστάσεις: Διαφοροποιούνται το μήκος και το πλάτος τους. Από αυτά εξαρτάται η τιμή τους.

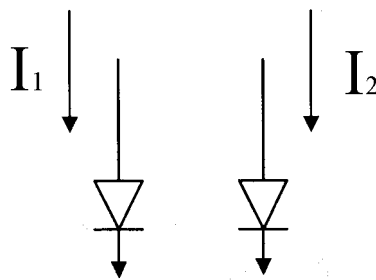
- BJT τρανζίστορς: Διαφοροποιείται το πάχος βάσης και εκπομπού, καθώς και η νόθευσή τους. Επηρεάζεται η διαγωγιμότητά τους.
- Πυκνωτές: Διαφοροποιείται το μήκος και το πλάτος τους, από τα οποία εξαρτάται άμεσα η χωρητικότητά τους.

Οι διαφοροποιήσεις στις παραπάνω παραμέτρους των στοιχείων επηρεάζουν με διάφορους τρόπους το συνολικό κύκλωμα, καθώς δημιουργούν απόκλιση από το κανονικό σημείο λειτουργίας, μείωση του κέρδους του τελεστικού που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα, απόκλιση τάσης στην είσοδο του τελεστικού, απόκλιση από την κανονική αντίσταση εξόδου κ.α.. Συνεπώς, είναι επιτακτική ανάγκη η προσεχτική σχεδίαση του κυκλώματος, έτσι ώστε η επιρροή των διαφοροποιήσεων να απαλείφεται όσο το δυνατόν περισσότερο.

1.2 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

1.2.1 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΡΤΑΤ

Είναι γνωστό, ότι αν δύο όμοιες διόδους (ή δύο όμοια BJT σε συνδεσμολογία διόδου) διαρρέονται από διαφορετικά ρεύματα, τότε η διαφορά των τάσεων στα άκρα τους αυξάνεται ανάλογα ως προς τη θερμοκρασία, δηλαδή ο συντελεστής θερμοκρασίας (TC – Temperature Coefficient) της διαφοράς τάσεων είναι σταθερός και θετικός [1]. Η περίπτωση αυτή παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 1.1

Δημιουργία ΡΤΑΤ τάσης ($I_2 = NI_1, I_{S1} = I_{S2}$)

Οι εξισώσεις που ισχύουν είναι οι ακόλουθες [2]:

$$I_1 = I_S e^{\frac{V_1}{V_T}} \Rightarrow V_1 = V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_S} \right)$$

$$I_2 = I_S e^{\frac{V_2}{V_T}} \Rightarrow V_2 = V_T \ln \left(\frac{I_2}{I_S} \right)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις είναι:

- I , το ρεύμα που διαρρέει τις διόδους (ή το ρεύμα εκπομπού των διοδικά συνδεδεμένων BJT).
- I_S , το ανάστροφο ρεύμα κόρου μιας διόδου (εξαρτάται από τις διαστάσεις της διόδου και τις τεχνολογικές παραμέτρους και η εξίσωση του δίνεται παρακάτω).

- V , η τάση στα άκρα της διόδου (ή η τάση βάσης εκπομπού του διοδικά συνδεδεμένου BJT).
- $V_T = \frac{kT}{q}$, η θερμική τάση, όπου k η σταθερά του Boltzmann και q το φορτίο του ηλεκτρονίου.

Οι δύο διόδοι είναι όμοιες, άρα έχουν ίδιο I_S . Από τις παραπάνω δύο εξισώσεις προκύπτει:

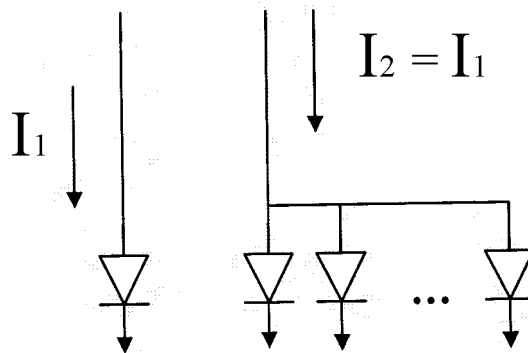
$$V_1 - V_2 = V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \right) = V_T \ln N$$

όπου N ο λόγος ρευμάτων I_{C1}/I_{C2} . Συνεπώς:

$$TC_{PTAT} = \frac{\partial}{\partial T} (V_1 - V_2) = \frac{k}{q} \ln N$$

Ο TC, λοιπόν, είναι όντως θετικός και σταθερός.

Παρόμοια είναι και η περίπτωση όπου δύο ανόμοιες διόδοι διαρρέονται από ίσα ρεύματα. Η περίπτωση αυτή παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 1.2

Δημιουργία PTAT τάσης ($I_2=I_1$, $I_{S2}=MI_{S1}$)

Ισχύει ότι M διόδοι συνδεδεμένες παράλληλα ισοδυναμούν με μια δίοδο με M -πλάσιο I_S .

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΓΕΝΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ

Οι εξισώσεις που ισχύουν στην περίπτωση αυτή είναι οι εξής:

$$I = I_{S1} e^{\frac{V_1}{V_T}} \Rightarrow V_1 = V_T \ln \left(\frac{I}{I_{S1}} \right)$$

$$I = I_{S2} e^{\frac{V_2}{V_T}} \Rightarrow V_2 = V_T \ln \left(\frac{I}{I_{S2}} \right)$$

Αφού $I_{S2} = M I_{S1}$, προκύπτει:

$$V_1 - V_2 = V_T \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right) = V_T \ln M$$

Άρα:

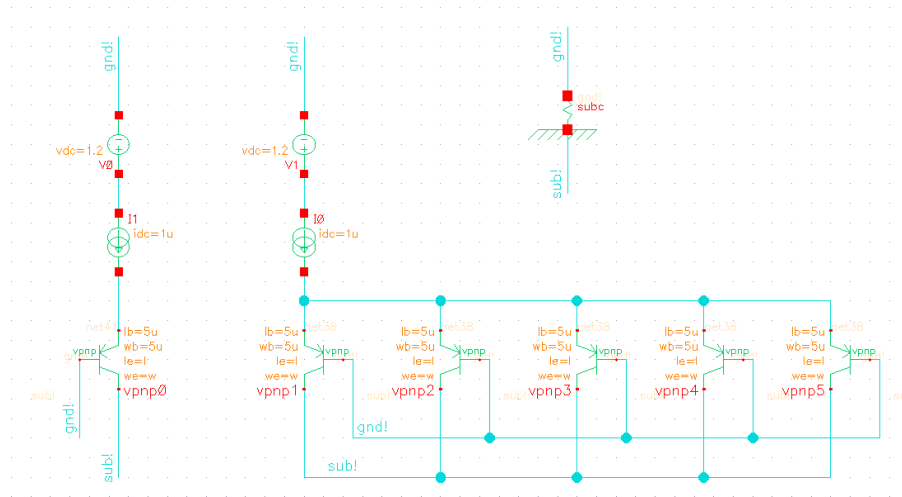
$$TC_{PTAT} = \frac{\partial}{\partial T} (V_1 - V_2) = \frac{k}{q} \ln M$$

Και σε αυτήν την περίπτωση, λοιπόν, ο TC είναι σταθερός και θετικός.

Στις δύο παραπάνω περιπτώσεις, συνεπώς, η διαφορά τάσης στα άκρα των δύο διόδων προκύπτει γραμμικά ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας.

Προσομοίωση στο CADENCE

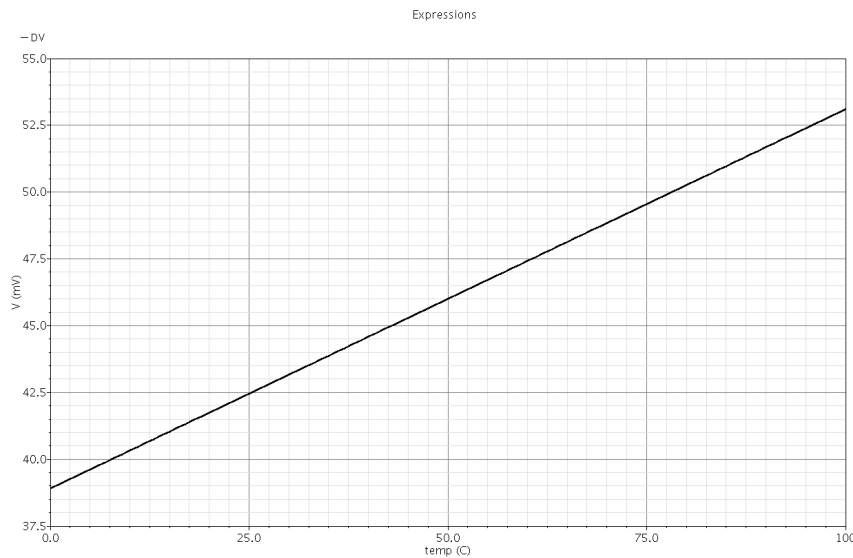
Προσομοιώνουμε το κύκλωμα της δεύτερης εκ των δύο παραπάνω περιπτώσεων, διότι αυτή θα μας χρειαστεί στην υλοποίηση του κυκλώματος τάσης αναφοράς, όπως θα φανεί στα επόμενα κεφάλαια. Υλοποιούμε το κύκλωμα του σχήματος 1.2, με $M=5$ pnp BJTs παράλληλα και διοδικά συνδεδεμένα, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 1.3

Σχηματικό (schematic) για προσομοίωση PTAT τάσης

Η τροφοδοσία του κυκλώματος είναι στα 1.2V, η βάση των BJT είναι γειωμένη και ο συλλέκτης συνδεδεμένος στο υπόστρωμα, το οποίο είναι γειωμένο επίσης (τα npn BJTs είναι κάθετα, όπως θα εξηγηθεί παρακάτω, στο σχήμα 1.10). Από τους δύο κλάδους περνάει ίδιο ρεύμα $I=1 \mu\text{A}$. Το εύρος θερμοκρασιών της προσομοίωσης είναι 0-100 °C. Προσομοιώνουμε τη διαφορά των τάσεων των εκπομπών ως προς τη θερμοκρασία και προκύπτει το ακόλουθο διάγραμμα:

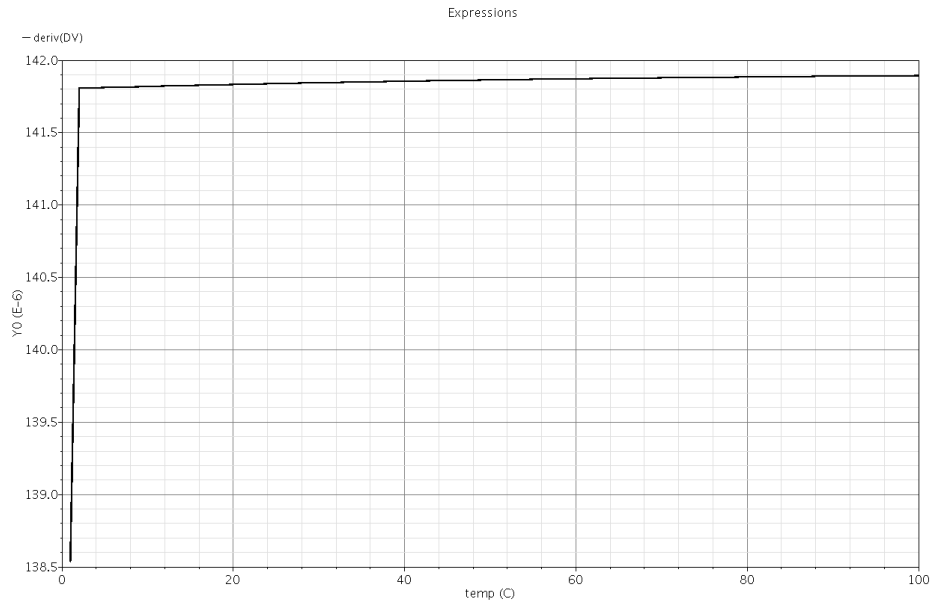


Σχήμα 1.4

Τάση PTAT vs T, για $I=1 \mu\text{A}$ και $M=5$

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΓΕΝΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ

Η παράγωγος της παραπάνω καμπύλης, αποτελεί τον TC_{PTAT} και είναι η εξής:



Σχήμα 1.5

TC_{PTAT} vs T , για $I=1 \mu A$ και $M=5$

Παρατηρείται ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συμπίπτουν απόλυτα με τα θεωρητικά αναμενόμενα, δηλαδή η διαφορά των τάσεων είναι ανάλογη της θερμοκρασίας. Η τιμή του TC_{PTAT} προφανώς εξαρτάται από τον αριθμό M των τρανζίστορ (για $M=5$ προκύπτει $TC_{PTAT}=141.7 \mu V/^{\circ}C$).

Προσομοιώνοντας για $I=10 \mu A$ προκύπτει ότι τα διαγράμματα είναι σχεδόν τα ίδια, κάτι το οποίο είναι λογικό, καθώς θεωρητικά δεν υπάρχει εξάρτηση του TC_{PTAT} από το ρεύμα που διαρρέει τους δύο κλάδους.

1.2.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΣΤΑΤ

Η τάση στα άκρα μιας διόδου (ή ενός BJT σε συνδεσμολογία διόδου) παρουσιάζει αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή TC. Αυτό φαίνεται από τις εξισώσεις που χαρακτηρίζουν τη λειτουργία της διόδου. Συγκεκριμένα, για το ρεύμα που ρέει στη δίοδο ισχύει:

$$I_C = I_S e^{\frac{V}{V_T}}$$

από όπου προκύπτει:

$$V = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις είναι $I_S = bT^{4+m} e^{\frac{E_g}{kT}}$, όπου:

- m , η παράμετρος θερμοκρασιακής εξάρτησης του I_S $\left(m \approx -\frac{3}{2} \right)$
- E_g , η ενέργεια του πυριτίου $(E_g \approx 1.12eV)$
- b , παράμετρος του ρεύματος που διαρρέει τη δίοδο, η οποία εξαρτάται από τις διαστάσεις της και από τεχνολογικές παραμέτρους.

Από τα παραπάνω προκύπτει, θεωρώντας αρχικά ότι $\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0$:

$$TC_{CTAT} = \frac{\partial V}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) - \frac{kT}{qI_S} \frac{\partial I_S}{\partial T}$$

$$\text{Όμως: } \frac{\partial I_S}{\partial T} = (4+m) \frac{I_S}{T} + bT^{4+m} e^{-\frac{E_g}{kT}} \left(\frac{E_g}{kT^2} \right)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις, προκύπτει:

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

$$TC_{CTAT} = \frac{V - (4+m)V_T - E_g/q}{T}$$

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΓΕΝΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ

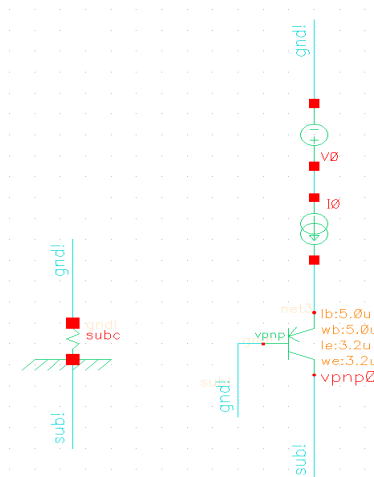
Αν θεωρήσουμε ότι $\frac{\partial I_C}{\partial T} \neq 0$ και πιο συγκεκριμένα ότι το ρεύμα συλλέκτη είναι PTAT, πράγμα το οποίο πλησιάζει περισσότερο την πραγματικότητα, τότε ακολουθώντας την ίδια συλλογιστική πορεία, καταλήγουμε στην ακόλουθη εξίσωση:

$$TC_{CTAT} = \frac{V - (3 + m)V_T - E_g / q}{T}.$$

Παρατηρούμε ότι ο TC είναι ελαφρώς πιο αρνητικός από τον προηγούμενο υπολογισμό. Παρουσιάζει ενδιαφέρον το γεγονός ότι εξαρτάται από τη θερμοκρασία άμεσα (T του παρανομαστή) και έμμεσα (V_T στον αριθμητή). Επίσης εξαρτάται από το ρεύμα πόλωσης της διόδου, καθώς αυτό ορίζει την τάση V. Στην πράξη, χρειάζονται ακριβείς προσομοιώσεις για να υπολογίσουμε επακριβώς τον TC_{CTAT} .

Προσομοίωση στο CADENCE

Προσομοιώνουμε ένα πολύ απλό κύκλωμα με ένα pnp BJT μόνο, διοδικά συνδεδεμένο, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:

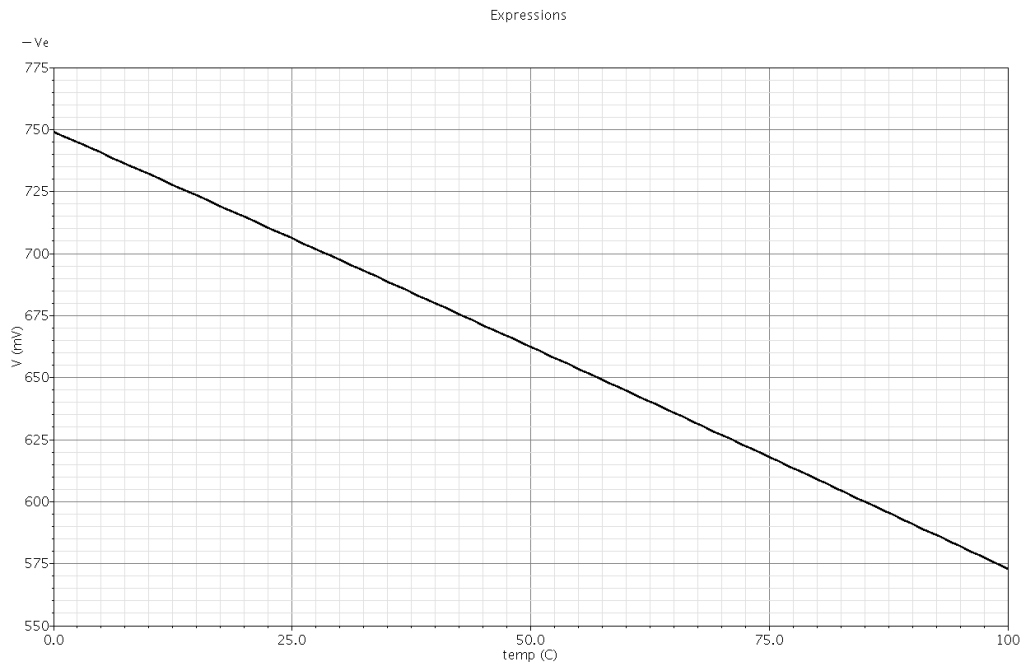


Σχήμα 1.6

Σχηματικό για προσομοίωση CTAT τάσης

Η βάση του είναι γειωμένη και ο συλλέκτης συνδεδεμένος στο υπόστρωμα. Από τον κλάδο περνάει ρεύμα $I=1 \mu\text{A}$. Το εύρος θερμοκρασιών της προσομοίωσης είναι $0-100 \text{ }^\circ\text{C}$. Προσομοιώνουμε την τάση στον εκπομπού ως προς τη θερμοκρασία και προκύπτει το ακόλουθο διάγραμμα:

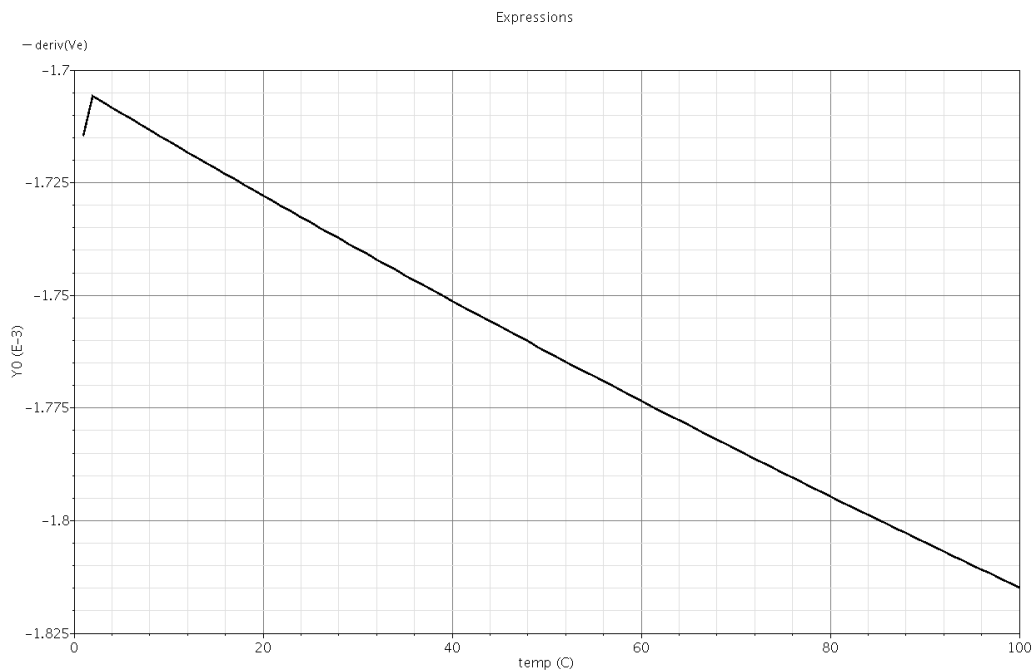
1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΓΕΝΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ



Σχήμα 1.7

Τάση CTAT vs T, για I=1 μ A

Η παράγωγος της παραπάνω καμπύλης, αποτελεί τον TC_{CTAT} και είναι η εξής:



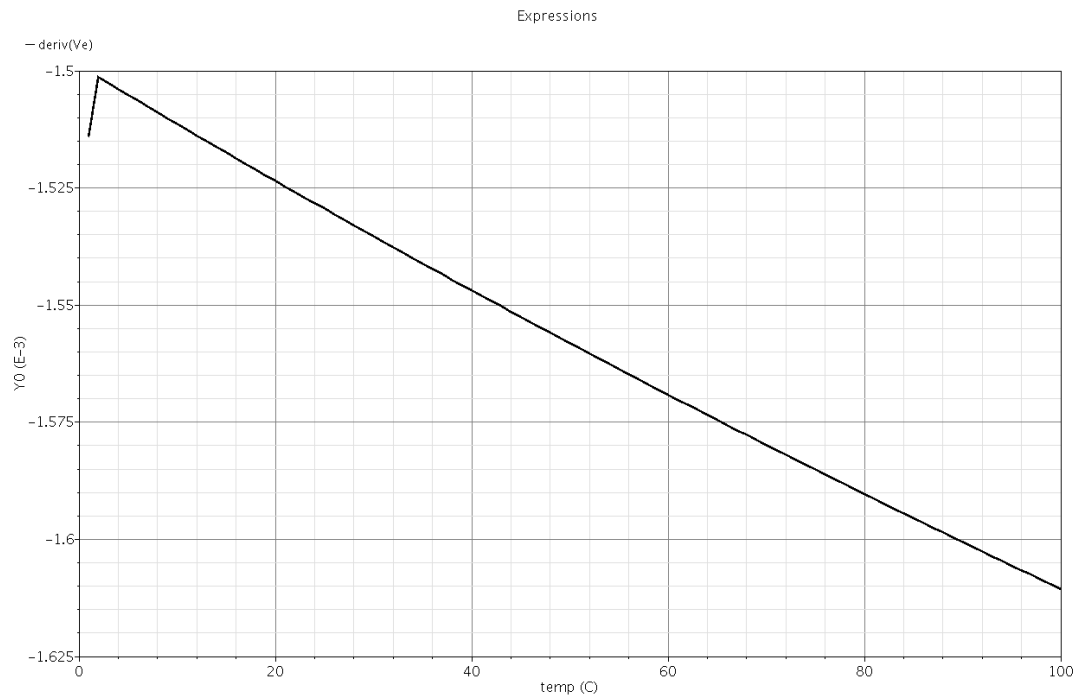
Σχήμα 1.8

TC_{CTAT} vs T, για I=1 μ A

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΓΕΝΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ

Παρατηρείται ότι η τιμή του TC_{CTAT} είναι αρνητική και εξαρτάται από τη θερμοκρασία T , όπως ήταν και το θεωρητικώς αναμενόμενο (για $I=1 \mu A$ ο TC_{CTAT} κυμαίνεται από $-1.705 \text{ mV}/^\circ C$ στους $0^\circ C$ ως $-1.815 \text{ mV}/^\circ C$ στους $100^\circ C$).

