



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ**

ΟΜΑΔΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΙΚΡΟΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Σχεδίαση Bandgap Reference 1-Volt

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Ν. Βεζυρτζής

Επιβλέπων : Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάιος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

ΟΜΑΔΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΙΚΡΟΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Σχεδίαση Bandgap Reference στο 1-Volt

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χρήστος Ν. Βεζυρτζής

Επιβλέπων : Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τηνΙουλίου 2006

.....
Ι. Παπανάνος	Ε. Καγιάφας	Ν.Μαράτος
Καθηγητής Ε.Μ.Π	Καθηγητής Ε.Μ.Π	Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάιος 2006

.....

Χρήστος Ν. Βεζυρτζής

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Χρήστος Βεζυρτζής, 2006

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Βασικός σκοπός της εργασίας αυτής είναι η μελέτη και σχεδίαση ενός κυκλώματος τάσης αναφοράς bandgap με τάση τροφοδοσίας ενός Volt ή και μικρότερης. Το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι βασικό τμήμα κάθε ολοκληρωμένου ηλεκτρονικού συστήματος, καθώς χρησιμοποιείται για να παρέχει μία τάση το δυνατόν σταθεροποιημένη κατά τις μεταβολές της θερμοκρασίας και των παραμέτρων κατασκευής που χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Πιο συγκεκριμένα έγινε μια λεπτομερής ανάλυση της πρώτης πρότασης για bandgap κύκλωμα, με σκοπό την εξέταση της αποδοτικότητας και των χαρακτηριστικών της τάσης αναφοράς που δημιουργείται από τις σχεδιαστικές και τεχνολογικές παραμέτρους που χρησιμοποιούνται, καθώς και των πλεονεκτημάτων και των περιορισμών που υφίστανται στην συγκεκριμένη υλοποίηση. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε με βάση μία τεχνολογία που χρησιμοποιείται αυτήν την εποχή για σχεδίαση ολοκληρωμένων εφαρμογών, με σκοπό να ελεγχθούν στην πράξη τα θεωρητικά συμπεράσματα που εξήχθησαν και να διαπιστωθεί και η συμβατότητα με τις σύγχρονες τεχνολογίες κατασκευής.

Στην συνέχεια παρουσιάστηκαν αναλυτικά οι προτάσεις που παρουσιάστηκαν την τελευταία δεκαετία για αντικατάσταση της αρχικής πρότασης. Οι προτάσεις αυτές καλύπτουν ένα ευρύ φάσμα κυκλωμάτων, με σημαντικά πλεονεκτήματα αλλά και περιορισμούς, που έγκεινται κυρίως στην σημαντική εξάρτηση από τεχνολογικές παραμέτρους και στην μη συμβατότητα με όλες τις τυπικές CMOS τεχνολογίες. Η ανάλυση που πραγματοποιήθηκε ανέδειξε τις τοπολογίες οι οποίες οι οποίες θα εξελιχθούν στο μέλλον, επωφελούμενες από τις εξελίξεις στην τεχνολογία κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Τέλος, πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση μίας εκ των νεότερων bandgap προτάσεων σε τεχνολογία 0,13μm με ενιαία τροφοδοσία υπό του 1-Volt. Η σχεδίαση αυτή έδωσε ως αποτέλεσμα ένα κύκλωμα χαμηλής τροφοδοσίας και χαμηλής ισχύς, το οποίο μπορεί να ενσωματωθεί σε κάθε ολοκληρωμένο κύκλωμα (χαμηλών ή και υψηλών προδιαγραφών) που απαιτεί σταθερή τάση αναφοράς με τροφοδοσία μέχρι και 0,8 Volts. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να υλοποιηθεί σε κάθε τυπική CMOS τεχνολογία (όπως ήταν και αυτή στην οποία σχεδιάστηκε για την εργασία αυτή) και, με μικρές μεταβολές στις τιμές μερικών παραμέτρων του, να παραμείνει συμβατό με οποιαδήποτε τεχνολογία, λόγω της εξάρτησής του από αρκετές παγκόσμιες σταθερές (όπως η σταθερά k του Boltzman). Λόγω της τοπολογίας που χρησιμοποιεί, το κύκλωμα που σχεδιάστηκε είναι από τις γενικότερες και καλύτερες προτάσεις για μία τάση αναφοράς.

Λέξεις Κλειδιά

Τάση αναφοράς, ολοκληρωμένο κύκλωμα, τροφοδοσία

Abstract

The primary goal of this project is the study and design of an electronic system that generates a bandgap reference voltage using supply voltage of 1-Volt or less. This circuit is included in all integrated systems, since it provides a voltage that is designed to be stabilized over temperature and parameters used in integrated circuit manufacturing processes.

Firstly, a thorough analysis of the first bandgap voltage proposal has been made, in order to explore the efficiency of the circuit, along with its dependence from design and technological parameters used and the advantages and disadvantages that the particular topology offers. The circuit was designed in a technology used for demanding, modern-day applications to check the validity of our theoretical analysis and the compatibility of the particular topology with currently used technologies.

Secondly, a number of topologies that were proposed during the last decade to substitute the original circuit were presented. These topologies expand along a wide range of circuits, proving to be advantageous in many aspects, but also experiencing severe dependence from technological parameters as a disadvantage, along with their non-compatibility with typical CMOS processes. The analysis in this project pointed out the topologies that will evolve in the future, taking benefit from the evolution in Integrated Circuit (IC) fabrication processes.

Finally, one of the latest proposals for a bandgap voltage reference was designed in a 0,13 standard CMOS process with a sub-1-Volt power supply. The outcome was a low-power-low-voltage circuit, able to be embedded in any system (of low or high reference demands) that requires a reference voltage and uses a 0,8-Volt , or higher, power supply. This circuit is compatible with any standard CMOS process (as the one used) and any evolution of IC processes, as its output involves dependence from constant parameters (like Boltzman's constant k). Due to the topology that it uses, the circuit that was implemented remains one of the most general and efficient bandgap reference voltage proposals.

KeyWords

Bandgap voltage, reference voltage, Integrated Circuit. CMOS process

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά όλους εκείνους που με τη βοήθειά τους, την υπομονή τους, την αντιμετώπισή τους, αλλά και την πολύτιμη συμπαράστασή τους, βοήθησαν στην ολοκλήρωση αυτής της εργασίας, αλλά και της επιτυχούς ολοκλήρωσης της πενταετούς φοίτησής μου στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω του γονείς μου για τις σωστές βάσεις που μου προσέφεραν. Δίχως την ανατροφή, την ανοχή τους και την βοήθειά τους, ηθική και υλική, δεν θα είχα επιτύχει ούτε μέρος αυτών που έχω, μέχρι στιγμής, επιτύχει. Οι βάσεις για την μέχρι στιγμής πορεία μου ανήκουν κατά κόρον σε αυτούς και η παραμικρή προσπάθεια για ευχαριστίες (όπως αυτή) είναι και θα είναι πολύ μικρή. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω και τους φίλους μου (τόσο εντός όσο και εκτός Πολυτεχνείου), οι οποίοι με στήριξαν (σε καλές και κακές στιγμές) και έχουν δώσει στη ζωή μου την δική τους νότα.

Τέλος, η εργασία αυτή δεν θα μπορούσε να είχε γίνει δίχως την βοήθεια του επιβλέποντα καθηγητή μου, του καθηγητή ΕΜΠ Γιάννη Παπανάνου που προσέφερε τον εργαστηριακό χώρο και την βοήθειά του, για τα οποία θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες και την ευγνωμοσύνη μου. Ιδιαίτερη αναφορά και ιδιαίτερες ευχαριστίες επίσης αξίζουν στην Ομάδα Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων. Η προθυμία και η συνεργασία όλων, μηδενός εξαιρουμένου, όσο και η μεγάλη βοήθεια που προσέφεραν, ήταν καταλυτικός παράγοντας στην ολοκλήρωση της εργασίας αυτής.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ 15

1.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ	16
1.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΑΠΟ ΤΗΝ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑ	18
1.2.1 ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΟ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΚΟ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ	20
1.2.2 ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΘΕΤΙΚΟ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΚΟ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ	23
1.3 Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP	26

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP 32

2.1 ΤΟ ΑΡΧΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΚΑΙ Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ	32
2.2 ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ ΠΑΝΩ ΣΤΟ ΑΡΧΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ	35
2.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΑΡΧΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ ΠΑΝΩ ΣΤΗΝ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ	45
2.4 ΘΕΜΑΤΑ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΚΑΙ ΕΚΚΙΝΗΣΗΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ	58

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ 74

3.1 Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP	74
3.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΑ ΜΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	86
3.3 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΚΑΜΠΥΛΗΣ	96
3.4 ΑΛΛΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΓΙΑ ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ	103

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 BANDGAP ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΥΠΟ ΤΟΥ 1-V 112

4.1 ΟΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ	112
4.2 Η ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΟΥ ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΘΗΚΕ	113
4.3 ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΡΟΕΚΥΨΑΝ	121
4.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	124

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1**

1.1 Δίοδοι πολωμένοι για την δημιουργία PTAT τάσης.....	23
1.2 Πολλές δίδοι που διαρέονται από το ίδιο ρεύμα για την δημιουργία PTAT τάσης.....	24
1.3 Κατασκευή διόδου σε τυπική CMOS τεχνολογία	25
1.4 Η αρχική μορφή της τάσης bandgap.....	27

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1 το αρχικό κύκλωμα bandgap τάσης	33
2.2 Τάση κατωφλίου συναρτήσει της θερμοκρασίας.....	40
2.3 Κύκλωμα για τον υπολογισμό κέρδους κλειστού βρόχου.....	41
2.4 Μοντελοποίηση του input offset voltage.....	43
2.5 Το αρχικό κύκλωμα bandgap τάσης με πραγματικό T.E.....	44
2.6 Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του αρχικού κυκλώματος.....	46
2.7 Εξάρτηση από την θερμοκρασία της τάσης αναφοράς στο απλό κύκλωμα προσομοίωσης.....	47
2.8 Σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή συναρτήσει της R1	50
2.9 Εύρος τιμών τάσης αναφοράς συναρτήσει της R1.....	51
2.10 Σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή συναρτήσει της R2.....	51
2.11 Εύρος τιμών τάσης αναφοράς συναρτήσει της R2.....	52
2.12 Σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή συναρτήσει της R3.....	52
2.13 Εύρος τιμών τάσης αναφοράς συναρτήσει της R3.....	53
2.14 Κύκλωμα τάσης αναφοράς με διπολικά στοιχεία (αρχική πρόταση).....	57
2.15 Εφαρμογή ανάδρασης και έλεγχος της αστάθειας	59
2.16 Ισοδύναμο κύκλωμα για την εξαγωγή της σχέσης ανάδρασης.....	60
2.17 Κύκλωμα για δημιουργία ρεύματος πόλωσης.....	62
2.18 Κύκλωμα εκκίνησης στο κύκλωμα δημιουργίας ρεύματος πόλωσης....	66
2.19 Σχηματικό του Τελεστικού Ενισχυτή που κατασκευάστηκε.....	68
2.20 Σχηματικό του κυκλώματος bandgap που κατασκευάστηκε.....	69

2.21 Η εξάρτηση της υλοποιημένης τάσεως αναφοράς από την θερμοκρασία.....	69
2.22 Το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή συναρτήσει της θερμοκρασίας.....	70
2.23 Το κέρδος και η φάση του τελεστικού ενισχυτή συναρτήσει της θερμοκρασίας.....	71

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.1 Η πρώτη εξέλιξη της τάσης αναφοράς bandgap.....	75
3.2 Κύκλωμα για πρόσθεση δύο ρευμάτων.....	81
3.3 Κατασκευή διόδων σε CMOS τεχνολογία.....	85
3.4 Τοπολογία σύγκρισης τάσεων V_{gs} MOS τρανζίστορ.....	87
3.5 Διάταξη για δημιουργία τάσης αναφοράς με χρήση MOS τρανζίστορ μόνο.....	90
3.6 Βασική ιδέα της μεθόδου αντιστάθμισης καμπύλης	98
3.7 Τοπολογία για αφαίρεση ρευμάτων	100
3.8 Καλύτερη τοπολογία για αφαίρεση ρευμάτων	101
3.9 Δημιουργία bandgap τάσης αναφοράς με αντιστάθμιση καμπύλης.....	102
3.10 Κύκλωμα για αφαίρεση τάσεων	105
4.11 Τοπολογία για τάση αναφοράς με χρήση μόνο MOS στοιχείων.....	106

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1 Τοπολογία που επιλέχθηκε για την τάση αναφοράς υπό του 1-V	115
4.2 Περιοχή κοινού σήματος εισόδου στον τελεστικό ενισχυτή.....	116
4.3 Η τοπολογία που επιλέχθηκε για την θεωρητική προσομοίωση της λειτουργίας του κυκλώματος.....	117
4.4 Τα αποτελέσματα της θεωρητικής προσομοίωσης του κυκλώματος.....	118
4.5 Δημιουργία ρεύματος πόλωσης διαφορικού ζεύγους με αντίσταση	119
4.6 Σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή που κατασκευάστηκε	122
4.7 Η τελική μορφή της τοπολογίας που υλοποιήθηκε.....	122
4.4 Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της λειτουργίας του κυκλώματος που υλοποιήθηκε	123

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1**

1.1 Παράμετροι κατασκευής και επίδρασή τους σε ολοκληρωμένα κυκλώματα	17
--	----

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1 Στοιχεία Προσομοίωσης αρχικού κυκλώματος.....	46
2.2 Χαρακτηριστικά Τελεστικού Ενισχυτή.....	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1 Χαρακτηριστικά Τελεστικού Ενισχυτή.....	122
---	-----

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα περισσότερα ηλεκτρονικά συστήματα χρησιμοποιούν (για μία ή περισσότερες λειτουργίες τους) μία τάση αναφοράς (reference voltage). Η τάση αυτή μπορεί να έχει αρκετές εφαρμογές, όπως πόλωση ενεργών στοιχείων, τάση σύγκρισης για κβαντοποίηση σημάτων κλπ. Συνεπώς λοιπόν αυτόματα δημιουργείται η ανάγκη (για ικανοποίηση των προδιαγραφών απαιτητικών εφαρμογών) για ύπαρξη μιας τάσης αναφοράς (Reference Voltage) η οποία θα είναι ανεξάρτητη από όλες τις παραμέτρους που μεταβάλλονται κατά την λειτουργία ενός κυκλώματος (circuit) (όπως είναι κατά κύριο λόγο η τάση τροφοδοσίας) ή μεταξύ ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στην ίδια γραμμή παραγωγής, όπως είναι οι τιμές των διαφόρων παθητικών και ενεργητικών στοιχείων του κυκλώματος όπου σε διαφορετικές ψηφίδες (chips) έχουν ελαφρώς διαφορετικές τιμές. Επιτακτική είναι επίσης η ανάγκη για σαφή καθορισμό των τάσεων αυτών από την θερμοκρασία, δηλαδή πλήρη και αναλυτική γνώση της επίδρασης της θερμοκρασίας στην τιμή της εκάστοτε τάσης.

Η πιο απλή λύση είναι η χρησιμοποίηση εξωτερικής τροφοδοσίας και κυκλωμάτων/διατάξεων όπου θα δίνουν ποσοστά αυτής της τάσης σε όποια υπομονάδα της ψηφίδας (chip) απαιτείται. Η μέθοδος αυτή είναι ωστόσο μη ακριβής (καθώς πολλές φορές ακόμη και η τάση των πηγών τροφοδοσίας μεταβάλλεται σημαντικά) όσο και (ακόμη σημαντικότερο) μη εφικτή σε πολλές περιπτώσεις, καθώς η χρήση ενός επιπλέον εξωτερικού τροφοδοτικού αποτελεί περιοριστικό παράγοντα λόγω μεγέθους και κόστους.

Η χρήση λοιπόν που φαντάζει (και είναι) πιο προσιτή και υλοποιήσιμη είναι η κατασκευή ενός υποκυκλώματος (sub-circuit), που θα χρησιμοποιεί την υπάρχουσα τροφοδοσία του κυκλώματος ώστε να παρέχει την τάση αναφοράς. Το κύκλωμα αυτό θα λειτουργεί υπό τις ίδιες συνθήκες που υφίσταται και το σύστημα υπο εξέταση,

γεγονός που υποδηλώνει ότι θα έχει όμοια εξάρτηση στις παραμέτρους του με το υπόλοιπο κύκλωμα. Η επιπλέον τοποθέτηση του κυκλώματος αυτού πάνω στην ίδια ψηφίδα (chip) προσφέρει και όμοια εξάρτηση από τις τεχνολογικές παραμέτρους που επηρεάζουν και το υπόλοιπο σύστημα. Τα κυκλώματα “Bandgap” είναι η πιο δημοφιλής (και πιο εξαπλωμένη για λόγους που θα αναφερθούν αργότερα) λύση, καθώς επιτυγχάνουν αρκετά σταθερές τάσες αναφοράς και είναι συμβατές με όλες τις τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Integrated Circuits-IC’s).

Η μέθοδος αυτή ωστόσο αντιμετωπίζει τα τελευταία χρόνια ένα σημαντικό πρόβλημα. Η ραγδαία εξέλιξη στην τεχνολογία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έχει δημιουργήσει την τάση και ανάγκη για σχεδίαση συστημάτων που θα λειτουργούν με μονή τροφοδοσία αρκετά κοντά στο 1 Volt. Όπως θα φανεί σε επόμενο τμήμα η τόσο χαμηλή τροφοδοσία που χρησιμοποιείται τα τελευταία χρόνια αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την κυριότερη τοπολογία που χρησιμοποιείται μέχρι τώρα, παρουσιάζοντας την ανάγκη ανάπτυξης νέων τοπολογιών και λύσεων.

1.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ

Όπως αναφέρθηκε, βασικές επιδιώξεις κατά την σχεδίαση ενός κυκλώματος τάεως (ή και ρεύματος) αναφοράς είναι η μεγαλύτερη δυνατή ανεξαρτησία από την τροφοδοσία του (ολικού) συστήματος και από τις παραμέτρους κατασκευής του εκάστοτε ολοκληρωμένου κυκλώματος. Επιδιώκεται επίσης η σχεδίαση συστημάτων με καλώς ορισμένη εξάρτηση (well-defined dependence) από την θερμοκρασία.

Βάσει την εξάρτησης από την θερμοκρασία (αφού η απαίτηση ανεξαρτησίας από την τροφοδοσία και τις τεχνολογικές παραμέτρους είναι καθολική) διακρίνουμε τις εξής κατηγορίες τάσεων αναφοράς :

- Τάση αναφοράς ανάλογη της απολύτου τιμής της θερμοκρασίας (**Proportional To Absolute Temperature- PTAT**). Όπως είναι προφανές και από την ονομασία μια τέτοια τάση αυξάνει με γραμμικό (ή περίπου γραμμικό) ρυθμό με αύξηση της θερμοκρασίας.
- Τάση αναφοράς ανεξάρτητη από την θερμοκρασία (**Temperature Independent**).

Διακρίνεται επίσης μία ακόμη κατηγορία τέτοιων συστημάτων, η οποία ονομάζεται σταθερής διαγωγιμότητας (**Constant G_m**). Ένα **Constant G_m** σύστημα δημιουργεί ένα ρεύμα αναφοράς τέτοιο ώστε ορισμένα τρανζίστορ που πολώνονται από το συγκεκριμένο ρεύμα να έχουν σταθερή διαγωγιμότητα. Ένα τέτοιο σύστημα όμως ξεφεύγει από τον σκοπό της ανάλυσης της συγκεκριμένης εργασίας και δεν θα αναλυθεί διεξοδικά.

Ως προς την εξάρτηση από τις παραμέτρους κατασκευής (**process parameters dependence**) τώρα, γνωρίζουμε ότι μεταξύ των διαφόρων ψηφίδων (**chips**) που παράγονται εμφανίζονται (σημαντικές σε μερικές περιπτώσεις) διαφορές λόγω των διαφορετικών τιμών στις παραμέτρους των στοιχείων που εναποτίθενται (ή «τυπώνονται») πάνω στο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Για την σχεδίαση μιας γεννήτριας τάσης αναφοράς τα στοιχεία που επηρεάζονται καθώς και οι παράμετροι αυτών συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα:

ΣΤΟΙΧΕΙΟ ΠΟΥ ΕΠΗΡΕΑΖΕΤΑΙ ΑΠΟ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΥΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ ΤΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ ΤΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ ΠΟΥ ΑΛΛΑΖΕΙ
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟS	ΜΗΚΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	ΔΙΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ g_m
	ΠΛΑΤΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	ΔΙΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ g_m
	ΠΛΑΤΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	ΤΑΣΗ ΚΑΤΩΦΛΙΟΥ V_t
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	ΜΗΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ	ΤΙΜΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ R
	ΠΛΑΤΟΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ	ΤΙΜΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ R

Πίνακας 1.1
Παράμετροι κατασκευής και επίδρασή τους σε ολοκληρωμένα κυκλώματα

Οι παράμετροι που αφορούν τα τρανζίστορ MOS προκαλούν μεταξύ άλλων απόκλιση από το σημείο λειτουργίας που είχε σχεδιαστεί, απόκλισης τάσης εισόδου στους τελεστικούς ενισχυτές (Operational Amplifiers) και μείωση του κέρδους διαφόρων βαθμίδων. Δημιουργείται λοιπόν η ανάγκη για προσεκτική σχεδίαση και μέτρα για την αντιμετώπιση των παραπάνω προβλημάτων.

Βασικές επιδιώξεις τέλος (που ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του υπολοίπου συστήματος μπορεί να είναι περισσότερο ή λιγότερο σημαντικές) είναι η αντίσταση εξόδου και εισόδου της γεννήτριας τάσης αναφοράς (όπως άλλωστε και σε κάθε κύκλωμα που παράγει μία dc τάση) και ο θόρυβος του κυκλώματος.

1.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΑΝΕΞΑΡΤΗΤΕΣ ΑΠΟ ΤΗΝ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑ

Τάσεις αναφοράς με μηδενική (ή σχεδόν μηδενική) εξάρτηση από την θερμοκρασία βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε πολλά αναλογικά (και ψηφιακά) κυκλώματα. Η εξάρτηση από την θερμοκρασία έχει πολυεπίπεδη μορφή και είναι σημαντικό να παρατηρήσουμε ότι, αφού πολλές παράμετροι της παραγωγής μεταβάλλονται εξίσου και με την θερμοκρασία, μία θερμοκρασιακώς ανεξάρτητη (temperature independent) τάση είναι και ανεξάρτητη της παραγωγής (process independent) επίσης.

Η μέθοδος που χρησιμοποιείται σε όλες τις τάσεις που παρουσιάζουν μηδενική θερμοκρασιακή εξάρτηση είναι η άθροιση δύο επιμέρους τάσεων V_1 και V_2 , ώστε:

$$\frac{\partial V_1}{\partial T} < 0 \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial T} > 0 \quad (1.2)$$

και

$$a_1 \frac{\partial V_1}{\partial T} + a_2 \frac{\partial V_2}{\partial T} = 0 \quad (1.3)$$

,οπότε η τάση αναφοράς που θα προκύψει θα είναι :

$$V_{REF} = a_1 V_1 + a_2 V_2 \quad (1.4)$$

Δηλαδή αν αθροιστούν δύο επιμέρους τάσεις με γνωστούς και αντίθετους θερμοκρασιακούς συντελεστές (Temperature Coefficients-TC) με κατάλληλους συντελεστές θα προκύψει (στην ιδανική περίπτωση) μία temperature independent τάση.

Στην πραγματικότητα παρατηρείται μία απόκλιση από την τελευταία εξίσωση. Η σχέση που συνδέει τις τάσεις V_1 και V_2 με την θερμοκρασία είναι μη γραμμική και η εξίσωση (1.3) δεν βρίσκει ισχύ για κάθε θερμοκρασία παρά μόνο για μία τιμή μέσα στην περιοχή λειτουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Η εικόνα που παρατηρείται (λόγω της κυριαρχίας των παραβολικών όρων εξάρτησης της τάσης από την θερμοκρασία) είναι μία παραβολή με σημείο καμπής το επιθυμητό σημείο μηδενισμού της εξάρτησης από την θερμοκρασία. Είναι συνεπώς ευθύνη του σχεδιαστή τα ακόλουθα:

- Τοποθέτηση του σημείου μηδενικής εξάρτησης στο σωστό σημείο (στην επιθυμητή θερμοκρασία T), το οποίο είναι συνήθως το μέσο της περιοχής λειτουργίας θερμοκρασιών του ολοκληρωμένου κυκλώματος.
- Η μέριμνα για μικρή μεταβολή της τάσης μέσα στην περιοχή λειτουργίας.

Όπως γίνεται αντιληπτό, η σχεδίαση ενός τέτοιου συστήματος δεν μπορεί παρά να γίνεται κάθε φορά προς ικανοποίηση συγκεκριμένων προδιαγραφών και μόνο ορισμένες βασικές αρχές πρέπει να τηρούνται. Πέραν των παραπάνω υπάρχουν και άλλοι, εξίσου σημαντικοί, περιοριστικοί παράγοντες, οι οποίοι σχετίζονται (κυρίως) με ζητήματα τεχνολογίας, μεγέθους και ισχύος. Πιο συγκεκριμένα αναφέρουμε τους εξής παράγοντες που χρειάζεται να λεμβάνονται υπ' όψιν :

- Την κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος, η οποία χρειάζεται να κυμαίνεται σε μικρά επίπεδα συγκρινόμενη με αυτήν του υπόλοιπου συστήματος.
- Την συμβατότητα του κυκλώματος με όλες (ή με τις περισσότερες) τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Η σχεδίαση με βάση μια εξαιρετικά εξειδικευμένη τεχνολογία κατασκευής περιορίζει την χρήση του συστήματος σε μικρό και συχνά μη προσιτόν αριθμό εφαρμογών.
- Το μέγεθος του κυκλώματος (συνήθως αυτός ο περιορισμός ικανοποιείται εύκολα).
- Τον θόρυβο που το κύκλωμα συνεισφέρει στο υπόλοιπο σύστημα
- Την αντίσταση εξόδου του κυκλώματος.

Στο σημείο αυτό παρουσιάζονται οι κυριότεροι συντελεστές που χρησιμοποιούνται για την δημιουργία μιας τάσης αναφοράς ανεξάρτητης από την θερμοκρασία.

1.2.1 ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΟ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΚΟ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ

Κάθε διαφορά δυναμικού μιας pn-διόδου (pn-junction diode) εμφανίζει αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Η συμπεριφορά αυτή μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει των απλών εξισώσεων μοντελοποίησης της ηλεκτρικής συμπεριφοράς της διόδου. Ξέρουμε λοιπόν ότι μεταξύ της τάσεως μεταξύ των άκρων της διόδου και του ρεύματος που την διαρρέει υπάρχει η εξής σχέση :

$$I_D = I_S e^{\frac{V}{V_T}} \quad (1.5)$$

,όπου

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (1.6)$$

$$I_S = bT^{4+m} e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad (1.7)$$

και :

- V η τάση μεταξύ των ακροδεκτών της διόδου (το δυναμικό του θετικού ακροδέκτη μείον το δυναμικό του αρνητικού)
- k η σταθερά του Boltzmann
- I_S το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού της διόδου
- m η παράμετρος θερμοκρασιακής εξάρτησης του ανάστροφου ρεύματος κορεσμού ($m \approx -\frac{3}{2}$)
- E_g η ενέργεια του πυριτίου ($E_g \approx 1.12eV$)
- b παράμετρος του ρεύματος που διαρρέει την δίοδο (που εξαρτάται από τις διαστάσεις τις και από τεχνολογικές παραμέτρους).

Τώρα, λύνοντας την (1.5) μπορούμε να πάρουμε μια έκφραση για την τάση στα άκρα της διόδου συναρτήσει του ρεύματος που την διαρρέει:

$$V = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) \quad (1.8)$$

και παραγωγίζοντας ως προς την θερμοκρασία λαμβάνεται η θερμοκρασιακή εξάρτηση της τάσης της διόδου:

$$\frac{\partial V}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) - \frac{kT}{q} \frac{1}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} \quad (1.9)$$

Τώρα η εξίσωση (1.7) μας δίνει:

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = (4+m) \frac{I_S}{T} + bT^{4+m} e^{-\frac{E_g}{kT}} \left(\frac{E_g}{kT^2} \right) \quad (1.10)$$

Συνδυάζοντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις καταλήγουμε στην τελική έκφραση για την θερμοκρασιακή εξάρτηση της τάσης της διόδου:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial T} &= \frac{V}{T} \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) - (4+m) \frac{V}{T} - \frac{E_g}{kT^2} V \longrightarrow \\ \frac{\partial V}{\partial T} &= \frac{V - (4+m)V - \frac{E_g}{q}}{T} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Στις τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται η τυπική τιμή που αφορά την τάση στις διόδους είναι :

$$V \approx 750mV$$

,οπότε για τυπικές θερμοκρασίες κοντά στην θερμοκρασία δωματίου έχω:

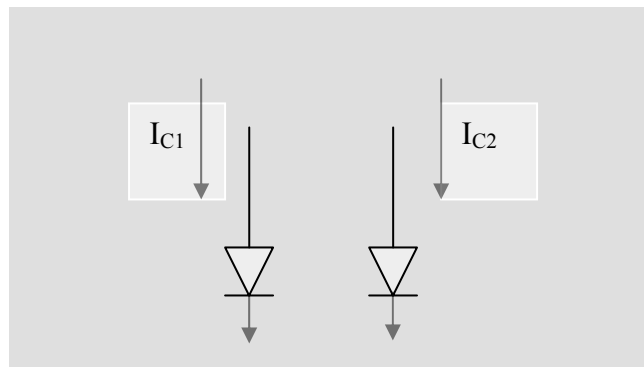
$$\xrightarrow{\text{Room-Temperature}} \frac{\partial V}{\partial T} \approx -2,5mV / ^\circ K$$

Παρατηρούμε επίσης ότι η εξάρτηση είναι μη γραμμικής φύσης και η τιμή που δίδεται εδώ είναι απλά μια προσέγγιση που λειτουργεί ικανοποιητικά σε

θερμοκρασίες κοντά στους 300° Κ. Ο πραγματικός θερμοκρασιακός συντελεστής περιλαμβάνει εξάρτηση από την ίδια την τιμή της τάσης.

1.2.2 ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΘΕΤΙΚΟ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΚΟ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ

Από το 1963 [1] είχε αναγνωριστεί ότι αν δύο δίοδοι p-n (ή διπολικά τρανζίστορ σε συνδεσμολογία διόδου) είναι πολωμένα με διαφορετικά ρεύματα, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 1.1

Δίοδοι πολωμένοι με άνισα ρεύματα για δημιουργία ΡΤΑΤ τάσης

,τότε η διαφορά μεταξύ των τάσεων των τάσεων στα άκρα τους είναι γραμμικά εξαρτημένη από την θερμοκρασία και μάλιστα με σταθερό και θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή.

Πιο συγκεκριμένα έχουμε :

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_t}} \quad (1.12)$$

$$I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad (1.13)$$

,οπότε, με μεθοδολογία όμοια με αυτήν της παραγράφου 1.2.1 προκύπτει:

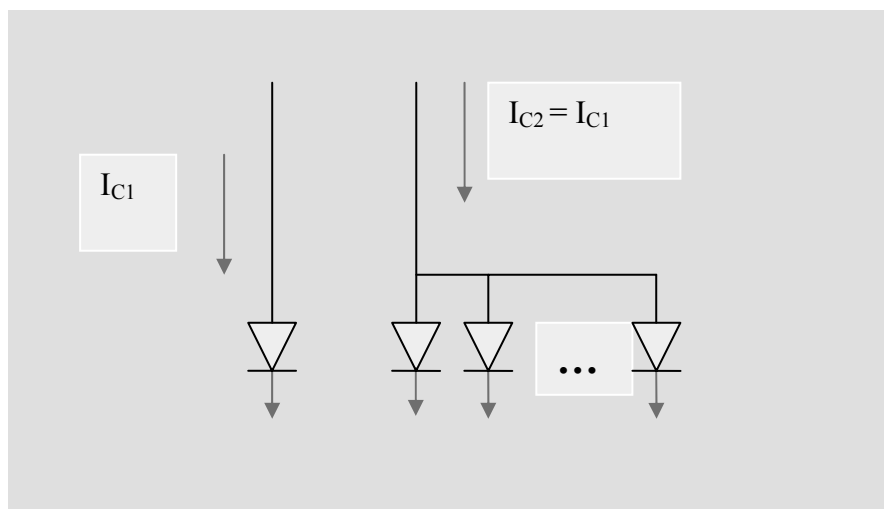
$$V_{BEi} = V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_S}\right) \quad ,i=1,2 \quad (1.14)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = V_T \ln N \quad (1.15)$$

αφού $I_1 = NI_2$ και όπου V_T είναι γραμμικά εξαρτώμενο από την θερμοκρασία σύμφωνα με την σχέση (1.6). Συνεπώς :

$$\frac{\partial}{\partial T}(V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{k}{q} \ln N \quad (1.16)$$

Όμοια με αυτήν την περίπτωση είναι και η ακόλουθη, στην οποία έχουμε δύο ανόμοιες διόδους (αφού M διόδοι παράλληλα ισοδυναμούν με μία διόδο με M -πλάσιο I_S).



Σχήμα 1.2

Πολλές διόδους που διαρρέονται από ίδιο ρεύμα για δημιουργία PTAT τάσης

Στην περίπτωση αυτή θα έχω:

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad (1.17)$$

$$I_{C2} = MI_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad (1.18)$$

,με τελικό θερμοκρασιακό συντελεστή:

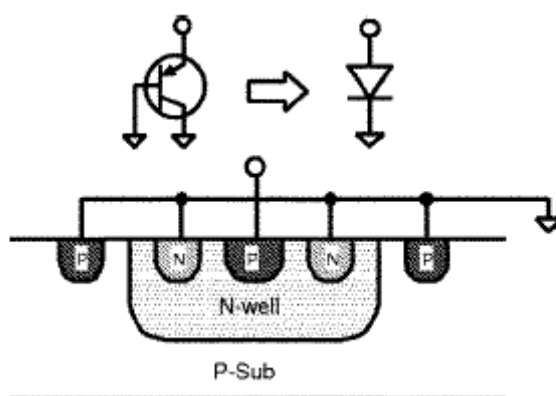
$$\frac{\partial}{\partial T} (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{k}{q} \ln M \quad (1.19)$$

Η καλύτερη εκδοχή είναι να συνδυάσουμε και τις δύο παραπάνω περιπτώσεις, οπότε δύο ανόμοιες δίοδοι θα τροφοδοτούνται από ανόμοια ρεύματα, με τελικό θερμοκρασιακό συντελεστή:

$$\frac{\partial}{\partial T} (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{k}{q} \ln MN \quad (1.20)$$

Παρατηρούμε ότι, σε πλήρη αντίθεση με την προηγούμενη περίπτωση, ο θερμοκρασιακός συντελεστής της τάσης αυτής είναι σταθερός και θετικός, οπότε η μη γραμμική φύση του ολικού θερμοκρασιακού συντελεστή του αθροίσματος των δύο τάσεων θα οφείλεται αποκλειστικά στην τάση με αρνητικό temperature coefficient. Το ανωτέρω με την προϋπόθεση ότι τα διπολικά τρανζίστορ θα λειτουργούν στην ίδια περιοχή και με ρεύματα μικρότερα από τα ρεύματα κατάρευσης.

Σημαντικό είναι επίσης να παρατηρήσουμε ότι η χρήση των διπολικών τρανζίστορ εδώ είναι «εικονική» και συνεπώς το παραπάνω σχέδιο είναι συμβατό με τις τυπικές **CMOS** (Complementary Metal Oxide Semiconductor) τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα τρανζίστορ αυτά χρησιμοποιούνται σε συνδεσμολογία διόδου (με την βάση και τον συλλέκτη βραχυκυκλωμένα), οπότε σε μια τυπική CMOS τεχνολογία κατασκευάζονται εύκολα σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα:

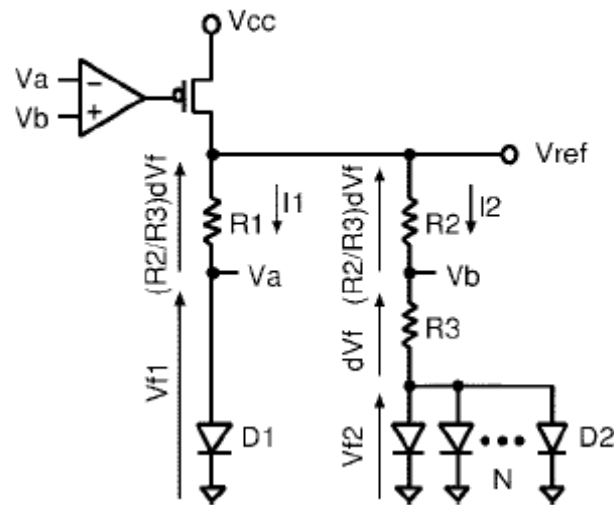


Σχήμα 1.3
Κατασκευή διόδου σε τυπική CMOS τεχνολογία

1.3 Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο τμήμα του κεφαλαίου αυτού η τάση αναφοράς Bandgap είναι ιδιαίτερα δημοφιλής μεταξύ των τάσεων αναφοράς. Ο κυριότερος λόγος είναι ότι οι τάσεις Bandgap είναι (στην πλειοψηφία τους) πλήρως συμβατές με τις τεχνολογίες CMOS (οι οποίες είναι οι πλέον διαδεδομένες στην βιομηχανία παραγωγής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων προσφέροντας μεγάλο εύρος εφαρμογών με το μικρότερο κόστος). Τα κυκλώματα και οι υπομονάδες που χρησιμοποιούν οι Bandgap τάσεις αναφοράς είναι ευρέως μελετημένα και με προσεκτική σχεδίαση και layout μπορεί να επιτευχθεί μία τάση αρκετά στεθεροποιημένη.

