



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων Πληροφορικής

Αρχιτεκτονική CMOS Αναλογικού Μαγνητικού Αισθητήρα AMR Κλειστού Βρόχου

Διπλωματική Εργασία
Ιωάννης Γεωργακόπουλος

Επιβλέπων Καθηγητής
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εργαστήριο Ηλεκτρονικής
Αθήνα, Οκτώβριος 2017



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων Πληροφορικής

Αρχιτεκτονική CMOS Αναλογικού Μαγνητικού Αισθητήρα AMR Κλειστού Βρόχου

Διπλωματική Εργασία
Ιωάννης Γεωργακόπουλος

Επιβλέπων Καθηγητής
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 25^η Οκτωβρίου 2017

.....
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ευάγγελος Χριστοφόρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Παναγιώτης Τσαραμπάρης
Επικ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εργαστήριο Ηλεκτρονικής
Αθήνα, Οκτώβριος 2017

.....

Ιωάννης Γεωργακόπουλος

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

Copyright © Ιωάννης Γεωργακόπουλος, 2017

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 το συγγραφέα.

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

Περίληψη

Στην παρούσα εργασία γίνεται ανάλυση και σχεδίαση ενός αναλογικού ολοκληρωμένου κυκλώματος κλειστού βρόχου για την προσαρμογή και καταγραφή σημάτων από Μαγνητικούς Αισθητήρες Ανισοτροπικής Μαγνητο-αντίστασης. Η σχεδίαση βασίζεται σε μια πλήρως διαφορική αρχιτεκτονική που αποτελείται αρχικά από έναν ενισχυτή οργάνων μέτρησης στον οποίον εφαρμόζεται η τεχνική chopping και στην συνέχεια αυτός ακολουθείται από έναν απλό διαγωγό. Το ρεύμα εξόδου του διαγωγού μεταφέρεται απευθείας πίσω στον αισθητήρα, διαμέσου ενός ειδικού ενσωματωμένου πηνίου για την αντιστάθμιση μαγνητικών πεδίων, κλείνοντας κατ' αυτόν τον τρόπο βρόχο αρνητικής ανάδρασης. Η υλοποίηση των κυκλωμάτων θα πραγματοποιηθεί πειραματικά μέσω του Custom IC Design Tool της Cadence® στην τεχνολογία 180 nm σε 5 V της TSMC.

Λέξεις-Κλειδιά

μαγνητικός αισθητήρας AMR, προσαρμογή και καταγραφή σημάτων, ενισχυτής οργάνων μέτρησης, θόρυβος $1/f$, σταθεροποίηση chopper, διαγωγός, ανάδραση

Abstract

This work presents the analysis and design of a fully analog, closed loop, signal conditioning circuit for the readout of Anisotropic Magneto-Resistance magnetic sensors. The architecture is based on a fully differential design, consisting of an instrumentation amplifier with chopping to achieve low output noise, followed by a transconductor. The output current of the transconductor is directly fed back to the sensor, through a dedicated on-chip inductor for magnetic field offsetting purposes, closing this way a negative feedback loop. The proposed design has been implemented and simulated in TSMC 180nm 5 V CMOS process.

Keywords

AMR magnetic sensor, instrumentation amplifier, $1/f$ noise, chopper stabilization, transconductor, feedback

Ευχαριστίες

Ευχαριστίες και ευγνωμοσύνη οφείλονται καταρχάς στους κ.κ Καθηγητές μου, που με δίδαξαν στην μέχρι τώρα Πανεπιστημιακή μου σταδιοδρομία, μου μετέδωσαν γνώσεις και με έκαναν ταπεινά υπερήφανο για όσα διδάχτηκα.

Θερμές ευχαριστίες στον Δρ. κ. Παύλο-Πέτρο Σωτηριάδη, Καθηγητή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, στον τομέα Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής, για την καθοδήγησή του, που με παρότρυνε και με ώθησε στην παρούσα εργασία.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες προς τους επιβλέποντες Καθηγητές Δρ. κ. Ευάγγελο Χριστοφόρου και Δρ. κ. Παναγιώτη Τσαραμπάρη για την πρόθυμη συμμετοχή τους, ως μέλη της τριμελούς επιτροπής, για την αξιολόγηση της εργασίας.

Πολλές ευχαριστίες χρωστώ στους συναδέλφους συμφοιτητές μου, με τους οποίους δουλέψαμε μαζί στο εργαστήριο της σχολής αυτά τα όμορφα χρόνια, ένα μεγάλο ευχαριστώ στους Νεοκλή Χαντζιγεωργίου και Δημήτριο Μπαξεβανάκη, υποψήφιους Διδάκτορες, για τις αναλύσεις που κάναμε, για τις αυθόρμητες συμβουλές τους, για την συμπαράσταση τους και την άψογη εργαστηριακή συνεργασία μας, που είχε ως αποτέλεσμα την αποδοχή της παρούσης εργασίας για δημοσίευση.

Εκφράζω τις εγκάρδιες ευχαριστίες μου, σε όλους τους καλούς φίλους και στους γονείς μου, για την στήριξη που μου παρείχαν πλουσιοπάροχα, για την εμπύχωση και την αγάπη τους, τους αγαπώ και εγώ.

Ιωάννης Γεωργακόπουλος
Αθήνα 25 Οκτωβρίου 2017

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	17
1.1	Μαγνητισμός - Γενικά	17
1.2	Μαγνητικοί Αισθητήρες και Εφαρμογές τους	19
1.2.1	Πυξίδα	19
1.2.2	Ανίχνευση οχημάτων και αντικειμένων	19
1.2.3	Ιατρική	20
1.2.4	Γεωφυσική	20
1.2.5	Μαγνητική έγγραφη	21
1.2.6	Μηχανές	21
1.3	Μαγνητικοί Αισθητήρες - Ζωικό Βασίλειο	22
1.4	Μαγνητόμετρο Ανισοτροπικής Μαγνητο-αντίστασης	23
2	Αισθητήρες AMR	25
2.1	Δομή, Αρχή Λειτουργίας και Μη Ιδανικότητες	25
2.2	Μοντελοποίηση του αισθητήρα AMR	30
3	Αρχιτεκτονική Κλειστού Βρόχου	35
3.1	Ενισχυτής Γέφυρας	36
3.2	Τεχνική Chopping	42
3.3	Εφαρμογή της CHS στον Ενισχυτή Γέφυρας	44
3.4	Υλοποίηση διαμορφωτών	45
3.5	Γεννήτρια Μη-Αλληλοεπικαλυπτόμενων Ρολογιών	48
3.6	Διαγωγός	51
4	Κλείνοντας τον Βρόχο	53
4.1	Συμπεράσματα	61
4.2	Μελλοντική Εργασία	61
	Βιβλιογραφία	63

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Φυσικός μαγνήτης που συγκρατεί ρινίσματα σιδήρου [1]	17
1.2	Θαλής ο Μιλήσιος	18
1.3	Τεχνολογίες μαγνητικών αισθητήρων	19
1.4	Ανίχνευση οχήματος	20
1.5	Μαγνητικό πεδίο της Γης	20
1.6	Μαγνητόμετρο / ανακλασίμετρο ηλεκτρονίων για την αποστολή: Mars Global Surveyor, NASA	20
1.7	Κεφαλή εγγραφής / ανάγνωσης	21
1.8	Μαγνητικός σκληρός δίσκος	21
1.9	Στροφαλοφόρος άξονας	21
1.10	Εκκεντροφόρος άξονας	21
1.11	Μέλισσα	22
2.1	(α) Αισθητήριο στοιχείο AMR, κράματος NiFe, που εμφανίζει εσωτερικό διάνυσμα μαγνήτισης M_0 παράλληλα στον άξονα x και (β) η DC χαρακτηριστική μεταφοράς της μεταβολής της ηλεκτρικής αντίστασής του.	26
2.2	(α) Βελτιωμένο αισθητήριο στοιχείο AMR με την τεχνική "Barber Pole Biasing" και (β) οι μετατοπισμένες DC χαρακτηριστικές λειτουργίας για 45° (μη διακεκομμένη καμπύλη) και -45° (διακεκομμένη καμπύλη) γωνία πόλωσης. (γ) Γέφυρα τεσσάρων βελτιωμένων στοιχείων AMR.	27
2.3	Μεγεθυσμένη φωτογραφία πραγματικού αισθητήρα AMR από την Honeywell.	28
2.4	Διαθέσιμο δελτίο τεχνικών στοιχείων του αισθητήρα AMR.	29
2.5	Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου στην έξοδο του αισθητήρα AMR.	30
2.6	Μοντελοποίηση 1 ^η .	31
2.7	Δίκτυο εισαγωγής μη - γραμμικότητας στην DC χαρακτηριστική λειτουργίας.	32
2.8	DC χαρακτηριστικές λειτουργίας του μοντέλου συναρτήσει της θερμοκρασίας.	33
2.9	Απόκριση συχνότητας μοντέλου.	33
2.10	Μοντελοποίηση 2 ^η .	34
3.1	Μπλοκ διάγραμμα της αρχιτεκτονικής κλειστού βρόχου	35
3.2	Σχηματικό διάγραμμα τελεστικών ενισχυτών	36

3.3	Απόκριση συχνότητας του τελεστικού ενισχυτή	38
3.4	Βηματική απόκριση ανοδικού παλμού διέγερσης	38
3.5	Βηματική απόκριση καθοδικού παλμού διέγερσης	39
3.6	Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης του ενισχυτή γέφυρας	40
3.7	PSD θορύβου στην έξοδο του Ενισχυτή Γέφυρας	40
3.8	Ηλεκτρονική μικρογραφία τρανζίστορ MOS και μεγεθυμένη λεπτομέρεια του καναλιού	41
3.9	Αρχή λειτουργίας της τεχνικής σταθεροποίησης Chopping	42
3.10	Σύγκριση PSD θορύβου πριν (κόκκινη) και μετά (μπλε) από την εφαρμογή της CHS	44
3.11	Επιθυμητές διαδρομές σήματος	45
3.12	Διακόπτης NMOS	45
3.13	Παρασηματικές χωρητικότητες διακόπτη NMOS	46
3.14	Charge Injection (Έγχυση Φορτίου)	46
3.15	Διακόπτης NMOS με dummy στοιχεία	47
3.16	Διακόπτης CMOS με dummy στοιχεία	47
3.17	Διαμορφωτής Chopper	48
3.18	Γεννήτρια μη-αλληλοεπικαλυπτόμενων ρολογιών και τα διαγράμματα χρονισμού της	49
3.19	Αντιστροφέας αριστερά και πύλη NAND δεξιά	50
3.20	Σχηματικό διάγραμμα του Διαγωγού	51
4.1	Μπλοκ διάγραμμα της αρχιτεκτονικής κλειστού βρόχου	53
4.2	Σύγκριση DC χαρακτηριστικών μεταφοράς μεταξύ ανοιχτού και κλειστού βρόχου συναρτήσει της θερμοκρασίας	54
4.3	Ημιτονική είσοδος, πλάτους 1 G και συχνότητας 1 kHz	55
4.4	Έξοδος μοντέλου αισθητήρα AMR - "error" signal e	55
4.5	1: Μεγέθυνση της εξόδου του μοντέλου του αισθητήρα AMR 2: Αφού το σήμα e διαμορφωθεί παίρνει την μορφή που φαίνεται στην μεσαία κυματομορφή 3: Μεγέθυνση του διαμορφωμένου σήματος e_δ	56
4.6	1: Ενισχυμένο, διαμορφωμένο σήμα e_δ στην έξοδο του ΕΓ και 2: Μεγέθυνσή του .	57
4.7	1: Αποδιαμορφωμένο σήμα e και 2: Μεγέθυνσή του	58
4.8	1: Ρεύμα εξόδου διαγωγού, 2: Έξοδος V_{sense} στα άκρα της αντίστασης R_{sense} , για διέγερση 1 G και 1 kHz, 3: φάσμα της εξόδου	59
4.9	Είσοδος H_{ext} που έχουμε εφαρμόσει (κόκκινη) και το επαγόμενο μαγνητικό πεδίο από το πηνίο αντιστάθμισης H_{fb} (μπλε)	60

Κατάλογος Πινάκων

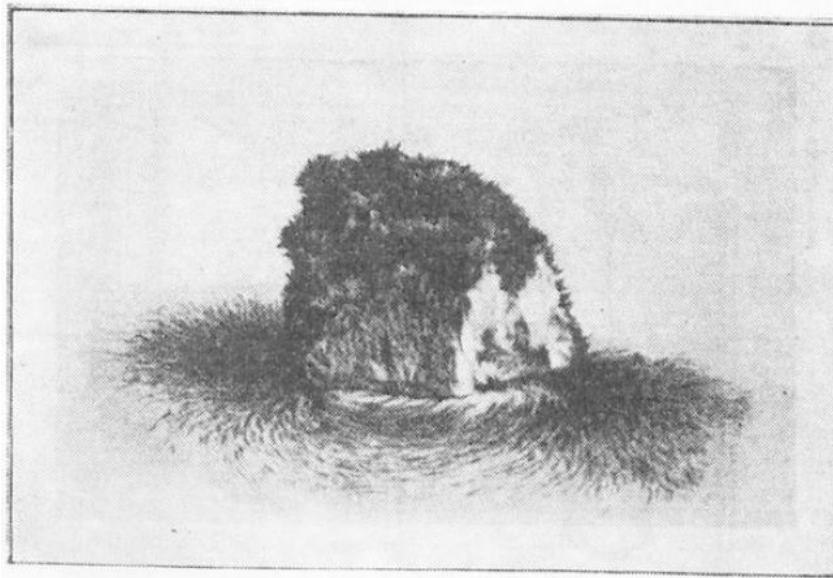
3.1	Στοιχεία τροφοδοσίας, πόλωσης και μεγεθών των στοιχείων του τελεστικού ενισχυτή	37
3.2	Σύνοψη της προσομοίωσης των προδιαγραφών του τελεστικού ενισχυτή	39
3.3	Μεγέθη των στοιχείων του διακόπτη CMOS	47
3.4	Μεγέθη των στοιχείων του αντιστροφέα και της πύλης NAND	50
3.5	Στοιχεία τροφοδοσίας, πόλωσης και μεγεθών των στοιχείων του διαγωγού	52

1

Εισαγωγή

1.1 Μαγνητισμός - Γενικά

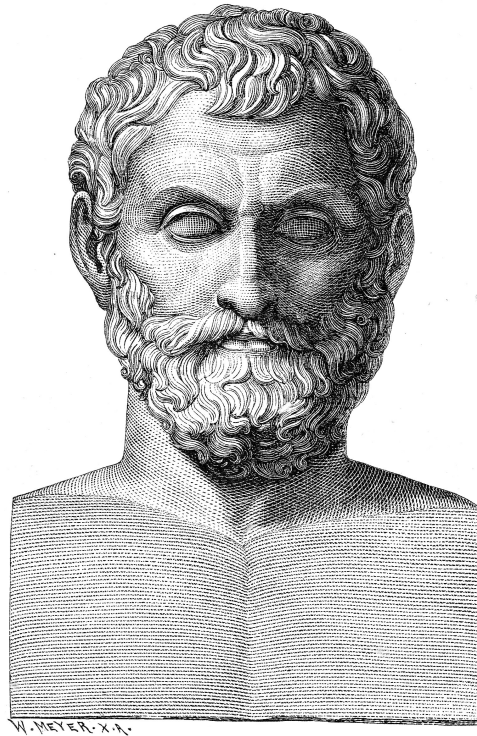
Οι πρώτες γνώσεις αναφορικά με τον μαγνητισμό ανάγονται στην αρχαιότητα, προ 2.500 περίπου ετών, όταν παρατηρήθηκε ότι ορισμένο ορυκτό σιδήρου έχει την ιδιότητα να έλκει τεμάχια σιδήρου, όχι όμως και τεμάχια ξύλου ή χαλκού. Το ορυκτό αυτό είναι ανώτερο οξειδίο του σιδήρου και έχει το χημικό τύπο Fe_3O_4 . Επειδή ευρίσκεται σε αφθονία στην περιοχή της Μαγνησίας της Μικράς Ασίας, του δόθηκε το όνομα "φυσικός μαγνήτης", ενώ η ορυκτολογική του ονομασία είναι "μαγνητίτης" [1]. Ο μαγνητίτης συναντάται και σε άλλες χώρες όπως Αμερική, Ρωσία, Ιαπωνία, Σουηδία κ.α.



Σχήμα 1.1: Φυσικός μαγνήτης που συγκρατεί ρινίσματα σιδήρου [1]

Ο Αριστοτέλης αποδίδει την πρώτη θεωρία του μαγνητισμού στον Θαλή το Μιλήσιο, ο οποίος έζησε περίπου το 625 - 545 π.Χ. στη Μίλητο. Ο αρχαιότερος προσωκρατικός φιλόσοφος, ο πρώτος των επτά σοφών της αρχαιότητας, ο οποίος προσπάθησε να κατανοήσει τον κόσμο μέσα από τα μάτια της επιστήμης και να εξηγήσει τα φυσικά φαινόμενα, καταρρίπτοντας τους μύθους και τους

θρύλους. Μεταξύ των άλλων επιστημών, ασχολήθηκε και με Φυσική και ανακάλυψε τις τροπές (ηλιοστάσια), το ετερόφωτο της Σελήνης, καθώς και τον ηλεκτρισμό και τον μαγνητισμό, από τις ελκτικές ιδιότητες του ορυκτού μαγνητίτη και του ήλεκτρου (κεχριμπάρι). Από την εποχή του Θαλή του Μιλήσιου μέχρι και τις μέρες μας, η μελέτη του μαγνητισμού έχει απασχολήσει αναρίθμητους φιλοσόφους, επιστήμονες και ερευνητές.



Σχήμα 1.2: Θαλής ο Μιλήσιος

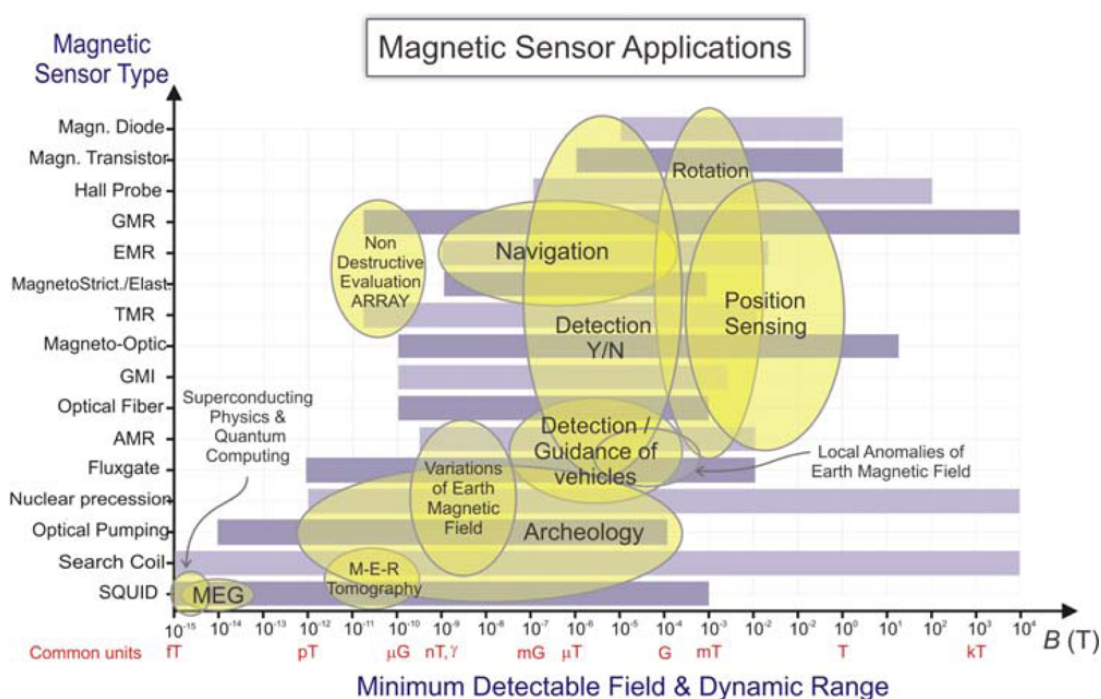
Εκτός από το σίδηρο, τον οποίο έλκει ο μαγνήτης, υπάρχουν και άλλα μέταλλα, π.χ. το κοβάλτιο, το νικέλιο, το γαδολίνιο, το σαμάριο, το νεοδύμιο, μερικά είδη ατσαλιού και κράματα αυτών, τα οποία όπως και ο σίδηρος έλκονται από τον μαγνήτη. Γενικά τα σώματα τα οποία έλκονται από το μαγνήτη ονομάζονται μαγνητικά σώματα.

Είναι φανερό ότι ο άνθρωπος και το βιοτικό του επίπεδο έχει επωφεληθεί σε πολλούς τομείς από τη χρήση του φαινομένου του μαγνητισμού και όχι μόνο. Το μαγνητικό πεδίο της γης, το οποίο ομοιάζει με αυτό ενός απλού ευθύγραμμου - ραβδόμορφου μόνιμου μαγνήτη (βλ. Σχήμα 1.5), χρησιμοποιείται, εκτός από τον άνθρωπο, από την ίδια τη φύση για την ανανέωσή της και την επιβίωσή της.

Σήμερα με την βοήθεια του γεωμαγνητισμού αλλά και του μαγνητισμού γενικότερα, η ζωή μας έχει διευκολυνθεί σε πάρα πολλούς τομείς. Στον αιώνα μας το ενδιαφέρον επικεντρώνεται στο να δημιουργήσουμε μαγνήτες σε κάθε επιθυμητό σχήμα. Η ενέργεια που παράγεται σήμερα από τους μαγνήτες είναι σημαντική και τα πεδία στα οποία εφαρμόζονται είναι πάρα πολλά. Επιτεύγματα επιστημόνων που ασχολήθηκαν με τον τομέα αυτό είναι, εκτός των άλλων και οι μαγνητικοί αισθητήρες, οι οποίοι έχουν μπει στη ζωή μας και μας διευκολύνουν σε πολλούς τομείς [2].

1.2 Μαγνητικοί Αισθητήρες και Εφαρμογές τους

Μαγνητικούς αισθητήρες ονομάζουμε τα εξαρτήματα που μας επιτρέπουν να αναγνωρίσουμε ένα μαγνητικό πεδίο. Οι εφαρμογές τους είναι πολλές. Γενικά χρησιμοποιούνται για την μέτρηση μαγνητικών πεδίων που αναπτύσσονται σε διάφορα σημεία συστημάτων και έχουν σκοπό την καλή λειτουργία τους. Στο ακόλουθο Σχήμα 1.3 δίνονται διάφορες τεχνολογίες μαγνητικών αισθητήρων συναρτήσει της ευαισθησίας τους και του πεδίου εφαρμογής τους [3].



Σχήμα 1.3: Τεχνολογίες μαγνητικών αισθητήρων

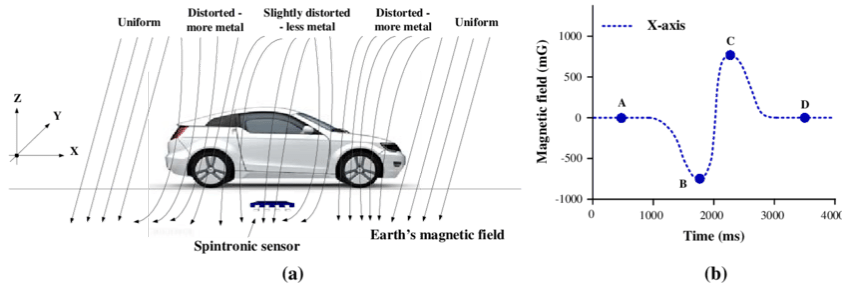
1.2.1 Πυξίδα

Η παλαιότερη εφαρμογή μαγνητικού αισθητήρα που χρησιμοποιείται ευρέως και σήμερα, είναι η πυξίδα. Βασίζεται στην επίδραση του γήινου μαγνητικού πεδίου πάνω στη μαγνητική βελόνα της δείχνοντας την κατεύθυνση του μαγνητικού Βορρά -Νότου της γης. Σήμερα έχει αντικατασταθεί σε μεγάλο βαθμό από σύγχρονα ηλεκτρονικά μαγνητόμετρα τύπου fluxgate κ.α. που χρησιμοποιούνται στην πλοήγηση (π.χ. ναυσιπλοία, στην αεροπορία κλπ) σε συνδυασμό και με άλλα δεδομένα.

1.2.2 Ανίχνευση οχημάτων και αντικειμένων

Στη περίπτωση αυτή κατά κύριο λόγο χρησιμοποιούνται οι anisotropic magneto resistive (AMR) και οι giant magneto resistance (GMR) sensors. Λαμβάνοντας υπόψη ότι τα σημερινά μέσα μεταφοράς διαθέτουν αρκετή ποσότητα σιδηρομαγνητικών υλικών, με την χρήση μαγνητικών αισθητήρων μπορούμε να τα ανιχνεύσουμε και να προσδιορίσουμε τη θέση τους ανά πάσα στιγμή. Πιο συγκεκριμένα, με την ανίχνευση διερχόμενων οχημάτων διευκολύνεται η κυκλοφοριακή συμφόρηση σε δρόμους μεγάλων πόλεων και ρυθμίζεται η κυκλοφορία, ενώ η εφαρμογή τους στα αεροδρόμια

βοηθάει στην τροχοδρόμηση αεροσκαφών στους διαδρόμους προσγείωσης/απογείωσης σε συνεργασία με την λειτουργία επίγειου ραντάρ (ground radar). Μία ακόμη εφαρμογή των μαγνητικών αισθητήρων συναντάται, επίσης, στα αεροπλάνα και αφορά το σύστημα ασφαλείας ελέγχου θυρών τους (χρήση ανέπαφων μαγνητικών διακοπών - non contact switches) καθώς και στο σύστημα αντιολισθητικής πέδησης (φρένα ABS).