Προσομοιώνοντας για $I=10 \mu A$ τα αντίστοιχο διάγραμμα για τον TC_{CTAT} είναι το ακόλουθο:



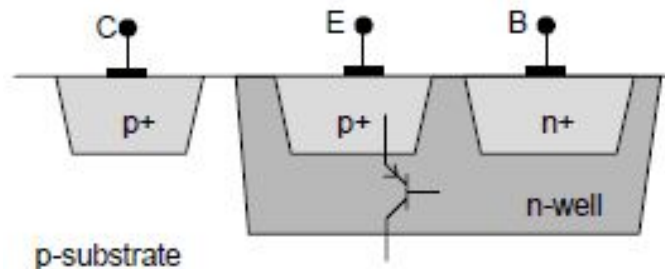
Σχήμα 1.9

TC_{CTAT} vs T , για $I=10 \mu A$

Για $I=10 \mu A$ ο TC_{CTAT} κυμαίνεται από $-1.5 \text{ mV}/^\circ C$ στους $0^\circ C$ ως $-1.61 \text{ mV}/^\circ C$ στους $100^\circ C$.

Παρατηρείται λοιπόν ότι εξαρτάται και από το ρεύμα που ρέει μέσα από τη δίοδο, όπως ήταν αναμενόμενο.

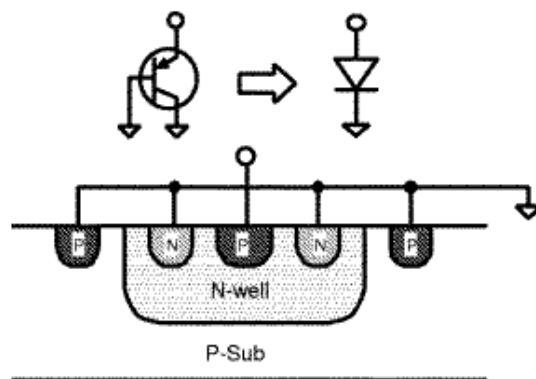
ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΗ: Αξίζει να σημειώσουμε ότι σε CMOS τεχνολογίες (όπως η cms9f1p) ιδανικά διπολικά τρανζίστορ δεν είναι διαθέσιμα. Αυτά που χρησιμοποιούνται είναι παρασιτικά (το υπόστρωμα αποτελεί το συλλέκτη τους) και μπορούν να κατασκευαστούν όπως το rnr που φαίνεται στο Σχήμα 1.10 , σε τεχνολογία n-πηγαδιού.



Σχήμα 1.10

Παρασιτικό rnr BJT σε CMOS τεχνολογίες

Ο εκπομπός υλοποιείται με την περιοχή p+ μέσα σε n πηγάδι, ενώ το n-well υλοποιεί τη βάση. Το p υπόστρωμα υλοποιεί το συλλέκτη. Η bandgap θα μπορούσε να λειτουργήσει και με rnr τρανζίστορ αντί για rnr. Εδώ όμως επιλέχθηκαν rnr, καθώς δεν υπάρχουν διαθέσιμα rnr στην τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε. Η συνδεσμολογία διόδου επιτυγχάνεται πολύ εύκολα, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.11 [3].



Σχήμα 1.11

Συνδεσμολογία διόδου ενός rnr BJT

1.2.3 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΤΗΣ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΣ

Η μέθοδος που χρησιμοποιείται για να πετύχουμε μία τάση αναφοράς ανεξάρτητη της θερμοκρασίας, είναι η άθροιση δύο επιμέρους τάσεων V_1 και V_2 , έτσι ώστε:

$$\frac{\partial V_1}{\partial T} < 0,$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial T} > 0 \text{ και}$$

$$a_1 \frac{\partial V_1}{\partial T} + a_2 \frac{\partial V_2}{\partial T} = 0, \text{ οπότε:}$$

$$V_{REF} = a_1 V_1 + a_2 V_2.$$

Δηλαδή αν αθροιστούν δύο επιμέρους τάσεις με ετερόσημους TC και συγκεκριμένα βάρη, προκύπτει ιδανικά μια τάση ανεξάρτητη της θερμοκρασίας.

Στις περισσότερες περιπτώσεις, οι TC των V_1 και V_2 δεν είναι σταθεροί, άρα η εξάρτηση των τάσεων αυτών από τη θερμοκρασία δεν είναι γραμμική. Αυτό έχει ως συνέπεια να ισχύει $TC=0$ μόνο για μια συγκεκριμένη θερμοκρασία και να παρουσιάζεται ελάχιστο ή μέγιστο της παραβολικής καμπύλης της τάσης στη θερμοκρασία αυτή. Είναι συνεπώς ευθύνη του σχεδιαστή του κυκλώματος να μεριμνήσει για τα ακόλουθα:

- Τοποθέτηση του σημείου, όπου $TC=0$, στην κατάλληλη θερμοκρασία, η οποία είναι συνήθως το μέσο της περιοχής θερμοκρασιών λειτουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος.
- Μικρή μεταβολή της τάσης στην περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος.

Η σχεδίαση μιας τέτοιας τάσης πρέπει να ικανοποιεί κάποιες συγκεκριμένες προδιαγραφές, οι οποίες πολλές φορές είναι αντικρουόμενες μεταξύ τους. Είναι ευθύνη του σχεδιαστή να επιλέξει ποιες προδιαγραφές είναι κάθε φορά οι σημαντικότερες γι' αυτόν και

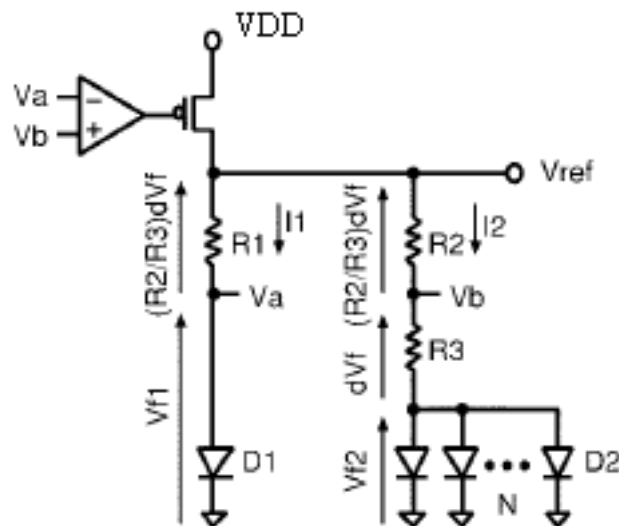
να τους δώσει εξέχουσα σημασία, εις βάρος φυσικά των υπολοίπων.
Παραδείγματα τέτοιων προδιαγραφών είναι τα ακόλουθα:

- Η κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος
- Η συμβατότητα του κυκλώματος με όσο το δυνατόν περισσότερες τεχνολογίες
- Το μέγεθος του κυκλώματος
- Ο θόρυβος που εισάγει το κύκλωμα στο όλο σύστημα
- Η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος

1.3 Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Η πιο δημοφιλής ανεξάρτητη της θερμοκρασίας τάση αναφοράς είναι η τάση αναφοράς Bandgap (Bandgap Voltage Reference) [4]. Ο κυριότερος λόγος είναι ότι είναι πλήρως συμβατή με όλες τις τεχνολογίες CMOS, οι οποίες είναι οι πλέον διαδεδομένες στη βιομηχανία των ολοκληρωμένων, λόγω του εύρους εφαρμογών που προσφέρουν και του χαμηλού κόστους. Η σχεδίαση και η μελέτη τέτοιων κυκλωμάτων είναι ευρέως διαδεδομένη.

Η υλοποίηση της αρχικής μορφής μιας τάσης αναφοράς Bandgap βασίζεται στην άθροιση δύο ρευμάτων, ενός CTAT και ενός PTAT, με κατάλληλους συντελεστές, όπως παρουσιάστηκε στο 1.2.3. Βασικό στοιχείο είναι ότι χρησιμοποιείται και ένας (θεωρητικά ιδανικός) τελεστικός ενισχυτής (OPERATIONAL AMPLIFIER), όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 1.12

Τάση αναφοράς Bandgap

Η λειτουργία του κυκλώματος θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο, το οποίο ασχολείται αποκλειστικά με αυτή την πρώτη μορφή τάσης αναφοράς Bandgap, τις χαρακτηριστικές τις καμπύλες, τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της τοπολογίας αυτής.

Για τη μέτρηση της αποδοτικότητας της κάθε τοπολογίας (της αρχικής και της προτεινόμενης) θα χρησιμοποιήσουμε τον ακόλουθο δείκτη:

$$A = \frac{V_{REF,max} - V_{REF,min}}{V_{REF,zeroTC} \cdot \Delta T} , \text{ όπου:}$$

- $V_{REF,max}$: η μέγιστη τιμή της τάσης αναφοράς, εντός της ζώνης θερμοκρασιών
- $V_{REF,min}$: η ελάχιστη τιμή της τάσης αναφοράς, εντός της ζώνης θερμοκρασιών
- $V_{REF,zeroTC}$: η τιμή της τάσης αναφοράς στο σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή
- ΔT : το θερμοκρασιακό εύρος που λειτουργεί το κύκλωμα.

Ο δείκτης αυτός μετριέται σε parts per million – ppm. Όσο μικρότερος είναι, τόσο σταθερότερη είναι η τάση αναφοράς.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ 1^{ΟΥ} ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] K.E. *Kuijk*, "A precision reference voltage source," IEEE. J. Solid-State Circuits, vol. 8, no. 3, pp. 222-226, June 1973
- [2] A. Sedra and K.Smith, "Microelectronic Circuits", Third Edition
- [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] Behzad Razavi, "Design of analog CMOS Integrated circuits", Chapter 11, pp. 377-400

2^ο Κεφάλαιο

*Συμβατική τάση
αναφοράς Bandgap*

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

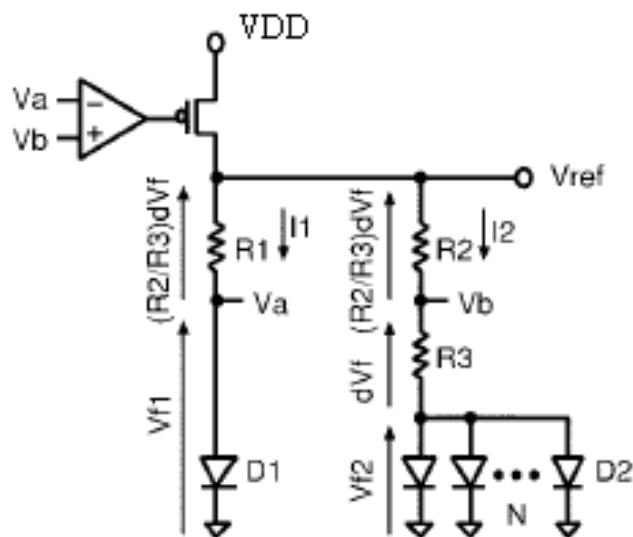
Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει λεπτομερής ανάλυση της αρχικής μορφής της τάσης αναφοράς Bandgap. Όπως έχει προαναφερθεί, η χρήση της στα σύγχρονα μικροηλεκτρονικά κυκλώματα είναι εξαιρετικά περιορισμένη, καθώς αυτά χρησιμοποιούν μονή τάση τροφοδοσίας κοντά στο 1V, όμως η ανάλυση της είναι σημαντική, ώστε να εξηγηθούν βασικές έννοιες.

Η τάση αναφοράς Bandgap βασίζεται στην ιδέα του Hilbiber, που δημοσιεύτηκε το 1964. Μετά την έκδοση της, παρουσιάστηκε ένας τεράστιος αριθμός άρθρων, περιγράφοντας διαφορετικές τοπολογίες και στοιχεία, αλλά ουσιαστικά παραλλαγές της βασικής αρχής. Σύμφωνα με αυτήν, τα κυκλώματα Bandgap αποτελούνται από δύο ομάδες BJTs, διοδικά συνδεδεμένων, που λειτουργούν με διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος εκπομπού. Αναιρώντας τον αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή των PN ενώσεων μιας ομάδας BJTs με το θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή ενός PTAT κυκλώματος - το οποίο περιλαμβάνει την άλλη ομάδα των BJTs - παράγεται μία σταθερή DC τάση ανεξάρτητη της θερμοκρασίας. Η τυπική τιμή της τάσης αυτής είναι τα 1.26 V, η οποία είναι και η τιμή της ζώνης χάσματος του πυριτίου, από την οποία προέκυψε και η ονομασία της. Εξ' ορισμού η τάση αναφοράς Bandgap είναι μια τάση αναφοράς η οποία αναφέρεται στην ενέργεια ζώνης χάσματος του ημιαγωγού που χρησιμοποιήθηκε (πυρίτιο). Η πρώτη υλοποίηση προτάθηκε από τον Robert Widlar το 1971. Χρησιμοποίησε συμβατική διπολική τεχνολογία απομονωμένης ζεύξης (junction isolated) ώστε να παράγει μία χαμηλή τάση (1.220 V).

2.1 Ανάλυση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap

Η αρχική μορφή της τάσης αναφοράς Bandgap φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.1

Συμβατική τάση αναφοράς Bandgap

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής [1]:

- Ο τελεστικός ενισχυτής, ο οποίος θεωρείται ιδανικός, εξισώνει τα δυναμικά των σημείων a και b, άρα $V_a = V_b$.
- Οι αντιστάσεις R_1 και R_2 είναι ίσες, δηλαδή $R_1 = R_2$.
- Από τα δύο παραπάνω προκύπτει ότι $I_1 = I_2$.
- Καθώς τα ρεύματα στους δύο κλάδους είναι ίσα, η τάση $dV_f = V_{f1} - V_{f2}$ είναι PTAT (όπως εξηγήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο).
- Από το παραπάνω προκύπτει ότι το ρεύμα που ρέει μέσα από την R_3 είναι και αυτό PTAT και συγκεκριμένα:

$$I_2 = \frac{1}{R_3} dV_f = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N = I_1$$

- Η τάση V_{ref} προκύπτει από την ακόλουθη εξίσωση:

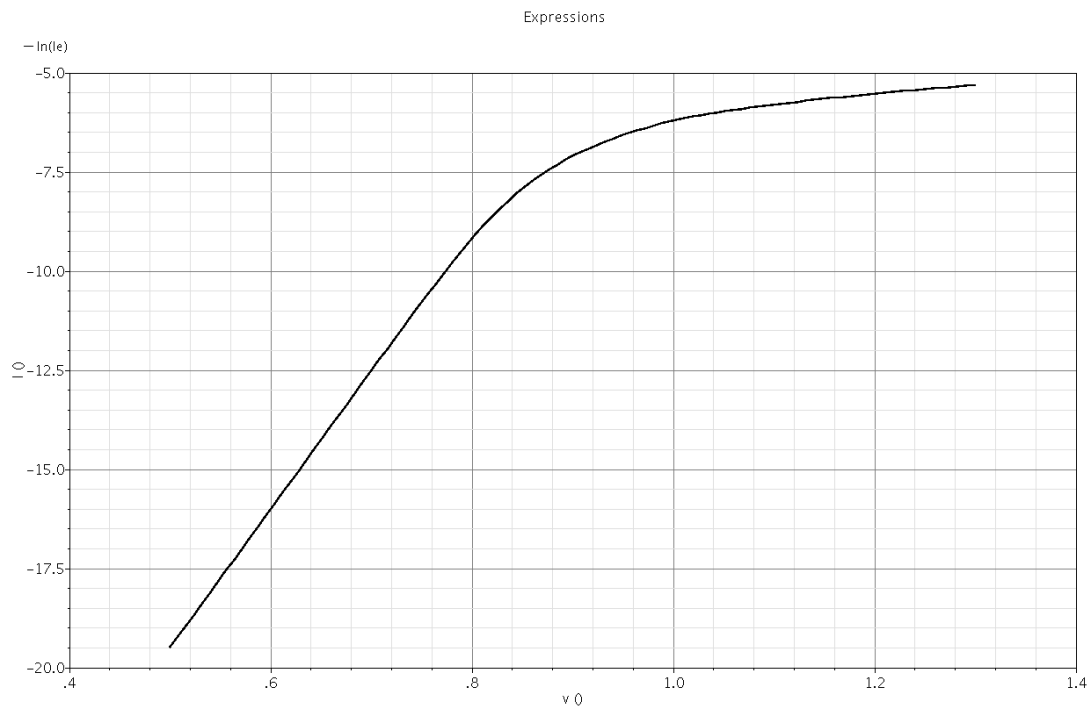
$$V_{ref} = V_{f1} + R_1 \cdot I_1 = V_{f1} + R_2 \cdot I_2 \Rightarrow$$

$$V_{ref} = V_{f1} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N$$

Ο πρώτος όρος της τελευταίας εξίσωσης είναι μια τάση STAT. Ο δεύτερος όρος είναι μια τάση PTAT. Είναι προφανές, λοιπόν, ότι με κατάλληλη επιλογή των τιμών των R_2 , R_3 και N μπορούμε να επιτύχουμε, για κάποιο σημείο μέσα στη ζώνη θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει, μηδενικό TC για τη V_{ref} . Θυμίζουμε ότι δεν υπάρχει δυνατότητα μηδενισμού του TC για όλη τη ζώνη θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει, καθώς ο PTAT όρος εξαρτάται γραμμικά, ενώ ο STAT όρος μη γραμμικά από τη θερμοκρασία.

2.2 Παρατηρήσεις πάνω στη συμβατική τάση αναφοράς Bandgap

Αρχικά, αξίζει να μελετήσουμε την χαρακτηριστική I-V μιας διόδου [2]. Χρησιμοποιώντας το κύκλωμα του σχήματος 1.6 ξανά, καταλήγουμε στο ακόλουθο διάγραμμα:



Σχήμα 2.2

Χαρακτηριστική $\ln(I)$ vs V διοδικά συνδεδεμένου pnp BJT

Στο κατακόρυφο άξονα παρουσιάζεται το $\ln(I_e)$ αντί του I_e , για να γίνει φανερό ότι το ρεύμα αυξάνεται εκθετικά σε δύο περιοχές, μία κάτω των 800 mV και μία άνω του 1 V (η καμπύλη του $\ln(I_e)$ παρουσιάζει ευθεία στις περιοχές αυτές), ενώ στο ενδιάμεσο είναι μια μεταβατική κατάσταση. Μας ενδιαφέρει η περιοχή κάτω από τα 800 mV.

Για να εξάγουμε συμπεράσματα από τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε, χρησιμοποιούμε ένα παράδειγμα για να βρούμε τις τυπικές τιμές του κυκλώματος. Θεωρούμε $N=5$ και $I_1=I_2=10 \mu\text{A}$.

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Για $I=10 \mu\text{A}$ προκύπτει $V_{f1}=728 \text{ mV}$ και για $I=2 \mu\text{A}$ (επειδή στο παράδειγμα μας θεωρήσαμε $N=5$) προκύπτει $V_{f2}=682 \text{ mV}$ (στους 50°C). Άρα $dV_f=46 \text{ mV}$.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε ότι για $N=5$ και $I=10 \mu\text{A}$ προκύπτει (στους 50°C):

$$TC_{PTAT} \approx 141.8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

$$TC_{CTAT} \approx -1.56 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

Για να εξισωθούν οι δύο όροι πρέπει:

$$\frac{R_2}{R_3} \approx 11$$

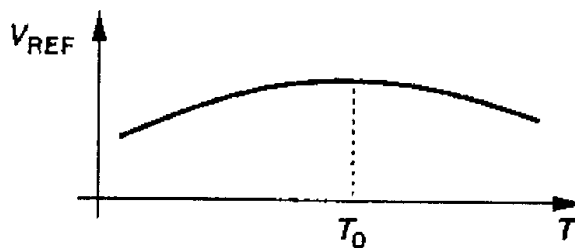
Η V_{ref} απ' όλα τα παραπάνω προκύπτει:

$$V_{ref} = 1.234 \text{ V}$$

Αυτή είναι και μία χαρακτηριστική τιμή για το κύκλωμα αυτό, η οποία καθιστά τη χρησιμοποίηση αυτής της πρώτης μορφής BVR αδύνατη για τα σύγχρονα μικροηλεκτρονικά κυκλώματα που έχουν τάση τροφοδοσίας περί το 1 V , καθώς η ελάχιστη τροφοδοσία που χρειάζεται το κύκλωμα είναι:

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

Ο δεύτερος όρος έχει τυπική τιμή περί τα 100 mV . Μια τυπική καμπύλη τάσης αναφοράς Bandgap είναι η ακόλουθη [3]:



Σχήμα 2.3

Τυπική μορφή καμπύλης τάσης αναφοράς Bandgap

Παρατηρούμε ότι αριστερά από την κεντρική θερμοκρασία T_0 η καμπύλη είναι ανοδική, καθώς $T_{CPTAT} > T_{CCTAT}$ και δεξιά της είναι καθοδική καθώς $T_{CPTAT} < T_{CCTAT}$. Στην τιμή T_0 , που συνήθως είναι το κέντρο του εύρους των θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει, ισχύει $T_{CPTAT} = T_{CCTAT}$ και παρατηρείται μέγιστο.