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους μπορούμε να παρουσιάσουμε την αρχική μορφή της τάσης αναφοράς bandgap. Η υλοποίησή της βασίζεται στην άθροιση των δύο επιμέρους τάσεων της προηγούμενης παραγράφου, πολλαπλασιασμένες επί κατάλληλους συντελεστές. Το κυριότερο χαρακτηριστικό της πρώτης μορφής της bandgap αναφοράς είναι η χρησιμοποίηση ενός Τελεστικού Ενισχυτή (ΤΕ ή **Operational Amplifier-Opamp**), σύμφωνα με το πιο κάτω σχήμα:



Σχήμα 1.4
Η αρχική μορφή της τάσης αναφοράς bandgap

Από το σχήμα αυτό είναι προφανής η λειτουργία του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα :

- Ο Τελεστικός Ενισχυτής (που θεωρείται ιδανικός) εξισώνει ακριβώς τα δυναμικά των σημείων a και b, ήτοι $V_a = V_b$.
- Η διαφορά μεταξύ των τάσεων 1 διόδου (D1) και N διόδων (D2) εμφανίζεται πάνω στην αντίσταση R3, δημιουργώντας ένα ρεύμα:

$$I_2 = \frac{1}{R_3} dV_f = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \quad (1.21)$$

- Το ρεύμα αυτό δημιουργεί πάνω στην αντίσταση R_2 μία τάση:

$$V_R = \frac{R_2}{R_3} dV_f = \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \quad (1.23)$$

- Η τάση αναφοράς προκύπτει (λόγω της δράσης του T.E.) ως το άθροισμα της πτώσης τάσης πάνω στην R_2 (που θυμίζουμε ότι αφού είναι πολλαπλάσιο της διαφοράς τάσης μεταξύ των διόδων έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή) και της πτώσης τάσης πάνω σε μία diode (που έχει αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή), ήτοι:

$$V_{ref} = V_{f1} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \quad (1.24)$$

Η σημασία της αντίστασης R_3 έγκνεται στο να προσφέρει την απαιτούμενη πτώση τάσης $V(R_2)$, όπως αυτή μεταφέρεται λόγω της δράσης του T.E.. Είναι λοιπόν στην δυνατότητά μας να ρυθμίσουμε τις τιμές των αντιστάσεων ώστε (για μία τιμή της θερμοκρασίας όπως δικαιολογήθηκε σε προηγούμενη παράγραφο) να πετύχουμε μηδενική εξάρτηση από την θερμοκρασία.

Αξίζει ωστόσο να σημειώσουμε εδώ ότι η τάση αυτή αναφοράς παρουσιάζει ορισμένα πολύ σημαντικά μειονεκτήματα στην χρησιμοποίησή της στις σύγχρονες τεχνολογίες. Το κυριότερο (και αξεπέραστο μειονέκτημα) αυτής είναι η ίδια της η τιμή. Πράγματι, αντικαθιστώντας τις τιμές για την πτώση τάσης μιας συνήθους diode και θεωρώντας $\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0$ λαμβάνουμε τελικά :

$$V_{ref} \approx 1.25V \quad (1.25)$$

Η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγάλη, την στιγμή μάλιστα που επιδιώκεται τα περισσότερα συστήματα να λειτουργούν με μονή τάση τροφοδοσίας ενός (1) Volt.

Αφού η τιμή αυτή υπερβαίνει και την ίδια την τάση τροφοδοσίας, καθίσταται προφανές πως η χρήση της είναι ανέφικτη.

Στην συνέχεια αυτής της εργασίας εξετάζονται συστηματικά τόσο η ίδια η υλοποίηση της αρχικής υλοποίησης της bandgap τάσης αναφοράς, όσο και ένα πλήθος εναλλακτικών υλοποιήσεων αυτής ώστε να επιτυγχάνεται συμβατότητα με τις νεότερες τεχνολογίες. Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θα γίνουν εμφανή τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της κάθε τοπολογίας.

Τέλος χρειάζεται να αναφέρουμε και ένα κριτήριο μέτρησης της αποδοτικότητας τέτοιων συστημάτων. Όπως ειπώθηκε στην παράγραφο 1.2 δεν είναι δυνατό να πετύχουμε ακριβή μηδενισμό του θερμοκρασιακού συντελεστή μιας τάσης αναφοράς σε μία ολόκληρη περιοχή συχνοτήτων, παρά μόνο σε ένα σημείο. Για τον λόγο αυτό ορίζουμε το μέγεθος αποδοτικότητας A :

$$A = \frac{V_{ref,max} - V_{ref,min}}{V_{ref,zeroTC-point} \Delta T} \quad (1.25)$$

,όπου :

$V_{ref,max}$:η ελάχιστη τιμή της τάσης αναφοράς εντός της ζώνης θερμοκρασιών

$V_{ref,min}$:η μέγιστη τιμή της τάσης αναφοράς εντός της ζώνης θερμοκρασιών

$V_{ref,zeroTC-point}$:η τιμή της τάσης αναφοράς στο σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή και

ΔT :το θερμοκρασιακό εύρος εφαρμογής του συστήματος.

Το μέγεθος αυτό (που συνήθως ανάγεται σε μονάδες **part per million-ppm**) μας δίνει μια εικόνα σταθερότητας της τάσης αναφοράς, με πιο σταθερές (σχετικά βέβαια και

με την ίδια την τιμή της τάσης αναφοράς) αναφορές να αντιστοιχούν σε μικρότερες τιμές του συντελεστή A. Το μέγεθος αυτό θα είναι το κυριότερο (αριθμητικό) μας κριτήριο για την εξέταση των τάσεων αναφοράς που θα παρουσιαστούν (μαζί με άλλα φυσικά κριτήρια που θα αφορούν συμβατότητα με τις σύγχρονες τεχνολογίες).

ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΠΡΩΤΟΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

[1]K. E. Kuijk, “A precision reference voltage source,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-8, pp. 222–226, June 1973.

Η ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μια λεπτομερής ανάλυση της αρχικής μορφής της τάσης Bandgap. Όπως αναφέρθηκε και στο εισαγωγικό κεφάλαιο η χρήση της σε μοντέρνα ολοκληρωμένα κυκλώματα (που χρησιμοποιούν μονή τάση τροφοδοσίας του 1 Volt) είναι εξαιρετικά περιορισμένη, ωστόσο η σε βάθος ανάλυσή της θα βοηθήσει στο να γίνουν σαφείς βασικές έννοιες και προβλήματα που υπάρχουν κατά την σχεδίαση παρόμοιων κυκλωμάτων.

2.1 ΤΟ ΑΡΧΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΚΑΙ Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ

Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την πρώτη μορφή της Bandgap τάσης παρουσιάζεται στην συνέχεια [1].

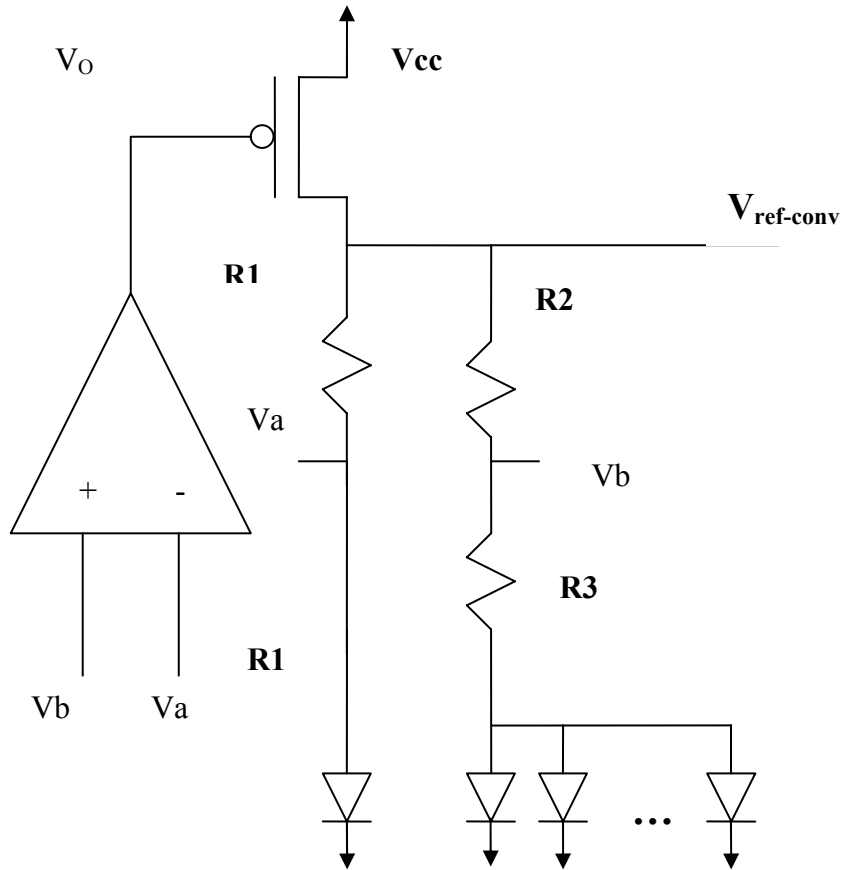
Τα δικτυώματα της μίας διόδου και των πολλών διόδων διαρρέονται από διαφορετικά ρεύματα, ο λόγος των οποίων καθορίζεται από τον αριθμό των διόδων και τις αντιστάσεις R_i ($i=1,2$). Πιο συγκεκριμένα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις :

$$V_a = V_b \quad (2.1)$$

$$I(R_1) = \frac{V_{ref} - V_a}{R_1} \quad (2.2)$$

$$I(R_2) = \frac{V_{ref} - V_b}{R_2} \quad (2.3)$$

$$\xrightarrow{(2.1),(2.2),(2.3)} \frac{I(R_2)}{I(R_1)} = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.4)$$



Σχήμα 2.1
Το αρχικό κύκλωμα bandgap τάσης

,συνεπώς θα ισχύει:

$$V(R_3) = V(N - diodes) - V(1 - diode) = \frac{kT}{q} \ln(N \frac{I_2}{I_1}) = \frac{kT}{q} \ln(N \frac{R_2}{R_1}) \quad (2.5)$$

$$I_2 = I(R_3) = \frac{V(R_3)}{R_3} = \frac{kT}{q} \ln(N \frac{R_2}{R_1}) \quad (2.6)$$

Λόγω τέλος της παρουσίας του Τελεστικού Ενισχυτή στον κόμβο b θα «μεταφέρεται» η τάση του κόμβου a, δηλαδή :

$$V_b = V_a = V_f \quad (2.7)$$

,όπου V_f η πτώση τάσης στα άκρα μιας διόδου (όπως αναλύθηκε με αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή) και τελικά :

$$V_{ref_conv} = V_b + R_2 I_2 \xrightarrow{(2.6),(2.7)} V_{ref} = V_f + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln\left(N \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.8)$$

, όπου ο συμβολισμός V_{ref_conv} υποδηλώνει την πρωταρχική bandgap τάση αναφοράς.

Είναι προφανές ότι με κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων N , R_1, R_2 μπορούμε για κάποιο σημείο μέσα στην ζώνη θερμοκρασιών που μας ενδιαφέρει να μηδενίσουμε τον θερμοκρασιακό συντελεστή της τάσης V_{ref_conv} . Θυμίζουμε βέβαια ότι δυνατότητα μηδενικής εξάρτησης από την θερμοκρασία σε όλη την περιοχή θερμοκρασιών δεν υπάρχει, αφού οι δύο επιμέρους όροι που προστίθενται για να δώσουν την τάση V_{ref_conv} δεν έχουν ίδια (ή παρόμοια) θερμοκρασιακή εξάρτηση ώστε να υπάρχει δυνατότητα αναίρεσης αυτών (αφού η μεν πτώση τάσης στα άκρα της διόδου V_f εξαρτάται μη γραμμικά από την θερμοκρασία και ο δεύτερος όρος εξαρτάται πλήρως γραμμικά).

Η επιλογή των παραμέτρων που αναφέρθηκαν πρέπει να γίνει προσεκτικά και με τρόπο ώστε να ικανοποιούνται τα ακόλουθα κριτήρια :

- Το ρεύμα που διαρρέει τις διόδους πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ώστε η πτώση τάσης της διόδου να λαμβάνει την τυπική της τιμή αλλά μικρότερο (με κάποιο περιθώριο ασφαλείας) από την τιμή κατάρρευσης (I_{max}).
- Η επιλογή των αντιστάσεων πραγματοποιείται τόσο με κριτήρια ρευμάτων όσο και με κριτήριο τον χώρο που καταλαμβάνουν πάνω στο ολοκληρωμένο κύκλωμα (δεν πρέπει να καταλαμβάνουν υπερβολικό χώρο καθώς η χρήση τους καθίσταται δύσκολη και μη πρακτική)

2.2 ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ ΠΑΝΩ ΣΤΟ ΑΡΧΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

Οι ραγδαίες εξελίξεις στον χώρο της βιομηχανίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τις τελευταίες δεκαετίες έχουν καταστήσει την χρήση του προαναφερθέντος κυκλώματος σχεδόν απαγορευτική. Εδώ θα γίνουν ορισμένες παρατηρήσεις που αφορούν το κύκλωμα αυτό και θα εξηγήσουν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της χρήσης της συγκεκριμένης τοπολογίας.

Αρχικά (και ίσως ως πιο σημαντική παρατήρηση) αναφέρουμε ότι η πτώση τάσης μιας διόδου κατά την λειτουργία της (diode built-in voltage) είναι περίπου 0.7Volts και είναι παράμετρος σχεδόν ανεξάρτητη από την τεχνολογία που χρησιμοποιείται, όπως επίσης και από το μέγεθος της διόδου (επιφάνεια), η οποία καθορίζει το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να διαρρέει το στοιχείο συτό. Για τον λόγο αυτό, και για ένα σύνολο τυπικών παραμέτρων κατασκευής (βλ. τύπους (1.8)-(1.11)) η τιμή του θερμοκρασιακού συντελεστή της πτώσης τάσης μιας διόδου (σε θερμοκρασία κοντά στην θερμοκρασία περιβάλλοντος) είναι :

$$\frac{\partial V_f}{\partial T} \approx -2,5mV/^{\circ}C \quad (2.9)$$

Λόγω της παρουσίας του λογαρίθμου στην σχέση (2.8) η εξάρτηση της τάσης V_{ref_conv} από τον αριθμό διόδων που χρησιμοποιούνται είναι μειωμένη σε σχέση με τον λόγο των αντιστάσεων. Διαλέγοντας μια τυπική τιμή $N=100$ για τον αριθμό των διόδων απαιτώντας :

$$\left. \frac{\partial V_{ref_conv}}{\partial T} \right|_{T=T_o} = 0$$

και καταλήγουμε σε μία τυπική τιμή για την τάση αναφοράς bandgap :

$$V_{ref_conv} \approx 1,25V \quad (2.10)$$

Η τιμή αυτή δεν είναι ικανοποιητική καθώς οι περισσότερες εφαρμογές σχεδιάζονται ώστε να λειτουργούν με τάση τροφοδοσίας 1Volt. Στα συστήματα αυτά η χρήση της παραπάνω τοπολογίας καθίσταται αδύνατη. Πιο συγκεκριμένα η τοπολογία αυτή απαιτεί μια ελάχιστη τομή τάσης τροφοδοσίας :

$$V_{cc-\min} = V_{ref_conv} + V_{dsat(MOS)} \quad (2.11)$$

, όπου $V_{dsat(MOS)}$ η ελάχιστη τάση μεταξύ των ακροδεκτών υποδοχής(d) και πηγής(s) του τρανζίστορ MOS (που χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος εδώ) ώστε το τελευταίο να παραμένει στην περιοχή του κορεσμού[2]. Η τελευταία τάση παίρνει (τυπικά) τιμές από 50 μέχρι και 100 mV. Σε καμμία λοιπόν περίπτωση δεν μπορεί ένα παρόμοιο κύκλωμα να λειτουργήσει με τροφοδοσία μικρότερη των 1,3Volts.

Μία ακόμη παρατήρηση αφορά στις αντιστάσεις και τον ρόλο της καθεμίας. Οι αντιστάσεις στους δύο κλάδους (στον ένα κλάδο υπάρχει μόνο η R1 ενώ στον δεύτερο οι άλλες δύο, R2 και R3) χρειάζεται να είναι καταμερισμένες με τρόπο τέτοιο ώστε οι δίοδοι και στους δύο κλάδους να λειτουργούν κανονικά, δηλαδή η χρήση αντιστάσεων ίδιας τάξης μεγέθους είναι η πιο ικανοποιητική λύση. Προτιμάται επίσης η χρήση δύο αντιστάσεων με (περίπου) δεδομένο λόγο και η χρήση της τρίτης ως μεταβλητή για ρύθμιση του κυκλώματος. Επειδή η αντίσταση R2 εμφανίζεται τόσο ως συντελεστής του λογαρίθμου όσο και μέσα σε αυτόν διαλέγουμε έναν δεδομένο λόγο R2/R1 και αφήνουμε την αντίσταση R3 ως μεταβλητή.

Σημαντικός είναι επίσης και ο ρόλος του Τελεστικού Ενισχυτή(T.E.) στην επιτυχή λειτουργία του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα, στην ανάλυση που προηγήθηκε θεωρήσαμε τον T.E. καθόλα ιδανικό, ήτοι:

$$V_+ - V_- = 0 \leftrightarrow A_V = \infty \quad (2.12)$$

,όπου A_V το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου. Αυτό ωστόσο δεν είναι δυνατό να συμβεί σε πραγματικό κύκλωμα, όπου ο T.E. έχει κέρδος ανοικτού βρόχου της τάξεως των 60-80dB. Στην περίπτωση λοιπόν που το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου του T.E. A_V είναι πεπερασμένο έχουμε:

$$V_+ - V_- = \frac{V_o}{A_V} \longrightarrow V_b = V_a + \frac{V_{g-MOS}}{A_V} \quad (2.13)$$

$$\longrightarrow \begin{cases} V_b = V_a + \frac{V_{CC} - V_{th-p}}{A_V}, p-MOS \\ V_b = V_a + \frac{V_{ref_conv} + V_{th-n}}{A_V}, n-MOS \end{cases} \quad (2.14)$$

, όπου διακρίναμε δύο περιπτώσεις για την τροφοδότηση των διόδων με ρεύμα. Στην πρώτη περίπτωση χρησιμοποιούμε ένα p-τύπου στοιχείο ως πηγή ρεύματος ενώ στην δεύτερη ένα n-τύπου.

Στην περίπτωση τροφοδότησης με n τύπου στοιχείο παρατηρείται εμφάνιση εξάρτησης από την τροφοδοσία, σε αντίθεση με την ιδανική περίπτωση όπου (θεωρητικά) η τάση που προκύπτει είναι τελείως ανεξάρτητη από την θερμοκρασία, μέχρι φυσικά ενός κατωφλίου που αναφέρθηκε στην σχέση (2.11). Το παραπάνω σημαίνει ότι πιθανές αλλαγές στην τάση τροφοδοσίας θα μεταφέρονται (με κάποιο συντελεστή) στην τάση αναφοράς, μεταβάλλοντας έτσι την σταθερότητά της και ενδεχομένως στον θερμοκρασιακό της συντελεστή. Για την εξάλειψη του φαινομένου αυτού χρειάζεται η αύξηση του κέρδους του T.E. σε επίπεδα πέραν μιας ελάχιστης τιμής. Στην συγκεκριμένη τιμή ο θόρυβος της τάσης τροφοδοσίας θα σταματήσει να είναι συγκρίσιμος με την κυμάτωση της τάσης αναφοράς λόγω της μεταβολής της θερμοκρασίας.

Στην δεύτερη περίπτωση παρατηρείται μεγαλύτερη ανεξαρτησία από την τροφοδοσία. Εδώ όμως η πόλωση του κόμβου b εξαρτάται από την ίδια την τάση αναφοράς, οπότε μπορούμε να επεξεργαστούμε ακόμη περισσότερο την εξίσωση (2.14) :

$$V_{ref_conv} = V_b + R_2 I_2 = V_f + \frac{V_{ref_conv} + V_{th-n}}{A_V} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln\left(N \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.18)$$

$$\left(1 - \frac{1}{A_V}\right) V_{ref_conv_non-ideal} = V_{ref_conv-ideal} + \frac{V_{th-n}}{A_V} \quad (2.19)$$

$$V_{ref_conv_non-ideal} = \left(1 - \frac{1}{A_V}\right)^{-1} V_{ref_conv-ideal} + \left(1 - \frac{1}{A_V}\right)^{-1} \frac{V_{th-n}}{A_V} \quad (2.20)$$

,όπου $V_{ref_conv_non-ideal}$ η μη ιδανική τάση αναφοράς bandgap που προκύπτει λόγω του πεπερασμένου κέρδους του Τ.Ε. και $V_{ref_conv-ideal}$ η ιδανική τάση αναφοράς που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.1, που όπως διαπιστώθηκε θα παρουσιάζει μηδενική θερμοκρασιακή εξάρτηση σε ένα σημείο λειτουργίας.

Με την παρουσία δηλαδή ενός Τ.Ε. με πεπερασμένο κέρδος παρουσιάζεται τόσο μία κλιμάκωση (scaling) της τάσης αναφοράς όσο και η πρόσθεση ενός επιπλέον όρου, που εξαρτάται από την τάση κατωφλίου του n-τύπου τρανζίστορ που χρησιμοποιείται ως πηγής ρεύματος. Η εξάρτηση αυτή της τάσης από της θερμοκρασία είναι γνωστή [3] και πιο συγκεκριμένα έχουμε :

$$V_t = V_T + V_{SB} = V_{T0} + \gamma(\sqrt{\phi_0 + V_{CB}} - \sqrt{\phi_0}) \quad (2.21)$$

, όπου V_{T0} η τιμή της τάσης κατωφλίου χωρίς το φαινόμενο σώματος (δηλαδή με την πηγή s του τρανζτορ συνδεδεμένη στο υπόστρωμα) :

$$V_{T0} = V_{FB} + \phi_0 + \gamma\sqrt{\phi_0} \quad (2.22)$$

Παρατηρείται ότι, πέραν την τάσης V_{FB} (**F**lat **B**and **V**oltage), εμφανίζεται (μη γραμμική) θερμοκρασιακή εξάρτηση λόγω των δύο άλλων όρων, όπου :

$$\phi_0 = 2\phi_F = 2 \ln \frac{N_A kT}{n_i q} \quad (2.23)$$

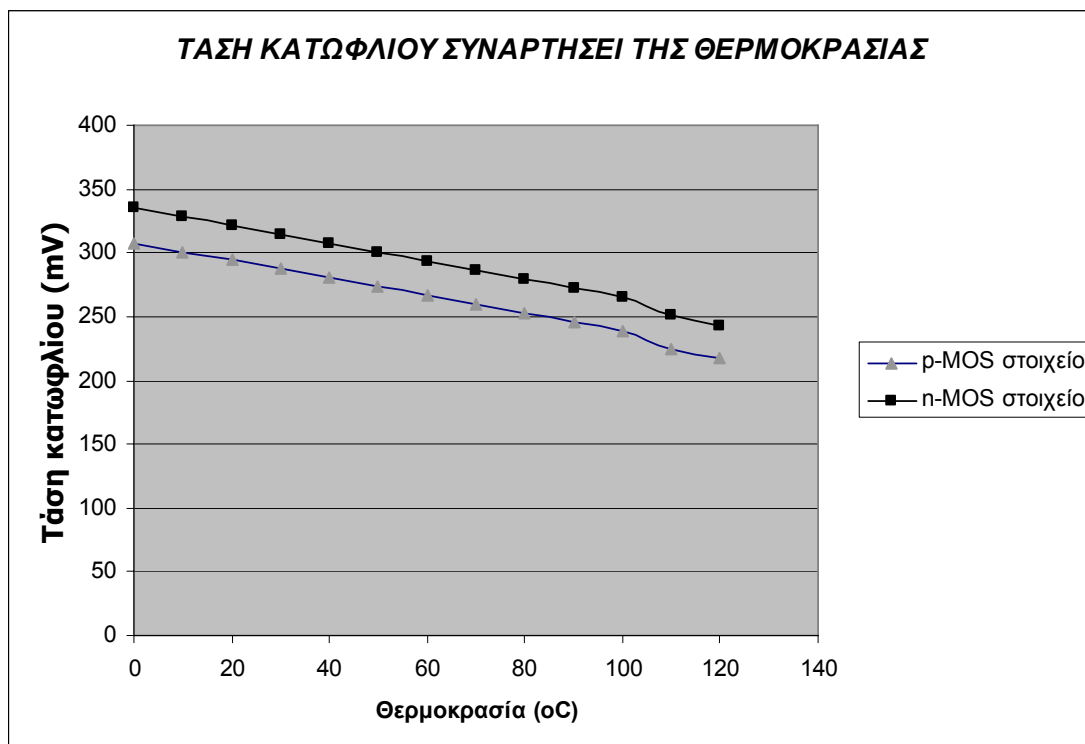
, με N_A την συγκέντρωση φορέων πλειονότητας στο πηγάδι (ή γενικότερα στο υπόβαθρο) που εξετάζεται, n_i την ενδογενή συγκέντρωση φορέων του πυριτίου. Οι ποσότητες αυτές είναι μη γραμμικές συναρτήσεις της θερμοκρασίας, λόγω της

μεταβολής της συγκέντρωσης των φορέων πλειονότητας με την αύξηση της θερμοκρασίας και συνεπώς των δοτών και δεκτών που απελευθερώνονται. Επιπλέον :

$$V_{FB} = \phi_{MS} - \frac{Q_o'}{C'_{ox}} = -\phi_F \pm 0.56V - \frac{Q_o'}{C'_{ox}} \quad (2.24)$$

, ανάλογα με τον τύπο του τρανζίστορ που εξετάζεται. Επιπλέον, μερικοί όροι στην παραπάνω σχέση έχουν εξάρτηση από την θερμοκρασία, δίνοντας συγκεντρωτικά μία θετική και μη γραμμική εξάρτηση (ανεξάρτητα από την παρυσία ή όχι του φαινομένου σώματος) στην τάση κατωφλίου των MOS στοιχείων, η οποία εξαρτάται από έναν αριθμό τεχνολογικών παραμέτρων που καθορίζονται από την εκάστοτε τεχνολογία κατασκευής.

Στο σημείο αυτό χρειάζεται (λόγω της εκτεταμένης χρήσης στην σχεδίαση των κυκλωμάτων) να αναφέρουμε ότι η παραπάνω σχέση βρίσκει εφαρμογή στις απλές CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Με την εισαγωγή όμως των νέων τεχνολογιών κατασκευής υπάρχουν διαθέσιμα και τρανζίστορ χαμηλής τάσης κατωφλίου (low threshold voltage – low V_t), στα οποία η τάση κατωφλίου μειώνεται με την αύξηση του μήκους του καναλιού L. Στην κατηγορία αυτή των τρανζίστορ η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την θερμοκρασία είναι πιο περίπλοκη και δεν μπορεί να βρεθεί με γενικούς τύπους αλλά καλύτερο είναι να αναζητηθεί στην βιβλιογραφία της εταιρίας που προμηθεύει την συγκεκριμένη τεχνολογία. Πιο συγκεκριμένα λοιπόν, στην τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων που εξετάζονται η τάση κατωφλίου εμφανίζει ως προς την θερμοκρασία την εξάρτηση που παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 2.2

Τάση κατωφλίου συναρτήσεως της θερμοκρασίας στην τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε

Συνεπώς με μικρό σφάλμα συμπεραίνουμε ότι ο όρος που περιλαμβάνει την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται συνειφέρει στον θερμοκρασιακό συντελεστή της τάσης αναφοράς με έναν σταθερό θετικό παράγοντα.

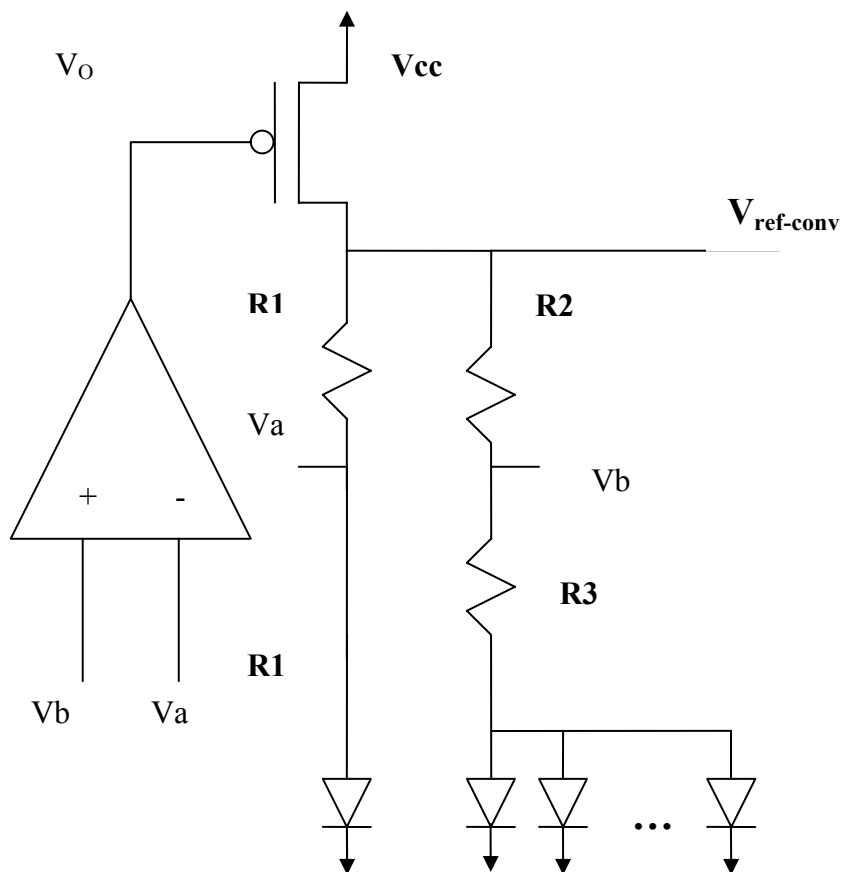
Με βάση λοιπόν τα λεγόμενα αυτής της παραγράφου το σημείο μηδενισμού του θερμοκρασιακού συντελεστή θα μετατοπιστεί σε μία μεγαλύτερη τιμή θερμοκρασίας και μάλιστα είναι πιθανό η τιμή αυτή να βρίσκεται εκτός της επιθυμητής θερμοκρασιακής ζώνης λειτουργίας του κυκλώματος. Στην περίπτωση αυτή θα παρατηρηθεί μία μονότονη (εντός φυσικά της ζώνης θερμοκρασίας που εξετάζουμε) εξάρτηση της τάσης αναφοράς από την θερμοκρασία, γεγονός που θα οδηγήσει σε διεύρυνση του παράγοντα A και μικρότερη σταθερότητα της τάσης.

Η χρήση όμως ενός n-στοιχείου παρουσιάζει ωστόσο τα ακόλουθα μειονεκτήματα :

- Το κέρδος του τρανζίστορ μειώνεται (αφού πλέον το τρανζίστορ χρησιμοποιείται σε συνδεσμολογία ακόλουθου πηγής και όχι σε συνδεσμολογία κοινής πηγής όπου και παρουσιάζει μεγάλο κέρδος) με

αποτέλεσμα το κέρδος κλειστού βρόχου να μειώνεται σημαντικά. Το κέρδος που μας ενδιαφέρει (κέρδος κλειστού βρόχου) μειώνεται σημαντικά αφού εξαρτάται από το κέρδος του τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα μας ενδιαφέρει το κέρδος κλειστού βρόχου, το οποίο και ορίζεται στο σχήμα 2.2 ως :

$$A_{closed-loop} = \frac{V_2 - V_3}{V_i} = A_{v-amp} g_m R_3 \quad (2.21)$$



Σχήμα 2.3

Κύκλωμα για τον υπολογισμό κέρδους κλειστού βρόχου

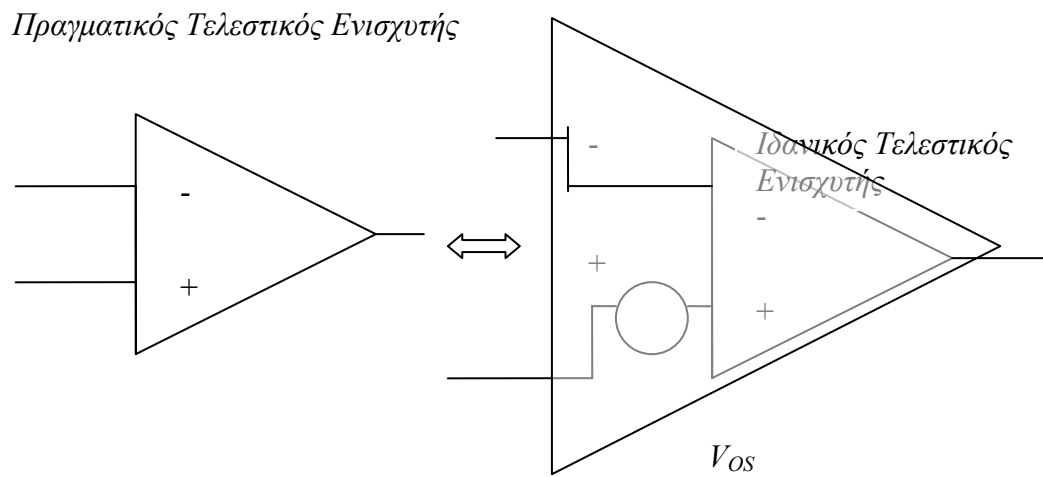
Αύξηση του κέρδους κλειστού βρόχου θα αυξήσει την ικανότητα της διάταξης εξισώσει τους κόμβους a και b. Η χρήση ενός τρανζίστορ n-τύπου θα μειώσει πολύ το κέρδος g_m με αποτέλεσμα την μείωση του κέρδους κλειστού βρόχου.

- Το τρανζίστορ n-τύπου υποφέρει (στην συγκεκριμένη διάταξη) και από το φαινόμενο σώματος (ένα πρόβλημα που χαρακτηρίζεται ωστόσο μικρό στις

νέες τεχνολογίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων όπου η χρήση τρανζίστορ χαμηλού κατωφλίου (low V_t transistors) είναι συνηθισμένη.

Συμπερασματικά παρατηρείται ότι ενώ η χρησιμοποίηση n-στοιχείου συνεισφέρει έναν επιπλέον θερμοκρασιακό συντελεστή στην τάση αναφοράς, η συνεισφορά αυτή είναι γνωστή από την υπάρχουσα μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ και συνεπώς η επίδρασή της μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Μεγάλο της μειονέκτημα αποτελεί ωστόσο η μείωση του κέρδους κλειστού βρόχου, με την ενδεχόμενη μείωση της ικανότητας της εξίσωσης των κόμβων a και b. Αντίθετα, η χρησιμοποίηση p-τύπου τρανζίστορ εισάγει περισσότερη εξάρτηση από την τάση τροφοδοσίας, πέραν της γνωστής (όπως στην προηγούμενη περίπτωση) εξάρτησης από την τάση κατωφλίου του p-στοιχείου (βλ. και σχέσεις (2.21) – (2.24)), οδηγώντας όμως παράλληλα σε συνδεσμολογία με μεγαλύτερο κέρδος κλειστού βρόχου. Συνίσταται λοιπόν η χρησιμοποίηση τρανζίστορ p-καναλιού στην συγκεκριμένη εφαρμογή.