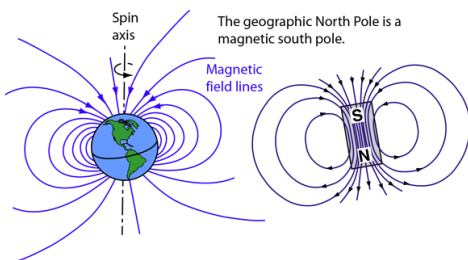
Σχήμα 1.4: Ανίχνευση οχήματος

1.2.3 Ιατρική

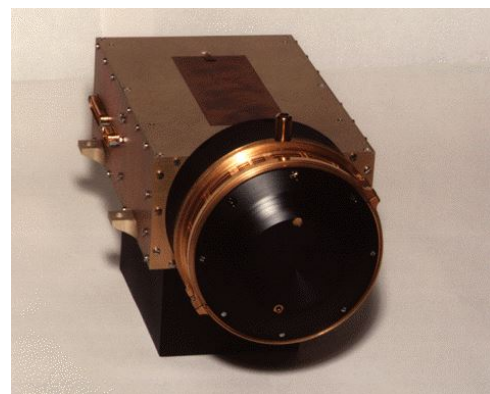
Οι εφαρμογές των μαγνητικών αισθητήρων δεν θα μπορούσαν να λείπουν από τον τομέα της ιατρικής επιστήμης, καθώς διάφορα όργανα του ανθρώπινου σώματος δημιουργούν ασθενή μαγνητικά πεδία (biomagnetic fields) τα οποία μπορούν να μετρηθούν σε κατάλληλα διαμορφωμένο χώρο και με ειδικά μαγνητόμετρα πολύ υψηλής ευαισθησίας (squid και search coil). Παραδείγματα ιατρικών εξετάσεων/μετρήσεων είναι τα MCG : μαγνητοκαρδιογράφημα, MMG : μαγνητομυογράφημα, MEG : μαγνητοεγκεφαλογράφημα, MOG : μαγνητοοφθαλμογράφημα.

1.2.4 Γεωφυσική

Μαγνητικά και ηλεκτρομαγνητικά πεδία, σε συνδυασμό με άλλες τεχνικές, χρησιμοποιούνται ως ανιχνευτές των ιδιοτήτων του φλοιού της Γης αλλά και της ατμόσφαιρας.



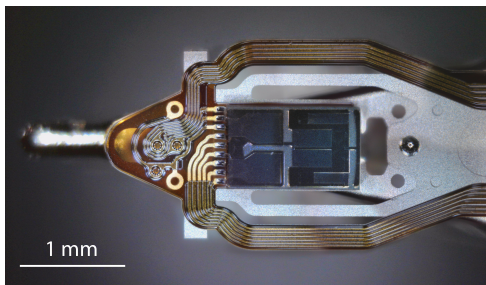
Σχήμα 1.5: Μαγνητικό πεδίο της Γης



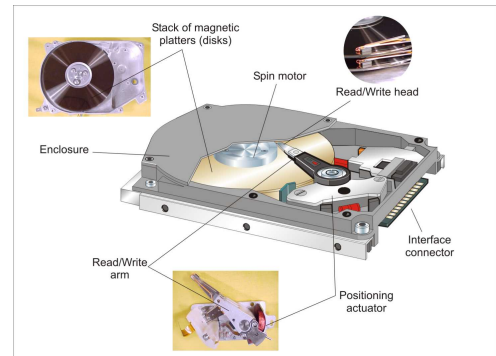
Σχήμα 1.6: Μαγνητόμετρο / ανακλασίμετρο ηλεκτρονίων για την αποστολή: Mars Global Surveyor, NASA

1.2.5 Μαγνητική Έγγραφή

Με την βοήθεια μαγνητικών αισθητήρων δυνάμεθα να αποθηκεύουμε δεδομένα σε διάφορα μέσα (μαγνητόφωνο, σκληρός δίσκος Η/Υ, δισκέτες) αλλά συγχρόνως και να τα διαβάζουμε.



Σχήμα 1.7: Κεφαλή εγγραφής / ανάγνωσης



Σχήμα 1.8: Μαγνητικός σκληρός δίσκος

1.2.6 Μηχανές

Η ακριβής θέση και οι στροφές του εκκεντροφόρου και του στροφαλοφόρου άξονα μιας μηχανής εντοπίζεται με μεγάλη ακρίβεια χρησιμοποιώντας μαγνητικούς αισθητήρες ή διακόπτες τύπου Hall.

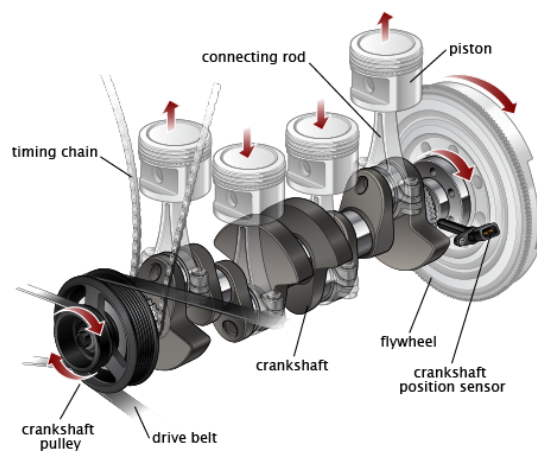


Image courtesy of ClearMechanic.com

Σχήμα 1.9: Στροφαλοφόρος άξονας

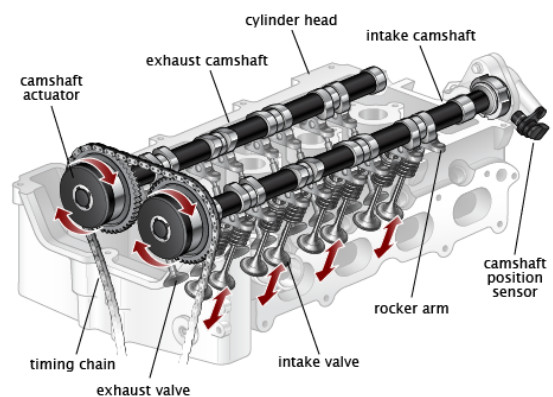


Image courtesy of ClearMechanic.com

Σχήμα 1.10: Εκκεντροφόρος άξονας

1.3 Μαγνητικοί Αισθητήρες - Ζωικό Βασίλειο

Ο άνθρωπος/επιστήμονας παρατηρώντας και εξετάζοντας το ζωικό βασίλειο ανακαλύπτει ότι αρκετά ζωικά όντα είναι εφοδιασμένα με φυσικούς αισθητήρες. Θα μπορούσε κανείς να αναφερθεί σε αποδημητικά πουλιά, περιστέρια, φάλαινες, βατράχους, ερπετά, κάποια ψάρια, χελώνες, μέλισσες, κ.α., τα οποία προσανατολίζονται με την βοήθεια του γήινου μαγνητικού πεδίου [4] και την νομοτέλεια του Δημιουργού της Φύσης και του Σύμπαντος Κόσμου.

Εξ όλων αυτών χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η μέλισσα. Ως γνωστό, είναι από τους κυριότερους κρίκους στην αλυσίδα της οικολογικής ισορροπίας αλλά σίγουρα ο κυριότερος παράγοντας αύξησης της καρποφορίας. Ο τρόπος με τον οποίο η μέλισσα συλλέγει την τροφή της, πετώντας από άνθος σε άνθος, αυτόματα μεταφέρει στοιχεία τα οποία βοηθούν την γονιμοποίηση των φυτών. Επιστήμονες υποστηρίζουν ότι ίσως θα είχαν εκλείψει τα περισσότερα φρούτα και λαχανικά χωρίς την ύπαρξη της μέλισσας. Η μέλισσα, ακούραστος εργάτης, πετάει αρκετές ώρες αλλά ποτέ δεν χάνει τον προσανατολισμό της και πάντα επιστρέφει στη βάση της που είναι η κυψέλη. Αυτό βεβαίως το επιτυγχάνει η μέλισσα με την αίσθηση του μαγνητικού πεδίου της Γης, σε συνδυασμό με άλλες παραμέτρους, δεδομένου ότι στο σώμα της διαθέτει μικροσκοπικούς κρυστάλλους μαγνητίτη.



Σχήμα 1.11: Μέλισσα

Επίσης θα μπορούσαμε να αναφερθούμε και στα περιστέρια που ταξιδεύουν σε όλο τον κόσμο με τη βοήθεια ενός είδους εσωτερικού μηχανισμού στον εγκέφαλό τους "νευρώνες GPS" που τους επιτρέπει να αντιλαμβάνονται τα γήινα μαγνητικά πεδία και να προσανατολίζονται ανάλογα. Αυτό πιθανότατα εξηγεί γιατί τα παλαιότερα χρόνια ο άνθρωπος τα χρησιμοποιούσε ως "ταχυδρόμους". Μέχρι πρόσφατα οι επιστήμονες πίστευαν ότι είναι τα μάτια και το ράμφος αυτά που λειτουργούν κυρίως ως μαγνητικοί αισθητήρες, αλλά μία νέα μελέτη δείχνει ότι αυτή σχετίζεται περισσότερο με τα αυτιά και τα πουλιά μάλλον "ακούνε" τα μαγνητικά πεδία του πλανήτη μας [5].

1.4 Μαγνητόμετρο Ανισοτροπικής Μαγνητο-αντίστασης

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα επικεντρωθούμε σε μία ειδική και σχετικά νέα κατηγορία μαγνητικών αισθητήρων οι οποίοι ονομάζονται αισθητήρες ανισοτροπικής μαγνητο-αντίστασης (Anisotropic Magneto-Resistance - AMR). Οι αισθητήρες αυτοί αναπτύχθηκαν στα μέσα περίπου του 20ου αιώνα, με την ανάπτυξη της τεχνολογίας λεπτών υμενίων (thin film technology) και βεβαίως παρουσιάζουν πολύ σημαντικό ενδιαφέρον, καθώς εμφανίζουν αρκετά υψηλή ευαισθησία (από $\simeq 100 \mu\text{G}$ έως και 2 G, εύρος το οποίο υπερκαλύπτει την ένταση του μαγνητικού πεδίου της Γης και του γεωμαγνητικού θορύβου), παρότι το μέγεθός τους είναι πάρα πολύ μικρό, καθότι στην ουσία αποτελούν ολοκληρωμένα κυκλώματα που εναποτίθενται πάνω σε πυρίτιο. Το γεγονός αυτό τα καθιστά ακόμη πιο ελκυστικά διότι μαζί με αυτά μπορούμε να συμπεριλάβουμε και να συγκατασκευάσουμε τα απαραίτητα ηλεκτρονικά για την προσαρμογή και καταγραφή των σημάτων τους (πληροφορίες).

Στην εργασία αυτή θα παρουσιάσουμε την ανάλυση ενός συγκεκριμένου αισθητήρα AMR και στη συνέχεια θα σχεδιάσουμε ένα αναλογικό κύκλωμα κλειστού βρόγχου, το οποίο, πέραν από την προσαρμογή των σημάτων του (κυρίως ενίσχυση), αποσκοπεί και στη βελτίωση ορισμένων χαρακτηριστικών του.

2

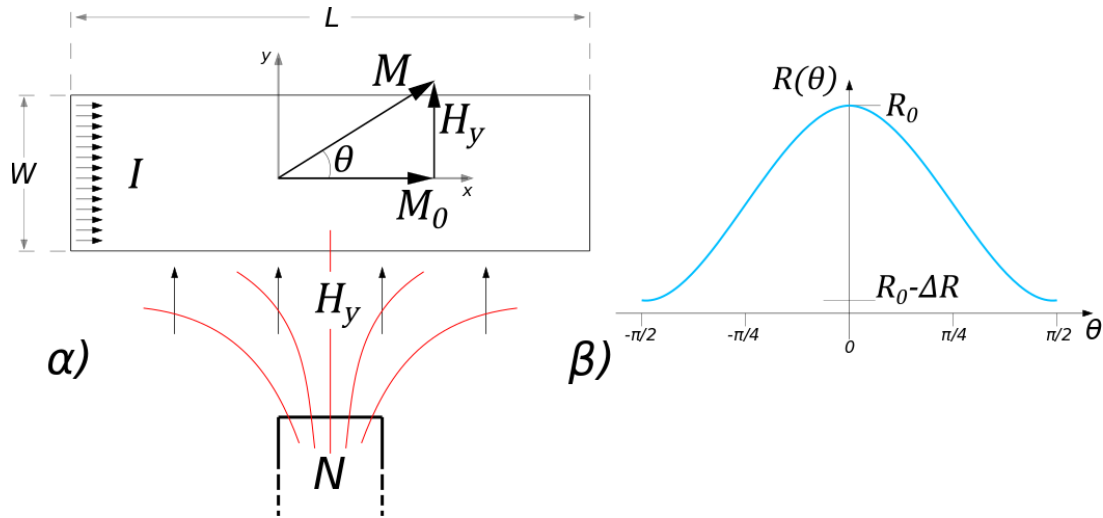
Αισθητήρες AMR

Οι αισθητήρες ανισοτροπικής μαγνητο-αντίστασης (AMR) στους οποίους βασίζεται η παρούσα εργασία είναι οι αισθητήρες HMC1001/2 της εταιρίας Honeywell. Ο HMC1001 είναι αισθητήρας ενός άξονα, ενώ ο HMC1002 είναι 2 αξόνων. Χρησιμοποιώντας τους μαζί σε σωστή διάταξη, είναι εφικτή η υλοποίηση ενός μαγνητόμετρου τριών αξόνων. Στο κεφάλαιο αυτό, αρχικά περιγράφεται η εσωτερική δομή των αισθητήρων AMR, παράλληλα εξηγείται η αρχή λειτουργίας τους και στο τέλος γίνεται μια προσπάθεια μοντελοποίησης τους στο σχεδιαστικό περιβάλλον Cadence[®].

2.1 Δομή, Αρχή Λειτουργίας και Μη Ιδανικότητες

Τα αισθητήρια στοιχεία που αποτελούν τους αισθητήρες AMR και συντελούν στην λειτουργία τους, παράγονται από ένα ειδικό κράμα νικελίου σιδήρου (NiFe permalloy), με την τεχνολογία λεπτού υμενίου (thin film technology), το οποίο εναποτίθεται σε δισκίδιο πυριτίου και διαμορφώνεται σε σχήμα αντίστασης (resistive strip). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1 α) τα αισθητήρια στοιχεία έχουν σχήμα επιμηκές παραλληλόγραμμο. Το μήκος L είναι ίσον περίπου 100μm, το πλάτος W να είναι ίσον περίπου 10μm και το πάχος T κυμαίνεται από 5nm έως 40nm [6].

Κατά την διαδικασία παραγωγής τους, τα λεπτά υμένια εκτίθενται σε ένα ομοιόμορφο, ισχυρό μαγνητικό πεδίο, προσανατολισμένο παράλληλα με το μήκος τους, με αποτέλεσμα οι μαγνητικές στιγμές του υλικού τους (NiFe) να ευθυγραμμιστούν μόνιμα με αυτό και έτσι κάθε υμένιο να αποκτήσει έναν εύκολο άξονα μαγνήτισης (άξονας των x , βλ. Σχήμα 2.1 α) ή με άλλα λόγια ένα εσωτερικό διάνυσμα μαγνήτισης M_0 [7]. Η αρχή λειτουργίας τους είναι η εξής. Εν απουσία εξωτερικού μαγνητικού πεδίου οι μαγνητικές περιοχές παραμένουν ευθυγραμμισμένες με το εσωτερικό διάνυσμα μαγνήτισης M_0 και ως εκ τούτου είναι παράλληλες με το ρεύμα I που διαρρέει το στοιχείο. Επομένως $\theta = 0$, όπου θ είναι η γωνία που οι μαγνητικές περιοχές σχηματίζουν σε σχέση με την διεύθυνση ροής του ρεύματος I . Υπό αυτές τις συνθήκες το αισθητήριο στοιχείο εμφανίζει μέγιστη ηλεκτρική αντίσταση R_0 . Εάν όμως σε αυτό εφαρμοστεί ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο H_y κάθετα στο μήκος του ή παράλληλα στον άξονα y (Ο άξονας y είναι ο άξονας ευαισθησίας του στοιχείου), τότε, οι μαγνητικές περιοχές περιστρέφονται $M_d = M_0 + H_y$ και συνεπώς η γωνία θ αυξάνεται ανάλογα με την δύναμη του εφαρμοσμένου μαγνητικού πεδίου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την μείωση



Σχήμα 2.1: (α) Αισθητήριο στοιχείο AMR, κράματος NiFe, που εμφανίζει εσωτερικό διάνυσμα μαγνήτισης M_0 παράλληλα στον άξονα x και (β) η DC χαρακτηριστική μεταφοράς της μεταβολής της ηλεκτρικής αντίστασής του.

της ηλεκτρικής αντίστασης του στοιχείου κατά 2% με 3% (βλ. Σχήμα 2.1 β) [7].

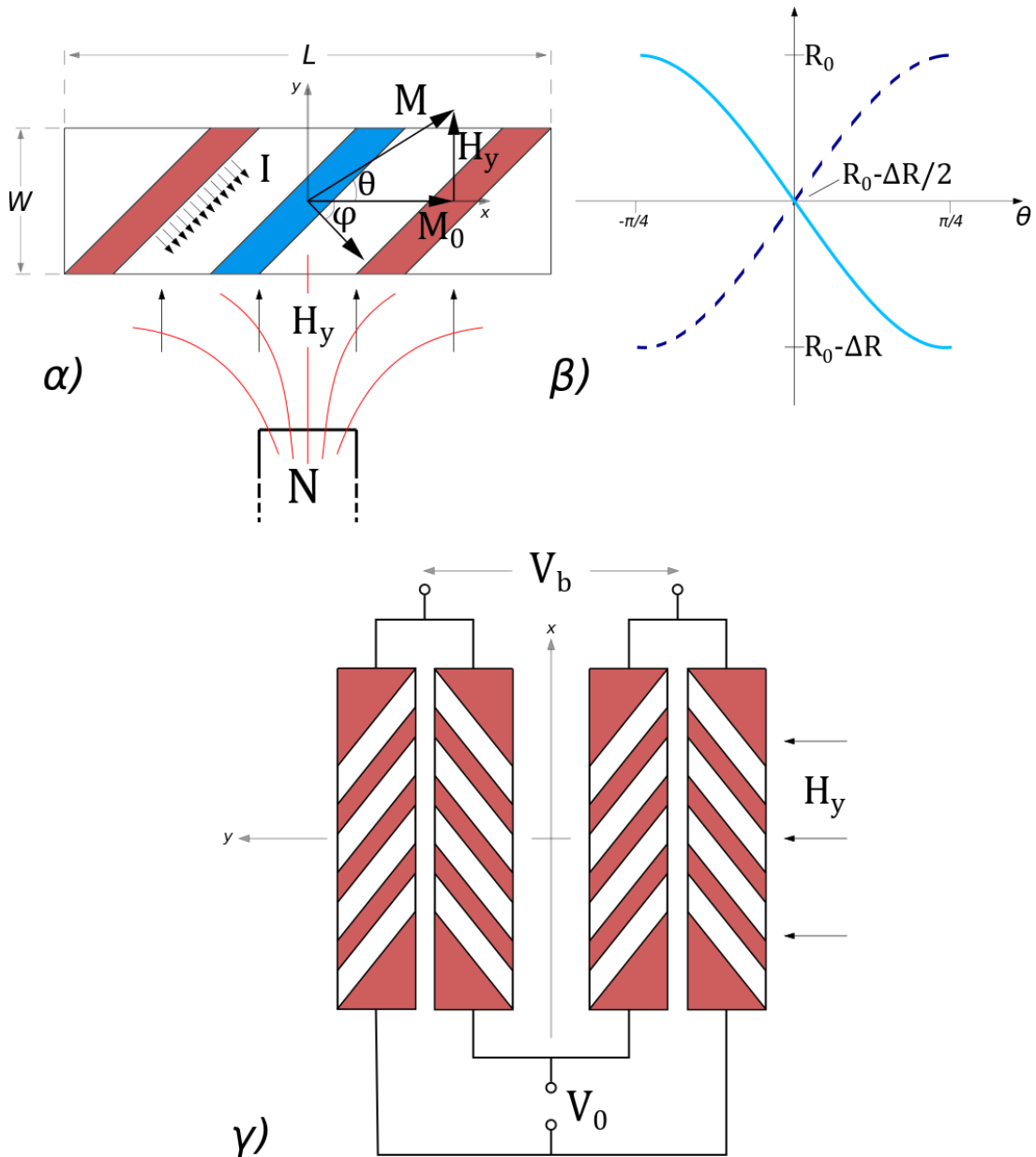
Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως το φαινόμενο της ανισοτροπικής μαγνητο-αντίστασης, το οποίο ανακάλυψε ο William Thompson, γνωστός και ως Lord Kelvin, το 1897, λίγα χρόνια μετά την παρατήρηση του απλού φαινομένου της μαγνητο-αντίστασης από τον Hall - φαινόμενο που εμφανίζουν όλα τα μέταλλα [6]. Σε ό,τι αφορά στην απόκριση συχνότητας του φαινομένου AMR, είναι αρκετά γρήγορη σε σχέση με άλλους αισθητήρες παρόμοιας ευαισθησίας. Τυπικά το εύρος ζώνης κυμαίνεται από DC έως 1 MHz και σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να φτάσει και τα 5 MHz, ενώ η DC χαρακτηριστική λειτουργίας του μπορεί να προσεγγιστεί από την ακόλουθη συνάρτηση:

$$R(\theta) = R_0 - \Delta R \sin^2(\theta) \quad (2.1)$$

Εφόσον η αντίσταση ενός απλού AMR στοιχείου μεταβάλλεται με το τετράγωνο του ημίτονου της γωνίας θ - σχέση η οποία είναι άρτια ή συμμετρική, με το απλό αισθητήριο στοιχείο που περιγράφηκε πιο πάνω δεν μπορούμε να διακρίνουμε την πολικότητα ενός μαγνητικού πεδίου. Για να διορθωθεί αυτό, χρησιμοποιείται μια ειδική μέθοδος που ονομάζεται: "πόλωση μπαρμπερικού πόλου" ή καλύτερα "barber pole biasing" (βλ. Σχήμα 2.2 α). Αυτή η μέθοδος πραγματοποιείται μέσω μιας τεχνικής χωροθέτησης (layout) όπου τοποθετούνται μπάρες υψηλής αγωγιμότητας (αλουμινίου ή χαλκού), κατά πλάτος του στοιχείου και σε γωνία 45° με αναφορά τον άξονα των x. Τώρα το επιβαλλόμενο ρεύμα I επιλέγοντας από την φύση του, την συντομότερη διαδρομή μέσα στο στοιχείο, ρέει από την μία μπάρα στην επόμενη με γωνία $\phi = -45^\circ$ σε σχέση με την διεύθυνση μαγνήτισης M_0 . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την μετακίνηση της DC χαρακτηριστικής λειτουργίας του AMR στοιχείου στο σημείο $R_0 - \Delta R/2$ - μία περιοχή που είναι και πιο γραμμική. (βλ. μη διακεκομμένη καμπύλη, Σχήμα 2.2 β) [7]

Με παρόμοιο τρόπο το AMR στοιχείο είναι δυνατόν να παραχθεί με αγωγή με μπάρες γωνίας

-45° , με αποτέλεσμα η ροή του ρεύματος μέσα σε αυτό να έχει γωνία $\phi = 45^\circ$ σε σχέση με το διάνυσμα μαγνήτισης M_0 και η DC χαρακτηριστική λειτουργίας του να καθρεφτιστεί ως προς τον κατακόρυφο άξονα. (βλ. διακεκομμένη καμπύλη, Σχήμα 2.2 β)

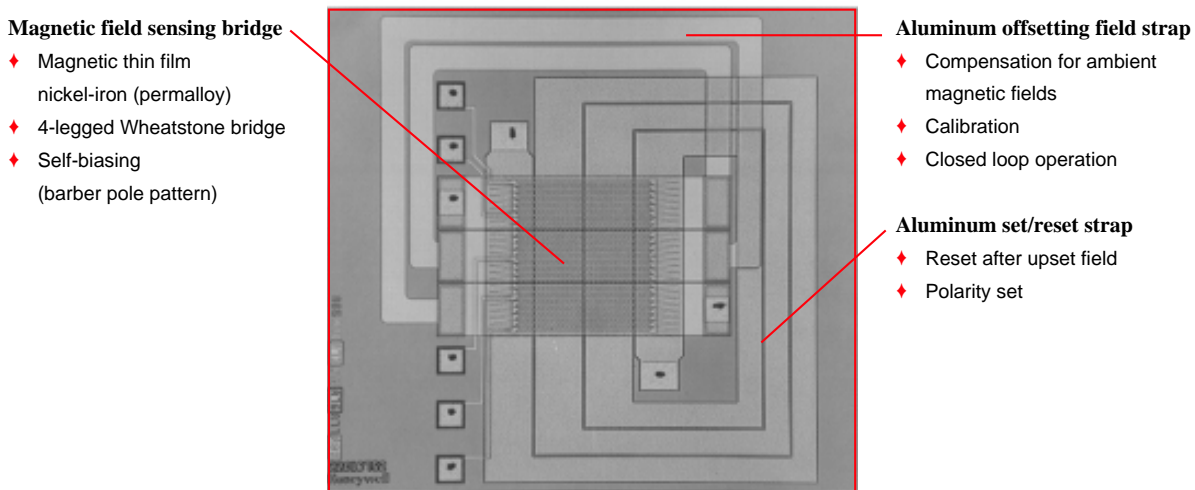


Σχήμα 2.2: (α) Βελτιωμένο αισθητήριο στοιχείο AMR με την τεχνική "Barber Pole Biasing" και (β) οι μετατοπισμένες DC χαρακτηριστικές λειτουργίες για 45° (μη διακεκομμένη καμπύλη) και -45° (διακεκομμένη καμπύλη) γωνία πόλωσης. (γ) Γέφυρα τεσσάρων βελτιωμένων στοιχείων AMR.

Τυπικά, τέσσερα από αυτά τα στοιχεία χρησιμοποιούνται σε συνδεσμολογία γέφυρας Wheatstone (βλ. Σχήμα 2.2 γ). Δύο στοιχεία με 45° γωνία και δύο με -45° γωνία αγωγίων μαρών πόλωσης, τοποθετούνται διαγώνια έτσι ώστε να μεγιστοποιηθεί η μεταβολή του φαινομένου AMR και έτσι να μειωθεί σε ένα βαθμό η υψηλή μη γραμμικότητα, καθώς και η έντονη θερμοκρασιακή εξάρτηση

(0.3 %/°C) που αυτά εμφανίζουν μεμονωμένα. Τώρα πλέον το μέτρο και η διεύθυνση/πολικότητα των εξωτερικών μαγνητικών πεδίων μπορούν εύκολα να ανιχνευθούν [7].