Ακόμη, πολύ σημαντική είναι και η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή. Αρχικά, εξισώνει τα δυναμικά των σημείων V_a και V_b , οπότε πρέπει να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερο κέρδος. Δε μας ενδιαφέρει να έχει μεγάλη συχνότητα γονάτου ή συχνότητα μοναδιαίου κέρδους, καθώς η τάση αναφοράς Bandgap χρησιμοποιείται για DC εφαρμογές.

Επιπλέον, ο TE δημιουργεί μια αρνητική ανάδραση στο όλο κύκλωμα, κάνοντας το έτσι αναισθητο στις διάφορες μεταβολές των I_1 και I_2 που μπορεί να προκύψουν. Πρέπει να δοθεί μεγάλη προσοχή, έτσι ώστε η ανάδραση να παραμένει αρνητική για οποιαδήποτε τιμή παραμέτρων κατασκευής, θερμοκρασίας και τάσης τροφοδοσίας του κυκλώματος. Αν η ανάδραση για κάποιο λόγο γίνει θετική, το κύκλωμα ταλαντώνεται και καταλήγει σε μια δεύτερη κατάσταση ισορροπίας μη επιθυμητή.

Ακόμη, ο τελεστικός ενισχυτής παρουσιάζει μια τάση απόκλισης εισόδου V_{os} . Εξαιτίας αυτής η V_{ref} προκύπτει πλέον από τον τύπο:

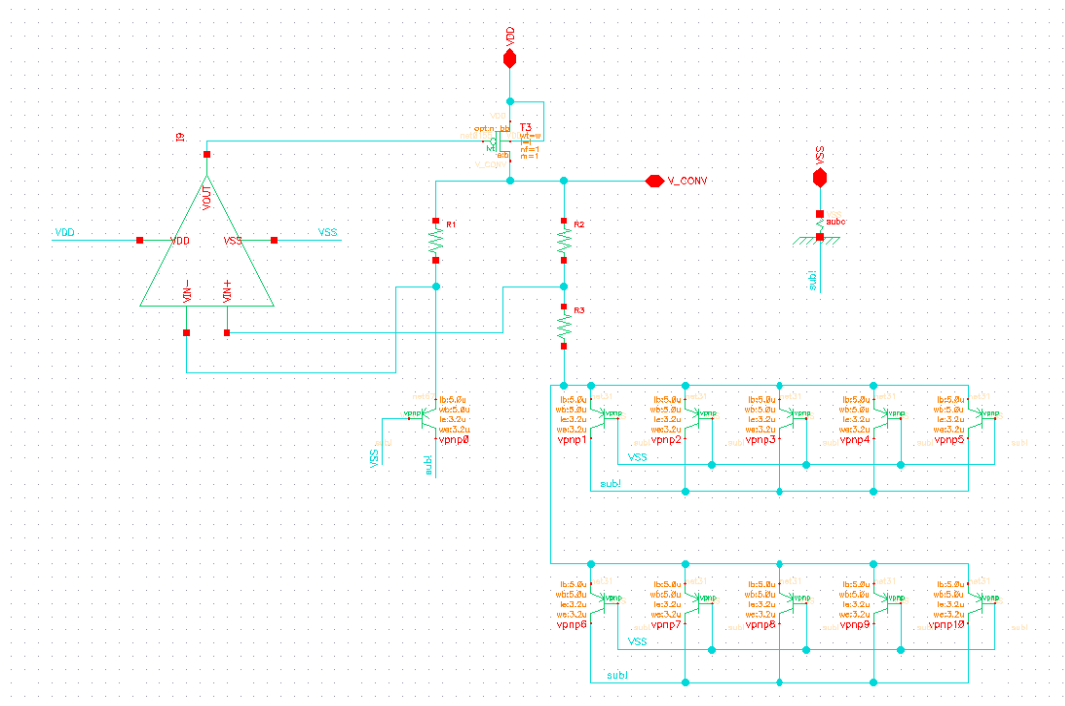
$$V_{ref} = V_{f1} - V_{os} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N$$

Η V_{os} είναι στοχαστικού χαρακτήρα, μπορεί να πάρει θετική ή αρνητική τιμή και τυπική της τιμή είναι τα 500 μV . Δεν επηρεάζει το θερμοκρασιακό συντελεστή της BVR, απλά μετατοπίζει ελαφρά τη στάθμη της. Εξαρτάται από το ταίριασμα των τρανζίστορ του τελεστικού κατά τη διαδικασία κατασκευής.

Τέλος, η πηγή ρεύματος στο κύκλωμα του σχήματος 1.13 μπορεί να υλοποιηθεί με $nmos$ ή με $pmos$. Το βασικό μειονέκτημα της χρησιμοποίησης $nmos$ πηγής είναι ότι το κέρδος κλειστού βρόχου του κυκλώματος μειώνεται αισθητά, πράγμα που οδηγεί στη χειρότερη εξίσωση των τάσεων V_a και V_b , κάτι που είναι ζωτικής σημασίας για την τοπολογία. Μια $pmos$ πηγή, παρά την εξάρτηση της από την τροφοδοσία, παρουσιάζει μεγαλύτερο κέρδος κλειστού βρόχου και προτιμάται.

2.3 Προσομοίωση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap στο CADENCE

Υλοποιούμε το κύκλωμα της BVR conventional στο CADENCE, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.4

Σχηματικό συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap

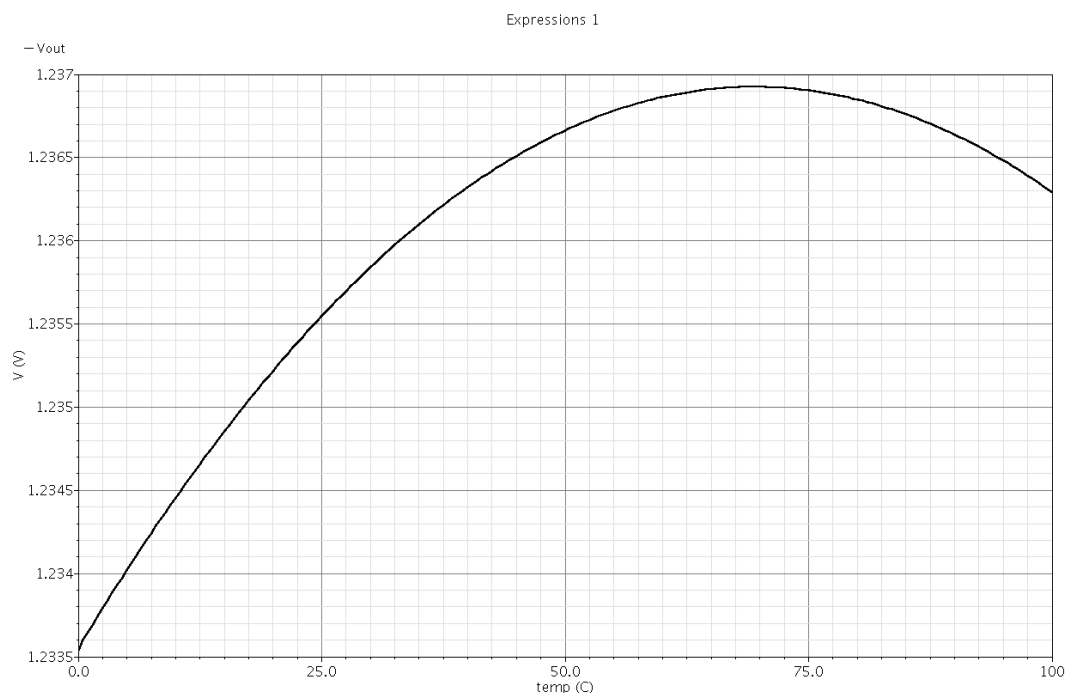
Στην υλοποίηση χρησιμοποιούμε $V_{DD}=1.5\text{ V}$, $N=10$ και το ρεύμα που ρέει σε κάθε κλάδο είναι $I=10\text{ }\mu\text{A}$. Θεωρητικά υπολογίζουμε τις τιμές των αντιστάσεων του κυκλώματος και τα αποτελέσματα (στους 50°C):

- Για $I=10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{f1} = V_a = V_b = 728.6\text{ mV}$
- Για $I=1\text{ }\mu\text{A}$, $V_{f2} = 662.4\text{ mV}$
- $dV_f = V_{f1} - V_{f2} = 66.2\text{ mV}$
- $R_3 = \frac{dV_f}{I_2} = \frac{66.2\text{ mV}}{10\text{ }\mu\text{A}} = 6.62\text{ k}\Omega$

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

- Για $N=10$ και $I=10 \mu\text{A}$, ισχύει:
$$\begin{cases} TC_{PTAT} \approx 204.3 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \\ TC_{CTAT} \approx -1.5584 \text{ mV}/^\circ\text{C} \end{cases}$$
- $R_1 = R_2 = R_3 \cdot \left| \frac{TC_{CTAT}}{TC_{PTAT}} \right| \approx 50.5 \text{ k}\Omega$
- $V_{ref} = V_{f1} + I_1 \cdot R_1 = 1.233 \text{ V}$

Αυτή είναι η θεωρητική τιμή της V_{ref} για το κύκλωμα με $I=10 \mu\text{A}$ και $N=10$ BJT. Αντικαθιστώντας τις τιμές στο σχηματικό και προσομοιώνοντας το κύκλωμα για θερμοκρασίες 0-100 °C προκύπτει η ακόλουθη καμπύλη:

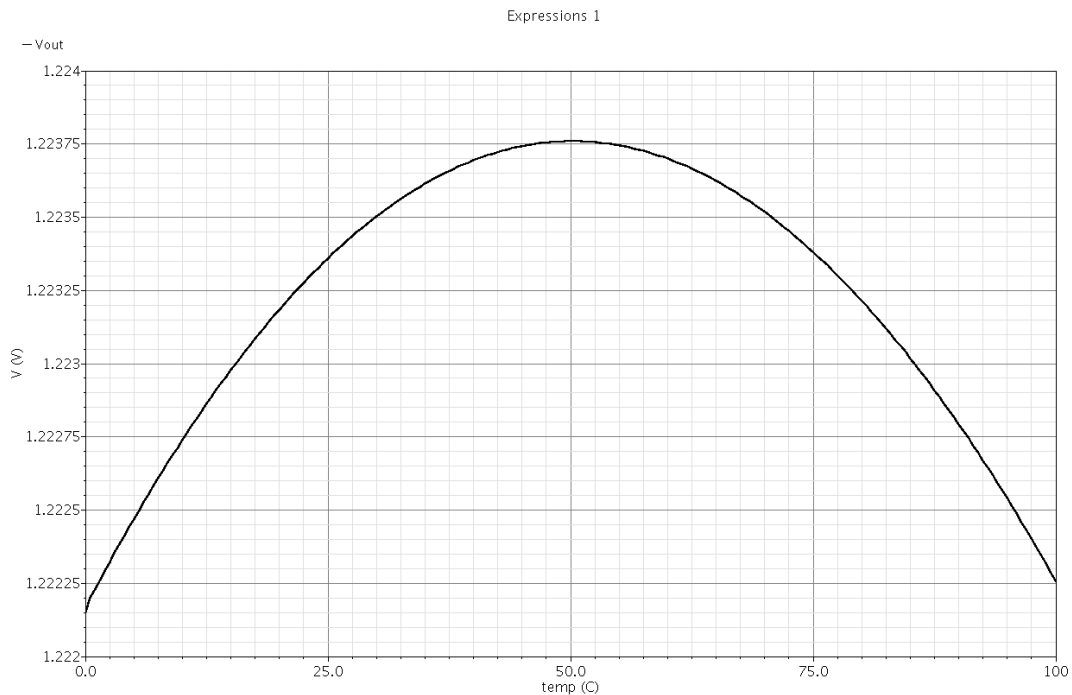


Σχήμα 2.5

V_{out} vs T

Παρατηρούμε ότι το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι πολύ κοντά στο θεωρητικά αναμενόμενο. Η καμπύλη είναι ελαφρώς μετατοπισμένη από το προσδοκώμενο (το μέγιστο της δε βρίσκεται στους 50°C). Με μια μικρή διόρθωση στις αντιστάσεις μπορούμε να πετύχουμε το μέγιστο στο επιθυμητό σημείο. Συγκεκριμένα, θέτοντας $R_3=6.8 \text{ k}\Omega$, προκύπτει η ακόλουθη καμπύλη:

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



Σχήμα 2.6

V_{out} vs T μετά τη διόρθωση της R_3

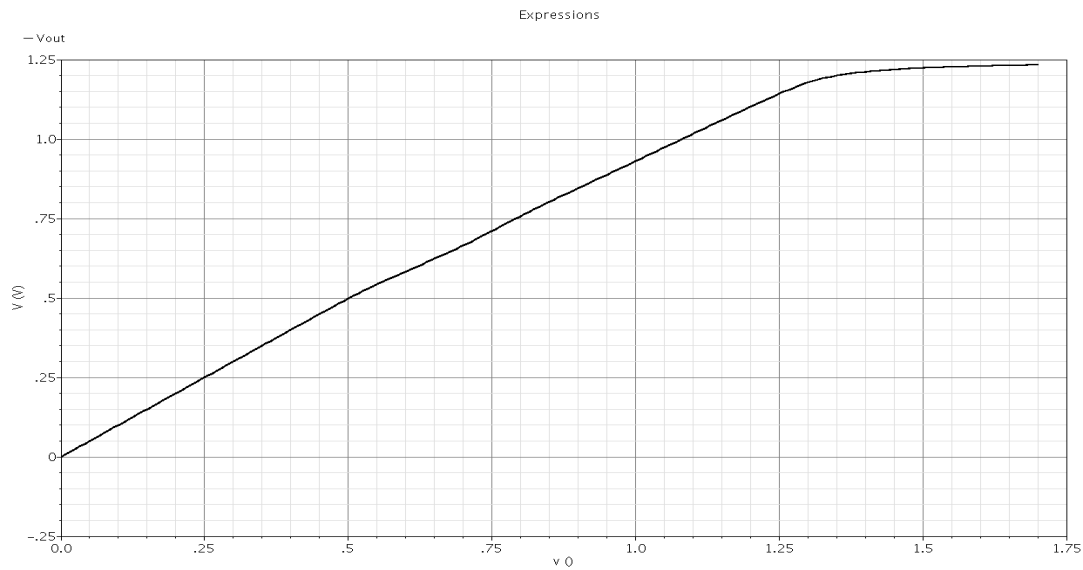
Πλέον, η τάση αναφοράς παρουσιάζει μέγιστο στους 50 °C με τιμή 1.224 V (μόλις 1 mV μικρότερη από τη θεωρητικά αναμενόμενη). Η διακύμανση της στο εύρος θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει είναι 1.5 mV. Από αυτό προκύπτει ότι:

$$A = \frac{1.22375 - 1.22225}{1.22375 \cdot 100} = 12.25 \text{ ppm}$$

Είναι φανερό, λοιπόν, η σταθερότητα της τάσης ως προς τη θερμοκρασία.

Όσον αφορά στην τάση τροφοδοσίας, προσομοιώνοντας το κύκλωμα από 0 ως 1.7 V, προκύπτει η ακόλουθη καμπύλη:

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



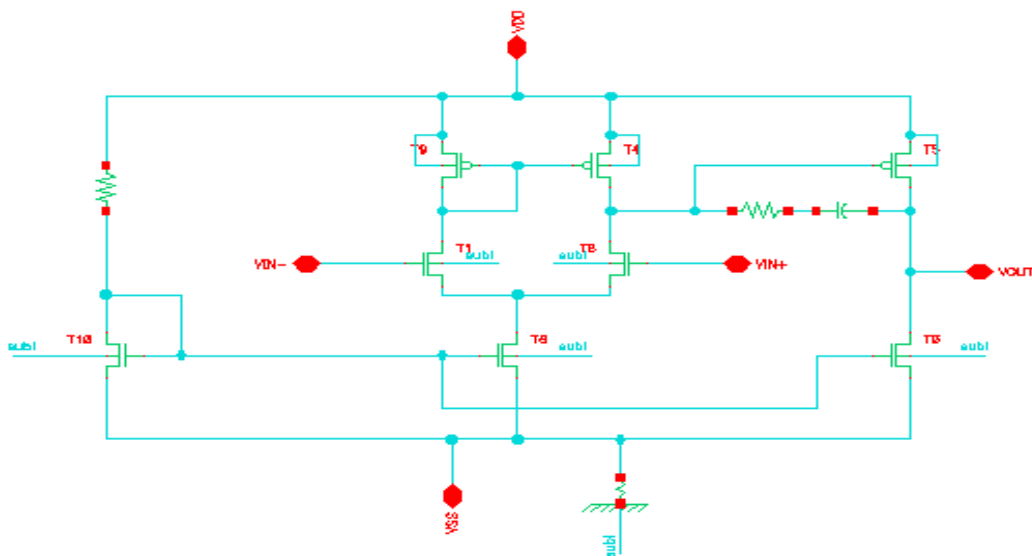
Σχήμα 2.7

V_{out} vs VDD

Προκύπτει λοιπόν ότι $VDD_{min} \approx 1.4 V$.

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΕ:

Ο τελεστικός που χρησιμοποιήθηκε κατά την προσομοίωση δεν είναι ιδανικός, αλλά σχεδιάστηκε για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Έχει τάση τροφοδοσίας 1.5 V και το σχηματικό του είναι το ακόλουθο:



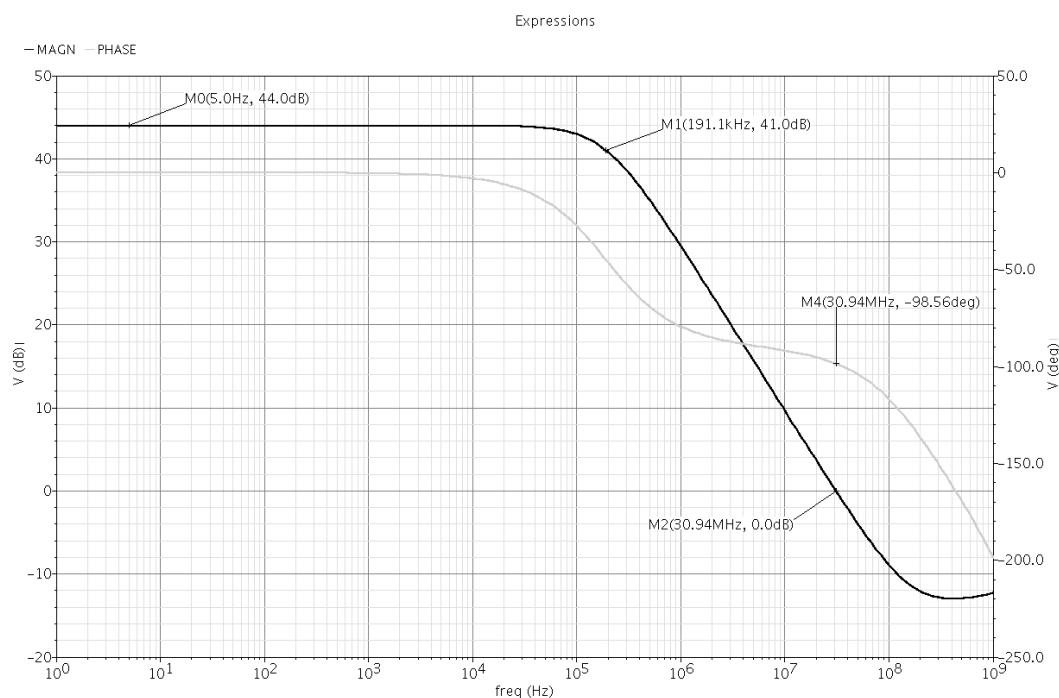
Σχήμα 2.8

Σχηματικό TE για τη συμβατική τάση αναφοράς Bandgap

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Ο ΤΕ αποτελείται από δύο στάδια, ένα διαφορικό ενισχυτή στην είσοδο και ένα στάδιο εξόδου. Οι αντιστάσεις και ο πυκνωτής εδώ είναι ιδανικοί.

Προσομοιώνουμε τον ΤΕ ως προς το κέρδος και τη φάση του σήματος εξόδου για συχνότητες 1 Hz-1 GHz και λαμβάνουμε το παρακάτω διάγραμμα (με μαύρο απεικονίζεται το κέρδος και με γκρι η φάση του σήματος εξόδου):



Σχήμα 2.9

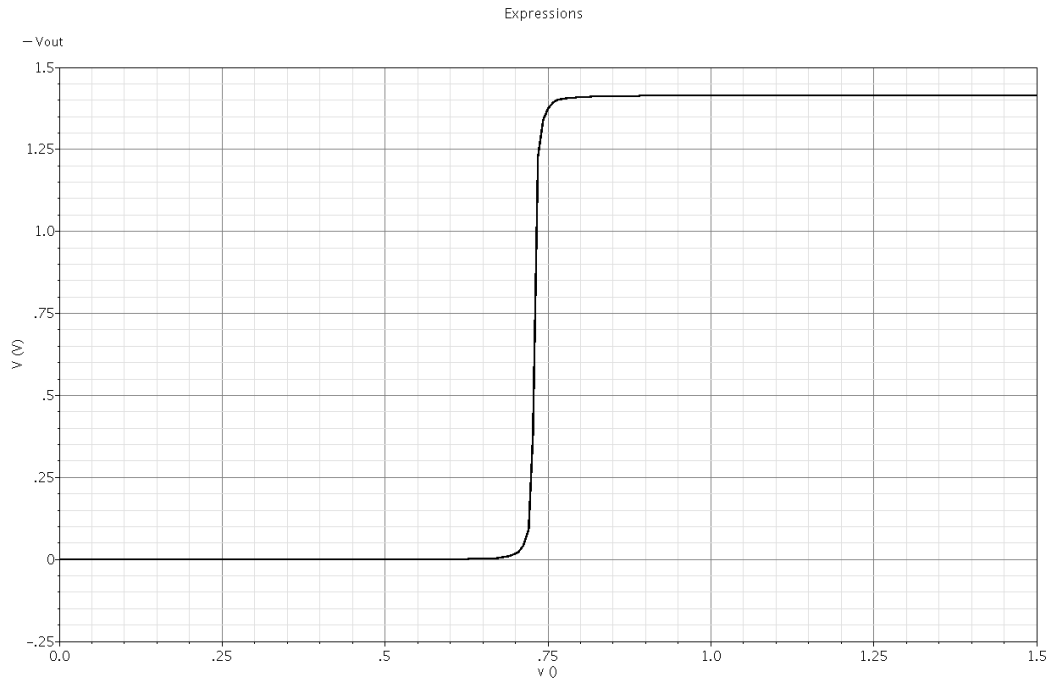
Διαφορικό κέρδος ΤΕ και φάση σήματος εξόδου

Με τις πληροφορίες του διαγράμματος μπορούμε να συμπληρώσουμε τον παρακάτω πίνακα:

Κέρδος (DC)	44 dB
Συχνότητα f_T	30.94 MHz
Συχνότητα f_{3dB}	191.1 kHz
Περιθώριο φάσης	81.44°

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Ο ΤΕ είναι σχεδιασμένος ώστε για πόλωση εισόδου στα 730 mV (τόσο είναι οι V_a και V_b περίπου) να δίνει τάση εξόδου περίπου 750 mV (δηλαδή στο μέσο των 1.5 V). Η DC χαρακτηριστική μεταφοράς, με φορτίο 5 pF, είναι η εξής:



Σχήμα 2.10

DC χαρακτηριστική μεταφοράς

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν για τον ΤΕ είναι τα ακόλουθα:

- Το κέρδος είναι αρκετά ικανοποιητικό για την εφαρμογή.
- Για να πετύχουμε το κέρδος αυτό, χωρίς να αυξήσουμε πολύ το ρεύμα στο στάδιο εξόδου και συνεπώς την κατανάλωση του κυκλώματος, είμαστε αναγκασμένοι να έχουμε ένα τελεστικό με πολύ χαμηλό f_T .
- Το χαμηλό f_T δεν επηρεάζει τη λειτουργία του κυκλώματος, καθώς αυτή είναι μια DC εφαρμογή.
- Το βασικό μειονέκτημα ενός τέτοιου ΤΕ, με μια τόσο χαμηλή f_T , είναι ο μεγάλος χρόνος αποκατάστασης κατά την εκκίνηση του κυκλώματος.