Τελευταία έμεινε η παρατήρηση για το offset τάσης (τάση απόκλισης εισόδου) [2] του Τελεστικού Ενισχυτή (Τ.Ε.) που χρησιμοποιείται. Το offset τάσης ενός Τ.Ε. ορίζεται ως η τάση που χρειάζεται να εφαρμοστεί στον αρνητικό ακροδέκτη ώστε η έξοδος του Τ.Ε. απουσία άλλων εισόδων να είναι μηδενική. Προκαλείται από την απουσία ταιριάσματος δύο ή περισσότερων στοιχείων, όπως για παράδειγμα δύο τρανζίστορ, τα οποία θεωρητικά σχεδιάστηκαν να είναι ίδια σε διαστάσεις, κατά την διαδικασία δημιουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Σαν αποτέλεσμα τα ρεύματα που διαρρέουν τους δύο κλάδους του διαφορικού ζεύγους εισόδου του Τ.Ε. είναι ανόμοια με αποτέλεσμα η έξοδος του Τ.Ε. να μην είναι ακριβώς μηδενική (ή στην γενικότερη περίπτωση ίση με την επιθυμητή) για ίσες εισόδους. Συμβολικά τα παραπάνω παρουσιάζονται με την αντικατάσταση (για λόγους ανάλυσης σε ένα κύκλωμα) του ιδανικού Τ.Ε. με το «πραγματικό» ισοδύναμο :

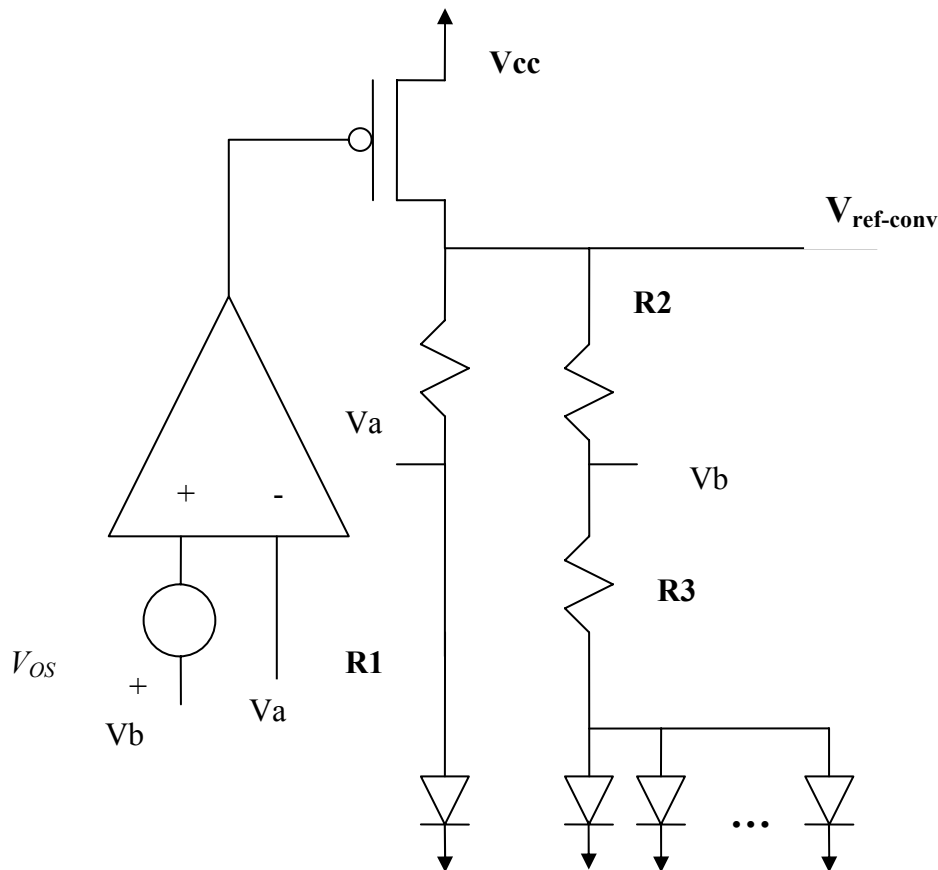


Σχήμα 2.4
Μοντελοποίηση του input offset voltage

Στην περίπτωση του input offset voltage θα ισχύει :

$$V_- = V_+ + V_{0s} \quad (2.22)$$

,όπου V_{0s} η τάση απόκλισης εισόδου (input offset voltage)



Σχήμα 2.5
Το αρχικό κύκλωμα bandgap τάσης με πραγματικό T.E.

Με βάση λοιπόν τα όσα αναφέρθηκαν θα ισχύει στην περίπτωση αυτή :

$$V_a = V_b + V_{OS} \quad (2.23)$$

$$V_{ref} = V_f - V_{OS} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln\left(N \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.24)$$

Συνεπώς η τάση απόκλισης εισόδου του T.E. θα εμφανίζεται αυτούσια στην έξοδο του κυκλώματος, δηλαδή στην τάση αναφοράς. Η τάση αυτή έχει τα εξής χαρακτηριστικά :

- Έχει στοχαστικό χαρακτήρα, καθώς είναι τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από την διαδικασία παραγωγής, με μηδενική μέση τιμή.

- Μπορεί να παίρνει τόσο θετικές όσο και αρνητικές τιμές.
- Μία τυπική τιμή της είναι περίπου 500μV.

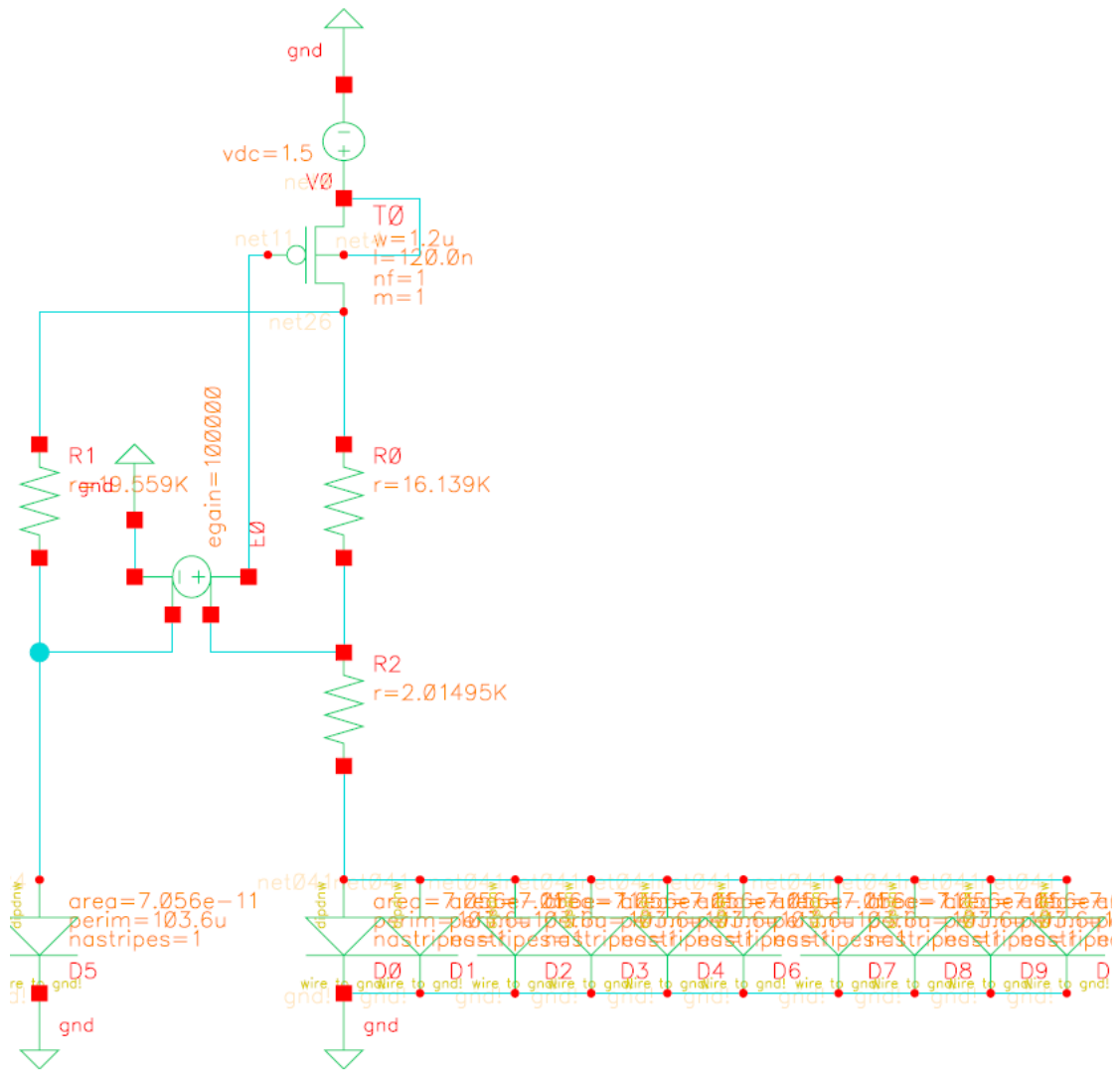
Συμπερασματικά η τάση απόκλισης εισόδου (input offset voltage) δεν επηρεάζει τον θερμοκρασιακό συντελεστή της τάσης αναφοράς παρά μόνο μετατοπίζει την dc στάθμη της, αφού εξαρτάται μόνο από το ταίριασμα (ή όχι) στις διαστάσεις των τρανζίστορ κατά την κατασκευή του ολοκληρωμένου κυκλώματος και είναι συνεπώς ανεξάρτητη της θερμοκρασίας λειτουργίας του κυκλώματος.

2.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΑΡΧΙΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ ΠΑΝΩ ΣΤΗΝ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ

Πρώτο στάδιο στην σχεδίαση του κυκλώματος ήταν μία θεωρητική προσομοίωση (με ιδανικά στοιχεία) προς εξακρίβωση των προδιαγραφών όπου το πραγματικό κύκλωμα πρέπει να πετύχει. Για το συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιήθηκαν τα εξής στοιχεία:

- Έντεκα δίοδοι εκ των οποίων η μία ήταν στον ένα κλάδο και όλες οι υπόλοιπες στον δεύτερο, δίνοντάς μας $N=10$.
- Ένα ιδανικό στοιχείο ως τελεστικός ενισχυτής με μεταβλητό κέρδος

Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε ήταν το ακόλουθο :



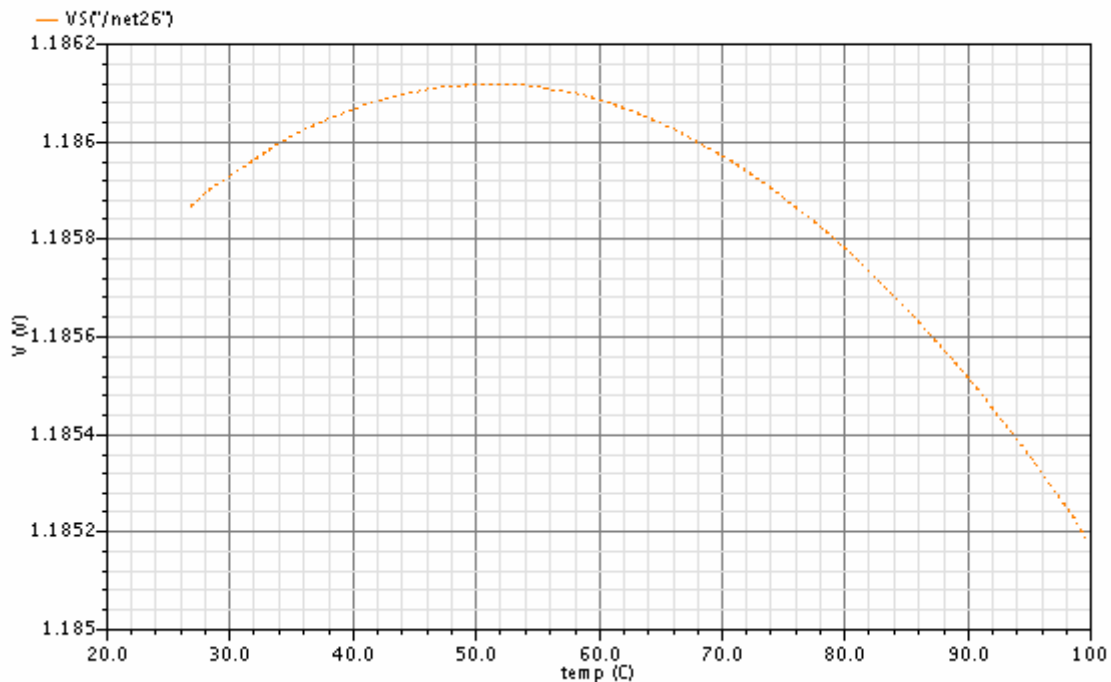
Σχήμα 2.6
Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του αρχικού κυκλώματος

, όπου οι τιμές των στοιχείων του φαίνονται στον πιο κάτω πίνακα:

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ	ΤΙΜΗ
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	ΜΗΚΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	2,4 μm
	ΠΛΑΤΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ	120 nm
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ R1	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	19,559ΚΩ
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ R2	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	16,139ΚΩ
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ R3	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	2,01495ΚΩ

Πίνακας 2.1
Στοιχεία Προσομοίωσης αρχικού κυκλώματος

Το κύκλωμα προσομοιώθηκε αρχικά για τυπικές παραμέτρους κατασκευής στην ζώνη θερμοκρασιών από 0 μέχρι 100°C, δίνοντας για την τιμή τάσης αναφοράς V_{ref_conv} την ακόλουθη γραφική.



Σχήμα 2.7
Εξάρτηση από την θερμοκρασία της τάσης αναφοράς σε απλό κύκλωμα προσομοίωσης

Όπως παρατηρούμε η τάση αναφοράς παρουσιάζει παραβολικού τύπου εξάρτηση από την θερμοκρασία. Το γεγονός αυτό έρχεται σε συμφωνία με τα αποτελέσματα που περιμένουμε από την θεωρητική μας ανάλυση [4]. Πράγματι, επιστρέφοντας στην σχέση (2.8) ισχύει :

$$V_{ref_conv} = V_f + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT}{q} \ln\left(N \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.25)$$

,όπου θυμίζουμε ότι για την τάση V_f ισχύει [5], ισοδύναμα με την σχ. (1.11) :

$$V_f = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_d}{I_s} + 1\right) \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_d}{I_s}\right) \quad (2.26)$$

,με :

$$I_s = ATn_i^2 \bar{\mu}_n \quad (2.27)$$

$$n_i^2 = BT^3 e^{\left(\frac{-qV_{GO}}{kT}\right)} \quad (2.28)$$

$$\bar{\mu}_n = CT^{-n} \quad (2.29)$$

Συνεπώς θα ισχύει :

$$I_s = DT^\eta e^{\left(\frac{-qV_{GO}}{kT}\right)} \quad (2.30)$$

, με :

$$\eta = 4 - n \quad (2.31)$$

,όπου (βάλτε “όπου” αντί για “και” καλύτερα) A,B,C,D σταθερές και V_{GO} την ενέργεια bandgap (intristic bandgap silicon energy) του πυριτίου. Αντικαθιστώντας τις (2.27)-(2.31) στην (2.25) προκύπτει τελικά η εναλλακτική έκφραση για την τάση αναφοράς bandgap:

$$V_{ref_conv} = V_{GO} + (\eta - 1) \frac{kT}{q} - (\eta - 1) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.32)$$

, με την υπόθεση ότι ο θερμοκρασιακός συντελεστής της τάσης αναφοράς μηδενίζεται στην θερμοκρασία T_0 (η οποία συνληθως λαμβλανεται ως θερμοκρασία δωματίου, ήτοι 300°K). Αναπτύσσοντας τώρα σε σειρά Taylor την συνάρτηση $\ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ προκύπτει

:

$$\ln\left(\frac{T}{T_0}\right) = \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)\Big|_{T=T_0} + \frac{\partial}{\partial T} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)\Big|_{T=T_0} \Delta T + \frac{\partial^2}{\partial T^2} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right)\Big|_{T=T_0} \Delta T^2 + O(T^2) \quad (2.33)$$

,όπου $O(T^2)$ οι όροι υψηλότερης τάξης, οι οποίοι αγνοούνται γύρω από την περιοχή της θερμοκρασίας T_0 . Η σχέση (2.33) δίνει λοιπόν για μία περιοχή γύρω από την θερμοκρασία T_0 :

$$\ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \approx \frac{T}{T_0} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^2 \quad (2.34)$$

,με $\Delta T = T - T_0$. Αντικαθιστώντας την σχ. (2.34) στην σχ. (2.32) προκύπτει η εναλλακτική έκφραση για την τάση αναφοράς bandgap :

$$V_{ref_conv} = V_{GO} + (\eta - 1) \frac{kT_0}{q} - \frac{1}{2} \frac{kT_0}{q} (\eta - 1) \left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^2 \quad (2.35)$$

Πράγματι λοιπόν, κρατώντας τους δύο πρώτους όρους του αναπτύγματος σε σειρά Taylor του όρου $\ln\left(\frac{T}{T_0}\right)$ επαληθεύουμε και θεωρητικώς την μορφή της γραφικής παράστασης όπου λαμβάνουμε από την προσομοίωση. Λόγω της σχετικά μεγάλης τιμής που επιλέγουμε για την θερμοκρασία T_0 (τυπικά στην περιοχή 273-330°K) οι όροι της μορφής $(\Delta T/T_0)^n$ (όπου $n > 2$) μπορούν να αγνοηθούν και να προκύψει η τετραγωνική μορφή στις σχέσης (2.35). Η μορφή αυτή μας δίνει πληροφορία όχι μόνο για την κοίλη μορφή της χαρακτηριστικής όσο και για την τιμή μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή, όπου :

$$V_{ref_conv}\Big|_{T=T_0} = V_{GO} + (\eta - 1) \frac{kT_0}{q} \quad (2.36)$$

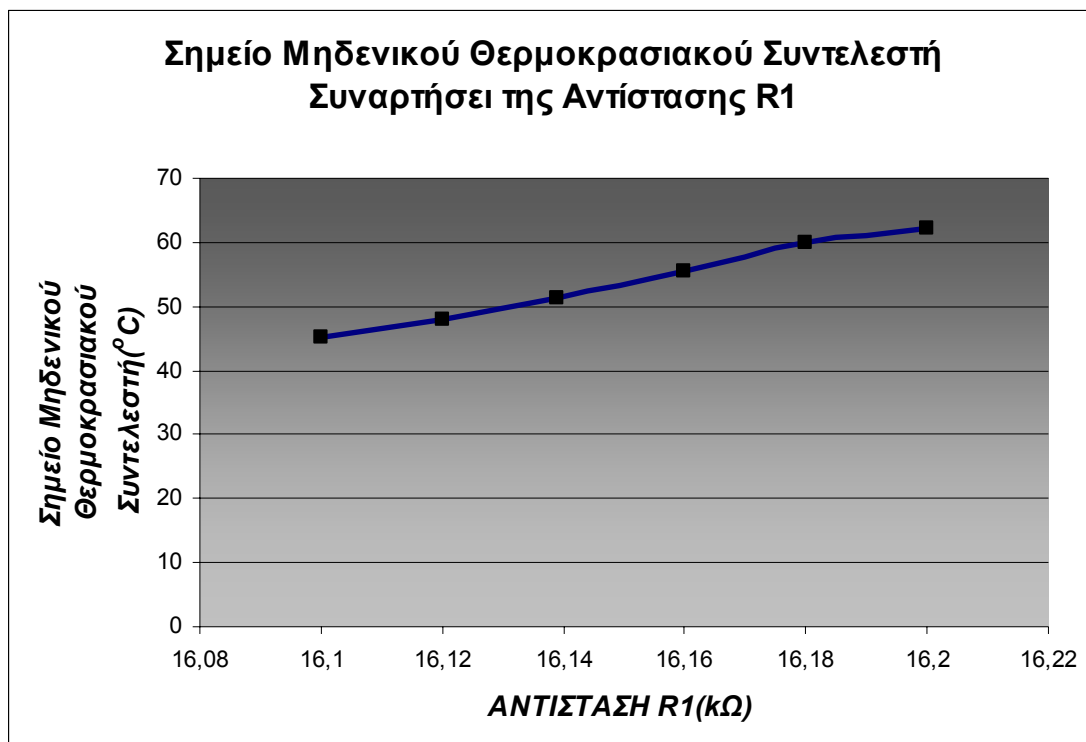
Η τιμή αυτή μεταβάλλεται γραμμικά με την επιλογή του σημείου T_0 και εξαρτάται σημαντικά από τις διαδικασίες παραγωγής του ολοκληρωμένου κυκλώματος, κυρίως μέσω του συντελεστή η , ο οποίος δηλώνει την εξάρτηση από την νόθευση του υποστρώματος.

Επιστρέφοντας τώρα στην σχ. (2.8) εξετάζουμε τον ρόλο των αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα. Η κάθε αντίσταση έχει διαφορετικό ρόλο και παρατηρείται ότι μπορούμε να περιορίσουμε την χρήση της κάθεμίας σε διαφορετική ιδιότητα της τάσης αναφοράς.

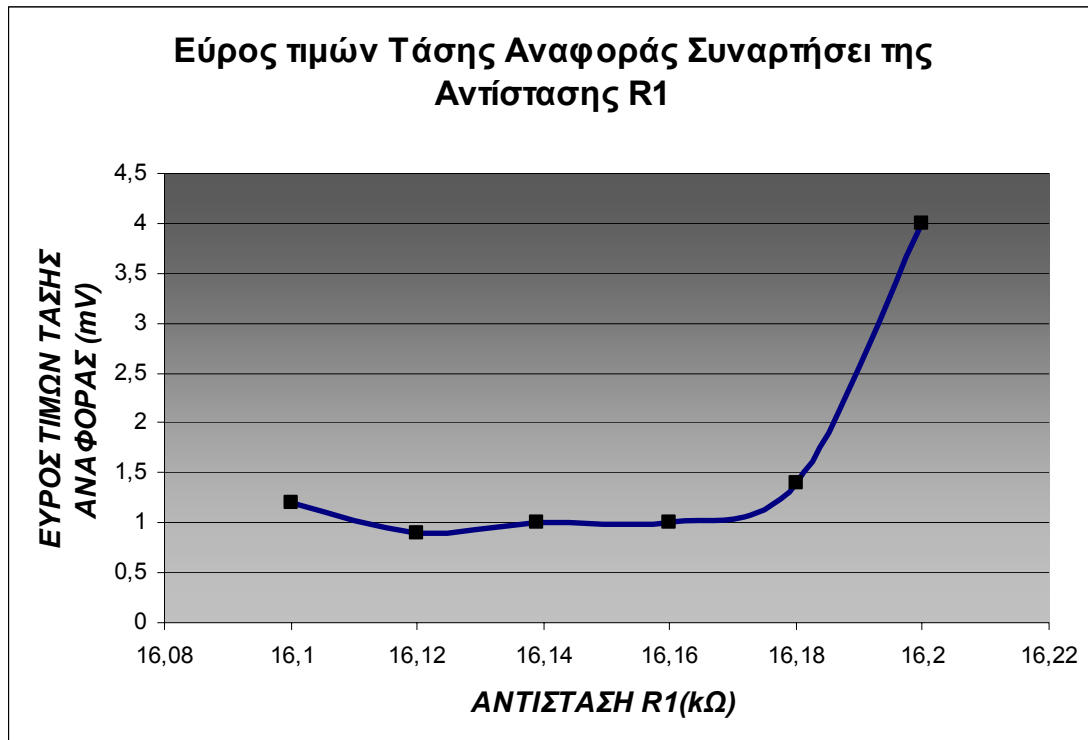
Πιο συγκεκριμένα λοιπόν, μεταβάλλουμε τις τιμές των αντιστάσεων R1, R2 και R3 και παρατηρούμε τις ακόλουθες παραμέτρους της τάσης αναφοράς:

- Σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή
- Εύρος τιμών της τάσης αναφοράς (η περιοχή των τιμών όπου η τάση αυτή λαμβάνει)

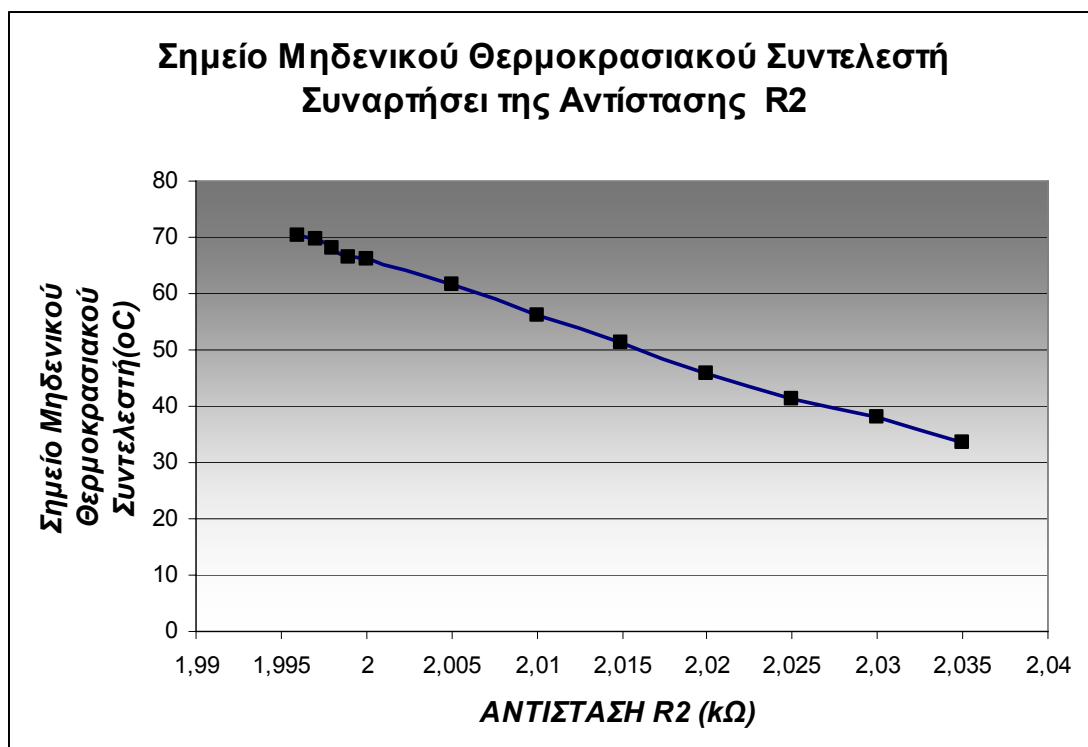
Οι ακόλουθες γραφικές επιβεβαιώνουν τα θεωρητικώς αναμενόμενα αποτελέσματα.



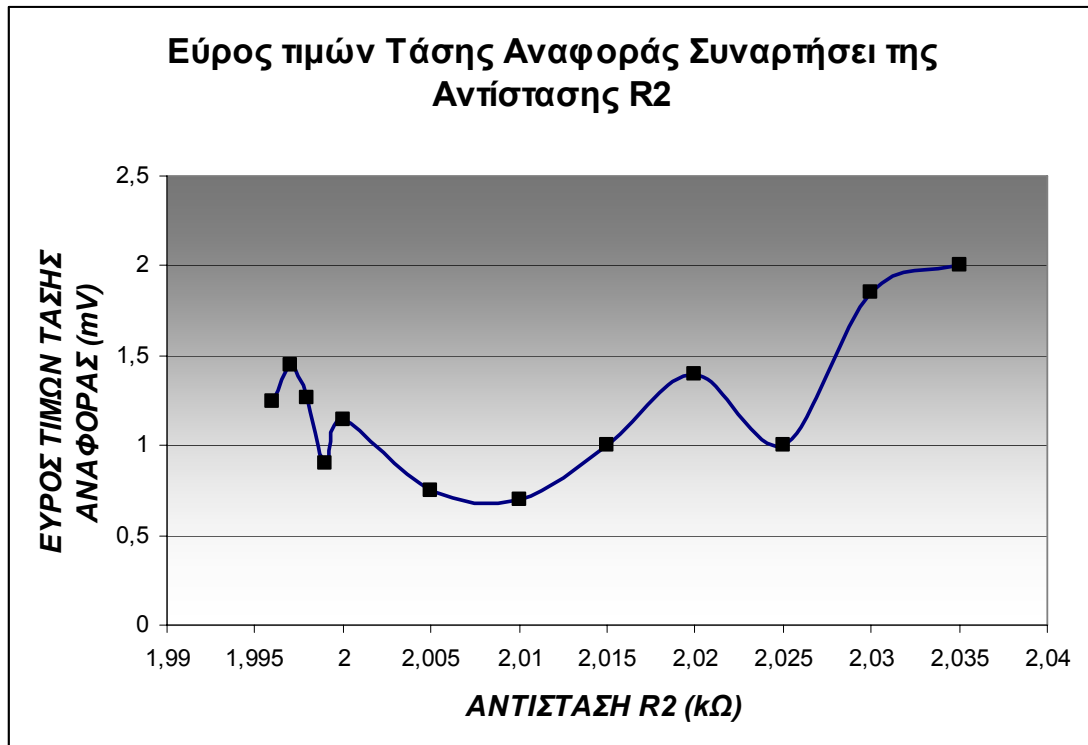
Σχήμα 2.8
Σημείο Μηδενικού Θερμοκρασιακού Συντελεστή Συναρτήσει της Αντίστασης R1



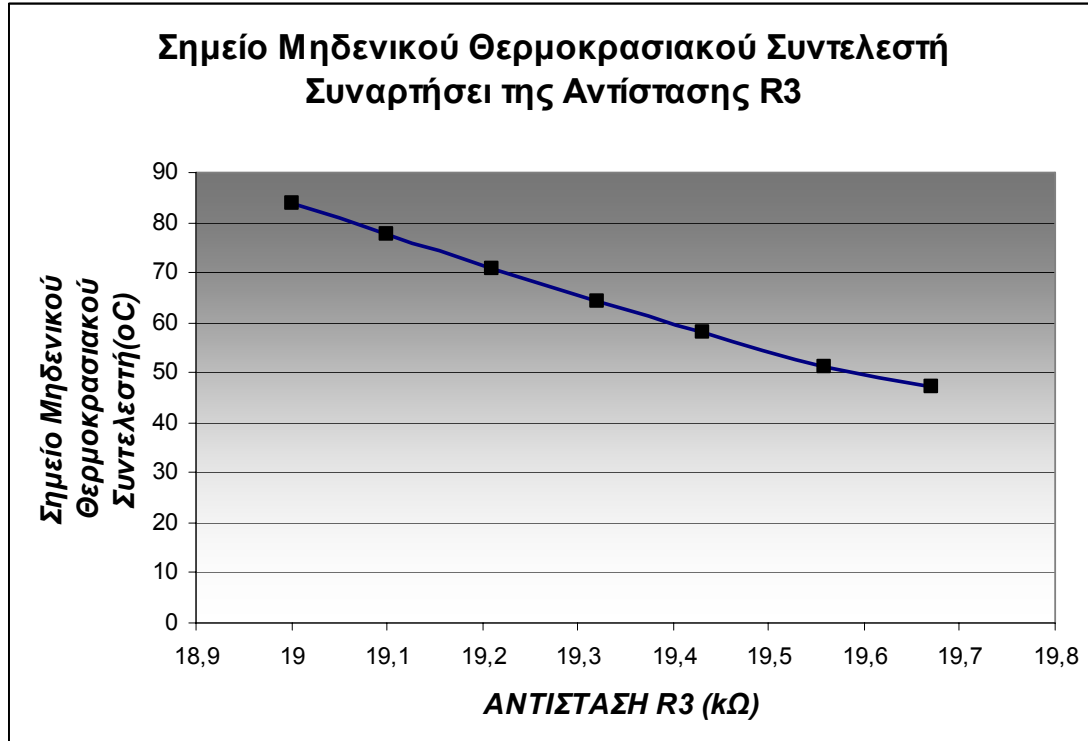
Σχήμα 2.9
Εύρος τιμών της Τάσης Αναφοράς Συναρτήσεως της Αντίστασης R1



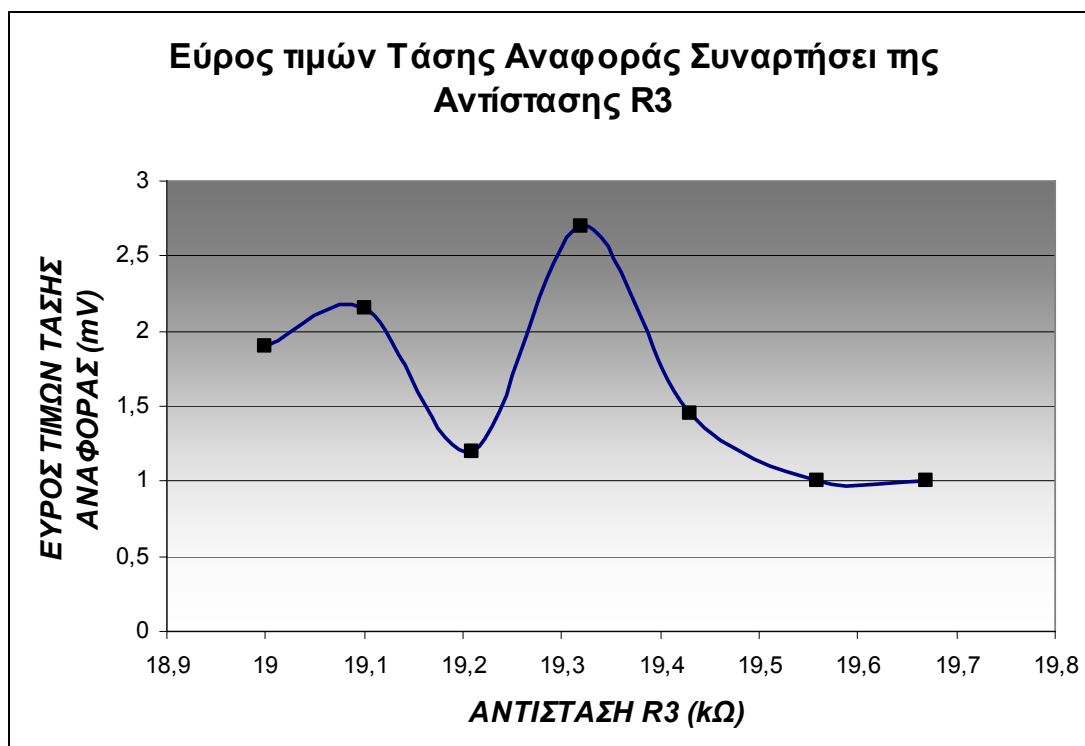
Σχήμα 2.10
Σημείο Μηδενικού Θερμοκρασιακού Συντελεστή Συναρτήσεως της Αντίστασης R2



Σχήμα 2.11
Εύρος τιμών της Τάσης Αναφοράς Συναρτήσεως της Αντίστασης R2



Σχήμα 2.12
Σημείο Μηδενικού Θερμοκρασιακού Συντελεστή της Αντίστασης R3



Σχήμα 2.13

Εύρος τιμών της Τάσης Αναφοράς Συναρτήσεως της Αντίστασης R3

Η εξάρτηση από την αντίσταση R1 είναι αύξουσα, όπως δηλώνει και η σχέση (2.8). Η γραμμική συμπεριφορά που εμφανίζει το σημείο μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή προκύπτει από την πολύ μικρή μεταβολή στην αντίσταση, για την οποία ωστόσο το εύρος της τάσης αναφοράς επηρεάζεται πολύ, γεγονός που οφείλεται και στην μικρή μεταβολή της τάσης στα άκρα των διόδων με την αλλαγή στο ρεύμα που τις διαρρέει, γεγονός που ωστόσο δεν επηρεάζει τον θερμοκρασιακό συντελεστή της τάσης αυτής.

Η εξάρτηση από τις άλλες δύο αντιστάσεις είναι φθίνουσα, λόγω τόσο του μικρότερου ρεύματος που ρέει τις διόδους του κλάδου τους με την αύξηση της τιμής τους όσο και με τις επιπλέον ιδιότητες των αντιστάσεων στο κύκλωμα. Πιο συγκεκριμένα, και ενώ ο ρόλος της R2 είναι προφανής από την σχέση (2.8) ο ρόλος της R3 περιλαμβάνει την αύξηση του κέρδους κλειστού βρόχου (βλ. και επόμενη παράγραφο), το οποίο συνεισφέρει στο σημείο μηδενισμού.

Η σημαντικότερη παρατήρηση που πρέπει να γίνει στην τάση αναφοράς όπως σχεδιάστηκε στην πρώιμη μορφή της αφορά την ίδια της την τιμή. Η τιμή αυτή είναι περίπου 1,2 Volts, όπως δηλώνει η σχ. (2.36). Η τιμή αυτή είναι απαγορευτική για χρήση σε συστήματα που χρησιμοποιούν μικρότερη τροφοδοσία, όπως είναι η πλειοψηφία των συστημάτων νέας γενιάς που τείνουν να χρησιμοποιούν τροφοδοσία ενός Volt (1V) ή και ακόμη μικρότερη. Ο λόγος για την μη ικανότητα χρήσης μικρότερης τροφοδοσίας είναι η πτώση τάσης στα άκρα της διόδου, η οποία έχει (περίπου) σταθερή τιμή σε κάθε τεχνολογία κατασκευής και δεδομένη επίσης (περίπου σταθερή και εδώ) θερμοκρασιακή εξάρτηση. Για τον μηδενισμό λοιπόν του θερμοκρασιακού συντελεστή σε ένα σημείο μέσα στην ζώνη θερμοκρασιών 0-100° C (που είναι η πιο συνηθισμένη περιοχή που χρησιμοποιείται στην πλειοψηφία των εφαρμογών) απαιτείται μια τάση η οποία δεν προβλέπεται να είναι τέτοια που να επιτρέπει την ενσωμάτωση της διάταξης αυτής σε κύκλωμα με μονή τροφοδοσία κοντά στο 1-Volt.