Παρόλα αυτά, οι αισθητήρες AMR εξακολουθούν να εμφανίζουν υψηλή μη γραμμικότητα (1 %FS έως 2 %FS), σημαντική θερμοκρασιακή εξάρτηση ($-0.10\%/^{\circ}\text{C}$) και μεγάλη τάση απόκλισης (-60 mV έως 30 mV - για τροφοδοσία γέφυρας 5 V). Επιπλέον οι μαγνητικές περιοχές των υμενίων έχουν μια τάση να χάνουν την μαγνητική τους ευθυγράμμιση M_0 , όταν αυτά βρεθούν εντός "ενοχλητικού" μαγνητικού πεδίου. Αυτό είναι ανησυχητικό διότι το φαινόμενο AMR έχει καλή συμπεριφορά, με χαμηλό θόρυβο και καλή επαναληψιμότητα, μόνο όταν όλες οι μαγνητικές περιοχές είναι ευθυγραμμισμένες σωστά και συμφωνούν με το διάνυσμα M_0 . Για να εξασφαλιστεί αυτό, η κατασκευάστρια εταιρία έχει φροντίσει να συμπεριλάβει ένα ενσωματωμένο πηνίο, που ονομάζεται *Set/Reset (S/R) Strap* και το οποίο έχει τοποθετήσει σε πολύ κοντινή απόσταση με τα αισθητήρια στοιχεία της γέφυρας και παράλληλα με το μήκος τους. Όταν από το πηνίο αυτό περάσει ένας σύντομος παλμός ρεύματος 3 A με διάρκεια $2\text{ }\mu\text{s}$ και 0.1% κύκλο λειτουργίας (Dutty Cycle), αυτό με την σειρά του θα επάγει ένα σύντομο αλλά αρκετά ισχυρό μαγνητικό πεδίο, με διεύθυνση παράλληλη στην επιθυμητή διεύθυνση μαγνήτισης M_0 των στοιχείων, με αποτέλεσμα οι μαγνητικές περιοχές τους να υποστούν επανευθυγράμμιση. Παρομοίως ένα δεύτερο ενσωματωμένο πηνίο έχει συμπεριληφθεί στον AMR αισθητήρα που ονομάζεται *Offset Strap*. Τοποθετημένο κάθετα αυτή την φορά στον εύκολο άξονα μαγνήτισης των στοιχείων έχει σκοπό την αντιστάθμιση στατικών εξωτερικών μαγνητικών πεδίων καθώς και της τάσης απόκλισης της γέφυρας. Ωστόσο, στα πλαίσια της παρούσας εργασίας, το πηνίο αντιστάθμισης θα αποτελέσει τον συνδετικό κρίκο μεταξύ του αναλογικού κυκλώματος που θα παρουσιαστεί στην συνέχεια και του ίδιου του αισθητήρα, έτσι ώστε ο αισθητήρας AMR να χρησιμοποιηθεί σε κλειστό βρόχο αρνητικής ανάδρασης.



Σχήμα 2.3: Μεγεθυσμένη φωτογραφία πραγματικού αισθητήρα AMR από την Honeywell.

Στο Σχήμα 2.3 παρατίθεται φωτογραφία ενός πραγματικού αισθητήρα AMR, στην οποία διακρίνονται: η γέφυρα Wheatstone, αποτελούμενη από 4 αισθητήρια στοιχεία AMR στο κέντρο. Το πηνίο αντιστάθμισης (*Offset Strap*) πάνω και το πηνίο ευθυγράμμισης (*S/R Strap*) κάτω.

Στον ακόλουθο πίνακα παρατίθενται οι προδιαγραφές του αισθητήρα. Πάνω σε αυτές βασίστηκε η μοντελοποίησή του, σύμφωνα με το δελτίο τεχνικών στοιχείων της κατασκευάστριας εταιρείας.

HMC1001/1002/1021/1022

HMC1001/1002 SPECIFICATIONS

Characteristics	Conditions*	Min	Typ	Max	Units
Bridge Elements					
Supply	V _{bridge} (V _b) referenced to GND	-	5.0	12	Volts
Resistance	Bridge current = 10mA per bridge	600	850	1200	ohms
Operating Temperature	Ambient	-55		150	°C
Storage Temperature	Ambient, unbiased	-55		175	°C
Field Range	Full scale (FS) – total applied field	-2		+2	gauss
Linearity Error	Best fit straight line ± 1 gauss ± 2 gauss		0.1 1.0	0.5 2.0	%FS
Hysteresis Error	3 sweeps across ±2 gauss		0.05	0.10	%FS
Repeatability Error	3 sweeps across ±2 gauss		0.05	0.10	%FS
S/R Repeatability	Output variation after alternate S/R pulses V _b = 5V, I _{SR} = 3A			100	μV
Bridge Offset	Offset = (OUT+) – (OUT-) Field = 0 gauss after Set pulse, V _b = 8V	-60	-15	+30	mV
Sensitivity	Set/Reset Current = 3A	2.5	3.2	4.0	mV/V/gauss
Noise Density	@ 1Hz, V _b =5V		29		nV/sqrt Hz
Resolution	10Hz Bandwidth, V _b =5V		27		μgauss
Bandwidth	Magnetic signal (lower limit = DC)		5		MHz
Disturbing Field	Sensitivity starts to degrade. Use S/R pulse to restore sensitivity.	5			gauss
Sensitivity Tempco	T _A = -40 to 125°C, V _b =8V T _A = -40 to 125°C, I _{bridge} =5mA	-0.32	-0.30 -0.06	-0.28	%/°C
Bridge Offset Tempco	T _A = -40 to 125°C, No Set/Reset T _A = -40 to 125°C, With Set/Reset		±0.03 ±0.001		%/°C
Bridge Ohmic Tempco	T _A = -40 to 125°C		0.25		%/°C
Cross-Axis Effect	Cross field = 1 gauss, H _{applied} = ±1 gauss With set/reset		±3 ±0.5		%FS
Max. Exposed Field	No perming effect on zero reading			10000	gauss

Set/Reset Straps

Resistance	Measured from S/R+ to S/R-		1.5	1.8	ohms
Current	0.1% duty cycle, or less, 2μsec current pulse	2.0	3.0	5	Amp
Resistance Tempco	T _A = -40 to 125°C		0.37		%/°C

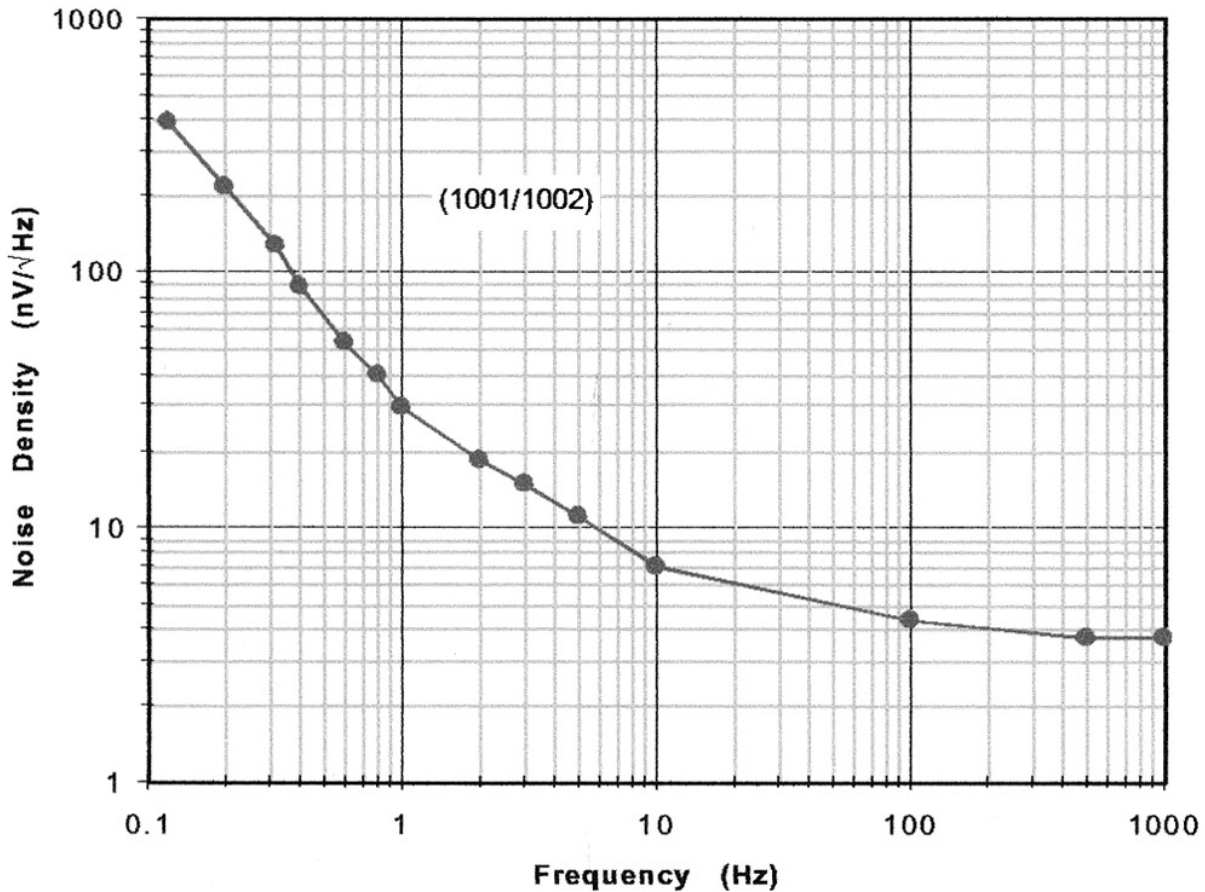
Offset Straps

Resistance	Measured from OFF+ to OFF-		2.5	3.5	ohms
Offset Constant	DC Current Field applied in sensitive direction	46	51	56	mA/gauss
Resistance Tempco	T _A = -40 to 125°C		0.39		%/°C

* Tested at 25°C except stated otherwise.

Σχήμα 2.4: Διαθέσιμο δελτίο τεχνικών στοιχείων του αισθητήρα AMR.

Τέλος παρατίθεται και η συμπεριφορά θορύβου του αισθητήρα σε χαμηλές συχνότητες [8].



Σχήμα 2.5: Φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου στην έξοδο του αισθητήρα AMR.

2.2 Μοντελοποίηση του αισθητήρα AMR

Πριν από οποιαδήποτε προσπάθεια σχεδίασης κυκλωμάτων για την προσαρμογή και καταγραφή σήματος (signal conditioning and acquisition) για αισθητήρα, είναι χρήσιμο να έχουμε ένα μοντέλο του, έστω και απλοποιημένο, στο περιβάλλον σχεδίασης/προσομοίωσης που θα χρησιμοποιήσουμε, ώστε να βασίσουμε την σχεδίασή μας πάνω σε αυτό το μοντέλο. Το σχεδιαστικό περιβάλλον που θα χρησιμοποιήσουμε είναι το Cadence Virtuoso[®] και εφόσον τα φυσικά μεγέθη των πηγών σήματος που υποστηρίζει περιορίζονται σε τάσεις και ρεύματα, θα παρουσιάσουμε δύο διαφορετικές εκδοχές κυκλωμάτων που μοντελοποιούν σε ικανοποιητικό βαθμό την βασική συμπεριφορά των αισθητήρων AMR, θεωρώντας ως εισόδους σε αυτά "μαγνητικά πεδία" υπό την μορφή τάσης και ρεύματος.

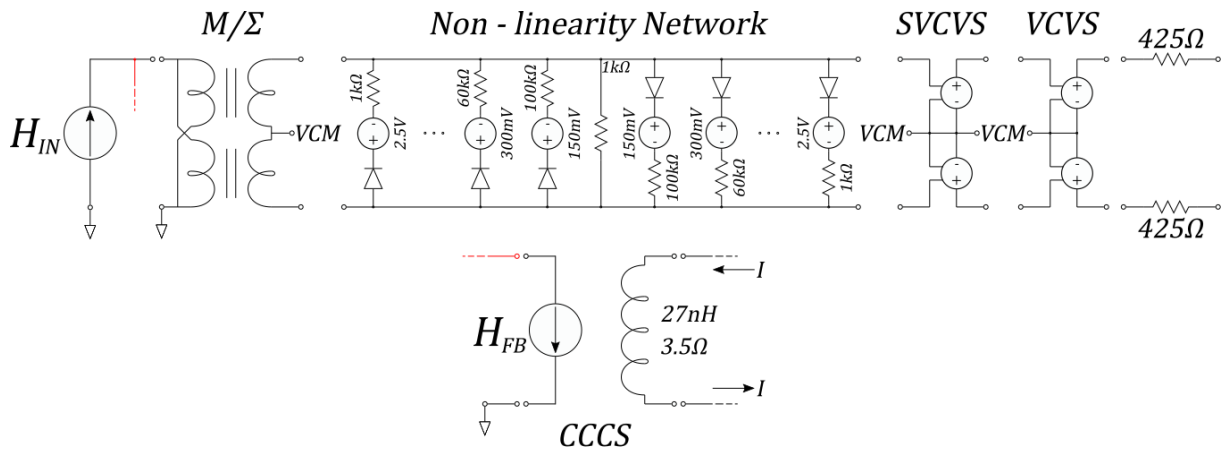
Αρχικά θα φροντίσουμε το μοντέλο μας να έχει την ίδια απόκριση συχνότητας με αυτήν του αισθητήρα. Ο συγκεκριμένος αισθητήρας που μελετάμε έχει εύρος ζώνης 5 MHz, θα θεωρήσουμε λοιπόν ότι αποτελεί ένα απλό βαθυπερατό σύστημα 1^{ης} τάξης με συνάρτηση μεταφοράς:

$$H(s) = 1/(1 + Ts) \quad (2.2)$$

Όπου $T = 1/\omega_{-3dB}$ και $\omega_{-3dB} = 2\pi f_{-3dB} = 2\pi \cdot 5 \text{ MHz} = 31.416 \text{ Mrad s}^{-1}$ Άρα έχουμε:

$$H(s) = \frac{31.416M}{31.416M + s} \cdot 16m \quad (2.3)$$

και προσθέσαμε την ευαισθησία του αισθητήρα η οποία για τάση τροφοδοσίας 5 V ανέρχεται στα 16 mV G^{-1} . Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με μια εξαρτημένη πηγή τάσης από τάση στο πεδίο των συχνοτήτων, η οποία ονομάζεται: *SVCVS*. Δηλαδή, *S - domain Voltage Controlled Voltage Source*.



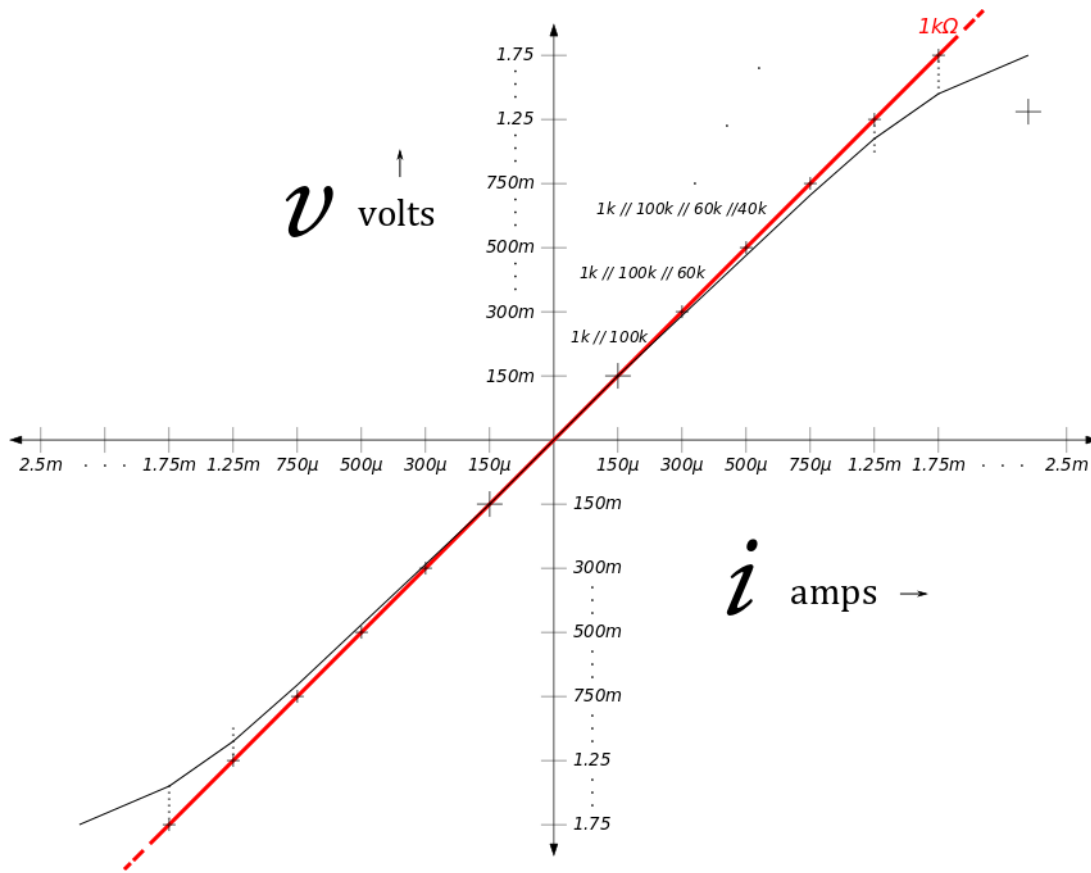
Σχήμα 2.6: Μοντελοποίηση 1^η.

Στο πλήρες μοντέλο που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.6 έχουν χρησιμοποιηθεί δύο πηγές *SVCVS*, οι οποίες είναι ορισμένες ως προς μία DC τάση κοινού σήματος (*VCM*) των 2.5 V. Με τον τρόπο αυτό διατηρείται η πλήρως διαφορική φύση του αισθητήρα, που όπως προαναφέραμε, αποτελείται από μια γέφυρα Whetastone με όμοια αισθητήρια στοιχεία και με ονομαστική τάση τροφοδοσίας 5 V. Δεξιά, ακολουθούν άλλες δύο απλές εξαρτημένες πηγές τάσης από τάση (*VCVS*), στις οποίες προστίθεται η θερμοκρασιακή εξάρτηση του αισθητήρα ($-0.10\%/^{\circ}\text{C}$), ενώ οι δύο αντιστάσεις των 425Ω , λίγο πριν την έξοδο του κυκλώματος, μοντελοποιούν την αντίσταση εξόδου κάθε κλάδου της γέφυρας μαζί με τον ευρυζωνικό θόρυβο που αυτή παράγει ($3.8 \text{ nV } \sqrt{\text{Hz}}^{-1}$).

Ως είσοδο, χρησιμοποιούμε πηγή ρεύματος, ακολουθούμενη από έναν ιδανικό μετασχηματιστή (*M/Σ*) που έχει την ιδιότητα να μετασχηματίζει ένα ηλεκτρικό σήμα με αναφορά την γη, σε ένα πλήρως ισορροπημένο διαφορικό σήμα, ορισμένο ως προς κάποια τάση κοινού σήματος (*VCM*), και φυσικά το αντίστροφο. Και εδώ η *VCM* είναι 2.5 V για τους λόγους που μόλις εξηγήσαμε.

Σε ο, τι αφορά στην αντιστοιχία των φυσικών μεγεθών, θεωρούμε ότι ρεύμα, πλάτους 1 mA, στην πραγματικότητα αντιστοιχεί σε μαγνητικό πεδίο με πυκνότητα μαγνητικής ροής (magnetic flux density) 1 G. Ο λόγος που επιλέξαμε πηγή ρεύματος είναι για να μας βοηθήσει σε συνεργασία με το δικτύωμα των αντιστάσεων, διόδων και πηγών τάσης που ακολουθεί (*Non - linearity Network*), να εισάγουμε την επιθυμητή μη - γραμμικότητα στην DC χαρακτηριστική λειτουργίας του μοντέλου.

Η αρχή λειτουργίας του είναι η εξής:

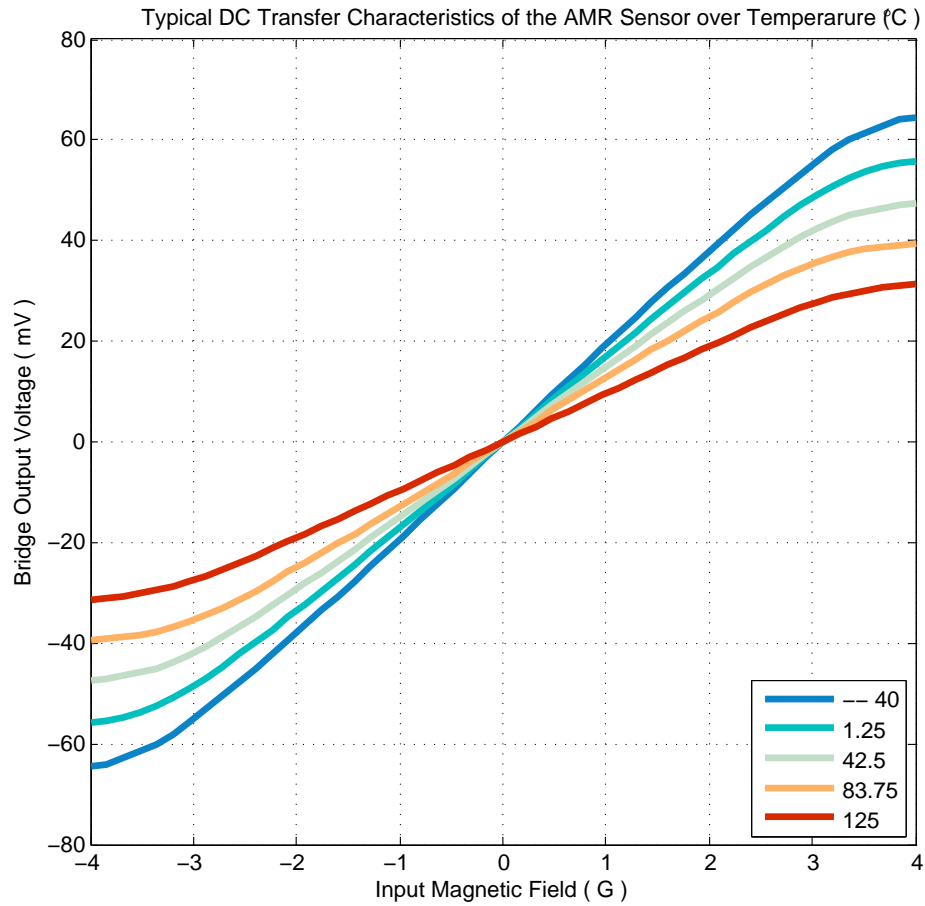


Σχήμα 2.7: Δίκτυο εισαγωγής μη - γραμμικότητας στην DC χαρακτηριστική λειτουργίας.

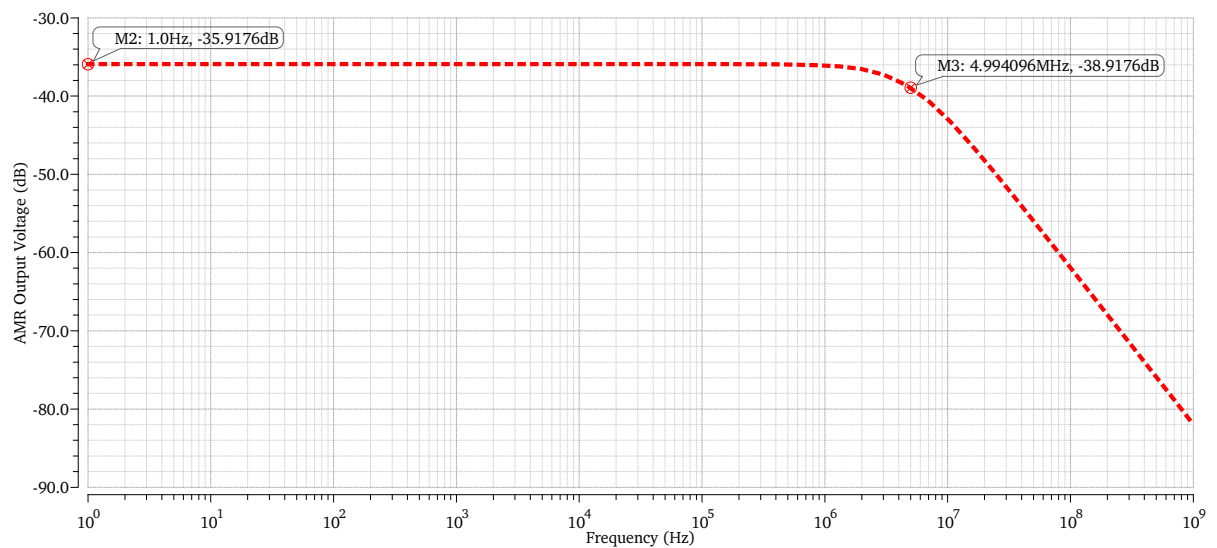
Για μικρές εντάσεις ρεύματος $< 150 \mu\text{A}$, όλο το ρεύμα εισόδου περνάει μόνο από την μεσαία αντίσταση $1 \text{ k}\Omega$, ενώ όλοι οι υπόλοιποι κλάδοι βρίσκονται σε αποκοπή λόγω των διόδων που είναι όλες ανάστροφα πολωμένες (θεωρούμε ότι οι διόδοι είναι ιδανικές). Επομένως, στην περιοχή αυτή, η κλίση της χαρακτηριστικής λειτουργίας, που φαίνεται στο Σχήμα 2.7, είναι όσο είναι και η τιμή της μεσαίας αντίστασης: $1 \text{ k}\Omega$ και εδώ η χαρακτηριστική είναι πλήρως γραμμική.

