



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΔΙΠΛΩΜΑ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ ΚΑΙ  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

(CURRENT FEEDBACK OPERATIONAL  
AMPLIFIERS)

Τσιάτης Μιχάλης (ΑΜ: 2004145)

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: Επίκουρος Καθηγητής: ΤΣΙΛΗΣ ΕΜΜΑΝΟΥΗΛ

ΑΘΗΝΑ 2012

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η πτυχιακή αυτή εργασία έχει σαν σκοπό να δώσει μια ολιστική περιγραφή ενός διαφορετικού τύπου ενισχυτή, σε σχέση με τους συμβατικούς, που ονομάζεται Τελεστικός Ενισχυτής με Ανάδραση Ρεύματος (Current Feedback Operational Amplifier, CFOA). Πιο συγκεκριμένα έχει ως στόχους

- ✓ να εξηγήσει τις βασικές ιδέες πάνω στις οποίες βασίζεται η λειτουργία του
- ✓ να περιγράψει τον τρόπο λειτουργίας του
- ✓ να παρουσιάσει ορισμένες αντιπροσωπευτικές εφαρμογές στις οποίες χρησιμοποιείται αποδοτικά αυτός ο ενισχυτής.

Η εργασία δομείται σε 4 κεφάλαια

- i. Στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο εξετάζονται γενικά τα κυκλώματα σε τρόπο - ρεύματος (current mode circuits). Εξηγείται η ανάγκη εισαγωγής και μελέτης τους και παρατίθενται ορισμένα πλεονεκτήματα που προσφέρουν έναντι των «παραδοσιακών» κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης.
- ii. Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζεται μια γενικευμένη θεωρία των ενισχυτών και προτείνεται ένας τρόπος ταξινόμησης τους. Μέσα σ' αυτή την ταξινόμηση βρίσκει την κατάλληλη θέση και ο CFOA.
- iii. Στο κεφ. 3, παρουσιάζεται αναλυτικά η λειτουργία ενός CFOA. Δίνεται το βασικό ac μοντέλο μικρού σήματος του, και κυκλωματικές υλοποιήσεις του σε τεχνολογίας κατεργασίας διφυούς αγωγιμότητας (bipolar) και CMOS. Εξετάζονται ορισμένα παρασιτικά φαινόμενα 2<sup>ης</sup> τάξης, καθώς και θέματα που αφορούν στην ευστάθεια και τον θόρυβο του ενισχυτή. Τέλος γίνεται μια σύγκριση μεταξύ των CFOAs και των παραδοσιακών ενισχυτών σε τρόπο – τάσης
- iv. Στο 4<sup>ο</sup> κεφ. παρουσιάζονται ορισμένες εφαρμογές των CFOA όπως αυτές ευρέθησαν μετά από αναζήτηση στα πληροφοριακά φυλλάδια (datasheets) των εταιρειών. Πιο συγκεκριμένα παρουσιάζεται η εφαρμογή των CFOA ως ενισχυτές – αθροιστές, διαφορικοί ενισχυτές και ενισχυτές RF και IF. Επίσης εξετάζεται η χρήση των CFOA σε κυκλώματα ενεργών φίλτρων, ολοκληρωτών και για την οδήγηση ομοαξονικών καλωδίων

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

- i. Κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος – Current mode circuits
- ii. Τελεστικοί ενισχυτές με ανάδραση ρεύματος – Current Feedback Operational Amplifiers, CFOA
- iii. Ταξινόμηση ενισχυτών – Amplifiers classification
- iv. Συνάρτηση μεταφοράς – Transfer function
- v. Μοντέλο μικρού σήματος – Small signal model

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΣΕ ΤΡΟΠΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

1.1.	Εισαγωγή	σελ. 1
1.2.	Κυκλώματα σε τρόπο – τάσης	σελ. 1
1.3.	Κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος	σελ. 4
1.4.	Εφαρμογές των κυκλωμάτων σε τρόπο – ρεύματος	σελ. 6

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

## ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΗ ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

2.1.	Οι αρχικές ιδέες της θεωρίας ενισχυτών: Ο ιδανικός ενισχυτής	σελ. 9
2.2.	Το σύνολο των ιδεατών ενισχυτών	σελ. 13
2.3.	Απόκριση συχνότητας κλειστού – βρόγχο	σελ. 15
2.4.	Απομόνωση της πηγής και του φόρτου	σελ. 22

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

3.1.	Εισαγωγή – Ιστορία	σελ. 25
3.2.	Αρχιτεκτονική ενός CFOA και λειτουργία σε ανοιχτό – βρόγχο	σελ. 25
3.3.	Λειτουργία σε κλειστό – βρόγχο – Εύρεση της χαρακτηριστικής συνάρτησης μετασχηματισμού	σελ. 31
3.4.	Απουσία συμβιβαστικής ανταλλαγής μεταξύ απολαβής – εύρους ζώνης	σελ. 34
3.5.	Απουσία του περιορισμού slew rate	σελ. 35
3.6.	2 <sup>ης</sup> τάξης φαινόμενα	σελ. 36
3.7.	Η ευστάθεια του ενισχυτή	σελ. 45
3.8.	Τροφοδοτικά ισχύος για τους CFOA	σελ. 53

3.9. Μειονεκτήματα των CFOA έναντι των συμβατικών OPAMPs	σελ. 54
--	---------

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ CFOA

4.1. Ενισχυτής – αθροιστής	σελ. 56
4.2. Διαφορικός ενισχυτής	σελ. 56
4.3. Ενισχυτές RF και IF	σελ. 57
4.4. Κυκλώματα ενεργών φίλτρων	σελ. 60
4.5. Ολοκληρωτές με ενισχυτές CFOA	σελ. 64
4.6. Εφαρμογές οδήγησης ομοαξονικών καλωδίων ευρείας ζώνης	σελ. 66
4.7. Ενισχυτής αυτομάτου ελέγχου απολαβής (AGC)	σελ. 69

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΣΕ ΤΡΟΠΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

#### 1.1 Εισαγωγή

Η πληροφορία που επεξεργάζονται τα συγκεντρωμένα ηλ/κά κυκλώματα, η οποία φέρεται απ' τα σήματα εισόδου και εξόδου τους, μπορεί να αναπαρασταθεί

- ✓ είτε απ' τις τάσεις των κόμβων
- ✓ είτε απ' τα ρεύματα των κλάδων

των κυκλωμάτων αυτών. Όταν η πληροφορία αναπαρίστανται απ' τις τάσεις των κόμβων τότε τα κυκλώματα αναφέρονται ως **κυκλώματα σε τρόπο – τάσης (voltage mode circuits)**. Όταν η ιδιότητα του υλικού μέσου, στην οποία αποτυπώνεται η ροή της πληροφορίας, είναι χρονό - μεταβαλλόμενα ρεύματα των κλάδων του κυκλώματος, τότε τα κυκλώματα είναι γνωστά ως **κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος (current mode circuits)**. Και τα δύο μαζί, μας προσφέρουν ένα πλήρη χαρακτηρισμό της συμπεριφοράς των κυκλωμάτων.

#### 1.2. Κυκλώματα σε τρόπο – τάσης

Ένα ιδανικό κύκλωμα, σε τρόπο – τάσης έχει

- ✓ άπειρη εμπέδηση εισόδου
- ✓ μηδενική εμπέδηση εξόδου, και
- ✓ σταθερή απολαβή τάσης.

Ένα τέτοιο κύκλωμα μπορεί να αντιπροσωπευθεί κατά τον καλύτερο τρόπο απ' την έννοια ιδανικού τελεστικού ενισχυτή τάσης, όπως αυτή εισήχθη την δεκαετία του 1960. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι η παράδοση υλοποίησης των αναλογικών κυκλωμάτων με την βοήθεια ενισχυτών τάσης, είναι σχεδόν τόσο παλιά όσο και η ίδια η σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Κατά συνέπεια η επεξεργασία σήματος με την βοήθεια των OPAMPs, μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1980, παραδοσιακά είχε περιοριστεί μόνο σε λειτουργίες σε τρόπο – τάσης και ως αποτέλεσμα αυτού ήταν, ο **τελεστικός ενισχυτής με ανάδραση τάσης (Voltage Feedback OPAMP, VFA)** να είναι το κυρίαρχο στοιχείο της αρχιτεκτονικής των κυκλωμάτων το οποίο το οποίο ήταν ευρέως εμπορικά διαθέσιμο απ' τις βιομηχανίες παραγωγής ICs και χρησιμοποιείτο απ' τους σχεδιαστές αναλογικών κυκλωμάτων. Επομένως τα κυκλώματα σε τρόπο – τάσης έχουν γνωρίσει πολύ μεγαλύτερη προσοχή και έχουν βρει μια πολύ ευρύτερη γκάμα εφαρμογών συγκρινόμενα με τα αντίστοιχα τους κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος.

Οι λόγοι της δημοτικότητας που απολάμβαναν στο παρελθόν τα κυκλώματα σε τρόπο – τάσης μπορεί να συνοψιστούν παρακάτω:

- i. Οι τάσεις των κόμβων στα ηλ/κά κυκλώματα μπορούν να μετρηθούν χωρίς να τροποποιήσουμε την τοπολογία και να επιδράσουμε στην λειτουργία των κυκλωμάτων. Αντίθετα η μέτρηση των ρευμάτων στους κλάδους των κυκλωμάτων, είναι λιγότερο ευχερής και απαιτεί μεταβολή της διαρρύθμισης τους ή την προσθήκη επιπλέον κυκλωμάτωσης.
- ii. Η άπειρη αντίσταση που φαίνεται κοιτώντας προς την πύλη των MOSFETs καθιστά αυτές τις ηλεκτρονικές στοιχειώδεις κατασκευαστικές διατάξεις (devices) μια ιδανική επιλογή για την υλοποίηση κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης, ιδίως με αλυσιδωτές κυκλωματικές διαρρυθμίσεις (cascade configurations), όπως πχ. στους πολυβάθμιους ενισχυτές τάσης (multistage voltage amplifiers)
- iii. Η άπειρη εμπέδηση εισόδου και η μηδενική εμπέδηση εξόδου δεν επιτρέπουν μόνο μια βολική αλυσιδωτή σύνδεση των OPAMPs χωρίς φαινόμενα φόρτωσης (loading effect), αλλά επίσης διασφαλίζει ότι τα χαρακτηριστικά αυτών των κυκλωμάτων καθορίζονται μόνο απ' τα κυκλωματικά στοιχεία που θα συνδέσουμε εξωτερικά ενώ αντίθετα είναι ανεξάρτητα απ' τα εγγενή χαρακτηριστικά των OPAMPs.
- iv. Η ευκολία να υλοποιηθεί μεγάλη απολαβή τάσης των κυκλωμάτων σε τρόπο τάσης ιδίως με διαρρυθμίσεις cascode ή regulated cascode.
- v. Στο παρελθόν ήταν διαθέσιμες υψηλές τάσεις τροφοδοσίας, έτσι ώστε να μην αποτελεί κρίσιμο θέμα η σχεδίαση για μικρές τάσεις τροφοδοσίας (low – voltage design)
- vi. Υπό την παρουσία υψηλής τάσης τροφοδοσίας, ο **διακοπτικός θόρυβος (switching noise)** δεν αποτελούσε κρίσιμο θέμα.
- vii. Οι απαιτήσεις χαμηλής ταχύτητας του παρελθόντος, επέτρεπαν την φόρτιση και εκφόρτιση των πυκνωτών στους κόμβους για μια μακρά περίοδο χρόνου.
- viii. Υπάρχουν αμέτρητα κείμενα πάνω στα κυκλώματα σε τρόπο – τάσης, ενώ αντίθετα υπάρχουν ελάχιστες μονογραφίες για τα κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος

Η κυριαρχία του τρόπου – τάσης στην επεξεργασία σήματος, γινόταν προφανής στην σχεδίαση αναλογικών IC όπου, γενικά τα σήματα ρεύματος εύκολα μεταμορφωνόταν στο πεδίο τάσεων πριν λάβει χώρα οποιαδήποτε επεξεργασία αναλογικού σήματος. Για παράδειγμα, αρκετά συχνά και εύκολα, προσαρτούσαμε transistors σε κυκλώματα και συστήματα στοχευόμενα στην τάση, και υποθέταμε ότι αυτή η μορφή επεξεργασίας είναι η καλύτερη για την δουλειά μας, ακόμα και αν τα BJT και τα FETs είναι ηλεκτρονικές στοιχειώδεις διατάξεις (devices) οι οποίες εγγενώς έχουν σαν έξοδο, ρεύμα.

#### Προβλήματα των κυκλωμάτων σε τρόπο - τάσης

Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1960 στο πεδίο των αναλογικών κυκλωμάτων επεξεργασίας σήματος επικρατούσε η διακριτή σχεδίαση. Το ολοκληρωμένο ηλεκτρονικό κύκλωμα είναι μια σχετικά νέα ιδέα. Όμως τα ολοκληρωμένα ηλεκτρονικά κυκλώματα έχουν αρκετά διαφορετικούς περιορισμούς και ανοχές (strengths) σε σχέση με αυτούς που έχουν τα συμβατικά διακριτά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Για παράδειγμα

- i. τα ολοκληρωμένα κυκλώματα κυριαρχούνται από χωρητικές συμπεριφορές (capacitive)
- ii. όσο το μέγεθος των ηλεκτρονικών στοιχειωδών κατασκευαστικών διατάξεων μικραίνει, τόσο τα μέγιστα όρια διακύμανσης τάσης (maximum voltage rating) μειώνονται απότομα.

Επίσης πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν ότι από τότε έχουν αναδυθεί καινούργιες εφαρμογές αλλά και έχουν αλλάξει οι απαιτήσεις των επιδόσεων για τα ολοκληρωμένα αναλογικά κυκλώματα. Πχ. απαιτείται μεγιστοποίηση των επιδόσεων υπό όρους χαμηλής τάσης τροφοδοσίας, ρυθμού κλίσης (slew rate), και εύρους ζώνης. Υπάρχει επίσης ανάγκη για

βαθμίδες ισχύος, ικανές να παρέχουν υψηλά ρεύματα (αρκετών mA) σε φόρτους εκτός του IC chip.

Υπό το πρίσμα αυτών των παρατηρήσεων, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι:

- ✓ οι συμβατικοί OPAMPs, όντας ηλεκτρονικές κατασκευαστικές διατάξεις επεξεργασίας τάσης (voltage processing devices), υπόκεινται σε περιορισμούς ταχύτητας οι οποίοι είναι εγγενείς της **λειτουργίας σε τρόπο τάσης (voltage mode operation)**. Οι περιορισμοί αυτοί οφείλονται κυρίως στις παρασιτικές χωρητικότητες (stray capacitances) των κόμβων και στις συχνότητες αποκοπής των transistors (cutoff frequencies of transistors). Όταν τα σήματα διανέμονται ευρέως στο κύκλωμα ως τάσεις, τότε οι παρασιτικές χωρητικότητες φορτίζονται και εκφορτίζονται με πλήρη διακύμανση (swing) της τάσης, κάτι που μειώνει την ταχύτητα και αυξάνει την κατανάλωση ισχύος των κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης. Ιδιαίτερα καταστροφικό είναι το φαινόμενο της παρασιτικής χωρητικότητας μεταξύ των κόμβων εισόδου και εξόδου των αναστρεφουσών βαθμίδων υψηλής απολαβής (high gain inverting stages), εξαιτίας του φαινομένου Miller το οποίο *πολ/ζει* αυτή την χωρητικότητα με την απολαβή τάσης της βαθμίδας. Επομένως, η ταχύτητα μεγιστοποιείται αν η οδήγηση γίνεται από ρεύματα αντί από τάσεις.
- ✓ Το περιορισμένο slew rate των συμβατικών OPAMPs επιδρά στην λειτουργία τους πάνω σε μεγάλα σήματα υψηλών συχνοτήτων (large – signal, high – frequency operation).
- ✓ Οι OPAMPs σε τρόπο – τάσης έχουν για υψηλές τιμές της απολαβής κλειστού – βρόγχου περιορισμένο εύρος ζώνης, λόγω του σταθερού γινομένου απολαβής – εύρους ζώνης.
- ✓ Η δραστική μείωση στην τάση τροφοδοσίας, και της μέτριας μείωσης στην **τάση κατωφλίου (threshold voltage)** των διατάξεων της τεχνολογίας CMOS, έχουν επιδράσει σημαντικά στην επίδοση των CMOS κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης, μείωση η οποία τυπικά αντανακλάται σε
  - i. μειωμένη δυναμική περιοχή (dynamical range)
  - ii. αύξηση στην καθυστέρηση διάδοσης (propagation delay)
  - iii. μειωμένα περιθώρια θορύβου για την κατάσταση χαμηλής στάθμης (reduced low noise margins)
- ✓ Όταν είναι ταυτοχρόνως απαραίτητα
  - μεγάλο εύρος ζώνης
  - μικρή κατανάλωση ισχύος, και
  - λειτουργία με μικρή τάση τροφοδοσίας

τότε οι OPAMPs σε τρόπο – τάσης, εύκολα γίνονται αρκετά περίπλοκοι και επιπλέον έχουν χαρακτηριστικά, τα οποία δεν είναι απαραίτητα πχ. την **ακρίβεια στο DC (DC – accuracy)**.

Ένας ακόμη λόγος για προβλήματα που παρατηρούνται απ' την επικράτηση του τρόπου – τάσης είναι και ο παρακάτω: Οι τεχνολογίες κατεργασίας των ICs έχουν βελτιστοποιηθεί για τις ανάγκες της σχεδίασης ψηφιακών CMOS κυκλωμάτων (πχ. οι παράμετροι της κατεργασίας του υλικού (πχ. τάση κατωφλίου (threshold voltage)) επιλέγονται έτσι ώστε να βελτιστοποιούν τις ψηφιακές επιδόσεις). Έτσι η εξέλιξη των τεχνολογιών ολοκλήρωσης κανονικά καθοδηγείται απ' τις ανάγκες της σχεδίασης ψηφιακών κυκλωμάτων. Όμως στις τεχνολογίες ολοκλήρωσης για την σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων, υπάρχουν περισσότερες ολοκληρωμένες ενεργές διατάξεις διαθέσιμες και επιπλέον οι μειωμένες τάσεις τροφοδοσίας

δεν περιορίζουν την σχεδίαση τους. Παραδοσιακά η πρακτική αυτή ακολουθήθηκε και για την σχεδίαση αναλογικών ICs. Έτσι για την σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, εφόσον επιθυμούμε να εκμεταλλευθούμε χρηστικά τις γρηγορότερες τεχνολογίες ολοκλήρωσης που είναι διαθέσιμες, στην χειρότερη περίπτωση, συνήθως περιοριζόμαστε μόνο σε ενεργές διατάξεις (transistors). Περιστασιακά μπορεί να είναι πυκνωτές ή αντιστάσεις, αλλά οι τιμές τους συνήθως είναι μικρές και επίσης παρουσιάζουν σημαντικά παρασιτικά φαινόμενα. Το πρόβλημα είναι ότι, ως αποτέλεσμα αυτής της πρακτικής, η σχεδίαση αναλογικών IC σε τρόπο – τάσης παραδοσιακά παρακωλύεται απ' τις τεχνολογίες κατεργασίας, γιατί τα κυκλώματα σε τρόπο – τάσης απαιτούν πολλά παθητικά στοιχεία υψηλής ακρίβειας. Αυτό έχει οδηγήσει σε ένα προφανές αποτέλεσμα γνωστό ως «Σύνδρομο του χρόνου σχεδίασης» (design time Syndrome) όπου ενώ ένα και μόνο IC μπορεί να περιλαμβάνει αναλογικές λειτουργίες μόνο σε ποσοστό 20%, εν τούτοις ο χρόνος σχεδίασης τους μπορεί να καταλαμβάνει το 80% του συνολικού χρόνου σχεδίασης.

Έτσι, μετά την εισαγωγή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και ιδίως τα τελευταία χρόνια (απ' το 1990 και μετά), όλα αυτά τα προβλήματα των κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης οδήγησαν, περισσότερο από ποτέ, στο να αναδυθούν και να διερευνηθούν εκτεταμένα αρκετές ιδέες για την επεξεργασία σήματος από κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος (current mode). Είναι η επονομαζόμενη **προσέγγιση σε τρόπο ρεύματος (current mode approach)**.

### 1.3. Κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος

Αντιθέτως απ' τα κυκλώματα σε τρόπο – τάσης, ένα ιδανικό κύκλωμα σε τρόπο – ρεύματος, έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- ✓ μηδενική εμπέδηση εισόδου
- ✓ άπειρη εμπέδηση εξόδου
- ✓ σταθερή απολαβή ρεύματος

Πρέπει να σημειώσουμε ότι οι θεωρητικές έννοιες των ιδανικών κυκλωμάτων σε τρόπο – ρεύματος (που είναι παρόμοιες με αυτές των ιδανικών κυκλωμάτων σε τρόπο – τάσης) έχουν αναδυθεί ήδη, εδώ και 40 χρόνια. Στην ουσία η προσέγγιση σε τρόπο ρεύματος προτείνει ένα νέο τρόπο άποψης των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ακόμα και αν μερικές φορές δεν υπάρχει τίποτα καινούργιο, εκτός απ' το ότι αναθεωρούμε κάποια παλιά κυκλώματα προς διαφορετικές και πιο εκλεπτυσμένες λύσεις πολλών κυκλωματικών προβλημάτων.

Η υλοποίηση ολοκληρωμένων συστημάτων σε τρόπο – ρεύματος, είναι πιο κοντά στο επίπεδο των transistors απ' ότι οι συμβατικές υλοποιήσεις σε τρόπο – τάσης γιατί οι ενεργές ηλεκτρονικές στοιχειώδεις κατασκευαστικές διατάξεις (devices) ενισχύουν το ρεύμα αντί την τάση και επομένως μπορεί να προκύψουν απλούστερα κυκλώματα και συστήματα. Πχ. τα transistors MOS, είναι καταλληλότερα για την επεξεργασία ρευμάτων αντί για τάσεων, επειδή το σήμα εξόδου είναι ρεύμα, τόσο για το κύκλωμα ενισχυτή κοινής – πηγής (common source) όσο και για το κύκλωμα κοινής – πύλης (common gate). Μια βασική μετρική επιδόσεων της επεξεργασίας σε τρόπο ρεύματος είναι η εγγενής ικανότητα του να εκμεταλλεύεται χρηστικά μεγάλο εύρος ζώνης στο φάσμα (πχ. σ' ένα ενισχυτή ρεύματος το transistor είναι χρήσιμο σχεδόν μέχρι την συχνότητα  $f_T$ ). Επίσης το φαινόμενο των παρασιτικών αυτεπαγωγών σ' ένα IC είναι συνήθως λιγότερο εμφανές απ' ότι αυτό των



παρασιτικών χωρητικότητων του, ενώ πχ. τα BJT μετάγουν (switch) το ρεύμα πολύ πιο απότομα απ' ότι τις τάσεις.

Μία εξήγηση του γιατί οι λειτουργίες υπό χαμηλή τάση τροφοδοσίας ταιριάζουν καλύτερα στα κυκλώματα σε τρόπο – ρεύματος δίνεται παρακάτω.

Όταν το σήμα μεταφέρεται υπό την μορφή ρεύματος, οι τάσεις στα κυκλώματα των MOS transistors είναι ανάλογες με την τετραγωνική ρίζα του σήματος (αν υποθέσουμε ότι η περιοχή λειτουργίας των διατάξεων βρίσκεται στον κόρο). Παρομοίως στα κυκλώματα των BJTs οι τάσεις είναι ανάλογες με τον λογάριθμο του σήματος. Επομένως είναι δυνατή μία συρρίκνωση/ελαχιστοποίηση (compression) των διακυμάνσεων της τάσης (voltage swing) ενώ αντίθετα, η περιοχή μεταβολής του σήματος (ρεύμα) καθορίζεται απ' τις στάθμες εμπέδησης που επιλέγει ο σχεδιαστής και δεν περιορίζεται ευθέως απ' την τάση τροφοδοσίας. Επομένως στα κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος, είναι δυνατή μία μείωση της τάσης τροφοδοσίας ενώ παράλληλα η επίδραση αυτής της μείωσης στις επιδόσεις τους είναι μικρότερη απ' ότι στα κυκλώματα σε τρόπο - τάσης.

Επίσης τα κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος δεν απαιτούν κατ' αρχήν υψηλή απολαβή τάσης, και έτσι δεν χρειάζονται ενισχυτές υψηλών επιδόσεων. Επομένως δεν απαιτούν παθητικά κυκλωματικά στοιχεία και έτσι μπορούν να σχεδιαστούν σχεδόν πλήρως με transistors. Αυτό καθιστά τα κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος συμβατά με τις τυπικές τεχνολογίες ολοκλήρωσης ψηφιακών κυκλωμάτων.

Έτσι, με τις τεχνικές σε τρόπο ρεύματος είναι δυνατόν να επιτύχουμε υψηλότερες ταχύτητες και μικρότερη δυναμική κατανάλωση ισχύος. Επίσης η επίδραση της μειωμένης τάσης τροφοδοσίας στην επίδοση των κυκλωμάτων σε τρόπο ρεύματος είναι μικρότερη, σε σχέση με τα κυκλώματα σε τρόπο - τάσης.