Επιπλέον, σημαντικός παράγοντας για την σωστή λειτουργία της διάταξης είναι, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή (T.E.) (βλ. και σχ (2.14)-(2.20) όπου υπάρχει και η σχετική ανάλυση της μη ιδανικής περίπτωσης λειτουργίας). Με την χρήση μικρότερης τροφοδοσίας το κέρδος των τελεστικών ενισχυτών μειώνεται και (στην γενικότερη περίπτωση) η σχεδίαση ενός T.E. με ικανοποιητικό κέρδος είναι πιο δύσκολη όσο η τάση τροφοδοσίας μειώνεται. Για τον λόγο αυτό χρειάζεται ενδεχομένως η εγκατάλειψη των τοπολογιών αναδιπλωμένου (folded) cascode [6] και η χρήση τοπολογιών δύο σταδίων. Η χρησιμοποίηση απλών τοπολογιών με χρήση τρανζίστορ MOS στην λειτουργία της ασθενούς αναστροφής δεν είναι συμβατή με όλες τις τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και δεν προτιμάται, λόγω επίσης και του αρκετά συγκεκριμένου σημείου λειτουργίας, από το οποίο μικρή απόκλιση μπορεί να οδηγήσει ολόκληρη την συνδεσμολογία στην εσφαλμένη λειτουργία.

Σχετικά με τον T.E. που χρησιμοποιείται αξίζει να αναφέρουμε τα ακόλουθα χαρακτηριστικά του κυκλώματος που τον αφορούν :

- Αντίθετα με τις συνηθισμένες εφαρμογές όπου σχεδιάζεται ένας τελεστικός ενισχυτής για να χρησιμοποιηθεί με εισόδους εντός μιας ευρείας περιοχής

τάσεων, ο συγκεκριμένος T.E. δέχεται ως εισόδους δύο dc (ή περίπου σταθερές) τάσεις ως εισόδους. Συνεπώς, με τις κατάλληλες προφυλλάξεις που αφορούν τις ακραίες τιμές που μπορούν να πάρουν οι τάσεις αυτές, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι ο T.E. που θα κατασκευαστεί για την εφαρμογή αυτή δεν είναι ένας γενικής χρήσης T.E., αλλά έχει πολύ συγκεκριμένα σημεία λειτουργίας, τα οποία θα αναφερθούν και θα ληφθούν υπ' όψιν προς όφελος της σχεδίασης με χρήση χαμηλής τροφοδοσίας.

- Η είσοδος των νέων τεχνολογιών κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων προσφέρει τρανζίστορ με όλο και μικρότερο μήκος καναλιού L . Στην σχεδίαση τελεστικών ενισχυτών το γεγονός αυτό οδηγεί σε στοιχεία με αυξανόμενη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (f_T) και συνεπώς και συχνότητα γονάτου (f_{3dB}), προς ικανοποίηση προδιαγραφών για υψίσυχνες εφαρμογές. Η συγκεκριμένη εφαρμογή ωστόσο διαφέρει κατά πολύ από μια υψίσυχνη εφαρμογή. Είναι μία dc εφαρμογή και το στοιχείο αυτό δεν μας περιορίζει στην χρήση τρανζίστορ μικρού καναλιού. Αντίθετα, στην υπάρχουσα τεχνολογία θα χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερου μήκους καναλιού τρανζίστορ, τα οποία έχουν μεγαλύτερη σταθερότητα (ανεξαρτησία του ρεύματός τους από την τάση πηγής-υποδοχής) και μικρότερες τάσεις κατωφλίου. Η χρήση τους επίσης οδηγεί σε αύξηση των κερδών των T.E. λόγω της μείωσης της παραμέτρου g_d των τρανζίστορ, με αποτέλεσμα την καλύτερη δυνατή εξίσωση (στην συγκεκριμένη τοπολογία) των κόμβων που ζητούνται.
- Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους επηρεάζει ωστόσο ένα χαρακτηριστικό του συστήματος, το οποίο είναι ο χρόνος αποκατάστασης (settling time). Ο χρόνος αυτός σχετίζεται με τις ιδιότητες του T.E. που χρησιμοποιείται, καθώς με την έναρξη της λειτουργίας του συστήματος αυτό δεν βρίσκεται στην κατάσταση ισορροπίας. Πιο συγκεκριμένα κατά την έναρξη λειτουργίας του συστήματος η συνθήκη (2.1) δεν ισχύει. Η τάση αναφοράς έχει μηδενική τιμή, η οποία, καθώς περνάει ο χρόνος και οι τάσεις V_a και V_b εξισώνονται μέσω του T.E., αυξάνεται μέχρι την τελική τιμή της. Μία καλή προσέγγιση για τον χρόνο αποκατάστασης (τον χρόνο στον οποίο η έξοδος φτάνει με πολύ καλή προσέγγιση στην τελική τιμή της και συνεπώς και η τάση αναφοράς φτάνει την τιμή που υπολογίστηκε θεωρητικώς) είναι [1] :

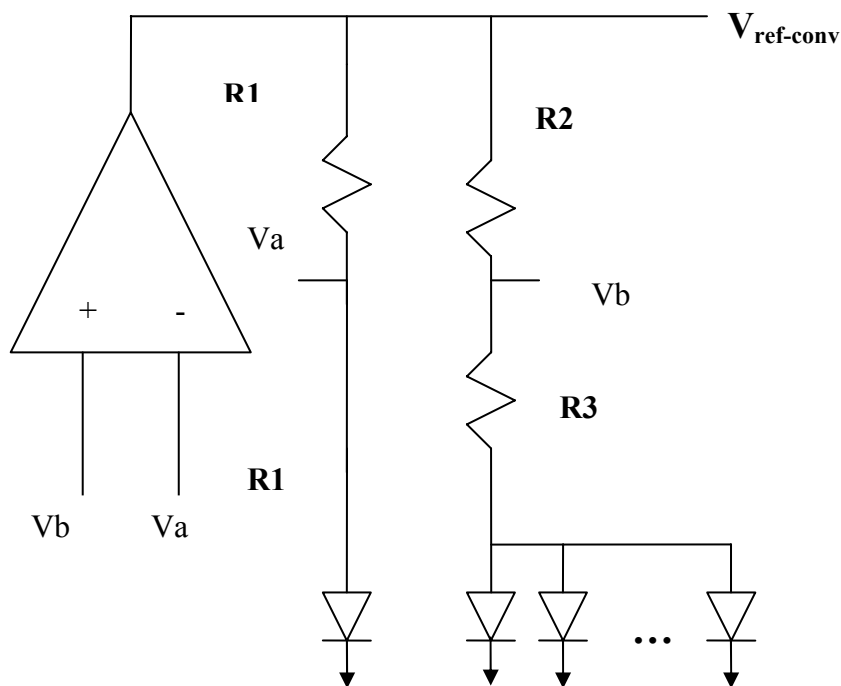
$$T_{final} = 7T_s \quad (2.37)$$

,όπου T_s ο χρόνος αποκατάστασης του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται. Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν προηγουμένως λοιπόν, ενώ η μείωση της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους του τελεστικού ενισχυτή δεν επιφέρει κάποιο ουσιαστικό πρόβλημα στην λειτουργία του κυκλώματος (δεν επηρεάζει την ίδια την λειτουργία του συστήματος), επηρεάζει τον χρόνο που χρειάζεται να παρέλθει από την ενεργοποίηση του συστήματος μέχρι την φυσιολογική λειτουργία του. Η παράμετρος αυτή ωστόσο είναι ελάσσονος σημασίας μπροστά στην σωστή λειτουργία ενός τέτοιου συστήματος (και στον μικρό θερμοκρασιακό συντελεστή αυτού) και η απαίτηση για μικρή τιμή που απαιτείται (στην ιδανική περίπτωση) για αυτή μπορεί να καταπιαστεί ώστε να ικανοποιηθούν άλλες, πιο σημαντικές απαιτήσεις, που αφορούν το κέρδος του T.E. και το κέρδος κλειστού βρόχου.

Τέλος αξίζει να γίνει και μία τελευταία παρατήρηση πάνω στο κύκλωμα που παρουσιάστηκε. Η αρχική πρόταση του κυκλώματος bandgap αφορούσε την χρήση μόνο διπολικών και όχι MOS τρανζίστορ [1]. Άλλωστε η αρχική πρόταση είχε γίνει σε μία περίοδο όπου η τεχνολογία κατασκευής κυκλωμάτων με MOS στοιχεία δεν ήταν ευρέως διαδεδομένη, σε αντίθεση με τα διπολικά στοιχεία όπου ήταν τα στοιχεία που εύρισκαν την μεγαλύτερη εφαρμογή. Η βασική ιδέα παρέμενε η ίδια, αλλά η αρχική υλοποίηση περιελάμβανε :

- Χρήση αποκλειστικά διπολικών στοιχείων για την κατασκευή του τελεστικού ενισχυτή (μάλιστα στην εργασία παρουσιάζονται αποτελέσματα με την χρήση του ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή LM 741, που είναι ένα τυποποιημένο, πλήρως διπολικό ολοκληρωμένο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή που βρίσκει εφαρμογή ακόμη και σε αυτήν την δεκαετία σε κυκλώματα με διακριτά στοιχεία)
- Την χρησιμοποίηση του τελεστικού ενισχυτή ως πηγής ρεύματος για τους κλάδους με τις διόδους. Το γεγονός αυτό γίνεται δυνατό από την στιγμή που ο τελεστικός ενισχυτής που χρησιμοποιείται (LM 741) μπορεί να δώσει στην

έξοδό του ρεύμα μέχρι και 25 mA. Η σχεδίαση του κυκλώματος με MOS τρανζίστορ επιβάλλει ουσιαστικά την χρήση ενός τρανζίστορ ως πηγής ρεύματος, αφού το συνολικό ρεύμα που ρέει στους κλάδους του τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ μικρότερο, της τάξης των 2,5 mA. Η υποστήριξη λοιπόν των ρευμάτων που είναι αναγκαίο να ρέουν στους κλάδους των διόδων ώστε να πολώνουν τα στοιχεία αυτά δεν είναι δυνατή, λόγω της μη ικανότητας του τελεστικού ενισχυτή να παρέχει το αναγκαίο ρεύμα εξόδου. Το κύκλωμα που αντικαταστάθηκε από αυτό του σχήματος 2.1 και που αποτελούσε την αρχική bandgap πρόταση παρουσιάζεται στην συνέχεια :



Σχήμα 2.14

Κύκλωμα τάσεως αναφοράς με διπολικά στοιχεία (αρχική πρόταση)

Στο κύκλωμα αυτό [1] είχε παρουσιαστεί και η ιδέα των πολλαπλασίων της τάσης αναφοράς, αλλά με δεδομένη την σταθερή τιμή της bandgap τάσης η πρόταση περιελάμβανε την χρήση πολλαπλών κυκλωμάτων διόδων και αντιστάσεων (σε

ακέραιο φυσικά αριθμό), όπου θα έδιναν το αντίστοιχο (ακέραιο φυσικά) πολλαπλάσιο της αρχικής τάσεως.

2.4 ΘΕΜΑΤΑ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ ΚΑΙ ΕΚΚΙΝΗΣΗΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

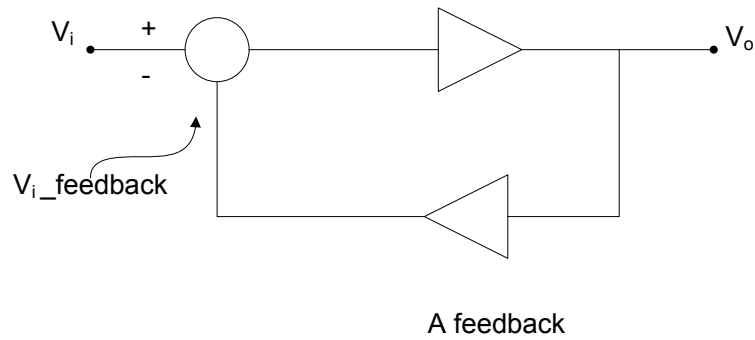
Η ευστάθεια του κυκλώματος είναι ένα χαρακτηριστικό στο οποίο δεν επιδέχονται συμβιβασμοί. Κάθε κύκλωμα χρειάζεται να είναι ευσταθές ώστε να λειτουργεί με τον τρόπο όπου έχει σχεδιαστεί. Σε αντίθετη περίπτωση η συμπεριφορά του συστήματος μπορεί να μην είναι επιθυμητή και στην συγκεκριμένη περίπτωση η τάση αναφοράς εξόδου μπορεί να παρουσιάζει ανεπιθύμητες ταλαντώσεις, ή ακόμη και να παίρνει κάποια ανεπιθύμητη τιμή όπως η θετική τροφοδοσία ή και η μηδενική τιμή.

Στο συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιείται ανάδραση μέσω του T.E. και των δύο κλάδων, σχηματίζοντας έτσι ένα κύκλωμα κλειστού βρόχου. Όπως είναι γνωστό, τα συστήματα κλειστού βρόχου μπορούν να αποβούν ασταθή αν χρησιμοποιούν θετική ανάδραση, ή ακόμη και αρνητική υπό ορισμένες προϋποθέσεις.

Η μετάπτωση του συστήματος σε αστάθεια κατά την χρησιμοποίηση θετικής ανάδρασης είναι πιο πιθανή και συμβαίνει όταν το ποσό θετικής ανάδρασης είναι ίσο ή μεγαλύτερο της μονάδας σε κάποια συχνότητα, ήτοι όταν :

$$\left. \frac{V_{i_feedback}}{V_o} \right|_{f_o} \geq 1 \quad (2.38)$$

,σε κάποια συχνότητα (η τιμή της οποίας μας είναι αδιάφορη καθώς κατά την εκκίνηση του συστήματος αυτό τροφοδοτείται με βηματική συνάρτηση της οποίας ο Μ/Σ Fourier περιλαμβάνει όλες τις συχνότητες). Εδώ με $V_{i_feedback}$ εκφράζουμε το ποσό της εισόδου του συστήματος όπου οφείλεται στην ανάδραση.



Σχήμα 2.15
Εφαρμογή ανάδρασης και έλεγχος της ευστάθειας

Το σύστημα στην περίπτωση αυτή θα παρουσιάσει ταλαντώσεις και η τελική τιμή της τάσης αναφοράς θα είναι είτε μία ακαθόριστη τάση (λόγω της ταλάντωσης) ή μια τιμή τελείως διαφορετική της θεωρητικώς προβλεπόμενης (προφανώς χωρίς τις ιδιότητες που θέλουμε όπως στην περιπτώσή μας τον θερμοκρασιακό συντελεστή).

Στην συγκεκριμένη περίπτωση το ποσό ανάδρασης είναι (όπως θα εξεταστεί πιο κάτω) αρκετά μεγαλύτερο της μονάδας ώστε (με την ύπαρξη και των παρασιτικών χωρητικότητας στα τρανζίστορ και τις αντιστάσεις) ο κίνδυνος ταλαντώσεων να υφίσταται. Για τον λόγο αυτό, και για να είμαστε σε θέση να ελέγξουμε με μεγαλύτερη ευκολία την ύπαρξη αστάθειας χρησιμοποιούμε αρνητική ανάδραση.

Η φύση της ανάδρασης στην συγκεκριμένη συνδεσμολογία ελέγχεται από τον ακροδέκτη του T.E. στον οποίο οι τάσεις V_a και V_b εφαρμόζονται. Η τάση $V_{i_feedback}$ στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι η διαφορά μεταξύ των τάσεων V_a και V_b , ήτοι :

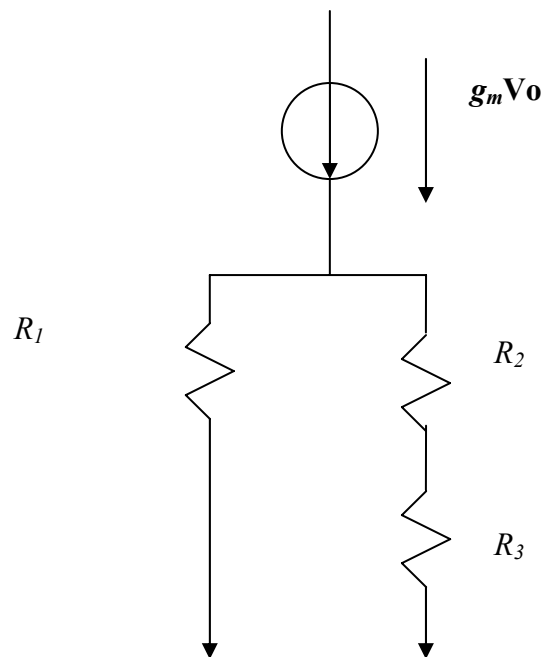
$$V_{i_feedback} = V_b - V_a \quad (2.39)$$

Ο λόγος για τον οποίο στην σχ. (2.39) χρησιμοποιείται η διαφορά $V_b - V_a$ είναι η ευστάθεια του συστήματος, η οποία επιδιώκεται να είναι το δυνατόν μεγαλύτερη με χρήση αρνητικής ανάδρασης (όπως εξηγείται και στην συνέχεια). Το

ποσό της ανάδρασης (σε αντίθεση με το κέρδος κλειστού βρόχου) είναι (με πολύ καλή προσέγγιση):

$$\frac{V_{i_feedback}}{V_o}(f) = g_m(f)R_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2.40)$$

, όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος. Ο λόγος για τον οποίο ισχύει η σχ. (2.40) είναι η ύπαρξη των διόδων, οι οποίες στην ac περιοχή συχνοτήτων λειτουργούν με πολύ καλή προσέγγιση ως βραχυκυκλώματα. Άρα για ac τάσεις ο κόμβος a είναι γειωμένος και μεταξύ των γης και του κόμβου b παρεμβάλλεται μόνο η R_3 . Το ισοδύναμο κύκλωμα για την σχ. (2.40) φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 2.16

Ισοδύναμο κύκλωμα για την εξαγωγή της σχέσης ανάδρασης

, από όπου η εξαγωγή της σχέσης είναι προφανής. Πιο συγκεκριμένα λοιπόν έχουμε :

$$V_b - V_a = I(R_3)R_3 \quad (2.41)$$

, όπου $I(R_3)$ το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_3 . Για το ρεύμα αυτό ισχύει η απλή σχέση του διαιρέτη ρεύματος :

$$I(R_3) = g_m V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2.42)$$

, από όπου και η σχ. (2.40).

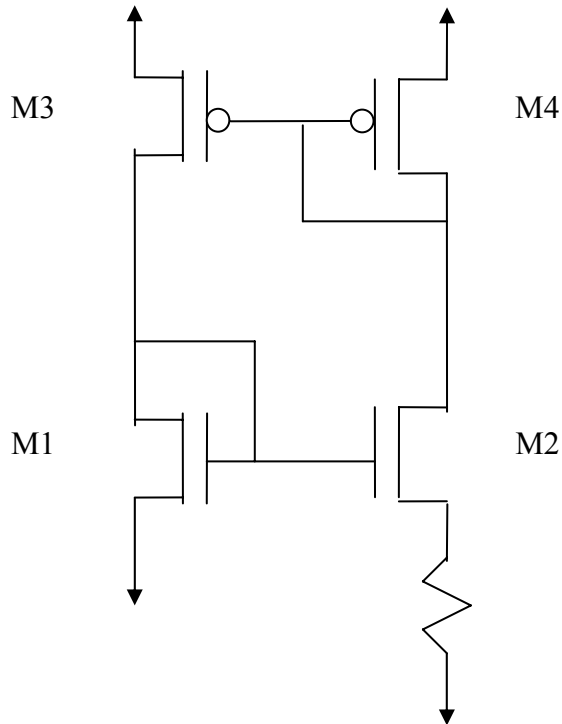
Το ποσό αυτό της ανάδρασης, με δεδομένες τις τιμές των αντιστάσεων όπως παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.1 εξαρτάται δραστικά από την τιμή της διαγωγιμότητας g_m . Σε υψηλότερες συχνότητες, όπου η τιμή αυτή μειώνεται (σε μικρές συχνότητες είναι της τάξης των mA/V) το κέρδος κλειστού βρόχου ενδέχεται να μειωθεί σημαντικά, με αποτέλεσμα την αστάθεια, οπότε και η χρήση αρνητικής ανάδρασης είναι επιβεβλημένη.

Με την ύπαρξη λοιπόν αρνητικής ανάδρασης, και λόγω του ήδη υπάρχοντος αρνητικού προσήμου στην σχέση (2.40), συνδέουμε τον κόμβο με το μεγαλύτερο κέρδος ανάδρασης (σε απόλυτη τιμή), ήτοι τον κόμβο b στον θετικό ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή, ώστε η συνολική ανάδραση να προκύψει αρνητική και το κύκλωμα ευσταθές.

Η ευστάθεια του συστήματος θα διαπιστωθεί με την βοήθεια προσομοιώσεων, οι οποίες θα δείξουν την συμπεριφορά του συστήματος στο πεδίο των συχνοτήτων (κέρδος κλειστού βρόχου και περιθώριο φάσης) αλλά και στο πεδίο του χρόνου. Η σωστή σχεδίαση του συστήματος θα επιβεβαιωθεί από την ύπαρξη ικανοποιητικού περιθωρίου φάσης και την μη ύπαρξη ταλαντώσεων στο πεδίο του χρόνου.

Εξετάζεται στην συνέχεια η εκκίνηση του κυκλώματος. Στην κατηγορία των κυκλωμάτων που εξετάζεται η τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών που χρησιμοποιούνται γίνεται μέσω μιας πηγής ρεύματος, η οποία δεν είναι εξωτερική αλλά μέρος του κυκλώματος. Τα κυκλώματα που παράγουν ένα ρεύμα πόλωσης έχουν την μορφή ενός βρόχου από τρανζίστορ, τα οποία έχουν τις κατάλληλες διαστάσεις ώστε στην κατάσταση ισορροπίας να διαρρέει τον βρόχο ένα ρεύμα που

καθορίζεται από τις διαστάσεις των τρανζίστορ. Μία συνηθισμένη μορφή, που χρησιμοποιήθηκε και στην υλοποίηση του κυκλώματος bandgap είναι η ακόλουθη [2]:



Σχήμα 2.17

Κύκλωμα για δημιουργία ρεύματος πόλωσης

Στην περίπτωση αυτή θα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις :

$$I_{out} = I_{ref} \quad (2.43)$$

,λόγω του καθρεφτισμού από τα όμοια σε διαστάσεις τρανζίστορ p-τύπου M3 και M4. Επίσης, λόγω της αντίστασης R_S θα ισχύει :

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_{ref} R_S \quad (2.44)$$

, όπως επίσης και ο τετραγωνικός νόμος για τα ρεύματα που διαρρέουν τα τρανζίστορ (υποθέτοντας τρανζίστορ αρκετά μεγάλου μήκους ώστε να αγνοούμε την εξάρτηση από την τάση V_{ds} και επίσης ότι και τα τέσσερα τρανζίστορ είναι στην περιοχή του κορεσμού) :

$$I = \frac{1}{2} \mu_k C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_k (V_{gs} - V_{tk})^2 \quad (2.45)$$

, όπου k δηλώνει τον τύπο του τρανζίστορ (n ή p). Λόγω των (2.43), (2.45) και των υποθέσεων που αναφέρθηκαν πιο πάνω η (2.44) γράφεται και ως :

$$\sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_n C_{ox} K (W/L)_n}} + V_{m1} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_n C_{ox} K (W/L)_n}} + V_{m2} + I_{ref} R_S \quad (2.46)$$

, όπου K ο λόγος των διαστάσεων των τρανζίστορ M1 και M2, που τελικώς δίνει την επιθυμητή σχέση ορισμού του ρεύματος πόλωσης :

$$\sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n}} (1 - 1/\sqrt{K}) = I_{ref} R_S \quad (2.47)$$

Συνεπώς:

$$I_{ref} = \frac{2}{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_n R_S^2} (1 - 1/\sqrt{K})^2 \quad (2.48)$$

Ιδιαίτερου ενδιαφέροντος είναι (για την εφαρμογή που θα υλοποιηθεί φυσικά) η εξάρτηση του ρεύματος πόλωσης από την θερμοκρασία. Το συγκεκριμένο κύκλωμα δεν προσφέρει ένα σταθερό ρεύμα αλλά αντιθέτως, ένα ρεύμα η τιμή του οποίου μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Η χρησιμότητά του ωστόσο είναι πολύ μεγάλη στην σχεδίαση τελεστικών ενισχυτών, καθώς προσφέρει σε κάθε τρανζίστορ x το οποίο πολώνεται με αυτό το ρεύμα (μέσω ενός καθρεφτισμού) σταθερή διαγωγιμότητα g_{mx} . Πιο συγκεκριμένα λοιπόν ισχύει [2] :

$$g_{mx} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L)_x I_x} \quad (2.49)$$

Συνεπώς, αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση την σχ. (2.48) έχουμε :

$$g_{mx} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L)_x \frac{2}{\mu_n C_{ox} (W/L)_n} \frac{1}{R_S^2} (1-1/\sqrt{K})^2} \quad (2.50)$$

Εάν το υπό εξέταση τρανζίστορ x που αποτελεί μέρος του διαφορικού ζεύγους του τελεστικού ενισχυτή είναι n-τύπου τότε η διαγωγιμότητά του g_{mx} γίνεται :

$$g_{mx} = \sqrt{4 \frac{(W/L)_x}{(W/L)_n} \frac{1}{R_S^2} (1-1/\sqrt{K})^2} \quad (2.51)$$

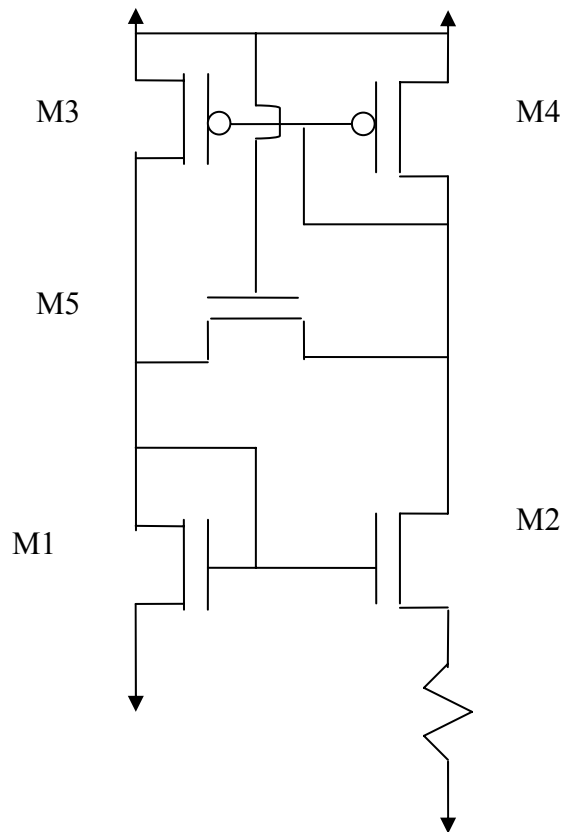
Η διαγωγιμότητα λοιπόν των τρανζίστορ που απαρτίζουν το διαφορικό ζεύγος εμφανίζει μηδενική εξάρτηση από την θερμοκρασία και από τις παραμέτρους κατασκευής, Σε μεγάλο βαθμό, λοιπόν, εξασφαλίζεται και η σταθερότητα στο κέρδος του διαφορικού ζεύγους και συνεπώς και του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται. Στην περίπτωση όπου το υπό εξέταση τρανζίστορ είναι διαφορετικού (γενικότερα) τύπου από το τρανζίστορ αναφοράς (εδώ εξετάστηκε η περίπτωση n-τύπου τρανζίστορ αναφοράς) από όπου γίνεται και ο καθρεφτισμός, η εξάρτηση της διαγωγιμότητας g_{mx} από την θερμοκρασία και την διαδικασία κατασκευής είναι μεγάλη, δεδομένης της διαφορετικής εξάρτησης της κινητικότητας των ηλεκτρονίων μ_n από αυτής των οπώς μ_p .

Αξίζει να σημειωθούν ορισμένα χαρακτηριστικά του παραπάνω κυκλώματος. Αρχικά, και στον βαθμό στον οποίο τηρούνται οι αρχικώς διατυπωμένες υποθέσεις για τα τρανζίστορ που το απαρτίζουν, το κύκλωμα παράγει ένα ρεύμα ανεξάρτητο της χρησιμοποιούμενης τροφοδοσίας. Η κυριότερη πηγή σφάλματος στο κύκλωμα αυτό είναι το φαινόμενο σώματος [3]. Πιο συγκεκριμένα λοιπόν, τα τρανζίστορ M1 και M2 δεν έχουν ακριβώς την ίδια τάση κατωφλίου, αφού οι πηγές (sources) τους δεν είναι στο ίδιο δυναμικό (αφού η μεν πηγή του M1 είναι γειωμένη ενώ η αντίστοιχη του M2 σε τάση $I_{ref}R_S$), με αποτέλεσμα η μετάβαση από την (2.46)

στην (2.47) να εμπεριέχει ένα μικρό σφάλμα. Το ταίριασμα επίσης των τρανζίστορ M3 και M4 ώστε να ισχύει η συνθήκη (2.43) εμπεριέχει κάποιο σφάλμα, όπως και το αντίστοιχο ταίριασμα στις διαστάσεις των M1 και M2 ώστε να επιτυγχάνεται ο επιθυμητός λόγος K.

Πέραν ωστόσο των σφαλμάτων χρειάζεται να εξεταστεί και το θέμα της αρχικής συνθήκης του κυκλώματος. Αν κατά την ενεργοποίηση της τροφοδοσίας και τα τέσσερα τρανζίστορ φέρουν ακριβώς μηδενικά ρεύματα η συνθήκη (2.43) δεν παύει να ισχύει και το ρεύμα εξόδου είναι μηδενικό, παρά την θεωρητική πρόβλεψη. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κατά την μετάβαση από την (2.47) στην (2.48) διαιρέσαμε με $\sqrt{I_{ref}}$, υποθέτοντας ότι αυτή η ποσότητα είναι διάφορη του μηδενός. Αν κατά την στιγμή έναρξης της τροφοδοσίας αυτό δεν ισχύει, η σχέση (2.48) δεν θα ισχύει επίσης και το κύκλωμα θα σχηματίσει ένα βρόχο, με την τιμή του ρεύματος «κλειδωμένη» στο μηδέν. Η συνέπεια θα είναι η αδυναμία λειτουργίας κάθε τμήματος του συτήματος που θα είναι πολωμένο από το κύκλωμα αυτό, όπως οι τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιούνται.

Οι πιθανές λοιπόν καταστάσεις ενός τέτοιου κυκλώματος είναι δύο, η μηδενική και αυτή που ορίζεται από την (2.48). Η ανάγκη για εξάλειψη της πρώτης κατάστασης μας οδηγεί στην χρησιμοποίηση ενός κυκλώματος αρχικοποίησης. Το κύκλωμα αυτό είναι αρκετά απλό και στην συγκεκριμένη εφαρμογή περιλαμβάνει την προσθήκη ενός ακόμη τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 2.18
Κύκλωμα εκκίνησης στο κύκλωμα δημιουργίας ρεύματος πόλωσης

Το τρανζίστορ αυτό «οδηγεί» το κύκλωμα από την κατάσταση μηδενικού ρεύματος στην επιθυμητή. Αν στο κύκλωμα δεν διαρρέει ρεύμα τότε το τρανζίστορ M3 θα είναι «κλειστό», οπότε :

$$V_{g(M3)} = V_{DD} \quad (2.49)$$

$$V_{g(M1)} = 0 \quad (2.50)$$

, με αποτέλεσμα το τρανζίστορ έναρξης M5 να λειτουργήσει στιγμιαία και να διαρρέεται από κάποιο ρεύμα. Το ρεύμα αυτό θα προκαλέσει την άνοδο του δυναμικού της πύλης του M1 και την πτώση του δυναμικού στην πύλη του M3, με αποτέλεσμα μετά από κάποιο διάστημα τα τρανζίστορ αυτά να «ανοίξουν» και το κύκλωμα να φύγει από το σημείο ισορροπίας μηδενικού ρεύματος (το οποίο είναι ασταθές σημείο γιατί μια μικρή απόκλιση από αυτό θα οδηγήσει κατ' ευθείαν στην

ισχύ της (2.48) αποκλείοντας την επιστροφή στην κατάσταση μηδενικού ρεύματος). Ενώ οι διαστάσεις του M5 δεν είναι μείζονος σημασίας για την έναρξη του κυκλώματος (δεν επηρεάζουν την έναρξη αφού για όλες τις διαστάσεις θα υπάρχει αγωγή ρεύματος), είναι σημαντικό να δοθούν στο τρανζίστορ M5 τέτοιες διαστάσεις ώστε στο σημείο ισορροπίας το τρανζίστορ αυτό να είναι «κλειστό».

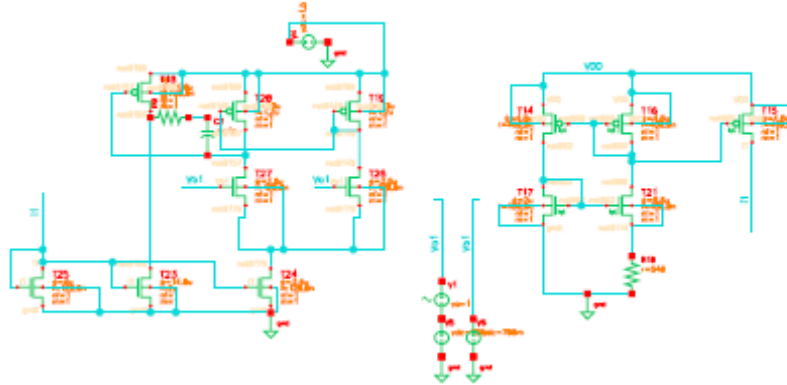
Στην γενικότερη περίπτωση θα υπάρχουν σε κάθε κύκλωμα περισσότερα του ενός μη επιθυμητά σημεία λειτουργίας, και χρειάζεται πρόβλεψη για την σχεδίαση κυκλωμάτων εκκίνησης για την απομάκρυνση του συστήματος από καθένα εξ αυτών.

Σημαντικός παράγοντας είναι και ο τελεστικός ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε. Λόγω της τροφοδοσίας που χρησιμοποιήθηκε (1,3 V) η επίτευξη ικανοποιητικού κέρδους δεν απαιτεί τοπολογία αναδίπλωσης (cascode) και αρκεί η χρήση δύο σταδίων, ενός διαφορικού ζεύγους και ενός σταδίου εξόδου. Ο τελεστικός ενισχυτής που απαιτείται παρουσιάζει, ωστόσο, ορισμένα χαρακτηριστικά τα οποία μπορούν να αποβούν προς όφελός μας στην σχεδίαση του ενισχυτή.

Πιο συγκεκριμένα, λοιπόν, η εφαρμογή που εξετάζεται είναι μία dc εφαρμογή. Συν τοις άλλοις, ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται στο κύκλωμα για την εξίσωση δύο dc τάσεων και όχι για την επεξεργασία δύο σημάτων αυθαίρετων τιμών. Οι τάσεις που συνδέονται στις εισόδους του T.E. λαμβάνουν (εντός φυσικά της εξεταζόμενης περιοχής θερμοκρασιών) τιμές εντός μιας καλώς ορισμένης (και αρκετά στενής) ζώνης τιμών.

Είναι λοιπόν λογικό, ελλείψει άλλων περιοριστικών απαιτήσεων, να σχεδιαστεί ένας τελεστικός ενισχυτής (σχεδόν) αποκλειστικά για χρήση δεδομένων των προαναφερθέντων χαρακτηριστικών του κυκλώματος, ένας ενισχυτής προσανατολισμένος γύρω από την συγκεκριμένη εφαρμογή. Η χρήση ενός απλού τελεστικού ενισχυτή (δηλαδή ενός κυκλώματος που θα χειρίζεται σήματα εισόδου σε μία πιο ευρεία περιοχή τιμών και μεγάλου εύρους ζώνης) θα λειτουργήσει περιοριστικά (για δεδομένη τροφοδοσία και ισχύ φυσικά) ως προς το κέρδος, προσφέροντας ιδιότητες οι οποίες θα είναι μηδενικής βαρύτητας ως προς την καλή λειτουργία της συγκεκριμένης τοπολογίας.