Μόλις το ρεύμα εισόδου ξεπεράσει τα $150 \mu\text{A}$ και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση $1 \text{ k}\Omega$ γίνει μεγαλύτερη των 150 mV , η διάδος του γειτονικού κλάδου θα ξεκινήσει να άγει, λαμβάνοντας ένα μικρό μέρος του ρεύματος εισόδου από την $1 \text{ k}\Omega$, με αποτέλεσμα η κλίση της χαρακτηριστικής να μειωθεί αντίστοιχα στον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων: $1 \text{ k}\Omega // 100 \text{ k}\Omega$. Όταν η πτώση τάσης ξεπεράσει την στάθμη ενεργοποίησης της διόδου του επόμενου κλάδου, 300 mV , και τεθεί και αυτός σε αγωγή, τότε η κλίση της χαρακτηριστικής θα μειωθεί περαιτέρω στον νέο παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων: $1 \text{ k}\Omega // 100 \text{ k}\Omega // 60 \text{ k}\Omega$. Και ούτω καθεξής. Επιλέγοντας λοιπόν κατάλληλες τιμές αντιστάσεων και πηγών τάσης σε κάθε κλάδο, είναι εφικτή η εισαγωγή της επιθυμητής μη γραμμικότητας. Συγκεκριμένα, στοχεύουμε σε $0.5\% \text{ FS}$ και $2\% \text{ FS}$, για είσοδο 1 G , 2 G , αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι το κύκλωμα αυτό είναι εμπνευσμένο από τις διαδικτυακές διαλέξεις του Καθηγητή K. Radhakrishna Rao, με θέμα την αναλογική επεξεργασία σήματος.

Στα σχήματα που ακολουθούν παρατίθενται προσομοιώσεις της συμπεριφοράς του μοντέλου που περιγράψαμε.



Σχήμα 2.8: DC χαρακτηριστικές λειτουργίας του μοντέλου συναρτήσει της θερμοκρασίας.

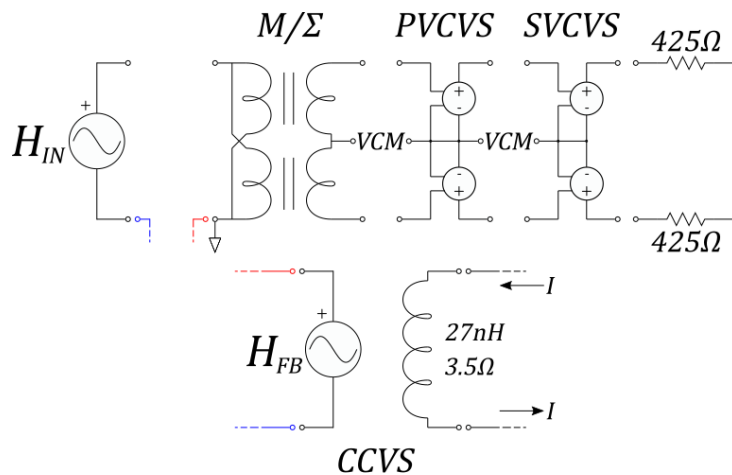


Σχήμα 2.9: Απόκριση συχνότητας μοντέλου.

Τέλος, στο Σχήμα 2.6 συμπεριλαμβάνουμε το πηνίο αντιστάθμισης στο μοντέλο του αισθητήρα με 27 nH επαγωγή και $3.5\ \Omega$ ωμική αντίσταση. Επιπλέον με μία εξαρτημένη πηγή ρεύματος από ρεύμα *CCCS*, δηλαδή *Current Controlled Current Source*, υλοποιούμε το αναμενόμενο επαγόμενο μαγνητικό πεδίο από το πηνίο, σύμφωνα με την σχέση: 50 mA G^{-1} το οποίο και εδώ μοντελοποιείται ως ρεύμα, έτσι ώστε να μπορεί πολύ εύκολα να αφαιρεθεί από το Μαγνητικό πεδίο εισόδου H_{IN} - όπως υποδεικνύουν οι κόκκινες διακεκομμένες γραμμές στο Σχήμα 2.6. Όπως πριν, και εδώ θεωρούμε ότι $1\text{ G} = 1\text{ mA}$.

Η παραπάνω μοντελοποίηση της μη γραμμικότητας του αισθητήρα (Σχήμα 2.6 και Σχήμα 2.7) είναι γεγονός ότι αυξάνει την περιπλοκότητα του κυκλώματος. Ευτυχώς, στο σχεδιαστικό περιβάλλον που χρησιμοποιούμε, υπάρχει η δυνατότητα να προσθέσουμε την ίδια μη γραμμική συμπεριφορά με έναν απλούστερο τρόπο. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση πολυωνυμικής εξαρτημένης πηγής τάσης από τάση: *PVCVS*. Δηλαδή, *Polynomial Voltage Controlled Voltage Source*. Η απλούστευση του μοντέλου με αυτήν την μέθοδο φαίνεται στο κατωτέρω Σχήμα 2.10.

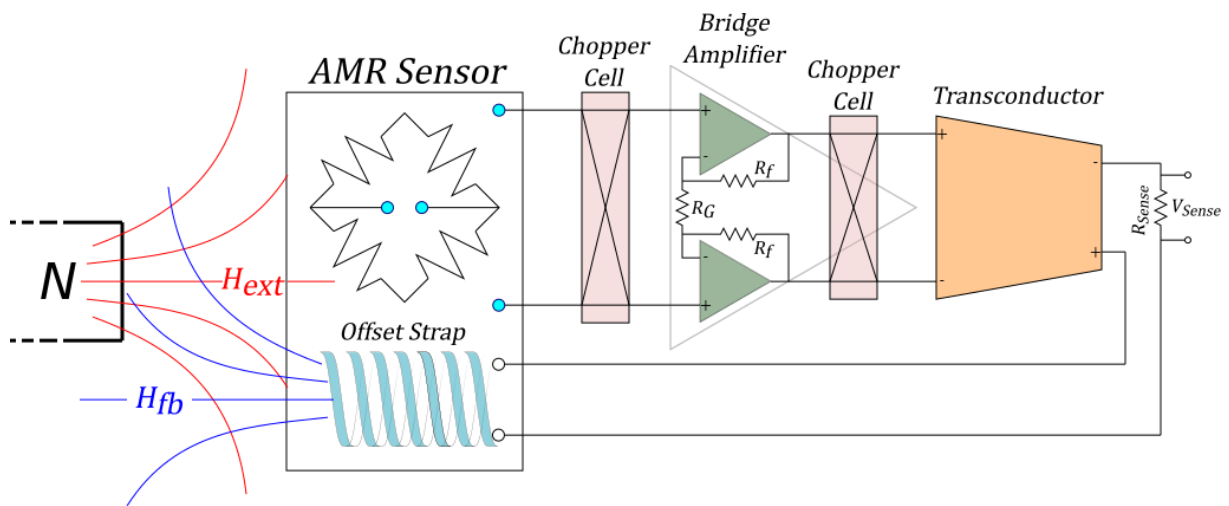
Ως πηγή εισόδου σε αυτήν την περίπτωση θα χρησιμοποιηθεί πηγή τάσης, θεωρώντας ότι $1\text{ V} = 1\text{ G}$. Ομοίως, το δικτύωμα του πηνίου αντιστάθμισης υλοποιείται με εξαρτημένη πηγή τάσης από ρεύμα: *CCVS*, δηλαδή *Current Controlled Voltage Source*, δείχνοντας έτσι έναν εναλλακτικό τρόπο πιθανής μοντελοποίησης του ίδιου αισθητήρα, ο οποίος είναι αισθητά πιο απλός, και του οποίου η συμπεριφορά φυσικά ταυτίζεται με αυτήν του μοντέλου του Σχήματος 2.6. Με άλλα λόγια τα αποτελέσματα προσομοίωσης (Σχήματα 2.8, 2.9) είναι κοινά και για τα δύο μοντέλα.



Σχήμα 2.10: Μοντελοποίηση 2^η.

3

Αρχιτεκτονική Κλειστού Βρόχου



Σχήμα 3.1: Μπλοκ διάγραμμα της αρχιτεκτονικής κλειστού βρόχου

Η πλήρης αρχιτεκτονική κλειστού βρόχου, συμπεριλαμβανομένου του αισθητήρα AMR, απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1. Αποτελείται από έναν ενισχυτή γέφυρας (ΕΓ), στον οποίον εφαρμόζεται η τεχνική *chopping*. Ο ΕΓ ακολουθείται από έναν απλό διαγωγό (*transconductor*), η έξοδος του οποίου συνδέεται απευθείας πίσω στον αισθητήρα μέσω του πηνίου αντιστάθμισης και σε σειρά με μια αντίσταση R_{Sense} . Η αρχή λειτουργίας του είναι η εξής: Όταν ένα εξωτερικό μαγνητικό πεδίο H_{ext} εφαρμοστεί στον αισθητήρα AMR, η έξοδος της γέφυρας στιγμιαία τίθεται εκτός ισορροπίας. Αμέσως ο βρόχος αρνητικής ανάδρασης ενεργοποιείται, ανιχνεύει αυτή την τάση, την ενισχύει ανάλογα μέσω του ΕΓ και στην συνέχεια, με τον διαγωγό, την μετατρέπει σε ρεύμα, για να οδηγήσει το πηνίο αντιστάθμισης, και αυτό με την σειρά του να επάγει ένα αντίθετο μαγνητικό πεδίο H_{fb} σε αυτό που μετράται. Τα δύο μαγνητικά πεδία αλληλοεξουδετερώνονται ($H_{ext} - H_{fb} \approx 0$) και η τάση εξόδου της γέφυρας οδηγείται πολύ κοντά στο μηδέν. Το παραγόμενο ρεύμα που απαιτείται για την ακύρωση του εφαρμοσμένου μαγνητικού πεδίου, μετράται ως πτώση τάσης V_{Sense} πάνω στα άκρα της αντίστασης R_{Sense} , η τιμή της οποίας είναι γνωστή. Η μέτρηση αυτή είναι σε ευθεία αναλογία με το εφαρμοσμένο εξωτερικό μαγνητικό πεδίο.

Στο κεφάλαιο αυτό, κάθε μέρος της παραπάνω διάταξης θα αναλυθεί ξεχωριστά και επιπλέον θα παρουσιασθούν τα αποτελέσματα προσομοίωσης της βασικής τους λειτουργίας.

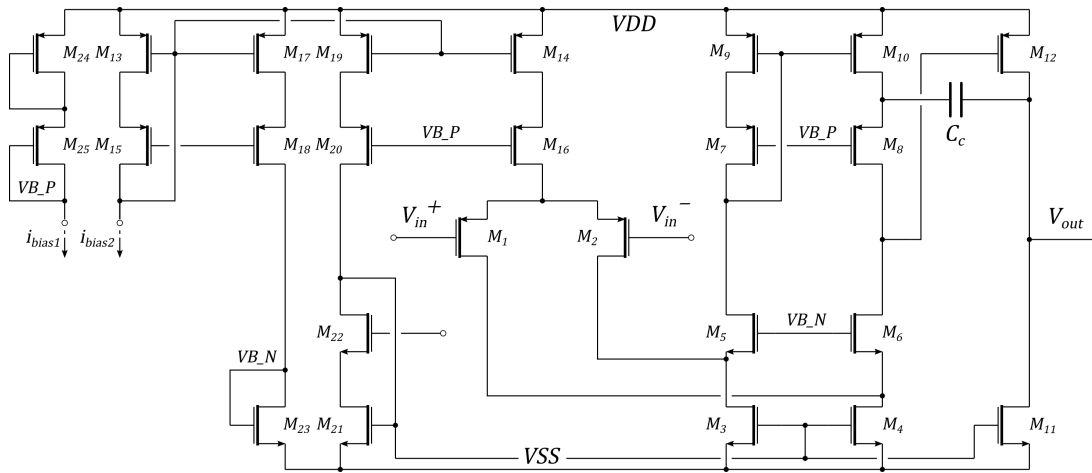
3.1 Ενισχυτής Γέφυρας

Η ενισχυτική διάταξη που έχει επιλεγεί ως ΕΓ, είναι ίδια με αυτήν του πρώτου σταδίου ενός τυπικού ενισχυτή οργάνων μέτρησης (Instrumentation Amplifier) [9]. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.10, αυτή αποτελείται από δύο πανομοιότυπους τελεστικούς ενισχυτές (ΤΕ) μονής εξόδου, οι οποίοι συνδέονται μεταξύ τους από τρεις αντιστάσεις, εκ των οποίων οι δύο R_f είναι ίδιες, ενώ η τρίτη, R_G , ορίζει το κέρδος της βαθμίδα σύμφωνα με την σχέση:

$$A_v = 1 + 2R_f/R_G \quad (3.1)$$

Το αποτέλεσμα είναι ένας πλήρως διαφορικός, μη-αναστρέφων ΕΓ, ο οποίος αν και καταναλώνει λίγο παραπάνω ισχύ σε σχέση με έναν κλασσικό πλήρως διαφορικό ΤΕ, έχει το βασικό πλεονέκτημα ότι εμφανίζει πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, ενώ ταυτόχρονα επιτρέπει την χρήση μικρών αντιστάσεων ανάδρασης, για την διατήρηση όσο το δυνατόν πιο χαμηλών επιπέδων θορύβου. Εδώ, οι τιμές αντιστάσεων των $R_f = 50 \text{ k}\Omega$ και $R_G = 1 \text{ k}\Omega$ παράγουν σταθερό κέρδος 100 (40 dB), σε εύρος ζώνης περίπου 600 kHz και με ισοδύναμο ευρυζωνικό θόρυβο εισόδου $10 \text{ nV } \sqrt{\text{Hz}}^{-1}$.

Σε ό,τι αφορά στην εσωτερική δομή κάθε ΤΕ, αυτή βασίζεται σε έναν ενισχυτή δύο σταδίων, η οποία παρατίθεται στο Σχήμα 3.2



Σχήμα 3.2: Σχηματικό διάγραμμα τελεστικών ενισχυτών

Το πρώτο στάδιο είναι ένας αναδιπλωμένος κασκοδικός ενισχυτής με διαφορική είσοδο και μονή έξοδο, αποτελούμενος από PMOS τρανζίστορ εισόδου ($M_{1,2}$) και NMOS τρανζίστορ κοινής πύλης ($M_{5,6}$), ενώ ως στάδιο εξόδου έχει επιλεγεί ένας απλός ενισχυτής κοινού εκπομπού (M_{12}). Τα τρανζίστορς M_7 έως M_{10} σχηματίζουν έναν κασκοδικό καθρέφτη ρεύματος βελτιωμένου εύρους λειτουργίας (wide swing), ο οποίος έχει διπλό ρόλο. Καθορίζει αρχικά το DC σημείο λειτουργίας του πρώτου σταδίου, ενώ ταυτοχρόνως δρα για αυτό ως ενεργό φορτίο (active load) [10]. Αυτό

σημαίνει ότι παρουσία μικρού σήματος εισόδου, καθρεφτίζει τα αντίστοιχα ρεύματα μικρού σήματος και τα αθροίζει σε έναν κοινό κόμβο εξόδου, στις υποδοχές των $M_{6,8}$. Με αυτόν τον τρόπο γίνεται και η μετατροπή από διαφορική είσοδο σε μονή έξοδο. Τα υπόλοιπα τρανζίστορς που σχηματίζουν τον ίδιο τύπο κασκοδικού καθρέφτη ρεύματος, παρέχουν τα απαιτούμενα ρεύματα πόλωσης.

Τέλος, συνδέοντας έναν πυκνωτή C_c , με χωρητικότητα 2pF ανάμεσα στην έξοδο του TE και στην υποδοχή του M_{10} , πραγματοποιείται πλάγια αντιστάθμιση. Η συγκεκριμένη τεχνική αντιστάθμισης (indirect current feedback compensation), έχει προταθεί από τον Jacob Baker και προτιμάται έναντι της κλασσικής μεθοδολογίας αντιστάθμισης τύπου Miller διότι καταλαμβάνει μικρότερη επιφάνεια ψηφίδας καθώς δεν απαιτεί την χρήση αντίστασης, ενώ ταυτόχρονα παρέχει άριστα περιθώρια ευστάθειας, καθώς και καλύτερη απόρριψη θορύβου τροφοδοσίας (PSRR) [11].

Ακολουθεί πίνακας που καταγράφει τα στοιχεία τροφοδοσίας, πόλωσης, καθώς και τα μεγέθη όλων των ηλεκτρονικών στοιχείων που απαρτίζουν τον TE:

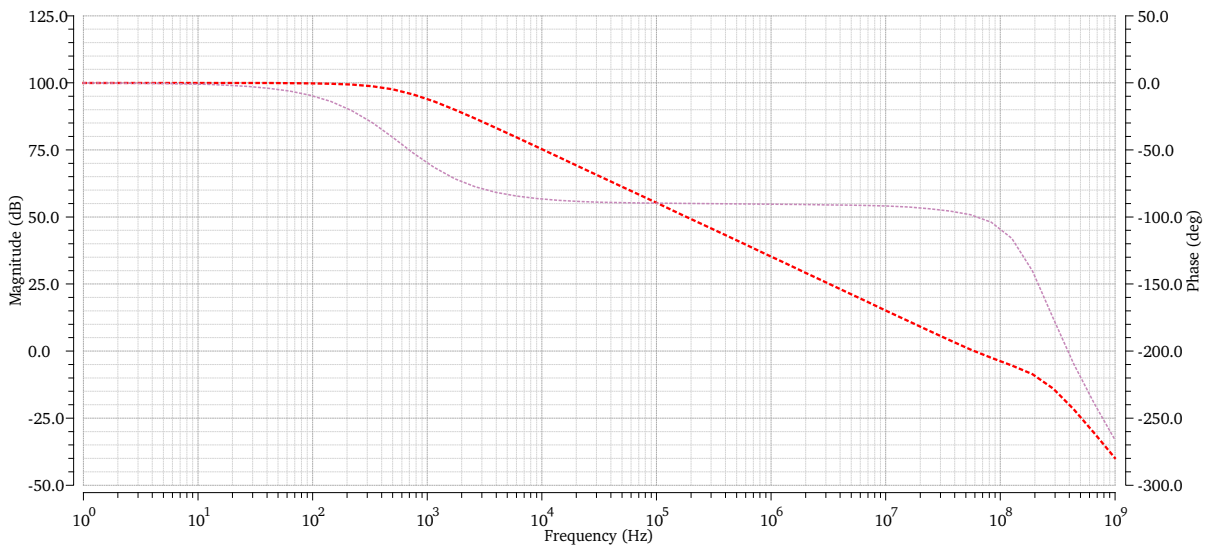
Τελεστικός Ενισχυτής

Τροφοδοσία	(V)	Τρανζίστορ	W (μm)
Μονή	5	M_{12}	790
Ρεύμα Πόλωσης	(μA)	$M_{13,19}$	4
$I_{bias1,2}$	10	$M_{14,16}$	70
Τρανζίστορ	W (μm)	$M_{15,20}$	14
$M_{1,2}$	400	M_{17}	12
$M_{3,4}$	36	M_{18}	42
M_{5-8}	170	M_{21}	2
$M_{9,10}$	70	$M_{22,23}$	7
M_{11}	177	$M_{24,25}$	34
Πυκνωτής	(pF)	Για κάθε	L (μm)
C_c	2	Τρανζίστορ	1.2

Πίνακας 3.1: Στοιχεία τροφοδοσίας, πόλωσης και μεγεθών των στοιχείων του τελεστικού ενισχυτή

Η υλοποίηση του TE, καθώς και των υπολοίπων βαθμίδων του βρόχου έχει γίνει σε μία ειδική εκδοχή της τεχνολογίας 180nm της TSMC, η οποία έχει ανεβασμένη τάση τροφοδοσίας στα 5 V, έναντι της ονομαστικής της τιμής που είναι 1.8 V. Η επιλογή αυτή έγινε με γνώμονα την ονομαστική τάση τροφοδοσίας του αισθητήρα AMR, η οποία και αυτή ανέρχεται στα 5 V. Έτσι τα δύο κυκλώματα, εκτός του ότι θα μπορούν να τροφοδοτηθούν από μία κοινή πηγή/αναφορά - γεγονός που απλοποιεί την σχεδίαση αυτού του κυκλώματος, αυτομάτως θα εμφανίζουν από κοινού καλύτερη απόρριψη θορύβου τροφοδοσίας· κάτι που φυσικά είναι επιθυμητό (ratiometric excitation). Στην συνέχεια ακολουθούν διαγράμματα προσομοίωσης της βασικής συμπεριφοράς του TE:

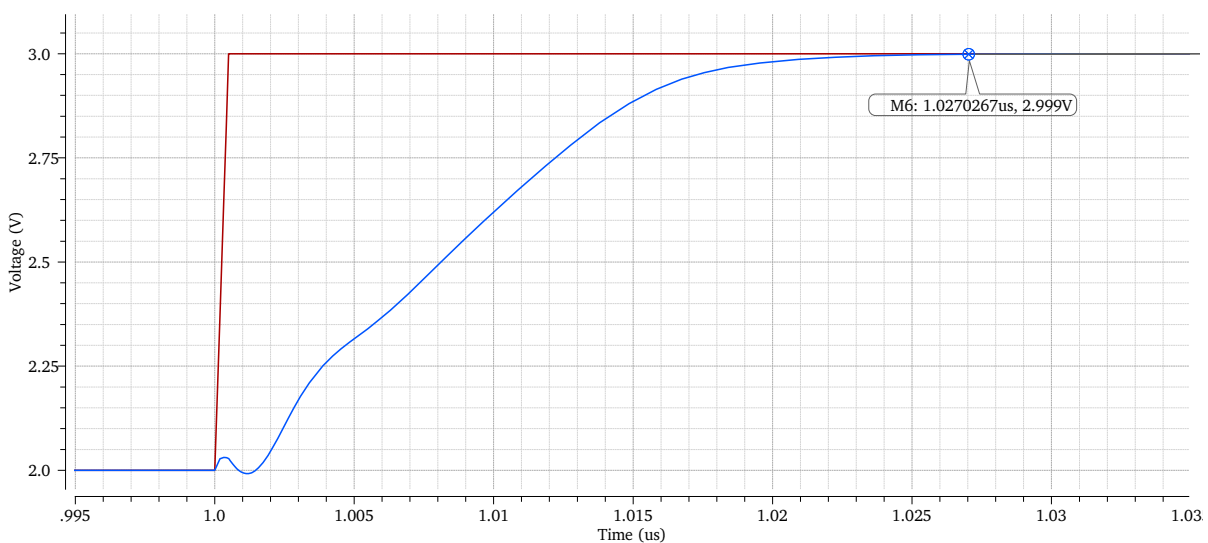
Με ανάλυση μικρού σήματος (ac), εξάγουμε το διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης:



Σχήμα 3.3: Απόκριση συχνότητας του τελεστικού ενισχυτή

Το Κέρδος χαμηλών συχνοτήτων (DC small signal gain) είναι 100 dB, ενώ η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (unity gain bandwidth) είναι 60 MHz. Σε ο,τι αφορά στην ευστάθεια του κυκλώματος, σημειώνονται: 75.94° περιθώριο φάσης και 12.45 dB περιθώριο κέρδους.

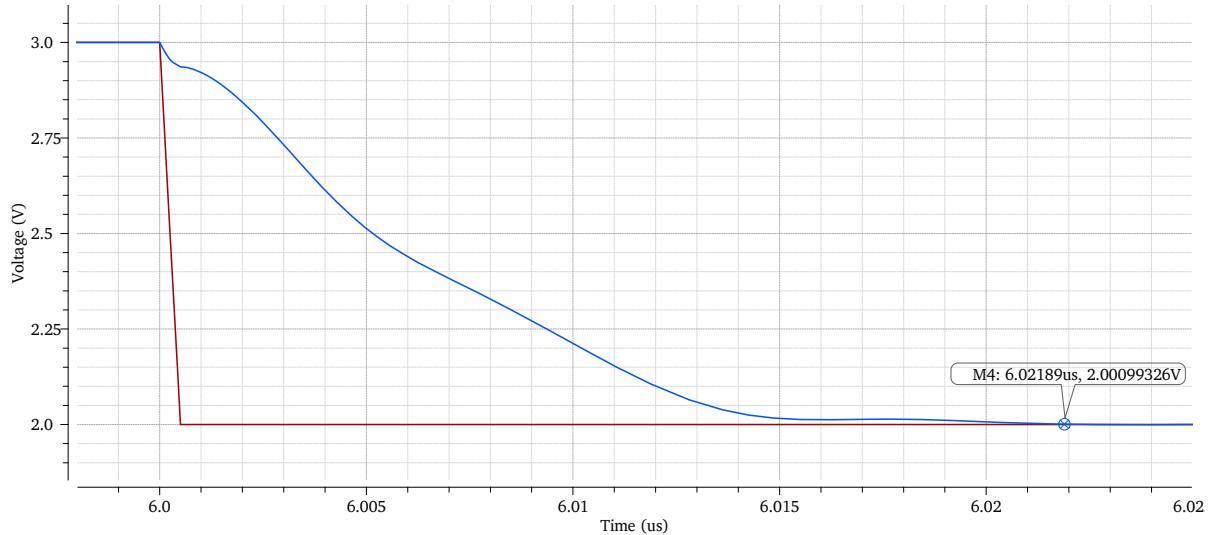
Στην συνέχεια ακολουθεί προσομοίωση μεγάλου σήματος ή αλλιώς, της βηματικής απόκρισης του TE, κάτω απο συνθήκες μοναδιαίας ανάδρασης, με βηματική είσοδο πλάτους 1 V και ως φορτίο, τον παράλληλο συνδυασμό 1 pF και 20 kΩ συνδεδεμένο ανάμεσα στην έξοδο του TE και μιας τάσης κοινού σήματος των 2.5 V:



Σχήμα 3.4: Βηματική απόκριση ανοδικού παλμού διέγερσης

Ο χρόνος αποκατάστασης ανόδου (rising settling time) με ακρίβεια 0.1% είναι 27 ns.

Ο χρόνος αποκατάστασης καθόδου (falling settling time) με ακρίβεια 0.1 % είναι 22 ns.