Η χρησιμότητα των κυκλωμάτων σε τρόπο ρεύματος, προκειμένου να αντιμετωπιστούν οι δυσκολίες που προκύπτουν απ' την μείωση της τάσης τροφοδοσίας και την αύξηση της ταχύτητας λειτουργίας, έχει προσλάβει προσφάτως (απ' την δεκαετία του 1990 και μετά) συνεχώς αυξανόμενη προσοχή τόσο απ' την βιομηχανία όσο και απ' την ακαδημαϊκή έρευνα. Έχουν εκδοθεί εργασίες που δείχνουν ότι η τρέχουσα τεχνολογία της αναλογικής σχεδίασης σε τρόπο ρεύματος μπορεί να παράσχει λύσεις σε πολλά προβλήματα κυκλωμάτων αλλά και σε συστημικά προβλήματα. Τα κυκλώματα σε τρόπο ρεύματος ενέχουν πολλά μοναδικά και ελκυστικά χαρακτηριστικά έναντι των αντιστοίχων κυκλωμάτων σε τρόπο τάσης καθώς μεγιστοποιούν τις επιδόσεις, υπό όρους

- ✓ εύρους ζώνης
- ✓ slew rate
- ✓ χαμηλής τάσης τροφοδοσίας
- ✓ ευαισθησίας στην τάση τροφοδοσίας
- ✓ μικρής σταθεράς χρόνου στους κόμβους
- ✓ **καθυστερήσης διάδοσης (propagation delay)**
- ✓ μεγάλων ταλαντεύσεων (swing) του ρεύματος υπό την παρουσία μικρής τάσης τροφοδοσίας
- ✓ μειωμένης παραμόρφωσης (distortion)
- ✓ μικρής εμπέδηση εισόδου
- ✓ μεγάλης εμπέδηση εξόδου
- ✓ μικρότερης ευαισθησίας στον διακοπτικό θόρυβο (switching noise)

- ✓ καλύτερης αναισθησίας (μικρότερης ευαισθησίας) στην ESD (ElectroStatic Discharge, ESD)

Τέλος η προσέγγιση σε τρόπο – ρεύματος είναι στιβαρή, αν αναλογιστούμε ότι όλες οι λειτουργικότητες των αναλογικών ICs, οι οποίες παραδοσιακά σχεδιάζονταν σε τρόπο – τάσης, μπορούν επίσης να υλοποιηθούν και σε τρόπο – ρεύματος.

#### 1.4. Εφαρμογές των κυκλωμάτων σε τρόπο – ρεύματος

Αυτές οι τεχνολογικές αιτίες είναι οι βάσεις για την προτιμητέα εμπλοκή του τρόπου – ρεύματος (ιδίως τεχνολογιών CMOS) σε ολοένα και περισσότερες εφαρμογές, τόσο σε επίπεδο κυκλώματος όσο και στο επίπεδο συσκευής/συστημάτων, και στο ψηφιακό και στο αναλογικό πεδίο, απ' τα μέσα της δεκαετίας του 1990 και μετά.

##### Εφαρμογές σε επίπεδο κυκλώματος

- ✓ λογική σε τρόπο – ρεύματος (current mode logic) ή **λογική συζευγμένου εκπομπού (emitter coupled logic)**
- ✓ ADCs και DACs σε τρόπο – ρεύματος (current – mode DACs, DACs), **DACs διφυούς αγωγιμότητας (bipolar DACs)**
- ✓ **μεταφορείς ρεύματος (Current Conveyors, CC)**
- ✓ ενισχυτική τοπολογία, υψηλής ταχύτητας, γνωστή ως **ανάδραση ρεύματος (current feedback)**.
- ✓ γραμμικές και λογαριθμικές εφαρμογές φίλτρων (πχ. φίλτρα μεταγόμενων ρευμάτων (switched current filters))
- ✓ διαγραμμικά (translinear) κυκλώματα
- ✓ **καθρέπτες ρεύματος (current mirrors)** (σημειώνουμε ότι είναι ήδη εδώ και καιρό η φυσική εκλογή ως στοιχειώδη θεμελιώδη blocks, καθώς επιτρέπουν την σχεδίαση απλών και λεπτεπίλεπτων κυκλωμάτων ανοιχτού βρόγχου, με κατεργασίες χαμηλού κόστους).

##### Εφαρμογές στο επίπεδο συσκευής/ συστήματος

- ✓ στα συστήματα τηλ/νιών (φορητά συστήματα όπου χρησιμοποιείται τροφοδοσία χαμηλής τάσης (Low Voltage, LV) η οποία παρέχεται από μια μπαταρία μονής κυψελίδας. Αυτά τα κυκλώματα LV πρέπει επίσης να επιδεικνύουν μειωμένη κατανάλωση ισχύος έτσι ώστε να διατηρούν μεγαλύτερη διάρκεια ζωής στην μπαταρία.
- ✓ στα συστήματα μέτρησης
- ✓ στις διεπαφές (interfaces) υψηλής ταχύτητας των Η/Υ.Σ.
- ✓ στους πολυεπεξεργαστές (multiprocessors)
- ✓ στο backplane πολύπλοκων ηλεκτρονικών συστημάτων.

Τέλος πρέπει να σημειώσουμε ότι την τελευταία 25<sup>ετία</sup> σε όλες τις τρέχουσες τεχνολογίες κατεργασίας ημιαγωγών υλικών (διφυούς αγωγιμότητας (bipolar), CMOS, BiCMOS, GaAs) έχουν σημειωθεί πρόοδοι, οι οποίες έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη της σχεδίασης και στην υλοποίηση αναλογικών ICs σε τρόπο – ρεύματος. Πχ.

- ✓ Στις αρχές της δεκαετίας του 1980, η ανάπτυξη αληθινά συμπληρωματικών κατεργασιών διφυούς αγωγιμότητας (true complementary bipolar processes) οδήγησε στην εξέλιξη των τελεστικών ενισχυτών με ανάδραση ρεύματος (current feedback operational amplifiers), οι οποίοι παρουσιάζουν σχεδόν σταθερό εύρος ζώνης ανεξαρτήτως της απολαβής κλειστού – βρόγχου μαζί με το πολύ υψηλό slew rate. Σ' αυτήν την κατεργασία κάθε βαθμίδα πρέπει να έχει δυνατότητα συμπληρωματικής δράσης τύπου push – pull (complementary push – pull action), και τα *npn* και *pnp* transistors πρέπει να έχουν συγκρίσιμα χαρακτηριστικά υπό όρους της συχνότητας αποκοπής  $f_T$ .
- ✓ Στην τεχνολογία CMOS VLSI, με μεικτή αναλογική και ψηφιακή κυκλωμάτωση, οι εξελίξεις έχουν επικεντρωθεί σε μία νέα γενιά επεξεργασίας μέσω δειγματοληψίας αναλογικών δεδομένων (analog sampled data processing), η οποία αναφέρεται ως κυκλώματα μεταγόμενων ή δυναμικών ρευμάτων (switched ή dynamic current circuits). Τα κυκλώματα αυτά περιλαμβάνουν
  - φίλτρα μεταγόμενων ρευμάτων (switched current filters)
  - δυναμικούς καθρέπτες ρεύματος (dynamic current – mirrors)
  - current copiers και κύτταρα μνήμης (memory cells)

Αυτή η εξέλιξη αυτών των κυκλωματικών τεχνικών, κατέστησε δυνατή την συρρίκνωση του χαρακτηριστικού μεγέθους (feature size) των διατάξεων στα ψηφιακά CMOS κυκλώματα, συρρίκνωση η οποία επέβαλε και την μείωση των τάσεων τροφοδοσίας. Οι προκύπτουσες δυσκολίες, που περιγράφηκαν στην περίπτωση που επιλεγεί η επεξεργασία του σήματος σε τρόπο τάσης, μπορούν να υπερπηδηθούν λειτουργώντας αποκλειστικά ή επιλεκτικά στο πεδίο του ρεύματος. Τα φίλτρα μεταγόμενων ρευμάτων είναι μια ελκυστική εναλλακτική λύση αντί των φίλτρων μεταγόμενων πυκνωτών (switched capacitor filters). Δεν απαιτούν τελεστικούς ενισχυτές και επιπλέον δεν αποτελεί προαπαιτούμενο το ακριβές συνταίριασμα των πυκνωτών, στοιχεία τα οποία είναι απαραίτητα σ' ένα συμβατικό φίλτρο μεταγόμενων πυκνωτών.

Οι προαναφερθείσες πρόοδοι αναδεικνύουν τα πλεονεκτήματα που μπορεί να έχει η χρήση της προσέγγισης σε τρόπο – ρεύματος.

#### Βιβλιογραφία

1. FEI YUAN: CMOS CURRENT-MODE CIRCUITS FOR DATA COMMUNICATIONS, Κεφ. 1 σελ. 1,2, §1.1 σελ. 2 ως 4(2007)
2. G. Ferri, N. Guerini: Low - Voltage, Low - Power CMOS Current Conveyors, Kluwer Academic Publishers (2004) §1.1.1 σελ. 2
3. Palmisano, Palumbo, Pennisi: CMOS current amplifiers, (1999): Κεφ. 1 σελ. 1,2, §1.1 σελ. 2 ως 8

4. Chris Toumazou, J. Lidgley, D. Haigh: Analog IC design: the current mode approach, (1993), κεφ. 1 §1.2 σελ. 2,
5. Pease: Analog circuits, world class designs, Κεφ. 12, σελ. 269 Sergio Franco: Current feedback amplifiers
6. Kimmo Koli: CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity, Dissertation Helsinki University of Technology (2000), σελ. i, ii, Κεφ. 1 §1.1, σελ. 1 -2, §1.2 σελ. 2 -3, §1.3, σελ. 3,4, §1.4 σελ. 4,5,6
7. Kimmo Koli, Kari Halonen: CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity, Kluwer Academic Publishers (2003), Κεφ. 1 σελ. 1 §1.1, σελ. 1,2, §1.2 σελ. 2 – 3, §1.3 σελ. 3,4, §1.4 σελ. 4,5,6
8. G. Ferri, Nik. Guerini: Low Voltage, Low Power CMOS Current Conveyors, 2003, Κεφ. 1 σελ. 1

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΗ ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

#### 2.1. Οι αρχικές ιδέες της θεωρίας ενισχυτών: Ο ιδανικός ενισχυτής

Η ενίσχυση των σημάτων είναι ίσως η πιο θεμελιώδης λειτουργικότητα (operation ή function) στην επεξεργασία αναλογικού σήματος. Τα ηλεκτρονικά συστήματα που την υλοποιούν αναφέρονται συχνότερα και ως **Τελεστικοί ενισχυτές (Operational Amplifiers, OPAMPs)**, γιατί η χρήση τέτοιων ηλεκτρονικών κατασκευαστικών διατάξεων σε συνδεσμολογία βρόγχου αρνητικής ανάδρασης, επιτρέπει την απλή και με ακρίβεια υλοποίηση μιας μεγάλης ποικιλίας συναρτήσεων μετασχηματισμού (transfer functions), όπως πχ.

- ✓ την καθαρή ενίσχυση (κλιμάκωση, scaling) του σήματος καθώς οι OPAMPs έχουν εκ' κατασκευής υψηλή απολαβή ανοιχτού βρόγχου
- ✓ την μετατροπή σήματος (signal conversion) (δηλ. την μετατροπή τάσης σε ρεύμα (voltage to current conversion) ή την μετατροπή ρεύματος σε τάση (current to voltage conversion)
- ✓ φιλτράρισμα
- ✓ διάφορες μαθηματικές πράξεις όπως άθροιση, αφαίρεση, ολοκλήρωση, διαφορίση κλπ.

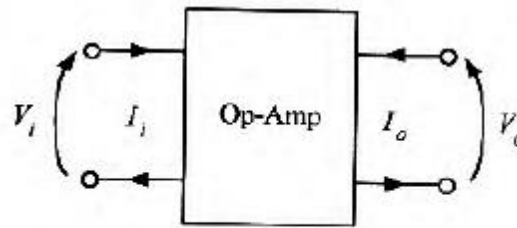
Η χρήση OPAMPs σε συνδεσμολογία βρόγχου αρνητικής ανάδρασης, επιτρέπει στις ιδιότητες και την ακρίβεια τους να είναι ουσιαστικά ανεξάρτητα απ' την πολύ μεγάλη αλλά ακαθόριστη απολαβή τους σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόγχου. Επομένως οι OPAMPs είναι αναμφισβήτητα το πιο χρήσιμο και ευέλικτο δομικό block για την επεξεργασία αναλογικού σήματος.

Ιστορικά, οι πρώτες ενισχυτικές τοπολογίες γενικά βελτιστοποιούνταν για συγκεκριμένες εφαρμογές. Ωστόσο η σημασία ενός αναλογικού ενισχυτή γενικού σκοπού, με υψηλή απολαβή, αναγνωρίστηκε τόσο απ' τους σχεδιαστές συστημάτων όσο και απ' τους βιομηχανικούς παραγωγούς ICs ήδη πριν από αρκετές δεκαετίες. Μία ενισχυτική διάταξη γενικού – σκοπού θα ενεργοποιούσε την οικονομία κλίμακας μειώνοντας την τιμή των ICs καθώς θα επιτρεπόταν να χρησιμοποιηθεί σε περιπτώσεις όπου η χρήση της είχε αποφευχθεί στο παρελθόν λόγω ακριβώς του οικονομικού κόστους. Οι τελεστικοί ενισχυτές ήταν ένα απ' τα 1<sup>ης</sup> γενιάς εμπορικά διαθέσιμα ICs που διέθετε (κατά προσέγγιση τουλάχιστον) τα παραπάνω χαρακτηριστικά.

Το 1954 ο Tellegen εισήγαγε την ιδέα του «**ιδεατού στοιχείου**» (**ideal element**) ως ένα γενικευμένο καθολικό, ενεργό κυκλωματικό στοιχείο (δομικό block, building block) για την υλοποίηση γραμμικών και μη γραμμικών αναλογικών συστημάτων. Σύμφωνα με τον ορισμό του, το ιδεατό αυτό στοιχείο ήταν ένα δίθυρο (two port), οι θύρες του οποίου ονομάζονται **είσοδος (input)** και **έξοδος (output)** με τέσσερις αντίστοιχες μεταβλητές

- ✓  $I_i$ : ρεύμα εισόδου,  $V_i$ : τάση εισόδου
- ✓  $I_o$ : ρεύμα εξόδου,  $V_o$ : τάση εξόδου

Το ιδεατό αυτό στοιχείο είχε την έννοια του “**ιδεατού OPAMP**” (**ideal amplifier**) και το block διάγραμμα του, φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2.1



Σχ. 2.1: Block διάγραμμα ενός ιδεατού OPAMP

Εξ' ορισμού οι μεταβλητές εισόδου (τάση και ρεύμα) είναι μηδέν δηλ.

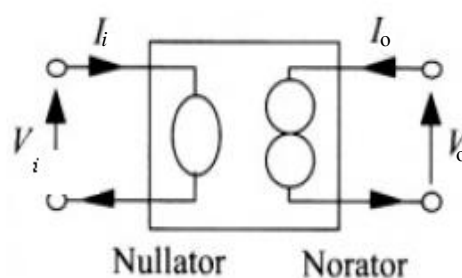
$$I_i=0$$

$$V_i=0$$

ενώ οι αντίστοιχες μεταβλητές εξόδου  $I_o$  και  $V_o$  είναι αυθαίρετα καθορισμένες. Επομένως ένας τέτοιος ενισχυτής θα παρουσιάζει άπειρο κέρδος ισχύος μεταξύ των θυρών εισόδου και εξόδου. Εάν επρόκειτο να αναπαραστήσουμε γεωμετρικά αυτό το στοιχείο, σ' ένα 4 – διάστατο χώρο, θα μπορούσε να οριστεί απ' τα επίπεδα  $I_i=0$ ,  $V_i=0$ ,  $I_o, V_o$ : αυθαίρετα καθορισμένα.

Το 1964 ο Carlin έδωσε στον ιδεατό ενισχυτή του Tellegen το όνομα "nullor" το οποίο είναι γενικά αποδεκτό μέχρι και σήμερα. Ο nullor είναι ένα δίθυρο το οποίο ικανοποιεί τον ορισμό του ιδανικού ενισχυτή, όπως αυτός δόθηκε απ' τον Tellegen, έχοντας άπειρη απολαβή τάσης, ρεύματος, άπειρη διαγωγιμότητα και διαντίσταση. Ο Carlin απέδειξε ότι οποιοδήποτε γραμμικό (linear) και μη – αντιστρεπτό (non reciprocal) κύκλωμα μπορεί να αναπαρασταθεί από απλά παθητικά στοιχεία (όπως αντιστάτες και πυκνωτές) και απλά ενεργά στοιχεία (όπως οι nullors).

Ένας nullor αποτελείται από δύο απλά μη γραμμικά στοιχεία, ένα **nullator** στην είσοδο και έναν **norator** στην έξοδο όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα 2.2

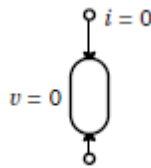


Σχ. 2.2: Σχηματικό διάγραμμα ενός nullor

(Να σημειώσουμε ότι οι έννοιες των nullator, norator εισήχθησαν απ' τους Carlin και Youla το 1961)

Ο nullator είναι ένα νοητό, χρονικά αναλλοίωτο μονόθυρο (δίπολο) στοιχείο κυκλώματος, το οποίο ορίζεται ως εξής: από μέσα του δεν διέρχεται καθόλου ρεύμα και παρ' όλα αυτά η τάση μεταξύ των ακροδεκτών της θύρας του είναι συνεχώς μηδέν (δηλ. οι ιδιοσυστατικές

εξισώσεις που το καθορίζουν είναι  $v=0$ ,  $i=0$ ). Το κυκλωματικό του σύμβολο φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2.3:



Σχ. 2.3: Κυκλωματικό σύμβολο nullator

Η χαρακτηριστική καμπύλη αυτού του διπόλου, εκφυλίζεται σ' ένα σημείο, την αρχή των αξόνων του επιπέδου  $(i,v)$ , ενώ δεν απορροφά καθόλου ισχύ απ' το υπόλοιπο κύκλωμα με το οποίο συνδέεται.

Το στοιχείο αυτό χρησιμοποιείται συχνά για να αναπαραστήσει, μεταξύ των ακροδεκτών του

- ✓ είτε μια **ιδεατή σύνδεση (virtual connection)** (δηλ. ένα ανοιχτοκύκλωμα, η τάση μεταξύ των ακροδεκτών του οποίου είναι εξ' ορισμού  $v=0$ )
- ✓ ή ένα **ιδεατό βραχυκύκλωμα (virtual short circuit)** (δηλ. ένα βραχυκύκλωμα απ' το οποίο εξ' ορισμού δεν διέρχεται ρεύμα ( $i=0$ ))

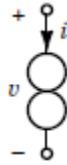
Ο nullator είναι ένα **παθολογικό (pathological)** στοιχείο, υπό την έννοια ότι έχει ταυτόχρονα, τις ιδιότητες τόσο ενός βραχυκυκλώματος όσο και ενός ανοιχτοκυκλώματος. Έτσι η σύνδεση ενός nullator μεταξύ δύο κόμβων στο σχηματικό διάγραμμα ενός κυκλώματος έχει την έννοια ότι επιβάλλει τον **μαθηματικό περιορισμό** σ' αυτούς τους κόμβους να έχουν το ίδιο δυναμικό, χωρίς να μεταβληθεί η κατανομή των ρευμάτων στο υπόλοιπο κύκλωμα (δηλ. εξαναγκάζει το υπόλοιπο κύκλωμα να υιοθετήσει τις απαραίτητες ρυθμίσεις προκειμένου να ικανοποιηθούν οι παραπάνω συνθήκες). Επίσης ένας nullator δεν είναι ούτε πηγή ρεύματος ούτε πηγή τάσης, και παρ' όλα αυτά την ίδια στιγμή είναι και τα δύο.

Στην πράξη η συμπεριφορά ενός nullator προσεγγίζεται απ' τους ακροδέκτες εισόδου ενός ρεαλιστικού OPAMP με αρνητική ανάδραση, καθώς

- ✓ αυτοί δεν «τραβούν» καθόλου ρεύμα και δεν αναπτύσσεται καθόλου τάση ανάμεσα τους
- ✓ αυτές οι συνθήκες χρησιμοποιούνται για την ανάλυση του κυκλώματος που περιβάλλει τον OPAMP

Απ' την άλλη πλευρά, ο norator είναι ένα νοητό χρονικά – αναλλοίωτο δίπολο κυκλωματικό στοιχείο, το οποίο αντίθετα με τον nullator δεν επιβάλλει κάποιο περιορισμό στο ρεύμα ή στην τάση, εκτός απ' το ότι το ρεύμα που εισέρχεται απ' τον ένα ακροδέκτη του δίπολου πρέπει να ισούται με το ρεύμα που εξέρχεται απ' τον άλλο. Έτσι σ' ένα norator τόσο η τάση της θύρας του όσο και το ρεύμα που τον διαρρέει είναι αυθαίρετα ορισμένες χρονικές συναρτήσεις και μπορούν να πάρουν οποιαδήποτε τιμή ανεξάρτητα η μία απ' την άλλη, δίνοντας έτσι στον norator έναν επιπλέον βαθμό ελευθερίας που δεν βρίσκουμε σε οποιοδήποτε άλλο μονόθυρο κυκλωματικό στοιχείο. Επομένως ένας norator μπορεί να συνδέσει δύο κόμβους ενός κυκλώματος επιτρέποντας οποιαδήποτε τιμή ρεύματος να τον

διαρρέει χωρίς να μεταβληθεί η κατανομή των τάσεων στο υπόλοιπο κύκλωμα. (Οι τιμές τάσης και ρεύματος ενός norator καθορίζονται απ' το εξωτερικό κύκλωμα με το οποίο συνδέεται). Το κυκλωματικό σύμβολο ενός norator φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2.4:



Σχ. 2.4: Κυκλωματικό σύμβολο norator

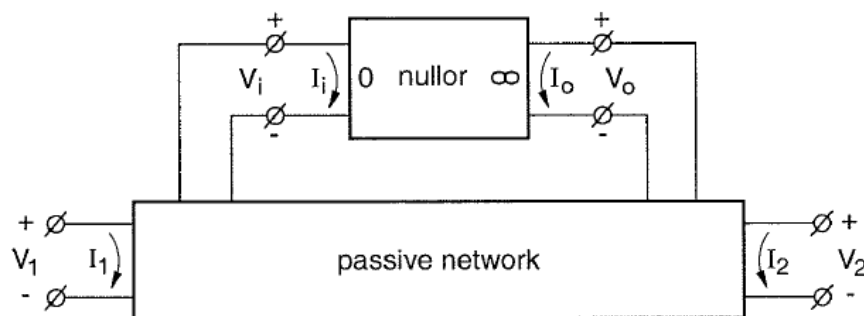
Η χαρακτηριστική καμπύλη ενός norator είναι ολόκληρο το επίπεδο  $(i,v)$  και επομένως η παθολογία του θα μπορούσαμε να πούμε ότι είναι συμπληρωματική της παθολογίας ενός nullator. Η ισχύς που απορροφά ένας norator είναι συνήθως μη μηδενική και μπορεί να γίνει ακόμα και αρνητική. Επομένως ένας norator είναι ενεργό κυκλωματικό στοιχείο που μπορεί να προσομοιώσει μια ελεγχόμενη πηγή είτε τάσης είτε ρεύματος με άπειρη απολαβή και μπορεί να προσφέρει οποδήποτε ρεύμα ή τάση απαιτήσει το κύκλωμα υπό την έννοια των νόμων του Kirchoff.

Στην πράξη, ως norator, συμπεριφέρεται η έξοδος ενός ιδανικού OPAMP δημιουργώντας μη – μηδενική τάση εξόδου και ρεύμα, μεγέθη τα οποία συμφωνούν με τις απαιτήσεις του εξωτερικού κυκλώματος, ανεξάρτητα απ' την μηδενική είσοδο του OPAMP.

Οι **παράμετροι μετάδοσης (transmission parameters, ή ABCD parameters)** του nullor, θεωρούμενου ως δίθυρου, είναι όλες 0 δηλ. η συμπεριφορά εισόδου – εξόδου συνοψίζεται με βάση την εξίσωση πινάκων

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Όπως καταλαβαίνουμε λοιπόν απ' την παραπάνω συζήτηση, τόσο ο nullator όσο και ο norator δεν έχουν καλώς καθορισμένη εμπέδηση και επομένως οι ιδιότητες μετασχηματισμού (μεταφοράς) του nullor (ως κυκλωματικό στοιχείο) γίνονται καλώς καθορισμένες, μόνο αν υπάρχει ένα εξωτερικό παθητικό κύκλωμα το οποίο να παρέχει ανάδραση απ' την θύρα εξόδου προς την θύρα εισόδου, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα 2.5:



Σχ. 2.5: Ένα δίθυρο δικτύωμα αποτελούμενο από ένα παθητικό δίκτυωμα και ένα nullor. Η εφαρμογή αρνητικής ανάδρασης γύρω απ' τον nullor, προκαλεί την τάση και το ρεύμα εξόδου  $(V_o, I_o)$  να παίρνουν τέτοιες τιμές ώστε να διασφαλίζεται ότι θα ικανοποιούνται οι συνθήκες της θύρας εισόδου  $(I_i=0, V_i=0)$



Στην παραπάνω συνδεσμολογία ο nullor επιβάλλει μαθηματικούς περιορισμούς στην συμπεριφορά του κυκλώματος δηλ., τα στοιχεία του εξωτερικού κυκλώματος υιοθετούν τις απαραίτητες ρυθμίσεις, καθορίζοντας τις μεταβλητές εξόδου του nullor (τάση εξόδου  $V_o$ , ρεύμα εξόδου  $I_o$ ), με τέτοιο τρόπο ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες που ορίζονται για την είσοδο του ( $I_i=0, V_i=0$ ). Άλλωστε, προκειμένου η έξοδος του nullor να έχει κάποια επίδραση στην είσοδο του (έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι μαθηματικοί περιορισμοί που επιβάλλει ο nullor στο υπόλοιπο κύκλωμα), θα πρέπει ένα μέρος απ' το σήμα εξόδου του nullor να αναδράται πίσω στην είσοδο του.