Το σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 2.19
Σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή που κατασκευάστηκε

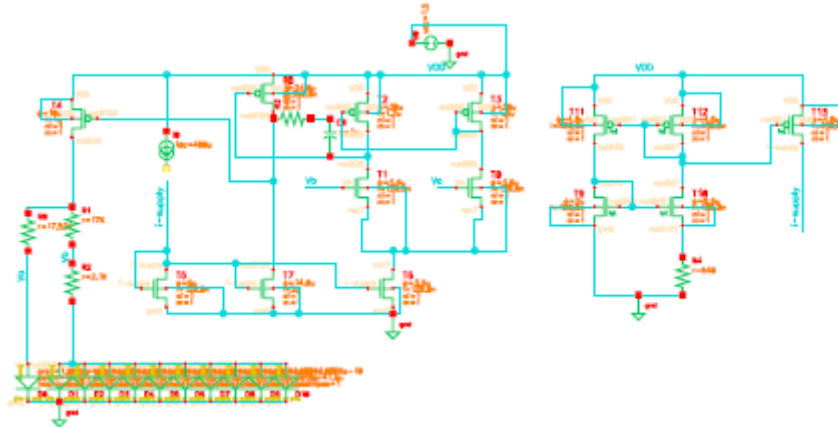
Τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα:

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΟ	ΤΙΜΗ
Κέρδος	60dB
Συχνότητα f_{3dB}	380Hz
Συχνότητα f_T	157kHz
Περιθώριο φάσης	50 degrees

Πίνακας 2.2
Χαρακτηριστικά Τελεστικού Ενισχυτή

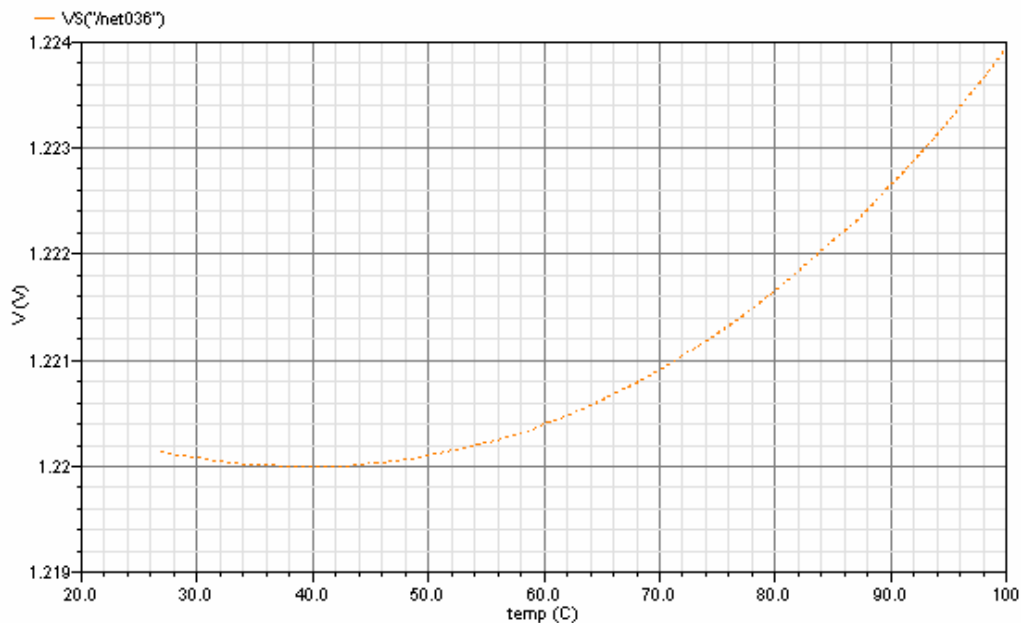
Ο τελεστικός ενισχυτής που κατασκευάστηκε είναι ένας σχετικά υψηλού κέρδους για την συγκεκριμένη εφαρμογή, με πολύ μικρή συχνότητα αποκοπής, ώστε να εκμεταλευτούμε τις δυνατότητες των τρανζίστορ μεγάλου καναλιού στην σχεδίαση με μικρή τροφοδοσία, όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο αυτό.

Τέλος παρατίθεται και το σχηματικό του τελικού κυκλώματος.



Σχήμα 2.20
Σχηματικό του κυκλώματος bandgap που σχεδιάστηκε

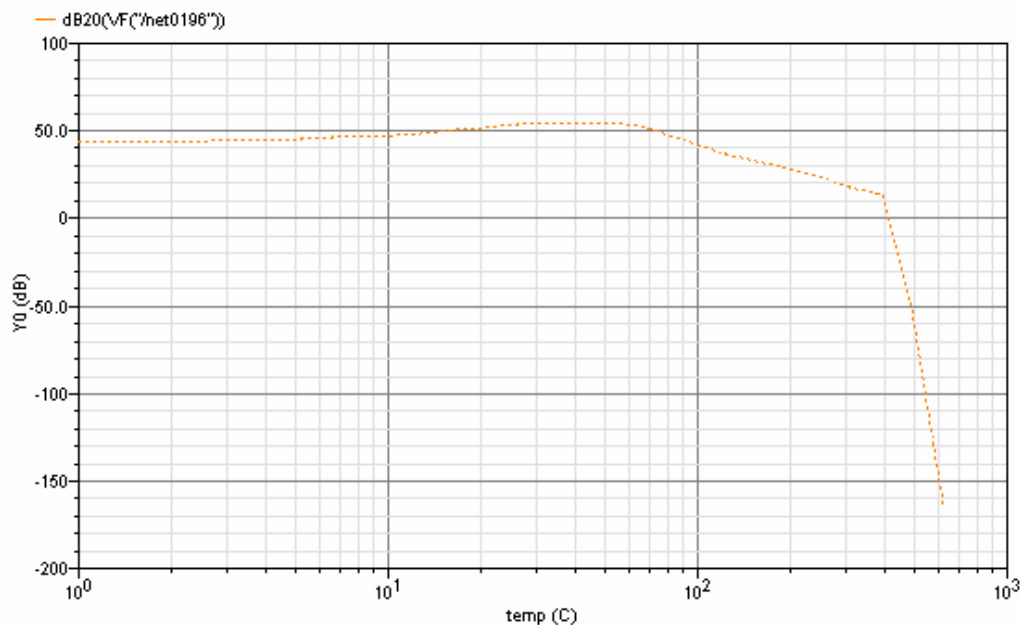
Το τελικό κύκλωμα παρουσιάζει ορισμένα πολύ ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά. Το σημαντικότερο εξ αυτών είναι το γεγονός ότι η εξάρτηση της τάσης εξόδου από την θερμοκρασία είναι παραβολικού τύπου αλλά με κυρτή μορφή, σε αντίθεση με την κοίλη μορφή όπου παρουσίαζε η θεωρητική της προσομοίωση (όπου έγινε με χρήση ιδανικού στοιχείου κέρδους τάσης ως προς την αντίσταση εισόδου και εξόδου και σταθερό ρυθμιζόμενο κέρδος).



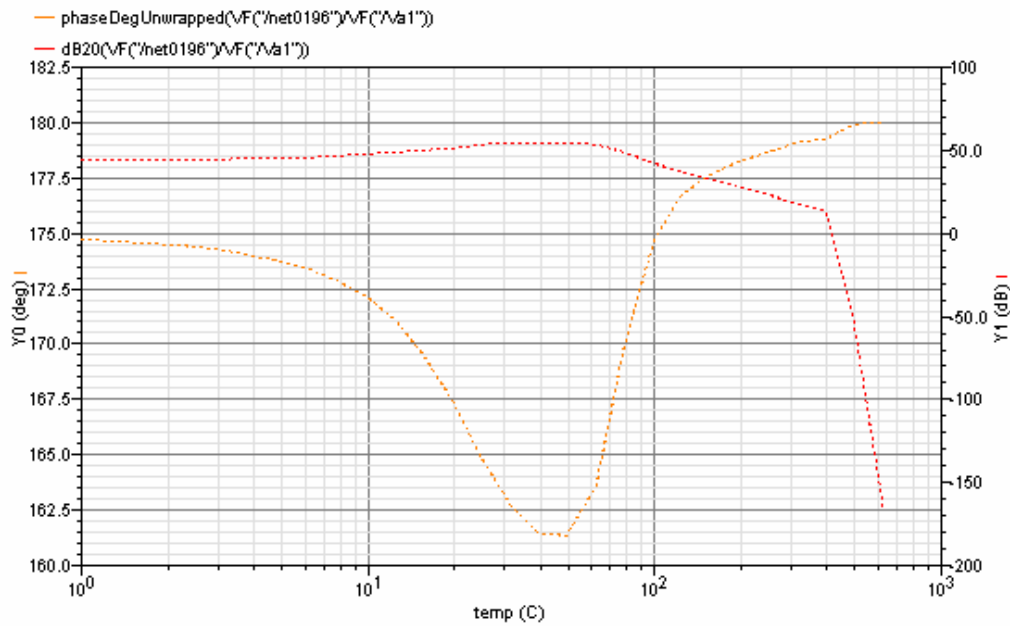
Σχήμα 2.21
Η εξάρτηση της υλοποιημένης τάσεως αναφοράς από την θερμοκρασία

Πέραν αυτού η απόκλιση στο σημείο μηδενισμού του θερμοκρασιακού συντελεστή και το εύρος τιμών της τάσης αναφοράς παραμένουν (με μία πολύ μικρή απόκλιση) ανεπηρέαστα από την αντικατάσταση του μοντέλου του τελεστικού ενισχυτή με έναν πραγματικό τελεστικό ενισχυτή.

Η παρατήρηση αυτή, σε συνδυασμό με το γεγονός ότι η θεωρητική προσομοίωση διέφερε από την τελική υλοποίηση του κυκλώματος μόνο στο θέμα του τελεστικού ενισχυτή, μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η αλλαγή στην μορφή της θερμοκρασιακής εξάρτησης οφείλεται στην εξάρτηση του κέρδους του T.E. από την θερμοκρασία. Η εξάρτηση αυτή μπορεί να μετρηθεί μέσω του προγράμματος προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε, και παρουσιάζεται στα ακόλουθα σχήματα.



Σχήμα 2.22
Το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή συναρτίζεται της θερμοκρασίας



Σχήμα 2.23

Το κέρδος και η φάση του τελεστικού ενισχυτή συναρτήσει της θερμοκρασίας

Στα σχήματα (2.16) και (2.17) το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται να μειώνεται αρκετά σε θερμοκρασίες πέραν των 200°C . Οι θερμοκρασίες αυτές, ωστόσο, είναι πολύ πέραν του ενδιαφέροντος μιας ρεαλιστικής εφαρμογής, και συνεπώς η συμπεριφορά των διατάξεων δεν εξετάζεται. Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο εδάφιο του κεφαλαίου (παράγραφος 2.2) το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή προσθέτει μία επιπλέον εξάρτηση από την θερμοκρασία, μέσω της τάσης κατωφλίου V_t των τρανζίστορ MOS. Εντός της εξεταζόμενης ζώνης θερμοκρασιών (περίπου $10\text{-}100^{\circ}\text{C}$) το κέρδος δεν είναι σταθερό αλλά εμφανίζει μια τμηματικώς γραμμική εξάρτηση από την θερμοκρασία. Σε συνδυασμό με την μορφή της τάσης κατωφλίου του MOS τρανζίστορ, η οποία παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.2, καθώς και την σχέση (2.20), διαπιστώνουμε την ορθότητα των υποθέσεών μας. Πιο συγκεκριμένα το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή εμφανίζει μία εξάρτηση από την θερμοκρασία η οποία μπορεί να προσεγγιστεί με τετραγωνική συνάρτηση η οποία είναι κοίλη (παρουσιάζει μέγιστο). Συνυπολογίζοντας και την θετική θερμοκρασιακή εξάρτηση του p-MOS τρανζίστορ στην περιοχή όπου αυτό λειτουργεί [7] λόγω της κινητικότητας των φορέων στις καινούριες τεχνολογίες, η οποία θα μετατοπίζει το

σημείο λειτουργίας των διόδων ελαφρώς με την αύξηση της θερμοκρασίας, συμπεραίνουμε ότι τεχνολογικοί όροι συντελούν στην πρόσθεση ενός ακόμη παράγοντα, ανάλογου του τετραγώνου της θερμοκρασίας, στην εξάρτηση της τάσης αναφοράς από την θερμοκρασία, συντελώντας στην τελική μορφή της εξάρτησης, όπως αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 2.15. Οι λόγοι πρόσθεσης του επιπλέον αυτού παράγοντα συνοψίζονται πιο κάτω :

- Θετική εξάρτηση του ρεύματος του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος από την θερμοκρασία, αφού η τάση V_{gs} όπου του εφαρμόζεται είναι μικρότερη της τάσης μηδενικού θερμοκρασιακού συντελεστή [8] στα κυκλώματα χαμηλής τροφοδοσίας. Στην αρχική υλοποίηση του κυκλώματος το σημείο αυτό ήταν στα πλαίσια λειτουργίας των MOS τρανζίστορ, λόγω της μεγάλης τάσης τροφοδοσίας όπου χρησιμοποιείτο στις παλαιότερες τεχνολογίες, ή σε εναλλακτική υλοποίηση του κυκλώματος (βλ. και παρακάτω) δεν χρησιμοποιείτο MOS τρανζίστορ ως πηγή ρεύματος, απαλλάσσοντας την σχεδίαση από τον επιπλέον αυτόν παράγοντα.
- Εξάρτηση του κέρδους του τελεστικού ενισχυτή από την θερμοκρασία, με εξάρτηση που μπορεί να προσεγγιστεί με μία παραβολικού τύπου, εντός της περιοχής θερμοκρασιών που εξετάζονται. Η εξάρτηση αυτή δεν είχε υπολογιστεί στην αρχική προσομοίωση, αφού στην τελευταία είχε χρησιμοποιηθεί μοντέλο τελεστικού ενισχυτή με κέρδος σταθερό και ανεξάρτητο από την θερμοκρασία και τις παραμέτρους κατασκευής.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΔΕΥΤΕΡΟΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] H. Banba, H.Shiga, S.Umezawa, T. Miyaha, etc. "A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1V Operation," IEEE J. Solid-state Circuit, vol. **34**, pp. 670-674, May 1999.
- [2] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", New York, 2001
- [3] Y.P.Tsividis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor", New York: McGraw-Hill, 1999
- [4]K. E. Kuijk, "A precision reference voltage source," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-8, pp. 222–226, June 1973.
- [5] A. Sedra and K. Smith, "Microelectronic Circuits", New York : Oxford University Press, 1998
- [6] Γ. Τσιβίδης, "Αναλογικά Κυκλώματα VLSI (Προσχέδιο Σημειώσεων)", Αθήνα, 1992
- [7] K. Kanda, K.Nose, H. Kawaguchi and T. Sakurai "Design Impact of Positive Temperature Dependence on Drain Current in Sub-1-V CMOS VLSIs", IEEE J. Solid-State Circuits, vol 36, pp 1559-1563, Oct. 2001.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

3

Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΤΑΣΕΩΝ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Όπως αναλύθηκε διεξοδικά στο προηγούμενο κεφάλαιο, η παλαιότερη μορφή της τάσεως αναφοράς bandgap που χρησιμοποιείτο είναι ελάχιστα συμβατή με τα μοντέρνα ηλεκτρικά κυκλώματα που κατασκευάζονται. Η κυριότερη αδυναμία της είναι η ελάχιστη τάση τροφοδοσίας που απαιτείται για την λειτουργία της, ανεξαρτήτως προδιαγραφών (καθώς είναι προφανές ότι οι πιο απαιτητικές προδιαγραφές θα απαιτούν και μεγαλύτερες τάσεις τροφοδοσίας). Για την αντιμετώπιση αυτού του (φαινομενικού αδιεξόδου) έχουν προταθεί διάφορες λύσεις, οι οποίες παρουσιάζουν αρκετές ομοιότητες αλλά και σοβαρές αποκλίσεις από την αρχική πρόταση. Σκοπός αυτής της ενότητας αποτελεί η παρουσίαση των λύσεων που έχουν προταθεί και η ανάλυση πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων κάθεμίας. Η διεξοδική ανάλυση της κάθε τοπολογίας θα οδηγήσει σε χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά τόσο με την δυνατότητα πραγματοποίησης της κάθε συνδεσμολογίας όσο και με την περαιτέρω δυνατότητα εξέλιξης (με την πάροδο των ετών και την τεχνολογική πρόοδο όπου αυτή συνεπάγεται).

3.1 Η ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ BANDGAP

Ίσως η σημαντικότερη πρόταση (αφού δεν είχε προηγηθεί κάποια τέτοια σημασίας) για την εξέλιξη στις τάσεις αναφοράς έγινε το 1999[1]. Στην πρόταση αυτή διατηρήθηκε ο αρχικός σκοπός, ήτοι η πρόσθεση δύο μεγεθών f_1 και f_2 τέτοια ώστε :

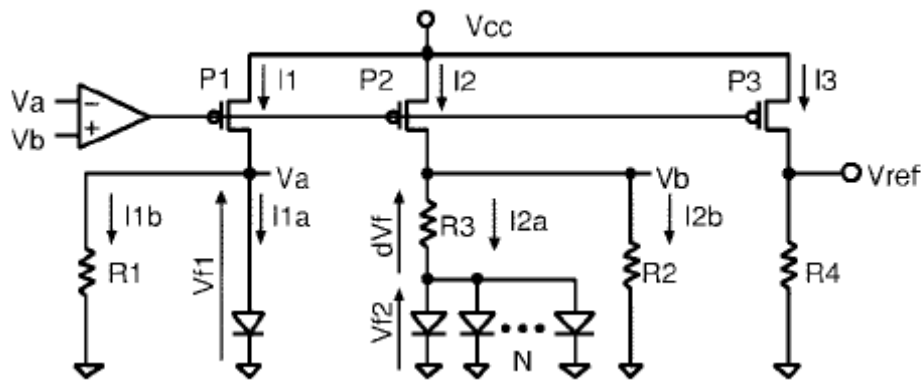
$$\frac{\partial f_1}{\partial T} > 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial T} < 0 \quad (3.2)$$

, ενώ για μία θερμοκρασία ή περιοχή θερμοκρασιών :

$$\left. \frac{\partial f_1}{\partial T} + \frac{\partial f_2}{\partial T} \right|_{T=T_0} = 0 \quad (3.3)$$

Η καινοτομία σε αυτήν την εργασία ήταν η πρόσθεση δύο ρευμάτων, σε αντίθεση με την πρόσθεση δύο τάσεων όπως στην αρχική πρόταση του προηγούμενου κεφαλαίου. Η χρησιμοποίηση ρευμάτων παρέχει την δυνατότητα χρησιμοποίησης (θεωρητικά) πολύ μικρότερης τάσης από αυτήν που απαιτείτο προηγουμένως. Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται στην περίπτωση αυτή είναι αρκετά όμοιο με αυτό της αρχικής πρότασης και παρουσιάζεται στην συνέχεια :



Σχήμα 3.1
Η πρώτη εξέλιξη της τάσης αναφοράς bandgap[1]

Και στην περίπτωση αυτή ένας τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται για να εξισώσει τα δυναμικά των κόμβων a και b.

$$V_a = V_b \quad (3.4)$$

Στην συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιούνται δύο ίδιες αντιστάσεις στους κόμβους αυτούς, ήτοι :

$$R_1 = R_2 \quad (3.5)$$

Με βάση τις δύο παραπάνω σχέσεις εύκολα προκύπτει ότι :

$$I_{1b} = \frac{V_a^{(3.4),(3.5)}}{R_1} = I_{2b} \quad (3.6)$$

Για την έκφραση του ρεύματος I_{2b} τονίζουμε ότι και στην περίπτωση αυτή θα ισχύει ότι :

$$V(R_3) = V(1 - diode) - V(N - diodes) = \frac{kT}{q} \ln N \quad (3.7)$$

,αφού εδώ λόγω της σχέσης (3.6) αλλά και των δύο όμοιων τρανζίστορ (P1 και P2) που χρησιμοποιούνται θα ισχύει :

$$I_1 = I_2 \quad (3.8)$$

,με αποτέλεσμα και :

$$I_{1a} = I_{2a} \quad (3.9)$$

, άρα οι δύο κλάδοι με διόδους να διαρρέονται από ίδια ρεύματα. Με βάση λοιπόν αυτές τις παρατηρήσεις εκφράζουμε τα ρεύματα I_{1a} και I_{1b} συναρτήσει γνωστών μεγεθών :

$$I_{1b} = \frac{V_{f1}}{R_1} \quad (3.10)$$

$$I_{2a} = I_{1a} = \frac{V(R_3)}{R_3} = \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \quad (3.11)$$

Στον κάθε ένα τρανζίστορ (δηλαδή και σε κάθε κλάδο) συνεπώς ρέει ένα (συνολικό) ρεύμα το οποίο είναι το άθροισμα των δύο επιμέρους συνεισφορών, δηλαδή :

$$I_1 = I_{1a} + I_{1b} = \frac{V_f}{R_1} + \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \quad (3.12)$$

Η έξοδος του κυκλώματος, δηλαδή η τάση αναφοράς bandgap, δημιουργείται μέσω καθρεφτισμού ρεύματος (current mirroring) του ρεύματος I_1 μέσω των τρανζίστορ P1 και P3 στον κλάδο που περιλαμβάνει μόνο την αντίσταση R_4 , πάνω στην οποία δημιουργείται η τάση αναφοράς.

$$V_{ref_new} = I(R_4)R_4 = R_4 \left(\frac{V_f}{R_1} + \frac{1}{R_3} \frac{kT}{q} \ln N \right) \quad (3.13)$$

,όπου με V_{ref_new} δηλώνεται η καινούρια αυτή μορφή για την τάση αναφοράς. Εάν μάλιστα το κύκλωμα αυτό κατασκευαστεί με τις ίδιες τεχνολογικές παραμέτρους όπως η τοπολογία του προηγούμενου κεφαλαίου τότε είναι προφανές ότι θα ισχύει :

$$V_{ref_new} = \frac{R_4}{R_2} V_{ref_conv} \quad (3.14)$$

Η παραπάνω σχέση δηλώνει ότι για ίδια διαδικασία κατασκευής και ίδιες τιμές αντιστάσεων (πέραν φυσικά της R_4 που εμφανίζεται μόνον στην πιο πρόσφατη τοπολογία) η τάση αναφοράς bandgap που προκύπτει από την πιο πρόσφατη αυτή τοπολογία είναι απλά η παραδοσιακή τάση αναφοράς πολλαπλασιασμένη με τον παράγοντα R_4/R_2 . Το κυριότερο πλεονέκτημα λοιπόν της τάσης αναφοράς καθίσταται εμφανές από την ανάλυση της τοπολογίας και μόνο : δεν εμφανίζεται εδώ κανένας περιορισμός για την τροφοδοσία του κυκλώματος από την ίδια την τιμή της τάσης αναφοράς. Η τάση αναφοράς στην περίπτωση αυτή δεν λαμβάνει μια δεδομένη

(ή περίπου δεδομένη, βλ και παρ.2.4) τιμή αλλά υπάρχει ελευθερία, μέσω της επιλογής των αντιστάσεων R4 και R2, σε (θεωρητικά) αυθαίρετα μικρές τιμές της τάσης αναφοράς και συνεπώς και της τροφοδοσίας του κυκλώματος. Το κάτω φράγμα των περίπου 1,2 Volt δεν υφίσταται όπως στην παλαιότερη τοπολογία και οι περιορισμοί που επιβάλλονται για την τροφοδοσία αφορούν πιο πρακτικά ζητήματα. Στην πράξη εμφανίζεται ένας περιορισμός για την ελάχιστη τάση τροφοδοσίας, ο οποίος αφορά την πτώση τάσης στα άκρα της διόδου.

Το κυριότερο ζήτημα το οποίο τίθεται είναι, όπως και στην περίπτωση του αρχικού κυκλώματος, το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή. Στην αρχική εργασία που παρουσιάστηκε για την συγκεκριμένη τοπολογία[1] χρησιμοποιήθηκε τάση τροφοδοσίας άνω των 2 Volts για την επίτευξη ικανοποιητικού κέρδους και η λειτουργία σε τάσεις τροφοδοσίας κάτω του 1 Volt παρέμεινε θεωρητικά ικανή (λόγω της μη ύπαρξης όπως αναφέρθηκε και πιο πριν κάποιου περιοριστικού παράγοντα). Η εξέλιξη ωστόσο της τεχνολογίας και η χρήση τρανζίστορ μικρότερου καναλιού μας δίνει την δυνατότητα αύξησης του κέρδους των τρανζίστορ και, ως λογικό αποτέλεσμα, του κέρδους των ενισχυτών που δημιουργούνται για δεδομένη τάση τροφοδοσίας.

Το κύκλωμα αυτό, όπως και κάθε διάταξη που περιλαμβάνει έναν τελεστικό ενισχυτή, υποφέρει από την επίδραση της τάσης απόκλισης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή. Στο κύκλωμα αυτό θα ισχύει :

$$V_a = V_b + V_{OS} \quad (3.15)$$

,λόγω της διάταξης των ακροδεκτών του τελεστικού ενισχυτή. Με VOS συμβολίζεται η τάση απόκλισης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, δηλαδή η τάση που πρέπει να εφαρμοστεί στον θετικό ακροδέκτη ώστε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή να είναι μηδενική (για διπλή τροφοδοσία) ή στην ονομαστική της dc στάθμη (για μονή τροφοδοσία). Συνεπώς οι τροποποιημένες τιμές των ρευμάτων του κυκλώματος είναι:

$$I_{1b} = I_{2b} = \frac{V_a^{OP-AMP} V_b - V_{OS}}{R_1} \quad (3.16)$$

$$I_{2a} = \frac{V(R_3)}{R_3} = \frac{V_b - V_{N-diodes}}{R_3} \stackrel{OP-AMP}{=} \frac{V_a - V_{N-diodes} - V_{OS}}{R_3} = \frac{kT}{q} \ln N \frac{1}{R_3} - \frac{V_{OS}}{R_3} \quad (3.17)$$

Τελικό αποτέλεσμα είναι η άθροιση των ρευμάτων στην έξοδο και η συνολική επίδραση της τάσης απόκλισης στην έξοδο :

$$I_{out} = I_{2a} + I_{2b} \quad (3.18)$$

$$V_{ref_new} = I(R_4)R_4 = \frac{R_4}{R_2} \left\{ V_f + \frac{kT}{q} \ln N - \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_{OS} \right\} \quad (3.19)$$

Η επίδραση, λοιπόν, της τάσης απόκλισης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή μπορεί να γίνει αρκετά σημαντική, ανάλογα με την επιλογή των αντιστάσεων R2 και R3. Η τάση αυτή, ωστόσο, εμφανίζεται απλά ως μία dc ποσότητα στην έξοδο του κυκλώματος. Εφόσον δημιουργείται από την μικρή διαφορά στις διαστάσεις των τρανζίστορ που απαρτίζουν το διαφορικό ζεύγος του τελεστικού ενισχυτή δεν εξαρτάται από την θερμοκρασία και συνεπώς ενδιαφέρει μόνο ως προς την dc μετατόπιση του σημείου εξόδου. Είναι σημαντικό το να μην μετατοπιστεί τό σημείο εξόδου σε τιμή ώστε το τρανζίστορ P3 (βλ. και Σχήμα 3.1) να λειτουργεί εκτός της περιοχής του κορεσμού, οπότε και ο καθρεφτισμός ρεύματος όπου αυτό επιτελεί να μην πραγματοποιείται σωστά.

Ένα ακόμη ζήτημα που αξίζει να μας απασχολήσει είναι το γεγονός ότι στην περίπτωση αυτή απαιτείται η εξίσωση δύο τάσεων (όπως στην αρχική τοπολογία) μέσω του τελεστικού ενισχυτή αλλά και δύο ρευμάτων, μέσω τόσο του T.E. όσο και μέσω του ακριβούς ταιριάσματος δύο αντιστάσεων R1 και R2. Το μη ακριβές ταιρίασμα των αντιστάσεων θα δημιουργήσει συνιστώσες στην τάση αναφοράς που θα δώσουν ανεπιθύμητες συνεισφορές στον θερμοκρασιακό συντελεστή. Με την σχέση (3.8) να ισχύει ακριβώς μια απόκλιση στην τιμή των αντιστάσεων θα προκαλέσει μεταβολή στην τιμή του ρεύματος I_{1a}, που διαρρέει την δίοδο. Η αλλαγή στην τιμή του

ρεύματος (που θα γίνει ώστε το άθροισμα των ρευμάτων I_{1a} και I_{1b} να παραμείνει σταθερό και ίσο με το I_2) θα μετατοπίσει (έστω και ελαφρά) το σημείο λειτουργίας της διόδου, με αποτέλεσμα την (μικρή κατά τα άλλα) αλλαγή και στην θερμοκρασιακή εξάρτηση της τάσεως αναφοράς (αφού η τάση της διόδου έχει πρωτεύοντα ρόλο σε αυτή). Λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι σε πολλές τεχνολογίες η πιθανή απόκλιση από την ονομαστική τιμή κατά την διαδικασία κατασκευής μπορεί να φτάσει και το 10% η διαφορά στην τιμή των αντιστάσεων R_1 και R_2 μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλη, με λογική συνέπεια την σημαντική μετατόπιση του σημείου μηδενισμού του θερμοκρασιακού συντελεστή, πιθανώς και εκτός της επιθυμητής περιοχής θερμοκρασιών.

Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα είναι η χρήση δύο τελεστικών ενισχυτών όπως προτείνεται στην [2]. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται δύο τελεστικοί ενισχυτές και τα δύο ρεύματα που δημιουργούνται προστίθενται στο τελικό στάδιο του κυκλώματος, Το πρώτο ρεύμα (που έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή) δηλαδή καθρεφτίζεται με την βοήθεια των τρανζίστορ M3 και M5 και δημιουργείται «πάνω» στην αντίσταση R_0 . Το δεύτερο ρεύμα δημιουργείται πάνω στην αντίσταση R_1 και προστίθεται στο πρώτο με τον καθρεφτισμό από τα τρανζίστορ M1 και M4. Με την πρόσθεση αυτή των ρευμάτων δεν επηρεάζεται το σημείο λειτουργίας των διόδων που χρησιμοποιούνται, καθώς πλέον κάθε ρεύμα δημιουργείται σε ξεχωριστό κλάδο και δεν απαιτείται ισότητα των ρευμάτων. Συνεπώς, χωρίς πλέον την ύπαρξη ανάγκης για ισότητα των ρευμάτων πόλωσης των διόδων και δίχως την απαίτηση για σταθερό άθροισμα των ρευμάτων πόλωσης η πόλωση στην συγκεκριμένη τοπολογία είναι σταθερότερη.

Στο συγκεκριμένο κύκλωμα οι δύο τελεστικοί ενισχυτές εξισώνουν (όπως και στις προαναφερθείσες τοπολογίες) τα δυναμικά κόμβων του κυκλώματος ώστε να δημιουργήσουν τα επιθυμητά ρεύματα. Πιο συγκεκριμένα λοιπόν ο T.E.1 εξισώνει τα δυναμικά των κόμβων b και c έτσι ώστε :

$$V_b = V_c \quad (3.20)$$

, με αποτέλεσμα :

$$I(R_0) = \frac{V_c - V(Q_1)}{R_0} \stackrel{(3.15)}{=} \frac{V(Q_2) - V(Q_1)}{R_0} = \frac{1}{R_0} \frac{kT}{q} \ln(N) \quad (3.21)$$

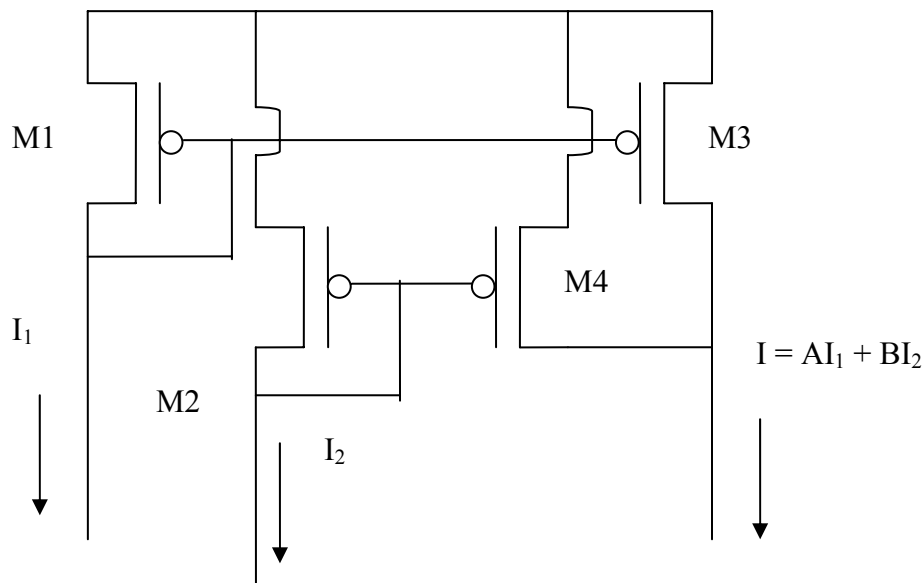
Ο τελεστικός ενισχυτής Τ.Ε.1, λοιπόν, συντελεί στην δημιουργία ΡΤΑΤ (Proportional To Absolute Temperature – Ανάλογο της θερμοκρασίας) ρεύματος. Αντίθετα, ο Τ.Ε.2 δημιουργεί το ρεύμα που είναι ανάλογο προς την πτώση τάσης στα άκρα της διόδου, εξισώνοντας τους κόμβους a και b :

$$V_a = V_b \quad (3.22)$$

,με αποτέλεσμα :

$$I(R_1) = \frac{V(R_1)}{R_1} \stackrel{(3.17)}{=} \frac{V_b}{R_1} = \frac{V_f}{R_1} \quad (3.23)$$

Το ρεύμα που δημιουργείται από την παρουσία του Τ.Ε.1 καθρεφτίζεται μέσω των τρανζίστορ Μ1 και Μ4 και προστίθεται σε αυτό που δημιουργείται από τον Τ.Ε.2 (το οποίο καθρεφτίζεται μέσω των Μ2 και Μ5). Χρησιμοποιείται η ακόλουθη απλή συνδεσμολογία :



Σχήμα 3.2
Κύκλωμα για πρόσθεση δύο ρευμάτων

, όπου στο σχήμα οι συντελεστές A και B καθορίζονται από τους λόγους των διαστάσεων των τρανζίστορ του δεξιού κλάδου προς το αντίστοιχο τρανζίστορ (στο οποίο δηλαδή ρέει το αντίστοιχο ρεύμα προς καθρεφτισμό) του αριστερού τμήματος, δηλαδή :

$$A = \frac{(W/L)_{M3}}{(W/L)_{M1}} \quad (3.24)$$

$$B = \frac{(W/L)_{M4}}{(W/L)_{M2}} \quad (3.25)$$

, με την προϋπόθεση φυσικά ότι όλα τα τρανζίστορ του σχήματος λειτουργούν στην περιοχή του κορεσμού. Επίσης απαραίτητη θεωρείται η προϋπόθεση να μην επηρεάζεται η εξάρτηση τάσης-ρεύματος του MOS τρανζίστορ (που για την περιοχή του κορεσμού έχει μορφή τετραγωνικού νόμου) από την τάση υποδοχής-πηγής V_{ds} . Για την ικανοποίηση της απαίτησης αυτής ισοδύναμα χρειάζεται:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = 0 \quad (3.26)$$

Η λύση ωστόσο που παρουσιάστηκε υποφέρει σε σχέση από την πρώτη τοπολογία που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο αυτό από ένα βασικό μειονέκτημα: οι δύο τελεστικοί ενισχυτές συνεισφέρουν ο καθένας την δική του τάση απόκλισης εισόδου. Η κάθε τάση απόκλισης εισόδου V_{Osi} ($i=1,2$ για κάθε τελεστικό ενισχυτή Τ.Ε.ι) προσφέρει ξεχωριστή συνεισφορά στην έξοδο της τοπολογίας. Πιο συγκεκριμένα λοιπόν και με βάση την ονομασία που αναφέρθηκε για την τάση απόκλισης εισόδου του κάθε τελεστικού ενισχυτή θα ισχύει:

$$V_{-,i} = V_{+,i} + V_{Os,i} \quad (3.27)$$

Συνεπώς οι νέες τιμές των τάσεων στο κύκλωμα θα είναι :

$$V_b = V_a + V_{OS,1} \quad (3.28)$$

,λόγω του τελεστικού ενισχυτή Τ.Ε.1 και :

$$V_b = V_c + V_{OS,2} \quad (3.29)$$

,λόγω της παρουσίας του τελεστικού ενισχυτή Τ.Ε.1.

Συνεπώς θα ισχύει :

$$V_b = V_a + V_{OS,1} = V_c + V_{OS,2} \quad (3.30)$$

Τα ρεύματα λοιπόν που διαρρέουν τις αντιστάσεις του κυκλώματος τροποποιούνται με την σειρά τους ως εξής :

$$I(R_0) = \frac{V(R_0)}{R_0} = \frac{V_c - V_f}{R_0} \stackrel{OPAMP1}{=} \frac{V_b - V_f - V_{OS,1}}{R_0} = \frac{1}{R_0} \frac{kT}{q} \ln N - \frac{V_{OS,1}}{R_0} \quad (3.31)$$

$$I(R_1) = \frac{V(R_1)}{R_1} = \frac{V_a}{R_1} \stackrel{OPAMP-2}{=} \frac{V_b - V_{OS,2}}{R_1} = \frac{V_f}{R_1} - \frac{V_{OS,2}}{R_1} \quad (3.32)$$

Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι να τροποποιείται και το ρεύμα εξόδου του κυκλώματος :

$$I(R_2) = I(M_5) + I(M_4) = I(M_1) + MI(M_2) \quad (3.33)$$

, όπου M ο λόγος των διαστάσεων των τρανζίστορ M5 και M2, δηλαδή :

$$M = \frac{(W/L)_{M_5}}{(W/L)_{M_2}} \quad (3.34)$$

Συνεπώς το ρεύμα εξόδου θα ισούται με:

$$I(R_2) = M \frac{1}{R_0} \frac{kT}{q} \ln N - \frac{M}{R_0} V_{OS,2} + \frac{V_f}{R_1} + \frac{V_{OS,1}}{R_1} \quad (3.35)$$

, δίνοντας στην τάση αναφοράς την τιμή :

$$V_{ref_new} = I(R_4)R_4 = \frac{R_2}{R_1} (V_f + M \frac{R_1}{R_0} \frac{kT}{q} \ln N - M \frac{R_1}{R_0} V_{OS,1} - V_{OS,2}) \quad (3.36)$$

Γίνεται, λοιπόν, προφανές, ότι η επίδραση της τάσης απόκλισης εισόδου του Τ.Ε.1 V_{OS1} είναι πολύ μεγαλύτερη από στην τάση εξόδου από την αντίστοιχη του δεύτερου τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα. Είναι πού σημαντικό, λοιπόν, να γίνει πολύ πιο προσεκτική σχεδίαση (layout) για τον πρώτο τελεστικό ενισχυτή, ώστε να επιτευχθεί το δυνατόν καλύτερο ταίριασμα μεταξύ των τρανζίστορ εισόδου του διαφορικού του ζεύγους.