2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

- Είναι επιλογή του σχεδιαστή αν θα προτιμήσει να χρησιμοποιήσει έναν TE με ένα από τα παρακάτω χαρακτηριστικά:
 - a) Μεγάλο κέρδος, μεγάλη f_T , μικρό χρόνο αποκατάστασης, μεγάλη κατανάλωση.
 - b) Μεγάλο κέρδος, μικρή f_T , μεγάλο χρόνο αποκατάστασης, μικρή κατανάλωση.
 - c) Μικρό κέρδος, μεγάλη f_T , μικρό χρόνο αποκατάστασης, μικρή κατανάλωση.

Εμείς επιλέξαμε την περίπτωση b, γιατί θεωρήσαμε το κέρδος και τη μικρή κατανάλωση ως βασικότερα.

- Η ακριβής DC τιμή εξόδου του TE είναι ελάσσονος σημασίας, καθώς θα διαμορφωθεί από το βρόχο ανάδρασης του κυκλώματος.
- Η κατανάλωση του συγκεκριμένου TE που χρησιμοποιήθηκε είναι περίπου 490 μ W, για $V_{DD}=1.5$ V και $T=50$ °C.

2.4 Συμπεράσματα από την προσομοίωση της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από την προσομοίωση της πρώτης τάσης αναφοράς Bandgap στο CADENCE είναι τα ακόλουθα:

- 1) Η τιμή της τάσης αναφοράς είναι κοντά στα 1.23 V. Αυτό οδηγεί σε $VDD_{min} \geq 1.4 V$. Αυτή η τιμή καθιστά τη χρήση του κυκλώματος σε σύγχρονες τεχνολογίες απαγορευτική, καθώς οι τάσεις τροφοδοσίας κυμαίνονται πλέον σε τιμές $\leq 1.2 V$ (στην τεχνολογία IBM cms9flr που χρησιμοποιούμε η τυπική τιμή τροφοδοσίας είναι 1.2 V).
- 2) Η διακύμανση της ως προς τη θερμοκρασία (0–100 °C) είναι πολύ μικρή (12.5 ppm), που είναι και το ζητούμενο.
- 3) Η λειτουργία του TE στο κύκλωμα είναι καταλυτικής σημασίας, όπως εξηγήθηκε παραπάνω. Όσο μικραίνει η τάση τροφοδοσίας, τόσο δυσκολότερο είναι να επιτευχθεί επαρκές κέρδος για τον TE. Ο ενισχυτής που χρησιμοποιείται δεν είναι γενικής χρήσης, καθώς είναι πολύ συγκεκριμένες οι τάσεις που δέχεται στις εισόδους του και το μόνο που ενδιαφέρει είναι να έχει επαρκές κέρδος. Η συχνότητες γονάτου και μοναδιαίου κέρδους δε μας ενδιαφέρουν, καθώς χρησιμοποιείται σε DC εφαρμογή. Τα συμπεράσματα, τα πλεονεκτήματα και το μειονέκτημα του συγκεκριμένου TE αναλύθηκαν παραπάνω.
- 4) Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση είναι ιδανικές. Στην πραγματικότητα, οι μη ιδανικές αντιστάσεις παρουσιάζουν και αυτές εξάρτηση από τη θερμοκρασία, η οποία δε μας ενδιαφέρει προς το παρόν, αλλά θα φανεί στο επόμενο κεφάλαιο πως επηρεάζουν τη λειτουργία του κυκλώματος κατά τη σχεδίαση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap.
- 5) Η κατανάλωση του κυκλώματος είναι εξαιρετικά μικρή. Ο πυρήνας του κυκλώματος (Bandgap core) καταναλώνει μόλις 20 μA ρεύμα (10 μA σε κάθε κλάδο). Η κατανάλωση του όλου κυκλώματος εξαρτάται σχεδόν αποκλειστικά από την κατανάλωση του TE.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ 2^οΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] 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
- [2] A. Sedra and K.Smith, "Microelectronic Circuits", Third Edition
- [3] Behzad Razavi, "Design of analog CMOS Integrated circuits", Chapter 11, pp. 377-400

3^ο Κεφάλαιο

*Προτεινόμενη τάση
αναφοράς Bandgap*

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

Εισαγωγή

Όπως αναλύθηκε διεξοδικά στο προηγούμενο κεφάλαιο, η συμβατική τάση αναφοράς Bandgap, παρά τη σταθερότατη ως προς τη θερμοκρασία τάση αναφοράς που παράγει, δε συμβαδίζει καθόλου με τις σύγχρονες τεχνολογίες, καθώς απαιτεί τάση τροφοδοσίας $\geq 1.4V$. Για το λόγο αυτό τα τελευταία χρόνια έχουν παρουσιαστεί διάφορες τοπολογίες για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα. Οι τοπολογίες αυτές έχουν ομοιότητα ως προς τη γενική ιδέα με τη συμβατική τάση αναφοράς Bandgap (η πρόσθεση με κατάλληλα βάρη μιας PTAT και μιας CTAT τάσης [1] ή ενός PTAT και ενός CTAT ρεύματος [2]), αλλά παρουσιάζουν σημαντικές διαφορές ως προς τη διάταξη του κυκλώματος, με στόχο να ξεπεραστεί το πρόβλημα της χαμηλής τροφοδοσίας.

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθεί μια εξ αυτών των τοπολογιών, θα γίνει προσομοίωση της στο CADENCE, θα γίνει σύγκριση της με τη συμβατική τοπολογία και θα αναλυθούν τα πλεονεκτήματα της.

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

- Το ρεύμα I_{2b} που ρέει μέσα από την R_2 είναι STAT, καθώς:

$$I_{2b} = \frac{V_b}{R_2} = \frac{V_a}{R_2} = \frac{V_{f1}}{R_2}$$

- Από τα δύο παραπάνω προκύπτει ότι το I_2 είναι συνδυασμός ενός PTAT και ενός STAT ρεύματος, και συγκεκριμένα:

$$I_2 = I_{2a} + I_{2b} = \frac{dV_f}{R_3} + \frac{V_{f1}}{R_2}$$

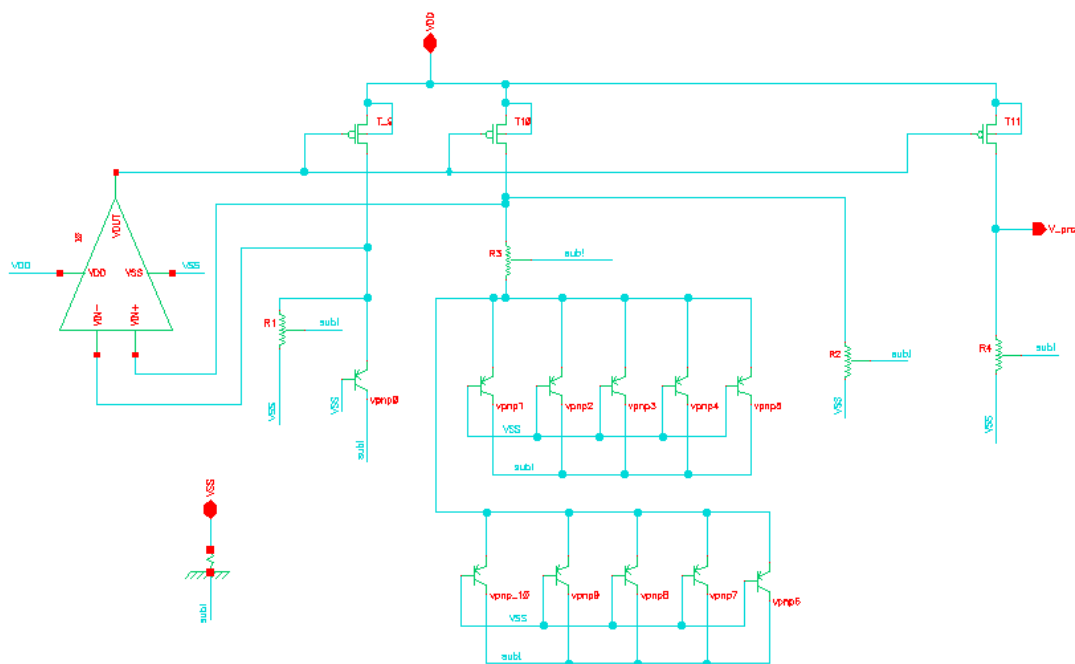
- Επειδή $I_2 = I_3$, η τάση V_{ref_prop} προκύπτει:

$$V_{ref_prop} = I_3 \cdot R_4 = R_4 \cdot \left(\frac{dV_f}{R_3} + \frac{V_{f1}}{R_2} \right)$$

Ο πρώτος όρος εντός παρενθέσεως είναι ένα ρεύμα PTAT. Ο δεύτερος όρος είναι ένα ρεύμα STAT. Είναι προφανές, λοιπόν, ότι με κατάλληλη επιλογή των τιμών των R_2 , R_3 και N μπορούμε να επιτύχουμε για κάποιο σημείο μέσα στη ζώνη θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει μηδενικό TC για τη V_{ref_prop} . Θυμίζουμε ότι δεν υπάρχει δυνατότητα μηδενισμού του TC για όλη τη ζώνη θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει, καθώς ο PTAT όρος εξαρτάται γραμμικά, ενώ ο STAT όρος μη γραμμικά από τη θερμοκρασία. Η τιμή της R_4 καθορίζει τη στάθμη της V_{ref_prop} . Θεωρητικά, δεν επηρεάζει τον TC, πρακτικά όμως μεταβάλλεται κι αυτή, όπως όλες οι αντιστάσεις, ως προς τη θερμοκρασία και επηρεάζει ελαφρώς τον TC.

3.2 Προσομοίωση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap στο CADENCE

Υλοποιούμε το κύκλωμα της τάσης αναφοράς στο CADENCE:



Σχήμα 3.2

Σχηματικό προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap

Στην υλοποίηση χρησιμοποιούμε $V_{DD}=1.2\text{ V}$ (που είναι η τυπική τιμή τάσης τροφοδοσίας της τεχνολογίας), $N=10$ και τα ρεύματα που θα ρέουν στους κλάδους είναι: $I_1=I_2=I_3=2\text{ }\mu\text{A}$, $I_{1a}=I_{2a}=I_{1b}=I_{2b}=1\text{ }\mu\text{A}$, για να έχουμε ακόμα μικρότερη κατανάλωση. Θεωρητικά υπολογίζουμε τις τιμές των αντιστάσεων του κυκλώματος και τα αποτελέσματα (στους $50\text{ }^\circ\text{C}$):

- Για $I=1\text{ }\mu\text{A}$, $V_{f1} = V_a = V_b = 662.4\text{ mV}$
- Για $I=100\text{ nA}$, $V_{f2} = 596.6\text{ mV}$
- $dV_f = V_{f1} - V_{f2} = 65.8\text{ mV}$

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

- $R_3 = \frac{dV_f}{I_2} = \frac{65.8 \text{ mV}}{1 \text{ }\mu\text{A}} = 65.8 \text{ k}\Omega$

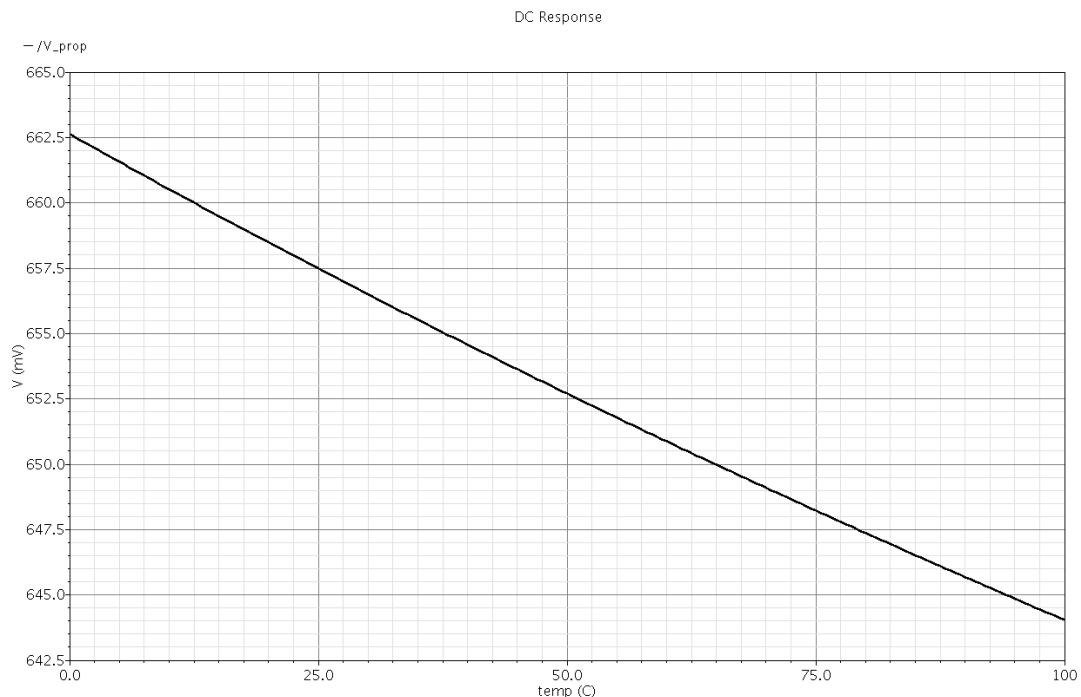
- Για $N=10$ και $I=1 \text{ }\mu\text{A}$, ισχύει:
$$\begin{cases} TC_{PTAT} \approx 202.9 \text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C} \\ TC_{CTAT} \approx -1.7627 \text{ mV}/^\circ\text{C} \end{cases}$$

- $R_1 = R_2 = R_3 \cdot \left| \frac{TC_{CTAT}}{TC_{PTAT}} \right| \approx 571.64 \text{ k}\Omega$

- Επιλέγουμε να έχουμε έξοδο στα 600 mV, οπότε:

$$R_4 = \frac{V_{ref}}{I_3} = 300 \text{ k}\Omega$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές στο σχηματικό και προσομοιώνοντας το κύκλωμα για θερμοκρασίες 0-100 °C προκύπτει η ακόλουθη καμπύλη:

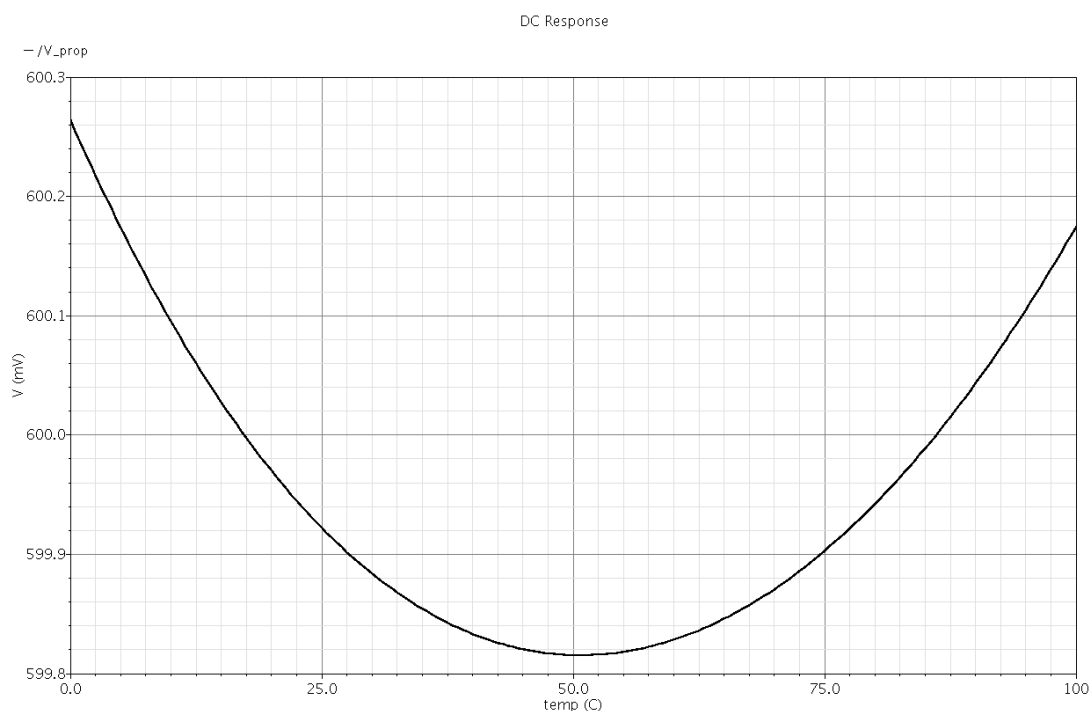


Σχήμα 3.3

V_{out} vs T

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Παρατηρούμε ότι η αντιστάθμιση του PTAT και του STAT ρεύματος δεν έχει γίνει ακριβώς και ο λόγος είναι ότι χρησιμοποιήθηκαν πραγματικές αντιστάσεις και όχι ιδανικές, οι οποίες παρουσιάζουν και αυτές εξάρτηση από τη θερμοκρασία, πράγμα το οποίο δε λήφθηκε υπ' όψιν κατά τους θεωρητικούς υπολογισμούς. Εύκολα, με διόρθωση των αντιστάσεων R_1 , R_2 και R_4 μπορούμε να καταλήξουμε στην επιθυμητή καμπύλη, η οποία είναι η ακόλουθη:



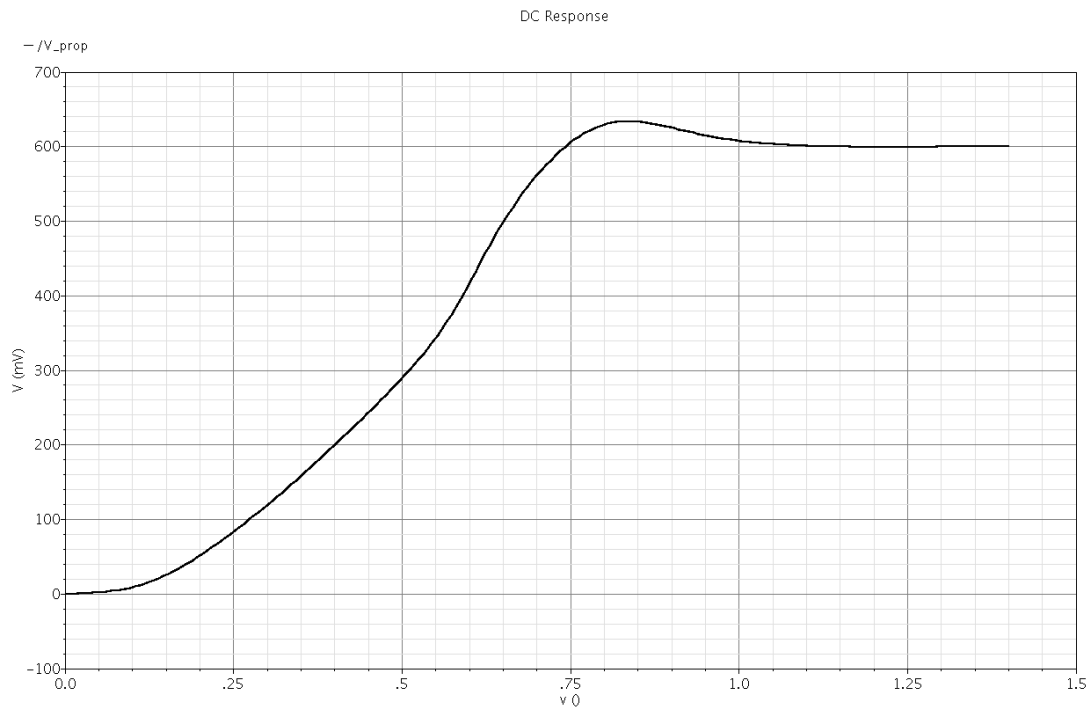
Σχήμα 3.4

V_{out} vs T , μετά την πρώτη διόρθωση αντιστάσεων

Βασική παρατήρηση είναι ότι η καμπύλη παρουσιάζει ελάχιστο και όχι μέγιστο στους 50 °C, διότι πλέον ο θερμοκρασιακός συντελεστής των πραγματικών αντιστάσεων επηρεάζει τη λειτουργία του κυκλώματος. Περισσότερες παρατηρήσεις θα γίνουν στην τελευταία ενότητα του κεφαλαίου.