Στα χρόνια που ακολούθησαν, η επιστημονική κοινότητα της θεωρίας κυκλωμάτων αποδέχθηκε τον nullor ως τον κατεξοχήν ιδεατό ενισχυτή, ένα εναρκτήριο σημείο σχεδόν για κάθε θεωρητική προσέγγιση των ενισχυτών, για τους ακόλουθους λόγους

- i. ο nullor μπορεί να αναπαραστήσει οποιοδήποτε είδος, απ' τις 4 εξαρτημένες πηγές, με άπειρη απολαβή
- ii. οι nullors μαζί με αντιστάτες ως εξωτερικό κύκλωμα, μπορούν να υλοποιήσουν οποιοδήποτε είδος εξαρτημένης πηγής με πεπερασμένη απολαβή, και επομένως μπορούν να υλοποιήσουν οποιαδήποτε ενεργή κυκλωματική διάταξη. (πχ. συνδυασμοί nullators και norators έχουν χρησιμοποιηθεί για την μοντελοποίηση μη γραμμικών στοιχείων πολλών ακροδεκτών όπως transistors ή πρακτικοί OPAMPs)
- iii. τα κυκλώματα με nullors είναι εύκολο να αναλυθούν.

## 2.2. Το σύνολο των ιδεατών ενισχυτών

Ο nullor είναι η πιο γενική περίπτωση ενός καθολικού ιδεατού ενισχυτή, αλλά στην πράξη οι ακαθόριστες τιμές των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου όπως επίσης και η ακαθόριστη χαρακτηριστική μετασχηματισμού (μεταφοράς, transfer characteristic) καθιστούν δύσκολη στην υλοποίηση αυτής της διάταξης. Ο Tellegen αναγνώρισε αυτό το πρόβλημα και πρότεινε ένα σύνολο 4 ιδεατών ενισχυτών με καλώς ορισμένη αντίσταση εισόδου ( $R_I$ ) και αντίσταση εξόδου ( $R_O$ ). Αυτή οι 4 ιδεατοί ενισχυτές είναι:

### 1. Ο OPAMP τάσης (Voltage Op – Amp, VOA)

Η διάταξη αυτή έχει ανοιχτοκύκλωμα στην θύρα εισόδου (δηλ.  $R_I=\infty$ ), θύρα εξόδου η οποία προσομοιάζει με βραχυκύκλωμα ( $R_O=0$ ) και άπειρη εγγενή δυνατότητα απολαβής τάσης. Προσομοιώνει μια πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση (Voltage Controlled Voltage Source, VCVS)

### 2. OPAMP ρεύματος (Current Op – Amp, COA)

Η διάταξη αυτή έχει βραχυκύκλωμα στην θύρα εισόδου (δηλ.  $R_I=0$ ), ανοιχτοκύκλωμα στην θύρα εξόδου (δηλ.  $R_O=\infty$ ) και άπειρη εγγενή δυνατότητα απολαβής ρεύματος. Προσομοιώνει μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα (Current Controlled Current Source, CCCS)

### 3. Ο OPAMP δι - αντίστασης (TransResistance Op – Amp, TROA)

Η διάταξη αυτή έχει βραχυκύκλωμα στην θύρα εισόδου και στην θύρα εξόδου (δηλ.  $R_I=R_O=0$ ) και άπειρη εγγενή δυνατότητα απολαβής δι – αντίστασης. Προσομοιώνει μια πηγή τάσης ελεγχόμενη από ρεύμα (Current Controlled Voltage Source, CCVS)

#### 4. Ο OPAMP δι – αγωγιμότητας (TransConductance Op – Amp, TCOA)

Η διάταξη αυτή έχει ανοιχτοκύκλωμα στην θύρα εισόδου και στην θύρα εξόδου (δηλ.  $R_I=R_O=\infty$ ) και άπειρη εγγενή δυνατότητα απολαβής διαγωγιμότητας. Προσομοιώνει την πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση (Voltage Controlled Current Source, VCCS)

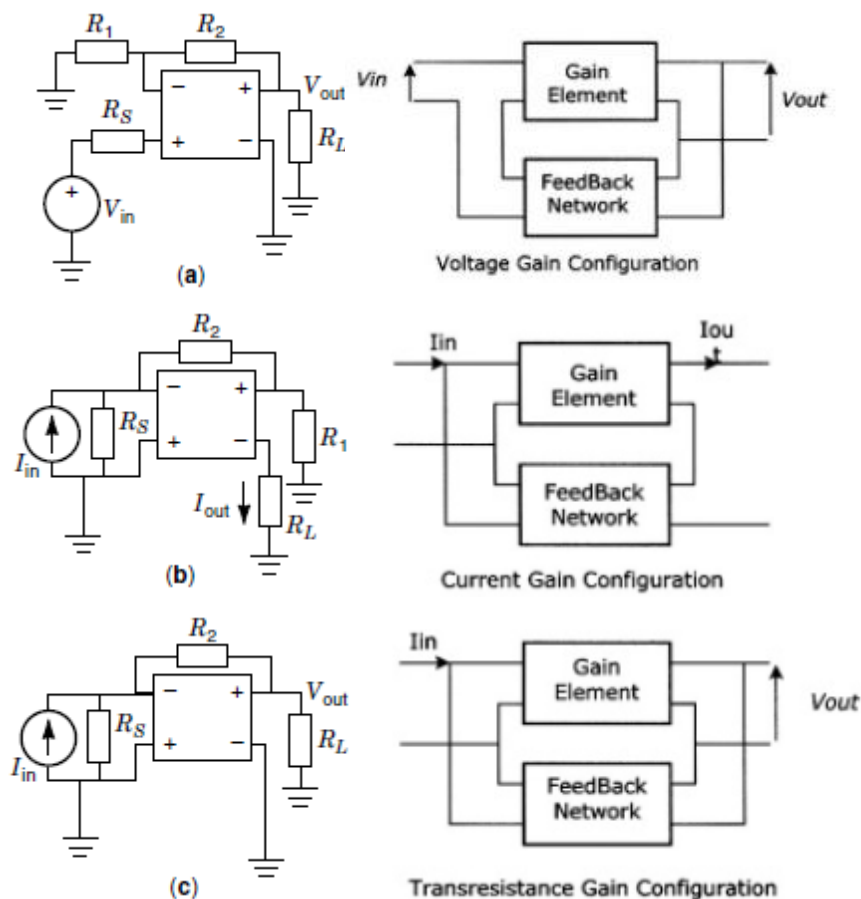
Για καθένα απ’ αυτούς τους 4 τύπους ιδεατών OPAMPs το διαθέσιμο κέρδος ισχύος είναι άπειρο, και επίσης έχουμε απαιτήσεις για ιδανικές επιδόσεις υπό όρους εύρους ζώνης, γραμμικότητας, ταλάντευσης εισόδου και εξόδου (input, output swing) κλπ.

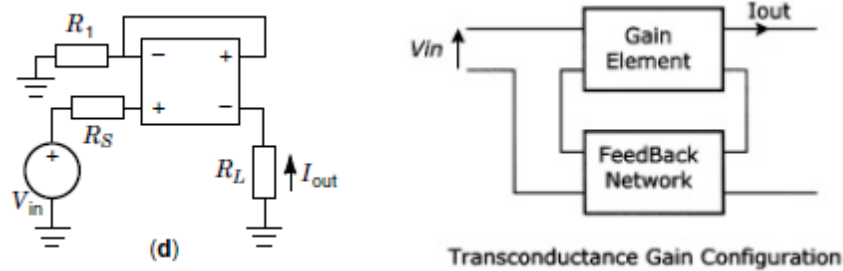
Είναι αυταπόδεικτο ότι αυτές οι 4 διατάξεις μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο δυϊκά ζεύγη. Οι VOA και COA συστήνουν το πρώτο ζεύγος, ενώ οι TROA TCOA το δεύτερο ζεύγος (αυτό είναι μια ειδική περίπτωση του θεωρήματος των **συζυγών (προσηρητημένων) δικτυωμάτων (adjoint networks)**). Όντως, γίνεται προφανές ότι το 1<sup>ο</sup> ζεύγος έχει αντίσταση εισόδου η οποία είναι αντίστροφη της αντίστασης εξόδου, ενώ η απολαβή του είναι ο λόγος μεταβλητών εισόδου – εξόδου του ίδιου τύπου, ενώ το 2<sup>ο</sup> ζεύγος έχει ίσες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου και η απολαβή του είναι ο λόγος μεταβλητών διαφορετικού τύπου.

Ως γνωστόν, υπάρχουν τέσσερις πιθανές συνδεσμολογίες του ιδεατού ενισχυτή Tellegen με εξωτερικό κύκλωμα σε κλειστό – βρόγχο, οι οποίοι διαφέρουν ως προς τους συνδυασμούς της πηγής εισόδου και της οδήγησης στην έξοδο

- ✓ ενισχυτής τάσης σε τάση ( $V - V$  amplifier)
- ✓ ενισχυτής ρεύματος σε ρεύμα ( $I - I$  amplifier)
- ✓ ενισχυτής τάσης σε ρεύμα ( $V - I$  amplifier)
- ✓ ενισχυτής ρεύματος σε τάση ( $I - V$  amplifier)

και φαίνονται στο παρακάτω σχήμα 2.6:





Σχ. 2.6: Σχηματικά block διαγράμματα κυκλωματικών διαρρυθμίσεων με ανάδραση. Η χρήση ωμικής αρνητικής ανάδρασης επιτρέπει την υλοποίηση οποιασδήποτε εκ' των, τεσσάρων, βασικών διαρρυθμίσεων ενισχυτή σε κλειστό βρόγχο. Σε κάθε περίπτωση η απολαβή κλειστού βρόγχου καθορίζεται επακριβώς απ' τους εξωτερικούς αντιστάτες, δεδομένου ότι ο ενισχυτής έχει θεωρητικά άπειρη απολαβή ανοιχτού βρόγχου.

- a) ενισχυτής  $V - V$
- b) ενισχυτής  $I - I$
- c) ενισχυτής  $I - V$
- d) ενισχυτής  $V - I$

Για να υλοποιηθούν αυτοί οι 4 τύποι ενισχυτών με ανάδραση μπορούμε να αντικαταστήσουμε τον ιδεατό ενισχυτή ( nullor) με οποιοσδήποτε απ' τους 4 συγκεκριμένους τύπους ιδεατών OPAMPs άπειρης απολαβής (VCVS, CCCS, CCVS και VCCS), και έτσι προκύπτουν 16 διαφορετικοί συνδυασμοί. Οι συναρτήσεις μετ/μού (μεταφοράς) αυτών των κυκλωμάτων συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα 2.1

V-V	I-I	I-V	V-I
$1 + R_2/R_1$	$1 + R_2/R_1$	$R_2$	$1/R_1$

Πίν. 2.1: Συναρτήσεις μετασχηματισμού (μεταφοράς) των ενισχυτών του σχ. 2.6

Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι οι παραπάνω συναρτήσεις μεταφοράς εξαρτώνται μόνο απ' τις τιμές των  $R_1$  και/ή  $R_2$ , ανεξαρτήτως των αντιστάσεων της πηγής και του φόρτου. Αυτό είναι ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό το οποίο προσεγγίζει αρκετά καλά τις επιδόσεις ενός ιδανικού ενισχυτή, καθώς μειώνει την αλληλεπίδραση μεταξύ των αλυσιδωτά συνδεδεμένων (cascaded) ενεργών κυκλωμάτων και βελτιώνει τον έλεγχο πάνω στην απόκριση συχνότητας της απολαβής κλειστού βρόγχου (τόσο κατά μέτρο όσο και ως προς την φάση). Το χαρακτηριστικό αυτό απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό την σχεδίαση, απ' την κυκλωματική σκοπιά.

### 2.3. Απόκριση συχνότητας κλειστού - βρόγχου

Η απαίτηση που έχουμε για άπειρη απολαβή ανοιχτού - βρόγχου σ' ένα ιδανικό ενισχυτή δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί. Οι πρακτικές ενισχυτικές διατάξεις έχουν απολαβές ανοιχτού - βρόγχου οι οποίες είναι πεπερασμένες και συχνοτικά εξαρτώμενες και αυτό ήταν που στην

πραγματικότητα θεώρησε ο Tellegen ότι δηλ. οι 4 τύποι OPAMPs έχουν πεπερασμένη δυνατότητα απολαβής, έτσι ώστε η τάση ή το ρεύμα εξόδου είναι ακριβώς ανάλογο με την τάση ή το ρεύμα εισόδου ανεξάρτητα από οποιοδήποτε φαινόμενο φόρτου (loading effect). Πιο συγκεκριμένα:

- ✓ ένας μη ιδανικός VOA έχει εγγενή πεπερασμένη δυνατότητα απολαβής τάσης ανοιχτού – βρόγχου  $A_V$  (δηλ.  $V_2 = A_V \cdot V_1$ )
- ✓ ένας μη ιδανικός COA έχει εγγενή πεπερασμένη δυνατότητα απολαβής ρεύματος ανοιχτού – βρόγχου  $A_I$  (δηλ.  $I_2 = A_I \cdot I_1$ )
- ✓ ένας μη ιδανικός TROA έχει εγγενή πεπερασμένη δυνατότητα απολαβής διαντίστασης ανοιχτού – βρόγχου  $R_T$  (δηλ.  $V_2 = R_T \cdot I_1$ )
- ✓ ένας μη ιδανικός TCOA έχει εγγενή πεπερασμένη δυνατότητα απολαβής διαγωγιμότητας ανοιχτού – βρόγχου  $G_T$  (δηλ.  $I_2 = G_T \cdot V_1$ )

Υποθέτουμε για απλότητα ότι η απολαβή ανοιχτού – βρόγχου του ενισχυτή έχει μόνο ένα απλό κυρίαρχο πόλο, και έτσι μπορεί να γραφεί ως:

$$\tilde{A}_{OL}(s) = \frac{A_{OL}}{1 + \frac{s}{\omega_a}} \quad (2.1)$$

όπου:  $A_{OL}$ : είναι το μέτρο της DC απολαβής ανοιχτού – βρόγχου (open – loop DC gain magnitude),  $\omega_a$ : είναι το εύρος ζώνης 3dB ανοιχτού βρόγχου (open loop 3dB bandwidth). Για συχνότητες μεγαλύτερες της  $\omega_a$  ισχύει

$$\tilde{A}_{OL}(s) \cong \frac{A_{OL}\omega_a}{s} = \frac{GBW}{s} \quad (2.2)$$

όπου το μέγεθος  $GBW$  είναι το γινόμενο απολαβής – εύρους ζώνης (gain – bandwidth product) του ενισχυτή.

Ο πίνακας 2.2 συνοψίζει τα χαρακτηριστικά των 4 τύπων των μη ιδανικών OPAMP, οι οποίοι εμφανίζουν άπειρο κέρδος ισχύος μεταξύ των θυρών εισόδου και εξόδου.

Op-amp type	$r_i$	$r_o$	Open-loop gain
VOA	$\infty$	0	$A_V = V_o/V_i$
COA	0	$\infty$	$A_I = I_o/I_i$
TROA	0	0	$R_T = V_o/I_i$
TCOA	$\infty$	$\infty$	$G_T = I_o/V_i$

Πιν. 2.2: Ιδανικοί OPAMPs και τα χαρακτηριστικά τους

Ωστόσο, στην περίπτωση όπου θεωρούμε μη – ιδανικούς OPAMPs με πεπερασμένη (αν και όντως μεγάλη) απολαβή ανοιχτού βρόγχου  $A_{OL} \equiv (A_V, A_I, R_T, G_T)$ , ακόμα και αν έχουν ιδανικές εσωτερικές αντιστάσεις, οι περισσότερες απ' τις 16 κυκλωματικές διαμορφώσεις κλειστού βρόγχου που παίρνουμε αντικαθιστώντας τον ιδανικό OPAMP με έναν απ' τους 4

εξειδικευμένους OPAMPs του πίνακα 2.2, παρουσιάζουν απολαβή βρόγχου (loop gain) η οποία εξαρτάται απ' τις αντιστάσεις της πηγής ή/και του φόρτου. Όντως, υπό αυτές τις προϋποθέσεις, τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον πίνακα 2.3. (όπου  $G=A_0=1+(R_2/R_1)$ )

	(a) V-V Amplifier	(b) I-I Amplifier	(c) I-V Amplifier	(d) V-I Amplifier
1. $A_V$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{A_V}{A_V + 1 + \frac{R_2}{R_1}}\right)$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{A_V + 1/G}{A_V + 1 + \frac{R_2}{R_S} + \frac{R_L}{R_1} + \frac{GR_L}{R_S}}\right)$	$R_2 \left(\frac{A_V}{A_V + 1 + \frac{R_2}{R_S}}\right)$	$\frac{1}{R_1} \left(\frac{A_V}{A_V + 1 + \frac{R_L}{R_1}}\right)$
2. $A_I$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{A_I + 1/G}{A_I + 1 + \frac{R_2}{R_L} + \frac{R_S}{R_1} + \frac{GR_S}{R_L}}\right)$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{A_I}{A_I + 1 + \frac{R_2}{R_L}}\right)$	$R_2 \left(\frac{A_I}{A_I + 1 + \frac{R_2}{R_L}}\right)$	$\frac{1}{R_1} \left(\frac{A_I}{A_I + 1 + \frac{R_S}{R_1}}\right)$
3. $R_T$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_T}{R_T + R_2 + GR_S}\right)$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_T}{R_T + R_2 + GR_L}\right)$	$R_2 \left(\frac{R_T}{R_T + R_2}\right)$	$\frac{1}{R_1} \left(\frac{R_T - R_L}{R_T + R_S + R_L + \frac{R_S R_L}{R_1}}\right)$
4. $G_T$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{G_T}{G_T + \frac{1}{R_1} + \frac{G}{R_L}}\right)$	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{G_T}{G_T + \frac{1}{R_1} + \frac{G}{R_S}}\right)$	$R_2 \left(\frac{G_T - 1/R_2}{G_T + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_S} + \frac{R_2}{R_L R_S}}\right)$	$\frac{1}{R_1} \left(\frac{G_T}{G_T + \frac{1}{R_1}}\right)$

Πιν. 2.3: Συναρτήσεις μετασχηματισμού ενισχυτών σε κλειστό βρόγχο.

Πρέπει να σημειώσουμε ότι σε ρεαλιστικές καταστάσεις, στα μοντέλα των ενισχυτών ανοιχτού βρόγχου πρέπει να συμπεριλάβουμε και τις πεπερασμένες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου τους. Για λόγους απλότητας η παραπάνω ανάλυση περιορίστηκε σε OPAMPs με πεπερασμένη απολαβή, αλλά ιδανικές αντιστάσεις εισόδου – εξόδου. Όμως μπορούμε να δείξουμε ότι τα συμπεράσματα που εξήχθησαν με αυτή την ανάλυση, ισχύουν επίσης και για την περίπτωση των ρεαλιστικών αντιστάσεων εισόδου – εξόδου.

Αυτός ο πίνακας μας δίνει μια πολύτιμη διαισθητική άποψη για την λειτουργία των διαφόρων ενισχυτών, καθώς μπορούμε να δούμε ξεκάθαρα την σχέση μεταξύ των συναρτήσεων μετ/μού κλειστού βρόγχου και των διαφόρων κυκλωματικών στοιχείων. Κάθε συνάρτηση μετ/μού στον πίνακα, έχει χωριστεί σε δύο τμήματα:

- i. Ο πρώτος παράγοντας εξαρτάται μόνο απ' τους εξωτερικούς αντιστάτες της ανάδρασης και ορίζει την ιδεατή απολαβή κλειστού – βρόγχου (δηλ. αυτή την οποία θα παίρναμε αν ο ενισχυτής ήταν ένας ιδεατός nullor).
- ii. Ο 2<sup>ος</sup> παράγοντας εξαρτάται
  - ✓ απ' την απολαβή ανοιχτού – βρόγχου του ενισχυτή
  - ✓ την αντίσταση της πηγής και του φόρτου, και επιπλέον
  - ✓ απ' τις τιμές των εξωτερικών αντιστάτων που συνδέονται για την ρύθμιση της απολαβής.

Παρατηρούμε ότι οι περισσότεροι όροι του πίνακα 2.3 έχουν την γενική μορφή:

$$\tilde{A}_{CL}(s) = \frac{\tilde{A}_{OL}(s)}{\tilde{A}_{OL}(s) + K} \quad (2.3)$$

ενώ ορισμένοι έχουν την μορφή:

$$\tilde{A}_{CL}(s) = \frac{\tilde{A}_{OL}(s) \pm Z}{\tilde{A}_{OL}(s) + K} \quad (2.4)$$

Για να προσεγγιστεί η συμπεριφορά ενός ιδεατού nullor θα πρέπει σε κάθε ενισχυτή να θέσουμε άπειρη απολαβή ανοιχτού βρόγχου (δηλ.  $A_V=A_I=R_T=G_T=\infty$ ), και τότε θα δούμε ότι οι συναρτήσεις μετ/μού κλειστού – βρόγχου θα είναι εντελώς ανεξάρτητες απ' τις αντιστάσεις τόσο της πηγής όσο και του φόρτου, γιατί όλοι οι 2<sup>οι</sup> παράγοντες θα γίνουν μονάδα και ο πίνακας 2.3 θα συμπυκνωθεί στον πίνακα 2.1. Αν καθένας απ' τους 4 τύπους ενισχυτών είχε άπειρη απολαβή ανοιχτού – βρόγχου, τότε το ποιος συγκεκριμένος τύπος θα επιλεγεί να υλοποιήσει μια συγκεκριμένη εφαρμογή, είναι ανεξάρτητος του τύπου του ενισχυτή, καθώς οι προκύπτουσες συναρτήσεις μετ/μού κλειστού – βρόγχου ανάγονται όλες στην ίδια βασική μορφή (ως εφαρμογή νοείται το πως μοντελοποιείται η πηγή που διεγείρει τον ενισχυτή και ο φόρτος ο οποίος οδηγείται απ' τον ενισχυτή).

Όμως στην πλειοψηφία των περιπτώσεων οι συναρτήσεις μετ/μού άρα και το εύρος ζώνης του κυκλώματος εξαρτάται απ' τις αντιστάσεις της πηγής και/ή του φόρτου, σε αντίθεση με την περίπτωση ενός ιδεατού ενισχυτή (δηλ. με άπειρη απολαβή). Οι τιμές του  $K$  δείχνουν με ποιο τρόπο το εύρος ζώνης κάθε κυκλώματος εξαρτάται απ' τα εξωτερικά συνδεδεμένα, στον ενισχυτή, στοιχεία. Απ' τον πίνακα 2.3 μπορούμε να συνθέσουμε μια λίστα με όλες τις τιμές του  $K$ , για όλες τις δυνατές κυκλωματικές διαμορφώσεις του σχ. 2.6, όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα 2.4:

	(a) V-V Amplifier	(b) I-I Amplifier	(c) I-V Amplifier	(d) V-I Amplifier
1. $A_V$	$1 + R_2/R_1$	$1 + \frac{R_2}{R_S} + \frac{R_L}{R_1} + \frac{GR_L}{R_S}$	$1 + R_2/R_S$	$1 + R_L/R_1$
2. $A_I$	$1 + \frac{R_2}{R_L} + \frac{R_S GR_S}{R_1 R_L}$	$1 + R_2/R_1$	$1 + R_2/R_L$	$1 + R_S/R_1$
3. $R_T$	$R_2 + GR_S$	$R_2 + GR_L$	$R_2$	$R_S + R_L \frac{R_2 R_L}{R_1}$
4. $G_T$	$\frac{1}{R_1} + \frac{G}{R_L}$	$\frac{1}{R_1} + \frac{G}{R_S}$	$\frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_L} + \frac{R_2}{R_S R_L}$	$1/R_1$

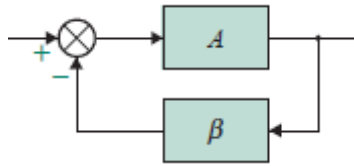
Πίν. 2.4: Τιμές του  $K$ , για τους ενισχυτές σε συνδεσμολογία κλειστού βρόγχου

Ας σημειωθεί επίσης για τις καταχωρίσεις του πίνακα 2.3 της μορφής  $\tilde{A}_{CL}(s) = \frac{\tilde{A}_{OL}(s) \pm Z}{\tilde{A}_{OL}(s) + K}$

ο επιπλέον όρος στον αριθμητή, δείχνει την ύπαρξη ενός μηδενισμού στην απόκριση κλειστού – βρόγχου, σε συχνότητα  $\omega=(GBW)/Z$ . Αν αυτή η συχνότητα του μηδενισμού είναι πολύ υψηλότερη απ' ότι αυτή του πόλου, τότε το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου θα συνεχίσει να καθορίζεται απ' την τιμή  $K$  του πόλου. Αν όμως  $Z>K$  τότε η απόκριση κλειστού – βρόγχου θα παρουσιάσει αιχμή (peaking) και ίσως γίνει ασταθής. Σ' αυτή την περίπτωση, ίσως απαιτηθούν επιπλέον εξωτερικά στοιχεία έτσι ώστε να μετατοπίσουν την συχνότητα του πόλου κάτω απ' αυτήν του μηδενισμού και έτσι να αποκαταστήσουν την αστάθεια. Προς το παρόν υποθέτουμε ότι όλα τα κυκλώματα έχουν  $K \gg Z$ , και έτσι ο όρος του  $Z$  μπορεί να αμεληθεί.