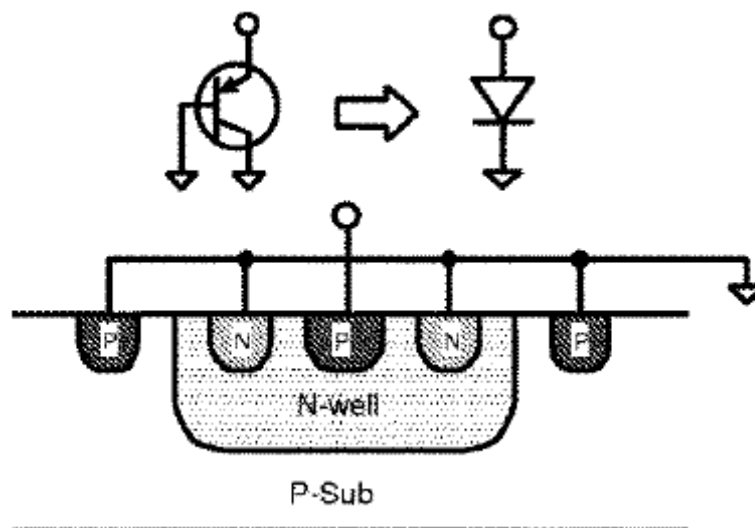
Σημειώνεται εδώ ότι και στην περίπτωση αυτή η ανάθεση των θετικών και αρνητικών ακροδεκτών των τελεστικών ενισχυτών στα σημεία του κυκλώματος έγινε με βάση τα κέρδη κλειστού βρόχου στους βρόχους που δημιουργούνται από τους τελεστικούς ενισχυτές (όπως είχε συζητηθεί αναλυτικά σε προηγούμενο κεφάλαιο για την περίπτωση της αρχικής τοπολογίας που είχε προταθεί). Η μορφή του ποσού της ανάδρασης για κάθε βρόχο που δημιουργείται από τελεστικό ενισχυτή στο συγκεκριμένο κύκλωμα είναι :

$$A_{feedback} = \frac{V_+ - V_-}{V_o}(f) = \frac{V_{i_feedback}}{V_o}(f) = -g_m(f)R \quad (3.37)$$

, όπου R η αντίσταση R_0 στην περίπτωση του βρόχου που δημιουργεί ο Τ.Ε.1 και η R_1 στην περίπτωση του Τ.Ε.2 και g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ στου οποίου την πηγή συνδέεται η έξοδος του αντίστοιχου τελεστικού ενισχυτή. Σκοπός της τοποθέτησης των τελεστικών ενισχυτών με την σωστή σειρά των ακροδεκτών είναι η συνολική ανάδραση να είναι αρνητική ώστε η συνδεσμολογία να μην οδηγείται στην

αστάθεια, με δεδομένη και την μορφή της διαγωγιμότητας των MOS τρανζίστορ, που παρουσιάζει έναν μόνο πόλο (και συνεπώς εγγυάται ότι το κλειστό αυτό σύστημα δεν θα είναι ασταθές). Σημειώνεται επίσης ότι το αρνητικό πρόσημο στην σχέση (3.33) προκύπτει από την χρησιμοποίηση του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source stage), συνδεσμολογία η οποία προσφέρει το μεγαλύτερο (κατ' απόλυτο τιμή) κέρδος, αλλά φυσικά με αρνητικό πρόσημο.

Η χρησιμοποίηση δύο τελεστικών ενισχυτών έχει το επιπλέον μειονέκτημα του μεγαλύτερου χώρου όπου το κύκλωμα καταλαμβάνει πάνω στο δισκίο πυριτίου. Με την μείωση της τάσεως τροφοδοσίας που χρησιμοποιείται επιβάλλεται η χρήση μεγαλύτερων σε διαστάσεις ενεργών στοιχείων (τρανζίστορ) ώστε να λάβουμε το απαιτούμενο κέρδος για την σωστή λειτουργία της διάταξης (θυμίζεται ότι το πεπερασμένο κέρδος εισάγει μια επιπλέον θερμοκρασιακή εξάρτηση). Το μέγεθος λοιπόν της διάταξης ενδέχεται να γίνει πολύ μεγάλο, ενδεχομένως και υπερβολικά μεγάλο σε σχέση και με το μέγεθος των κυκλωμάτων τα οποία τροφοδοτεί. Σημαντικό χώρο επίσης καταλαμβάνουν και οι δίοδοι, οι οποίες σε μία απλή CMOS τεχνολογία παίρνουν την ακόλουθη μορφή των δύο θαμένων πηγαδιών :



Σχήμα 3.3
Κατασκευή διόδων σε CMOS τεχνολογία[1]

Η συγκεκριμένη τεχνική υλοποίησης αφορά υλοποίηση μέσω ενός p-τύπου διπολικού τρανζίστορ (pnp τύπου) και ανάλογη είναι η υλοποίηση μέσω npn τρανζίστορ σε n-τύπου υπόβαθρο (substrate). Από το παραπάνω σχήμα καθίσταται

προφανές ότι το μέγεθος όπου οι διόδοι καταλαμβάνουν πάνω στο δισκίο πυριτίου είναι σημαντικό, δεδομένου και του διαστήματος απομόνωσης μεταξύ των πηγαδιών. Ο αριθμός των διόδων είναι, συνεπώς, καλό να μειώνεται, ώστε το μέγεθος η διάταξη να μην επεκτείνεται σημαντικά πάνω στο δισκίο πυριτίου. Στην [2] προτείνεται η χρήση μιας διόδου σε κάθε κλάδο ώστε να αντισταθμιστεί το μεγάλο μέγεθος πάνω στο κύκλωμα όπου καταλαμβάνει ο επιπλέον τελεστικός ενισχυτής.

3.2 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΑ MOS ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

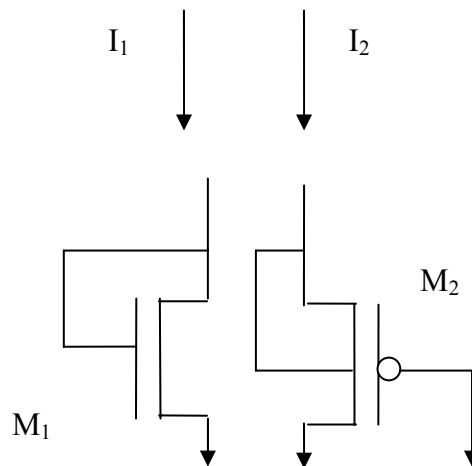
Το επόμενο βήμα στην εξέλιξη των τάσεων αναφοράς ήταν η σχεδίαση διατάξεων αποκλειστικά με χρήση MOS τρανζίστορ. Η μείωση της απαιτούμενης τάσης τροφοδοσίας και η ανάγκη για σχεδίαση το δυνατόν απλούστερων (από πλευράς απαιτούμενων πηγαδιών στα ενεργά στοιχεία) διατάξεων οδήγησε σε κυκλώματα με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά :

- Εγκατάλειψη της χρήσης των διπολικών στοιχείων και έρευνα πάνω στις αντίστοιχες ιδιότητες των MOS στοιχείων.
- Χρήση ολοένα και περισσότερο των τεχνολογιών κατασκευής που προσφέρουν «τοπικά» (native) MOS στοιχεία, με κυριότερο χαρακτηριστικό την μείωση της τάσεως κατωφλίου τους με την αύξηση του μήκους καναλιού πέραν της μικρότερης τιμής που είναι διαθέσιμη στην εκάστοτε τεχνολογία.

Το δεύτερο αυτό χαρακτηριστικό επιτρέπει την χρήση τοπολογιών cascade με χρήση μικρής τροφοδοσίας και την κατασκευή τελεστικών ενισχυτών με

ικανοποιητικό κέρδος χωρίς την χρήση αναδιπλωμένων (folded) τοπολογιών. Επιτρέπει λοιπόν την χρήση ενιαίας τροφοδοσίας για την σχεδίαση των τοπολογιών τάσεων αναφοράς που παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο, δεδομένου του ότι (όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενα εδάφια) ο κύριος παράγων που δυσχαίραινε την σχεδίαση των τοπολογιών αυτών με μονή τροφοδοσία ήταν ο τελεστικός ενισχυτής και τα όρια στο κέρδος αυτού.

Η κυριότερη αναφορά που παρουσιάστηκε και αφορούσε αποκλειστικά MOS τρανζίστορ με χρήση χαμηλής τροφοδοσίας[3] παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τις bandgap αναφορές. Πιο συγκεκριμένα, αντί για την διαφορά μεταξύ των τάσεων μίας και περισσοτέρων διόδων προτείνεται η εξέταση της διαφοράς μεταξύ των τάσεων πύλης-πηγής V_{gs} δύο τρανζίστορ στην ακόλουθη συνδεσμολογία :



Σχήμα 3.4
Τοπολογία σύγκρισης τάσεων V_{gs} MOS τρανζίστορ

Το τρανζίστορ M1 είναι n-τύπου, σε αντίθεση με το M2 που είναι p-τύπου. Υποθέτοντας ότι τα τρανζίστορ λειτουργούν στην περιοχή του κορεσμού και έχουν αρκετά μεγάλο μήκος καναλιού ώστε να ισχύει:

$$I_i = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox})_i (V_{gs,i} - V_{t,i})^2 \quad (3.38)$$

, δηλαδή ο τετραγωνικός νόμος για το ρεύμα που τα διαρρέει με πλήρη ανεξαρτησία από την τάση υποδοχής-πηγής (V_{ds}), όπως επίσης και ότι μέσω κατάλληλης ανάδρασης (μέσω καθρεφτισμού) ισχύει :

$$I_1 = I_2 \quad (3.39)$$

, τότε αναπτύσσοντας την σχ. (3.34) λαμβάνεται η έκφραση για την διαφορά μεταξύ των τάσεων $V_{gs}(M1)$ - $V_{gs}(M2)$.

$$V_N = V_{gs(M1)} = V_{t(M1)} + \sqrt{\frac{2I_1}{(\mu_n C_{ox})(W/L)_1}} \quad (3.40)$$

$$V_P = V_{sg(M2)} = |V_{t(M2)}| + \sqrt{\frac{2I_2}{(\mu_p C_{ox})(W/L)_p}} \quad (3.41)$$

, αφού για το τρανζίστορ M2 η τάση κατωφλίου λαμβάνεται αρνητική και εδώ εξετάζεται η τάση πηγής-πύλης, η οποία είναι εξ' ορισμού θετική για τα p-στοιχεία.

Με βάση τις παραπάνω σχέσεις η διαφορά των τάσεων πύλης-πηγής ενός p και ενός n-τύπου τρανζίστορ γράφεται :

$$V_P - V_N = |V_{TP}| - V_N + \sqrt{2I_1} \left(\frac{1}{\sqrt{(C_{ox}l)_p (W/L)_p}} - \frac{1}{\sqrt{(C_{ox}l)_n (W/L)_n}} \right) \quad (3.42)$$

Λαμβάνοντας μέριμνα κατά την σχεδίαση του κυκλώματος ώστε να ισχύει:

$$\frac{(\mu C_{ox})_p}{(\mu C_{ox})_n} = \frac{(W/L)_n}{(W/L)_p} \quad (3.43)$$

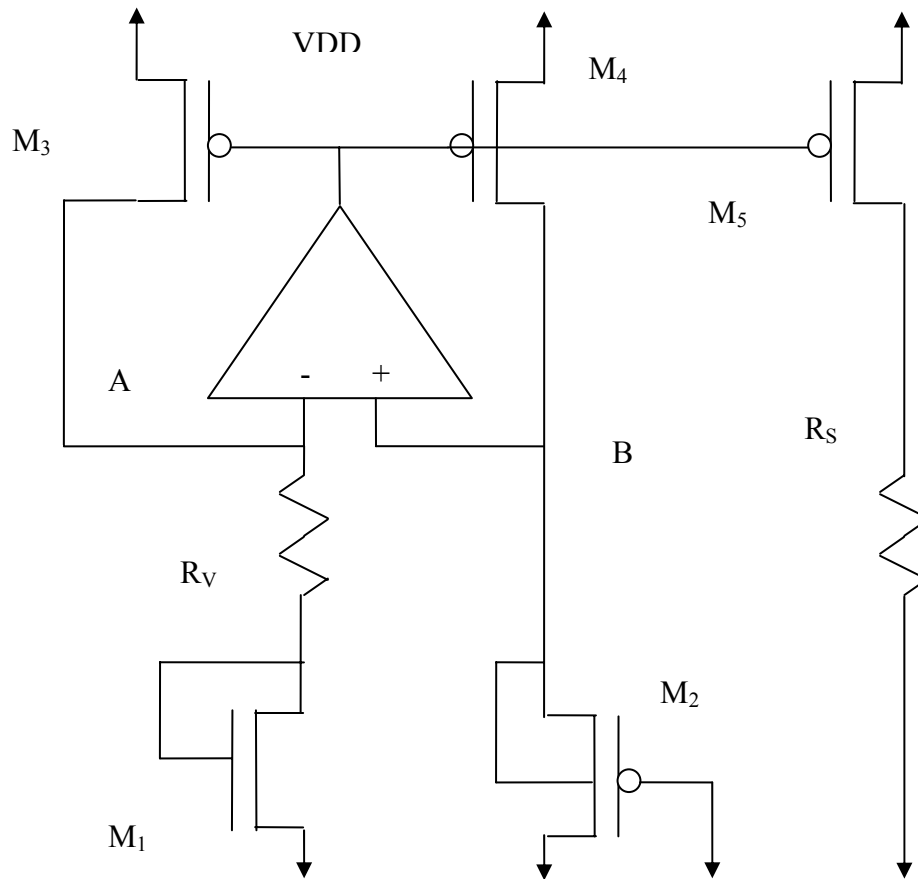
, επιτυγχάνεται ώστε ο δεύτερος όρος στην σχέση (3.38) να μηδενίζεται και τελικά να ισχύει :

$$V_P - V_N = |V_{TP}| - V_{TN} \quad (3.44)$$

Η δημιουργία λοιπόν μιας τάσης ανάλογης του όρου $V_P - V_N$ θα έχει ως αποτέλεσμα μια τάση με μηδενικό θερμοκρασιακό συντελεστή, αφού (θεωρητικώς) τα p και n-τύπου τρανζίστορ έχουν τάσεις κατωφλίου με παρόμοια θερμοκρασιακή εξάρτηση, ήτοι :

$$\frac{\partial V_{TP}}{\partial T} = \frac{\partial V_{TN}}{\partial T} \quad (3.45)$$

Η τάση αυτή δημιουργείται[3] με διαδικασία παρόμοια με αυτήν στην [1], δηλαδή με δημιουργία ενός ρεύματος («πάνω» σε μία αντίσταση) ανάλογου προς την διαφορά μεταξύ των τάσεων κατωφλίων και στην συνέχεια καθρεφτισμό του ρεύματος αυτού σε μία αντίσταση για λήψη μιας ποσότητας ανάλογης της αρχικής. Η συνδεσμολογία είναι αρκετά όμοια με αυτήν της [1] :



Σχήμα 3.5

Διάταξη για δημιουργία τάσης αναφοράς με χρήση MOS τρανζίστορς μόνο

Όπως έχει αναλυθεί και σε προηγούμενα εδάφια στα άκρα της αντίστασης δημιουργείται η διαφορά μεταξύ των τάσεων V_P και V_N , αφού ο τελεστικός ενισχυτής εξισώνει τα δυναμικά των κόμβων που συνδέονται στα άκρα του.

$$V_A = V_B \tag{3.46}$$

Συνεπώς :

$$V(R_V) = V_A - V_{gs(M1)}^{OP-AMP} = V_P - V_N \tag{3.47}$$

, και με την κατάλληλη ρύθμιση των διαστάσεων των τρανζίστορ M1 και M2 :

$$V(R_V) = |V_{TP}| - V_{TN} \tag{3.48}$$

Λόγω τώρα του καθρεφτισμού που δημιουργεί η παρουσία των M3 και M5 θα ισχύει:

$$I(M_5) = I_{out} = I(R_V) = \frac{|V_{TP}| - V_{TN}}{R_V} \quad (3.49)$$

, με αποτέλεσμα:

$$V_{ref_MOS} = \frac{R_S}{R_V} (|V_{TP}| - V_N) \quad (3.50)$$

, όπου με V_{ref_MOS} συμβολίζουμε την τάση αναφοράς που δημιουργεί αυτό το κύκλωμα. Και σε αυτήν την συνδεσμολογία δεν υπάρχει κάποιος περιορισμός που να περιορίζει σημαντικά την τάση τροφοδοσίας. Περιοριστικός παράγοντας αποτελεί, όπως και σε όλες τις τάσεις αναφοράς που έχουν παρουσιαστεί, η τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή. Πέραν του περιορισμού αυτού, είναι γενικότερο να εκφράσουμε την ελάχιστη τάση τροφοδοσίας ως εξής :

$$V_{DD,min} = \min \{V_{DD,opamp}, V_{ds(M2)} + V_{ds,(M4)}\} \quad (3.51)$$

Στην πράξη, λαμβάνοντας υπ' όψιν και την εισαγωγή των νέων τεχνολογιών κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ο περιορισμός που αναφέρθηκε περιορίζεται στην τάση τροφοδοσίας του T.E.. Είναι ωστόσο δυνατό το άθροισμα των τάσεων πηγής-υποδοχής των δύο τρανζίστορ που απαρτίζουν τον έναν από τους δύο κλάδους να γίνει σημαντικά μεγάλο, ιδίως εάν κατά την υλοποίηση του κυκλώματος δεν χρησιμοποιηθούν «τοπικά» τρανζίστορ αλλά τρανζίστορ με μεγάλη τάση κατωφλίου. Στην αρχική πρόταση για την χρήση της παραπάνω διάταξης χρησιμοποιήθηκε τεχνολογία που προσέφερε τριών ειδών τρανζίστορ n-τύπου, με τάσεις κατωφλίου από 0,03 έως 0,47 Volts, και δύο είδη τρανζίστορ p-τύπου, με τάσεις κατωφλίου 0,17 και 0,46 Volts (σε απόλυτες τιμές). Η τάση τροφοδοσίας κυμαινόταν από 0,6 Volts έως και 1,8Volts, πάντα ως συνάρτηση του συνδυασμού των τρανζίστορ M1 και M2.

Η διάταξη που παρουσιάστηκε στο παρόν εδάφιο εμφανίζει, όπως είναι προφανές από την ελάχιστη τροφοδοσία που μόλις αναφέρθηκε, σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως η μικρή τάση τροφοδοσίας και ο μικρός χώρος, αφού χρησιμοποιούνται μόλις δύο αντιστάσεις, πέντε τρανζίστορ (πλέον αυτών που απαρτίζουν τον τελεστικό ενισχυτή) και καμία διόδος, στοιχείο που αυξάνει σημαντικά τον χώρο που χρειάζεται για το κάθε κύκλωμα. Εμφανίζει, ωστόσο, ένα σημαντικό μειονέκτημα, το οποίο είναι η εξάρτηση από την τεχνολογία που χρησιμοποιείται.

Πιο συγκεκριμένα, η διάταξη αυτή ενδέχεται να εμφανίζει σημαντικές διαφορές ανάλογα με την εκάστοτε τεχνολογία που χρησιμοποιείται για την κατασκευή του κυκλώματος. Πέρα από την σημαντική μεταβολή στην τιμή των παραμέτρων μ_n και C_{ox} , από την οποία άλλωστε επηρεάζονται όλες οι διατάξεις (αφού σε όλες χρησιμοποιούνται MOS τρανζίστορ), η σημαντική διαφορά σε σχέση με τις άλλες διατάξεις έγκειται κυρίως στην εξάρτηση της τάσης αναφοράς από τις τάσεις κατωφλίου των MOS τρανζίστορ. Οι νεότερες τεχνολογίες προσφέρουν τρανζίστορ (τόσο p-MOS όσο και n-MOS) με τάση κατωφλίου μειούμενη με την αύξηση του μήκους καναλιού του τρανζίστορ. Τα στοιχεία αυτά επηρεάζονται από την θερμοκρασία με σημαντικά πιο σύνθετο τρόπο από ότι τα τρανζίστορ που κατασκευάζονταν με τις πιο απλές τεχνολογίες και η τάση κατωφλίου τους παρέμενε ανεπηρέαστη από το μήκος του καναλιού τους[4]. Πιο συγκεκριμένα, και εξετάζοντας τα ενεργά στοιχεία με πολύ μικρό μήκος καναλιού (που έχουν κάτω όριο μικρότερο από 200nm) παρατηρείται ότι το μέγεθος V_t καθορίζεται από έναν συνδυασμό φαινομένων, τα οποία έχουν διαφορετική επίδραση για κάθε τεχνολογία. Η εξάρτηση από την θερμοκρασία είναι λοιπόν διαφορετική για κάθε τεχνολογία, γεγονός που προσθέτει έναν επιπλέον παράγοντα μεταβολής που χρειάζεται να λαμβάνεται υπ' όψιν κατά την σχεδίαση του κυκλώματος.

Επιπλέον, η παρουσία τρανζίστορ με πολύ μικρή τάση κατωφλίου (όπως 0,03 Volts) δεν είναι διαθέσιμη σε κάθε τεχνολογία. Χωρίς αυτήν την διαθεσιμότητα η τάση τροφοδοσίας που απαιτείται αυξάνεται σημαντικά, περιορίζοντας την χρήση του κυκλώματος σημαντικά υπό του ενός Volt σε μη τυπικές CMOS τεχνολογίες.

Ένα ακόμη χαρακτηριστικό, το οποίο όμως δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα, είναι, όπως αναφέρθηκε, η μεγάλη ευαισθησία που παρουσιάζει το κύκλωμα στις τιμές των μεταβλητών μ και C_{ox} . Πιο συγκεκριμένα, η λειτουργία του κυκλώματος απαιτεί την συγκεκριμένη και προσεκτική σχεδίαση των τρανζίστορ M1 και M2 ώστε να βρίσκει εφαρμογή η σχ. (3.39). Παρ' όλα αυτά η μεταβολή που σημειώνεται στις τιμές των παραμέτρων αυτών είναι μεγάλη μεταξύ των διαφόρων τεχνολογιών. Το γεγονός αυτό δεν αφήνει (όπως τις υπόλοιπες διατάξεις) ανεπηρέαστο αυτό το κύκλωμα, καθώς η παραμικρή απόκλιση από την ακριβή εφαρμογή της σχ. (3.39) θα προσθέσει έναν ακόμη παράγοντα θερμοκρασιακής εξάρτησης στην τάση αναφοράς. Πράγματι, έστω ότι η σχ. (3.39) δεν επαληθεύεται ακριβώς λόγω κακού ταιριάσματος των τρανζίστορ. Θα ισχύει :

$$V_{ref_MOS} = \frac{R_S}{R_V} (|V_{TP}| - V_{TN}) + \frac{R_S}{R_V} \sqrt{2I_1} \left(\frac{1}{\sqrt{(\mu C_{ox})_p (W/L)_p}} - \frac{1}{\sqrt{(\mu C_{ox})_n (W/L)_n}} \right) \quad (3.52)$$

Ο δεύτερος όρος της παραπάνω σχέσης εκφράζει τον ανεπιθύμητο όρο που εμφανίζεται στην τάση αναφοράς λόγω του κακού ταιριάσματος των τρανζίστορ M1 και M2. Εύκολα διαπιστώνεται ότι αρκετοί παράγοντες του όρου αυτού επηρεάζονται από την θερμοκρασία, κάνοντας την εξάρτηση του όρου αυτού από την θερμοκρασία περίπλοκη και αρκετά ευαίσθητη στην εκάστοτε τεχνολογία. Πιο αναλυτικά, τόσο οι όροι κινητικότητας μ_x , όσο και το ρεύμα I_1 και οι τιμές των αντιστάσεων R_S και R_V εξαρτώνται από την θερμοκρασία με ,γενικά, μη γραμμικό τρόπο, ο οποίος μάλιστα εμφανίζει με την σειρά του, εξάρτηση από έναν αριθμό παραμέτρων της εκάστοτε τεχνολογίας που χρησιμοποιείται. Συμπερασματικά, ο όρος αυτός παρουσιάζει μια μη γραμμική και απρόβλεπτη γενικά θερμοκρασιακή εξάρτηση, μη ικανή προς κατηγοριοποίηση και ανάλυση.

Πέρα από την μεγάλη ευαισθησία που η διάταξη αυτή παρουσιάζει στο ταιρίασμα των τρανζίστορ M1 και M2 η υλοποίησή της με πολύ μικρή τάση τροφοδοσίας παρουσιάζει μία επιπλέον δυσκολία, την dc τάση λειτουργίας του σταδίου εισόδου του τελεστικού ενισχυτή (input common mode). Πιο συγκεκριμένα,

εάν χρησιμοποιηθεί πολύ μικρή τάση V_{ds} στα τρανζίστορ M1 και M2 ενδέχεται κάποιο από τα (ή και τα δύο) τρανζίστορ που απαρτίζουν το διαφορικό στάδιο εισόδου του τελεστικού ενισχυτή να είναι σε «κλειστή» κατάσταση (off), με αποτέλεσμα ο τελεστικός ενισχυτής να μην είναι σε θέση να εξισώσει τις τάσεις V_{ds} των τρανζίστορ M1 και M2. Χρειάζεται λοιπόν προσεκτική σχεδίαση του τελεστικού ενισχυτή, ώστε να καλυφθούν (και με κάποιο περιθώριο που θα εξαρτάται από την διαθέσιμη τεχνολογία) οι οριακές τιμές για τις τάσεις V_{ds} των τρανζίστορ M1 και M2 (ως προς την θερμοκρασία και τις διαστάσεις τους) ώστε να διασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή (με όλα τα τρανζίστορ στην σωστή περιοχή λειτουργίας).

Τέλος, αξίζει να εξετάσουμε και την επίδραση της τάσης απόκλισης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή στην τάση αναφοράς. Η συνθήκη όπου ισχύει και εδώ είναι η ακόλουθη :

$$V_- = V_+ + V_{OS} \quad (3.52)$$

, όπου στην τοπολογία υπό εξέταση δίνει :

$$V_A = V_B + V_{OS} \quad (3.53)$$

Συνεπώς :

$$I(R_V) = \frac{V(R_V)}{R_V} = \frac{V_A - V_{gs,n}}{R_V} = \frac{V_B - V_{gs,n} + V_{OS}}{R_V} = \frac{V_{gs,p} - V_{gs,n} + V_{OS}}{R_V} \quad (3.54)$$

, όπου καταλήγει στο :

$$V_{ref_MOS} = \frac{R_S}{R_V} (|V_{TP}| - V_{TN}) + \frac{R_S}{R_V} V_{OS} \quad (3.55)$$

Εύκολα διαπιστώνεται ότι η επίδραση της τάσης απόκλισης εισόδου είναι αρκετά μεγάλη, ειδικά όταν χρησιμοποιούνται MOS τρανζίστορ όπου οι τάσεις

κατωφλίου τους δεν διαφέρουν σημαντικά. Στην περίπτωση αυτή, όπου δηλαδή οι τάσεις κατωφλίου των p και n στοιχείων διαφέρουν κατά μία μικρή ποσότητα συγκρίσιμη με αυτήν της τάσης απόκλισης εισόδου, η τάση που θα παρουσιάζεται στην έξοδο λόγω της V_{OS} θα είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με την τάση αναφοράς που περιμένουμε θεωρητικώς. Η επίδραση αυτή μπορεί, όπως αναφέρθηκε, να είναι εξαιρετικά σημαντική και εξαρτάται, σε αντίθεση με τα υπόλοιπα bandgap κυκλώματα, από την τεχνολογία που είναι διαθέσιμη.

Συμπερασματικά η διάταξη αυτή εμφανίζει ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα, την χρησιμοποίηση ενός ζεύγους MOS τρανζίστορ (ένα p-τύπου και ένα n-τύπου) αντί του ζεύγους διόδων που χρησιμοποιούν οι υπόλοιπες προτάσεις. Η χρησιμοποίηση MOS τρανζίστορ χρησιμεύει στην σημαντική μείωση της τάσης τροφοδοσίας, αφού η τάση που απαιτείται μεταξύ των ακροδεκτών d (υποδοχή) και s (πηγή) του στοιχείου αυτού μπορεί να είναι σημαντικά μικρότερη από την τάση που απαιτείται για την ομαλή λειτουργία της διόδου (που ξεπερνά τα 0,6 Volts). Ο κυριότερος πλέον περιορισμός που εμφανίζεται (με σημαντική διαφορά ως προς την απαιτούμενη τάση σε ορισμένες τεχνολογίες) αφορά την τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή, την μικρότερη τάση που απαιτείται ώστε να μπορεί να προσφέρει ικανοποιητικό κέρδος. Η προσφορά ωστόσο τεχνολογιών κατασκευής με συνεχώς μειούμενο ελάχιστο μήκος καναλιού είναι σε θέση να δώσει, σε βάθος χρόνου, την δυνατότητα για τελεστικούς ενισχυτές (στο βαθμό που εξετάζονται για την συγκεκριμένη εφαρμογή, δηλαδή προσανατολισμένους γύρω από μία συγκεκριμένη εφαρμογή) με αρκετά μεγάλο κέρδος, ακόμη και σε τεχνολογία υπό του 1 Volt.

3.3 ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΚΑΜΠΥΛΗΣ

Η ανάγκη δημιουργίας τάσεων αναφοράς με εξαιρετικά μικρό παράγοντα θερμοκρασιακής σταθερότητας Α οδήγησε σε χρήση κυκλωμάτων που χρησιμοποιούν αντιστάθμιση καμπύλης. Τα κυκλώματα αυτά δεν εισάγουν κάποια κυκλωματική καινοτομία, αλλά εκμεταλεύονται ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά των υπάρχοντων κυκλωμάτων για την κατασκευή μιας περισσότερο «επίπεδης» (flat), ως προς την θερμοκρασία, καμπύλης. Το κυριότερο χαρακτηριστικό τους είναι η συμβατότητα που παρουσιάζουν με όλα τα κυκλώματα (εκτός του αρχικού που παρουσιάστηκε στο κεφ.2), αποτελώντας έτσι το επόμενο βήμα στην εξέλιξη των τάσεων αναφοράς. Βασίζονται στην ακόλουθη απλή ιδέα, με την παραδοχή ότι οι τάσεις αναφοράς που κατασκευάζονται παίρνουν (με πολύ καλή προσέγγιση) την μορφή μιας παραβολής ως προς την θερμοκρασία:

Έστω δύο τετραγωνικές συναρτήσεις

$$f_1(T) = a_1T^2 + b_1T + c_1 \quad (3.56)$$

και

$$f_2(T) = a_2T^2 + b_2T + c_2 \quad (3.57)$$

, ίδιας καμπυλότητας (κυρτές ή κοίλες και οι δύο, αφού όπως δείχθηκε η καμπυλότητα εξαρτάται και από την χρησιμοποιούμενη τεχνολογία) και με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά :

- Τα σημεία μηδενισμού της εξάρτησης της κάθε συνάρτησης από την θερμοκρασία T_{oi} (τα σημεία δηλαδή όπου ισχύει $\left. \frac{\partial f_i(T)}{\partial T} \right|_{T=T_{oi}} = 0$)

είναι κοντά σε τιμή και εντός της επιθυμητής ζώνης θερμοκρασιών (συνήθως τα σημεία αυτά βρίσκονται στο κέντρο της περιοχής αυτής)

- Οι τιμές των συντελεστών ίδιου βαθμού να είναι περίπου (ιδανικά τελείως) όμοιες για τις δύο συναρτήσεις και
- Οι τιμές των συναρτήσεων στο σημείο μηδενικής θερμοκρασιακής εξάρτησης να είναι διαφορετικές (γεγονός που ισοδυναμεί με την απαίτηση για διαφορετικούς συντελεστές c_i για κάθε συνάρτηση).

Εάν τηρούνται οι πιο πάνω προϋποθέσεις, τότε η αφαίρεση των (3.56) και (3.57) δίνει:

$$(f_1 - f_2)(T) = (a_1 - a_2)T^2 + (b_1 - b_2)T + (c_1 - c_2) = f_2T^2 + f_1T + f_0 \quad (3.58)$$

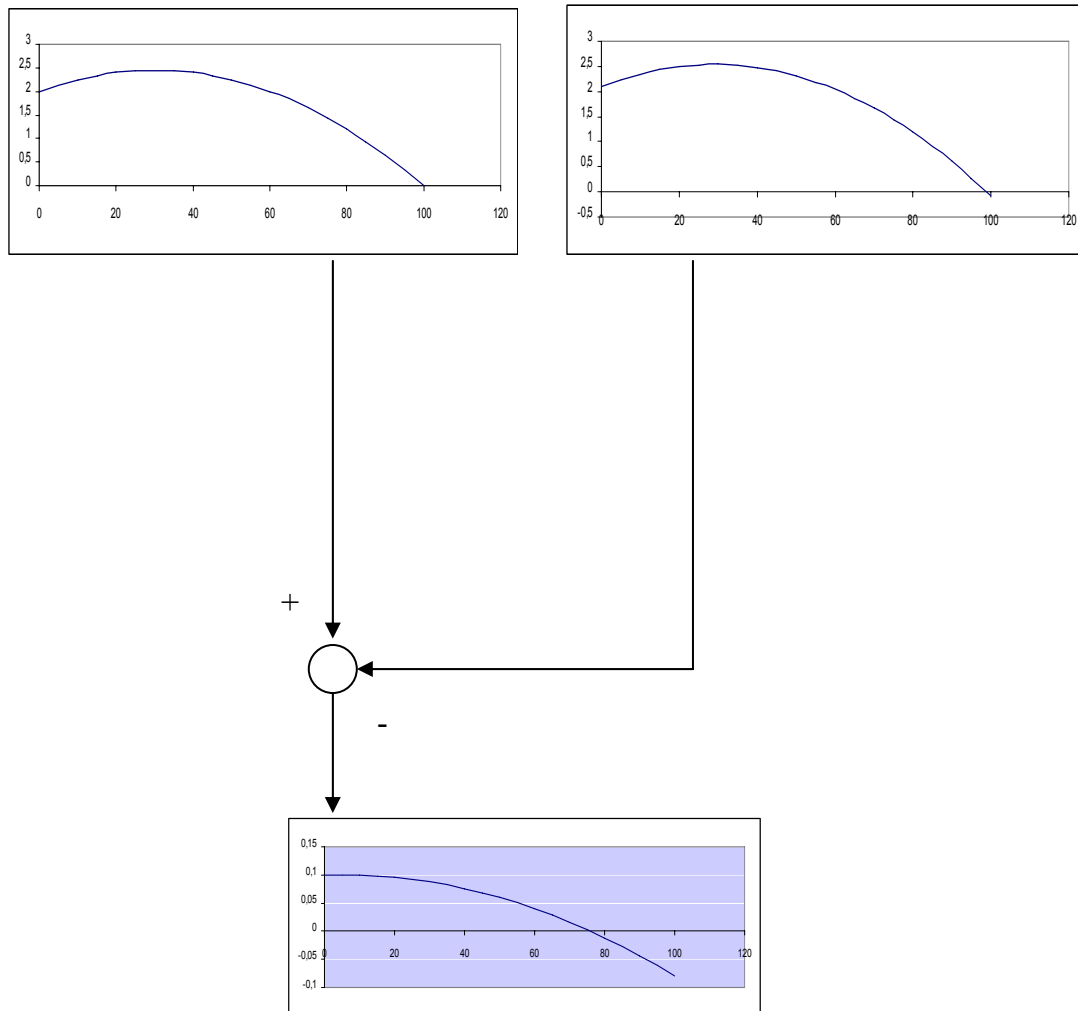
,όπου θα ισχύει λόγω των παραπάνω ότι :

$$f_2 \approx 0 \quad (3.59)$$

$$f_1 \approx 0 \quad (3.60)$$

, δηλαδή θα έχουμε ως αποτέλεσμα της αφαίρεσης μία συνάρτηση όπου θα παίρνει μορφή (και πάλι) τετραγωνική, αυτήν την φορά όμως με πολύ μικρούς συντελεστές (και συνεπώς πολύ μικρή μεταβολή στο εύρος τιμών της), η οποία μάλιστα θα διατηρεί την ιδιότητα των αρχικών συναρτήσεων να διαθέτει εξάρτηση από την θερμοκρασία όπου θα μηδενίζεται σε κάποιο σημείο (όπου με κατάλληλη εκλογή των συντελεστών μπορεί να τοποθετηθεί ανάμεσα σε αυτά όπου μηδενίζονται οι θερμοκρασιακές εξαρτήσεις των αρχικών συναρτήσεων, θεωρώντας και πάλι μία αυστηρά τετραγωνική μορφή για τις αρχικές συναρτήσεις).