Όσον αφορά στην τάση τροφοδοσίας, προσομοιώνοντας το κύκλωμα από 0 ως 1.4 V, προκύπτει η ακόλουθη καμπύλη:

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

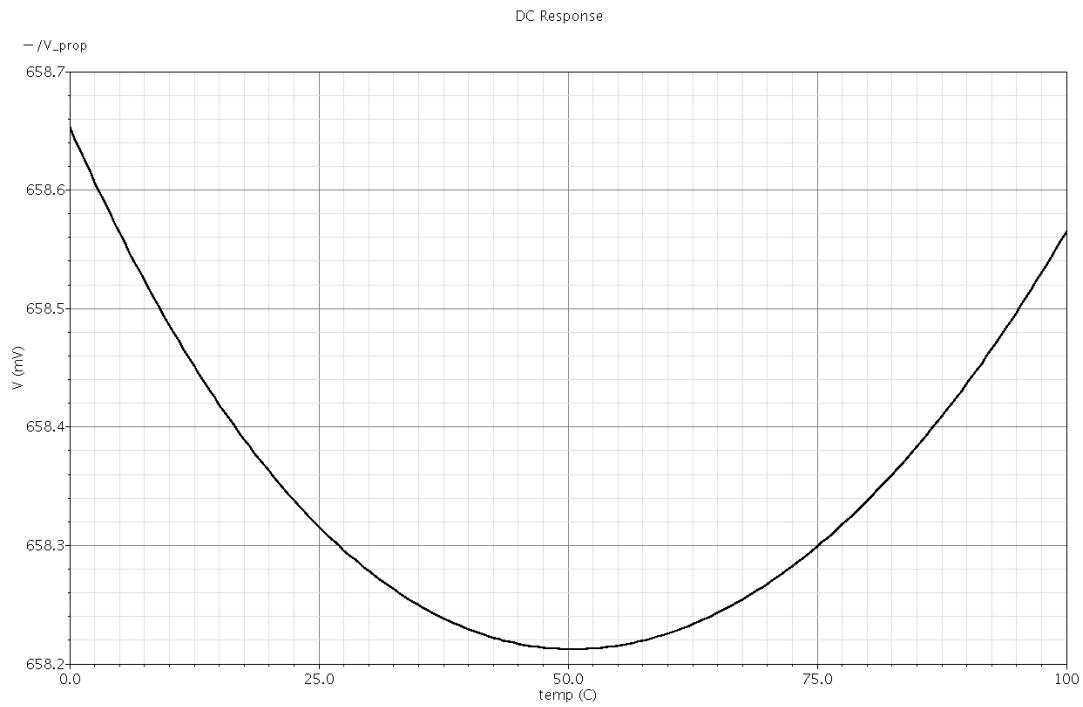


Σχήμα 3.5

V_{out} vs VDD

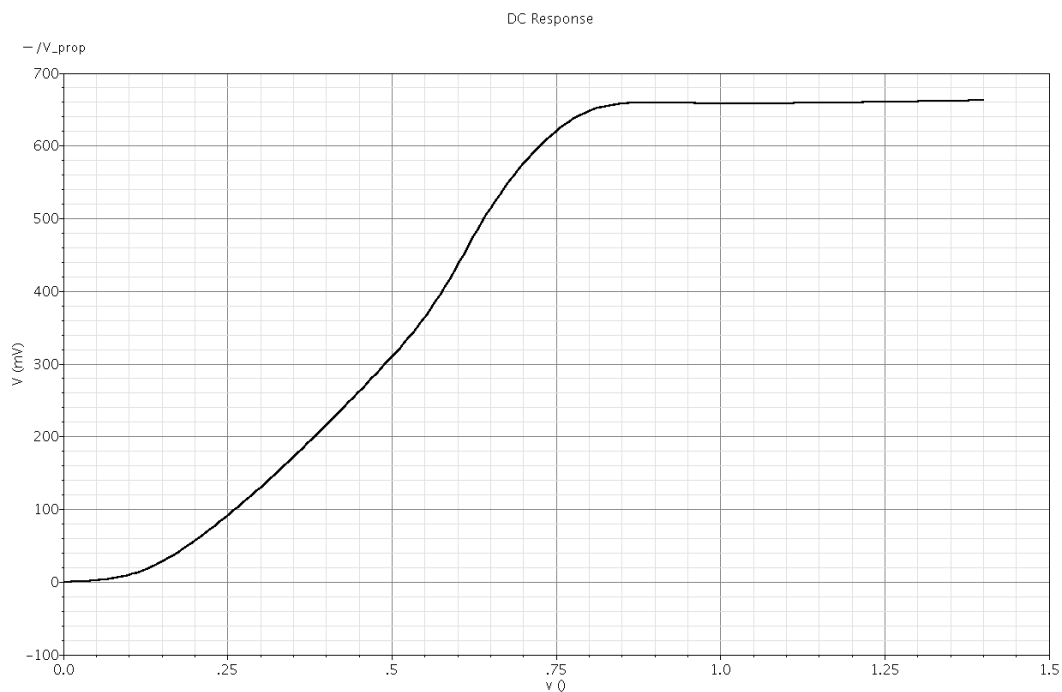
Παρατηρούμε ότι η V_{prop} παραμένει σταθερή στην τυπική της τιμή για τάση τροφοδοσίας >1 V. Μπορούμε να πετύχουμε σταθερή τιμή για ακόμα μικρότερη τάση τροφοδοσίας, αν αυξήσουμε την ίδια την τιμή της V_{prop} . Αυτό επιτυγχάνεται εύκολα με διόρθωση της αντίστασης R_4 . Οι τελικές καμπύλες της V_{prop} ως προς τη θερμοκρασία και την τάση τροφοδοσίας είναι οι ακόλουθες:

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



Σχήμα 3.6

V_{out} vs T , μετά τη δεύτερη διόρθωση αντιστάσεων



Σχήμα 3.7

V_{out} vs V_{DD} , μετά τη δεύτερη διόρθωση αντιστάσεων

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Οι τιμές των αντιστάσεων μετά τη διόρθωση είναι:

$$R_1 = 727 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 727 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 66.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 340 \text{ k}\Omega$$

Η διακύμανση της V_{prop} στο εύρος θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει είναι 0.44 mV. Από αυτό προκύπτει ότι:

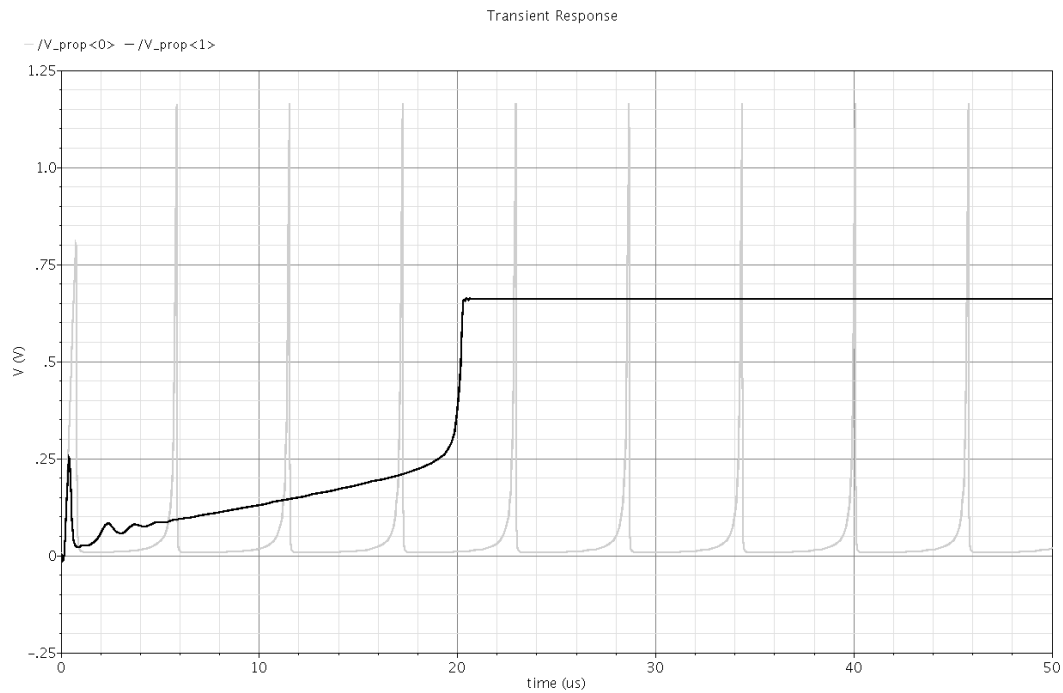
$$A = \frac{658.65 - 658.21}{658.21 \cdot 100} = 6.685 \text{ ppm}$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι η σταθερότητα της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap ως προς τη θερμοκρασία είναι μεγαλύτερη από της συμβατικής.

Αξιοσημείωτη είναι και η μεταβολή της V_{prop} ως προς την τάση τροφοδοσίας, που κυμαίνεται περί το 0.3% για τάσεις μεταξύ 0.85 και 1.4 V. Το γεγονός ότι η τάση τροφοδοσίας μπορεί να πάρει τιμές κάτω από το 1 V, αποδεικνύει ότι η τοπολογία αυτή μπορεί πλέον να συμβαδίσει με όλες τις σύγχρονες τεχνολογίες κατασκευής, σε αντίθεση με τη συμβατική, που αδυνατούσε.

Παρατήρηση SOS: Όταν το κύκλωμα εκκινεί τη λειτουργία του εφαρμόζεται ως VDD μια βηματική τάση τροφοδοσίας από 0 σε 1.2 V. Αυτή, εκτός της DC συνιστώσας περιλαμβάνει και πλήθος άλλων συχνοτήτων με διάφορα βάρη. Για να λειτουργήσει το κύκλωμα σωστά κατά την εκκίνηση, απαιτείται αντιστάθμιση του κυκλώματος με την τοποθέτηση ενός πυκνωτή C_2 μεταξύ V_a και γης (παράλληλα δηλαδή στη R_1), μεγέθους 1 pF, διαφορετικά το κύκλωμα θα «πέσει» σε ταλαντώσεις. Η τοποθέτηση του πυκνωτή αυτού μεγαλώνει το συνολικό χρόνο αποκατάστασης (settling time) του κυκλώματος, είναι όμως αναγκαία. Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του κυκλώματος στο χρόνο, πριν (γκρι) και μετά (μαύρο) την τοποθέτηση του πυκνωτή C_2 .

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



Σχήμα 3.8

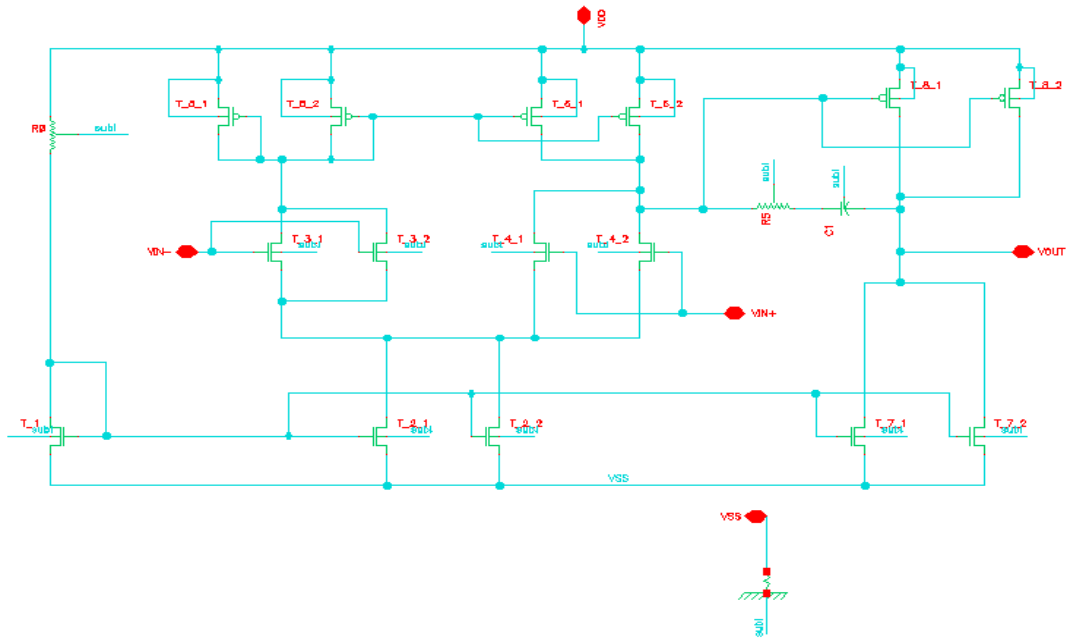
Transient ανάλυση του κυκλώματος πριν και
μετά τη χρήση του πυκνωτή αντιστάθμισης

Είναι εμφανής η αστάθεια του κυκλώματος πριν τη χρήση του πυκνωτή C_2 .

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΕ:

Ο τελεστικός που χρησιμοποιήθηκε κατά την προσομοίωση δεν είναι ιδανικός, αλλά σχεδιάστηκε για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Έχει τάση τροφοδοσίας 1.2 V και το σχηματικό του είναι το ακόλουθο:

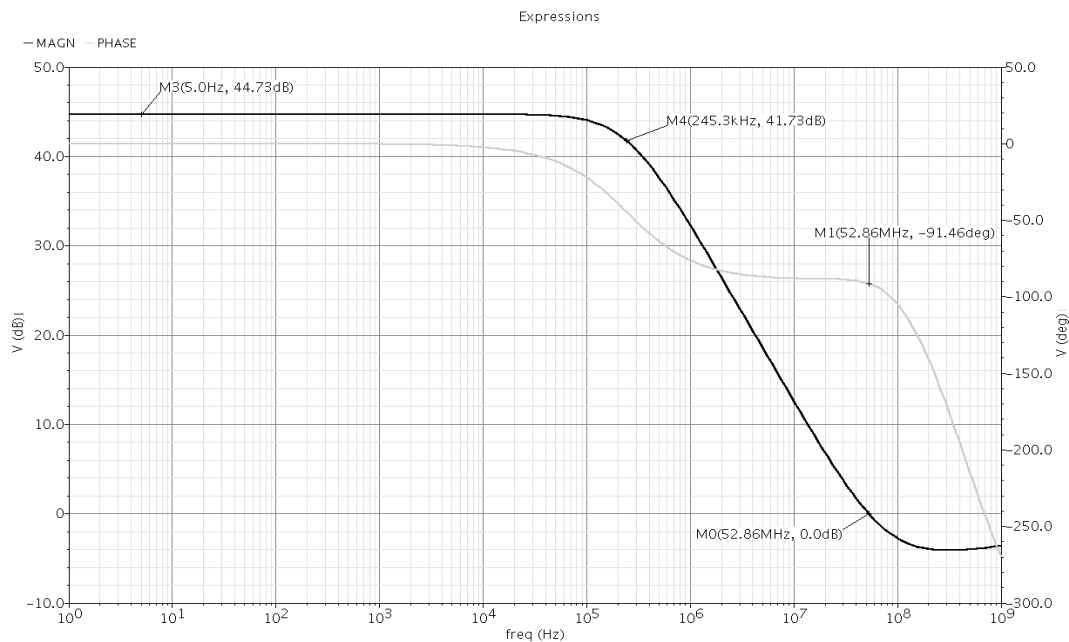
3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



Σχήμα 3.9

Σχηματικό του TE της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap

Προσομοιώνουμε τον TE ως προς το κέρδος και τη φάση του σήματος εξόδου για συχνότητες 1 Hz-1 GHz και λαμβάνουμε το παρακάτω διάγραμμα (με μαύρο απεικονίζεται το κέρδος και με γκρι η φάση του σήματος εξόδου:



Σχήμα 3.10

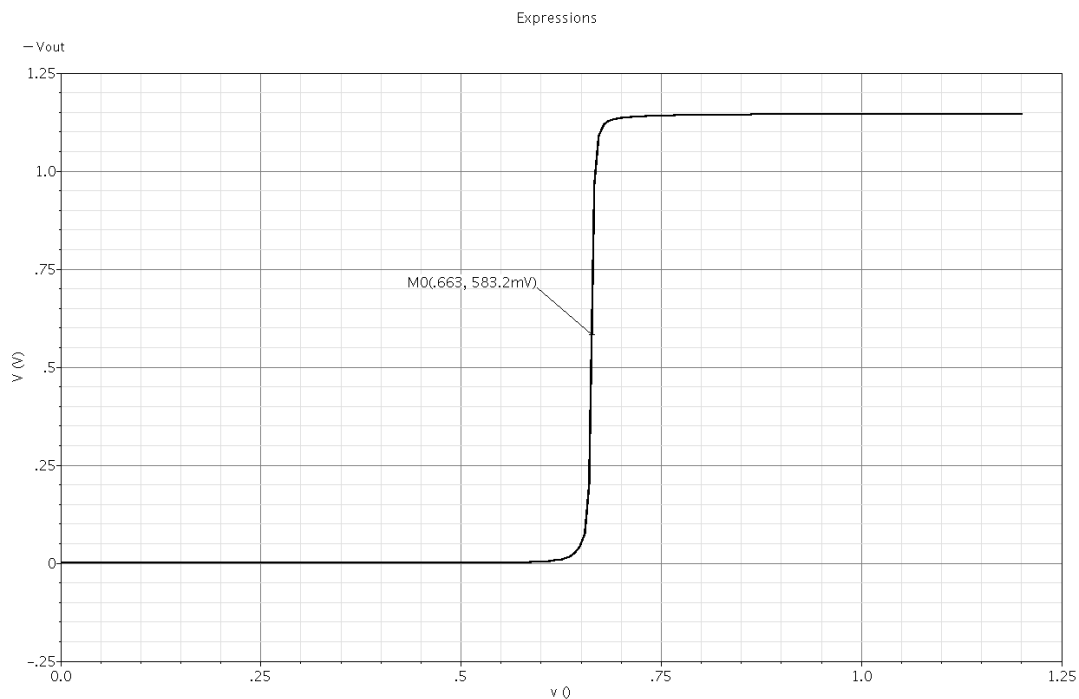
Διαφορικό κέρδος TE και φάση σήματος εξόδου

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Με τις πληροφορίες του διαγράμματος μπορούμε να συμπληρώσουμε τον παρακάτω πίνακα:

Κέρδος (DC)	44.73 dB
Συχνότητα f_T	52.86 MHz
Συχνότητα f_{3dB}	245.3 kHz
Περιθώριο φάσης	88.54°

Ο ΤΕ είναι σχεδιασμένος ώστε για πόλωση εισόδου στα 663 mV (τόσο είναι οι V_a και V_b περίπου) να δίνει τάση εξόδου περίπου 600 mV (δηλαδή στο μέσο των 1.2 V). Η DC χαρακτηριστική μεταφοράς, με φορτίο 5 pF, είναι η εξής:



Σχήμα 3.11

DC χαρακτηριστική μεταφοράς

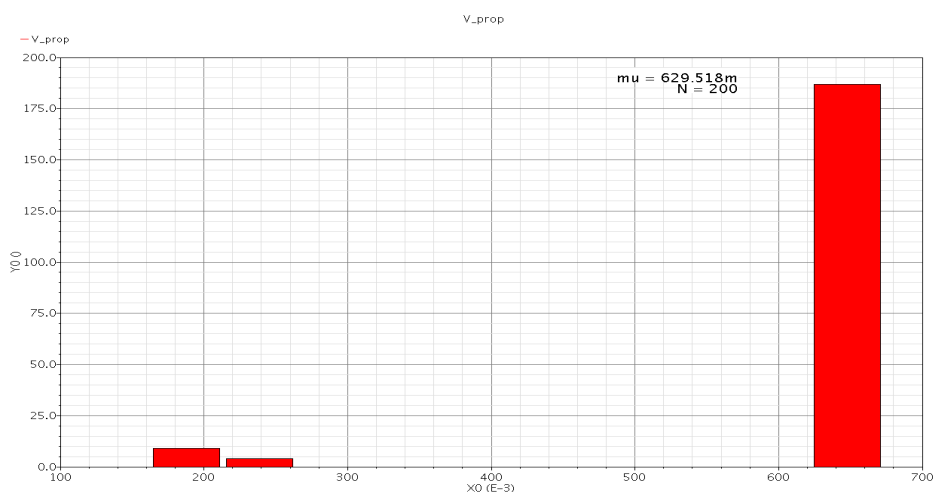
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

- Το κέρδος είναι αρκετά ικανοποιητικό για την εφαρμογή.
- Για τους λόγους που εξηγήθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο επιλέξαμε να σχεδιάσουμε TE με ικανοποιητικό κέρδος, μικρή κατανάλωση και αναπόφευκτα μεγάλο χρόνο αποκατάστασης.
- Η ακριβής DC τιμή εξόδου του TE είναι ελάσσονος σημασίας, καθώς θα διαμορφωθεί από το βρόχο ανάδρασης του κυκλώματος.
- Η κατανάλωση του συγκεκριμένου TE που χρησιμοποιήθηκε είναι περίπου 710 μW , για $V_{DD}=1.2\text{ V}$ και $T=50\text{ }^{\circ}\text{C}$.

3.3 Monte Carlo **ανάλυση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap**

Η ανάλυση Monte Carlo είναι από τις σημαντικότερες για ένα κύκλωμα, καθώς μελετάει την απόκλιση της λειτουργίας του κυκλώματος από την τυπική, τόσο εξαιτίας των μεταβολών των παραμέτρων των στοιχείων που το απαρτίζουν (η οποία δημιουργείται κατά την κατασκευή του κυκλώματος και ονομάζεται process variation), όσο και από το μη σωστό ταίριασμα των στοιχείων μεταξύ τους (mismatch) κατά τη σχεδίαση του layout.

Προσμοιώνουμε το κύκλωμα για $V_{DD}=1.2\text{ V}$ και $T=50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Ο αριθμός των δειγμάτων είναι 200 και η κατανομή των παραμέτρων των διαφόρων στοιχείων του κυκλώματος έχει μορφή Gauss, με μέση τιμή την τυπική τιμή της κάθε παραμέτρου, σύμφωνα με την παραπάνω σχεδίαση. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι το ακόλουθο ιστόγραμμα:



Σχήμα 3.12

MC ανάλυση

Αμέσως παρατηρούμε ότι για κάποιες τιμές των παραμέτρων το κύκλωμα δε λειτουργεί σωστά. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι, για αυτές τις τιμές, το φορτίο της αρνητικής ανάδρασης που «βλέπει» ο αρνητικός ακροδέκτης εισόδου του TE γίνεται μικρότερο από το φορτίο θετικής ανάδρασης που «βλέπει» ο θετικός ακροδέκτης εισόδου του TE. Συνεπώς, η ανάδραση από αρνητική γίνεται θετική,

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

το κύκλωμα ταλαντώνεται και καταλήγει σε μια ανεπιθύμητη κατάσταση, στην οποία τα 3 rmos, που λειτουργούν ως καθρέφτες ρεύματος και τροφοδοτούν με ρεύμα τον πυρήνα της Bandgap, κλείνουν και το κύκλωμα καταρρέει.