Οι τέσσερις διαγώνιες τιμές του  $K$  (που εμφανίζονται με έντονα γράμματα στον πίνακα 2.4) είναι ανεξάρτητες απ' τις αντιστάσεις της πηγής και του φόρτου και τους όρους της απολαβής κλειστού – βρόγχου του πίνακα 2.3. Σ' αυτά τα ενισχυτικά συστήματα, οι τέσσερις τύποι OPAMP χρησιμοποιούνται με την φυσική συνδεσμολογία τους (δηλ. έτσι ώστε να

υλοποιήσουν έναν ενισχυτή με ανάδραση του ίδιου τύπου) και ανήκουν στο τυπικό block διάγραμμα ενός συστήματος με ανάδραση, του παρακάτω σχήματος 2.7

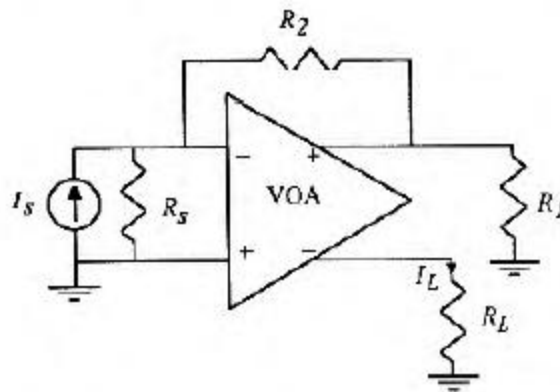


Σχ. 2.7: Τυπικό block διάγραμμα ενός συστήματος με ανάδραση

Αυτές οι κυκλωματικές διαρρυθμίσεις θεωρούνται ως «προτιμητέες» (preferred) καθώς προσφέρουν βελτιωμένα (enhanced) χαρακτηριστικά υπό την έννοια ότι παρέχουν την βέλτιστη επίδοση, ανεξάρτητα απ' τα εγγενή χαρακτηριστικά του στοιχείου απολαβής (πχ. κατάλληλη βελτίωση της εμπέδησης εισόδου ή εξόδου με αποτέλεσμα την ανεξαρτητοποίηση της απολαβής απ' τις αντιστάσεις της πηγής ή του φόρτου). Συμπεραίνοντας, μπορούμε να πούμε ότι η καλύτερη επίδοση επιτυγχάνεται ακολουθώντας τους «νόμους της φύσης».

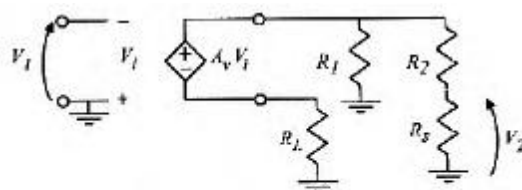
Θα δώσουμε δύο παραδείγματα για να αναδείξουμε αυτές τις έννοιες:

Κατ' αρχάς αναλύουμε το κέρδος βρόγχου (loop gain) ενός  $I - I$  ενισχυτή με ανάδραση, ο οποίος υλοποιείται χρησιμοποιώντας ένα VOA. Θεωρούμε το κύκλωμα του σχ. 2.8, όπου ο ιδανικός ενισχυτής του σχ. 2.6b. αντικαθίσταται από ένα VOA



Σχ. 2.9: Εμπλοκή ενός VOA στην υλοποίηση ενός ενισχυτή  $I - I$ .

Θεωρούμε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 2.9 (το οποίο λαμβάνεται σπάζοντας τον βρόγχο στο σημείο της αναστρέφουσας εισόδου του VOA)



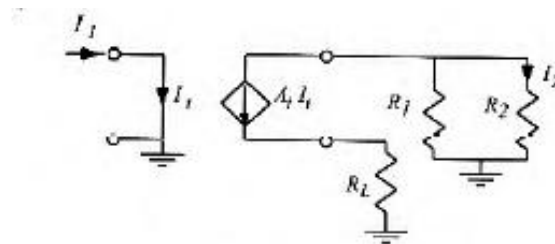
Σχ. 2.9: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό του κέρδους βρόγχου (loop gain) ενός ενισχυτή  $I - I$  ο οποίος υλοποιείται από ένα VOA

προκειμένου να εκτιμήσουμε το κέρδος βρόγχου (loop gain), το οποίο δίνεται απ' την σχέση

$$\tilde{L}_G = \frac{V_2}{V_1} = A_V \frac{R_1 R_S}{(R_1 + R_L)(R_2 + R_S) + R_1 R_L}$$

Μπορούμε να επιβεβαιώσουμε απ' ευθείας αυτό το αποτέλεσμα με απλή επισκόπηση. Το κέρδος βρόγχου (loop gain) εξαρτάται απ' τις αντιστάσεις και της πηγής και του φόρτου.

Σαν 2<sup>ο</sup> παράδειγμα, βρίσκουμε το κέρδος βρόγχου (loop gain) υλοποιώντας τον ίδιο  $I - I$  ενισχυτή, μ' ένα πιο φυσικό τρόπο δηλ. χρησιμοποιώντας ένα COA. Σ' αυτή την περίπτωση το κέρδος βρόγχου (loop gain) μπορεί να υπολογιστεί θεωρώντας το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 2.10.



Σχ. 2.10: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό του κέρδους βρόγχου, ενός ενισχυτή  $I - I$  που υλοποιείται με την βοήθεια ενός COA

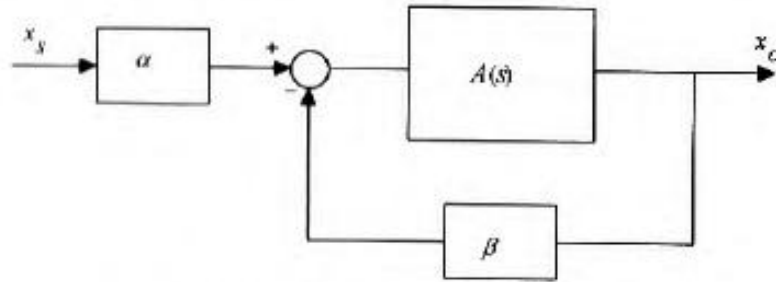
Σ' αυτή την περίπτωση το κέρδος βρόγχου (loop gain) είναι πλήρως ανεξάρτητο απ' την επίδραση τόσο της πηγής όσο και του φόρτου, όπως δείχνει και η παρακάτω σχέση

$$\tilde{L}_G = -\frac{I_2}{I_1} = A_i \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Για λόγους απλότητας η παραπάνω ανάλυση περιορίστηκε σε OPAMPs με πεπερασμένη απολαβή, αλλά ιδανικές αντιστάσεις εισόδου – εξόδου. Όμως μπορούμε να δείξουμε ότι τα συμπεράσματα που εξήχθησαν με αυτή την ανάλυση, ισχύουν επίσης και για την περίπτωση των ρεαλιστικών αντιστάσεων εισόδου – εξόδου.

Ωστόσο αυτές οι «προτιμητέες» κυκλωματικές διαρρυθμίσεις ανάδρασης έχουν και ένα μειονέκτημα. Θεωρητικά αποδεικνύεται ότι για καθένα απ' αυτά τα κυκλώματα το γινόμενο της απολαβής κλειστού – βρόγχου επί το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου ( $GBW$ ) παραμένει σταθερό, και επομένως υπάρχει ενός είδους ανταγωνισμός μεταξύ απολαβής και εύρους ζώνης. Αυτές οι κυκλωματικές διαρρυθμίσεις αποκαλούνται ως διαρρυθμίσεις **σταθερού γινομένου απολαβής – εύρους ζώνης (constant gain bandwidth product configurations)**. Υψηλότερο εύρος – ζώνης μπορούμε να πάρουμε είτε μειώνοντας την απολαβή είτε υλοποιώντας μία διαφορετική λύση για την ανάδραση. Όντως μπορούμε να τροποποιήσουμε αυτή την συνδεσμολογία όπως φαίνεται στο παρακάτω σχ. 2.11.





Σχ. 2.11: Εναλλακτικό block διάγραμμα ενός συστήματος με ανάδραση

Δεν λαμβάνουμε υπ' όψιν τα φαινόμενα φόρτου του κυκλώματος ανάδρασης στο βασικό block του ενισχυτή. Επίσης,  $\alpha$  είναι η εξασθένιση εισόδου,  $\beta$  είναι η εξασθένιση που εισάγεται απ' το κύκλωμα ανάδρασης. Η απολαβή  $\tilde{A}_{OL}(s)$  μπορεί να είναι οποιαδήποτε απ' τις ( $A_V, A_I, R_T, G_T$ ), αναλόγως με τον τύπο του OPAMP που επιλέχθηκε.

Απ' το παραπάνω block διάγραμμα, μπορούμε να βρούμε τις εκφράσεις για το κέρδος βρόγχου (loop gain)  $\tilde{L}_G(s)$ , καθώς επίσης και την απολαβή κλειστού βρόγχου  $\tilde{A}_{CL}(s)$

$$\tilde{L}_G(s) = \beta \tilde{A}_{OL}(s) \quad (2.5)$$

$$\tilde{A}_{CL}(s) = \frac{x_{OUT}}{x_s} = \frac{\alpha \tilde{A}_{OL}(s)}{1 + \tilde{L}_G(s)} \quad (2.6)$$

Παρατηρούμε ότι για όλους τους δυνατούς τύπους ενισχυτών το κέρδος βρόγχου είναι αδιάστατο. Επιπλέον αν το  $L_G(0) \gg 1$ , τότε η DC απολαβή κλειστού βρόγχου μπορεί να προσεγγιστεί ως:

$$\tilde{A}_{CL}(0) = \frac{\alpha}{\beta} \quad (2.7)$$

Υποθέτοντας ότι ο OPAMP χαρακτηρίζεται από ένα απλό κυρίαρχο πόλο, τότε οι εκφράσεις για το εύρος ζώνης του ενισχυτή κλειστού – βρόγχου  $\omega_{CL}$ , καθώς επίσης και για το γινόμενο απολαβής – εύρους ζώνης,  $GBW$

$$\omega_{CL} = \omega_0 [1 + L_G(0)] \quad (2.8)$$

$$GBW = \frac{|\alpha| A_0}{1 + L_G(0)} \omega_0 [1 + L_G(0)] = |\alpha| \omega_0 A_0 \quad (2.9)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.5) και την (2.8) βλέπουμε ότι το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου δίνεται προσεγγιστικά απ' την σχέση  $\omega_{CL} \cong \beta A_0 \omega_0$ . Επομένως διατηρώντας σταθερή την παράμετρο  $\beta$  διατηρούμε σταθερό και το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου. Ωστόσο σύμφωνα με την (2.7), μπορούμε να μεταβάλλουμε την απολαβή κλειστού – βρόγχου, απλά μεταβάλλοντας την παράμετρο  $\alpha$ . Αντιθέτως, μπορούμε να δείξουμε ότι και οι τέσσερις τύποι OPAMP που χρησιμοποιούνται με την φυσική συνδεσμολογία τους χαρακτηρίζονται από  $\alpha=1$  και επομένως παρουσιάζουν την ιδιότητα του σταθερού γινομένου  $GBW$ . Σ' αυτές τις περιπτώσεις η απολαβή κλειστού – βρόγχου ρυθμίζεται μεταβάλλοντας το  $\beta$  και επομένως την απολαβή βρόγχου και το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου.

## 2.4. Απομόνωση της πηγής και του φόρτου (source and load isolation)

Εκτός απ' τις 4 (τονισμένες) καταχωρίσεις του πίνακα 2.3, όλα τα κυκλώματα του πίνακα 2.4 έχουν εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου το οποίο εξαρτάται απ' την εμπέδηση της πηγής ή/και του φόρτου. Η κατάσταση αυτή προκύπτει αν η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή ανοιχτού – βρόγχου, είναι συγκρίσιμη με την αντίσταση εξόδου της πηγής, ή αν η αντίσταση αντίστασης εξόδου του ενισχυτή ανοιχτού – βρόγχου είναι συγκρίσιμη με την αντίσταση φόρτου. Η προκύπτουσα αλληλεπίδραση μεταξύ ενισχυτή και της πηγής ή του φόρτου, μπορεί να περιοριστεί με την χρήση **παρακολουθητών τάσης (voltage followers)** ή **παρακολουθητών ρεύματος (current followers)**. Οι παρακολουθητές θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν έτσι ώστε να απομονώσουν τις αντιστάσεις πηγής και φόρτου απ' το κύκλωμα του ενισχυτή. Η απομόνωση του ενισχυτή, με την χρήση παρακολουθητών ρεύματος και τάσης επιτρέπει την εξάλειψη των όρων που εξαρτώνται απ' την πηγή και το φόρτο ( $R_S$  και  $R_L$ ) στον πίνακα 2.4, και έτσι οι τιμές του  $K$  απλοποιούνται στις τιμές που φαίνονται στον πίνακα 2.5.

	(a) V-V Amplifier	(b) I-I Amplifier	(c) I-V Amplifier	(d) V-I Amplifier
1. $A_V$	$1 + R_2/R_1$	$1 (CF_1, CF_0)$	$1 (CF_1)$	$1 (CF_0)$
2. $A_I$	$1 (VF_1, VF_0)$	$1 + R_2/R_1$	$1 (VF_0)$	$1 (VF_1)$
3. $R_T$	$R_2 (VF_1)$	$R_2 (CF_0)$	$R_2$	$R_2^2 (VF_1, CF_0)$
4. $G_T$	$1/R_1 (VF_0)$	$1/R_1 (CF_1)$	$1/R_1^2 (CF_1, VF_0)$	$1/R_1$

\*The  $K$  values in these cases become zero when the source and load resistances are neglected—that is, the closed-loop pole is at infinity. These circuits both contain a zero in the transfer function as described by Table 3, where it was also stated that, for stability, the closed-loop pole must be lower in frequency than this closed-loop zero. Adding an additional external resistor ( $R_2$  for circuit 3D,  $R_1$  for circuit 4C) ensures that a closed-loop pole will be present with the  $K$  values given here.

Πιν. 2.5: Τιμές του  $K$  με απομόνωση της πηγής και του φόρτου

Οι καταχωρίσεις του πίνακα που επισημαίνονται με τα σύμβολα  $CF_1$  και  $VF_1$  σημαίνουν την προσθήκη ενός παρακολουθητή ρεύματος ή τάσης αντίστοιχα στην είσοδο, ενώ αυτές που επισημαίνονται με  $CF_0$  και  $VF_0$  σημαίνουν την προσθήκη ενός παρακολουθητή ρεύματος ή τάσης αντίστοιχα, στην έξοδο.

Ο πίνακας 2.5 αποκαλύπτει μερικά ενδιαφέροντα σημεία που αφορούν στην σχέση μεταξύ απολαβής κλειστού – βρόγχου και εύρους ζώνης κλειστού – βρόγχου. Πχ. τα μόνα κυκλώματα που συνεχίζουν να έχουν εύρος ζώνης κλειστού βρόγχου εξαρτώμενο απ' την απολαβή είναι τα διαγώνια κυκλώματα που εμφανίζονται τονισμένα στον πίνακα 2.4. Τώρα πια αυτά τα κυκλώματα δεν φαίνονται και τόσο ελκυστικά, αν παρατηρήσουμε ότι καμιά άλλη απ' τις υπόλοιπες καταχωρίσεις του πίνακα δεν υποφέρει απ' τον ανταγωνισμό απολαβής – εύρους ζώνης.

- ✓ Μερικές καταχωρίσεις (πχ. 3a, 3b, 4a, 4b) έχουν τιμές του  $K$  οι οποίες εξαρτώνται μόνο από ένα στοιχείο ανάδρασης, αφήνοντας την τιμή του άλλου ελεύθερη έτσι ώστε να ρυθμιστεί ανεξάρτητα η απολαβή του ενισχυτή.
- ✓ Επιπλέον μερικές τιμές έχουν τιμές του  $K$  ίση με μονάδα (1), υποδεικνύοντας ότι οι συγκεκριμένοι αυτοί ενισχυτές θα επιτυγχάνουν μέγιστο εύρος ζώνης ίσο με  $GBW$ , ανεξάρτητα της τιμής της απολαβής κλειστού – βρόγχου και της αντίστασης της πηγής ή/και του φόρτου.

Αποδεικνύεται λοιπόν, ότι η επίτευξη ιδιοτήτων σταθερού εύρους ζώνης εξαρτάται απ' την δυνατότητα απομόνωσης της εισόδου και εξόδου του OPAMP απ' τις αντιστάσεις της πηγής

και του φόρτου αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας ιδανικούς απομονωτές μοναδιαίας απολαβής (unity gain buffers) ρεύματος ή τάσης. Έτσι πχ. ένας CFOA αναγνωρίζεται ότι προκύπτει ως αποτέλεσμα της εφαρμογής ενός απομονωτή τάσης σ' ένα ενισχυτή διαντίστασης (transresistance) μονής απόληξης (δηλ. σαν αρχή του, έχει το κύκλωμα 3a του πιν. 2.5).

Παρ' όλα αυτά και παρά τα προφανή πλεονεκτήματα υπό όρους ταχύτητας μερικών απ' αυτές τις ενισχυτικές αρχιτεκτονικές (τα οποία τις καθιστούν ως ελκυστική λύση) που φαίνονται στον πίνακα 2.5, στην πράξη ο τελεστικός ενισχυτής τάσης ( $A_V$ ) παραμένει το πιο δημοφιλές δομικό μπλοκ των αναλογικών ηλεκτρονικών και χρησιμοποιείται γενικά για την υλοποίηση ενισχυτών κλειστού – βρόγχου σε τρόπο τάσης. Αυτό συμβαίνει ίσως επειδή η υλοποίηση παρακολουθητών τάσης και ρεύματος υψηλών επιδόσεων για την απομόνωση της πηγής και του φόρτου δεν είναι τετριμμένη δουλειά, επειδή

- ✓ οι παρακολουθητές θα έπρεπε να προσεγγίζουν τις ιδανικές αντιστάσεις εισόδου – εξόδου, και ταυτόχρονα
- ✓ η απόκριση συχνότητας των παρακολουθητών θα έπρεπε να είναι αρκετά υψηλότερη απ' αυτή του βασικού ενισχυτή έτσι ώστε να μην υποβαθμίσει την συνολική επίδοση.

Στην πραγματικότητα όταν θεωρήσουμε τους θεμελιώδεις περιορισμούς που επιβάλλει η κατεργασία του υλικού, περιορισμοί οι οποίοι και θα καθορίσουν τελικά την επίδοση τόσο των απομονωτών μοναδιαίας απολαβής όσο και των OPAMPs, θα δούμε ότι οι διαρρυθμίσεις που παρέχουν σταθερό γινόμενο απολαβής - εύρους ζώνης έχουν και υψηλότερη απολαβή βρόγχου απ' ότι οι διαρρυθμίσεις που παρέχουν σταθερό εύρος ζώνης. Όμως, οι πρόοδοι που έχουν σημειωθεί στην τεχνολογία κατεργασίας των ημιαγωγών υλικών, καθιστούν πλέον τις διαρρυθμίσεις σταθερού εύρους ζώνης εφικτές, οδηγώντας στην ανάπτυξη νέων ενισχυτικών αρχιτεκτονικών, όπως ο τελεστικός ενισχυτής με ανάδραση ρεύματος που θα περιγραφεί λεπτομερώς στο επόμενο κεφάλαιο. Πρέπει όμως να γνωρίζουμε ότι σε πρακτικές περιπτώσεις η ιδιότητα του σταθερού εύρους ζώνης κατακτάται με το τίμημα της μειωμένης απολαβής κλειστού βρόγχου.

## Βιβλιογραφία

1. Palmisano, Palumbo, Pennisi: CMOS current amplifiers, (1999): Κεφ. 1 σελ. 1,2, §1.1 σελ. 2 ως 8, §1.3 σελ. 14 ως 16
2. Άρθρο Alison Payne, Christofer Toumazou: Analog Integrated Circuits, από Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering
3. Άρθρο Luciano de Menna, Giovanni Miano: Linear network elements από Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering
4. Άρθρο JEFFREY H. SINSKY, CHARLES R. WESTGATE: Current Conveyors, από Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering
5. Academic Press: The electrical engineering handbook, Editor Wai Kai Chen, άρθρο Ljiljana Trajkovic: Non linear circuits, §5.2.1 σελ. 76
6. PRAGATI KUMAR and RAJ SENANI: Bibliography on Nullors and Their Applications in Circuit Analysis, Synthesis and Design, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 33, 65–76, 2002 Kluwer Academic Publishers.
7. CHUN-LI HOU , JIUN-WEI HORNG, CHUN-MING CHANG, CHAO-YU HUNG and WEI-CHING CHANG: On plus-type nullor, WSEAS TRANSACTIONS on ELECTRONICS 22
8. Huijsing: Operational amplifiers, theory and design κεφ. 1 σελ. 1,2

9. G. Ferri, Nic. Guerrini: Low voltage – low power CMOS current conveyors, §1.2.1 σελ. 13, §1.2.2 σελ. 15 ως 18, App. A
10. Structured electronic design, Negative feedback amplifiers, §2.2 σελ. 33
11. The Electronics Handbook, J. Whitaker, P. Aronhime Operational amplifiers, σελ. § 7.7 σελ.612, 640
12. Wikipedia: Άρθρο nullator
13. Wikipedia: Άρθρο norator
14. Wikipedia: Άρθρο nullor

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

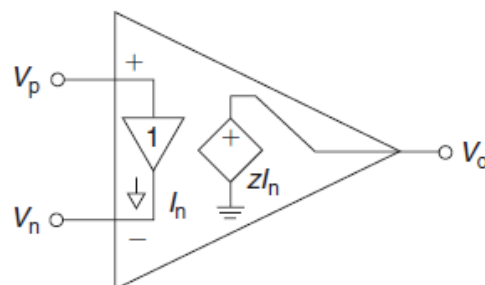
## 3.1 Εισαγωγή – Ιστορία

Ο CFOA εφευρέθηκε απ' τους David Nelson και S. Evans της Comlinear Corporation, και πουλήθηκε για πρώτη φορά το 1982 ως ένας υβριδικός ενισχυτής με την κωδική ονομασία CLC103. Η πρώτη πατέντα που περιγράφει έναν CFOA συμπληρώθηκε για πρώτη φορά το 1983 απ' τους David Nelson και Kenneth Saller ([U.S. Patent 4,502,020](#)). Το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα CFOA εισήχθη στην αγορά το 1987 απ' τις Comlinear και Elantec με σχεδιαστή τον Bill Gross. Εμπορικά παραδείγματα των CFOA περιλαμβάνουν τον AD844 και τον AD9611 της Analog Devices, τον CLC220A της Comlinear και τον OPA603 της Burr – Brown. Να σημειώσουμε βέβαια ότι η ιδέα της ανάδρασης ρεύματος δεν είναι νέα· υπάρχουν σχεδιάσεις για ενισχυτές με λυχνίες που χρησιμοποιούν την ανάδραση καθόδου (cathode feedback) οι οποίες χρονολογούνται πίσω στην δεκαετία του 1920.

Σ' αυτόν τον τύπο ηλεκτρονικού ενισχυτή, η αναστρέφουσα είσοδος είναι ευαίσθητη στο ρεύμα, αντί να είναι ευαίσθητη σε τάση όπως συμβαίνει στους συμβατικούς OPAMP με ανάδραση τάσης (Voltage Feedback operational Amplifier, VFA), με αποτέλεσμα ο CFOA να θεωρείται ως ένας ειδικός τύπος πηγής τάσης ελεγχόμενης από ρεύμα (Current Controlled Voltage Source, CCVS). Σκοπός ενός CFOA είναι να διαμορφωθεί σε κλειστό – βρόγχο περίπου όπως ένας συμβατικός OPAMP τάσης, αλλά με δειγματοληψία τάσης (voltage sampling) να εφαρμόζεται από την έξοδο και ανάδραση ρεύματος (current feedback) πίσω στην είσοδο χαμηλής αντίστασης.

## 3.2. Αρχιτεκτονική ενός CFOA και λειτουργία σε ανοιχτό - βρόγχο

Όπως και στην περίπτωση ενός συμβατικού OPAMP, επισημαίνονται ο αναστρέφων και ο μη – αναστρέφων ακροδέκτης στις εισόδους του CFOA. Ωστόσο η δομή της διάταξης ενός CFOA διαφέρει από αυτή ενός συμβατικού OPAMP σε δύο σημεία, όπως φαίνεται και στο απλούστερο δυνατό μοντέλο της κυκλωματικής του αρχιτεκτονικής, που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.1:



Σχ. 3.1: Βασικό μοντέλο λειτουργίας ενός CFOA

- i. Η βαθμίδα εισόδου είναι ένας **απομονωτής - παρακολουθητής τάσης μοναδιαίας απολαβής (unity gain voltage follower - buffer)** ο οποίος συνδέεται μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου. Η λειτουργία του είναι να εξαναγκάσει την τάση  $V_n$  στην αναστρέφουσα είσοδο να παρακολουθεί την τάση  $V_p$  στην μη – αναστρέφουσα είσοδο, με παρόμοιο τρόπο με τον οποίο ένας συμβατικός OPAMP το επιτυγχάνει μέσω της αρνητικής ανάδρασης. Στην ιδανική περίπτωση, η τάση εισόδου στην μη – αναστρέφουσα είσοδο  $V_p$  «αισθάνεται» άπειρη αντίσταση, έτσι ώστε να μην ρέει κάποιο ρεύμα σ' αυτόν τον ακροδέκτη και «φορτώνεται» η πηγή οδήγησης. Όμως η αντίσταση εισόδου του αναστρέφοντος ακροδέκτη εισόδου, στην ιδανική περίπτωση είναι μηδέν (εξαιτίας της χαμηλής εμπέδησης εξόδου του απομονωτή, είναι τυπικά από 3 ως 50Ω), και έτσι ρεύμα μπορεί να διαρρεύσει εύκολα μέσα ή έξω απ' αυτόν. Επομένως η αναστρέφουσα είσοδος είναι ευαίσθητη σε μεταβολές του ρεύματος (είσοδος ρεύματος) (αν και θα δούμε ότι στην στάσιμη κατάσταση (δηλ. χωρίς μεταβολή, nonslewing) αυτό το ρεύμα σχεδιάζεται έτσι ώστε να προσεγγίζει το μηδέν).
- ii. Στον ακροδέκτη εξόδου, η ενίσχυση επιτελείται από μια βαθμίδα OPAMP δι – εμπέδησης (transimpedance) (ή διαντίστασης, transresistance), η οποία «αισθάνεται» το ρεύμα που παρέχει ο απομονωτής (buffer), και δημιουργεί μία τάση εξόδου  $V_o$  ανάλογη προς αυτό το ρεύμα, έτσι ώστε

$$V_o = z(jf) \cdot I_n \quad (3.1)$$

- ✓ όπου  $z(jf)$  είναι η **απολαβή δι – εμπέδησης (transimpedance gain)** του ενισχυτή CFOA μετρημένη σε V/A ή Ω, και
- ✓  $I_n$  είναι το ρεύμα που εξέρχεται απ' την αναστρέφουσα είσοδο. Ρεύμα που ρέει προς τα έξω, στην αναστρέφουσα έξοδο, δημιουργεί μια θετική τάση εξόδου. Ρεύμα που ρέει προς τα μέσα στην αναστρέφουσα είσοδο, δημιουργεί αρνητική τάση εξόδου.