Σχήμα 3.5: Βηματική απόκριση καθοδικού παλμού διέγερσης

Παρατηρούμε ότι ο απαιτούμενος χρόνος αποκατάστασης του TE, είτε στην περίπτωση ανοδικού παλμού διέγερσης, είτε σε αυτήν καθοδικού, είναι πάντα μικρότερος των 30 ns. Επιπρόσθετα, η απόκριση δεν εμφανίζει κάποια ανεπιθύμητη υπερύψωση (overshoot), βύθιση (undershoot) ή ταλάντωση (ringing). Ο συνδυασμός των αποτελεσμάτων αυτών, δηλαδή της ταχύτητας καθώς και της ευστάθειας, είναι ιδιαίτερα ικανοποιητικός και θα μας βοηθήσει να εφαρμόσουμε με επιτυχία, όπως θα δούμε παρακάτω, την τεχνική σταθεροποίησης *chopping*.

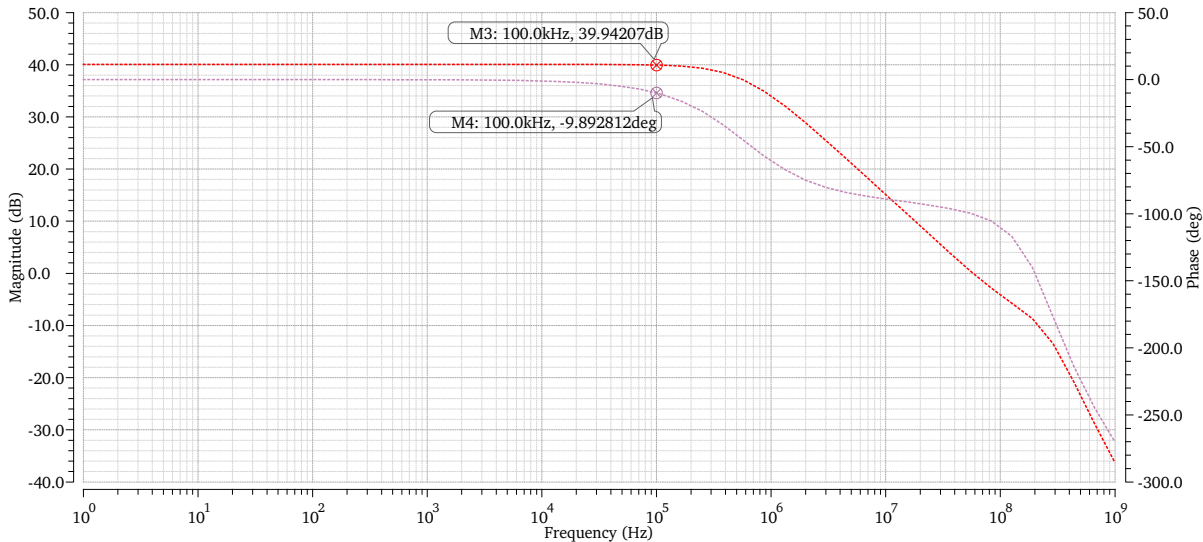
Συνοψίζουμε τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τον TE σε έναν πίνακα, όπου συμπεριλαμβάνεται η κατανάλωση ρεύματος η οποία ανέρχεται στα 2.312 mA καθώς και ο ισοδύναμος ευρυζωνικός θόρυβος ορισμένος στην είσοδο (Input referred broadband noise).

Τελεστικός Ενισχυτής

Παράμετρος	Τιμή
Power Supply Voltage	+5V (single)
Small-Signal DC Gain	100 dB
Unity-Gain Frequency	60 MHz
Phase Margin	75.94°
Gain Margin	12.45 dB
Settling Time(0.1 % Error)	27 ns rise, 22 ns fall
Current Consumption	2.312 mA
Input Referred Noise (Broadband)	7 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

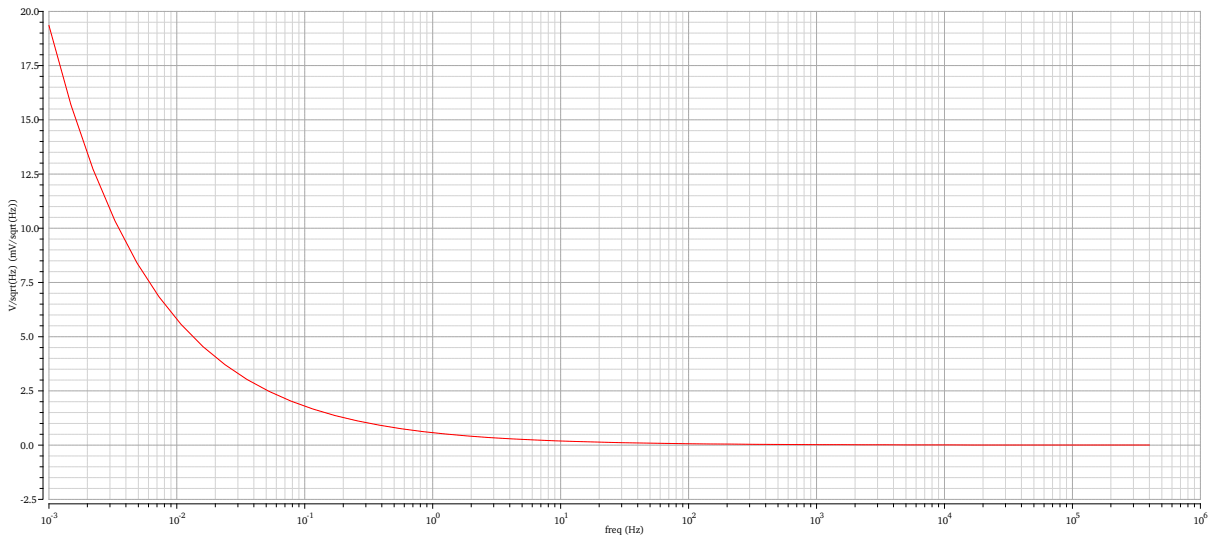
Πίνακας 3.2: Σύνοψη της προσομοίωσης των προδιαγραφών του τελεστικού ενισχυτή

Συνδέοντας στην συνέχεια δύο ΤΕ με τρεις αντιστάσεις, όπως προαναφέραμε στην αρχή αυτής της ενότητας, προχωράμε στην σύνθεση και προσομοίωση του ΕΓ. Για $R_f = 50 \text{ k}\Omega$ και $R_G = 1 \text{ k}\Omega$ αναμένουμε κέρδος τάσης κοντά στα 100 V/V ή 40 dB και εύρος ζώνης λίγο πάνω από 550 kHz .



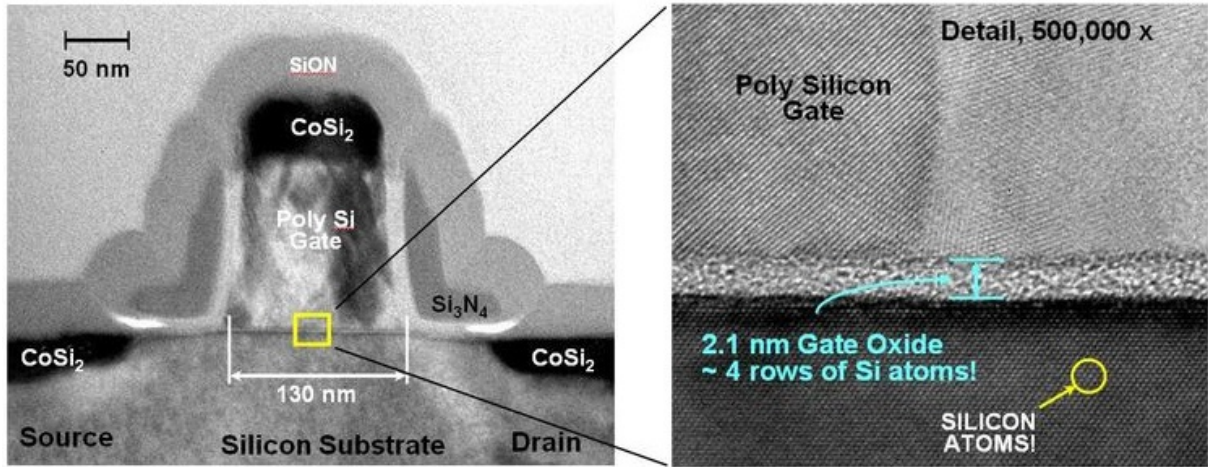
Σχήμα 3.6: Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης του ενισχυτή γέφυρας

Το κέρδος και το εύρος ζώνης επαληθεύονται. Ακολουθεί το διάγραμμα της φασματικής πυκνότητας ισχύος (PSD) του θορύβου στην έξοδο του ΕΓ:



Σχήμα 3.7: PSD θορύβου στην έξοδο του Ενισχυτή Γέφυρας

Ένα από τα αδύνατα σημεία των κυκλωματικών στοιχείων MOS, όπως κανείς μπορεί να παρατηρήσει στο Σχήμα 3.7 είναι ο ιδιαίτερα υψηλός θόρυβος που αυτά εμφανίζουν σε χαμηλές συχνότητες. Ο θόρυβος αυτός είναι γνωστός ως θόρυβος αναλαμπής (flicker noise) ή θόρυβος $1/f$ και οφείλεται κυρίως σε χρυσταλλικές ατέλειες που υπάρχουν στην διεπαφή/σύνορο μεταξύ του πυριτίου (Si) και του οξειδίου του πυριτίου (SiO_2) στο κανάλι των τρανζίστορς (βλ. Σχήμα 3.8) [12].



Σχήμα 3.8: Ηλεκτρονική μικρογραφία τρανζίστορ MOS και μεγεθυμένη λεπτομέρεια του καναλιού

Οι κρυσταλλικές αυτές ατέλειες δημιουργούν επιπλέον ενεργειακές καταστάσεις που "εγκλωβίζουν" και "ελευθερώνουν" τα ηλεκτρόνια του καναλιού κατά έναν τυχαίο τρόπο και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την γένεση θορύβου. Επειδή η διαδικασία αυτή είναι σχετικά αργή, το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας του θορύβου συγκεντρώνεται σε χαμηλές συχνότητες [12], όπως διαπιστώνεται και στο Σχήμα 3.7.

Συνήθως, ο θόρυβος αναλαμπής μοντελοποιείται είτε ως πηγή θορύβου ρεύματος συνδεδεμένη κατά μήκος του καναλιού, είτε ως πηγή θορύβου τάσης συνδεδεμένη στην πύλη ενός τρανζίστορ. Οι δύο πηγές είναι ισοδύναμες και η σχέση που τις συνδέει είναι: $\overline{i_{nf}^2} = g_m^2 \overline{v_{nf}^2}$, η οποία εκφράζει την μέση τετραγωνική τιμή τους. Για ένα τρανζίστορ που είναι πολωμένο στην ενεργό περιοχή λειτουργίας, η PSD θορύβου τάσης του δίνεται προσεγγιστικά από την ακόλουθη έκφραση [13]:

$$S_{V_f} = \frac{q^2}{C_{ox}^2} \frac{N_{ot}}{WL} \frac{1}{f} \quad (3.2)$$

$$N_{ot} = \frac{k T N_t(E)}{\gamma} \quad (3.3)$$

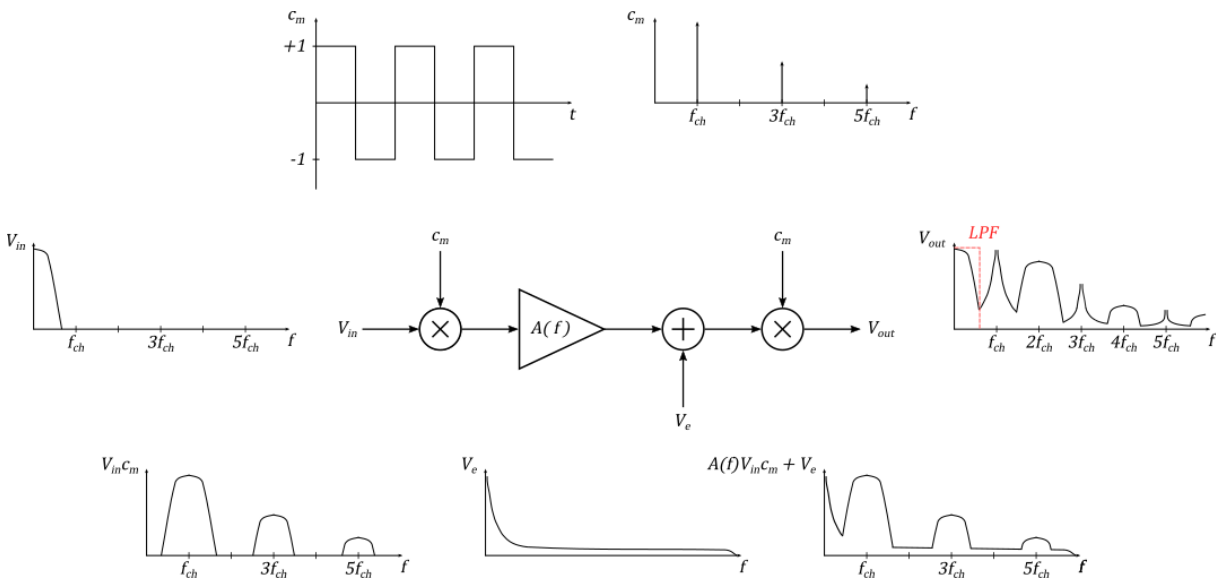
Όπου N_{ot} είναι η πυκνότητα των κρυσταλλικών ατελειών στην περιοχή της διεπαφής και εξαρτάται από την θερμοκρασία T και την ποσότητα $N_t(E)$, που είναι η αντίστοιχη πυκνότητα των ενεργειακών "παγίδων" ανά μονάδα όγκου και ενέργειας ($cm^{-3}eV^{-1}$). Οι σταθερές: k , είναι η σταθερά του Boltzmann και γ , η σταθερά "διοχέτευσης" του McWorther. Επομένως η PSD του θορύβου αναλαμπής S_{V_f} αυξάνεται με την θερμοκρασία και τις κρυσταλλικές ατέλειες που συνοδεύουν την εκάστοτε τεχνολογία υλοποίησης ενώ μειώνεται με την χωρητικότητα του οξειδίου πύλης ανά μονάδα επιφάνειας C_{ox} καθώς και με το εμβαδό καναλιού $W \times L$.

Φυσικά υπάρχουν και άλλα είδη ανεπιθύμητων εγγενών φαινομένων που προσθέτουν μη-ιδανικότητες στην συμπεριφορά των στοιχείων MOS και περιορίζουν την ευαισθησία τους, όπως είναι ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) και ο θόρυβος βολής (shot noise), τα οποία πρέπει να λαμβάνονται υπόψη κατά την μελέτη και σχεδίαση κυκλωμάτων. Στην περίπτωση ωστόσο του ΕΓ, ο ρόλος του οποίου

είναι να ανιχνεύει και να ενισχύει ασθενή σήματα, με συχνότητες από dc έως μερικές δεκάδες kHz (παράδειγμα τέτοιων σημάτων είναι τα γεωμαγνητικά σήματα και ο γεωμαγνητικός θόρυβος που μετρώνται είτε στην επιφάνεια της Γης από γεωφυσικούς μελετητές, τοπογράφους και αρχαιολόγους, είτε από δορυφόρους που βρίσκονται σε ύψος πολλών χιλιομέτρων, σε τροχιά γύρω από αυτήν), ο θόρυβος που αποτελεί τον κυρίαρχο περιοριστικό παράγοντα για την αποτελεσματική του λειτουργία είναι ο θόρυβος $1/f$. Ιδανικά, ο θόρυβος αυτός θα θέλαμε να εξαλειφθεί, αυτό όμως είναι φύσει αδύνατον να γίνει. Μια άλλη ιδέα είναι να οδηγήσουμε την λειτουργία του ΕΓ σε υψηλότερες συχνότητες, όπου εκεί τα επίπεδα θορύβου είναι πιο χαμηλά. Όπως θα δούμε στη συνέχεια, αυτή η επιλογή είναι εφικτή με την τεχνική *chopping* [14].

3.2 Τεχνική Chopping

Η τεχνική σταθεροποίησης chopper (chopper stabilization - CHS) ή απλά *chopping* είναι μια τεχνική διαμόρφωσης συνεχούς χρόνου, η οποία έχει εφαρμοστεί με επιτυχία σε πολλά είδη ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όπως είναι οι αναλογικοί πολλαπλασιαστές, οι αναφορές τάσης/ρεύματος, οι μετατροπείς από αναλογικό σε ψηφιακό, με την σημαντικότερη και πιο συχνή εφαρμογή της να συναντάται σε ΤΕ [15].



Σχήμα 3.9: Αρχή λειτουργίας της τεχνικής σταθεροποίησης Chopping

Η βασική ιδέα είναι να μεταφέρουμε το σήμα εισόδου με διαμόρφωση πλάτους σε υψηλότερη συχνότητα και να επεξεργαστεί εκεί, όπου τα επίπεδα θορύβου είναι χαμηλά. Αφού ενισχυθεί, το επαναφέρουμε στην αρχική του φασματική θέση (baseband) με νέα διαμόρφωση στην έξοδο. Ο θόρυβος $1/f$ όμως, επειδή υφίσταται μία μόνο φορά διαμόρφωση (από τον δεύτερο διαμορφωτή στην έξοδο), μεταφέρεται στην υψηλή συχνότητα και παραμένει εκεί [14]. Η διαδικασία αυτή απεικονίζεται αναλυτικά στο Σχήμα 3.9, όπου V_{in} είναι η είσοδος, V_{out} η έξοδος και $A(f)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή μας.

Το φέρον σήμα c_m είναι τετραγωνική παλμοσειρά με πλάτος ± 1 , dutty cycle 50% και συχνότητα f_{ch} , η οποία καλείται συχνότητα *chopping*. Θεωρώντας ότι το σήμα $c_m(t)$ είναι συμμετρικό ως προς την αρχή των αξόνων ($t = 0$), τότε το ανάπτυγμα του σε τριγωνομετρική σειρά *Fourier* δίνεται:

$$c_m(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi n/2)}{\pi n/2} \cos(2\pi f_{ch}kt) \quad (3.4)$$

Οι άρτιοι ($n = 2k$) συντελεστές της μηδενίζονται, συνεπώς το φάσμα του c_m αποτελείται από κρουστικές (*delta functions*) στις περιττές αρμονικές της f_{ch} , ενώ η dc συνιστώσα του (ιδανικά) είναι μηδενική. Αυτή η μορφή του c_m κάνει την υλοποίησή του σε CMOS ICs εύκολη, μέσω της χρήσης διακοπών MOS, όπως θα εξηγηθεί πιο κάτω.

Σε ό,τι αφορά στην επιλογή της συχνότητας f_{ch} , καλό είναι να ισούται τουλάχιστον με το διπλάσιο της υψηλότερης φασματικής συνιστώσας του σήματος εισόδου, V_{in} [14]. Η επιλογή αυτή που ουσιαστικά ταυτίζεται με το κριτήριο του Nyquist για την αποτελεσματική ανακατασκευή πληροφορίας που δειγματοληπτείται, στην περίπτωση της CHS εγγυάται ασφαλή φασματικά περιθώρια για την αποφυγή πιθανών προβλημάτων αναδίπλωσης φάσματος (*aliasing*). Από εκεί και πέρα εάν στην περιοχή αυτή ο θόρυβος $1/f$ εξακολουθεί να μην είναι αμελητέος η f_{ch} πρέπει να αυξηθεί περαιτέρω, έως και τη συχνότητα όπου ο $1/f$ θόρυβος ισοσταθμίζεται με τον λευκό θόρυβο του ενισχυτή. Αυτή η συχνότητα ονομάζεται *corner frequency* (f_{cr}). Υπό αυτές τις συνθήκες, αντίγραφα του φάσματος V_{in} εμφανίζονται στις θέσεις των κρουστικών του φέροντος, δίνοντας το διαμορφωμένο σήμα $V_{in}c_m$, που οδηγείται στον ενισχυτή και ενισχύεται επί $A(f)$. Αφού πια ενισχυθεί, αθροίζεται στην έξοδο με τις μη-ιδανικότητες του ενισχυτή, V_e , και πολλαπλασιάζεται εκ νέου με το φέρον c_m με αποτέλεσμα η χρήσιμη πληροφορία να επανέλθει στο baseband, ενώ ο ανεπιθύμητος θόρυβος $1/f$ καθώς και η τάση εκτοπισμού V_{OS} να μεταφερθούν στις υψηλότερες συχνότητες (περιττές αρμονικές της f_{ch}), αφήνοντας την έξοδο του ενισχυτή χωρίς offset και χαμηλόσυχο θόρυβο $1/f$.

Ας σημειωθεί ότι η φασματική μετατόπιση αυτών των ποσοτήτων δεν συνεπάγεται απαραίτητα και την εξάλειψή τους. Στο πεδίο του χρόνου, οι μετατοπισμένες μη-ιδανικότητες V_e είναι πολύ πιθανόν να εμφανιστούν ξανά, αυτή τη φορά όμως ως κυμάτωση (*ripple*) που συνοδεύει το ενισχυμένο σήμα πληροφορίας. Ανάλογα με την εφαρμογή, η κυμάτωση αυτή μπορεί να μην είναι ανεκτή και σε αυτές τις περιπτώσεις η ελαχιστοποίηση της γίνεται αναγκαία. Μία λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η προσθήκη ενός βαθυπερατού φίλτρου (*low pass filter - LPF*) στην έξοδο του CHS ενισχυτή, ώστε να απορρίψουμε τα υπολειπόμενα παράγωγα που προκύπτουν από την δεύτερη διαμόρφωση [16].

Δύο ακόμη σημεία που χρήζουν προσοχής στα οποία δεν αναφερθήκαμε στην παραπάνω περιγραφή, είναι ότι κάθε πραγματικός ενισχυτής, πρώτων, εισάγει μία χρονική καθυστέρηση από την είσοδό του έως την έξοδο και δεύτερον, εμφανίζει πεπερασμένο εύρος ζώνης. Για την αντιμετώπιση της πρώτης μη-ιδανικότητας, θα πρέπει τα δύο φέροντα να μην είναι σε φάση αλλά το φέρον της εξόδου να εμφανίζει την ίδια καθυστέρηση με αυτήν του ενισχυτή. Έτσι η έξοδος αποδιαμορφώνεται σε φάση με το αρχικά διαμορφωμένο σήμα, ενώ το κέρδος της διάταξης διατηρείται στο μέγιστό δυνατό [16]. Όσον αφορά στο εύρος ζώνης του ενισχυτή, εφόσον είναι πεπερασμένο θα εισάγει αρμονική παραμόρφωση (*harmonic distortion*) στην ενίσχυση του διαμορφωμένου σήματος, έτσι ώστε κατά

την αποδιαμόρφωσή του να γίνεται μερική ακύρωση των υψηλότερων αρμονικών συνιστωσών και ως εκ τούτου, αντίγραφα πληροφορίας να παραμένουν στις άρτιες αρμονικές της f_{ch} . Το γεγονός αυτό κάνει την χρήση ιδανικότερου LPF στην έξοδο του ενισχυτή αναγκαία [14].

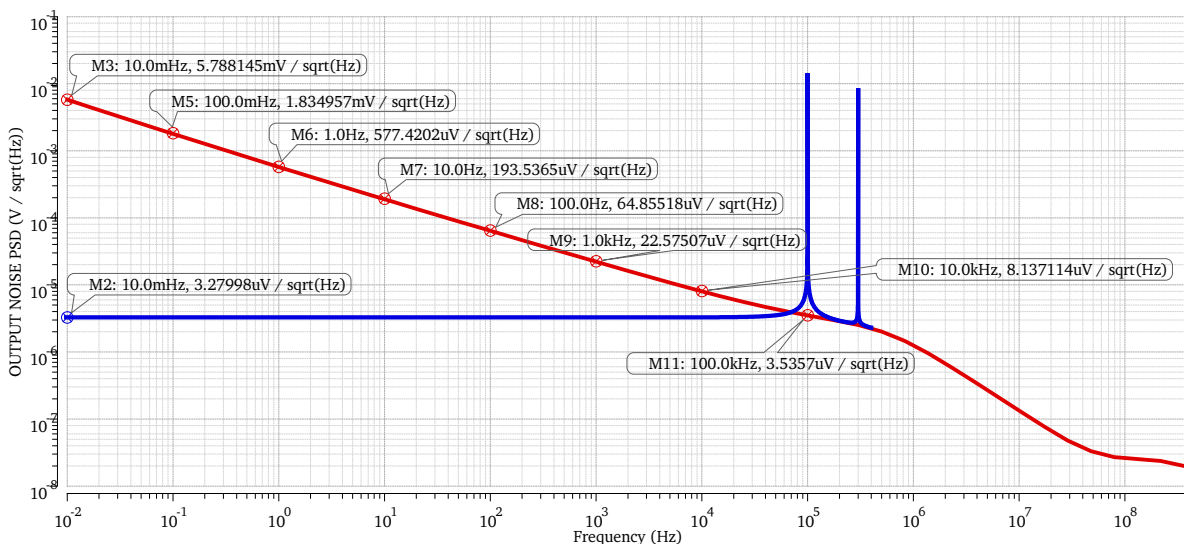
Έχοντας εις γνώση μας τα παραπάνω, γίνεται άμεσα αντιληπτό ότι η επιλογή της συχνότητας f_{ch} δεν μπορεί να αυξηθεί αυθαίρετα. Η περαιτέρω αύξησή της από την επιλογή που αναφέραμε προηγουμένως πράγματι βοηθά στον καλύτερο διαχωρισμό του θορύβου, ωστόσο το πεπερασμένο εύρος ζώνης του ενισχυτή δίνει σε αυτήν ένα άνω όριο. Αποδεικνύεται ότι ο εναπομένον θόρυβος στο baseband του ενισχυτή μετά τη CHS ισούται με:

$$S_{n_{baseband}}(f) \simeq S_{wn}(1 + 0.8525 \frac{f_{cr}}{f_{ch}}) \quad (3.5)$$

όπου S_{wn} είναι η συνολική PSD του λευκού θορύβου της V_e με αναφορά στην είσοδο. Συνεπώς ο θόρυβος στο συχνοτικό εύρος ενδιαφέροντος μετά την CHS είναι πρακτικά λευκός [16].