Ως αποτέλεσμα, λοιπόν, της αφαίρεσης των δύο συναρτήσεων θα προκύψει μία νέα συνάρτηση, η οποία θα είναι αρκετά σταθερότερη ως προς την μεταβολή T εντός την ζώνης θερμοκρασιών που εξετάζεται.



Σχήμα 3.6
Βασική ιδέα της μεθόδου αντιστάθμισης καμπύλης

Όπως φαίνεται και από το σχήμα που εξηγεί ποιοτικά την ιδέα της αντιστάθμισης καμπύλης, αφαιρώντας δύο ποσότητες με τετραγωνική εξάρτηση λαμβάνεται μία ποσότητα αρκετά σταθερότερη, με βασική προϋπόθεση το κοντινό ταίριασμα των συντελεστών ομοίων όρων.

Η παραπάνω ιδέα βρίσκει μεγάλη εφαρμογή στην σχεδίαση τάσεων αναφοράς bandgap. Πιο συγκεκριμένα, γίνεται εκμετάλλευση της ιδιότητας που έχει

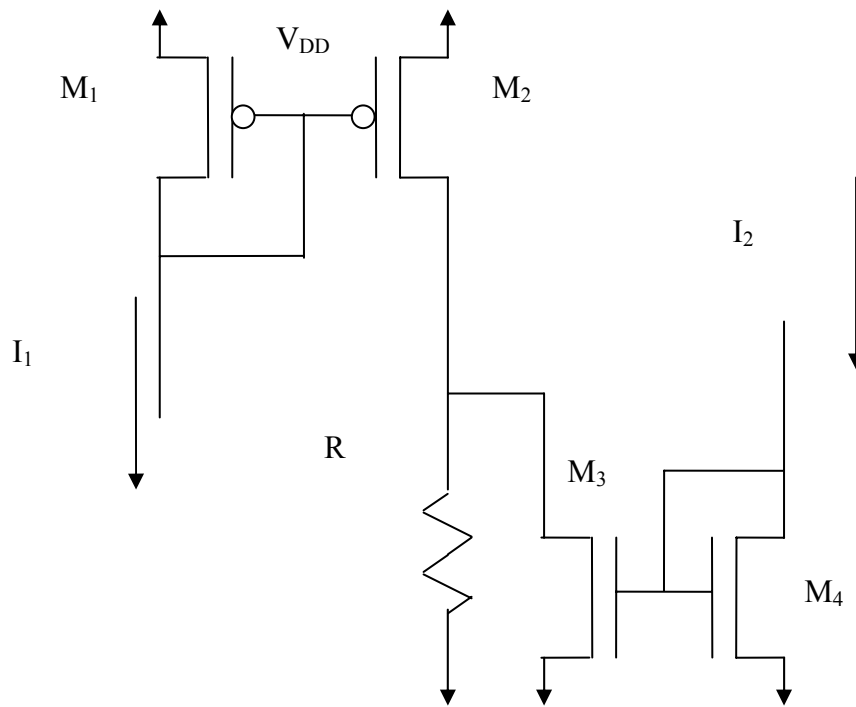
παρατηρηθεί σε όλες τις τάσεις αναφοράς της αλλαγής της dc στάθμης τους με μικρή αλλαγή στο σημείο μηδενισμού του θερμοκρασιακού συντελεστή. Είναι λοιπόν εύκολο, με μία μικρή αλλαγή στις τιμές των αντιστάσεων κάθε διάταξης, να δημιουργηθούν δύο παραλλαγές του ίδιου κυκλώματος που θα έχουν ως εξόδους τάσεις αναφοράς με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά :

- Διαφορετικό εύρος τιμών (διαφορετικό συντελεστή ποιότητας A)
- Διαφορετική τιμή στο σημείο μηδενικής θερμοκρασιακής εξάρτησης και
- Διαφορετικό σημείο μηδενικής θερμοκρασιακής εξάρτησης

Χρειάζεται να παρατηρηθεί επίσης ότι οι μεταβολές στις παραμέτρους αυτές είναι πολύ μικρές εάν οι μεταβολές στις παραμέτρους του κυκλώματος διατηρηθούν σε εξίσου μικρές τιμές (ως παράδειγμα αναφέρεται η περίπτωση του αρχικού bandgap κυκλώματος όπου η μεταβολή στις παραμέτρους αυτές εξετάστηκε λεπτομερώς στο κεφάλαιο 2). Είναι επίσης δυνατό να μεταβληθεί μία μόνο παράμετρος του κυκλώματος και να οδηγήσει σε μεταβολή και τα τρία επιθυμητά στοιχεία. Πληρούνται συνεπώς και οι τρεις προϋποθέσεις που εξετάστηκαν στην αρχή αυτού του εδαφίου και η αρχή της αντιστάθμισης καμπύλης μπορεί να εφαρμοστεί.

Πιο λεπτομερώς, λοιπόν, είναι δυνατόν να κατασκευαστούν δύο παραλλαγές του ίδιου κυκλώματος ή, όπως προτείνεται στην [5], δύο συμμετρικές παραλλαγές του κυκλώματος που παράγει ένα τμήμα της αρχικής τάσης αναφοράς μέσω καθρεφτισμών δύο ρευμάτων, ανάλογων προς τις ποσότητες που χρησιμοποιούνται στην αρχική τάση αναφοράς. Οι δύο αυτές παραλλαγές είναι συμμετρικές με την έννοια ότι η μία χρησιμοποιεί pnp τρανζίστορ για την δημιουργία των διόδων, καθώς και p-MOS τρανζίστορ για τον καθρεφτισμό των ρευμάτων και η δεύτερη (συμμετρικά) npn τρανζίστορ και n-MOS τρανζίστορ για τον καθρεφτισμό των ρευμάτων.

Οι δύο συμμετρικές παραλλαγές του κυκλώματος δημιουργούν δύο διαφορετικές τάσεις αναφοράς που διαφέρουν στις απαραίτητες παραμέτρους. Η διαφοροποίηση από την [1] είναι η αφαίρεση των ρευμάτων που πραγματοποιείται μέσω της ακόλουθης τοπολογίας για αφαίρεση ρευμάτων :



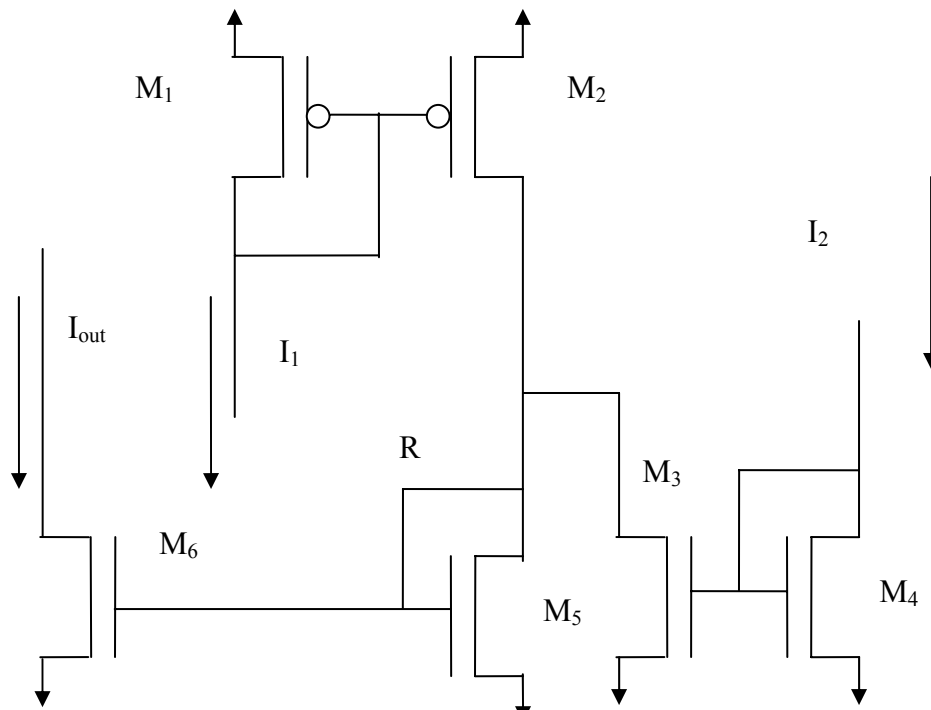
Σχήμα 3.7
Τοπολογία για αφαίρεση ρευμάτων

Θεωρώντας καθρεφτισμούς με αναλογία 1:1, ότι δηλαδή τα M1-M2 και M3-M4 έχουν κατά ζεύγη ίδιες διαστάσεις (και φυσικά ότι και τα τέσσερα τρανζίστορ είναι μεγάλου μήκους καναλιού ώστε ο καθρεφτισμός των ρευμάτων να μένει ανεπηρέαστος από την αντίσταση R και το άλλο τρανζίστορ του κεντρικού κλάδου στο σχήμα) το ρεύμα που διαρέει την αντίσταση R είναι η διαφορά των ρευμάτων $I_1 - I_2$ ή, γενικότερα:

$$I(R) = \frac{(W/L)_{M2}}{(W/L)_{M1}} I_1 - \frac{(W/L)_{M3}}{(W/L)_{M4}} I_2 \quad (3.61)$$

Η τοπολογία αυτή ενδέχεται να μην λειτουργεί όταν διαλέξουμε να λάβουμε ως τάση αναφοράς (η οποία είναι η τάση που σχηματίζεται πάνω στην αντίσταση R) μία πολύ μικρή τιμή, οπότε και το τρανζίστορ M3 δεν θα λειτουργεί λόγω πολύ μικρής τιμής V_{ds} (δεν θα βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού όπου και απαιτείται για να γίνεται σωστός καθρεφτισμός του ρεύματος). Η λύση είναι να χρησιμοποιηθεί ένα ακόμη ζεύγος τρανζίστορ, το οποίο θα καθρεφτίζει την διαφορά των ρευμάτων σε

ξεχωριστό κλάδο, όπου και μπορεί να τοποθετηθεί η αντίσταση πάνω στην οποία θα δημιουργείται η τάση αναφοράς. Λόγω της παρουσίας αποκλειστικά ενός τρανζίστορ στον κλάδο αυτό ο κίνδυνος να τεθεί το τρανζίστορ αυτό εκτός περιοχής κορεσμού είναι μικρός



Σχήμα 3.8
Καλύτερη τοπολογία για αφαίρεση ρευμάτων στην αντιστάθμιση
καμπύλης

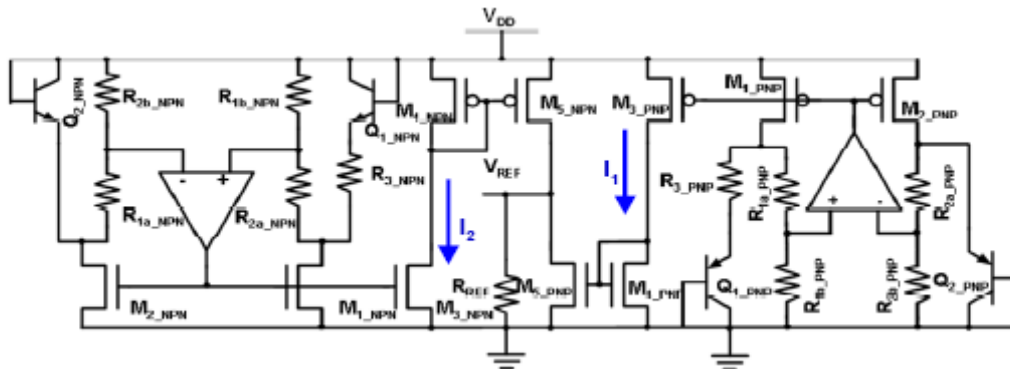
Πλέον, στην τοπολογία του σχήματος 3. θα ισχύει :

$$I_{out} = \frac{(W/L)_{M_6}}{(W/L)_{M_5}} \left(\frac{(W/L)_{M_2}}{(W/L)_{M_1}} I_1 - \frac{(W/L)_{M_3}}{(W/L)_{M_4}} I_2 \right) \quad (3.62)$$

Πλέον εμφανίζονται τόσο περισσότερες παράμετροι μέσω των οποίων μπορεί να ελεγχθεί το μέγεθος του ρεύματος (και συνεπώς και της αντίστοιχης τάσης)

αναφοράς όσο και (όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως) μεγαλύτερο περιθώριο για την λειτουργία των τρανζίστορ στην περιοχή κορεσμού.

Μέσω λοιπόν της πρώτης τοπολογίας δημιουργείται η bandgap τάση αναφοράς με αντιστάθμιση καμπύλης (curvature-compensated bandgap voltage reference), με βάση την ακόλουθη τοπολογία [5]:



Σχήμα 3.9

Δημιουργία bandgap τάσης αναφοράς με αντιστάθμιση καμπύλης[5]

Όπως είναι προφανές η διάταξη αυτή εμφανίζει ως αποτέλεσμα μία τάση αναφοράς με συντελεστή ποιότητας A πολύ μικρότερο του αρχικού, ως αποτέλεσμα της αντιστάθμισης καμπύλης. Με προσεκτική ρύθμιση των παραμέτρων του κυκλώματος, μάλιστα, δημιουργείται μια εξαιρετικά σταθερή (ως προς την θερμοκρασία) τάση. Τα μειονεκτήματα, ωστόσο, είναι εξίσου εμφανή :

- Ο χώρος όπου το κύκλωμα καταλαμβάνει πάνω στο ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι διπλάσιος. Πολλές φορές μάλιστα ο χώρος αυτός καθίσταται σημαντικός περιοριστικός παράγοντας. Ωστόσο στην πλειψηφία των περιπτώσεων το πρόβλημα αυτό μπορεί να ξεπεραστεί με την χρήση δύο συμμετρικών κυκλωμάτων της διάταξης που παρουσιάζεται στην [3], αφού η μέθοδος της αντιστάθμισης καμπύλης είναι γενικότερη και συμβατή με κάθε κύκλωμα που παράγει μια τάση αναφοράς μέσω ενός ρεύματος που διαρέει με καθρεφτισμό σε κάποια αντίσταση. Τα αποτελέσματα, ωστόσο, παραμένουν αρνητικά όταν εξετάζεται η καταναλισκόμενη ισχύς, η οποία επίσης διπλασιάζεται.

- Λόγω της χρήσης διπλάσιων (ακριβώς) ενεργών στοιχείων ο θόρυβος της τάσης αναφοράς διπλασιάζεται. Άλλωστε πρόκειται για δύο σχεδόν ίδια κυκλώματα, με (σχεδόν) ίδιο αποτέλεσμα στην έξοδό τους. Η επεξεργασία που γίνεται στην συνέχεια είναι γραμμική, οπότε σαν αποτέλεσμα οι συνεισφορές του θορύβου (που είναι και αυτές ίδιες) απλά προστίθενται.
- Η δημιουργία τόσο n_{pn} όσο και pnp τρανζίστορ στο ίδιο δισκίδιο πυριτίου και για τεχνολογία κατασκευής με ένα και μόνον υπόβαθρο απαιτεί την χρήση ξεχωριστών πηγαδιών n -τύπου (n -well) για την κατασκευή των n_{pn} τρανζίστορ στο p -τύπου υπόβαθρο (και αντίστοιχα την κατασκευή ξεχωριστών p -τύπου πηγαδιών για τα pnp τρανζίστορ στο n -τύπου υπόβαθρο. Λαμβάνοντας υπ' όψιν (στην περίπτωση πάντα όπου η κατασκευή αυτή είναι δυνατή, αφού η δημιουργία διπολικών τρανζίστορ και των δύο τύπων δεν είναι διαθέσιμη σε όλες τις CMOS τεχνολογίες) και τον επιπλέον χώρο που θα χρειάζεται για την προσθήκη αυτή (αφού χρειάζονται και περιοχές απομόνωσης μεταξύ των πηγαδιών), συμπεραίνουμε ότι αυτό είναι ένα επιπλέον μειονέκτημα. Η διάθεση χώρου πάνω στο ολοκληρωμένο κύκλωμα καθώς και μίας πλήρους και συμβατής με διπολικά τρανζίστορ τεχνολογίας (Bi-CMOS) είναι η λύση. Ωστόσο, στις περιπτώσεις όπου αυτό δεν καθίσταται δυνατό το κύκλωμα αυτό υποφέρει από αυτό το μειονέκτημα, σε αντίθεση όμως από την χρήση αντιστάθμισης καμπύλης στην τεχνική σύγκρισης τάσεων κατωφλίων MOS τρανζίστορ[3].

Συμπερασματικά, η τεχνική της αντιστάθμισης καμπύλης (curvature compensation) μπορεί να δώσει την λύση σε εξαιρετικά απαιτητικές εφαρμογές, όταν τα απλά κυκλώματα bandgap δεν προσφέρουν αρκετά σταθερή τάση αναφοράς. Το κόστος για την μεγαλύτερη σταθερότητα συνοψίζεται στην αύξηση του απαιτούμενου χώρου και της απαιτούμενης ισχύος (σε κάθε περίπτωση) όπως και στην ανάγκη χρήσης πιο πλήρους (ως προς την συμβατότητα με περισσότερα ενεργά στοιχεία όπως διπολικά τρανζίστορ) τεχνολογίας, σε ορισμένες όμως περιπτώσεις.

3.4 ΑΛΛΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΓΙΑ ΤΑΣΕΙΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Με βάση τις νέες τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, καθώς και τον μεγάλο αριθμό απαιτητικών εφαρμογών που έχουν σχεδιαστεί, έχουν αναπτυχθεί και αρκετές τάσεις αναφοράς, προσανατολισμένες γύρω από την εκάστοτε εφαρμογή και όχι αρκετά γενικές ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μία μεγαλύτερη γκάμα τοπολογιών.

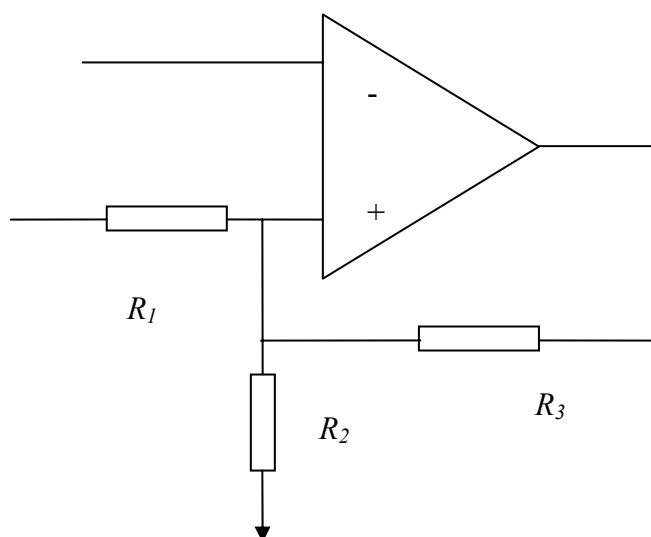
Οι τάσεις αναφοράς που αναπτύχθηκαν τα τελευταία χρόνια χωρίζονται στις ακόλουθες κατηγορίες :

- Τάσεις που αναπτύσσονται σε δισκία με τεχνολογία SOI (Silicon On Insulator), μία τεχνολογία που δεν χρησιμοποιείται στην πλειονότητα των εφαρμογών. Οι τάσεις αυτές[5] μπορούν να πετύχουν πολύ μεγάλη θερμοκρασική σταθερότητα αλλά η εξέτασή τους δεν αποτελεί θέμα αυτού του κεφαλαίου λόγω περιορισμένης (όπως αναφέρθηκε) εφαρμογής.
- Τάσεις που χρησιμοποιούν στοιχεία της συγκεκριμένης τεχνολογίας, όπως μετρήσεις για την κινητικότητα των φορέων και τις τάσεις κατωφλίου των ενεργών στοιχείων για αντιστάθμιση μέσω χρήσης τάσεων ανάλογων προς τις ποσότητες που χρειάζονται για την αντιστάθμιση.
- Τάσεις που χρησιμοποιούν μοντέλα για τις τάσεις κατωφλίου από συγκεκριμένες τεχνολογίες για αντιστάθμιση των θερμοκρασιακών συντελεστών τους. Στις τοπολογίες αυτές αυτής της κατηγορίας χρησιμοποιείται μεγαλύτερη τάση τροφοδοσίας από 1 Volt[6].

Όπως γίνεται αντιληπτό οι τάσεις που ανήκουν στις κατηγορίες αυτές δεν υπακούουν στα δεδομένα των νέων απαιτήσεων σε χώρους όπως οι φορητές

επικοινωνίες και οι συσκευές χαμηλής κατανάλωσης, αφού είτε έχουν υψηλό κόστος (μέσω της απαίτησης για συγκεκριμένη και ακριβή τεχνολογία κατασκευής) είτε χρησιμοποιούν πολύ υψηλή τάση τροφοδοσίας. Η ισχύς εξάλλου που καταναλίσκεται σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα είναι (ως γνωστόν) ανάλογη του τετραγώνου της τάσεως τροφοδοσίας, οπότε η χρήση υψηλής τάσεως τροφοδοσίας καταλήγει στην απαίτηση για πολύ υψηλή ισχύ, η οποία με την σειρά της καθιστά την χρήση των κυκλωμάτων απαγορευτική σε φορητές συσκευές, όπου η απαίτηση για μεγάλη αυτονομία κυριαρχεί πάνω στις υπόλοιπες απαιτήσεις σχεδίασης.

Χαρακτηριστικό παράδειγμα τάσης αναφοράς που δεν μπορεί να γίνει συμβατή με φορητές συσκευές λόγω της μεγάλης τάσης τροφοδοσίας παρουσιάζεται στην [6]. Χρησιμοποιείται τάση 3,4Volts για την ενιαία τροφοδοσία της διάταξης, στην οποία παράγονται μία τάση με αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή (Temperature Coefficient- TC) από p-τύπου στοιχείο καθώς και μία από n-τύπου στοιχείο. Οι τάσεις αυτές αφαιρούνται μέσω μίας κλασσικής τοπολογίας για αφαίρεση τάσεων, όπου και η διαφορά τους πολλαπλασιάζεται με έναν λόγο αντιστάσεων και δίνει την τελική τάση αναφοράς.



Σχήμα 3.10
Κύκλωμα για αφαίρεση τάσεων

Η συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω κυκλώματος είναι [6]:

$$V_{out} = (1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2})V_+ - \frac{R_3}{R_1}V_- \tag{3.63}$$

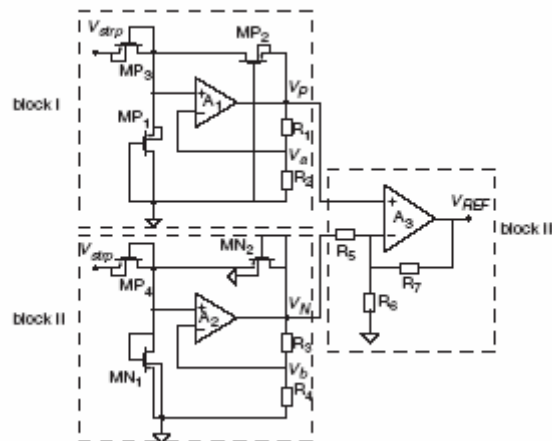
Ως είσοδοι στην τοπολογία του αφαιρέτη χρησιμοποιούνται δύο τάσεις με αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή, που βασίζονται στις ιδιότητες των MOS τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, λοιπόν, το ρεύμα που διαρέει ένα (έστω p-τύπου) MOS τρανζίστορ ισούται με :

$$I = \mu_p C_{ox} (\frac{W}{L})_p ((V_{gs} - V_{tp})V_{ds} - \frac{1}{2}V_{ds}^2) \tag{3.64}$$

, όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην τρίοδο περιοχή και με :

$$I = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} (V_{gs} - V_{tp})^2 \tag{3.65}$$

, όταν η περιοχή λειτουργίας είναι αυτή του κορεσμού. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα που παρουσιάζεται ,



Σχήμα 3.11
Τοπολογία για τάση αναφοράς με χρήση μόνο MOS στοιχείων[6]

τίθεται μέσω του τελεστικού ενισχυτή

$$I_1 = I_2 \quad (3.66)$$

, αφού το ρεύμα εισόδου του τελεστικού στοιχείου είναι μηδενικό και χρησιμοποιείται επίσης ένα ζεύγος αντιστάσεων ως διαιρέτης τάσης ώστε να δημιουργεί τις κατάλληλες πτώσεις τάσεως που θα φέρουν τα ενεργά στοιχεία στην κατάλληλη περιοχή.

Θέτοντας δύο παραμέτρους, a και b τέτοιες ώστε :

$$a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.67)$$

Και

$$\beta = \frac{(W/L)_{M1}}{(W/L)_{M2}} \quad (3.68)$$

, όπου $M1$ το τρανζίστορ που λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού και $M2$ αυτό που λειτουργεί στην τριόδο περιοχή τότε το ανώτερο τμήμα του κυκλώματος λειτουργεί ώστε:

$$V_p = \frac{1 - \alpha(1 + \beta) + (1 + \alpha)\sqrt{1 + \beta}}{1 - \alpha^2(1 + \beta)} V_{tp} \quad (3.69)$$

Όμοια ο κάτω κλάδος του κυκλώματος εξασφαλίζει ότι :

$$V_N = \frac{V_{tn} - \sqrt{\beta}V_{thn0}}{1 - \alpha(1 + \sqrt{\beta})} \quad (3.70)$$

, όπου πάλι ισχύουν οι συμβολισμοί και εδώ V_{tn} είναι η τάση κατωφλίου του n-τύπου MOS στοιχείου με την συγκεκριμένη τάση σώματος (s) – υποστρώματος (s) V_{sb} όπου

το ενεργό στοιχείο παρουσιάζει στην συνδεσμολογία και V_{m0} η αντίστοιχη τάση κατωφλίου με μηδενική τάση V_{sb} .

Συνδυάζοντας την συνάρτηση μεταφοράς του αφαιρέτη με τις σχέσεις για τις εισόδους του προκύπτει η σχέση για την έξοδο του κυκλώματος:

$$V_{ref_MOS} = \frac{R_7}{R_5} \left[\left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_5}{R_7} \right) V_P - V_N \right] \quad (3.71)$$

, όπου με κατάλληλη επιλογή των τιμών των αντιστάσεων μπορεί να επιτευχθεί ακύρωση των θερμοκρασιακών συντελεστών των δύο τάσεων και, τελικά, μία τάση αναφοράς με θερμοκρασιακή στεθερότητα ανάλογη των bandgap τάσεων.

Όπως και η πρόταση που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο εδάφιο, αυτή η τοπολογία χρησιμοποιεί αποκλειστικά MOS τρανζίστορες. Η τροφοδοσία, όμως, που χρειάζεται για την λειτουργία του κυκλώματος, είναι σημαντικά μεγαλύτερη του 1 Volt. Πιο αναλυτικά, στην παρουσίαση του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε τάση των 5Volts, μία τάση που τείνει να εγκαταλειφθεί πλέον στην πλειονότητα των σύγχρονων κυκλωμάτων.

Επιπλέον, στο κύκλωμα αυτό χρειάζεται να ληφθεί ιδιαίτερη μέριμνα για να κρατηθούν τα τρανζίστορ στις περιοχές όπου χρειάζεται για να ισχύουν οι σχέσεις (3.63) και (3.64). Μικρές μεταβολές στα στοιχεία του κυκλώματος ενδέχεται να οδηγήσουν τα τρανζίστορ από την τριόδο περιοχή σε αυτήν του κορεσμού. Επίσης, χρειάζεται μέριμνα για να διατηρηθεί η τάση V_{sb} του ενός n-MOS τρανζίστορ σε επίπεδα κοντά σε αυτά όπου υπολογίστηκαν θεωρητικά, ώστε η τάση κατωφλίου να παραμείνει στην τιμή που χρησιμοποιήθηκε στην σχέση (3.64). Η εξασφάλιση των παραπάνω είναι δύσκολη και κάνει την σχεδίαση του κυκλώματος περίπλοκη, λαμβάνοντας υπ' όψιν το ότι χρειάζεται ο έλεγχος των σημείων αυτών για όλη την περιοχή θερμοκρασιών και για ένα ποσοστό απόκλισης των στοιχείων και της τάσεων τροφοδοσίας (όπου χρειάζεται να υπολογίζεται σε κάθε σχεδίαση).

Αναφορά αξίζει επίσης να γίνει στις τάσεις αναφοράς που χρησιμοποιούν μεγάλο όγκο δεδομένων από μία εκάστοτε τεχνολογία ώστε να μοντελοποιήσουν

ακριβώς την εξάρτηση όλων των μεγεθών που εμπλέκονται στην σχεδίαση μίας τάσης αναφοράς από την θερμοκρασία. Η διαδικασία αυτή απαιτεί μεγάλο αριθμό μετρήσεων και δοκιμών, προκειμένου να εξαχθεί ένα μαθηματικό μοντέλο (ως προς τάση και θερμοκρασία) που να περιγράφει την συμπεριφορά χρήσιμων μεγεθών, όπως κινητικότητα φορέων, τάση κατωφλίου, ρεύμα MOS στοιχείων. Ως αποτέλεσμα προκύπτουν πολύπλοκες σχέσεις που περιγράφουν με μεγάλη ακρίβεια (και πολλές φορές με περίπλοκες συναρτήσεις) την εξάρτηση από την θερμοκρασία και την τάση δίχως να λαμβάνουν υπ' όψιν επιμέρους φαινόμενα αλλά μόνο παρεμβολές καμπυλών. Επόμενο βήμα είναι ο μαθηματικός υπολογισμός εξάρτησης από την θερμοκρασία ορισμένων τάσεων που δημιουργούνται από τοπολογίες. Σε ένα μέρος των περιπτώσεων χρησιμοποιούνται και διορθωτικοί όροι που εισάγονται με την μορφή τάσεων ή ρευμάτων στο κύκλωμα, ή ακόμη και η μέθοδος της αντιστάθμισης καμπύλης, η οποία είναι γενικότερη, για την διόρθωση των αποτελεσμάτων και την περαιτέρω ομαλοποίηση της τάσης αναφοράς.

Σε κάθε περίπτωση όμως η μέθοδος όπου χρησιμοποιεί αυτή η κατηγορία κυκλωμάτων (χαρακτηριστικό παράδειγμα των οποίων αποτελεί το [7]) είναι αρκετά εξειδικευμένη και εξαρτάται από την τεχνολογία που χρησιμοποιείται σε πολύ μεγάλο βαθμό. Συν τοις άλλοις, η πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων αυξάνεται σημαντικά, χρησιμοποιώντας μεγάλης ακρίβειας πόλωση σε πολλά τμήματα του κυκλώματος (όπως για την τάση υποστρώματος-σώματος συγκεκριμένων MOS τρανζίστορ), γεγονός που υποδεικνύει την χρήση τέτοιων τοπολογιών σε αρκετά εξειδικευμένες απαιτήσεις (όπως analog-to-digital μετατροπείς - **A/D converters** πολύ μεγάλης ακρίβειας). Τέλος, η τροφοδοσία που απαιτείται για την λειτουργία τους είναι σημαντικά μεγαλύτερη του 1 Volt, με αντίστοιχες επιπτώσεις και στην ισχύ όπου καταναλίσκεται. Σημαντικό τους πλεονέκτημα, ωστόσο, είναι ότι εξοικονομείται χώρος με την μη χρήση τελεστικού ενισχυτή, όπως στην [7], με την απαίτηση ωστόσο για προσεκτικό trimming στην τάση αναφοράς ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή εξάρτηση από την θερμοκρασία.

Συμπερασματικά, πέραν από τις προτάσεις που παρουσιάστηκαν στα προηγούμενα εδάφια αυτού του κεφαλαίου έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια αρκετές προτάσεις για τάσεις αναφοράς. Οι περισσότερες αναπτύσσονται γύρω από τα δεδομένα της τεχνολογίας όπου είναι διαθέσιμη για την εκάστοτε εφαρμογή,

γεγονός που προσδίδει εξάρτηση από πολλές παραμέτρους που μεταβάλλονται με την εξέλιξη και την ποικιλία των τεχνολογιών κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που είναι διαθέσιμες και καθιστά τις περισσότερες από αυτές όχι γενικής χρήσης. Η χρήση MOS τρανζίστορ ως στοιχείο που δημιουργεί τις τάσεις με θετικό ή/και αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή μειώνει σημαντικά τον απαιτούμενο χώρο όπου το κύκλωμα καταλαμβάνει αλλά η γενική μοντελοποίηση του στοιχείου αυτού είναι πολύπλοκη, με αποτέλεσμα μία μεγάλη διασπορά διατάξεων, σε αντίθεση με όσα αναφέρθηκαν στο κεφ. 2 με την τάση αναφοράς να εξαρτάται από μία σταθερά του πυριτίου, παράμετρο αμετάβλητη.

Η χρήση υψηλής τάσης τροφοδοσίας καθιστά τα κυκλώματα αυτά περιορισμένης χρήσης, τόσο για λόγο χρήσης τροφοδοσίας μέχρι 1 Volt στα νεότερης γενιάς τερματικά όσο και για λόγους ισχύος. Η χρήση τεχνολογιών νεότερης γενιάς (με ελάχιστο μήκος καναλιού των MOS τρανζίστορ μικρότερο από 0,5μm) προσφέρει την απελευθέρωση των κυκλωμάτων από το πρόβλημα της τροφοδοσίας του τελεστικού ενισχυτή, το οποίο παύει πλέον να είναι το σημαντικότερο πρόβλημα στην σχεδίαση των κυκλωμάτων, επιτρέποντας στα κυκλώματα που μπορούν να λειτουργήσουν υπό του ενός Volt να μην χρειάζονται ξεχωριστή τροφοδοσία για τον τελεστικό ενισχυτή.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΤΡΙΤΟΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

- [1] H. Banba, H.Shiga, S.Umezawa, T. Miyaha, etc. "A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1V Operation," IEEE J. Solid-state Circuit, vol. **34**, pp. 670-674, May 1999.
- [2] S. Jिंगgang, C. Lhiliang, S. Bingsue, "A 1V Supply Area Effective CMOS Bandgap Reference", Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing
- [3] I.M. Filanovsky, F. Fang A.Allam and K.Iniewski, "0,6 V Supply Voltage References for CMOS Technology Based on Threshold-Voltage-Difference Architecture", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-8, pp. 1790-1793, May 2005
- [4] Y.P.Tsividis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor", New York: McGraw-Hill, 1999
- [5] M. Ker, J. Chen, and C. Chu, "New Curvature-Compensation Technique for CMOS Bandgap Reference with Sub-1-V Operation", IEEE J. Solid-State Circuits, vol 36, pp 3861-3864, 2005.
- [6] Y. Dai, D.T. Comer, D.J. Comer and C.S. Petrie, "Threshold voltage based CMOS voltage reference", IEEE Proceedings online no. 20040217.
- [7] S. Tang, S. Narendra and V. De, "Temperarure and Process Invariant"

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

BANDGAP ΤΑΣΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΣΤΟ 1-Volt

Έχοντας μελετήσει όλες τις τοπολογίες που έχουν προταθεί για την κατασκευή τάσεως αναφοράς και, λαμβάνοντας υπ' όψιν την τεχνολογία που χρησιμοποιείται πλέον, είμαστε σε θέση να εξάγουμε ορισμένα συμπεράσματα σχετικά με την υλοποίηση των προτάσεων αυτών.

4.1 ΟΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Είναι πλέον εμφανές ότι ένα υποκύκλωμα, όπως αυτό της τάσης αναφοράς, ενός συστήματος, δεν μπορεί να υπακούει σε συγκεκριμένες προδιαγραφές. Αντίθετα, οι προδιαγραφές τις οποίες ένα τέτοιο σύστημα πρέπει να πληροί είναι μία συνάρτηση των ακόλουθων παραμέτρων του ολικού συστήματος:

- Του χώρου όπου μένει διαθέσιμος πάνω στο δισκίο πυριτίου για την υλοποίηση του κυκλώματος. Όπως εξετάστηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο η περιορισμένη διαθεσιμότητα χώρου μπορεί να επιδρά κατασταλτικά στην χρήση μεγάλου αριθμού διόδων και τελεστικών ενισχυτών (στους οποίους μεγάλο τμήμα της επιφάνειας καταλαμβάνουν οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές αντιστάθμισης παρά τα MOS τρανζίστορς). Η απαιτητικότητα της εφαρμογής για χώρο μπορεί να επηρεάζεται με την σειρά της και από παραμέτρους της τεχνολογίας, κυρίως μέσω των περιοχών απομόνωσης που απαιτούνται ανάμεσα στα ενεργά στοιχεία και ανάμεσα στα επιμέρους υποσυστήματα.
- Την ισχύ όπου μένει διαθέσιμη προς κατανάλωση από το κύκλωμα τάσης αναφοράς. Η ισχύς αυτή προκύπτει ως η διαφορά μεταξύ της μέγιστης (πλην κάποιου περιθωρίου ασφαλείας) ισχύς την οποία είναι σε θέση να αποβάλει το

σύστημα βάσει της συσκευασίας(packaging) με την οποία έχει κατασκευαστεί το σύστημα και της ισχύς την οποία καταναλίσκουν (σε ακραίες συνθήκες λειτουργίας και θερμοκρασίας) τα μεγαλύτερης βαρύτητας υποσυστήματα.