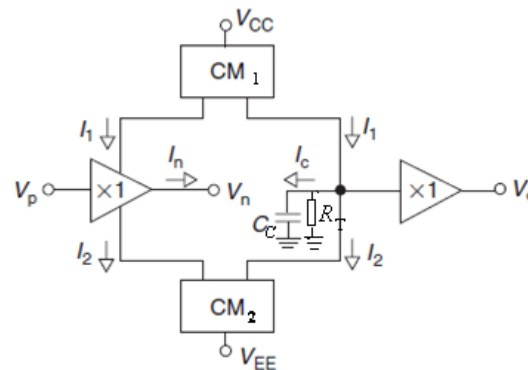
Το μοντέλο αυτό υποδεικνύει ότι η  $z(jf)$  στην ιδανική περίπτωση μετασχηματίζει το απειροελάχιστο ρεύμα  $I_n$  σε μια πηγή τάσης μηδενικής εμπέδησης εξόδου (ιδανική πηγή τάσης), η οποία εξαρτάται απ' το ρεύμα  $I_n$ .

Να σημειώσουμε ότι η απολαβή δι – εμπέδησης ενός CFOA παίζει τον ίδιο ρόλο όπως η απολαβή τάσης ενός VFA, δηλ. είναι η εκείνη η παράμετρος που καθιστά τις επιδόσεις του OPAMP εξαρτώμενες μόνο απ' τις τιμές των εξωτερικών παθητικών παραμέτρων. Συνήθως η δι – εμπέδηση είναι πολύ υψηλή στην περιοχή των  $M\Omega$ , και έτσι αν συνδεσμολογήσουμε ένα CFOA σε κλειστό βρόγχο ανάδρασης (όπως ακριβώς και ένα VFA) επιτυγχάνουμε την σταθερότητα (αναισθητοποίηση) της απολαβής κλειστού βρόγχου απ' τις ευμετάβλητες παραμέτρους του IC. Η ωμική συνιστώσα της  $z$ , η οποία έχει μεγάλη τιμή, ορίζει και την DC απολαβή ανοιχτού βρόγχου, ενώ η χωρητική συνιστώσα ρυθμίζει την δυναμική ανοιχτού βρόγχου. Στην γενική περίπτωση, το μέτρο της  $z$  κατρακυλάει (roll off) με την συχνότητα σύμφωνα με την χαρακτηριστική φθίνουσα καμπύλη του ενός πόλου, και έτσι μπορούμε να εκφράσουμε το  $Z$  σύμφωνα με την σχέση:

$$z(jf) = \frac{R_T}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}} = \frac{z_0}{1 + j \left( \frac{f}{f_a} \right)} \quad (3.2)$$

όπου  $z_0 = R_T = z(0)$ : είναι η DC τιμή της απολαβής δι – εμπέδησης και  $f_a$ : είναι η συχνότητα στην οποία αρχίζει η «κατρακύλα» (roll – off) (δηλ. η συχνότητα στην οποία το μέτρο αυτής της εμπέδησης έχει μειωθεί στο 0,707 της τιμής που έχει στις χαμηλές συχνότητες). Όπως θα δούμε σ’ ένα ρεαλιστικό CFOA υπάρχουν και πόλοι υψηλότερης τάξης.

Για να εκτιμήσουμε τις εσωτερικές λειτουργίες ενός ενισχυτή CFOA μπορούμε να εξετάσουμε το απλοποιημένο block κυκλωματικό διάγραμμα του παρακάτω σχήματος 3.2, που συνοψίζει τα ουσιώδη χαρακτηριστικά του.



Σχ. 3.2: Δομικό block διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανάδραση ρεύματος

Η άθροιση των ρευμάτων στον αναστρέφων κόμβο οδηγεί στην εξίσωση  $I_n = I_1 - I_2$ , όπου  $I_1, I_2$  είναι τα ρεύματα πόλωσης των transistors που συστήνουν την βαθμίδα push – pull του απομονωτή εισόδου, όπως θα δούμε παρακάτω.

Ένα ζεύγος καθρεπτών ρεύματος Wilson αντανακλούν (καθρεπτίζουν) αυτά τα ρεύματα, και τα συνδυάζουν στον κοινό κόμβο υψηλής απολαβής (high gain node), του οποίου ο ισοδύναμος ωμικός φόρτος (resistive load) είναι  $R_T$ , ενώ η ισοδύναμη χωρητικότητα αυτού του κόμβου (ως προς την γείωση) συμβολίζεται ως  $C_C$ . Λόγω της δράσης των καθρεπτών, το ρεύμα διαμέσου αυτής της αντίστασης είναι  $I_C = I_1 - I_2$  ή

$$I_C = I_n \quad (3.3)$$

Έτσι μπορούμε να πούμε ότι το μικρό σήμα ρεύματος που ρέει στον αναστρέφων κόμβο, μεταφέρεται διαμέσου του απομονωτή στην βαθμίδα, υψηλής, απολαβής δι – εμπέδησης (high transimpedance gain stage).

Ας σημειώσουμε ότι εσωτερικά στον ενισχυτή δεν υπάρχει ενίσχυση τάσης. Ο παρακολουθητής εισόδου έχει απολαβή τάσης +1. Οι καθρέπτες ρεύματος έχουν απολαβή ρεύματος +1 και πολύ μικρή απολαβή τάσης. Επίσης η τάση που αναπτύσσεται στον κόμβο υψηλής απολαβής απομονώνεται απ’ την έξοδο. Επομένως σ’ ένα CFOA δεν εμφανίζεται το «φαινόμενο Miller».

Ο  $C_C$  χρησιμοποιείται ως πυκνωτής αντιστάθμισης συχνότητας (frequency compensating) προκειμένου να διασφαλίσει την ευστάθεια του ενισχυτή και ονομάζεται η **διαχωρητικότητα**

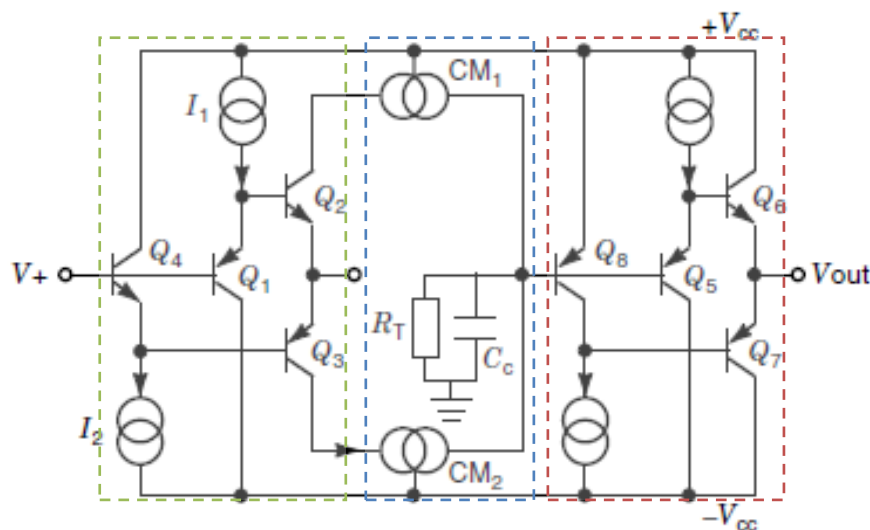
(transcapacitance) του CFOA. Η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα των  $R_T C_C$ , λόγω αυτού του ρεύματος μεταφέρεται στην έξοδο μέσω ενός δευτέρου απομονωτή (buffer).

Απ' την παραπάνω περιγραφή καταλαβαίνουμε ότι

$$z(jf) = Z_C \parallel R_T = \frac{R_T \frac{1}{j\omega C_C}}{R_T + \frac{1}{j\omega C_C}} = \frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_C} \Rightarrow \omega_a = \frac{1}{R_T C_C} \Rightarrow f_a = \frac{1}{2\pi R_T C_C} \quad (3.4)$$

Τυπική τιμή της  $\omega_a$  είναι περίπου  $2\pi(12 \times 10^3) \text{ rad/sec}$ .

Στο παρακάτω σχήμα 3.3, φαίνεται μια απλοποιημένη αρχιτεκτονική, σε επίπεδο transistor, ενός τυπικού CFOA.



Σχ. 3.3: Απλοποιημένη αρχιτεκτονική ενός τελεστικού ενισχυτή με ανάδραση ρεύματος, όπου  $CM_1$  και  $CM_2$  συμβολίζουν τους καθρέπτες ρεύματος

Η μη – αναστρέφουσα είσοδος απομονώνεται απ' τον αναστρέφων ακροδέκτη με την βοήθεια του απομονωτή εισόδου (περικλείεται απ' την πράσινη γραμμή), ο οποίος συστήνεται μέσω μιας βαθμίδας συμπληρωματικών transistors ( $Q_1$  ως  $Q_4$ ) κοινού – συλλέκτη κλάσης AB, στην οποία:

- ✓ τα  $Q_2, Q_3$  συστήνουν μια βαθμίδα push – pull με χαμηλή εμπέδηση εξόδου, ενώ
- ✓ τα  $Q_1, Q_4$  παρέχουν την αντιστάθμιση του  $V_{be}$  για το ζεύγος push – pull όπως επίσης και την λειτουργικότητα Darlington για την αύξηση την εμπέδησης εισόδου.

Να σημειώσουμε ότι στις περισσότερες σχεδιάσεις, προτιμάται ενεργή κυκλωμάτωση για την πόλωση των transistors.

Στο σχ. 3.3, το τμήμα το οποίο περικλείεται απ' την μπλε γραμμή, δημιουργεί ένα μετατροπέα  $I - V$  ( $I$  to  $V$  converter). Χωρίς την εφαρμογή σήματος, τα ρεύματα εξόδου των καθρεπτών ρεύματος  $CM_1$  και  $CM_2$ , θα είναι κατά μέτρο ίσα μεταξύ τους, αν και εφόσον



είναι επίσης ίσα τα ρεύματα συλλέκτη των  $Q_2$ ,  $Q_3$  (λέμε ότι τα ρεύματα των συλλεκτών των  $Q_2$ ,  $Q_3$ , μεταφέρονται απ' τους καθρέπτες ρεύματος  $CM_1$  και  $CM_2$  στον κόμβο ένωσης τους). Η εμπέδηση του κόμβου αυτού είναι υψηλή και αναπαρίσταται απ' την αντίσταση  $R_T$  και την χωρητικότητα  $C_C$ . Οποιαδήποτε μεταβολή στα ρεύματα συλλέκτη των  $Q_2$  και  $Q_3$  (ως αποτέλεσμα εφαρμογής κάποιου σήματος στην μη αναστρέφουσα είσοδο) εμφανίζεται ως μία ισοδύναμη μεταβολή της τάσης σ' αυτόν τον κόμβο. Η αντίσταση  $R_T$  στον κόμβο υψηλής εμπέδησης είναι ο συνδυασμός των αντιστάσεων εξόδου των δύο καθρεπτών ρεύματος. Υποθέτοντας ότι έχουμε καθρέπτες ρεύματος Wilson (για αυξημένη αντίσταση εξόδου) η αντίσταση του κόμβου αυτού είναι:

$$R_T \cong \frac{r_{\mu, nnp}}{2} \parallel \frac{r_{\mu, npn}}{2}$$

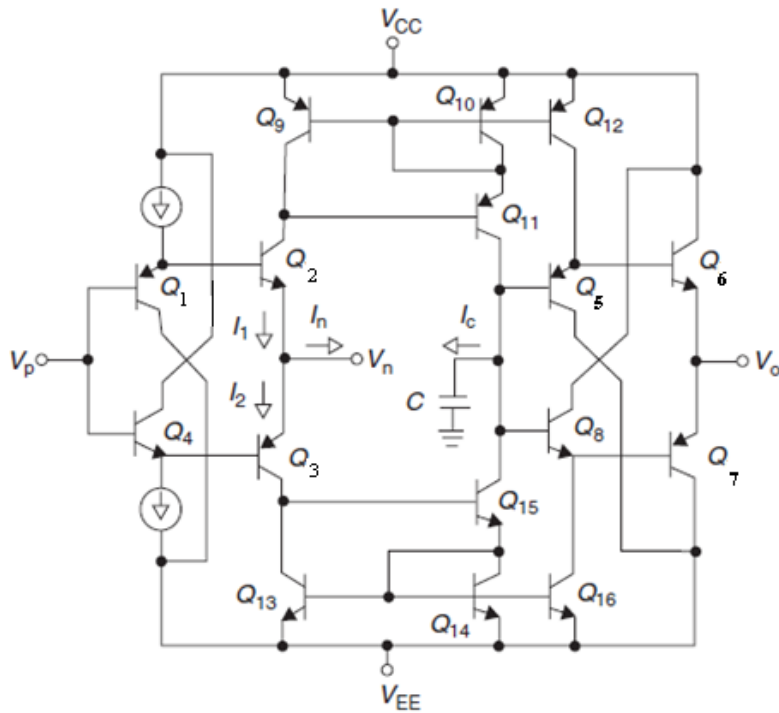
(Πχ. για ρεύματα πόλωσης των καθρεπτών ρεύματος ίσα με  $250\mu A$ , και συντελεστές διαμόρφωσης εύρους της βάσης  $\eta_{nnp}=\eta_{pnp}=10^{-3}$  και  $\beta_{F,nnp}=\beta_{F,npn}=100$  η αντίσταση του κόμβου είναι  $R_T=2,6M\Omega$ , τιμές οι οποίες συμφωνούν πολύ καλά με τις τιμές που δίνουν οι κατασκευαστές).

Η τιμή του πυκνωτή  $C_C$  καθορίζεται απ' τις παραμέτρους των ενεργών διατάξεων (devices) και απ' τις παρασιτικές χωρητικότητες των στρώσεων (layout parasitic) του IC. Η  $C_C$  διατηρείται σε όσο το δυνατόν χαμηλότερες τιμές, με τιμές της να εκτείνονται τυπικά απ' τα 0,5 ως  $5pF$ .

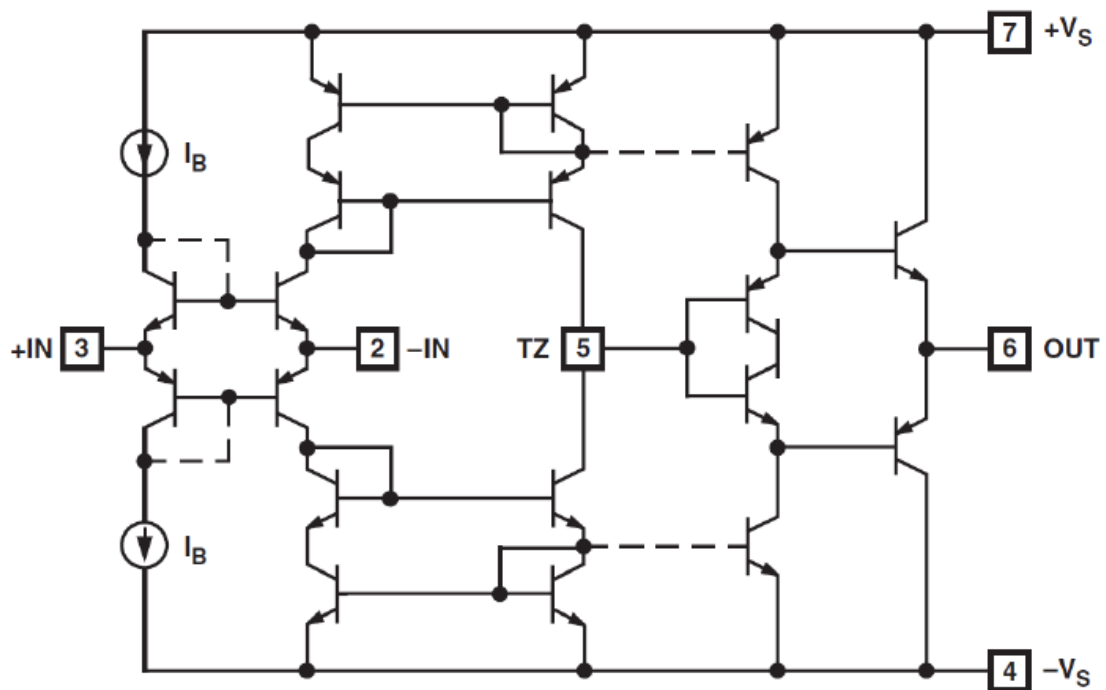
Η βαθμίδα εξόδου που στο σχ. 3.3 περικλείεται με κόκκινο χρώμα είναι ο απομονωτής τάσης εξόδου που αποτελείται απ' τα transistors  $Q_5$  ως  $Q_8$  (buffer). Η προκύπτουσα τάση, στον κόμβο υψηλής εμπέδησης μεταφέρεται στην έξοδο απ' αυτόν τον απομονωτή, ο οποίος έχει απολαβή τάσης ίση με μονάδα (+1 στο συγκεκριμένο κυκλωματικό σχεδιάγραμμα) αλλά παρέχει απολαβή ρεύματος (γιατί έχει και την απαραίτητη χαμηλή εμπέδηση εξόδου που απαιτείται για την οδήγηση ρεύματος).

Ας σημειωθεί ότι η αρχιτεκτονική του σχ. 3.3 έχει ισχυρό βαθμό συμμετρίας, υπό την έννοια ότι το σήμα ρεύματος ρέει μέσα από μια βαθμίδα κοινού εκπομπού/κοινής βάσης που συνίσταται από συμπληρωματικές  $nnp$  και  $pnp$  διατάξεις. Αυτό βρίσκεται σε αντίθεση με την αρχιτεκτονική του παραδοσιακού OPAMP τάσης, όπου τα σήματα ρεύματος ρέουν μέσα απ' το κλασσικό διαφορικό εισόδου που συνίσταται μόνο από διατάξεις  $nnp$ . Ο CFOA θέλει transistors και απ' τις δύο πολικότητες, έτσι ώστε να έχει επιδόσεις υψηλών ταχυτήτων. Αυτός ο τύπος της αρχιτεκτονικής έγινε εφικτός σε εμπορική κλίμακα, μόνο στα μέσα της δεκαετίας του 1980, με την ανάπτυξη των κατεργασιών συμπληρωματικής διφυούς αγωγιμότητας, η οποία επιτρέπει τόσο σε  $nnp$  όσο και σε  $pnp$  transistors να κατασκευαστούν σε βιομηχανική κλίμακα ως κατακόρυφες διατάξεις (vertical devices) υψηλής ταχύτητας.

Στα παρακάτω σχήματα 3.4 3.5, φαίνεται η πλήρης κυκλωμάτωση ενός CFOA

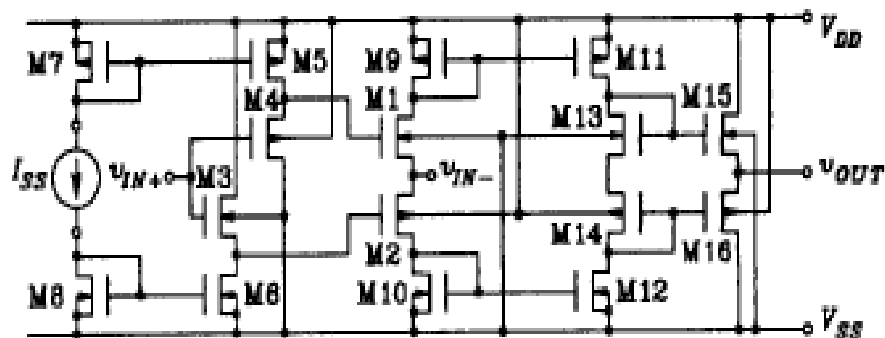


Σχ. 3.4: Απλοποιημένο κυκλωματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανάδραση ρεύματος  
(Με την άδεια της Comlinear/NSC)



Σχ. 3.5: OPAMP με ανάδραση ρεύματος: Ο AD844

Όπως βλέπουμε όλοι οι παραπάνω ενισχυτές είναι υλοποιημένοι σε τεχνολογία κατεργασίας διφυσικής αγωγιμότητας. Ωστόσο έχουν προταθεί και υλοποιήσεις σε τεχνολογία CMOS όπως δείχνει και το παρακάτω σχήμα 3.6 ([9]):

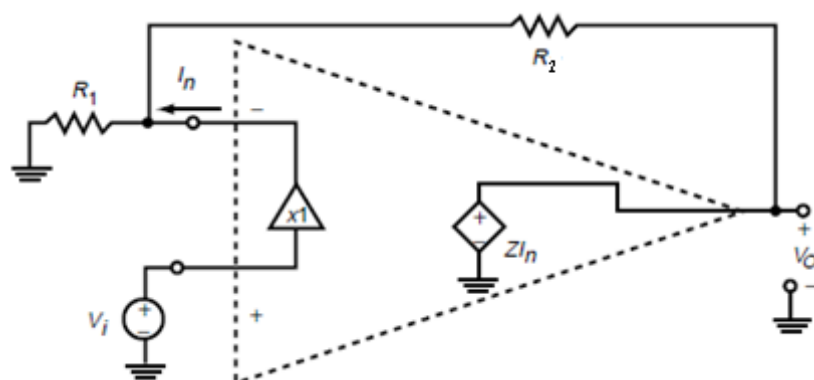


Σχ. 3.6: Βασική αρχιτεκτονική ενός CMOS OPAMP με ανάδραση ρεύματος

Όμως δεδομένης της εγγενώς χαμηλής διαγωγιμότητας των transistor MOS, μόνο λίγοι CFOAs είχαν προταθεί, έως και μια δεκαετία πριν, σε τεχνολογία CMOS. ([10])

### 3.3. Λειτουργία σε κλειστό – βρόγχο – Εύρεση της χαρακτηριστικής συνάρτησης μετασχηματισμού (μεταφοράς)

Ας θεωρήσουμε τον μη – αναστρέφον ενισχυτή του παρακάτω σχήματος 3.7, μαζί με τους εξωτερικούς αντιστάτες ανάδρασης  $R_2$ ,  $R_1$ , καθώς επίσης ένα σήμα τάσης εισόδου  $V_i$ .



Σχ. 3.7: Μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία του μοντέλου ενός CFOA

Ας σημειωθεί ότι η τοπολογία της ανάδρασης ρεύματος, ταιριάζει ιδανικά και στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Ωστόσο κατά προτίμηση, θα εξαχθεί η μη – αναστρέφουσα συνάρτηση μετασχηματισμού έναντι της αναστρέφουσας, καθώς η εύρεση της

αναστρέφουσας συνάρτησης μετασχηματισμού είναι υποσύνολο της διαδικασίας εύρεσης της μη – αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.

Όταν κλείσει ο βρόγχος ανάδρασης, και οποτεδήποτε ένα εξωτερικό σήμα τάσης  $V_{in}$  στην είσοδο αυξηθεί πάνω από  $0V$  και προσπαθήσει να διαταράξει την συμμετρία (imbalance) των δύο εισόδων, τότε ο απομονωτής εισόδου ανταποκρίνεται στην αύξηση της τάσης εισόδου και αρχίζει να παρέχει (sourcing) (ή να «ρουφάει», sinking) ένα ρεύμα ασυμμετρίας (imbalance)  $I_n$  προς (/από) τις εξωτερικές αντιστάσεις. Αυτή η διαταραχή της συμμετρίας (imbalance) μεταφέρεται μέσω των καθρεπτών ρεύματος, στον πυκνωτή  $C_C$ , προκαλώντας την  $V_o$  να ταλαντευθεί προς την θετική (ή την αρνητική) κατεύθυνση. Η τάση εξόδου παύει να μεταβάλλεται όταν φτάσουμε σε μια ισορροπία και αυτό συμβαίνει όταν το ρεύμα που αναδράται πίσω διαμέσου της  $R_2$ , εξισωθεί με το ρεύμα που ρέει στην  $R_1$  (δηλ. η αρχική διαταραχή  $I_n$  αντισταθμίζεται (μηδενίζεται) μέσω του βρόγχου αρνητικής ανάδρασης). Προφανώς το  $I_n$  παίζει τον ρόλο του σήματος σφάλματος στο σύστημα.

Το ρεύμα  $I_n$  μπορεί να εκφραστεί με βάση το θεώρημα της υπέρθεσης, στον μη – αναστρέφοντα κόμβο

$$I_n + \frac{V_o - V_n}{R_2} = \frac{V_n}{R_1} \Rightarrow I_n = \frac{V_n}{R_1 \parallel R_2} - \frac{V_o}{R_2} \quad (3.5)$$

Η σχέση αυτή επιβεβαιώνει ότι το σήμα ανάδρασης  $V_o/R_2$ , είναι υπό την μορφή ρεύματος.