3.3 Εφαρμογή της CHS στον Ενισχυτή Γέφυρας

Με βάση τα ανωτέρω αναφερόμενα, προχωράμε στην εφαρμογή της τεχνικής CHS στον ΕΓ. Υπενθυμίζουμε ότι με την επιλογή των αντιστάσεων που κάναμε ($R_f = 50 \text{ k}\Omega$ και $R_G = 1 \text{ k}\Omega$) έχουμε κέρδος 100 (40 dB) σε εύρος ζώνης περίπου 550 kHz. Επιλέγουμε συχνότητα διαμόρφωσης $f_{ch} = 100 \text{ kHz}$ έτσι ώστε να χωρέσουν περίπου τρεις αρμονικές της. Με προσομοίωση PSS - *Periodic Steady State*, ακολουθούμενη από ανάλυση *noise - periodic noise*, εξάγουμε την νέα PSD θορύβου του ΕΓ οριζόμενη στην έξοδο, μετά από τον δεύτερο διαμορφωτή:

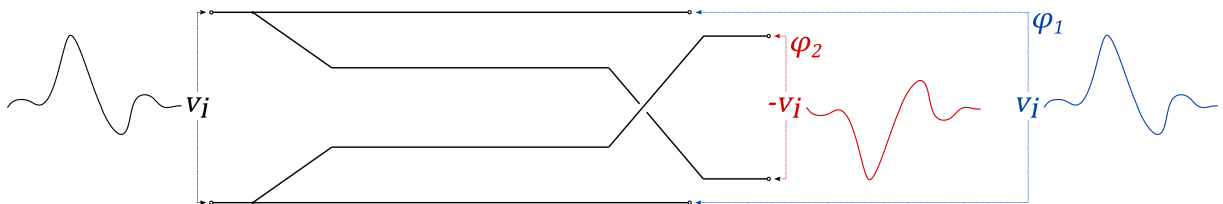


Σχήμα 3.10: Σύγκριση PSD θορύβου πριν (κόκκινη) και μετά (μπλε) από την εφαρμογή της CHS

Η βελτίωση της PSD θορύβου (μπλε) είναι φανερή. Όπως αναμέναμε, σχεδόν όλη η ισχύς του θορύβου $1/f$ έχει μετατοπιστεί στα 100 kHz, την συχνότητα f_{ch} που επιλέξαμε, και στις περιττές αρμονικές της: 300 kHz κλπ. Ενώ στις χαμηλές συχνότητες (DC έως και πάνω από 10 kHz) υπάρχει

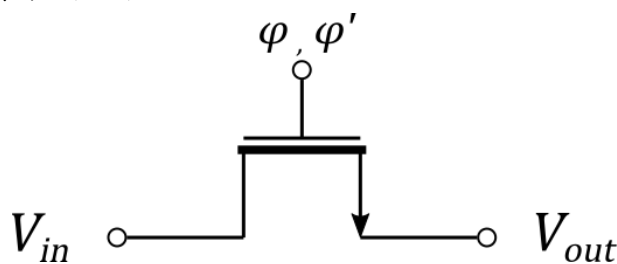
πλέον μόνο λευκός θόρυβος ($3.279 \mu\text{V} \sqrt{\text{Hz}^{-1}}$), η ισχύς του οποίου είναι εμφανώς πιο χαμηλή από αυτήν του προϋπάρχοντος θορύβου $1/f$ (κόκκινη). Ας σημειωθεί ότι η κόκκινη PSD είναι ίδια με αυτή του Σχήματος 3.7, με την διαφορά ότι εδώ ο κατακόρυφος άξονας δίνεται σε λογαριθμική κλίμακα, πράγμα που μας βοηθάει να δούμε το πραγματικό εύρος (span) του θορύβου $1/f$. Επίσης, η μπλε PSD σταματάει λίγο μετά τα 300 kHz για οικονομία χρόνου προσομοίωσης (run time).

3.4 Υλοποίηση διαμορφωτών



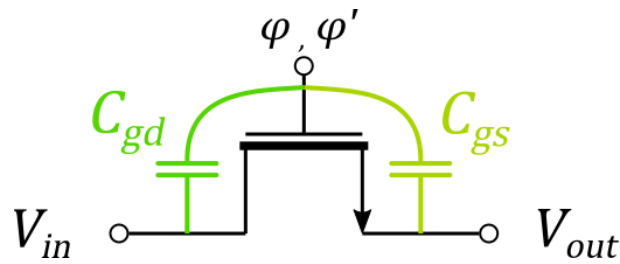
Σχήμα 3.11: Επιθυμητές διαδρομές σήματος

Η υλοποίηση των διαμορφωτών σε CMOS ICs διευκολύνεται με την επιλογή των κυματομορφών chopping c_m (τετραγωνική κυματομορφή πλάτους ± 1 και dutty cycle 50%). Το ζητούμενο είναι η εναλλαγή του προσήμου του σήματος εισόδου μία φορά ανά περίοδο, με σταθερή συχνότητα. Επομένως είναι αρκετό να υπάρχουν δύο ξεχωριστές διαδρομές που θα κατευθύνουν το σήμα στην είσοδο της διάταξης, η μία κατά την ορθή φορά και η άλλη κατά την ανάστροφη, όπου κάθε μία θα ενεργοποιείται για το μισό της περιόδου T_{ch} (βλ. Σχήμα 3.11) [14]. Αυτό το ζητούμενο αποτέλεσμα μπορεί να επιτευχθεί εύκολα με την χρήση ή τοποθέτηση διακοπών MOS οι οποίοι θα ελέγχονται με ρολόι συχνότητας f_{ch} και θα επιτρέπουν την διέλευση του σήματος εισόδου, V_i , κατά την ορθή (V_i) και ανεστραμμένη φορά ($-V_i$).



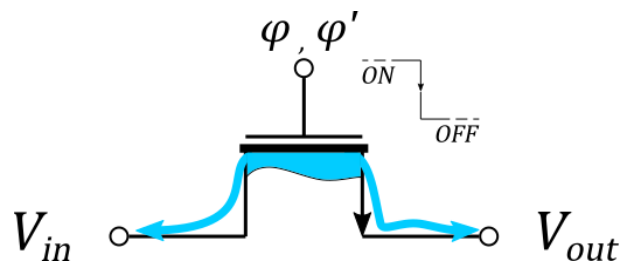
Σχήμα 3.12: Διακόπτης NMOS

Ο διακόπτης NMOS που λειτουργεί στην περιοχή τριόδου έχει χαμηλή τιμή αντίστασης όταν το σήμα ελέγχου είναι στο λογικό 1 (φ), ενώ έχει υψηλή τιμή αντίστασης όταν αυτό είναι στο λογικό 0 (φ'). Έτσι επιτυγχάνουμε η είσοδος να περνάει στην έξοδο στην φάση "1", ενώ απομονώνεται στη φάση "0". Με τα δυϊκώς αντίθετα να ισχύουν για τον διακόπτη PMOS. Έχοντας και οι δύο μη γραμμική αντίσταση ως προς την τάση των ακροδεκτών τους παρέχουν πεπερασμένη off resistance και μη μηδενική on resistance, η τιμή της οποίας διαμορφώνεται από την τιμή της v_{in} και του πλάτους του σήματος ρολογιού που έχει επιλεχθεί.



Σχήμα 3.13: Παρασητικές χωρητικότητες διακόπτη NMOS

Κάθε τρανζίστορ εμφανίζει παρασητικές χωρητικότητες. Οι πιο σημαντικές στην περίπτωση του διακόπτη MOS είναι οι C_{gd} και C_{gs} (βλ. Σχήμα 3.13), καθώς είναι υπεύθυνες για ένα φαινόμενο που ονομάζεται clock feedthrough [17]. Ουσιαστικά κατά τις απότομες μεταβάσεις του ρολογιού, από "0" σε "1" και από "1" σε "0" οι χωρητικότητες αυτές συμπεριφέρονται ως στιγμιαία βραχυκυκλώματα και αφήνουν έτσι τις απότομες μεταβάσεις να περάσουν και να εμφανιστούν στην πηγή και στην υποδοχή του διακόπτη ως απότομες κορυφές ή βυθίσεις (spikes). Αυτές αυτομάτως μεταφέρονται στην είσοδο της ενισχυτικής διάταξης, ενισχύονται μαζί με το σήμα V_i , ενώ στην έξοδο αποδιαμορφώνονται από τον δεύτερο διαμορφωτή και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή offset, η τιμή του οποίου εξαρτάται τόσο από το πλάτος του ρολογιού (στην περίπτωση μας είναι 5 V), όσο και από το μέγεθος των διακοπών (W και L). Γι αυτό τον λόγο είναι επιθυμητή η χρήση στοιχείων ελαχίστων διαστάσεων καθώς έτσι ελαχιστοποιούνται οι παρασητικές χωρητικότητες και το clock feedthrough.

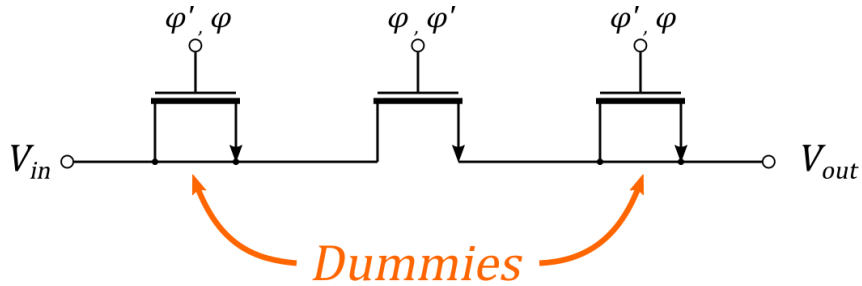


Σχήμα 3.14: Charge Injection (Έγχυση Φορτίου)

Μια άλλη ανεπιθύμητη συμπεριφορά που εμφανίζουν οι διακόπτες MOS είναι το charge injection [17]. Αυτό συμβαίνει αμέσως μετά την μετάβαση του διακόπτη από κατάσταση ON σε OFF, ή και το αντίστροφο, δηλαδή αμέσως μετά την απομόνωση του ενισχυτή από την είσοδο καθώς και αμέσως μετά την επανασύνδεσή του με αυτή. Στην πρώτη περίπτωση τα φορτία που βρίσκονται στο κανάλι του διακόπτη ελευθερώνονται απότομα και απομακρύνονται δια μέσου της πηγής και της υποδοχής του (βλ. Σχήμα 3.14). Ενώ στην δεύτερη περίπτωση εισέρχονται απότομα απ' αυτές, έτσι ώστε να σχηματιστεί γρήγορα εκ νέου το κανάλι. Και στις δύο περιπτώσεις η απότομη έγχυση φορτίων, όπως ακριβώς και το clock feedthrough, είναι ικανή να δημιουργήσει επιπλέον offset στην έξοδο του ενισχυτή.

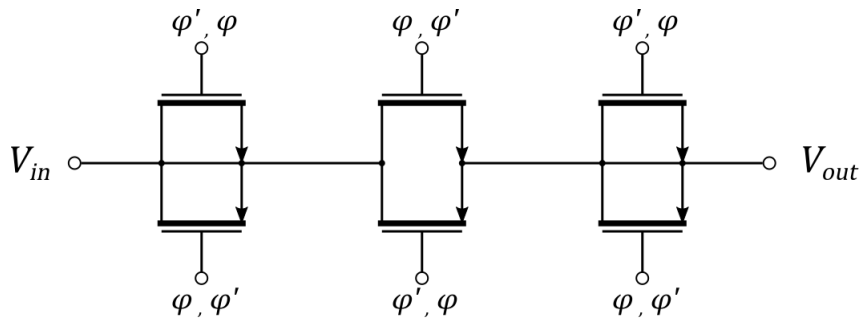
Το ποσοστό των φορτίων που θα μετακινηθούν από και προς κάθε ακροδέκτη του διακόπτη εξαρτάται από τις σύνθετες αντιστάσεις που εμφανίζονται σε αυτούς και συνήθως δεν είναι ίδιες. Η

προσθήκη δύο επιπλέον Dummy στοιχείων (έχοντας τα άκρα τους βραχυκυκλωμένα) και ελεγχόμενων από τις συμπληρωματικές φάσεις ρολογιού ελέγχου του διακόπτη (βλ. Σχήμα 3.15), υποστηρίζει ακόμη περισσότερο την ισοκατανομή του φορτίου προς τις δύο κατευθύνσεις, εφόσον προσεγγιστικά θα έχουν ίδιες σύνθετες αντιστάσεις στους κόμβους της υποδοχής και της πηγής, καθώς και την καλύτερη απορρόφησή του φορτίου [14]. Έτσι, αυτομάτως αυτό βοηθάει στην μείωση του offset.



Σχήμα 3.15: Διακόπτης NMOS με dummy στοιχεία

Για να εξασφαλίσουμε ακόμη καλύτερη γραμμικότητα, εύρος λειτουργίας και μετάδοση στους διακόπτες, αντί να χρησιμοποιήσουμε είτε μόνο NMOS, ή μόνο PMOS διακόπτες, στην τεχνολογία CMOS μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον συνδυασμό τους, δηλαδή έναν Complementary MOS διακόπτη, που αλλιώς ονομάζεται πύλη μετάδοσης (transmission gate), (βλ. Σχήμα 3.16) [14].



Σχήμα 3.16: Διακόπτης CMOS με dummy στοιχεία

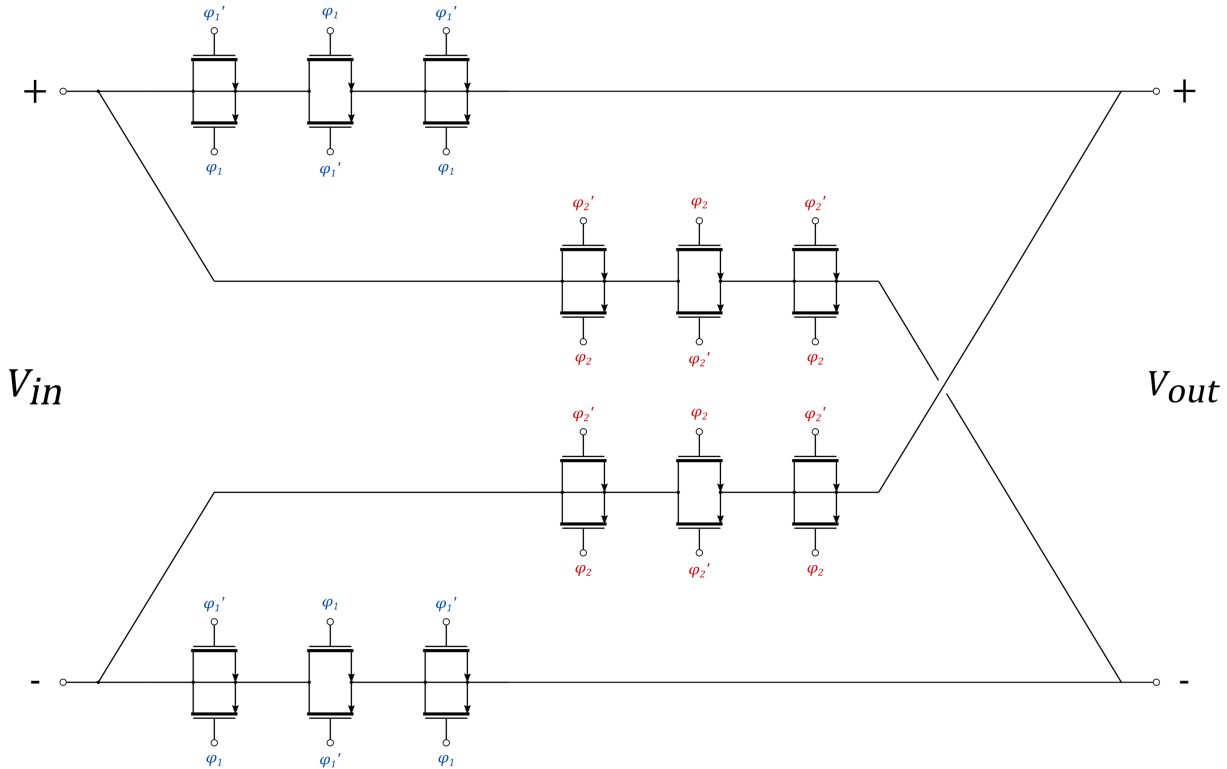
Ακολουθεί πίνακας με τα μεγέθη των στοιχείων που απαρτίζουν την πύλη μετάδοσης.

Διακόπτης CMOS

Διακόπτης	W (nm)
NMOS , PMOS	440
Dummy	W (nm)
NMOS , PMOS	220
Για κάθε στοιχείο L (nm)	600

Πίνακας 3.3: Μεγέθη των στοιχείων του διακόπτη CMOS

Η τελική διάταξη του διαμορφωτή chopper δίνεται όπως στο σχήμα που ακολουθεί, όπου παρουσιάζονται οι δύο κλάδοι για την κάθε διαδρομή του σήματος [14].

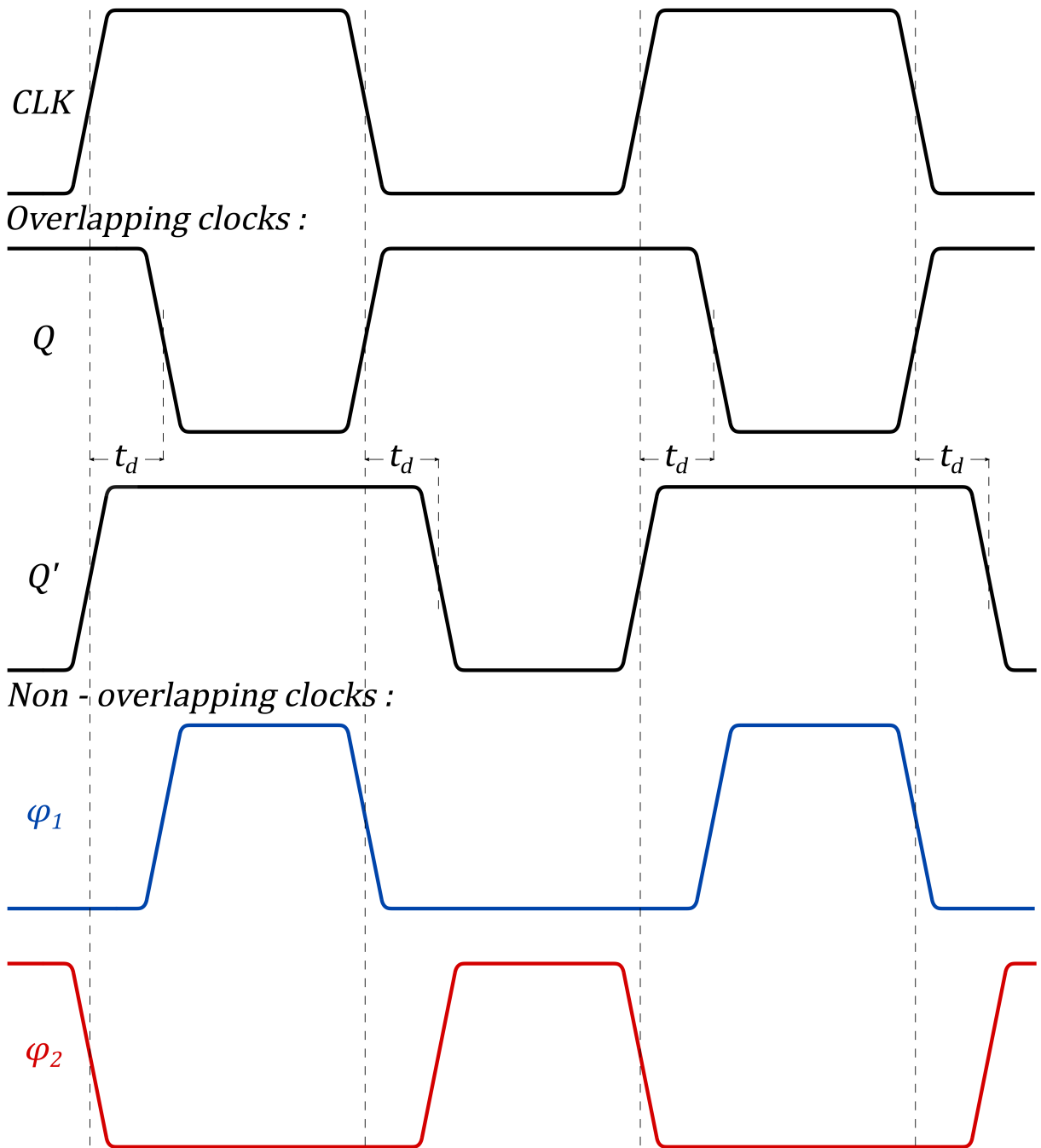
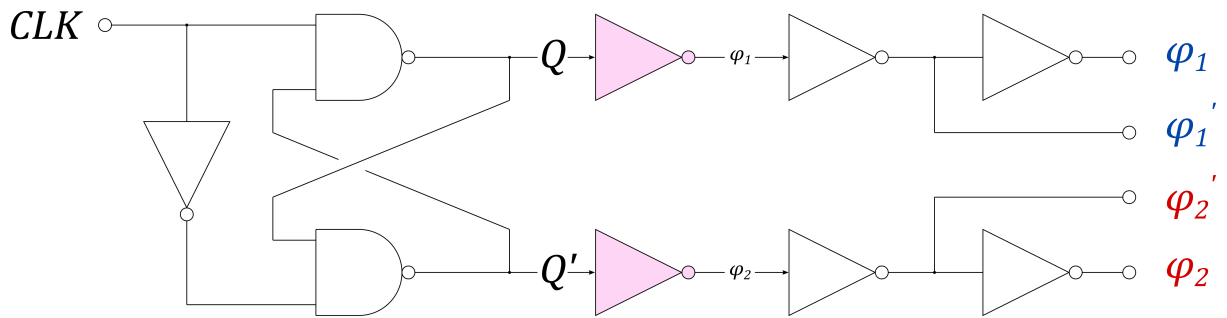


Σχήμα 3.17: Διαμορφωτής Chopper

3.5 Γεννήτρια Μη-Αλληλοεπικαλυπτόμενων Ρολογιών

Για την ορθή λειτουργία των διαμορφωτών, θα πρέπει να φροντίσουμε ώστε οι δύο διαδρομές του σήματος εισόδου, V_i , να μην ενεργοποιηθούν ταυτόχρονα, διότι στην περίπτωση αυτή προκαλείται βραχυκύκλωμα της πηγής (του αισθητήρα AMR) με κίνδυνο την ανεπανόρθωτη βλάβη της. Προς εξασφάλιση αυτού είναι απαραίτητη η χρήση μιας γεννήτριας μη-αλληλοεπικαλυπτόμενων ρολογιών.

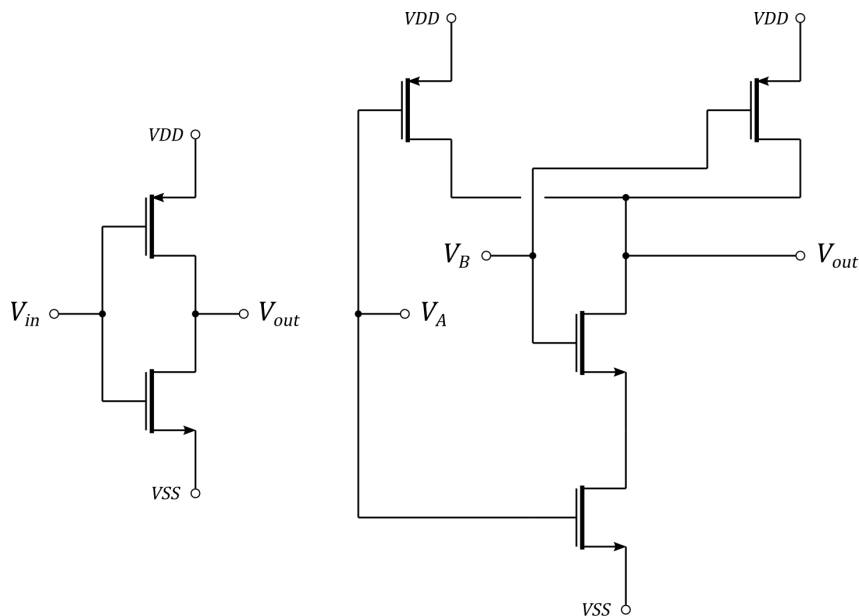
Το κύκλωμα αυτό που φαίνεται στο πάνω μέρος του Σχήματος 3.18 αποτελείται από έναν μανδαλωτή με πύλες NAND (NAND latch) και από μερικούς αντιστροφείς (NOT gates). Η αρχή λειτουργίας του είναι η εξής: Υποθέτουμε ότι το ρολόι (CLK) βρίσκεται σε λογικό 0, ενώ οι έξοδοι του μανδαλωτή βρίσκονται στις καταστάσεις: $Q = 1$, $Q' = 0$. Κατά την εναλλαγή του ρολογιού από 0 σε 1, η πρώτη αλλαγή που θα γίνει θα είναι της εξόδου Q' από 0 σε 1 και ύστερα από μια χρονική καθυστέρηση, t_d , θα αλλάξει και η έξοδος Q από 1 σε 0. Στην επόμενη εναλλαγή του ρολογιού από 1 σε 0, αυτή τη φορά πρώτα θα μεταβεί η έξοδος Q από 0 σε 1 και μετά από την ίδια χρονική καθυστέρηση θα μεταβεί και η Q' από 1 σε 0. Επιτυγχάνουμε κατά αυτόν τον τρόπο να έχουμε δύο συμπληρωματικές φάσεις ρολογιών, Q και Q' που να μην εναλλάσσονται με μια χρονική διαφορά μεταξύ τους, ωστόσο είναι αλληλοεπικαλυπτόμενες, το αντίθετο από αυτό που στοχεύουμε.



Σχήμα 3.18: Γεννήτρια μη-αλληλοεπικαλυπτόμενων ρολογιών και τα διαγράμματα χρονισμού της

Προς διόρθωση αυτού, το μόνο που χρειάζεται είναι να αντιστρέψουμε τις δύο φάσεις ρολογιών Q και Q' και αυτό επιτυγχάνεται πολύ εύκολα με την προσθήκη 2 αντιστροφένων (ροζ). Έτσι λαμβάνουμε τις επιθυμητές, συμπληρωματικές και μη-αλληλοεπικαλυτόμενες φάσεις ρολογιού ελέγχου των διαμορφωτών φ_1 και φ_2 .