- Την διαθέσιμη τεχνολογία και τα ενεργά στοιχεία που είναι διαθέσιμα προς κατασκευή. Όπως αναλύθηκε, μία τυπική CMOS τεχνολογία μπορεί να αποκλείσει πολλές από τις προτεινόμενες λύσεις για τάσεις αναφοράς, σε αντίθεση με μία μη τυπική (πχ. Bi-CMOS που θα επιτρέψει και διπολοκά στοιχεία).
- Επιπλέον παράγοντες που ενδέχεται να είναι μείζονος σημασίας στην επιλογή της τοπολογίας είναι η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος τάσης αναφοράς, καθώς και ο θόρυβος που παράγεται από το κύκλωμα στην έξοδό του. Ένα σημαντικό τμήμα των κυκλωμάτων αυτών, ωστόσο, χρησιμοποιείται για την πόλωση πύλης MOS τρανζίστορ, κόμβοι υψηλής αντίστασης εισόδου, συνεπώς η αντίσταση εξόδου των κυκλωμάτων αυτών είναι μικρής σημασίας. Επιπλέον, η συνεισφορά των κυκλωμάτων αυτών είναι ισοδύναμη σε θέματα θορύβου (ίδιας τάξης μεγέθους), αφού το πλήθος των ενεργών στοιχείων και αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται είναι περίπου το ίδιο και οι συνδεσμολογίες όμοιες. Θέματα θορύβου, λοιπόν, δεν τίθενται τόσο λόγω του μεγέθους του παραγόμενου θορύβου (που είναι πολύ μικρό), όσο και της μικρής διασποράς που παρουσιάζει μεταξύ των κυκλωμάτων.

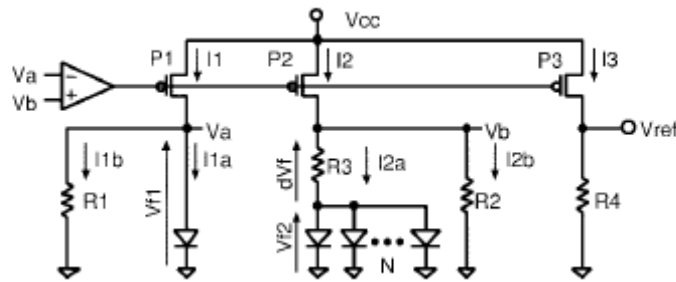
4.2 Η ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΟΥ ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΘΗΚΕ

Με βάση τους περιορισμούς και τις απαιτήσεις που αναφέρθησαν πιο πάνω επιλέγουμε για την σχεδίαση ένα κύκλωμα που δεν έχει κατασκευαστεί (στην πράξη) με μονή τροφοδοσία του ενός Volt, αν και θεωρητικώς η κατασκευή αυτή είναι δυνατή. Το κύκλωμα αυτό[1] είναι το πρώτο που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και είναι η πρόταση η αποτελεί την εξέλιξη της αρχικής bandgap τάσης αναφοράς[2]. Τα πλεονεκτήματα αυτού του κυκλώματος αναλύθηκαν στο Κεφ.3. Συνοπτικά αναφέρουμε ότι το κύκλωμα αυτό :

- Καταναλίσκει πολύ μικρή ισχύ. Πέραν του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται (η ισχύς του οποίου στο σχέδιο που πραγματοποιήθηκε είναι υπό του ενός mW) η ισχύς που χρειάζεται είναι εξαιρετικά μικρή. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (που θα φέρει και δυνατότητα κατασκευής τελεστικών ενισχυτών με πολύ μικρότερη ισχύ για επίτευξη ίδιου κέροδus) το κύκλωμα αυτό θα χρειάζεται συνολικά εξαιρετικά μικρά ποσά ισχύος για την λειτουργία του.
- Είναι συμβατό με όλες τις τεχνολογίες, χρησιμοποιώντας για τις διόδους διαδικασία κατασκευής που είναι διαθέσιμη σε μία τυπική CMOS τεχνολογία. Επίσης, χρησιμοποιεί παραμέτρους, όπως η πτώση τάσης μιας διόδου και η θερμοκρασιακή της εξάρτηση, οι οποίες παραμένουν σχεδόν αμετάβλητες με την εισαγωγή νέων τεχνολογιών. Η συμβατότητα είναι, λοιπόν, μία ακόμη πτυχή του κυκλώματος αυτού, σε αντίθεση με προτάσεις που πιθανώς να υπερτερούν σε θέματα μεγέθους και (με τα σημερινά τεχνολογικά δεδομένα) ισχύος χρησιμοποιώντας παραμέτρους των MOS τρανζίστορ, οι οποίες υπόκεινται αλλαγές κατά την εισαγωγή των νέων τεχνολογιών. Σε αντίθεση με αυτές τις προτάσεις, το κύκλωμα αυτό μπορεί να κατασκευαστεί σε οποιαδήποτε τεχνολογία, με μοναδική ανάγκη αυτή της μικρής μεταβολής της τιμής μίας αντίστασης ώστε να επιλεγθεί το σωστό σημείο λειτουργίας (το οποίο όμως σε κάθε περίπτωση θα προσεγγίζεται ικανοποιητικά).
- Καταλαμβάνει σχετικά μικρό χώρο, ο οποίος μπορεί να μειωθεί ακόμη περισσότερο με την μετέπειτα κατασκευή μικρότερων σε χώρο τελεστικών ενισχυτών. Υπάρχει, ωστόσο, ένα κάτω φράγμα στον χώρο που χρειάζεται από την χρήση το λιγότερο των τριών διόδων (αφού στον έναν κλάδο χρειάζεται να τοποθετηθούν δύο τουλάχιστον διόδοι – με χρήση μόνο μίας δεν μπορούμε να πάρουμε τάση με θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή), καθώς και τεσσάρων αντιστάσεων. Το φράγμα αυτό είναι (τουλάχιστον για τα σημερινά δεδομένα) πολύ μικρό συγκρινόμενο με τα περισσότερα

συστήματα που απαιτούν, λόγω μεγάλης απαιτητικότητας και πολυπλοκότητας, μια τάση αναφοράς.

Το κύκλωμα αυτό προσφέρει σαν επιπλέον προτέρημα ότι έχει γίνει λεπτομερής ανάλυση για την αρχική του μορφή[2]. Συνεπώς είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε πολλές πτυχές και χαρακτηριστικά που είναι χρήσιμα για την σχεδίαση. Η τοπολογία που χρησιμοποιείται παρουσιάζεται στην συνέχεια :



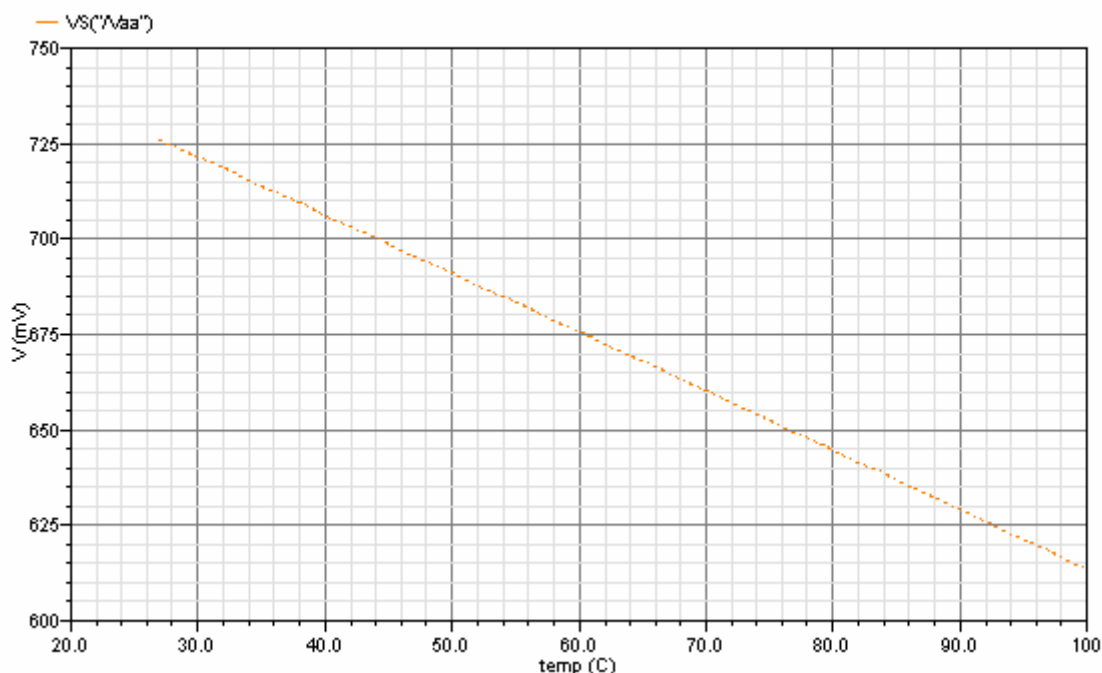
Σχήμα 4.1

Η τοπολογία που επιλέχθηκε για την σχεδίαση τάσης αναφοράς υπό του 1-V

Η πρώτη ανάλυση αφορά τον τελεστικό ενισχυτή που χρησιμοποιείται. Όπως και στην περίπτωση του αρχικού κυκλώματος, ο τελεστικός ενισχυτής δεν επεξεργάζεται κάποιο σήμα και η χρήση του περιορίζεται στο να εξισώσει δύο dc ποσότητες τάσης, ποσότητες οι οποίες μεταβάλλονται πολύ λίγο με την θερμοκρασία. Είμαστε, λοιπόν, σε θέση να σχεδιάσουμε τον τελεστικό ενισχυτή για συγκεκριμένη εφαρμογή, η οποία είναι η εξίσωση αυτών των dc ποσοτήτων. Η περιοχή ,συνεπώς, για την διακύμανση των σημάτων εισόδου, μπορεί να σχεδιαστεί να είναι πολύ μικρή, όπως και η συχνότητα αποκοπής (μοναδιαίου κέρδους) του τελεστικού ενισχυτή, αφού τα σήματα εισόδου δεν περιέχουν εξάρτηση στο πεδίο των συχνοτήτων.

Με βάση την απαίτηση για πολύ μικρή περιοχή του σήματος εισόδου είναι δυνατόν να σχεδιαστεί τελεστικός ενισχυτής με πολύ μεγάλο κέρδος. Η μοναδική απαίτηση είναι, φυσικά, η ευστάθεια του ενισχυτή, η οποία επιτυγχάνεται στην τοπολογία δύο σταδίων που χρησιμοποιείται με ένα RC δικτύωμα με κατάλληλες τιμές ώστε να καθοριστεί ένα επιθυμητό περιθώριο φάσης για τον τελεστικό ενισχυτή.

Η περιοχή του σήματος εισόδου ταυτίζεται με την τάση στα άκρα της διόδου, η οποία σε συνάρτηση με την θερμοκρασία έχει την ακόλουθη εικόνα:



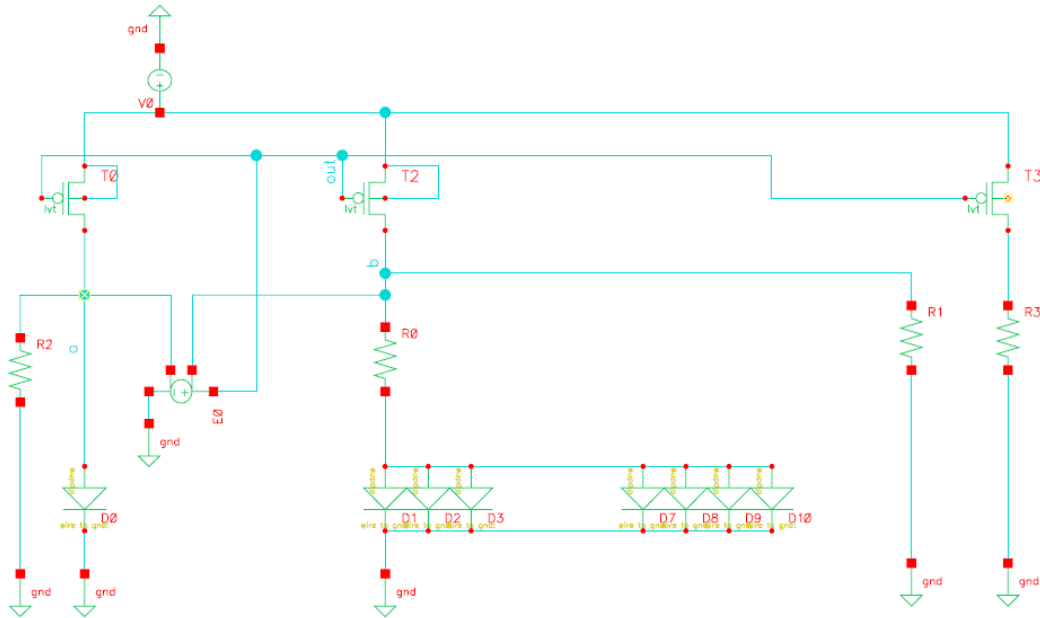
Σχήμα 4.2

Περιοχή κοινού σήματος εισόδου στον τελεστικό ενισχυτή

Από τις τέσσερις αυτές τιμές (οι οποίες προσομοιώθηκαν για μία τιμή της τάσης πύλης του τρανζίστορ P1 ίση με 650mV) επιλέγουμε το διάστημα τιμών που είναι ευρύτερο, ώστε να εξασφαλίζουμε την φυσιολογική λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή σε ολόκληρη την ζώνη θερμοκρασιών. Για την τιμή των κόμβων των πυλών των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους (πρώτου σταδίου) του τελεστικού ενισχυτή χρησιμοποιούμε την κεντρική τιμή του επιλεχθέντος διαστήματος, φροντίζοντας βέβαια τα τρανζίστορ να λειτουργούν στην επιθυμητή περιοχή (κορεσμού) σε όλο το διάστημα θερμοκρασιών.

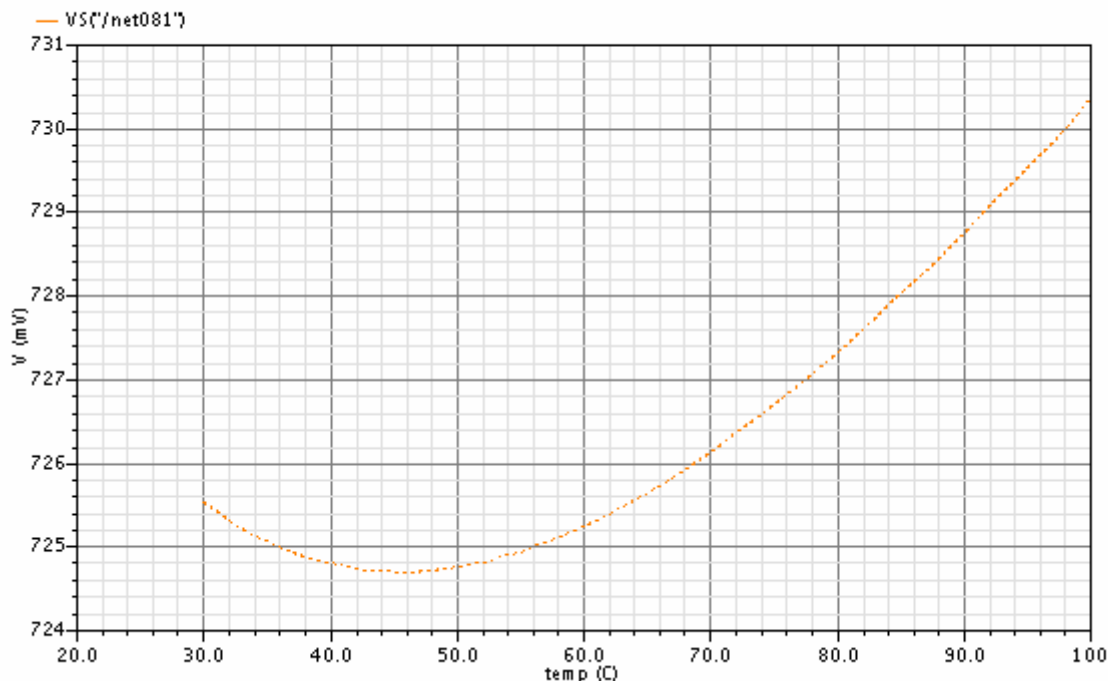
Το αρχικό βήμα στην υλοποίηση της τάσης αναφοράς ήταν η θεωρητική προσομοίωση της λειτουργίας της τοπολογίας, μέσω σχεδίασης με ένα ιδανικό στοιχείο κέρδους τάσης, στην τοπολογία του σχήματος που ακολουθεί (Σχ. 4.4), σε πλήρη αντιστοιχία με την περίπτωση του Κεφ.2 .

Το κύκλωμα αυτό έδωσε αναμενόμενα αποτελέσματα, τα οποία επιβεβαίωσαν την προσδοκία μας για λειτουργία της τοπολογίας και παρουσιάζονται στο Σχ. 4.5. Η μορφή της τάσης αναφοράς είναι, και στην περίπτωση αυτή, μία παραβολή η οποία έχει κυρτή μορφή, παρουσιάζει δηλαδή ελάχιστο, λόγω παραμέτρων της τεχνολογίας που χρησιμοποιήθηκε (130 nm της IBM).



Σχήμα 4.3

Η τοπολογία που επιλέχθηκε για την θεωρητική προσομοίωση της λειτουργίας του κυκλώματος

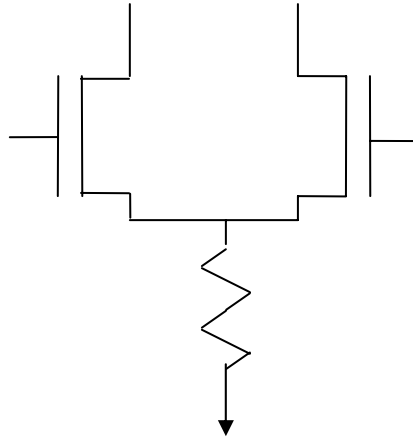


Σχήμα 4.4

Τα αποτελέσματα της θεωρητικής προσομοίωσης της λειτουργίας του κυκλώματος

Το κύκλωμα αυτό έδωσε ως αποτέλεσμα μία τάση η οποία σε μία ζώνη θερμοκρασιών 100° C μεταβάλλεται μόλις κατά 5mV με τυπική τιμή 750 mV, δηλαδή εμφανίζει μεταβολή (βλ. και παράγοντα A στο κεφ.1) της τάξεως των 66ppm (**parts per million**).

Έχοντας επαληθεύσει την ορθή λειτουργία του κυκλώματος με την θεωρητική προσομοίωση αναφέρουμε ορισμένα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν κατά την υλοποίηση της τελικής τοπολογίας. Αρχικά, και σε αντίθεση με την υλοποίηση του αρχικού bandgap κυκλώματος, δεν χρησιμοποιούμε κύκλωμα για δημιουργία ρεύματος πόλωσης του τελεστικού ενισχυτή. Αντίθετα, χρησιμοποιήθηκε μία τεχνική με ευρεία εφαρμογή στην σχεδίαση εφαρμογών χαμηλής τάσης, με τοποθέτηση μίας αντίστασης αντί για n-MOS καθρέφτη ρεύματος, όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα :



Σχήμα 4.5

Δημιουργία ρεύματος πόλωσης διαφορικού ζεύγους με αντίσταση

Στην συνδεσμολογία αυτή η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση είναι ελεγχόμενη, μέσω φυσικά της τιμής της αντίστασης, και μπορεί να φτάσει και εξαιρετικά μικρές τιμές, έως και 20mV, σε αντίθεση με την τιμή V_{ds} του τρανζίστορ που λειτουργεί ως πηγή ρεύματος. Υπενθυμίζεται ότι για έναν σωστό καθρεφτισμό χρειάζεται ένα τρανζίστορ που λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, στο οποίο η τάση V_{ds} παίρνει τιμές περίπου 100-200mV. Οι τιμές αυτές είναι αδύνατο να χρησιμοποιηθούν, καθώς θα αυξήσουν πολύ την αγωγιμότητα g_{ds} των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους, με αποτέλεσμα την μείωση του κέρδους του σταδίου αυτού. Με κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων W και L των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους, καθώς και την τιμή R της αντίστασης είναι δυνατόν να καθοριστούν ακριβώς τόσο το ρεύμα που διαρέει την αντίσταση όσο (φυσικά) και η τάση στα άκρα της.

Πέραν του πλεονεκτήματος αυτού, η χρήση αντίστασης ως πηγής ρεύματος έχει την επιπρόσθετη ιδιότητα ότι δεν απαιτεί κύκλωμα εκκίνησης. Η συνδεσμολογία αυτή έχει την ιδιότητα (λόγω ακριβώς της αντίστασης που ως παθητικό στοιχείο έχει μία γραμμική σχέση τάσεως-ρεύματος) να έχει ένα σημείο ισορροπίας και δεν χρειάζεται να τροφοδοτηθεί με κάποιο ρεύμα πόλωσης, το οποίο αντίθετα δημιουργείται εντός του κλάδου (παρόμοια με την προσθήκη της αντίστασης στο σχήμα 2.14 ώστε να επιτευχθεί ένα μόνο σημείο ισορροπίας). Με την επιπρόσθετη ιδιότητα όπου η τοπολογία αυτή αποκτά εξοικονομείται σημαντικός χώρος πάνω στο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Ένας ακόμη περιορισμός που υφίσταται στην σχεδίαση του τελεστικού ενισχυτή αφορά στην ορθή λειτουργία του τρανζίστορ που χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος. Πιο συγκεκριμένα απαιτείται η προφανής συνθήκη ώστε τα τρανζίστορ αυτό (P1 και συνεπώς και τα P2, P3) να λειτουργεί (να είναι δηλαδή στην κατάσταση “on”):

$$V_{gs(P1)} < V_{tp} \quad (4.1)$$

,όπου η τάση κατωφλίου V_{tp} είναι μικρότερη του μηδενός στα MOS τρανζίστορ p-τύπου. Η τάση πύλης-πηγής V_{gs} ισούται για το υπό εξέταση τρανζίστορ με :

$$V_{gs(P1)} = V_{g(P1)} - V_{DD} = V_{g(P1)} - 1V_{olt} \quad (4.2)$$

, καθώς η πηγή (s) του τρανζίστορ αυτού είναι συνδεδεμένη στην τροφοδοσία. Η παραπάνω συνθήκη, μαζί με την απαίτηση (4.1) για λειτουργία του τρανζίστορ, ισοδυναμεί με την απαίτηση :

$$V_{g(P1)} < V_{DD} + V_{tp} \quad (4.3)$$

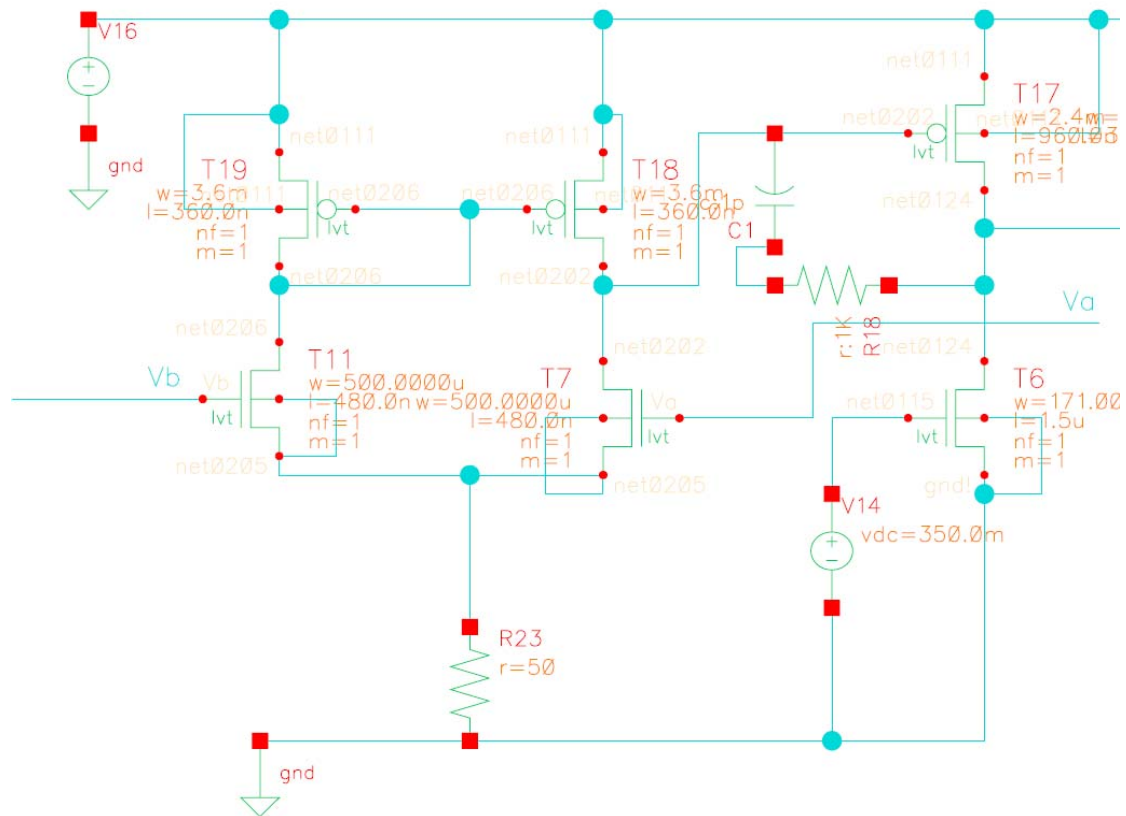
Επιλέγουμε για την τιμή της τάσης πύλης του τρανζίστορ P1 (που ισοδυναμεί με την dc στάθμη της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή) τα 700mV.

Με βάση λοιπόν την ανάλυση που προηγήθηκε προέκυψε ένα σαφώς καθορισμένο σημείο λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο σημείο του κεφαλαίου, η περιοχή του σήματος εισόδου είναι πολύ μικρή, όπως και το εύρος ζώνης που απαιτείται να έχει ο τελεστικός ενισχυτής. Επιπλέον, για την σχεδίαση και ικανοποιητική χρήση στην περιοχή υπό του 1-V, χρησιμοποιήθηκε τυπική τεχνολογία CMOS η οποία προσφέρει MOS τρανζίστορ με τάση κατωφλίου που μειώνεται με την αύξηση του μήκους καναλιού τους. Η προσθήκη αυτή επιτρέπει την σχεδίαση διατάξεων με ικανοποιητικό κέρδος και την χρησιμοποίηση πολλών τρανζίστορ με τάσεις V_{ds} αρκετά μεγάλες ώστε να λειτουργούν με ικανοποιητικό περιθώριο εντός της περιοχής του κορεσμού.

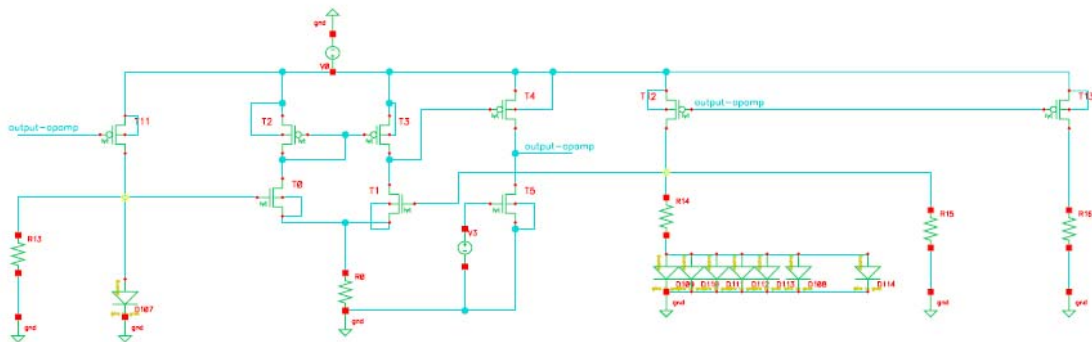
4.3 ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΡΟΕΚΥΨΑΝ

Με βάση την ανάλυση που προηγήθηκε κατασκευάστηκε τελεστικός ενισχυτής για να χρησιμοποιηθεί στην εξίσωση των κόμβων a και b στην τοπολογία του Σχ. 4.2. Το σχηματικό του και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του παρατίθενται στην συνέχεια.

Η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή μπορεί να γίνει σε πολύ μικρή τάση τροφοδοσίας, με ελάχιστη τιμή το άθροισμα δύο τάσεων V_{ds} για το p και το n-τύπου τρανζίστορ, ωστόσο ικανοποιητικό κέρδος, δηλαδή κέρδος πάνω από 45 dB, επιτεύχθηκε με τάση τροφοδοσίας από 0,8V και ανώτερη. Δεδομένου λοιπόν και το ότι το υπόλοιπο κύκλωμα που σχεδιάστηκε, πέραν δηλαδή του τελεστικού ενισχυτή, μπορεί να λειτουργήσει με τροφοδοσία των 0,7 V (όση δηλαδή η πτώση τάσης στα άκρα της διόδου) ή και μεγαλύτερη, εξάγεται το συμπέρασμα ότι η λειτουργία της διάταξης είναι δεδομένη για τροφοδοσία (με την υπάρχουσα τεχνολογία και την σχεδίαση που πραγματοποιήθηκε) μεγαλύτερης ή ίσης των 0,8 Volts.



Σχήμα 4.6
Σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή που κατασκευάστηκε

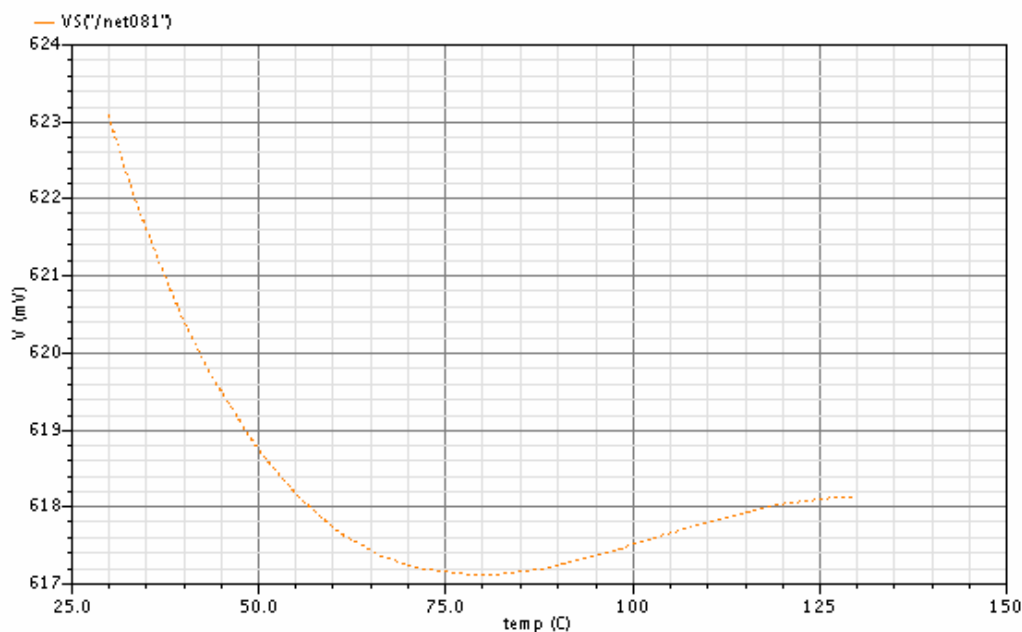


Σχήμα 4.7
Η τελική μορφή της τοπολογίας που υλοποιήθηκε

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΟ	ΤΙΜΗ
Κέρδος	52dB
Συχνότητα f_{3dB}	203kHz
Συχνότητα f_T	25MHz
Περιθώριο φάσης	50 degrees

Χαρακτηριστικά Τελεστικού Ενισχυτή

Το τελικό κύκλωμα υλοποιήθηκε και η ορθή του λειτουργία και ευστάθεια ελέγχθηκε σε τεχνολογία 130nm της IBM. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την χρήση του τελεστικού ενισχυτή στην συγκεκριμένη τοπολογία επιβαβαιώνουν την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στο Κεφ.2. Πράγματι λοιπόν, τα αποτελέσματα στην περίπτωση αυτή παρουσιάζουν ίδια μορφή με την αρχική, με το εύρος όμως των τιμών της τάσης αναφοράς να είναι ελαφρώς μεγαλύτερο, να παρουσιάζει δηλαδή η τάση αναφοράς μεγαλύτερη διακύμανση με την θερμοκρασία, όπως φαίνεται και στην γραφική που προέκυψε και παρουσιάζεται στην συνέχεια.



Σχήμα 4.8

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της λειτουργίας του κυκλώματος που υλοποιήθηκε

Η διακύμανση της τάσης αναφοράς είναι της τάξεως των 6mV, που είναι 20% περισσότερη από την περίπτωση του ιδανικού στοιχείου κέρδους τάσης αλλά και πάλι είναι μία πολύ μικρή ποσότητα συγκρινόμενη με την τιμή της τάσης αναφοράς (620 mV), η οποία με μία μεταβολή στην αντίσταση R4 (στο σχήμα 4.1) μπορεί να πάρει τιμές από 200 έως και 700 mV. Στην οριακή περίπτωση των 700mV το τρανζίστορ P3 τίθεται εκτός περιοχής κορεσμού, οπότε και η ορθή λειτουργία του κυκλώματος δεν εξασφαλίζεται. Ο συντελεστής A, που εκφράζει την διακύμανση της τάσης αναφοράς, πήρε στην υλοποίηση αυτή την τιμή 80ppm.

4.4 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ- ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

Στην εργασία αυτή υλοποιήθηκε μία τάση αναφοράς bandgap με τροφοδοσία ικανή να μειωθεί κάτω από το 1-V. Το κύκλωμα αυτό βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε όλα τα συγχρονα κυκλώματα υψηλών απαιτήσεων που απαιτούν τάση αναφοράς ιδιαίτερης σταθερότητας για πόλωση ενεργών στοιχείων σε συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας. Η μεταβολή της τάσης στο κύκλωμα που σχεδιάστηκε ήταν 5mV για τάση εξόδου των 600 mV και για εύρος θερμοκρασιών των 100° C.

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε είναι πλήρως συμβατό στην υλοποίηση με όλες τις τυπικές CMOS τεχνολογίες, καθώς δεν χρησιμοποιεί στοιχεία πέραν αυτών που είναι διαθέσιμα σε όλες τις τυπικές τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας αυτής κατασκευής οι προτάσεις για μελλοντική έρευνα πάνω στην συγκεκριμένη τοπολογία μπορούν κυρίως να εστιαστούν στην χρησιμοποίηση της ίδιας τοπολογίας, με μόνη διαφορά την εξίσωση τμήματος (αυτή τη φορά) της τάσης V_f στα άκρα της διόδου με τον αντίστοιχο κόμβο που θα προκύψει, ώστε να μπορούμε να λειτουργήσουμε με τάση τροφοδοσίας ακόμη μικρότερη (οριακά στα 0,7 V). Πέραν αυτής της πρότασης, η οποία θα απαιτούσε και σχεδίαση τελεστικού ενισχυτή με πολύ μικρό input common mode, η εξέλιξη των τάσεων αναφοράς περιλαμβάνει την διαφορά τάσεων V_{gs} MOS τρανζίστορ, όπως αναφέρθηκε στο Κεφ.3. Αυτό φυσικά θα σημαίνει την σχεδίαση ενός γενικού κυκλώματος, του οποίου η προσαρμογή στην εκάστοτε τεχνολογία θα απαιτεί πολλές ρυθμίσεις σε τιμές παραμέτρων, λόγω των αντίστοιχων διαφορών στις παραμέτρους κατασκευής.

Η bandgap πρόταση αποτελεί την πληρέστερη λύση, η οποία μπορεί να δώσει λύση με μεγάλη ακρίβεια στην πλειοψηφία των συστημάτων για πολλά έτη, μέχρι την μείωση της τάσης τροφοδοσίας στην επόμενη γενιά ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στα 0,5V .

ΑΝΑΦΟΡΕΣ ΤΕΤΑΡΤΟΥ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

[1] H. Banba, H. Shiga, S. Umezawa, T. Miyaha, etc. "A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1V Operation," IEEE J. Solid-state Circuit, vol. **34**, pp. 670-674, May 1999.

[2] K. E. Kuijk, "A precision reference voltage source," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-8, pp. 222–226, June 1973.