Για να βρούμε την χαρακτηριστική μετασχηματισμού του κλειστού – βρόγχου, τονίζουμε το γεγονός ότι ο απομονωτής εισόδου διατηρεί συνεχώς  $V_n = V_p = V_i$ . Αντικαθιστώντας την σχ. (3.1) στην (3.5), και λύνοντας ως προς τον λόγο  $V_o/V_i$  βρίσκουμε:

$$\tilde{A}_{CL}(jf) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{z}} \frac{1}{1 + \frac{1}{\tilde{L}_G(jf)}} \quad (3.6)$$

$$\tilde{L}_G(jf) = \frac{z(jf)}{R_2} \quad (3.7)$$

όπου  $\tilde{A}_{CL}(jf)$  είναι η απολαβή κλειστού – βρόγχου,  $\tilde{L}_G(jf)$  είναι το κέρδος βρόγχου (loop gain). Από τις (3.2), (3.6) και (3.7) έχουμε τελικά

$$\tilde{A}_{CL}(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{z_0} \left( 1 + j \frac{f}{f_a} \right)}$$

Όταν η δι – εμπέδηση  $z$  πάρει πολύ μεγάλες τιμές σε σχέση με την  $R_2$ , τότε ο όρος  $\frac{R_2}{z_0}$  στην

εξ. (6) πλησιάζει στο μηδέν και η (6) ανάγεται στην  $\tilde{A}_{CL} \equiv A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ , η οποία είναι και η

εξίσωση της απολαβής κλειστού βρόγχου για ένα ιδανικό CFOA. Συγκρίνοντας αυτή την σχέση με την αντίστοιχη σχέση για την απολαβή κλειστού – βρόγχου ενός τυπικού ενισχυτή τάσης σε μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία, βλέπουμε ότι φορμαλιστικά οι εκφράσεις για το  $\tilde{A}_{CL}(jf)$  είναι ταυτόσημες.

Επομένως, σε μια προσπάθεια να διασφαλιστεί επαρκές κέρδος βρόγχου (loop gain) και έτσι να μειωθεί το σφάλμα απολαβής κλειστού – βρόγχου (closed loop gain error), οι κατασκευαστές πασχίζουν να σχεδιάσουν την απολαβή δι – εμπέδησης ενός πρακτικού ενισχυτή CFOA έτσι ώστε σε χαμηλές συχνότητες, να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερο μέτρο  $z_0$  σχετικά με την αναμενόμενη περιοχή τιμών της  $R_2$ . (τυπικές τιμές εκτείνονται από  $300k\Omega$  μέχρι  $3M\Omega$ . Πχ. ο ενισχυτής CFOA, CLC401 της Comlinear Co. έχει  $z_0 \cong 710k\Omega$ ).

Άρα, εκμεταλλευόμενοι το γεγονός ότι  $R_2/z_0 \ll 1$ , τελικά έχουμε:

$$\tilde{A}_{CL} \cong \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j \frac{R_2 f}{z_0 f_a}} \stackrel{(3.4)}{\Rightarrow} \tilde{A}_{CL} \cong \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j \frac{R_2 f}{R_T \frac{1}{2\pi R_T C_C}}} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j(2\pi R_2 C_C) f} \quad (3.8)$$

Μια ενδιαφέρουσα άποψη αυτών των αποτελεσμάτων αφορά στο ρεύμα  $I_n$ . Επειδή  $I_n = \frac{V_o}{Z}$ , το ρεύμα της αναστρέφουσας εισόδου θα είναι πολύ μικρό, (ακόμα και αν αυτή η είσοδος είναι κόμβος χαμηλής εμπέδησης εξαιτίας της μικρής αντίστασης εξόδου του απομονωτή τάσης (buffer)). Στο όριο  $|Z| \rightarrow \infty$  έχουμε  $I_n \rightarrow 0$ , κάτι που δείχνει ότι ο ενισχυτής CFOA θα **παρέχει οποιαδήποτε έξοδο είναι αναγκαία έτσι ώστε στην ιδανική περίπτωση το  $I_n$  να οδηγηθεί στο μηδέν**. Σαν αποτέλεσμα αυτού συμπεραίνουμε ότι, σ' ένα CFOA ισχύουν επίσης οι ίδιες, οικείες, συνθήκες ενός τυπικού συμβατικού OPAMP, δηλ.

- ✓ τάση 0 Volts μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου, ( $V_n \rightarrow V_p$ ),
- ✓ ακροδέκτες εισόδου «τραβούν» μηδέν ρεύμα ( $I_n \rightarrow 0$  και  $I_p \rightarrow 0$ ),

αν και για διαφορετικούς λόγους.

### 3.4. Απουσία συμβιβαστικής ανταλλαγής («παζάρεμα», tradeoff) μεταξύ απολαβής – εύρους ζώνης

Η (3.8) μπορεί να γραφεί στην μορφή

$$\tilde{A}_{CL}(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j \left( \frac{f}{f_A} \right)} \quad (3.9)$$

$$\text{όπου } f_A \equiv BW_{CL} = \frac{z_0 f_a}{R_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_C} \quad (3.10)$$

αντιπροσωπεύει το εύρος ζώνης 3,01dB κλειστού – βρόγχου του ενισχυτή. Με την  $R_2$  να βρίσκεται στην περιοχή των  $k\Omega$ , το  $BW_{CL}$  βρίσκεται τυπικά στην περιοχή των εκατοντάδων  $MHz$ . Πχ. αν  $R_2=1000\Omega$  και  $R_1=111\Omega$ ,  $z_0=3M\Omega$  και  $f_a=12 \times 10^3 Hz$  τότε  $BW_{CL}=22,6 \times 10^7 rad/sec=36 MHz$ .

Συγκρίνοντας την σχέση (3.9) με την αντίστοιχη σχέση για το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου ενός τυπικού ενισχυτή τάσης

$$\tilde{A}_{CL}(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j \frac{f}{f_A}}$$

βλέπουμε ότι στον ενισχυτή τάσης, το αντίστοιχο εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου

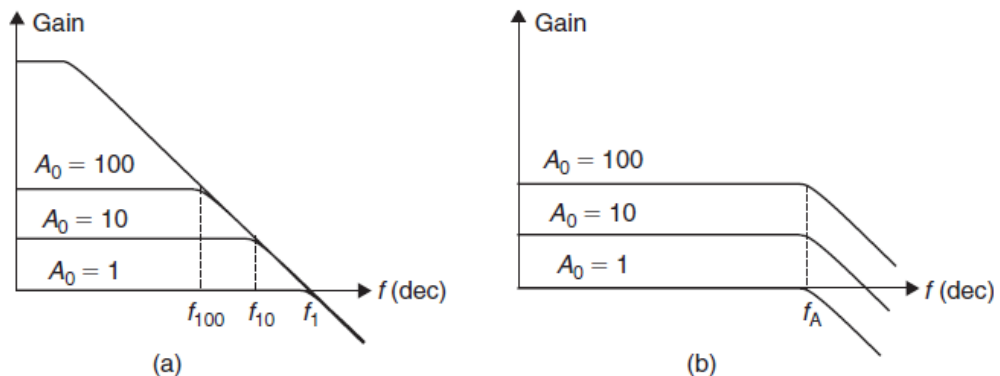
$$f_A = \frac{f_T}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

εξαρτάται τον λόγο  $R_2/R_1$  κάτι που υποδηλώνει ότι το γινόμενο απολαβής –

εύρους ζώνης (gain – bandwidth product) του ενισχυτή είναι σταθερό. Δηλ. υπάρχει μια συμβιβαστική ανταλλαγή (trade off) μεταξύ απολαβής και εύρους ζώνης. Καθώς αυξάνουμε τον λόγο  $R_2/R_1$  έτσι ώστε να αυξήσουμε την απολαβή κλειστού βρόγχου, με αυτή την διαδικασία μειώνουμε επίσης και το εύρος ζώνης. Αντίστροφα, σ' ένα τυπικό ενισχυτή τάσης η επέκταση του εύρους ζώνης γίνεται εις βάρος της απολαβής.

Όμως το προκύπτων κύκλωμα κλειστού – βρόγχου για τον ενισχυτή CFOA έχει εύρος ζώνης κλειστού βρόγχου  $BW_{CL}$  το οποίο εξαρτάται μόνο απ' τον απ' το αντιστάτη ανάδρασης  $R_2$  (βλ. σχ. 3.10), κάτι που υποδεικνύει ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το  $R_2$  για να ρυθμίσουμε το εύρος ζώνης αφήνοντας το  $R_1$  ελεύθερο για να ρυθμίσουμε ανεξάρτητα την απολαβή (επομένως το γινόμενο απολαβής – εύρους ζώνης δεν είναι σταθερό πλέον). Γι' αυτό και ο αντιστάτης  $R_1$  είναι γνωστός, στην σχετική βιβλιογραφία, ως **αντιστάτης ρύθμισης απολαβής (gain resistor)**. Η δυνατότητα ελέγχου της απολαβής ανεξάρτητα απ' το εύρος ζώνης συνιστά και το μεγαλύτερο πλεονέκτημα των ενισχυτών CFOA έναντι των συμβατικών OPAMPs, ειδικά για εφαρμογές όπου χρειαζόμαστε αυτόματο έλεγχο της απολαβής.

Αυτό το αξιοσημείωτο αποτέλεσμα τονίζεται στο παρακάτω σχήμα 3.8, όπου  $A_0=1+(R_2/R_1)$  είναι η DC τιμή της απολαβής κλειστού – βρόγχου.



Σχ. 3.8: Συγκρίνοντας την σχέση απολαβής – εύρους ζώνης μεταξύ (a) συμβατικών OPAMPs και (b) CFOAs

### 3.5. Απουσία του περιορισμού slew rate

Το άλλο κύριο πλεονέκτημα των ενισχυτών CFOA είναι η εγγενής απουσία του περιορισμού του slew rate (δηλ. έχουν πολύ μεγάλα slew rates για χαμηλά ρεύματα τροφοδοσίας). Αυτό προκύπτει από δύο λόγους:

- i. το μικρό μέγεθος του  $C_C$
- ii. την μη – συμβατική βαθμίδα εισόδου, λόγω της οποίας το διαθέσιμο ρεύμα για την φόρτιση της εσωτερικής χωρητικότητας  $C_C$  στο ανοδικό μέτωπο (onset) ενός βήματος δεν περιορίζεται απ' το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αποδώσει μια πηγή ρεύματος (όπως συμβαίνει στους συμβατικούς VFBS). Όταν κάποιο απότομο μεταβατικό (fast transient) ρεύμα διαρρέυσει στον αναστρέφων ακροδέκτη του CFOA, οι εσωτερικοί καθρέπτες ρεύματος μεταφέρουν αυτό το ρεύμα στον κόμβο αντιστάθμισης (compensation node) και τελικά το ρεύμα αυτό διατίθεται προκειμένου να φορτιστεί/ εκφορτιστεί ο  $C_C$ . Το ρεύμα αυτό είναι ανάλογο με αυτή καθαυτή την ύπαρξη του βήματος, ανεξάρτητα απ' το μέγεθος του, επιτρέποντας έτσι την γρήγορη φόρτιση/ εκφόρτιση του πυκνωτή.

Όντως, εφαρμόζοντας ένα βήμα μεγέθους  $\Delta V_i$ , αυτό επάγει μια αρχική διαταραχή στο ρεύμα  $\Delta I_n = \Delta V_i (R_1 || R_2)$ , την οποία οι καθρέπτες μπορούν να μεταφέρουν στον πυκνωτή. Ο αρχικός ρυθμός φόρτισης είναι επομένως

$$\Delta I_C / C_C = \Delta I_n / C_C = \Delta V_i [(R_1 || R_2) C_C] = \Delta V_i (1 + R_2 / R_1) / (R_2 C_C) = \Delta V_o / (R_2 C_C),$$

κάτι που υποδεικνύει ότι:

- i. όσο μεγαλύτερη είναι η διακύμανση της τάσης εξόδου (και άρα τόσο μεγαλύτερο ρεύμα ανατροφοδοτείται στον αναστρέφων ακροδέκτη) τόσο μεγαλύτερος είναι και ο αρχικός ρυθμός φόρτισης.
- ii. υπάρχει εκθετική μετάβαση της εξόδου με χρονική σταθερά  $\tau = R_2 C_C$ . Όπως και η απόκριση συχνοτήτων, έτσι και η μεταβατική απόκριση καθορίζεται μόνο απ' την  $R_2$ ,

ανεξάρτητα απ' την απολαβή κλειστού – βρόγχου. Έτσι, με την  $R_2$  να βρίσκεται στην περιοχή των  $k\Omega$  και την  $C_C$  στην περιοχή των  $pF$ , ο  $\tau$  βρίσκεται στην περιοχή των  $nsec$ .

Τα slew rates των CFOAs είναι μία ή δύο τάξεις μεγέθους μεγαλύτερα απ' τα slew rates των συμβατικών OPAMP, με συνηθισμένες τιμές της τάξης των  $1000V/\mu s$  ή και περισσότερο.

Χαρακτηριστικά σημειώνουμε τις τιμές

- ✓ Analog Devices's AD844 ( $2000 V/\mu s$ )
- ✓ National Semiconductor's LM6181 ( $2000 V/\mu s$ )
- ✓ Texas Instruments's TMS3110 ( $1300 V/\mu s$ )
- ✓ Linear Technology LT1227 ( $1100 V/\mu sec$ )

Ωστόσο δεν είναι ασυνήθιστα slew rates με τιμές μεγαλύτερες από  $6000V/\mu sec$ .

Να σημειώσουμε ότι οι ρεαλιστικές τιμές των slew rates θα καθορίζονται απ' το ρεύμα κόρου (saturation) των καθρεπτών, τυπικά  $15mA$ . Το συνολικό slew rate θα περιορίζεται επίσης απ' το όριο slew rate που θέτουν οι απομονωτές εισόδου – εξόδου, όπως επίσης και απ' τις όποιες παρασιτικές χωρητικότητες στον κόμβο υψηλής απολαβής.

Η απουσία περιορισμών ως προς το slew rate δεν επιτρέπει μόνο γρηγορότερους χρόνους αποκατάστασης, αλλά επίσης αποτρέπει και μη γραμμικότητες που σχετίζονται με το slew rate, όπως πχ. η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion). Η δυνατότητα υψηλών slew rates σημαίνει ότι τους OPAMPs με ανάδραση ρεύματος συνήθως τους βρίσκουμε σε ενισχυτές video ή σε κυκλώματα οδήγησης ομοαξονικών καλωδίων (cable driver circuits).

### 3.6. 2<sup>ης</sup> τάξης φαινόμενα

Κανένας CFOA δεν είναι ιδανικός, και αυτές οι μικρές αποκλίσεις απ' τα ιδανικά χαρακτηριστικά έχουν δυσμενείς επιπτώσεις στις επιδόσεις των παραμέτρων λειτουργίας των κυκλωμάτων. Πχ. στην πράξη βρίσκουμε ότι τόσο το εύρος ζώνης όσο και ο χρόνος ανόδου εξαρτώνται κατά τι απ' την απολαβή, αν και όχι τόσο δραματικά όπως στους συμβατικούς OPAMPs.

#### i. Απολαβή του απομονωτή εισόδου

Ένας ρεαλιστικός απομονωτής «μοναδιαίας απολαβής», στην είσοδο του CFOA, έχει απολαβή  $a(s)$  η οποία είναι συχνοτικά εξαρτώμενη και η οποία είναι σχεδόν ίση με 1 στο DC (τυπική τιμή είναι 0,996 ή και μεγαλύτερη αλλά πάντως μικρότερη του 1). Το πόσο κοντά στην μονάδα θα είναι εξαρτάται απ' το πόσο μπορεί η μέθοδος σχεδίασης του IC να επιτύχει αυτή την εγγύτητα. Επίσης παρουσιάζει, τυπικά, σημείο θλάσης  $-3dB$  πέραν της συχνότητας  $500MHz$ . Συνήθως όμως θεωρούμε  $a(s)=1$ , και αμελούμε την επίδραση της στους υπολογισμούς.

#### ii. Πεπερασμένη αντίσταση εξόδου του απομονωτή εισόδου

Μια 2<sup>η</sup> απόκλιση απ' την ιδεατή περίπτωση είναι ότι η εμπέδηση εξόδου (output impedance) του απομονωτή που συνδέεται μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου (input buffer) είναι μη –





Η απολαβή κλειστού – βρόγχου του μη – αναστρέφοντος ενισχυτή, συμπεριλαμβανομένης της  $a(s)$  και της  $R_o$ , μπορεί να βρεθεί ως εξής:

Η εξίσωση μετασχηματισμού του CFOA σε ανοιχτό - βρόγχο είναι:

$$V_{OUT}=I_n Z$$

Η εξίσωση του ρεύματος στον αναστρέφων κόμβο είναι:

$$I_n = \frac{V_A}{R_1} - \frac{V_{OUT}-V_A}{R_2}$$

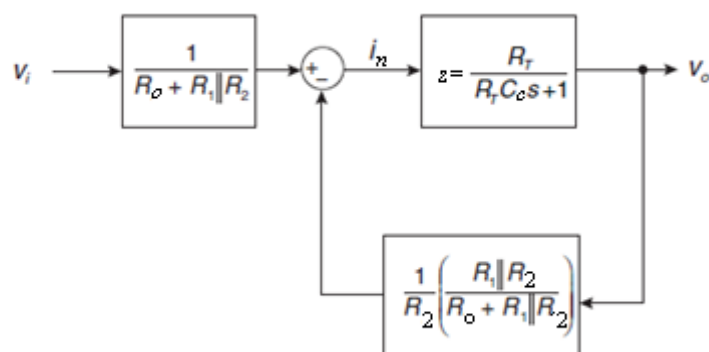
και η εξίσωση για τον βρόγχο εισόδου:

$$V_A=a \cdot V_{IN} - I_n R_o$$

Λύνοντας το σύστημα αυτών των τριών εξισώσεων οδηγούμαστε τελικά στην εξίσωση της απολαβής κλειστού – βρόγχου (closed – loop gain equation)

$$\tilde{A}_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{a \cdot z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_2 \parallel R_1}\right)}{z}} = \dots = \frac{a \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{R_2}{z} \left(1 + \frac{R_o}{R_2 \parallel R_1}\right)} \quad (3.11)$$

Στο παρακάτω σχήμα 3.11, βλέπουμε σε μπλοκ διάγραμμα την λειτουργία ενός CFOA συνδεσμοποιημένου σε μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία:



Σχ. 3.11: Block διάγραμμα ενός CFOA, οποίος συνδεσμοποιείται σε κλειστό – βρόγχο με θετική απολαβή.

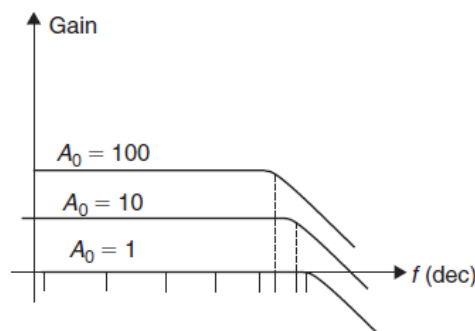
Αντικαθιστώντας στην (3.11) την εξ. (3.2) έχουμε (για  $a(s)=1$ ):

$$\tilde{A}_{CL}(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_T} \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_a}\right) \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right)} \cong \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega R_2}{\omega_a R_T} \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right)} \quad (3.12)$$

όπου:  $A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$  : είναι η DC απολαβή κλειστού – βρόγχου. Άρα το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου είναι:

$$BW_{CL} = \frac{\omega_a \left(\frac{R_T}{R_2}\right)}{1 + \frac{R_o}{R_2} A_0} \quad (3.13)$$

Βλέπουμε ότι τώρα, το  $A_0$  είναι παρών στον παρονομαστή του  $BW_{CL}$ , έτσι καθώς η απολαβή αυξάνει υπάρχει μια μικρή μείωση στο εύρος ζώνης, και μάλιστα η μείωση του εύρους ζώνης λόγω της  $R_o$  θα γίνεται περισσότερο εμφανής για μεγάλες απολαβές κλειστού – βρόγχου. Έτσι λοιπόν ισχύς της πρότασης ότι το εύρος ζώνης του CFOA είναι ανεξάρτητο της απολαβής, εξαρτάται απ' την προϋπόθεση ο λόγος  $R_o/R_2$  να είναι πολύ μικρός. Αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.12:



Σχ. 3.12: Επίδραση της  $R_o$  στην  $f_A$  ως συνάρτηση του  $A_0$

Η εξίσωση (3.13) μπορεί να χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε να τροποποιήσουμε τον εξωτερικό αντιστάτη του ενισχυτή CFOA, έτσι ώστε να αντισταθμίσουμε την μείωση του εύρους ζώνης που προκαλείται απ' την ύπαρξη της  $R_o$  (δηλ. οι τιμές των εξωτερικών αντιστάσεων μπορούν να προρυθμιστούν έτσι ώστε να αντισταθμίσουν την μείωση του εύρους ζώνης για υψηλές απολαβές). Έτσι αν απαιτείται εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου  $BW_{CL}$  και απολαβή χαμηλών (DC) συχνοτήτων  $A_0 = 1 + R_2/R_1$ , αντιστρέφοντας την εξ. (3.13) οδηγούμαστε στην απαιτούμενη τιμή της  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{\omega_a R_T}{BW_{CL}} - R_o A_0 \quad (3.14)$$

και στην απαιτούμενη τιμή της  $R_1$  για δεδομένη DC απολαβή  $A_0$ :

$$R_1 = \frac{R_2}{A_0 - 1} \quad (3.15)$$

Για να καταλάβουμε την επίδραση που έχει η πεπερασμένη  $R_o$  στο εύρος ζώνης κλειστού βρόγχου δίνουμε το παρακάτω παράδειγμα:

Υποθέτουμε ένα CFOA που έχει  $R_o=30\Omega$ ,  $R_2=1,5k\Omega$ ,  $R_T=3M\Omega$  και  $\omega_a=200 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ . Με αυτές τις τιμές, το εύρος ζώνης κλειστού – βρόγχου (σε  $10^6 \text{ rad/sec}$ ) δίνεται απ' την σχέση

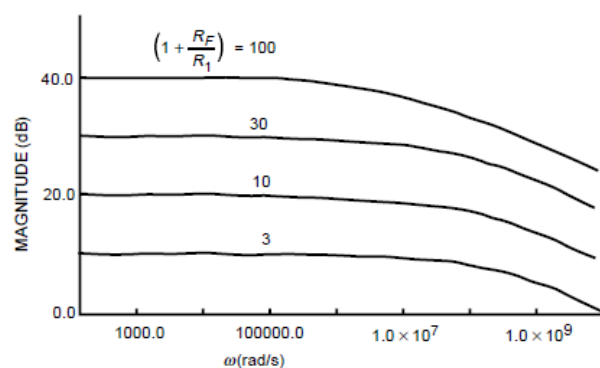
$$BW_{CL} = \frac{\omega_a \left( \frac{R_T}{R_2} \right)}{1 + \frac{R_o}{R_2} A_0} = \frac{400}{1 + \frac{A_0}{50}} 10^6 \text{ rad / sec}$$

το οποίο δίνεται στον πίνακα 3.1 για διάφορες τιμές της απολαβής  $A_0$ ,

Gains [ $G(0)$ ]	Bandwidths ( $BW_{CL}$ in M rad/s)
3	377.4
10	333.3
30	250.0
100	133.3

Πίνακας 3.1: Απολαβές και Εύρος – ζωνών κλειστού βρόγχου

Η απολαβή σε συνάρτηση με την συχνότητα δίνεται στο σχ. 3.13



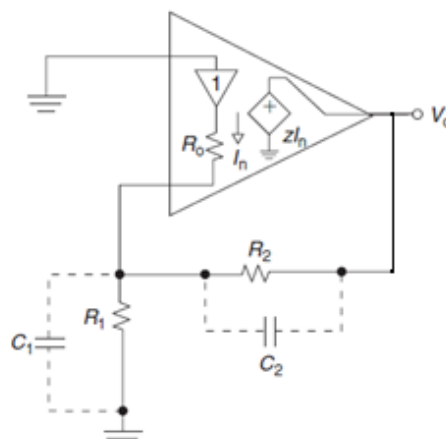
Σχ. 3.13: Γραφικές παραστάσεις του μέτρου της απολαβής κλειστού βρόγχου σε συνάρτηση με την συχνότητα, οι οποίες δείχνουν την εξάρτηση του εύρους ζώνης απ' την  $R_o$

Βλέπουμε ότι, μεταβάλλοντας την απολαβή από 10 ως 100, το εύρος ζώνης μειώνεται κατά ένα παράγοντα 2,5 για τον CFOA του παραδείγματος αυτού. Ωστόσο, παρατηρούμε ότι αυτές οι τιμές συνεχίζουν να υπερτερούν σε σχέση με τις αντίστοιχες τιμές εύρους ζώνης ενός συμβατικού OPAMP σε μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία, του οποίου (υπό αυτές τις προϋποθέσεις) το εύρος ζώνης θα μειωνόταν αντίστοιχα κατά ένα παράγοντα 10.

Αν απαιτείται απολαβή χαμηλών συχνοτήτων ίση με 30 μαζί με εύρος ζώνης  $300 \times 10^6 \text{ rad/sec}$ , τότε πρέπει να επανασχεδιάσουμε τον ενισχυτή με βάση τις σχέσεις (3.14), (3.15) παίρνοντας  $R_2 = 1100 \Omega$  και  $R_1 \cong 40 \Omega$ .

### iii. Παρασιτικές χωρητικότητες

Αξιοσημείωτου χειρισμού και μελέτης των επιδράσεων τους, χρήζουν οι περιπτώσεις στις οποίες το εξωτερικό κύκλωμα περιλαμβάνει στοιχεία αντίδρασης (reactive elements) υπό την μορφή εξωτερικών χωρητικότητας, συνδεδεμένων (είτε εξ επί τούτου είτε ως παρασιτικά στοιχεία) στην είσοδο ή στην διαδρομή ανάδρασης. Η περίπτωση αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.14:



Σχ. 3.14: Κύκλωματικό μοντέλο για την μελέτη της επίδρασης των παρασιτικών χωρητικότητας

Συνήθως η πλακέτα του τυπωμένου κυκλώματος (circuit board) πάνω στην οποία συναρμολογείται ο CFOA εισάγει παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ της αναστρέφουσας εισόδου και της γείωσης (πάνω σ' αυτό έχει ρόλο και ο σχεδιαστής του κυκλώματος) και επομένως δημιουργεί στην  $R_1$  μια συνιστώσα αντίδρασης (reactive). Η νέα εμπέδηση  $Z_1$  δίνεται απ' την εξίσωση:

$$Z_1 = R_1 \parallel \frac{1}{C_1 s} = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 s}$$

Η παρασιτική χωρητικότητα  $C_1$  έχει παγιομένη (μη ελέγξιμη) τιμή επειδή εξαρτάται από τις στρώσεις του τυπωμένου κυκλώματος.