Σημειώνεται ότι οι φάσεις φ_1 και φ_2 συνηθίζεται να μην λαμβάνονται κατευθείαν μετά από τους πρώτους αντιστροφείς, αλλά μετά από την προσθήκη δύο επιπλέον αντιστροφένων, οι οποίοι λειτουργούν ως απομονωτές (buffers), ικανοί να οδηγήσουν τους διακόπτες των διαμορφωτών και οποιοδήποτε άλλο κύκλωμα μπορεί να χρειαστεί (Analog to Digital Converter). Τέλος, για την αποφυγή της επιρροής του θορύβου των γραμμών τροφοδοσίας των ψηφιακών πυλών στους διαμορφωτές chopper, οι τελευταίοι τέσσερις αντιστροφείς της γεννήτριας είναι προτιμότερο να τροφοδοτούνται από τις γραμμές τροφοδοσίας του αναλογικού κυκλώματος [14].



Σχήμα 3.19: Αντιστροφέας αριστερά και πύλη NAND δεξιά

Αντιστροφέας και Πύλη NAND

Τρανζίστορ	W (nm)
PMOS	440
NMOS	220
Για κάθε στοιχείο L (nm)	600

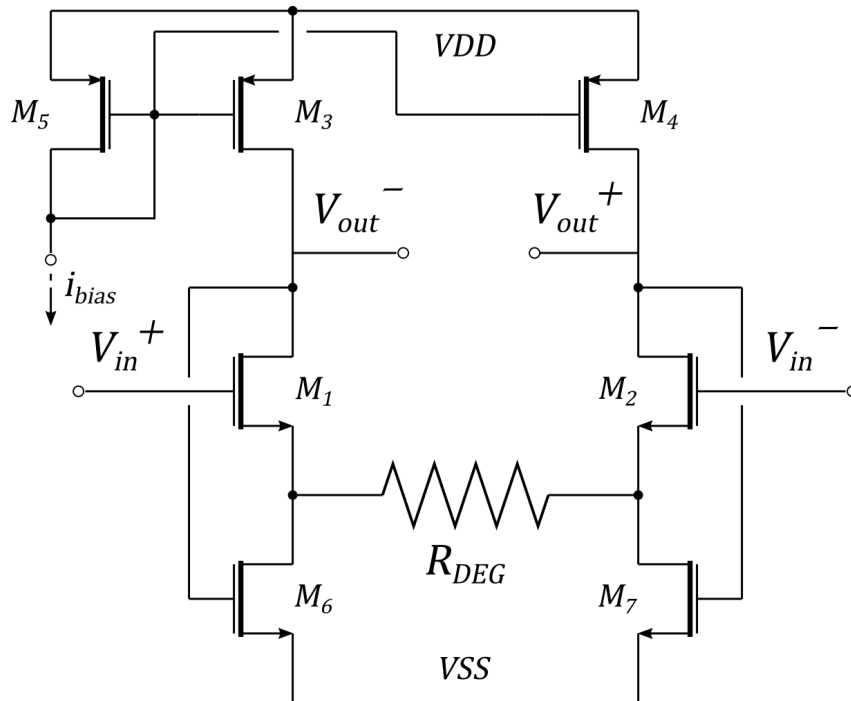
Πίνακας 3.4: Μεγέθη των στοιχείων του αντιστροφέα και της πύλης NAND

3.6 Διαγωγός

Το κύκλωμα που είναι υπεύθυνο για την μετατροπή της εξόδου του ΕΓ από τάση σε ρεύμα είναι ο διαγωγός (transconductor) και δίνεται στο Σχήμα 3.19. Αποτελείται από ένα απλό διαφορικό ζεύγος, M_1 και M_2 , στο οποίο συμπεριλαμβάνεται μία αντίσταση εκφυλισμού R_{DEG} για την βελτίωση της γραμμικότητάς του. Τα τρανζίστορ M_3 και M_4 παράγουν τα επιθυμητά ρεύματα πόλωσης για το διαφορικό ζεύγος, ενώ τα M_6 και M_7 , έχοντας τις πύλες τους συνδεδεμένες με τις εξόδους V_{out}^+ και V_{out}^- αντίστοιχα, λειτουργούν στη περιοχή τριόδου και χρησιμεύουν στην ρύθμιση της τάσης κοινού σήματος στην έξοδο του διαγωγού. Αυτό επιτυγχάνεται ως εξής: Εάν η τάση κοινού σήματος στην έξοδο υποθέσουμε ότι αυξηθεί, τότε η ηλεκτρική αντίσταση των $M_{6,7}$ θα μειωθεί σύμφωνα με την σχέση:

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} W/L (V_{GS} - V_{tn})} \quad (3.6)$$

Εφόσον τα ρεύματα πόλωσης κάθε κλάδου είναι σταθερά, I_{bias} , η μείωση της αντίστασης των M_6 και M_7 θα προκαλέσει αυτομάτως μείωση στην dc πτώση τάσης στα άκρα τους, άρα αύξηση των τάσεων V_{GS1} και V_{GS2} και αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τάσης των υποδοχών τους V_{d1} και V_{d2} που ταυτίζονται με τους κόμβους εξόδου του διαγωγού V_{out}^+ και V_{out}^- . Έτσι, ο μηχανισμός αυτός αποτελεί δικτύωμα ανάδρασης κοινού σήματος (Common Mode Feedback Network) [17].



Σχήμα 3.20: Σχηματικό διάγραμμα του Διαγωγού

Σε ό, τι αφορά στις τιμές των μεγεθών των στοιχείων, καθώς και του ρεύματος πόλωσης, αυτές επιλέγονται έτσι ώστε ο διαγωγός να πληρεί την προδιαγραφή του αισθητήρα AMR, σχετικά με

το απαιτούμενο ρεύμα αντιστάθμισης του πηνίου του (50 mA G^{-1}). Οι τιμές αυτές δίνονται στον παρακάτω πίνακα.

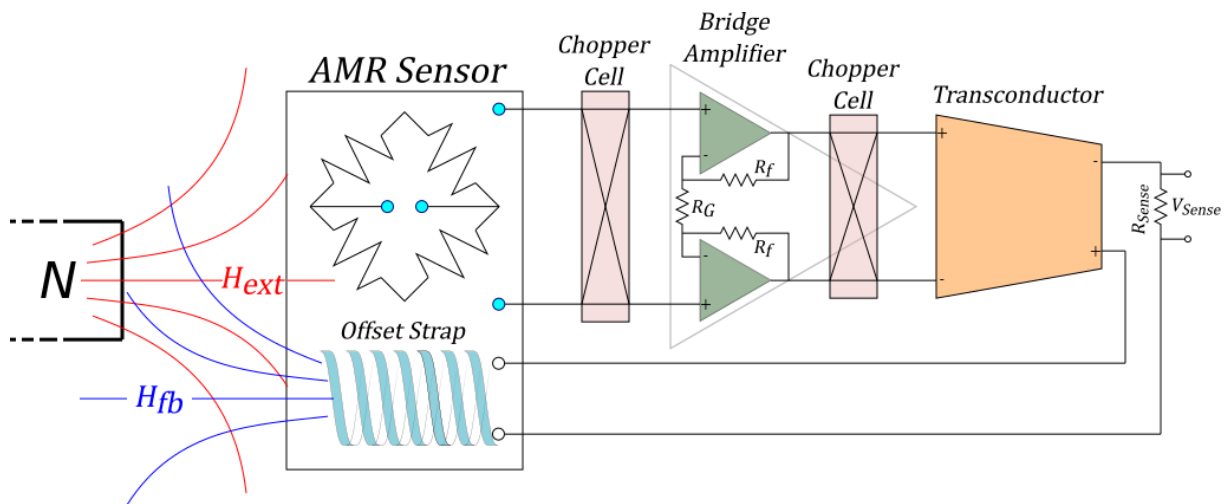
Διαγωγός

Τροφοδοσία	(V)	Τρανζίστορ	W (μm)	Fingers
Μονή	5	$M_{1,2}$	400	700
Ρεύμα Πόλωσης	(μA)	$M_{3,4}$	300	700
I_{bias}	10	$M_{6,7}$	70	1
I_{out}	132000	M_5	14	1
Για κάθε Τρανζίστορ	L (μm)	Εκτός από τα	L (μm)	R_{DEG} ($\text{m}\Omega$)
	1.2	$M_{6,7}$	600	0.5

Πίνακας 3.5: Στοιχεία τροφοδοσίας, πόλωσης και μεγεθών των στοιχείων του διαγωγού

4

Κλείνοντας τον Βρόχο



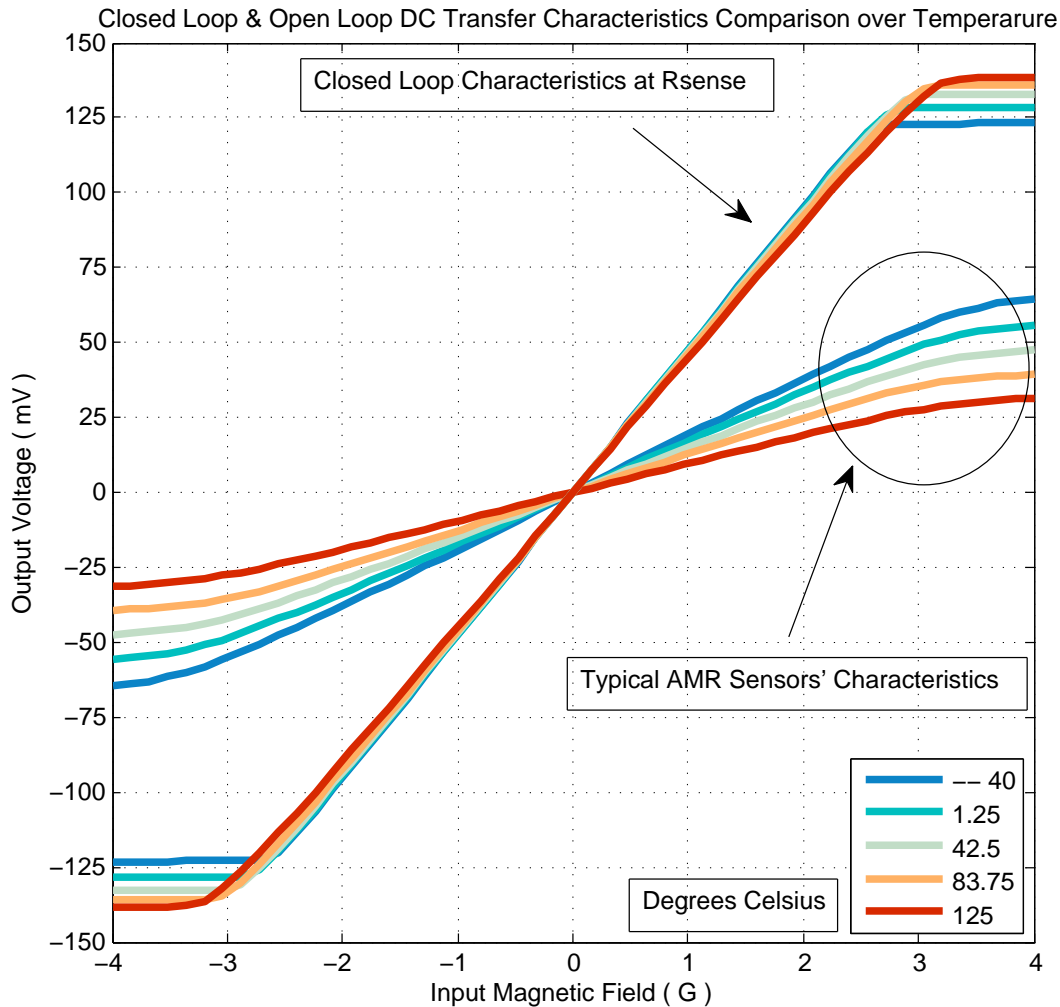
Σχήμα 4.1: Μπλοκ διάγραμμα της αρχιτεκτονικής κλειστού βρόχου

Αναφερόμενοι στο μοντέλο του αισθητήρα το οποίο αναπτύξαμε στο κεφάλαιο 2 και έχοντας ήδη περιγράψει και αναλύσει κάθε κύκλωμα του βρόχου ξεχωριστά, μπορούμε πλέον να τα συνδέσουμε μεταξύ τους κλείνοντας έτσι τον βρόχο και να προχωρήσουμε στην προσομοίωσή του.

Στην αρχή του προηγούμενου κεφαλαίου αναφέραμε ότι η τεχνολογία πάνω στην οποία έχει βασιστεί η σχεδίαση κάθε κυκλώματος είναι η CMOS 180 nm της TSMC, με τάση τροφοδοσίας των στοιχείων της να είναι 5 V (μονή). Υπενθυμίζουμε στο σημείο αυτό ότι επιλογή της συγκεκριμένης εκδοχής αυτής της τεχνολογίας έγινε έτσι ώστε ο αισθητήρας και τα ηλεκτρονικά του να μπορούν να τροφοδοτούνται από κοινού, δηλαδή από το ίδιο κύκλωμα τροφοδοσίας, έχοντας έτσι κοινή αναφορά.

Ξεκινώντας με DC ανάλυση, ελέγχουμε ότι κάθε σημείο διασύνδεσης των κυκλωμάτων βρίσκεται κοντά στο σωστό σημείο λειτουργίας (2.5 V). Υπό αυτές τις συνθήκες, ο προσομοιωτής του Cadence δίνει πλήρη στατική κατανάλωση ισχύος περίπου ίση με 1.3 W. Προχωρώντας σε DC Sweep της εισόδου H_{ext} , από -4 G έως 4 G , λαμβάνουμε τις νέες DC χαρακτηριστικές μεταφοράς στα άκρα της αντίστασης R_{sense} , η τιμή της οποίας επιλέγεται να είναι ίση με $1\ \Omega$. Αυτές οι χαρακτηριστικές μεταφοράς εμφανίζονται στο Σχήμα 4.1, όπου και συγκρίνονται με τις αντίστοιχες

τυπικές DC χαρακτηριστικές μεταφοράς του αισθητήρα σε λειτουργία ανοιχτού βρόχου, ίδιες με αυτές του Σχήματος 2.1 στο Κεφαλαίο 2.



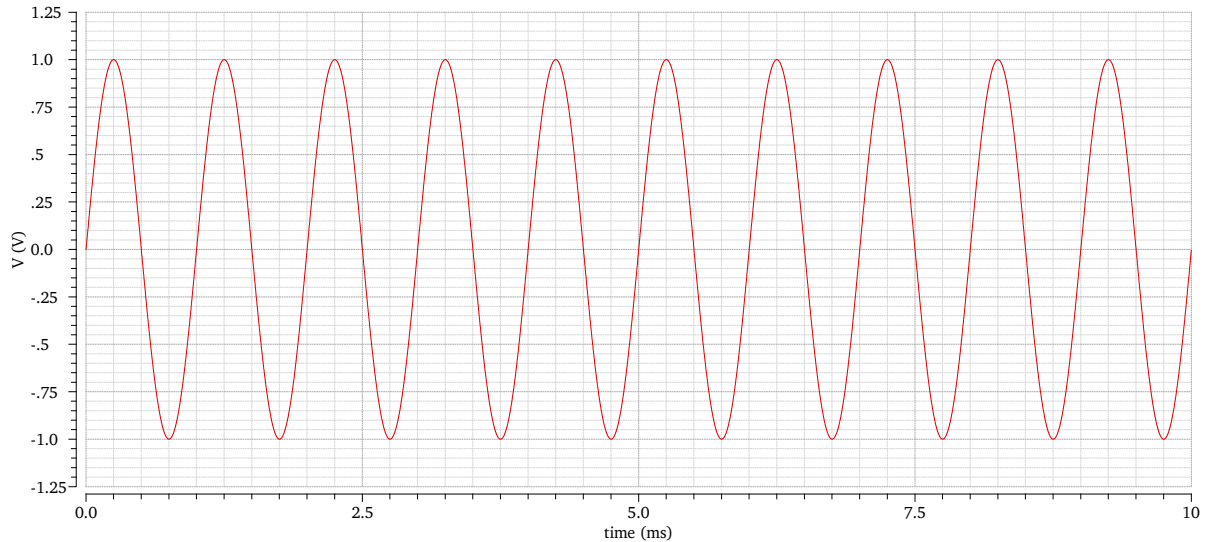
Σχήμα 4.2: Σύγκριση DC χαρακτηριστικών μεταφοράς μεταξύ ανοιχτού και κλειστού βρόχου συναρτήσει της θερμοκρασίας

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, η βελτίωση στην γραμμικότητα και ειδικά στην θερμοκρασιακή απευαισθητοποίηση είναι φανερή. Επιπροσθέτως, θα μπορούσε κανείς να αναφέρει ότι το ωφέλιμο εύρος εισόδου του αισθητήρα έχει επεκταθεί, δεχόμενο πλέον μαγνητικά πεδία εντάσεως άνω των ± 2 G, ευρος το οποίο δίνεται ως ανώτερο όριο στο δελτίο τεχνικών στοιχείων ($\Delta T\Sigma$), καθώς εκεί ο αισθητήρας μπορεί να εμφανίσει έως και 2% FS μη γραμμικότητα.

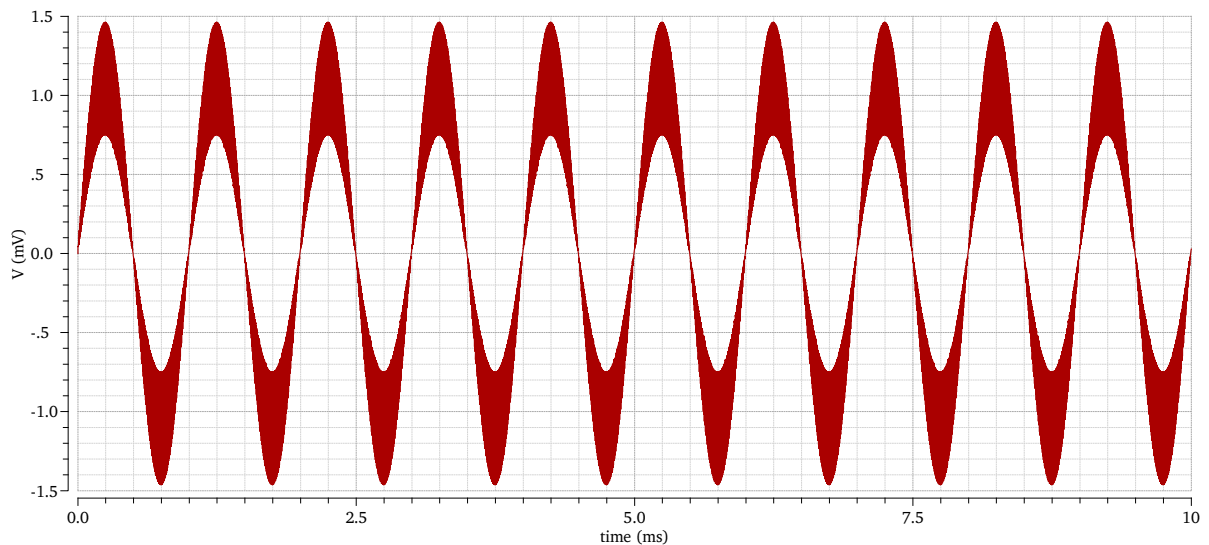
Το λειτουργικό εύρος θερμοκρασίας του αισθητήρα, σύμφωνα πάντα με το $\Delta T\Sigma$, κυμαίνεται από -40°C έως 125°C . Για θερμοκρασίες άνω των 125°C τα λεπτά υμένια του αισθητήρα αρχίζουν να πλησιάζουν την θερμοκρασία Currie τους, T_C , όπου και χάνουν τις μαγνητικές τους ιδιότητες. Ως εκ τούτου η απόδοση του αισθητήρα επιδεινώνεται δραματικά. Καμία μέθοδος προσαρμογής σήματος δεν μπορεί να μετριάσει αυτό, εκτός από τον τοπικό έλεγχο θερμοκρασίας.

Συνεχίζουμε με ανάλυση στο πεδίο του χρόνου. Διεγείρουμε τον αισθητήρα με ημιτονική είσοδο,

πλάτους 1 G και συχνότητας 1 kHz. Η συχνότητα διαμόρφωσης f_{ch} παραμένει ως έχει στα 100 kHz. Στη συνέχεια δίνονται οι κυματομορφές που εμφανίζονται σε κάθε σημείο του βρόχου.

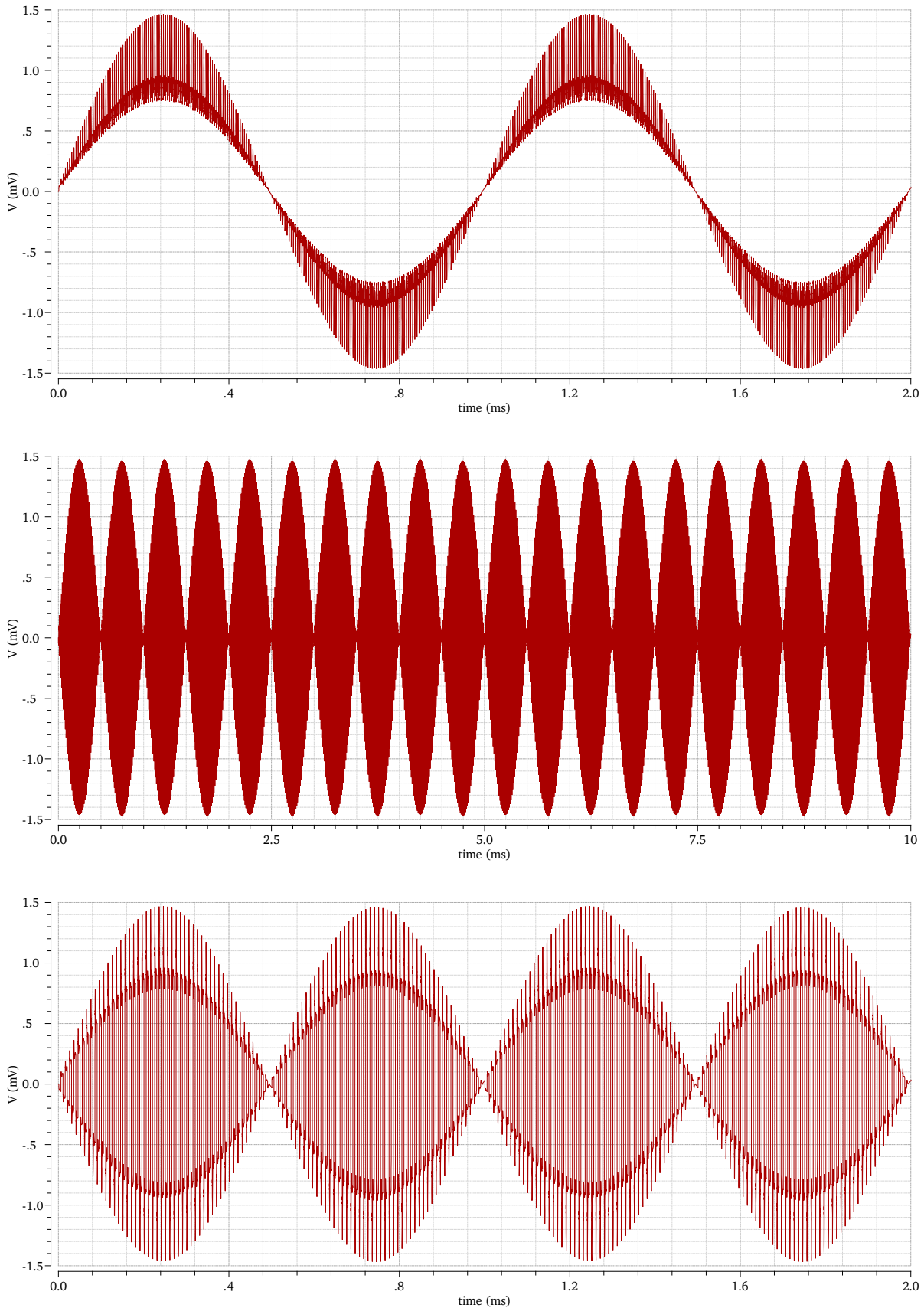


Σχήμα 4.3: Ημιτονική εισόδου, πλάτους 1 G και συχνότητας 1 kHz



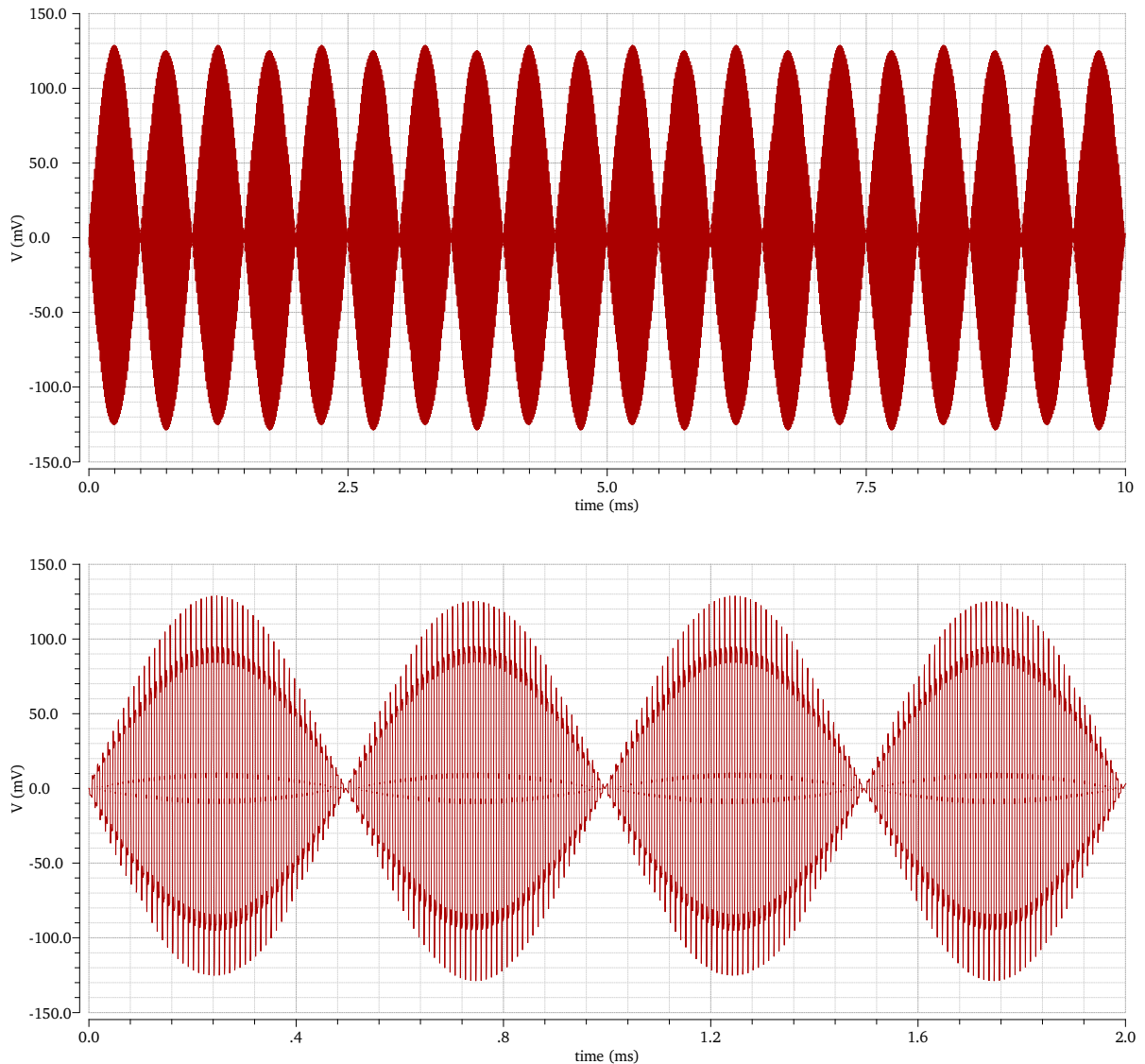
Σχήμα 4.4: Έξοδος μοντέλου αισθητήρα AMR - "error" signal e

Ο λόγος που η κυματομορφή της εξόδου του αισθητήρα είναι πιο παχουλή σε σχέση με αυτήν της εισόδου οφείλεται στα φαινόμενα των clock feedthrough και charge injection, από τον διαμορφωτή εισόδου, τα οποία παρά τις τεχνικές που ακολουθήσαμε για την ελαχιστοποίηση της επίδρασής τους, αυτά εξακολουθούν να κάνουν εμφανή την παρουσία τους. Αυτό φυσικά είναι αναμενόμενο. Στο Σχήμα 4.5:1 που ακολουθεί, δίνεται η ίδια κυματομορφή μεγεθυμένη, στην οποία φαίνονται πιο καθαρά οι απότομες κορυφές και βυθίσεις που συμβαίνουν στις χρονικές στιγμές εναλλαγής των διακοπών του διαμορφωτή εισόδου, και οι οποίες κατά πάσα πιθανότητα οφείλονται κυρίως στο clock feedthrough και λιγότερο στο charge injection εξ' αιτίας του σχετικά μεγάλου - για τα δεδομένα των ψηφιακών κυκλωμάτων - πλάτους των ρολογιών ελέγχου των διαμορφωτών, 5 V.