Για την επίλυση αυτού του προβλήματος χρειάζεται αύξηση του φορτίου που «βλέπει» ο αρνητικός ακροδέκτης του TE σε σχέση με το φορτίο που «βλέπει» ο θετικός. Αυτό γίνεται τροποποιώντας τις αντιστάσεις R_1 και R_2 .

$$R_1 : 727 \text{ k}\Omega \rightarrow 737 \text{ k}\Omega$$

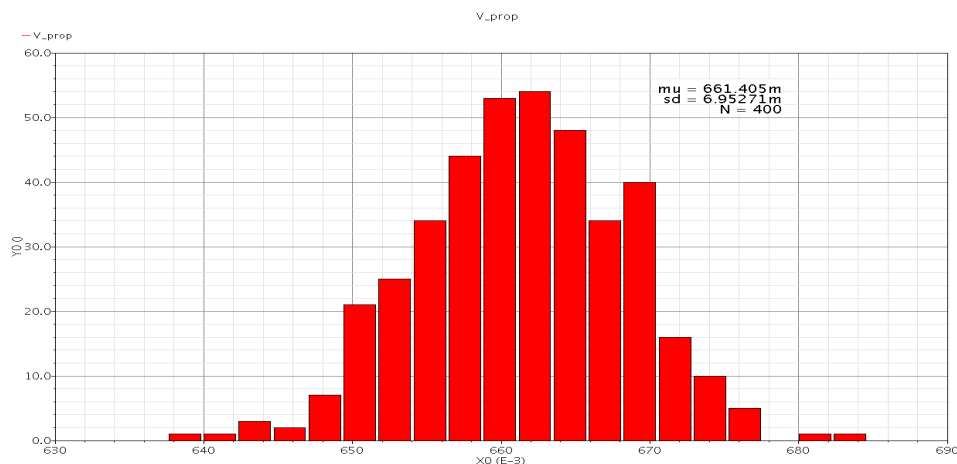
$$R_2 : 727 \text{ k}\Omega \rightarrow 717 \text{ k}\Omega$$

Η αλλαγή αυτή προφανώς οδηγεί στην ανάγκη για μικρή αλλαγή και των R_3 και R_4 :

$$R_3 : 66.5 \text{ k}\Omega \rightarrow 64.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 : 340 \text{ k}\Omega \rightarrow 332 \text{ k}\Omega$$

Η Monte Carlo ανάλυση του κυκλώματος, για τις ίδιες τιμές τάσης τροφοδοσίας και θερμοκρασίας, αλλά για 400 δείγματα αυτή τη φορά, δίνει τα ακόλουθα αποτελέσματα:



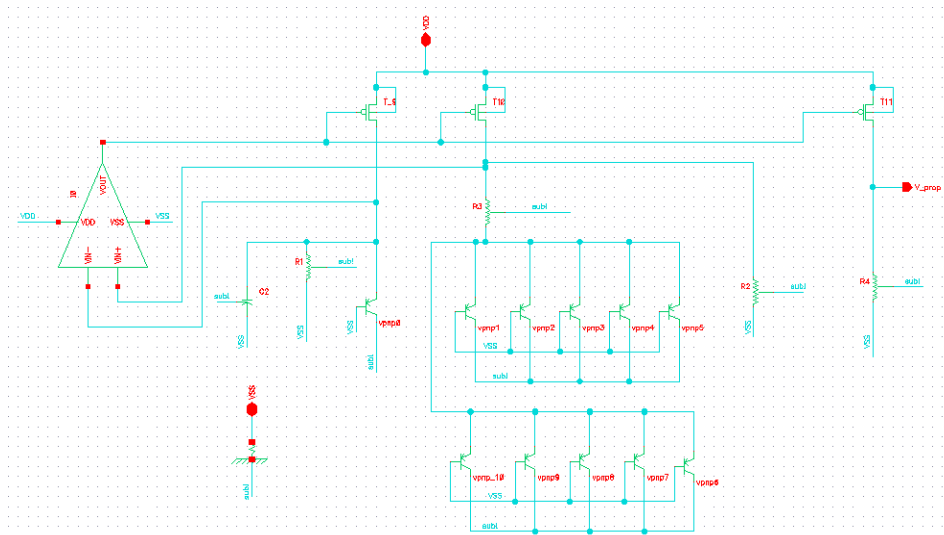
Σχήμα 3.13

MC ανάλυση μετά τη διόρθωση αντιστάσεων

Παρατηρούμε ότι η V_{prop} παρουσιάζει σχεδόν μορφή Gauss (που είναι και το ζητούμενο) με μέση τιμή 661.4 mV και τυπική απόκλιση 6.95 mV. Ο σχολιασμός των αποτελεσμάτων παρουσιάζεται παρακάτω.

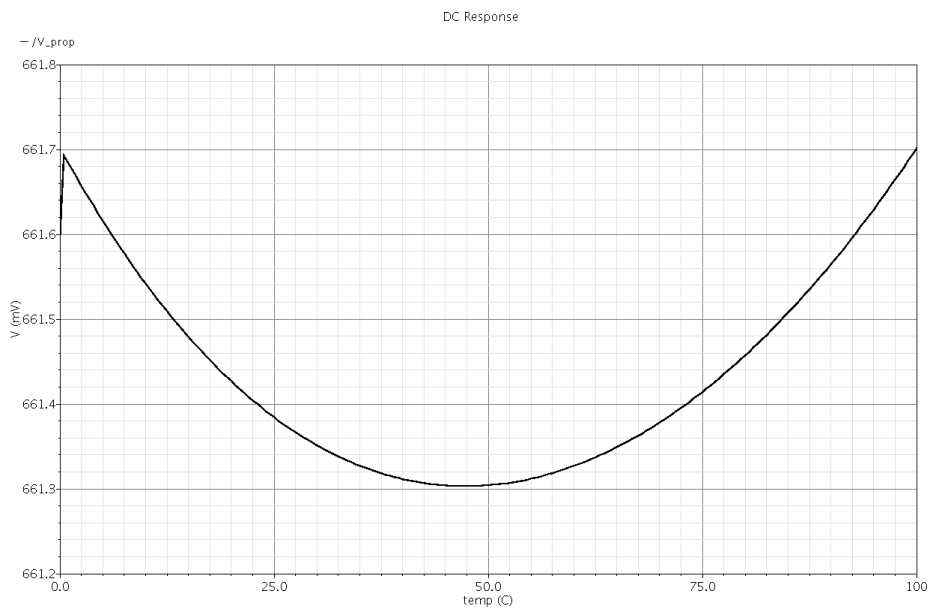
3.4 Σύνοψη των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap και συμπεράσματα

Το πλήρες κύκλωμα, μαζί με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται ξανά εδώ για μια συνολική εκτίμηση του αποτελέσματος:



Σχήμα 3.11

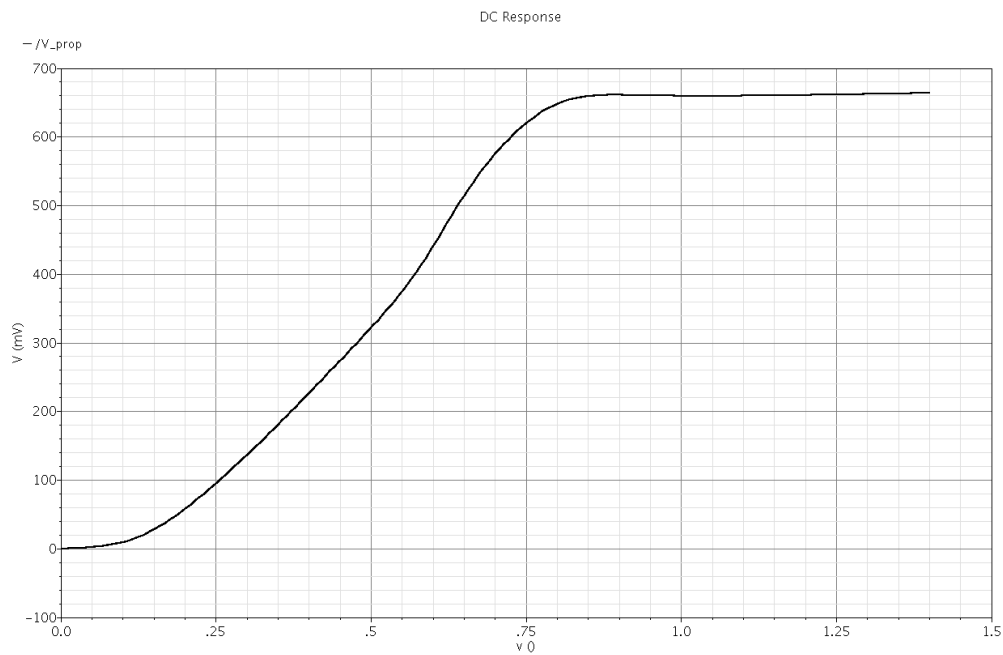
Σχηματικό προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap



Σχήμα 3.12

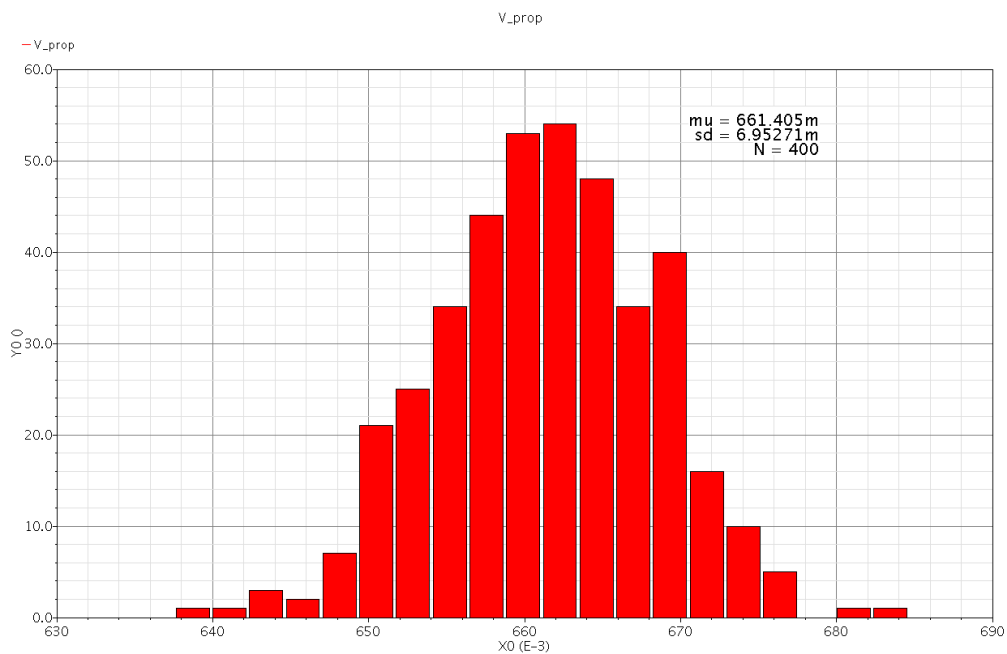
V_{out} vs T (μετά την MC ανάλυση)

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP



Σχήμα 3.13

V_{out} vs VDD (μετά την MC ανάλυση)



Σχήμα 3.14

Αποτελέσματα MC ανάλυσης

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Τα συμπεράσματα που εξάγονται είναι τα ακόλουθα:

- 1) Η τιμή της τάσης αναφοράς είναι 661.3 mV. Η διακύμανση της V_{prop} ως προς τη θερμοκρασία (0 – 100 °C) είναι πολύ μικρή, που είναι και το ζητούμενο. Συγκεκριμένα:

$$A = \frac{661.7 - 661.3}{661.3 \cdot 100} = 6.05 \text{ ppm}$$

- 2) Η VDD_{min} είναι 850 mV. Αυτή η τιμή καθιστά τη χρήση του κυκλώματος σε σύγχρονες τεχνολογίες δυνατή. Η διακύμανση της V_{prop} ως προς την τάση τροφοδοσίας (στους 50°C για τυπικές τιμές των παραμέτρων των στοιχείων του κυκλώματος) είναι επίσης εξαιρετικά μικρή (0.6%).
- 3) Η λειτουργία του TE στο κύκλωμα είναι καταλυτικής σημασίας και σε αυτή την τοπολογία. Ο ενισχυτής που χρησιμοποιείται δεν είναι γενικής χρήσης, για τους λόγους που εξηγήθηκαν στο κεφάλαιο 2. Το μόνο που ενδιαφέρει είναι να έχει επαρκές κέρδος. Η συχνότητες γονάτου και μοναδιαίου κέρδους δε μας ενδιαφέρουν.

Το μοναδικό στοιχείο στο οποίο επηρεάζει η μικρή f_T είναι ο χρόνος αποκατάστασης του κυκλώματος, ο οποίος αυξάνεται, αλλά αυτό είναι ελάχιστος σημασίας μπροστά στη σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Τα χαρακτηριστικά του TE έχουν δοθεί παραπάνω.

- 4) Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιήθηκαν κατά την προσομοίωση δεν είναι ιδανικές, καθώς παρουσιάζουν και αυτές εξάρτηση από τη θερμοκρασία. Αυτός είναι και ο λόγος που χρειάζεται μικροδιόρθωση σε αρκετές περιπτώσεις κατά τη διαδικασία της σχεδίασης.
- 5) Η κατανάλωση του κυκλώματος είναι εξαιρετικά μικρή. Ο πυρήνας της Bandgap καταναλώνει μόλις 6 uA ρεύμα (2 uA σε κάθε κλάδο). Η κατανάλωση του όλου κυκλώματος εξαρτάται σχεδόν αποκλειστικά από την κατανάλωση του TE.
- 6) Η διακύμανση της V_{prop} ως προς την process variation και το mismatch (στους 50°C, για $VDD=1.2$ V) είναι ικανοποιητική.

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Συγκεκριμένα, η τάση εξόδου έχει μορφή Gauss με μέση τιμή 661.4 mV και τυπική απόκλιση $s=6.95$ mV.

- 7) Το κύκλωμα χρειάζεται τον πυκνωτή C_2 , έτσι ώστε να αντισταθμίζεται και να μην «πέσει» σε ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση του κυκλώματος. Η προσθήκη του πυκνωτή οδηγεί σε αναπόφευκτη αύξηση του χρόνου αποκατάστασης της προτεινόμενης τάσης αναφοράς.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ 3^οΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] Keith Sanborn, Dongsheng Ma, Vadim Ivanov, "A Sub-1-V Low Noise Bandgap Voltage Reference", IEEE J. Solid-state Circuits, vol. 42, no. 11, pp. 2466-2481, November 2007.
- [2] 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^ο Κεφάλαιο

Layout

4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

Εισαγωγή

Μετά την ανάλυση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς που έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο, την προσομοίωση της στο CADENCE και τις όποιες τροποποιήσεις έγιναν για τη βελτιστοποίηση της, σειρά έχει η σχεδίαση του layout του κυκλώματος. Η σχεδίαση του απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή σε θέματα ταιριάσματος των τρανζίστορ (matching), έτσι ώστε η post-layout προσομοίωση να μην αποκλίνει πολύ από την pre-layout προσομοίωση. Χρειάζεται εμπειρία του σχεδιαστή για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο.

Η σχεδίαση έγινε στο περιβάλλον Layout XL. Για τον έλεγχο των κανόνων σχεδίασης χρησιμοποιήθηκε ο ASSURA DRC (Design Rule Checker). Για τον έλεγχο της ταύτισης του layout με το σχηματικό χρειάστηκε το ASSURA LVS (Layout Vs Schematic). Τέλος, η εξαγωγή του layout, έτσι ώστε να μπορούμε κατόπιν να κάνουμε post-layout προσομοίωση σε αυτό, έγινε με τον ASSURA QRC.

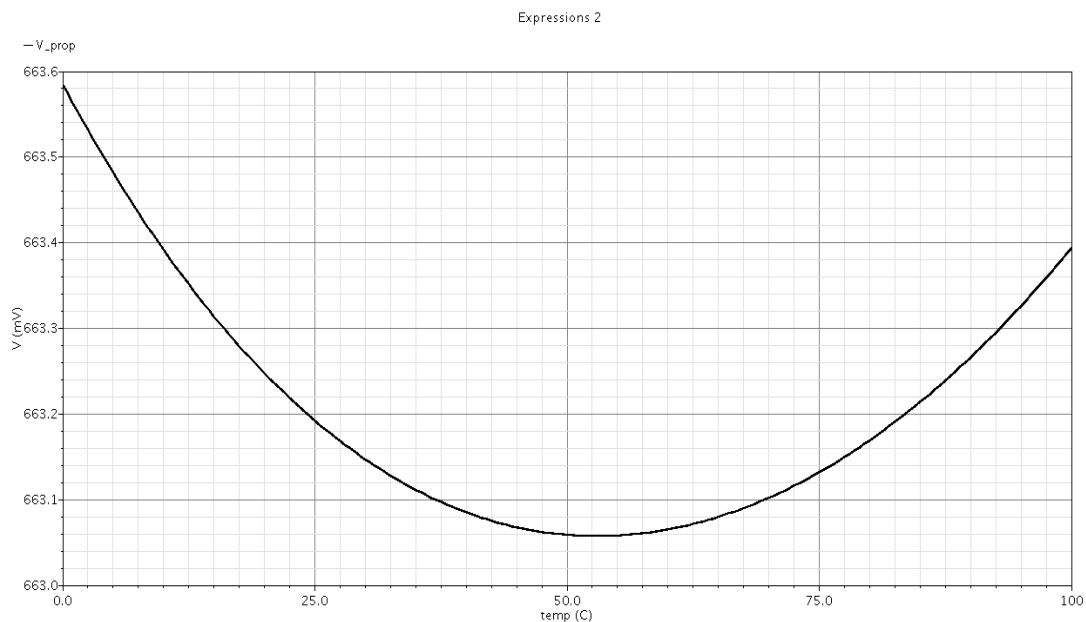
Τα nmos και τα pmos που υπάρχουν στο σχηματικό, είναι τα $I_{vt}n_{fet}$ και $I_{vt}p_{fet}$ της τεχνολογίας, δηλαδή με χαμηλή τάση κατωφλίου V_t . Οι αντιστάσεις είναι $oprrcres$ (OP P+ polysilicon). Οι δίοδοι υλοποιούνται με τα παρασιτικά v_{nrp} που παρέχονται, τα οποία είναι σε συνδεσμολογία δίοδου. Τέλος οι πυκνωτές είναι οι $mimcap$ που δίνονται. Τα μέταλλα που χρησιμοποιούμε είναι κυρίως τα Metal1, Metal2 και Metal3 και σε κάποια λίγα σημεία το Metal4. Επίσης η πυκνωτές σχεδιάζονται σε υψηλότερο επίπεδο μετάλλου.

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το layout της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap, καθώς και η post-layout προσομοίωση της και εξάγονται τα τελικά συμπεράσματα.

4.1 Προετοιμασία για τη σχεδίαση του layout

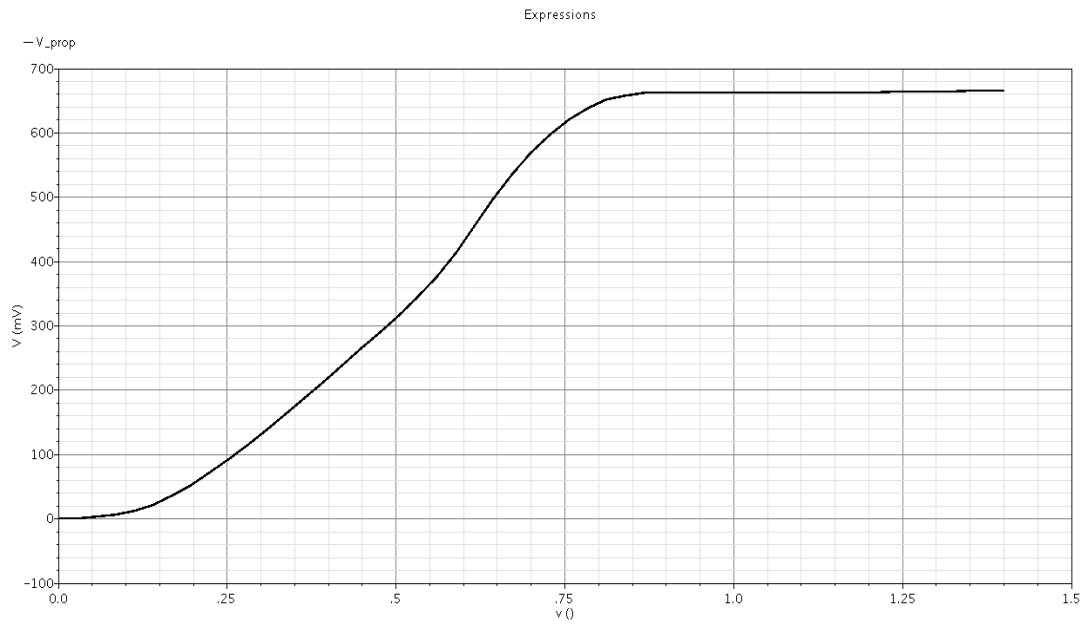
Ένα σημαντικότατο στοιχείο που χρίζει ιδιαίτερης προσοχής κατά τη σχεδίαση του layout είναι το όσο το δυνατόν καλύτερο ταίριασμα των τρανζίστορ. Για το λόγο αυτό τα nmos και τα pmos πρέπει να «σπάσουν» σε μικρότερα και να «πλεχτούν» μεταξύ τους. Αυτό επιτυγχάνεται με την επιλογές “multiplicity” και “fingers”, που υπάρχουν στις ιδιότητες τους στο σχηματικό. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, όλα τα nmos και pmos (εκτός του T_1) χωρίζονται σε 2 μέρη (multiplicity: 2) και κάθε κομμάτι σε έναν αριθμό fingers, ανάλογα με την περίπτωση.