Επίσης όταν σχηματίζεται ένας παρασιτικός αντιστάτης κατά μήκος του αντιστάτη ανάδρασης, τότε η εμπέδηση ανάδρασης δίνεται απ' την σχέση:

$$Z_2 = R_2 \parallel \frac{1}{C_2 s} = \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s}$$

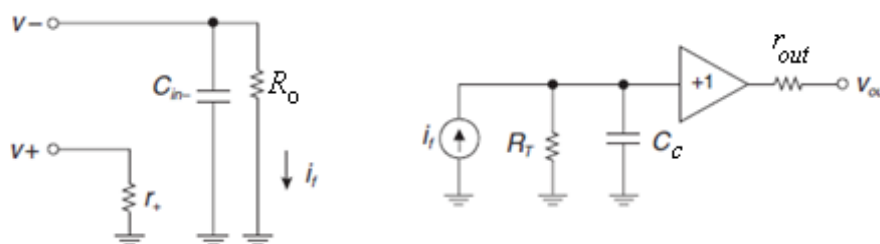
Τέλος πρέπει να θεωρήσουμε και την παρασιτική χωρητικότητα  $C_{in}$  στον αναστρέφον κόμβο εισόδου. Η χωρητικότητα αυτή οφείλεται στις εσωτερικές χωρητικότητες των transistors, καθώς επίσης και σε οποιεσδήποτε εξωτερικές παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των συρμάτων σύνδεσης του IC με τους ακροδέκτες (bond wires) και μεταξύ των ίδιων των ακροδεκτών του IC. Αποτέλεσμα αυτής της χωρητικότητας είναι η αντίσταση εξόδου  $R_o$  του απομονωτή εισόδου να μεταβάλλεται πλέον με την συχνότητα. Η εξίσωση βάσει της οποίας υπολογίζεται η  $Z_o$  δίνεται παρακάτω

$$Z_o \cong h_{ib} + \frac{R_o}{\beta_0 + 1} \left( \frac{1 + \frac{s\beta_0}{\omega_T}}{1 + \frac{s\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{1}{\omega_T}} \right)$$

Σε χαμηλές συχνότητες  $h_{ib}=50\Omega$ ,  $R_o/(\beta_0+1)=25\Omega$  και έτσι η  $Z_o=75\Omega$  είναι σχεδόν ανεξάρτητη της συχνότητας. Όμως, σύμφωνα με την παραπάνω εξίσωση σε ψηλές συχνότητες η  $Z_o$  μεταβάλλεται με την συχνότητα (πιο συγκεκριμένα, τείνει να αυξάνει με την αύξηση της συχνότητας). Επίσης στην προηγούμενη εξίσωση μεταβάλλονται και οι παράμετροι των transistors ανάλογα με τον τύπο του transistor, καθώς οι παράμετροι αυτές είναι διαφορετικές για transistors *npn* και *pnp*.

#### iv. Αντίσταση του μη – αναστρέφοντος ακροδέκτη εισόδου και του απομονωτή εξόδου

Ένα πιο λεπτομερές μοντέλο ενός CFOA το οποίο μοντελοποιεί κάποια επιπλέον φαινόμενα τα οποία επιδρούν στο εύρος ζώνης, στην απολαβή και την ευστάθεια φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.16



Σχ. 3.16: Ένα λεπτομερέστερο μοντέλο ενός CFOA. Τα παρασιτικά στοιχεία που έχουν προστεθεί στο προηγούμενο μοντέλο είναι:  $r_+$  (αντίσταση του θετικού ακροδέκτη εισόδου),  $C_{in}$  (χωρητικότητα του αρνητικού ακροδέκτη εξόδου),  $r_{out}$  (αντίσταση εξόδου)

Το μοντέλο αυτό περιλαμβάνει την μοντελοποίηση

- ✓ της μικρής (αλλά πάντως πεπερασμένης) αντίστασης εξόδου  $r_{out}$  του απομονωτή μοναδιαίας απολαβής στην έξοδο (output unity gain buffer). Η παράμετρος αυτή μπορεί να επηρεάσει την επίδοση του κυκλώματος, όταν ο CFOA οδηγεί φόρτους χαμηλής εμπέδησης ή χωρητικούς φόρτους, κάτι το οποίο δεν συμβαίνει συνήθως. Έτσι η εμπέδηση εξόδου του απομονωτή εξόδου μπορεί να αγνοηθεί κατά την διάρκεια των υπολογισμών.
- ✓ την αντίσταση του μη – αναστρέφοντος ακροδέκτη εισόδου

Ο σχεδιαστής αφού εκτελέσει μια αρχική ανάλυση, βασισμένος στο απλοποιημένο κυκλωματικό μοντέλο του σχ. 3.9, οφείλει να λάβει υπ' όψιν αυτά τα επιπλέον κυκλωματικά στοιχεία τα οποία επιδρούν εξίσου στην λειτουργία του κυκλώματος.

#### v. Θερμικές ουρές (thermal tails)

Αν και οι CFOAs έχουν πολύ γρήγορους χρόνους ανόδου (rise times), αρκετά φυλλάδια πληροφοριών (data sheets) θα δείχνουν χρόνους αποκατάστασης στο 0,1% αυτών. Αυτό οφείλεται στις θερμικές ουρές αποκατάστασης (thermal settling tails), οι οποίες έχουν σημαντική συμβολή στην απουσία της ακρίβειας αποκατάστασης (settling precision).

Θερμικές ουρές προκύπτουν από διαφορές θερμοκρασίας μεταξύ των transistors της βαθμίδας εισόδου. Η απώλεια (απαγωγή) ισχύος (power dissipation) από κάθε transistor συμβαίνει σε πολύ μικρή επιφάνεια, η οποία είναι πολύ μικρή και έτσι επιτυγχάνεται θερμική σύζευξη μεταξύ των ηλεκτρονικών στοιχειωδών κατασκευαστικών διατάξεων (devices). Τα θερμικά σφάλματα είναι σημαντικότερα στα μη – αναστρέφοντα κυκλώματα, επειδή αυτά έχουν μια τάση κοινού τρόπου μεταξύ των εισόδων του (common mode input voltage) και επομένως είναι πολύ πιο ευαίσθητα σε διαφορές στην επίδοση. Τα σφάλματα μπορούν να μειωθούν χρησιμοποιώντας τον OPAMP σε αναστρέφουσα διαρρύθμιση, επειδή τότε εξαλείφεται η τάση εισόδου κοινού τρόπου.

Οι θερμικές ουρές (thermal tails) δεν συμβαίνουν αυτόματα. Ο θερμικός συν/της (thermal coefficient) των transistors (ο οποίος εξαρτάται απ' την κατεργασία κατασκευής τους (process dependent)) θα καθορίσει τον χρόνο που απαιτείται για να εμφανιστεί διαφορά θερμοκρασίας και να αλλάξει τις παραμέτρους, και στην συνέχεια να ανακάμψουν (recover). Οι ενισχυτές συνήθως δεν εμφανίζουν σημαντικές θερμικές ουρές για συχνότητες εισόδου πέραν των μερικών kHz, επειδή το σήμα εισόδου μεταβάλλεται πολύ γρήγορα. Βηματικές κυματομορφές (όπως αυτές που βρίσκουμε σε εφαρμογές απεικόνισης (imaging applications)), μπορούν να έχουν σημαντική επίδραση από τις θερμικές ουρές (thermal tails) όταν μεταβάλλονται οι DC στάθμες. Γι' αυτές τις εφαρμογές, οι CFOAs πιθανώς να μην προσφέρουν επαρκή ακρίβεια αποκατάστασης (settling accuracy)

#### vi. Ο θόρυβος στα κυκλώματα CFOA

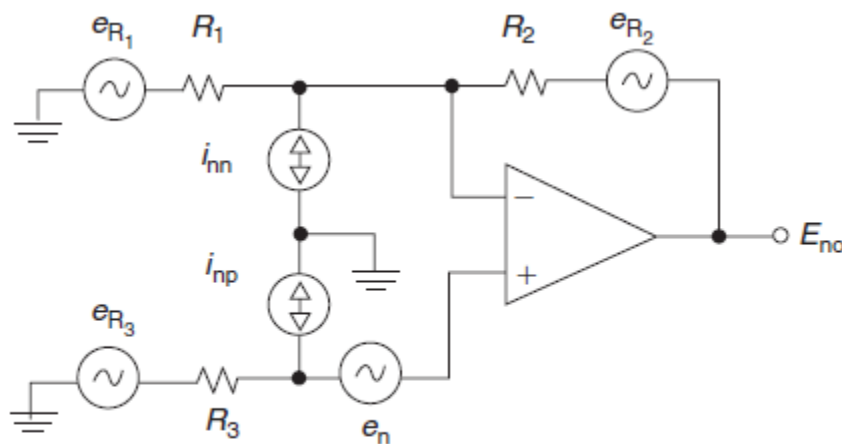
Επειδή οι CFOA είναι ενισχυτές ευρείας ζώνης, γενικά τείνουν να είναι πιο ενθόρυβοι (noisier) απ' τους συμβατικούς OPAMPs. Τα χαρακτηριστικά του θορύβου των CFOAs καθορίζονται υπό όρους των τριών πυκνοτήτων θορύβου εισόδου:

- ✓ την πυκνότητα της τάσης θορύβου  $e_n$ ,
- ✓ την πυκνότητα του ρεύματος θορύβου στην αναστρέφουσα είσοδο  $i_{nn}$ , και
- ✓ την πυκνότητα του ρεύματος θορύβου της μη – αναστρέφουσας  $i_{np}$ .

Οι CFOAs τείνουν να παρουσιάζουν μικρότερη τάση θορύβου αλλά μεγαλύτερο ρεύμα θορύβου απ' ότι οι συμβατικοί OPAMPs, επειδή τα BJTs των CFOAs γενικά πολώνεται σε πολύ υψηλότερες στάθμες ρεύματος. Γενικά, όταν ενισχύουμε, χαμηλής στάθμης ρεύματα τότε, μεγαλύτερη αντίσταση ανάδρασης σημαίνει και υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο (signal to noise ratio). Αυτό συμβαίνει γιατί η απολαβή του σήματος αυξάνει αναλογικά με το  $R$ , ενώ ο θόρυβος που εισάγει ο αντιστάτης αυξάνει ανάλογα με το  $\sqrt{R}$ . Διπλασιάζοντας την τιμή του αντιστάτη ανάδρασης αυτό διπλασιάζει την απολαβή του σήματος, αλλά αυξάνει τον θόρυβο του αντιστάτη μόνο κατά ένα παράγοντα 1,4. Όμως διπλασιάζοντας τον αντιστάτη ανάδρασης αυτό προκαλεί και την συμβολή του ρεύματος θορύβου (current noise) να διπλασιαστεί και το εύρος ζώνης του σήματος να μειωθεί στο ήμισυ.

Επιπλέον επειδή οι είσοδοι των CFOAs είναι διαφορετικές μεταξύ τους, λόγω του απομονωτή τάσης στην είσοδο, το ίδιο συμβαίνει και με τις πυκνότητες ρεύματος. Συνεπώς, τα φυλλάδια πληροφοριακών δεδομένων (datasheets) αναφέρουν τα  $i_{nn}$ ,  $i_{np}$  ξεχωριστά.

Το παρακάτω σχήμα 3.17 δείχνει το μοντέλο θορύβου για ένα CFOA με ανάδραση μέσω αντιστατών.



Σχ. 3.17: Μοντέλο θορύβου ενός κυκλώματος CFOA με ωμική ανάδραση

Για να βρούμε την συνολική πυκνότητα θορύβου της εισόδου  $e_{ni}$  χρησιμοποιούμε την αρχή της υπέρθεσης για να βρούμε την συμβολή απ' όλες τις επιμέρους πηγές θορύβου και στην συνέχεια να προσθέσουμε αυτές τις συμβολές υπό την έννοια της ενεργού τιμής (RMS fashion). Το αποτέλεσμα είναι:

$$e_{ni}^2 = e_n^2 + i_{np}^2 R_3^2 + i_{nn}^2 (R_1 \parallel R_2)^2 + 4k_B T R_3 + (R_1 \parallel R_2) \quad (3.16)$$



όπου η κάθε συνιστώσα τίθεται σε μια μορφή που την οδηγεί να ενισχυθεί απ' την ίδια απολαβή θορύβου (noise gain)  $\tilde{A}_{CL}(jf)$ . Η ολική RMS τάση θορύβου  $E_{no}$  στην έξοδο, πέραν μιας δεδομένης συχνότητας  $f_L$  είναι

$$E_{no} = \left( \int_{f_L}^{\infty} |\tilde{A}_{CL}(jf)|^2 e_n^2 df \right)^{1/2} \quad (3.17)$$

όπου η  $\tilde{A}_{CL}(jf)$  δίνεται απ' την (3.8). Εκφράζοντας τις πυκνότητες θορύβου σαν

$$e_n^2 = e_{nw}^2 \left( \frac{f_{ce}}{f} + 1 \right) \quad , \quad i_{nn}^2 = i_{nvw}^2 \left( \frac{f_{cin}}{f} + 1 \right) \quad , \quad i_{np}^2 = i_{npw}^2 \left( \frac{f_{cip}}{f} + 1 \right)$$

και αντικαθιστώντας στην εξ. (3.16) και μετά στην (3.17) οδηγούμαστε τελικά στην:

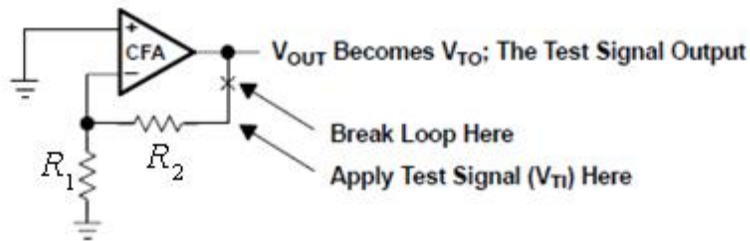
$$E_{no} = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[ \begin{aligned} & e_{nw}^2 \left( f_{ce} \ln \frac{BW_{CL}}{f_L} + 1, 57 BW_{CL} - f_L \right) + i_{npw}^2 R_3^2 \left( f_{cip} \ln \frac{BW_{CL}}{f_L} + 1, 57 BW_{CL} - f_L \right) + \\ & + i_{nvw}^2 R_1 \parallel R_2^2 \left( f_{cin} \ln \frac{BW_{CL}}{f_L} + 1, 57 BW_{CL} - f_L \right) + 4k_B T [R_3 + R_1 \parallel R_2] 1, 57 BW_{CL} - f_L \end{aligned} \right]^{1/2} \quad (3.18)$$

**Παράδειγμα:** Έστω ότι το κύκλωμα του σχ. 3.17 είναι ο CFOA CLC401, ο οποίος διαρρυθμίζεται για μη - αναστρέφουσα απολαβή 20dB, με  $R_1=166,7\Omega$  και  $R_2=1,5k\Omega$ . Επιπλέον, έστω ότι  $R_3=100\Omega$ . Βρείτε την  $E_{no}$  για την περίπτωση στην οποία ο θόρυβος παρατηρείται για μια περίοδο 10sec.

**Λύση:** Έχουμε  $f_L=1/10=0,1Hz$ . Χρησιμοποιώντας τιμές απ' τα φυλλάδια πληροφοριών (datasheets) βρίσκουμε  $z_0=710k\Omega$  και  $f_a=350MHz$  βρίσκουμε  $f_A=z_0 f_a / R_2=165,7MHz$ . Αντικαθιστώντας στην εξ. (3.13) μαζί με την τιμή του φυλλαδίου  $R_0=50\Omega$  βρίσκουμε  $BW_{CL}=124MHz$ . Αντικαθιστώντας τις τιμές των φυλλαδίου  $e_{nw} \cong 2,4nV/\sqrt{Hz}$ ,  $f_{ce} \cong 30kHz$ ,  $i_{npw} \cong 2,6pA/\sqrt{Hz}$ ,  $f_{cip} \cong 30kHz$ ,  $i_{nvw} \cong 17pA/\sqrt{Hz}$  και  $f_{cin} \cong 40kHz$  στην εξίσωση (3.18) οδηγούμαστε σε  $E_{no} \cong 0,57mV rms$  ή  $E_{no}=0,57 \cdot 6=3,4mV$  peak to peak.

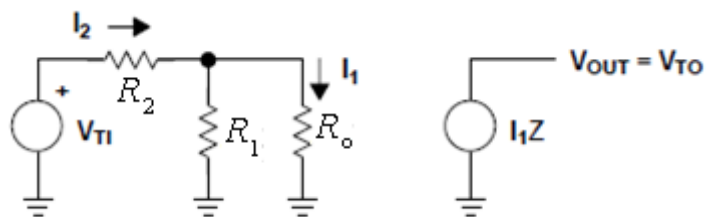
### 3.7. Η ευστάθεια του ενισχυτή

Ας θυμηθούμε ότι το κέρδος βρόγχου είναι σημαντική ποσότητα γιατί απ' αυτή εξαρτάται η ευστάθεια του ενισχυτή. Για να καταστρώσουμε το κέρδος βρόγχου (Loop Gain,  $LG$ ) αναφερόμαστε στο παρακάτω σχήμα (3.18):



Σχ. 3.18: Κύκλωμα για την ανάλυση της ευστάθειας

Σπάζουμε τον βρόγχο στο σημείο  $X$ , εισάγουμε ένα σήμα ελέγχου  $V_{TI}$  και υπολογίζουμε το σήμα επιστροφής  $V_{TO}$ . Το αντίστοιχο κύκλωμα δείχνεται στο παρακάτω σχήμα, στο οποίο έχουμε αντικαταστήσει το σύμβολο του CFOA με το ισοδύναμο μοντέλο του:



Η εξίσωση μετ/μου μεταξύ εισόδου – εξόδου δίνεται στην σχ. (3.19), και χρησιμοποιήσαμε τους νόμους του Kirchhoff για να γράψουμε τις εξ. (3.20), (3.21)

$$V_{TO} = I_1 Z \quad (3.19)$$

$$V_{TI} = I_2 (R_2 + R_1 \parallel R_o) \quad (3.20)$$

$$I_2 (R_1 \parallel R_o) = I_1 R_o \quad (3.21)$$

Οι εξ. (3.19) και (3.20) συνδυάζονται για να μας δώσουν την εξ. (3.21)

$$\begin{aligned} V_{TI} &= \frac{I_1 (R_2 + R_1 \parallel R_o) R_o}{R_1 \parallel R_o} = \frac{I_1 (R_2 + R_1 \parallel R_o) R_o}{\frac{R_1 R_o}{R_1 + R_o}} = I_1 (R_2 + R_1 \parallel R_o) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) = \\ &\dots = I_1 R_2 \left(1 + \frac{R_o (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}\right) = I_1 R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right) \quad (3.21) \end{aligned}$$

Διαιρώντας τις εξ. (3.19) και (3.21) οδηγούμαστε στην εξίσωση του κέρδους βρόγχου η οποία είναι γνωστή και με το όνομα **εξίσωση μετ/μού ανοιχτού βρόγχου (open loop transfer equation)**.

$$A\beta = \frac{V_{TO}}{V_{TI}} = \frac{Z}{R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right)} \quad (3.22)$$

Έτσι λοιπόν το κέρδος βρόγχου τροποποιείται, λόγω εισαγωγής της  $R_o$ , και γίνεται:

$$\tilde{\mathbb{L}}_G = \frac{z(jf)}{Z'} = \frac{z(jf)}{R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right)} = \frac{z}{R_2 + R_o R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} = \frac{z(s)}{R_2 + R_o \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (3.23)$$

στην οποία ορίζουμε ως **κέρδος θορύβου (noise gain)** την ποσότητα

$$Z' = R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right) \quad (3.24)$$

Έτσι, η εξίσωση (3.11) γίνεται (για  $a(s)=1$ )

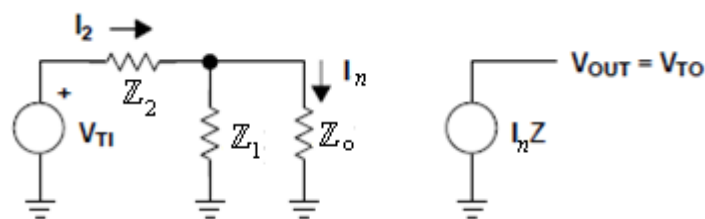
$$\tilde{\mathbb{A}}_{CL} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{\tilde{\mathbb{L}}_G}} \quad (3.25)$$

Επίδραση των παρασιτικών χωρητικότητων στην ευστάθεια του ενισχυτή

Σε ένα OPAMP με ανάδραση τάσης, η σύνδεση μιας χωρητικότητας παραλλήλως (shunt capacitance) με την αναστρέφουσα είσοδο ( $C_2$ ) δημιουργεί αύξηση της ολίσθησης φάσης (phase shift) σε υψηλότερες συχνότητες η οποία μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια. Αστάθεια μπορεί να δημιουργηθεί, όταν η ολίσθηση φάσης προσεγγίσει τις  $-180^\circ$ . Το ίδιο φαινόμενο συμβαίνει και μ' ένα CFOA, αλλά το πρόβλημα ίσως γίνεται λιγότερο εμφανές. Όπως θα δούμε αυτό συμβαίνει επειδή, η ολίσθηση φάσης εμφανίζεται σε υψηλότερες συχνότητες λόγω της εγγενώς χαμηλής εμπέδησης της αναστρέφουσας εισόδου.

Κατάστροση της εξίσωσης ευστάθειας

Η εξίσωση ευστάθειας καταστρώνεται με την βοήθεια του παρακάτω σχήματος



Σχ. 3.19: Κύκλωμα για την ανάλυση της ευστάθειας

Σ' αυτό το μοντέλο έχουμε αμελήσει την απολαβή των απομονωτών εισόδου και εξόδου καθώς επίσης και την εμπέδηση του απομονωτή εξόδου, για να απλοποιήσουμε τους υπολογισμούς. Η προσέγγιση αυτή ισχύει για όλες σχεδόν τις εφαρμογές.

Το κέρδος βρόγχου σ' αυτή την περίπτωση βρίσκεται αν αντικαταστήσουμε στην εξ. (3.23) τις αντιστάσεις με τις ισοδύναμες εμπεδήσεις τους:

$$\tilde{L}_G = \frac{z}{Z_2 \left( 1 + \frac{Z_o}{Z_1 \parallel Z_2} \right)} = \frac{z}{Z_2 + Z_o \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right)}$$

Μπορούμε να αποδείξουμε ότι η αναστρέφουσα και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία του CFOA έχουν ταυτόσημες εξισώσεις ευστάθειας. Αυτό είναι αναμενόμενο αποτέλεσμα, επειδή η ευστάθεια οποιουδήποτε κυκλώματος με ανάδραση είναι αποτέλεσμα του κέρδους βρόγχου (loop gain) ενώ τα σήματα εισόδου δεν επιδρούν στην ευστάθεια.

Οι δύο παράμετροι του OPAMP που επιδρούν στην ευστάθεια είναι η δι-εμπέδηση  $z$  και η εμπέδηση εξόδου  $Z_o$  του απομονωτή εισόδου. Τα εξωτερικά στοιχεία που επιδρούν στην ευστάθεια είναι τα  $Z_1$  και  $Z_2$ . Ο σχεδιαστής μπορεί να ελέγξει τις εξωτερικές εμπεδήσεις, αν και οι παρασιτικές χωρητικότητες, οι οποίες είναι μέρος τους, φαίνεται να είναι ανεξέλεγκτες. Ωστόσο οι  $z$  και  $Z_o$  είναι οι δύο παράμετροι του CFOA τις οποίους δεν μπορεί να ελέγξει ο σχεδιαστής κυκλωμάτων, και έτσι πρέπει να μάθει να επιβιώνει μαζί τους.