Σχήμα 4.5: 1: Μεγέθυνση της εξόδου του μοντέλου του αισθητήρα AMR 2: Αφού το σήμα e διαμορφωθεί παίρνει την μορφή που φαίνεται στην μεσαία κυματομορφή 3: Μεγέθυνση του διαμορφωμένου σήματος e_δ

Στην συνέχεια το διαμορφωμένο σήμα e_δ ενισχύεται από τον ΕΓ επί 100 και λαμβάνουμε:

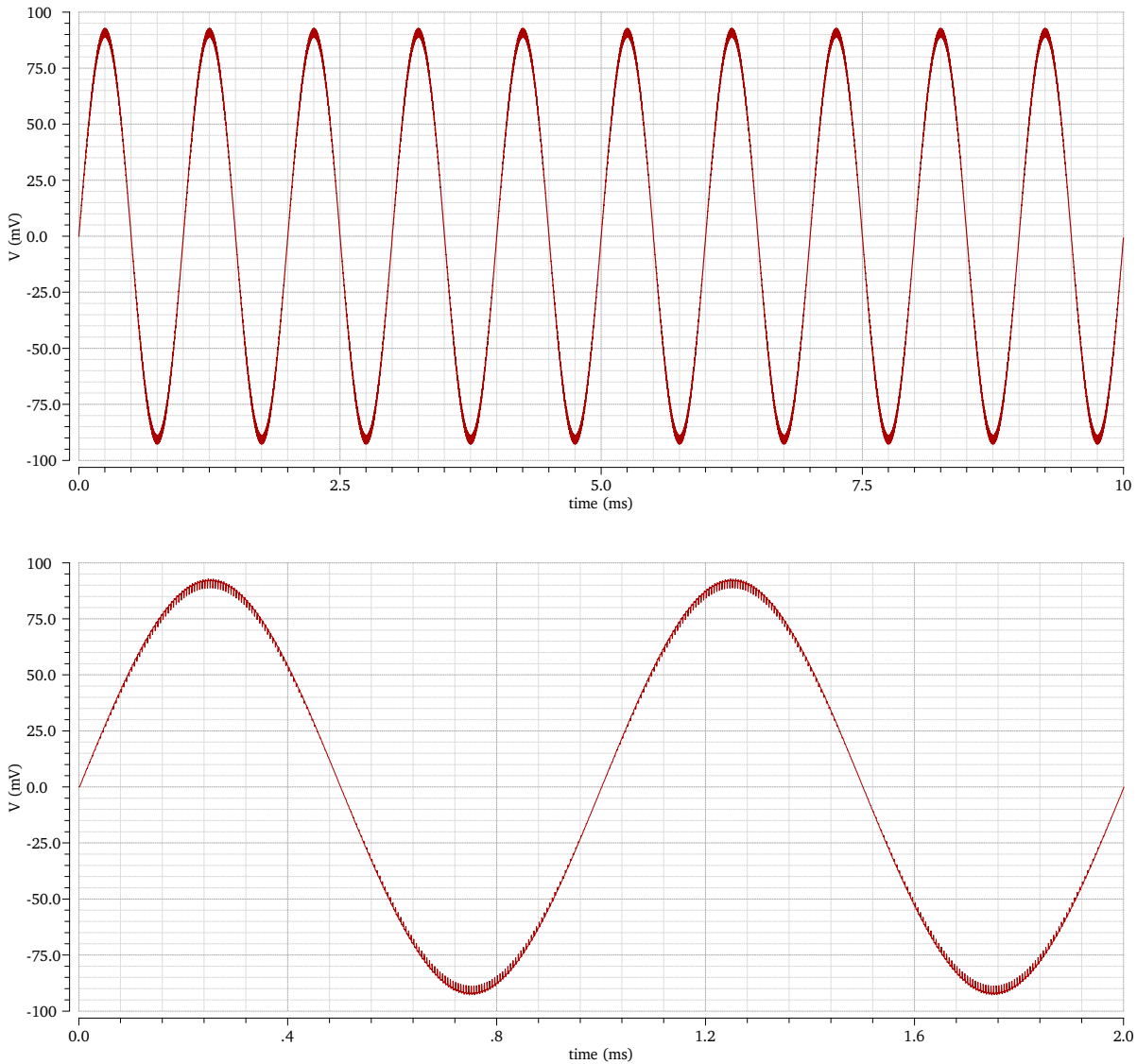


Σχήμα 4.6: 1: Ενισχυμένο, διαμορφωμένο σήμα e_δ στην έξοδο του ΕΓ και 2: Μεγέθυνσή του

Το ενισχυμένο πλέον σήμα e_δ διαμορφώνεται εκ νέου από τον δεύτερο διαμορφωτή που βρίσκεται στην έξοδο του ΕΓ και έτσι αποδιαμορφώνεται (βλ. Σχήμα 4.7). Προκειμένου η αποδιαμόρφωση να γίνει όσο το δυνατόν πιο συμφασικά, συγχρονισμένα με το διαμορφωμένο σήμα e_δ , λαμβάνουμε υπόψη την χρονική καθυστέρηση που εισάγει ο ΕΓ. Αυτή υπολογίζεται εύκολα από την σχέση:

$$\Delta t = \frac{\phi}{360 f} \quad (4.1)$$

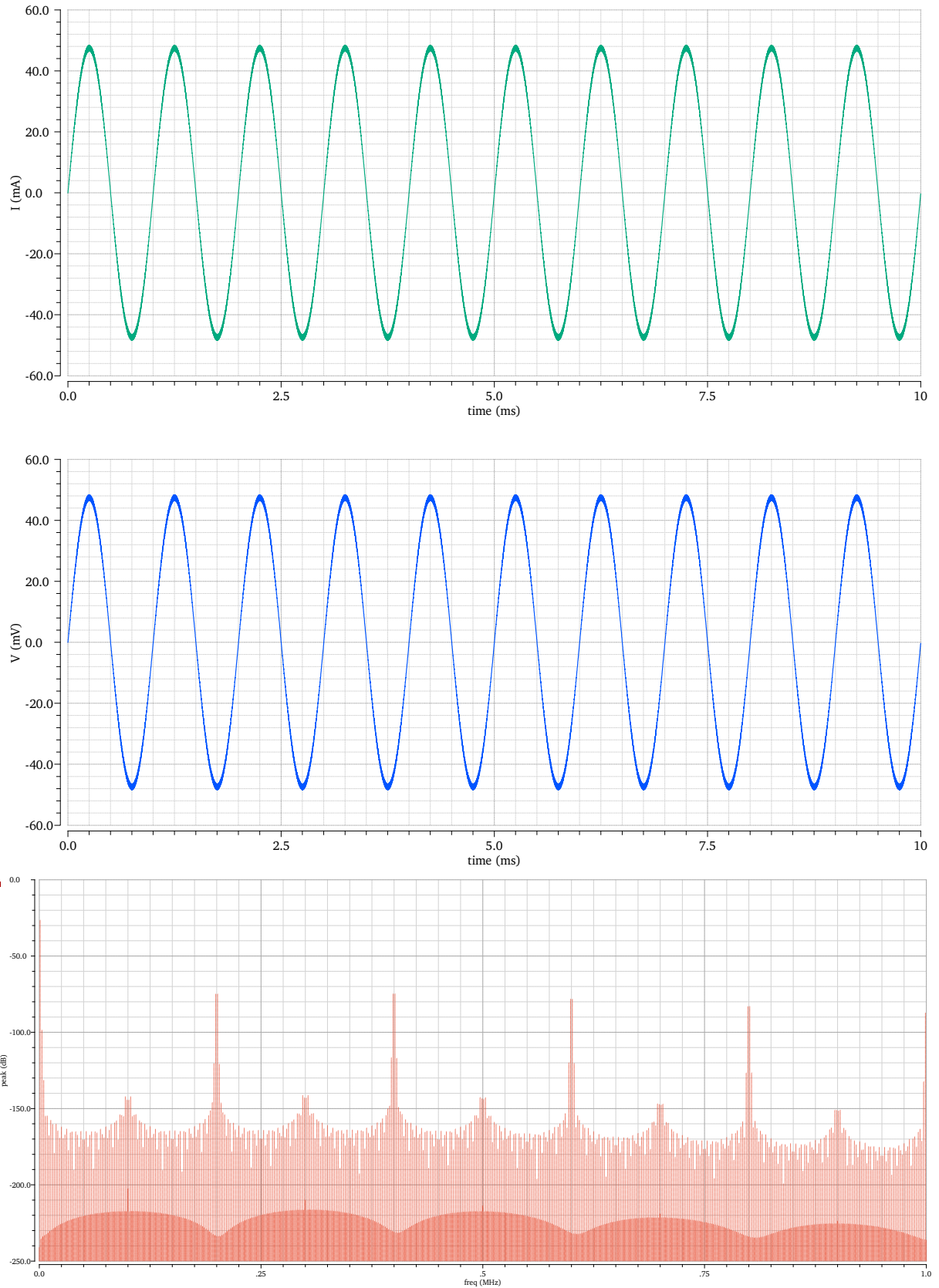
Όπου ϕ , είναι η διαφορά φάσης του ΕΓ (διάγραμμα Bode φάσης) και f η συχνότητα. Για $f = f_{ch} = 100 \text{ kHz}$, η χρονική καθυστέρηση Δt ισούται περίπου με 273 ns. Ακολουθούν οι κυματομορφές του αποδιαμορφωμένου σήματος e :



Σχήμα 4.7: 1: Αποδιαμορφωμένο σήμα E και 2: Μεγέθυνσή του

Παρατηρούμε στα Σχήματα 4.7: 1 και 2 ότι το αποδιαμορφωμένο σήμα E δεν εμφανίζει τόσο έντονες υπερυψώσεις και βυθίσεις (spikes) όσο η προηγούμενή του μορφή, προτού ενισχυθεί (βλ. Σχήμα 4.4 και 4.5: 1). Το γεγονός αυτό οφείλεται στο αμέσως επόμενο κύκλωμα, τον διαγωγό, ο οποίος έχοντας αρκετά μεγάλα τρανζίστορες εισόδου ($W_{1,2} = 280 \mu\text{m}$), εμφανίζει κατά συνέπεια και μεγάλες παρασιτικές χωρητικότητες εισόδου C_{gs} . Από την σκοπιά του ΕΓ, οι αντιστάσεις R_{ON} των διακοπτών του διαμορφωτή εξόδου μαζί με τις παρασιτικές χωρητικότητες του διαγωγού παίζουν ρόλο βαθυπερατού - RC φίλτρου, το οποίο έχει την ιδιότητα να διατηρεί τα χαμηλά φασματικά περιοχόμενα του σήματος E (1 kHz ημίτονο), ενώ τις υψίσυχνες εναλλαγές του ρολογιού ελέγχου των διαμορφωτών, σε μεγάλο βαθμό τις απορροφά και τις καταπιέζει, με αποτέλεσμα το σήμα E να "δείχνει πιο καθαρό".

Συνεχίζουμε με τις κυματομορφές του ρεύματος εξόδου του διαγωγού και της πτώσης τάσης V_{sense} στα άκρα της αντίστασης R_{sense} που είναι και η νέα έξοδος του βρόχου.

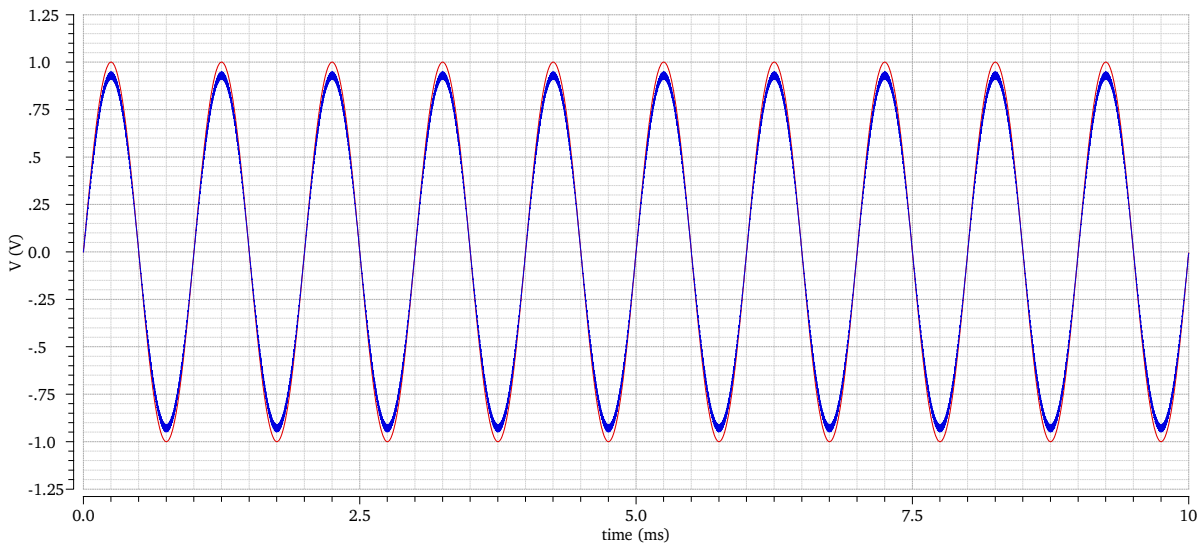


Σχήμα 4.8: 1: Ρεύμα εξόδου διαγωγού, 2: Έξοδος V_{sense} στα άκρα της αντίστασης R_{sense} , για διέγερση 1 G και 1 kHz, 3: φάσμα της εξόδου

Έχοντας επιλέξει την R_{sense} να ισούται με $1\ \Omega$, η κυματομορφή εξόδου που λαμβάνουμε στα άκρα αυτής (βλ. Σχήμα 4.8 : 2), μας δείχνει πρακτικά την τιμή του επιβαλλόμενου ρεύματος (εξόδου του διαγωγού), από το κέρδος βρόχου (loop gain).

Εφόσον για ημιτονική είσοδο με πλάτος $1\ \text{G}$ η έξοδος στα άκρα της R_{sense} έχει πλάτος $47\ \text{mV}$, η νέα ευαισθησία του βρόχου ανέρχεται στα $47\ \text{mV G}^{-1}$. Η τιμή αυτή αν και είναι υψηλότερη σε σχέση με την ευαισθησία του αισθητήρα ($16\ \text{mV G}^{-1}$), για τα δεδομένα μιας τυπικής ενισχυτικής διάταξης για αισθητήρες, είναι χαμηλή. Προφανώς αυξάνοντας την τιμή της R_{sense} , θα είχαμε άμεση αύξηση της, ωστόσο επειδή το εύρος τάσεων (output swing) στην έξοδο του διαγωγού είναι περιορισμένο και επειδή το πηνίο αντιστάθμισης εμφανίζει και αυτό ωμική αντίσταση ($3.5\ \Omega$), υπάρχει ένα άνω όριο στην τιμή που η R_{sense} μπορεί να λάβει.

Στο Σχήμα 4.9 δίνεται η κυματομορφή του επαγόμενου μαγνητικού πεδίου H_{fb} από το πηνίο αντιστάθμισης (μπλε), η οποία είναι σχεδόν ίδια με αυτήν του πεδίου εισόδου H_{ext} (κόκκινη), ενώ η διαφορά τους μετατρέπεται από τον αισθητήρα στο σήμα σφάλματος e (βλ. Σχήμα 4.4) κοκ.



Σχήμα 4.9: Είσοδος H_{ext} που έχουμε εφαρμόσει (κόκκινη) και το επαγόμενο μαγνητικό πεδίο από το πηνίο αντιστάθμισης H_{fb} (μπλε)

Ο λόγος που η μπλε έχει μικρότερο πλάτος οφείλεται στο χαμηλό κέρδος βρόχου:

$$LG = 16\ \text{mV G}^{-1} 100\ \text{V V}^{-1} 319\ \text{mA V}^{-1} 19.6\ \text{G A}^{-1} \simeq 20\ \text{dB} \quad (4.2)$$

Σε ο,τι αφορά στο φάσμα της εξόδου (βλ. Σχήμα 4.8 : 3) μπορούμε να διακρίνουμε καθαρά το αναμενόμενο αποδιαμορφωμένο τόνο στα $1\ \text{kHz}$, με ισχύ $-25.48\ \text{dB}$, το οποίο συνοδεύεται από αντίγραφα του που εμφανίζονται στα ακέραια πολλαπλάσια της $2f_{ch}$; ένδειξη και επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας και επιτυχημένης εφαρμογής της τεχνικής *chopping*. Στην περιοχή χαμηλών συχνοτήτων, η δεύτερη ισχυρότερη αρμονική που εντοπίζεται στα $3\ \text{kHz}$ με ισχύ $-98.43\ \text{dB}$ υποδηλώνει spurs-free δυναμικό εύρος ίσο με $71.95\ \text{dB}$.

Στο σημείο αυτό, η παρούσα διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται.

4.1 Συμπεράσματα

Η ανάλυση και σχεδίαση της CMOS αρχιτεκτονικής κλειστού βρόχου για την προσαρμογή και καταγραφή σημάτων από μαγνητικούς αισθητήρες AMR πραγματοποιήθηκε και επαληθεύτηκε με επιτυχία. Αποτελούμενη από απλά δομικά αναλογικά κυκλώματα, συμπεριλαμβανομένης της τεχνικής chopping για την καταπίεση των προαναφερθέντων χαμηλόσυχων σφαλμάτων, η αρχιτεκτονική αυτή αποδεικνύεται ικανή για εφαρμογές που απαιτούν χαμηλόσυχρες μαγνητικές μετρήσεις ακριβείας, όπως είναι η γεωμαγνητική αεροχαρτογράφηση.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φανερώνουν μία βελτιωμένη συμπεριφορά σε ό,τι αφορά στην γραμμικότητα και την θερμοκρασιακή απευαισθητοποίηση του αισθητήρα, τα οποία ενθαρρύνουν την πραγματική υλοποίησή της αρχιτεκτονικής.

4.2 Μελλοντική Εργασία

Δεδομένου ότι η ηλεκτρονική επιστήμη και τεχνολογία εξελίσσεται με άλματα, θεωρώ ότι στην συγκεκριμένη εργασία, μετά την ολοκλήρωσή της και την επισταμένη μελέτη καλής λειτουργίας της βασικής αρχιτεκτονικής, υπάρχουν κάποια σημεία για περαιτέρω βελτίωσή της, προκειμένου να καταστεί ακόμη πιο αποδοτική.

Σημεία προς περαιτέρω βελτίωση και έρευνα προτείνονται τα εξής:

1. Αύξηση του κέρδους βρόχου (loop gain) ώστε να επιτύχουμε ακόμη καλύτερη γραμμικότητα και θερμοκρασιακή απευαισθητοποίηση.
2. Αύξηση της ευαισθησίας του βρόχου μέσω της αύξησης της τιμής της ηλεκτρικής αντίστασης R_{sense} , η οποία βεβαίως απαιτεί την αύξηση της τροφοδοσίας του διαγωγού, άρα και της συνολικής κατανάλωσης ισχύος.
3. Εφόσον ήδη χρησιμοποιούμε το πηνίο αντιστάθμισης (Offset Strap) του αισθητήρα για να κλείσουμε τον βρόχο, θα χρειαστεί η προσθήκη ενός επιπλέον κυκλώματος σε κάποιο σημείο του βρόχου που να ρυθμίζει/αντισταθμίζει την τάση εκτοπισμού του αισθητήρα (offset voltage).
4. Μείωση του clock feedthrough στην είσοδο του πρώτου διαμορφωτή καθώς και της κυμμάτωσης (ripple) στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή, μετά τον ΕΓ. Το δεύτερο θα μπορούσε να επιτευχθεί για παράδειγμα με την προσθήκη ενεργού βαθυπερατού φίλτρου ή ολοκληρωτή μετά τον διαμορφωτή, το οποίο θα βοηθούσε και στο σημείο 1.
5. Προσθήκη κυκλώματος αναφοράς για την παραγωγή των απαιτούμενων ρευμάτων πόλωσης κάθε κυκλώματος (αναφορά χάσματος ζώνης).

Βιβλιογραφία

- [1] Θ. Γ. Κουγιουμτζέλη and Σ. Γ. Περιστεράκη. *Στοιχεία Φυσικής, Τόμος 3, Μαγνητισμός, Ηλεκτρισμός, Ατομική και Πυρηνική Φυσική*. έκδοσις πέμπτη. βιβλιοπωλείον ΠΑΠΑΔΗΜΗΤΡΟΠΟΥΛΟΥ, 1964.
- [2] James Lenz and Alan S. Edelstein. “Magnetic Sensors and Their Applications”. In: *IEEE Sensors Journal* 6 (2006), pp. 631–649.
- [3] Marina Diaz-Michelena. “Small Magnetic Sensors for Space Applications”. In: *Sensors* 9.4 (2009), pp. 2271–2288.
- [4] Αναστασία-Χριστίνα Ι. Τσαλικίδου. *Σχεδίαση και Κατασκευή Κυκλώματος Κλειστού Βρόχου για Μαγνητικό Αισθητήρα AMR*. 1st ed. ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ, 2016.
- [5] Le-Quing Wu, David Dickman, and Nele Lefeldt. “Pigeons may ‘hear’ magnetic fields”. In: *Baylor University Medical Center* (2012).
- [6] Asaf Grosz, Michael J. Haji-Sheikh, and Subhas C. Mukhopadhyay. *High Sensitivity Magnetometers*. Springer International Publishing.
- [7] G. Laimer and Alan J. W. Kolar. “Design and experimental analysis of a DC to 1 MHz closed loop magnetoresistive current sensor”. In: *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005*. 2 (2005), pp. 1288–1292.
- [8] Honeywell sensor products. *1 and 2 Axis Magnetic Sensors HMC1001/2 and HMC1021/2*. 1st. Solid State Electronics center.
- [9] Charles Kitchin and Lew Counts. *A Designer’s Guide To Instrumentation Amplifiers*. 3rd. Analog Devices, 2006.
- [10] Tony Chan Carusone, David A. Johns, and Kenneth W. Martin. *Analog Integrated Circuit Design*. 2nd. John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [11] V. Saxena and R J. Baker. “Indirect feedback compensation of CMOS op-amps”. In: *IEEE Workshop on Microelectronics and Electron Devices* (2006).
- [12] Paul R. Grey, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, and Robert G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. 5th. John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [13] SILVACO. *Noise Modelling in MOSFET and Bipolar Devices*.

-
- [14] Δημήτριος Ι. Μπαξεβανάκης. *Ανάλυση και Σχεδίαση ενός CMOS Chopper Πολλαπλασιαστή*. 1st ed. ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ, 2016.
- [15] Jiawei Xu, Qinwen Fan, Johan H. Huijsing, Chris Van Hoof, Refet Firat Yazicioglu, and Kofi A. A. Makinwa. “Measurement and Analysis of Current Noise in Chopper Amplifiers”. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 48.7 (2013), pp. 1575–1584.
- [16] Christian C. Enz and Gabor C. Temes. “Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization”. In: *Proceedings of the IEEE* 84.11 (1996), pp. 1584–1614.
- [17] Roubik Gregorian and Gabor C. Temes. *Analog MOS Intergrated Circuits For Signal Proseccing*. 1st. John Wiley & Sons, Inc., 1986.