Η αλλαγή του σχηματικού κατά αυτόν τον τρόπο επιφέρει και μεταβολή στις καμπύλες των αποτελεσμάτων που εξήχθησαν στο προηγούμενο κεφάλαιο . Συνεπώς οι αντιστάσεις χρειάζονται, για άλλη μια φορά, μικροδιόρθωση για να έχουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα. Η τελική διακύμανση της τάσης εξόδου V_{prop} , ως προς τη θερμοκρασία και την τάση τροφοδοσίας VDD, παρουσιάζεται στα ακόλουθα διαγράμματα:



Σχήμα 4.1

V_{out} vs T (pre-layout)



Σχήμα 4.2

V_{out} vs VDD (pre-layout)

Οι τελικές τιμές των αντιστάσεων, μετά την τελευταία pre-layout μικροδιόρθωση είναι οι ακόλουθες:

$$R_1 = 680 \text{ k}\Omega$$

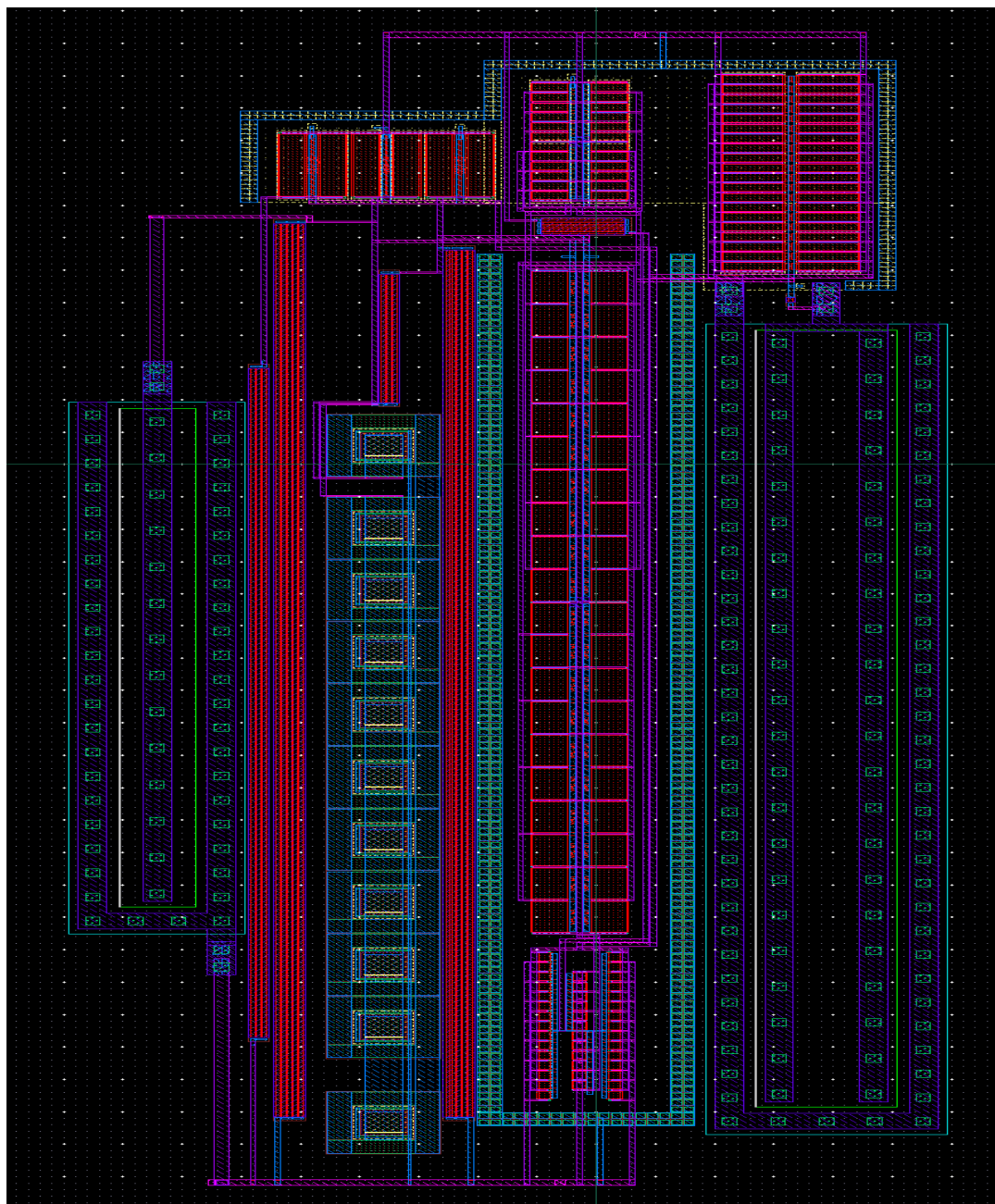
$$R_2 = 660 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 59.4 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 306 \text{ k}\Omega$$

4.2 Σχεδίαση του layout της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap

Είμαστε έτοιμοι, πλέον, να σχεδιάσουμε το layout στο περιβάλλον Layout XL. Τηρώντας όσο το δυνατόν καλύτερα τους κανόνες περί ταιριάσματος καταλήξαμε στο εξής:



Σχήμα 4.3

Layout προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap

Σημαντικά σημεία του Layout:

- Πρώτο πράγμα που έπρεπε να βρούμε, πριν ξεκινήσουμε, ήταν η πιο ενεργειοβόρα corner, στην οποία μπορεί να βρεθεί το κύκλωμα. Με γνώμονα τα ρεύματα που ρέουν στο κύκλωμα στην περίπτωση αυτή, επιλέξαμε προσεκτικά τα πλάτη W των γραμμών, έτσι ώστε αυτές να μπορούν να αντέξουν το μέγιστο ρεύμα που τις διαπερνάει. Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να περάσει από μία γραμμή, δίνεται από τους ακόλουθους τύπους:

$$M_1 : I_{dc} (mA) = 0.945 \cdot [W(u) - 0.0365]$$

$$M_2 - M_6 : I_{dc} (mA) = 1.339 \cdot [W(u) - 0.0348]$$

Επιπλέον, προσπαθούμε να κρατήσουμε τα μήκη L των γραμμών όσο το δυνατόν μικρότερα για να είναι μικρές και οι παρασιτικές αντιστάσεις, οι οποίες προκαλούν ανεπιθύμητες πτώσεις τάσης σε διάφορα σημεία μέσα στο κύκλωμα. Η αντίσταση μια γραμμής δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

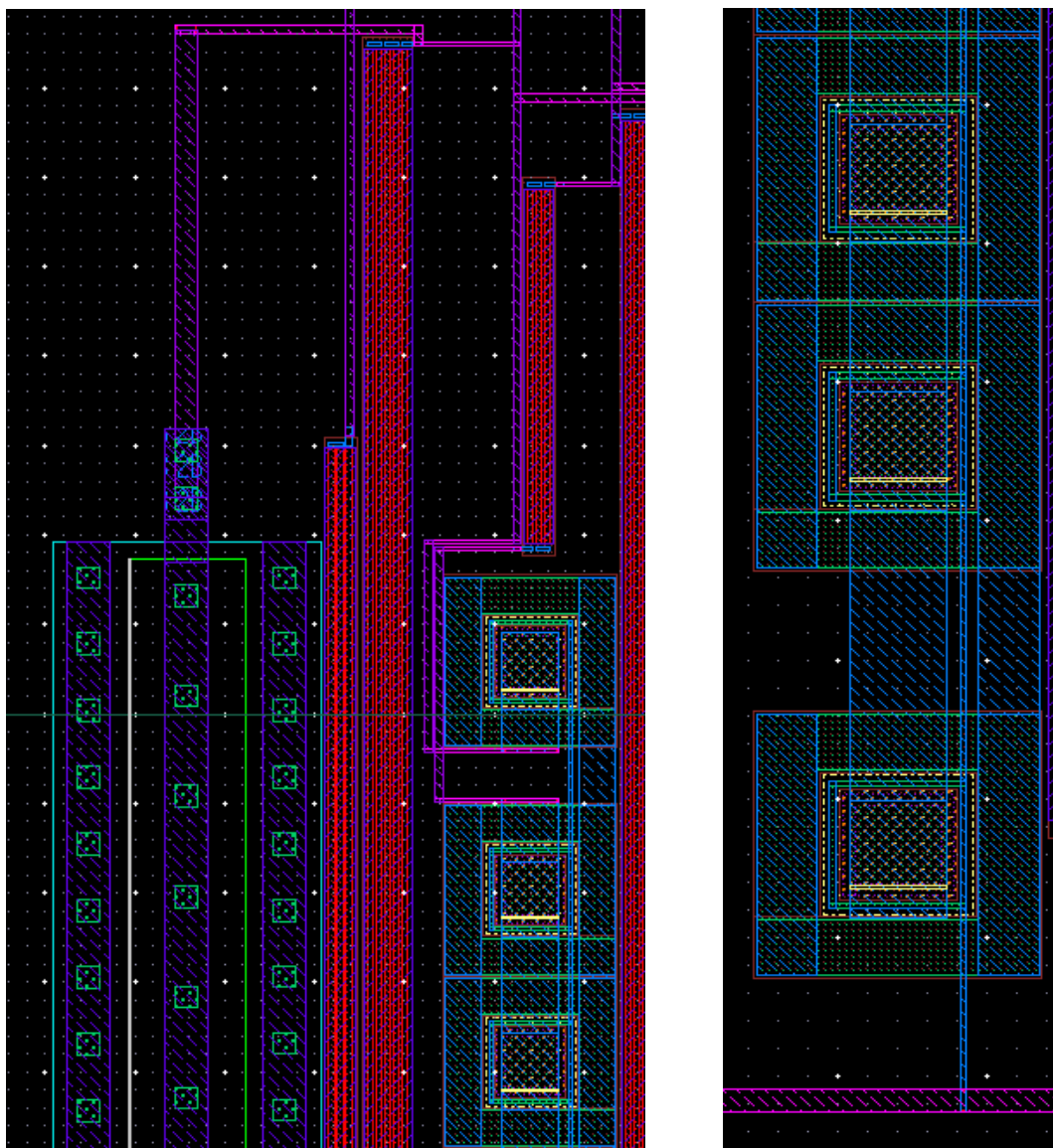
$$R_{Line} = R_s \cdot \frac{L}{W} \cdot [1 + TCR(T - 25^\circ C)]$$

όπου R_s η αντίσταση φύλλου του μετάλλου και TCR ο συντελεστής θερμοκρασίας της αντίστασης. Οι τιμές τους είναι οι εξής:

$$M_1 : R_s = 0.1200 \pm 0.0494 \Omega/sq. , TCR = 0.003 / ^\circ C$$

$$M_2 - M_6 : R_s = 0.0858 \pm 0.0253 \Omega/sq. , TCR = 0.003 / ^\circ C$$

- Οι συλλέκτες των παρασιτικών νρηρ είναι ενωμένοι με το υπόστρωμα. Συνεπώς, απλώς τους ενώνουμε μεταξύ τους, χωρίς να τους ενώσουμε στη VSS , αλλιώς το LVS βρίσκεται σφάλμα. Το υπόστρωμα είναι συνδεδεμένο με τη VSS σε άλλο σημείο του layout με subc contacts. Τις βάσεις των νρηρς αντιθέτως, τις συνδέουμε μεταξύ τους, αλλά και με τη VSS . Τέλος, συνδέουμε τους εκπομπούς των νρηρ1 – νρηρ10 μεταξύ τους και με την αντίσταση R_3 , ενώ τον εκπομπό του νρηρ0 τον συνδέουμε με το T_9 και την R_1 (σημείο V_a στο σχηματικό).



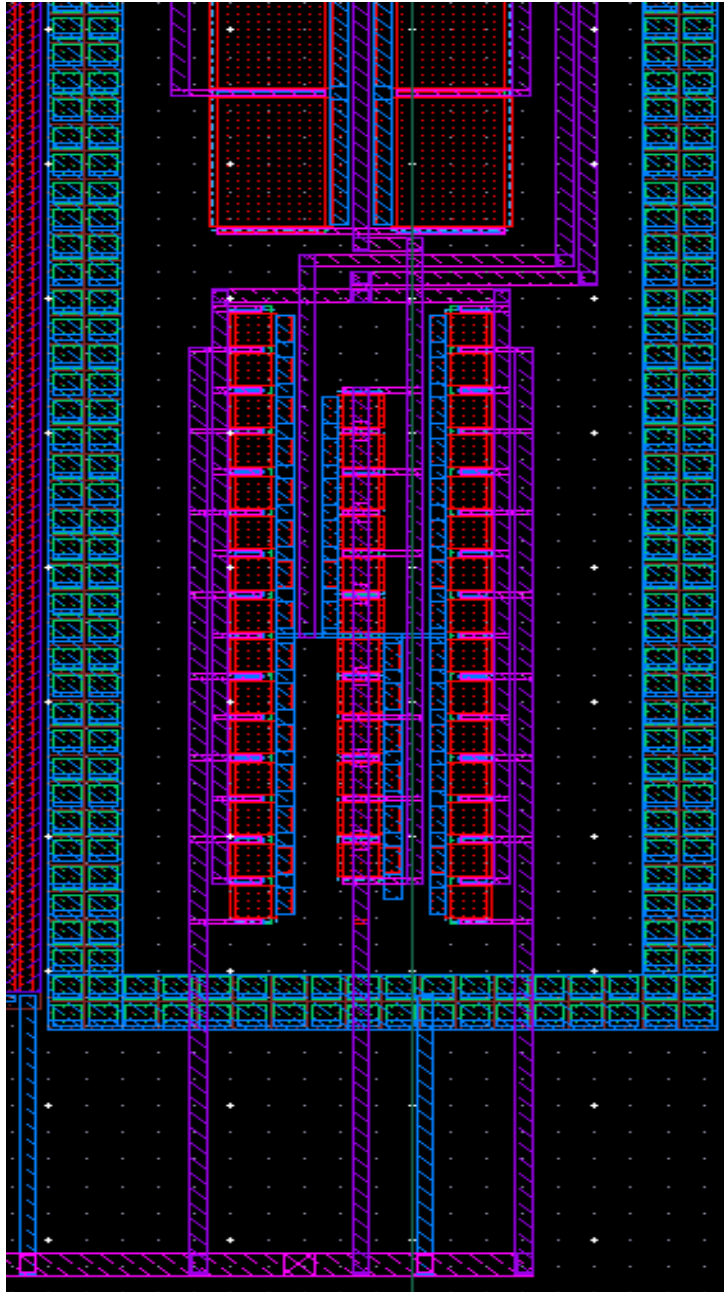
(a)

Σχήμα 4.4

(b)

Σύνδεση των E (a), B και C (b) των BJTs

- Περικλείουμε τα nmos με subc contacts, τα οποία πολώνονται στην τιμή VSS.

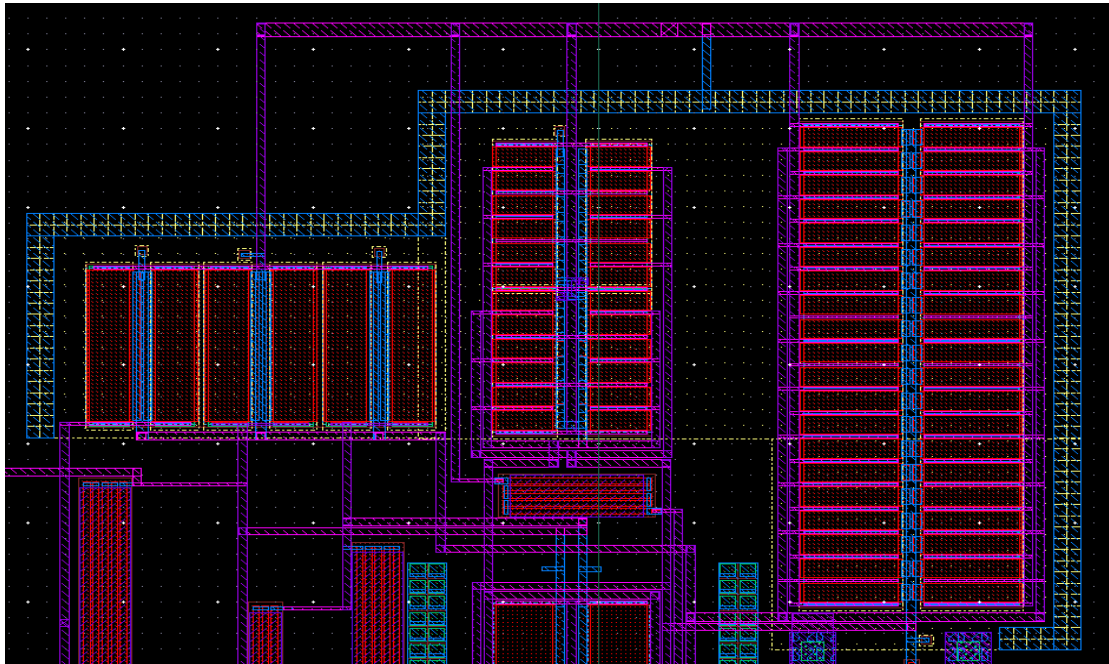


Σχήμα 4.5

Sub contacts γύρω από τα nmos

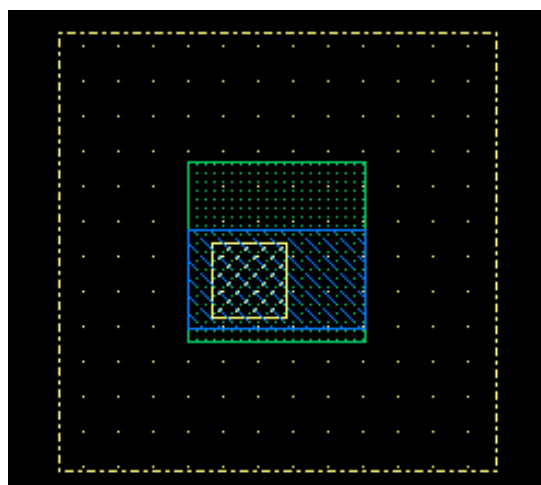
4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : LAYOUT

- Δημιουργούμε ένα καινούριο cell για την πόλωση των πηγαδιών n-well των pmos σε τάση VDD. Το cell αυτό το ονομάζουμε nwcont. Βάζουμε όλα τα pmos σε ένα κοινό πηγάδι n-well, τα περικλείουμε με nwconts και τα πολώνουμε στην τιμή VDD. Με αυτό τον τρόπο τα pmos έχουν $V_{bs}=0$ και δεν παρουσιάζουν φαινόμενο σώματος.



Σχήμα 4.6

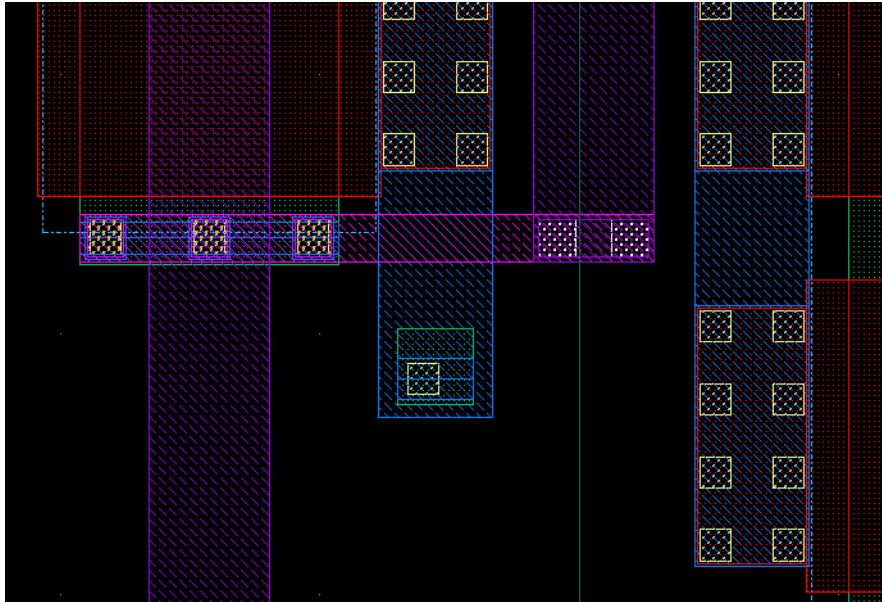
Nwconts γύρω από το κοινό n-well των pmos



Σχήμα 4.7

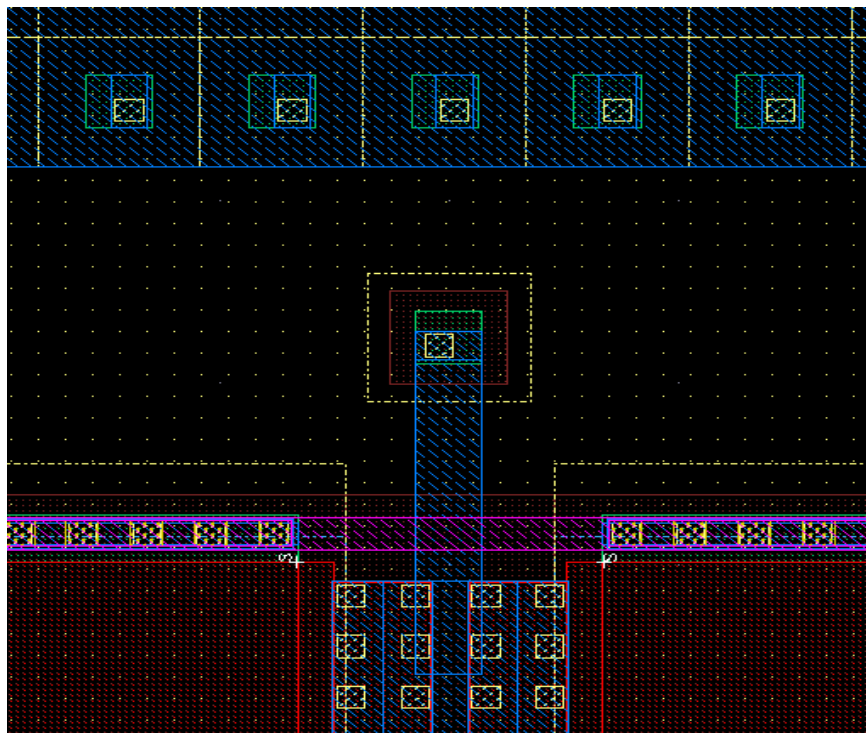
Nwcont layout

- Βάζουμε τα κατάλληλα tie-downs στις πύλες των nmos και των pmos.



Σχήμα 4.8

Tie-down nmos

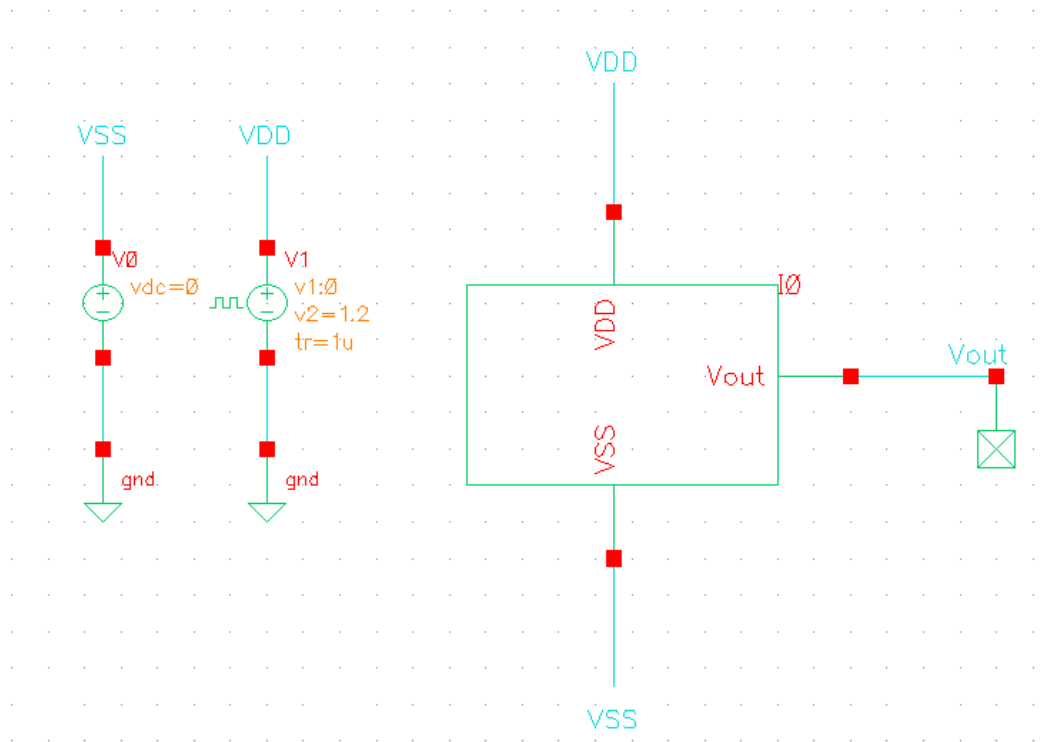


Σχήμα 4.9

Tie-down pmos

4.3 Post-layout προσομοίωση της προτεινόμενης τάσης αναφοράς Bandgap

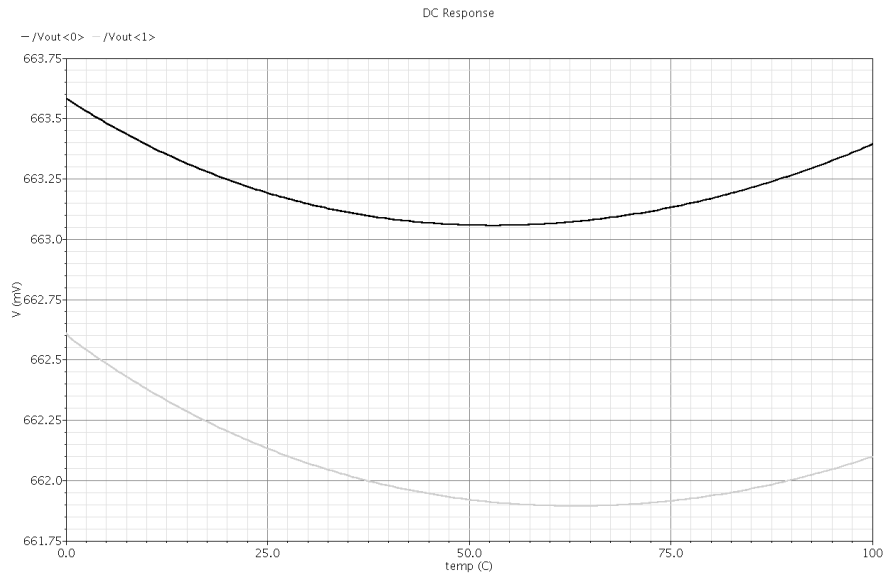
Για την επίτευξη της post-layout προσομοίωσης, δημιουργούμε σε ένα καινούριο σχηματικό ένα σχηματικό δοκιμής (TESTBENCH), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.10. Αυτό μας βοηθάει να απεικονίσουμε σε κοινά διαγράμματα τα αποτελέσματα της pre-layout και της post-layout προσομοίωσης.



Σχήμα 4.10

Σχηματικό δοκιμής κυκλώματος

Χρησιμοποιούμε τη V_{pulse} (V_1), γιατί με αυτή μπορούμε να τρέξουμε και τη DC και την transient ανάλυση που χρειαζόμαστε. Για $V_{\text{DD}} = 1.2 \text{ V}$ και $T=0-100 \text{ }^\circ\text{C}$ η V_{OUT} προκύπτει (με μαύρο απεικονίζεται το pre-layout αποτέλεσμα και με γκρι το post-layout):

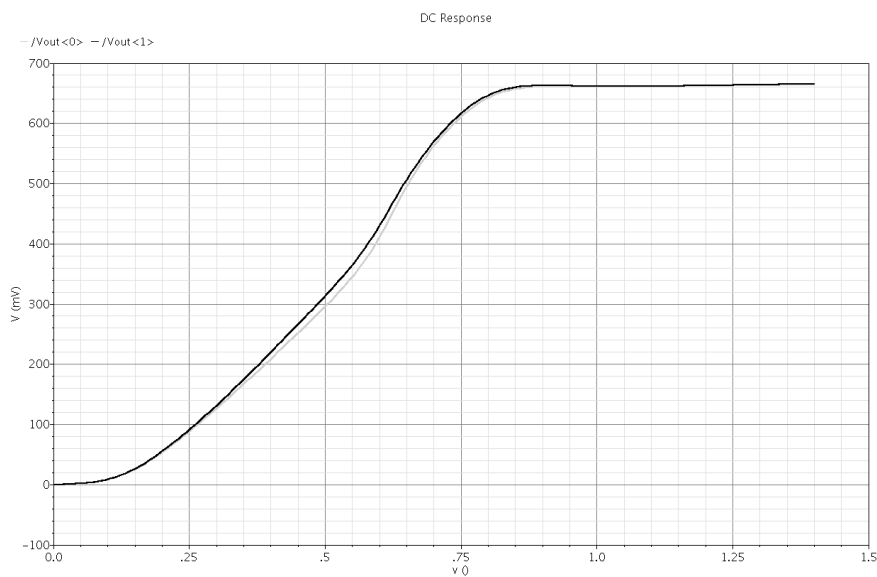


Σχήμα 4.11

Post-layout V_{out} vs T

Παρατηρούμε ότι οι δύο καμπύλες βρίσκονται πολύ κοντά (μόλις 1 mV πτώση τάσης) και έχουν την ίδια μορφή. Το ελάχιστο της post-layout καμπύλης είναι ελαφρώς μετατοπισμένο σε μεγαλύτερη θερμοκρασία. Οι μετατοπίσεις αυτές είναι αναμενόμενες, λόγω των παρασιτικών χωρητικότητων και αντιστάσεων που εισέρχονται στο κύκλωμα.

Για $T = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ και $V_{DD} = 0-1.2\text{ V}$, έχουμε:



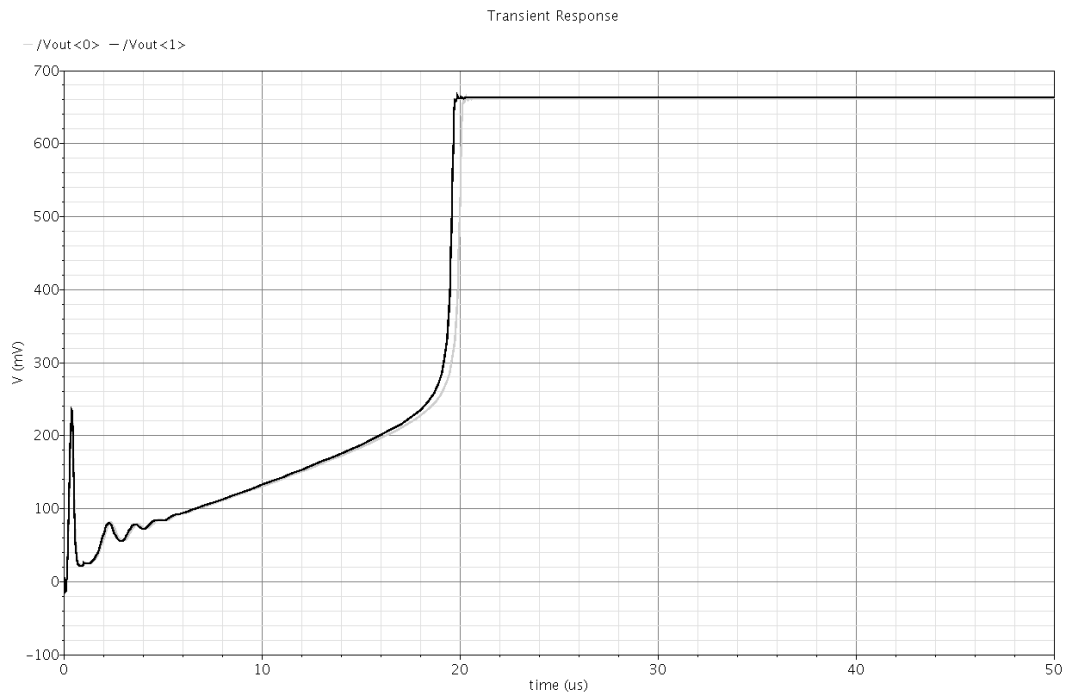
Σχήμα 4.12

Post-layout V_{out} vs V_{DD}

4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : LAYOUT

Όπως είναι φανερό, οι δύο καμπύλες σχεδόν ταυτίζονται.

Τελευταία προσομοίωση είναι μια transient ανάλυση για 50 us. Η τάση τροφοδοσίας ανεβαίνει από 0 σε 1.2 V σε 1 us και η θερμοκρασία είναι $T=50\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Σχήμα 4.13

Post-layout transient ανάλυση

Και σε αυτή την περίπτωση οι καμπύλες σχεδόν ταυτίζονται.

4.4 Τελικά συμπεράσματα για την προτεινόμενη τάση αναφοράς *Bandgap*

Τα τελικά συμπεράσματα που εξάγονται, μετά την post-layout προσομοίωση, για την προτεινόμενη τάση αναφοράς που σχεδιάστηκε είναι τα ακόλουθα:

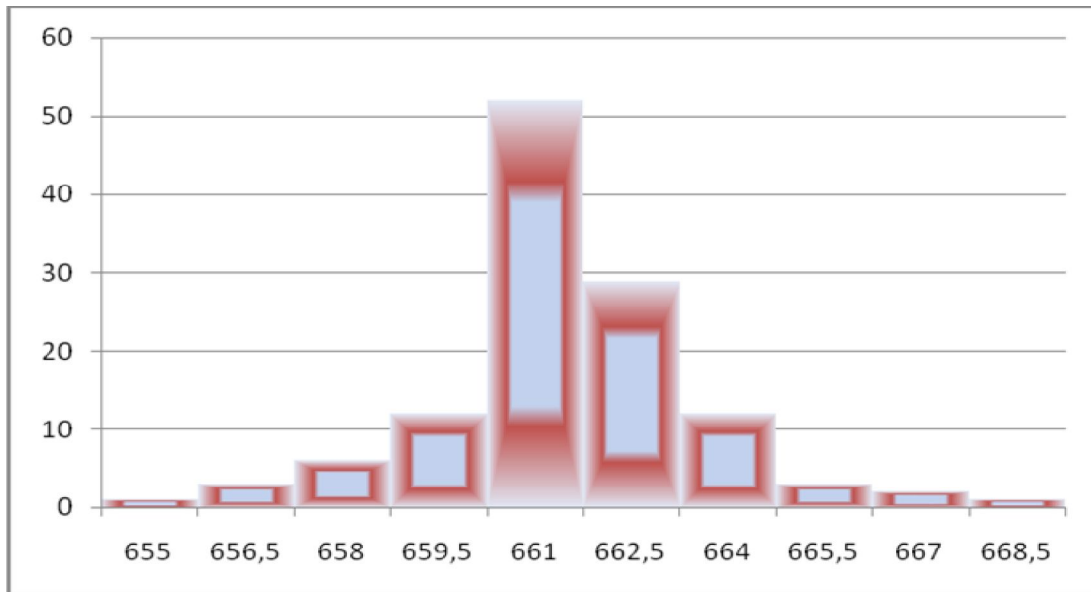
- 1) Η τιμή της τάσης αναφοράς στους 50 °C είναι 661.9 mV. Η διακύμανση της V_{ref} ως προς τη θερμοκρασία (0 – 100 °C) είναι πολύ μικρή, που είναι και το ζητούμενο. Συγκεκριμένα:

$$A = \frac{662.6 - 661.9}{661.9 \cdot 100} = 10.58 \text{ ppm}$$

- 2) Η $V_{\text{DD}_{\text{min}}}$ είναι 850 mV. Αυτή η τιμή καθιστά τη χρήση του κυκλώματος σε σύγχρονες τεχνολογίες δυνατή. Η διακύμανση της V_{ref} ως προς την τάση τροφοδοσίας (στοιχεία στους 50 °C για τυπικές τιμές των παραμέτρων των στοιχείων του κυκλώματος) είναι επίσης εξαιρετικά μικρή (0.6%).
- 3) Ο χρόνος αποκατάστασης του κυκλώματος κατά την εκκίνηση του είναι αρκετά μεγάλος, περί τα 20 us. Οι λόγοι εξηγήθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.
- 4) Η κατανάλωση του κυκλώματος είναι εξαιρετικά μικρή. Στην τυπική κατάσταση θερμοκρασίας και τάσης τροφοδοσίας η ισχύς που καταναλώνει είναι 716.76 μW . Η κατανάλωση του όλου κυκλώματος εξαρτάται σχεδόν αποκλειστικά από την κατανάλωση του TE.
- 5) Το κύκλωμα χρειάζεται τον πυκνωτή C_2 , έτσι ώστε να αντισταθμίζεται και να μην «πέσει» σε ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση του. Η προσθήκη του πυκνωτή οδηγεί σε αναπόφευκτη αύξηση του χρόνου αποκατάστασης του κυκλώματος.

4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ : LAYOUT

Παραθέτουμε ένα ιστόγραμμα με την τιμή της V_{prop} για θερμοκρασίες 0 – 100 °C με βήμα 10 °C και τάσεις τροφοδοσίας 1.1 - 1.3 V με βήμα 0.02 V (σύνολο 121 τιμές).



Σχήμα 4.14

Post-layout V_{out} για $T=0-100^{\circ}C$

και $VDD=1.1-1.3 V$ (121 τιμές)

Τέλος, παρουσιάζουμε ένα πίνακα με τα συνοπτικά αποτελέσματα για το κύκλωμα που σχεδιάστηκε:

Μεταβολή V_{out} ως προς T (0-100 °C)	: 10.58 ppm
Μεταβολή V_{out} ως προς VDD (850 mV-1.4 V)	: 0.6 %
VDD_{min}	: 850 mV
Κατανάλωση	: 716.76 μW
Χρόνος αποκατάστασης	: 20.45 μsec
Εμβαδόν chip	: 0.013 mm^2
Τυπική απόκλιση κατά τη MC	: 6.95 mV

ΑΝΑΦΟΡΕΣ 4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] Γ. Τσιβίδης, "Αναλογικά κυκλώματα VLSI", προσχέδιο σημειώσεων, Αθήνα 1992

Επίλογος

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Στην εργασία αυτή σχεδιάστηκε το σχηματικό και το layout μιας τάσης αναφοράς Bandgap σε τεχνολογία IBM CMOS 90 nm (csm9flp). Η τάση τροφοδοσίας ήταν 1.2 V (τυπική της τεχνολογίας), αλλά αποδείχτηκε ότι μπορεί να γίνει πολύ μικρότερη, μέχρι και 850 mV, πράγμα το οποίο ήταν και το ζητούμενο.

Η μεταβολή της τάσης αναφοράς ως προς τη θερμοκρασία, από 0 ως 100 °C για VDD=1.2 V, είναι 10.58 ppm, ενώ η μεταβολή της ως προς την τάση τροφοδοσίας, από 850 mV ως 1.4 V για T=50 °C, είναι 0,6%.

Η κατανάλωση του κυκλώματος είναι μικρή (717 μ W) και εξαρτάται αποκλειστικά από την κατανάλωση του TE που χρησιμοποιήθηκε. Υπάρχει δυνατότητα χρησιμοποίησης TE με αυτοπόλωση, χωρίς πηγή ρεύματος. Η έξοδος του τελεστικού επιστρέφει στο τρανζίστορ που πολώνει το διαφορικό ζεύγος. Με τον τρόπο αυτό η κατανάλωση μειώνεται δραματικά. Παρ' όλα αυτά, ο TE παρουσιάζει μικρότερο κέρδος και επιπλέον απαιτείται κύκλωμα εκκίνησης, διότι ο TE μπορεί να υποστηρίξει και μια κατάσταση με μηδενικό ρεύμα.

Ο χρόνος αποκατάστασης είναι αρκετά μεγάλος (20 μ s). Αυτό εξαρτάται καθαρά από τον TE. Μπορεί να επιτευχθεί πολύ μικρότερος χρόνος απόκρισης, με τη χρήση TE γενικής χρήσης, αλλά αυτό θα οδηγήσει είτε σε μικρότερο κέρδος του TE και συνεπώς μικρότερη σταθερότητα της τάσης αναφοράς, είτε σε μεγαλύτερη κατανάλωση.

Για να εκκινήσει σωστά το κύκλωμα απαιτείται ένας πυκνωτής αντιστάθμισης, μεγέθους 1 pF. Αυτός επιδεινώνει το χρόνο αποκατάστασης και καταλαμβάνει επιπλέον χώρο στο layout, αλλά είναι απαραίτητος.

Η Monte Carlo ανάλυση του κυκλώματος οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η τάση είναι αρκετά σταθερή και ως προς το process και mismatch variation. Συγκεκριμένα, για VDD=1.2 V και T=50°C, η τάση αναφοράς παρουσιάζει μέση τιμή 661.4 mV και τυπική απόκλιση 6.95 mV.

Το layout του κυκλώματος καταλαμβάνει χώρο περίπου 0.013 mm², ο οποίος είναι ικανοποιητικός.

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

Τέλος, το βασικότερο χαρακτηριστικό της Bandgap που σχεδιάστηκε είναι ότι είναι πλήρως συμβατή με CMOS τεχνολογίες, όπως είναι αυτή που χρησιμοποιήθηκε. Οι CMOS τεχνολογίες κατέχουν τη μερίδα του λέοντος στη βιομηχανία των ολοκληρωμένων σήμερα, λόγω της χαμηλής κατανάλωσης τους και της μεγάλης πυκνότητας ολοκλήρωσης που προσφέρουν.

Παράρτημα

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ**Ανάλυση ανάδρασης της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap**

Η ευστάθεια ενός κυκλώματος είναι από τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά του. Κάθε κύκλωμα πρέπει να είναι ευσταθές, ώστε να μην «πέφτει» σε ταλαντώσεις και να λειτουργεί κατά τον προσδοκώμενο τρόπο. Σε περίπτωση αστάθειας της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap, η τάση εξόδου μπορεί να παρουσιάζει ανεπιθύμητες ταλαντώσεις ή να παίρνει κάποια ανεπιθύμητη τιμή.

Στο συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιείται ανάδραση μέσω του TE και των δύο κλάδων, σχηματίζοντας έτσι ένα κύκλωμα κλειστού βρόχου (loop). Τα συστήματα κλειστού βρόχου μπορούν να αποβούν ασταθή, αν χρησιμοποιούν θετική ανάδραση ή ακόμα και αρνητική υπό ορισμένες προϋποθέσεις.

Η μετάπτωση του συστήματος σε αστάθεια κατά τη χρησιμοποίηση θετικής ανάδρασης είναι πιο πιθανή και συμβαίνει όταν το ποσό θετικής ανάδρασης που επιστρέφει στο κύκλωμα είναι ίσο ή μεγαλύτερο της μονάδας σε κάποια συχνότητα f_0 , δηλαδή όταν:

$$\left. \frac{V_{i_feedback}}{V_o} \right|_{f_0} \geq 1$$

Η τιμή της f_0 είναι αδιάφορη, καθώς κατά την εκκίνηση του κυκλώματος, όπου αυτό τροφοδοτείται με βηματική τάση τροφοδοσίας, ο Μ/Σ Fourier αυτής περιλαμβάνει όλες τις συχνότητες. Στην παραπάνω ανίσωση, με $V_{i_feedback}$ εκφράζεται το ποσό της εισόδου του συστήματος που οφείλεται στην ανάδραση.

Το σύστημα στην παραπάνω περίπτωση θα παρουσιάσει ταλαντώσεις και η τελική τιμή της τάσης αναφοράς θα έχει ακαθόριστη τιμή (λόγω ταλάντωσης) ή θα καταλήξει σε μια εντελώς διαφορετική τιμή της θεωρητικώς αναμενόμενης (συνήθως VDD ή VSS).

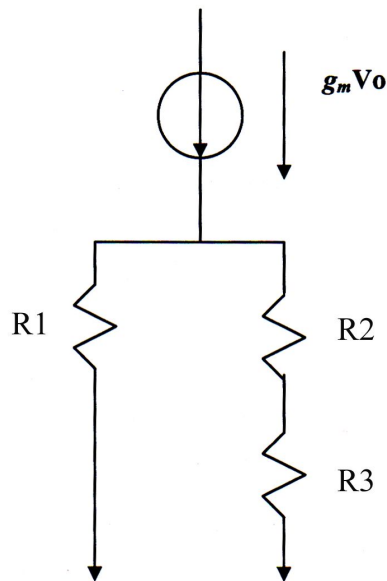
Στο κύκλωμα της συμβατικής τάσης αναφοράς Bandgap, η τάση $V_{i_feedback}$ είναι η διαφορά των τάσεων V_a και V_b , δηλαδή:

$$V_{i_feedback} = V_b - V_a$$

Το ποσό της ανάδρασης είναι (με πολύ καλή προσέγγιση):

$$\frac{V_{i_feedback}}{V_o}(f) = g_m(f) \cdot R_3 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$$

,όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος. Η παραπάνω εξίσωση ισχύει, γιατί οι δίοδοι, στην AC περιοχή συχνοτήτων λειτουργούν με καλή προσέγγιση ως βραχυκυκλώματα. Συνεπώς, για AC τάσεις, ο κόμβος a είναι γειωμένος και μεταξύ κόμβου b και γης παρεμβάλλεται μόνο η R_3 . Το ισοδύναμο κύκλωμα είναι το εξής:



Σχήμα Π.1

Ισοδύναμο κύκλωμα ανάδρασης

Το ποσό λοιπόν της ανάδρασης, εξαρτάται σημαντικά από την τιμή της διαγωγιμότητας g_m . Σε υψηλές συχνότητες, όπου η τιμή αυτή μειώνεται σημαντικά, το κέρδος κλειστού βρόχου ενδέχεται να

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ: ΑΝΑΔΡΑΣΗ

μειωθεί σημαντικά, με αποτέλεσμα την αστάθεια, οπότε η χρήση αρνητικής ανάδρασης είναι επιβεβλημένη. Συνδέουμε λοιπόν τον κόμβο με το μεγαλύτερο κέρδος ανάδρασης (σε απόλυτη τιμή), που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι ο κόμβος b , στο θετικό ακροδέκτη του ΤΕ, ώστε η συνολική ανάδραση να προκύψει αρνητική και το κύκλωμα ευσταθές.