Θα εξετάσουμε την επίδραση της κάθε παραμέτρου ξεχωριστά

- i. Όπως είπαμε, η απόκριση ανοιχτού - βρόγχου ενός πρακτικού ενισχυτή παρουσιάζει επιπλέον πόλους (εκτός του κυρίαρχου πόλου στην συχνότητα  $f_a$ ) οι οποίοι εμφανίζονται πέραν της συχνότητας διασταύρωσης (crossover frequency). Όπως φαίνεται, στο σχ. (3.20), η επίδραση αυτών των πόλων είναι η πρόκληση μιας περισσότερο απότομης «κατρακύλας» της απολαβής (steeper gain roll off) στην συγκεκριμένη συχνότητα, κάτι που μειώνει επιπλέον το εύρος ζώνης κλειστού - βρόγχου. Υποθέτουμε λοιπόν ότι οι  $Z_o$ ,  $Z_1$  και  $Z_2$  έχουν μόνο ωμικό μέρος ενώ η δι-εμπέδηση  $z$  έχει δύο πόλους, δηλ. είναι της μορφής

$$z = \frac{1M\Omega}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}$$

$$R_o = 70\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 1k\Omega$$

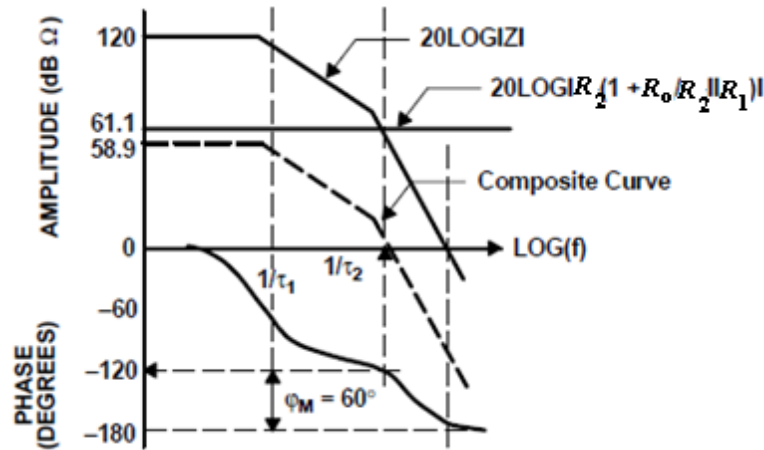
Το αρχικό βήμα για να καθορίσουμε την ευστάθεια με την βοήθεια ενός διαγράμματος Bode είναι να πάρουμε τον λογάριθμο της εξ. (3.23) και να

$$20 \log|A\beta| = 20 \log|z| - 20 \log \left| R_2 \left( 1 + \frac{R_o}{R_2 \parallel R_1} \right) \right| \quad (3.26)$$

$$\varphi = \tan^{-1}(A\beta) \quad (3.27)$$

Αυτό το τέχνασμα επιτρέπει στον σχεδιαστή να προσθέτει και να αφαιρεί τις συνιστώσες της εξίσωσης ευστάθειας γραφικά

Σχεδιάσουμε αυτούς τους λογαρίθμους των εξ. (3.26) και (3.27) στο σχήμα (3.20), στο οποίο έχουμε θεωρήσει ότι οι διάφορες παράμετροι παίρνουν τις παραπάνω τυπικές τιμές



Σχ. 3.20: Σχεδιάγραμμα Bode της εξίσωσης ευστάθειας

Απ' το παραπάνω διάγραμμα φαίνεται ότι, χωρίς την προσθήκη εξωτερικών στοιχείων, ο OPAMP θα ήταν ασταθής επειδή η ποσότητα  $20\log|z|$  τέμνει τον άξονα των  $0dB$  ελάχιστα πριν απ' το σημείο στο οποίο η ολίσθηση φάσης (phase shift) γίνει  $180^\circ$ . Οι  $R_2$ ,  $R_o$  και  $R_1$  μειώνουν θέτουν το κέρδος βρόγχου (loop gain) στα  $61,1dB$  και έτσι το κύκλωμα είναι ευσταθές επειδή, με την προσθήκη τους, το περιθώριο φάσης (phase margin) γίνεται  $60^\circ$ . Η  $R_2$  είναι το στοιχείο που σταθεροποιεί το κύκλωμα. Ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_1$  και  $R_o$  συμβάλλει ελάχιστα στο περιθώριο φάσης επειδή η  $R_o$  είναι πολύ μικρή, και έτσι οι  $R_1$ ,  $R_o$  έχουν μικρή επίδραση στην ευστάθεια.

- ii. Όταν η  $Z_1$  αποτελείται από ένα αντιστάτη παράλληλα με μια παρασιτική χωρητικότητα  $C_1$  μεταξύ της αναστρέφουσας εισόδου και της γείωσης, τότε η εξίσωση ευστάθειας που περιγράφει αυτή την κατάσταση βρίσκεται αν στην σχέση

(3.23) αντικαταστήσουμε την  $R_1$  με  $Z_1=R_1\parallel\frac{1}{C_1s}$  και την αναπτύξουμε. Δηλ.

$$\begin{aligned} \tilde{L}_G &= \frac{z}{R_2\left(1+\frac{R_o}{Z_1\parallel R_2}\right)} = \frac{z}{R_2\left(1+\frac{R_o}{\frac{1}{C_1s}\parallel R_1\parallel R_2}\right)} = \frac{z}{R_2\left[1+R_o\left(C_1s+\frac{1}{R_1\parallel R_2}\right)\right]} \\ &= \frac{z}{R_2\left[1+\frac{R_o}{R_1\parallel R_2}+R_oC_1s\right]} = \frac{z}{R_2\left(1+\frac{R_o}{R_1\parallel R_2}\right)\left[1+\frac{R_oC_1s}{\left(1+\frac{R_o}{R_1\parallel R_2}\right)}\right]} = \frac{z}{R_2\left(1+\frac{R_o}{R_1\parallel R_2}\right)\left[1+\frac{C_1s}{\frac{1}{R_o}+\frac{1}{R_1\parallel R_2}}\right]} \\ &\Rightarrow \tilde{L}_G = \frac{z}{R_2\left(1+\frac{R_o}{R_1\parallel R_2}\right)[1+(R_o\parallel R_1\parallel R_2)C_1s]} \end{aligned}$$

Βλέπουμε εύκολα ότι το κέρδος βρόγχου έχει τώρα ένα νέο πόλο σε συχνότητα

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi(R_o \parallel R_1 \parallel R_2)C_1}. \text{ Επειδή η } R_o \text{ είναι πολύ μικρή, κυριαρχεί επί των } R_1 \text{ και } R_2, \text{ και}$$

έτσι ο πόλος που δημιουργείται λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας εξαρτάται απ' την  $R_o$ .

Άρα σ' αυτή την περίπτωση ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_1$  και  $R_2$  συμβάλλει ελάχιστα στο περιθώριο φάσης. Πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν ότι η τιμή της  $R_o$  παρουσιάζει διακυμάνσεις λόγω κατασκευαστικών ανοχών (manufacturing tolerances) και έτσι η τοποθέτηση του ίδιου του πόλου  $R_o C_1$  υπόκειται σε κατασκευαστικές ανοχές. Καθώς ο συνδυασμός  $R_o C_1$  γίνεται μεγαλύτερος, ο πόλος μετατοπίζεται πάνω στον άξονα συχνοτήτων, μικραίνοντας την ευστάθεια του κυκλώματος. Τελικά αλληλεπιδρά με τον πόλο  $\frac{1}{\tau_2}$  που υπάρχει στην  $z$ , και έτσι προκύπτει η αστάθεια.

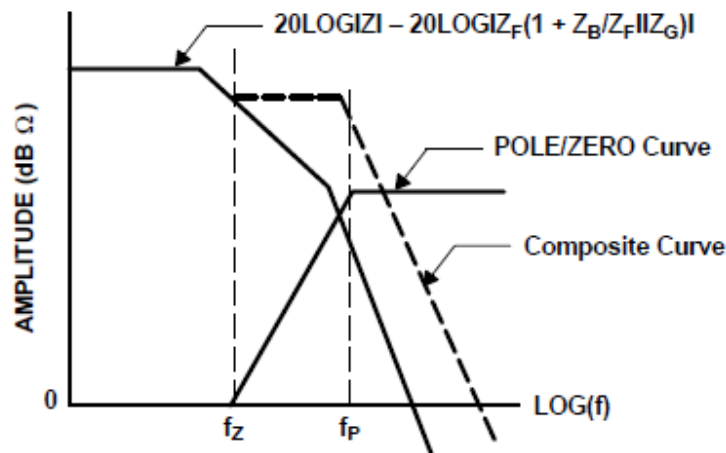
- iii. Στην συνέχεια θα διερευνήσουμε την περίπτωση της χωρητικότητας ανάδρασης  $C_2$  εν παραλλήλω με την  $R_2$ . Τότε η εξίσωση του κέρδους βρόγχου τροποποιείται αντικαθιστώντας στην εξ. (3.23) την  $R_2$  με  $R_2 \parallel (1/sC_2)$  και γράφεται ως εξής:

$$\tilde{L}_G = \frac{z(1 + R_2 C_2 s)}{R_2 \left(1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2}\right) 1 + (R_o \parallel R_1 \parallel R_2) C_2 s} \quad (3.28)$$

Αυτή την φορά η συνάρτηση του κέρδους βρόγχου έχει ένα μηδενισμό στην συχνότητα

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \text{ και ένα πόλο στην συχνότητα } f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_o \parallel R_1 \parallel R_2)C_2}. \text{ Το διάγραμμα}$$

Bode γι' αυτή την περίπτωση δείχνεται στο παρακάτω σχήμα (3.21):



Σχ. 3.21: Σχεδιάγραμμα Bode με την  $C_2$

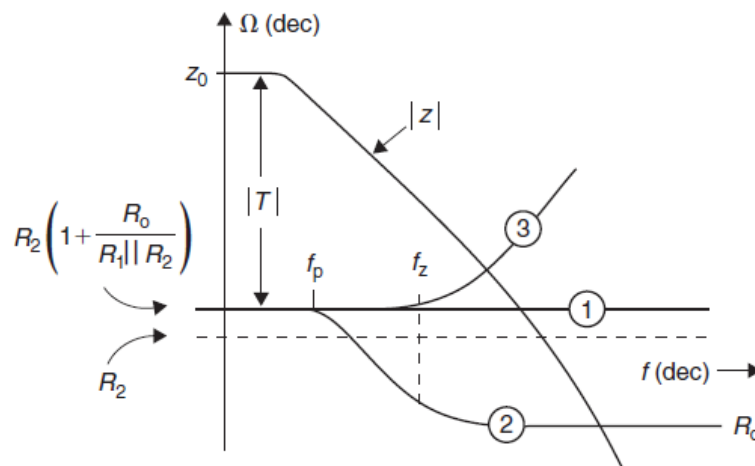
Η αρχική αλλά και η συνισταμένη καμπύλη τέμνουν τον άξονα των  $0dB$  με μια κλίση  $40dB/δεκάδα$ , και έτσι και οι δύο καμπύλες μπορεί να προκαλέσουν αστάθεια. Η συνισταμένη καμπύλη τέμνει τον άξονα των  $0dB$  σε μεγαλύτερη συχνότητα απ' ότι η αρχική, και έτσι η παρασιτική χωρητικότητα προσθέτει περισσότερη ολίσθηση φάσης στο σύστημα. Η συνισταμένη καμπύλη είναι σίγουρα λιγότερο ευσταθής απ' ότι η αρχική. Η  $R_o$  επίσης

καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την θέση του πόλου που εισάγεται λόγω της  $C_2$ , και έτσι βλέπουμε ακόμα μία περίπτωση όπου η παρασιτική χωρητικότητα οδηγεί σε αστάθεια

Όταν και η  $C_1$  και η  $C_2$  είναι ταυτόχρονα παρούσες στο κύκλωμα τότε η εξίσωση της ευστάθειας είναι η παρακάτω:

$$\tilde{\mathbb{L}}_G = \frac{z(1 + R_2 C_2 s)}{R_2 \left( 1 + \frac{R_o}{R_1 \parallel R_2} \right) 1 + (R_o \parallel R_1 \parallel R_2)(C_1 + C_2)s} \quad (3.29)$$

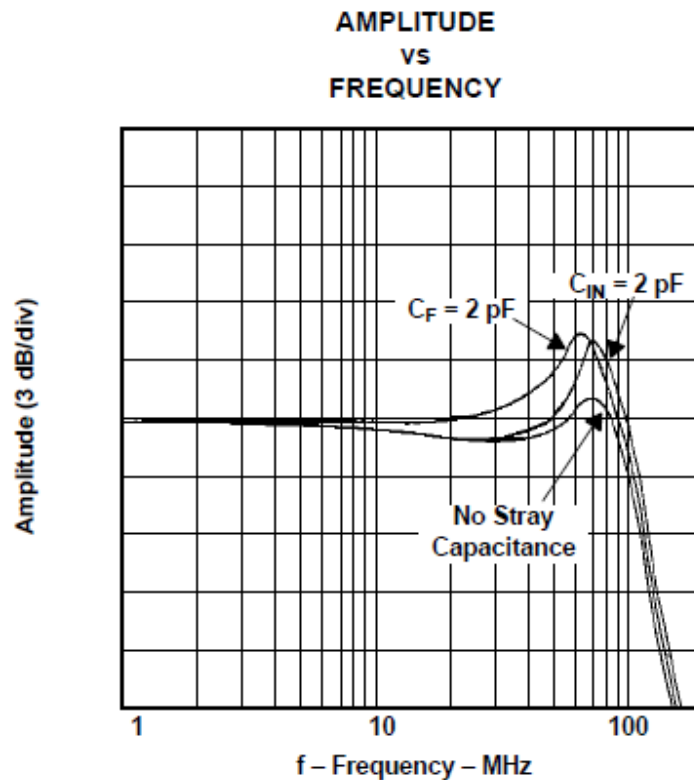
Η καμπύλη του κέρδους βρόγχου σ' αυτή την περίπτωση δείχνεται παρακάτω:



Σχ. 3.22: Καμπύλες του κέρδους θορύβου (noise gain) για τις περιπτώσεις (1) πλήρους ωμικής ανάδρασης, (2) χωρητικότητας εν παραλλήλω με την  $R_2$  και (3) χωρητικότητας εν παραλλήλω με την  $R_1$ .

Η επιπρόσθετη ολίσθηση που προκαλείται λόγω αυτών των πόλων μειώνει κατά τι το περιθώριο φάσης. Μπορούμε να πάρουμε υψηλές τιμές του εύρους ζώνης κλειστού – βρόγχου σε αντάλλαγμα με μικρότερο περιθώριο φάσης, αλλά αυτό θα μπορούσε να προκαλέσει κάποια αιχμή (peaking) στην καμπύλη της απόκρισης συχνότητας (πεδίο συχνοτήτων) ή το φαινόμενο της «εκτίναξης» (overshoot) και του «κωδωνισμού» (ringing) στην καμπύλη της βηματικής απόκρισης (πεδίο χρόνου). Αν οι τιμές των  $C_1$ ,  $C_2$  είναι τέτοιες ώστε, στην συχνότητα διασταύρωσης, η συνολική ολίσθηση φάσης να πλησιάζει τις  $-180^\circ$  τότε το κέρδος βρόγχου (loop gain) παίρνει τιμή  $\tilde{\mathbb{L}}_G = 1 \angle -180^\circ = -1$  με αποτέλεσμα, λόγω της εξ. (3.25), το  $\tilde{\mathbb{A}}_{CL}$  να γίνεται άπειρο. Όταν ικανοποιείται αυτή η συνθήκη, το κύκλωμα θα τεθεί σε ταλάντωση και θα μεταπέσει σε κατάσταση αστάθειας. Ακόμα και αν η ολίσθηση φάσης δεν πλησιάζει τις  $-180^\circ$ , ακόμα και έτσι, η απόκριση κλειστού – βρόγχου μπορεί να εμφανίσει φαινόμενα μη – ανεκτών αιχμών (peaking) ή κωδωνισμού (ringing).

Η επίδραση των παρασιτικών χωρητικοτήτων στην επίδοση κλειστού – βρόγχου (closed loop performance) του CFOA δείχνεται στο Σχ. 3.23



Σχ. 3.23: Επίδραση των παρασιτικών χωρητικότητων σε ένα CFOA

Το παραπάνω σχήμα δείχνει ότι:

- ✓ η εισαγωγή της τιμής  $C_1=2pF$ , προκαλεί αιχμές μεγαλύτερες από  $3dB$  στο διάγραμμα της απόκρισης συχνοτήτων του CFOA, και αυξάνει το εύρος ζώνης περίπου κατά  $18MHz$ .
- ✓ μια τιμή της  $C_2=2pF$  προσθέτει αιχμές περίπου  $4dB$  στο διάγραμμα απόκρισης συχνοτήτων ενώ αυξάνει το εύρος ζώνης κατά περίπου  $10MHz$ .

Πρέπει να σημειώσουμε ότι τα  $2pF$  δεν είναι μεγάλη χωρητικότητα, επειδή αν οι στρώσεις του IC παρουσιάζουν κλίση (sloppy layout) μπορούν να προσθέσουν 4 ή και περισσότερα  $pF$  στο κύκλωμα.

Πάντως, συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι οι βασικές αιτίες κωδωνισμού, εκτίναξης και ταλαντώσεων στους CFOAs είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες  $C_1$ ,  $C_2$  γι' αυτό και με τους ενισχυτές CFOA **πρέπει να αποφεύγεται η χωρητική ανάδραση.**

Για να ελαχιστοποιήσουν την επίδραση των παρασιτικών χωρητικότητας ανάδρασης, οι κατασκευαστές σχεδιάζουν προσεκτικά το διάγραμμα στρώσεων της πλακέτας του κυκλώματος και συνήθως προσφέρουν την  $R_2$  εσωτερικά.

#### Αντιστάθμιση των $C_1$ , $C_2$

Αξιοσημείωτο γεγονός είναι ότι, όπως και στην περίπτωση ενός συμβατικού OPAMP, ο ενισχυτής CFOA μπορεί να σταθεροποιηθεί χρησιμοποιώντας την χωρητικότητα ανάδρασης  $C_2$  έτσι ώστε να εισάγει επαρκή προήγηση φάσης (phase lead) γύρω απ' τον βρόγχο, με



αποτέλεσμα να αντισταθμιστεί η υστέρηση φάσης (phase lag) λόγω της χωρητικότητας εισόδου  $C_1$ . Έτσι όταν οι  $C_1$ ,  $C_2$  είναι ταυτόχρονα παρούσες στο κύκλωμα, μπορούν να ρυθμιστούν έτσι ώστε η μία να ακυρώνει την άλλη. Πράγματι αν ο μηδενισμός και ο πόλος στην εξ. (3.29) ρυθμιστούν έτσι ώστε ο ένας να ακυρώνει τον άλλο, τότε οι μόνοι πόλοι που απομένουν είναι αυτοί της  $z$ .

Εξισώνοντας τον πόλο και τον μηδενισμό της εξ. (3.29) και μετά από πράξεις καταλήγουμε στην

$$R_2 C_2 = C_1 (R_1 \parallel R_o) \quad (3.30)$$

Επειδή η  $R_o$  κυριαρχεί στον παράλληλο συνδυασμό της με την  $R_1$  τελικά καταλήγουμε στην

$$R_2 C_2 = R_o C_1$$

Έτσι αυτό που ειπώθηκε νωρίτερα, ότι δηλ. με τους ενισχυτές CFOA πρέπει να αποφεύγεται η χωρητική ανάδραση, αυτό πλέον δεν ισχύει όταν θέλουμε να αντιμετωπίσουμε την επίδραση της χωρητικότητας εισόδου.

iv. Επίδραση της  $Z_o$  στην ευστάθεια του ενισχυτή

Η  $Z_o$  είναι ένας μικρός παράγοντας στην εξίσωση της ευστάθειας, αλλά προσθέτει αρκετά στην μεταβλητότητα του CFOA. Όταν  $Z_o=0$  και  $Z_2=R_2$ , η εξίσωση του κέρδους βρόγχου είναι  $A\beta=Z/R_2$ . Υπό αυτές τις συνθήκες οι  $Z$  και  $R_2$  καθορίζουν την ευστάθεια, και πάντα μπορεί να βρεθεί η τιμή της  $R_2$  η οποία να σταθεροποιεί το κύκλωμα. Καθώς η  $Z_o$  τείνει να αυξάνει με την αύξηση της συχνότητας, επίσης τείνει να αυξάνει την ευστάθεια στις υψηλότερες συχνότητες.

### 3.8. Τροφοδοτικά ισχύος για τους CFOA

Οι CFOA δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για λειτουργία με απλή (μονή) τροφοδοσία. OPAMPs που σχεδιάζονται να παρέχουν καλή οδήγηση ρεύματος και έχουν διακύμανση τάσης (voltage swing) που να προσεγγίζει τα όρια τροφοδοσίας (supply rails) συνήθως χρησιμοποιούν κοινό εκπομπό, ως βαθμίδα εξόδου, αντί του συνηθισμένου παρακολουθητή εκπομπού (emitter follower). Τα κυκλώματα κοινού εκπομπού επιτρέπουν στην τάση εξόδου να ταλαντεύεται σχεδόν στα όρια τροφοδοσίας (δηλ. η τάση εξόδου μεταξύ συλλέκτη – εκπομπού στον κόρο να είναι λίγο μικρότερη). Αυτός ο τύπος της βαθμίδας εξόδου είναι πιο αργός απ' ό,τι στους παρακολουθητές εκπομπού (emitter followers), λόγω της αυξημένης κυκλωματικής πολυπλοκότητας και της υψηλότερης εμπέδησης εξόδου. Επειδή οι CFOA έχουν αναπτυχθεί ειδικά για την υψηλότερη δυνατή ταχύτητα και το ρεύμα εξόδου, έχουν ως χαρακτηριστικό τον παρακολουθητή εκπομπού στην βαθμίδα εξόδου.

Κατεργασίες υλικού που αποβλέπουν σε υψηλότερες ταχύτητες, έχουν δημιουργήσει βαθμίδα εξόδου κοινού εκπομπού, με εύρος ζώνης 160MHz και slew rate 160V/ $\mu$ sec. Ένα παράδειγμα διάταξης που χρησιμοποιεί αυτή την τεχνολογία είναι ο AD8041 της “Analog Devices”. Αυτός ο OPAMP ανάδρασης τάσης τροφοδοτείται με ισχύ από μία απλή τροφοδοσία 5V.

Βαθμίδες εισόδου, απλής τροφοδοσίας χρησιμοποιούν *rnr* διαφορεικά ζεύγη. Αυτή η διαρρύθμιση επιτρέπει στην περιοχή μεταβολής της τάσης κοινού τρόπου στην είσοδο (common mode input) επεκταθεί προς τα «κάτω» μέχρι το όριο της χαμηλότερης τροφοδοσίας (συνήθως την γείωση). Τέτοιες βαθμίδες εισόδου είναι αδύνατο να χρησιμοποιηθούν στους CFOA. Ας σημειώσουμε ότι ακόμα και σε κυκλώματα που χρησιμοποιούν διατάξεις (devices) ανάδρασης τάσης από «όριο σε όριο» (rail to rail), η τάση εξόδου δεν θα βρίσκεται κοντά στα όρια τροφοδοσίας (supply rails) αν οδηγεί φόρτο χαμηλής εμπέδησης· αυτό οφείλεται στην πτώση τάσης κατά μήκος της εσωτερικής αντίστασης της βαθμίδας εξόδου.

Οι CFOA μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε κυκλώματα απλής τροφοδοσίας, δεδομένου οι τάσεις εισόδου και εξόδου δεν επιτρέπεται να προσεγγίσουν τα όρια τροφοδοσίας (supply rails). Αυτό μπορεί να απαιτήσει μετατόπιση στάθμης (level shifting) ή σύζευξη ac (ac coupling). Η μη – αναστρέφουσα είσοδος πρέπει να πολωθεί στο μέσο της περιοχής λειτουργίας της (working range), αλλά αυτό είναι ήδη απαίτηση στα περισσότερα συστήματα απλής τροφοδοσίας.

Οι πυκνωτές αποσύζευξης (decoupling capacitors) κατά μήκος των τροφοδοτικών ισχύος είναι πολύ σημαντικοί. Όπως και με την κυκλωματική σχεδίαση υψηλών συχνοτήτων, απαιτούνται πυκνωτές για όλες τις θεωρούμενες συχνότητες. Σαν ένας χονδρικός κανόνας, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας πυκνωτής tantalium (tantalium capacitor)  $10\mu F$  εν παραλλήλω με ένα κεραμικό πυκνωτή (ceramic capacitor)  $10nF$  ή  $100nF$ .

### 3.9. Μειονεκτήματα των CFOA έναντι των συμβατικών OPAMPs

Εκτός απ' τα σημαντικά πλεονεκτήματα της ταχύτητας (speed) του slew rate και της μικρής παραμόρφωσης (low distortion), πρέπει να σημειώσουμε και μερικά απ' τα μειονεκτήματα των CFOAs:

- Δεν μπορούν να πιεστούν να δουλέψουν στα όρια της τροφοδοσίας (work rail to rail to either power supply rail), ούτε στις εισόδους τους ούτε στις εξόδους τους. Είναι εγγενής ιδιότητα των παρακολουθητών εκπομπού που περιέχουν να μην μπορούν να δουλέψουν σ' αυτά τα όρια. Σε αντίθεση πολλοί μοντέρνοι OPAMPs μπορούν να δουλέψουν. Αυτό θα μπορούσε να είναι σημαντικό, ιδιαίτερα για λειτουργία με μικρές τάσεις (low voltage operation).
- Οι CFOAs έχουν σχετικά χαμηλή (φτωχή, poor) απολαβή τάσης. Ενώ πολύ μοντέρνοι OPAMPs έχουν απολαβές από 100.000 ως 1.000.000 (ή και μεγαλύτερες), οι CFOAs έχουν χρηστική (usable) απολαβή τάσης από 1200 ως 4000. Αυτό δεν είναι καταστροφή, ωστόσο είναι μια ξεκάθαρη αδυναμία.
- Παρομοίως οι CFOA έχουν μετριότατα PSRR και CMRR, από 50 ως 70dB. Και αυτό επίσης δεν είναι καταστροφή, αλλά ίσως χρειαστεί να κάνουμε μικρορυθμίσεις για να επιτύχουμε καλή επίδοση του κυκλώματος μας.
- οι CFOA μπορούν να δουλέψουν για μέτριες στάθμες εμπέδησης, αλλά «γονατίζουν» (slow down) καθώς αυξάνει η εμπέδηση της ανάδρασης  $Z_2$ . Γενικά είναι ακατάλληλοι για υψηλές στάθμες εμπέδησης (ακόμα και για 10 ως 50k $\Omega$ ), την ίδια στιγμή που μερικοί κλασσικοί OPAMP δουλεύουν καλά για  $Z_2=100, 1.000$  ή και 100.000M $\Omega$ .

- Επειδή τα μικρά και γρήγορα transistors σ' ένα CFOA έχουν πολύ μεγάλες πυκνότητες ισχύος (αρκετά *mA* μεταβατικών ρευμάτων (transient current) επί αρκετά Volts ( $V_{ce}$ ) για την επαφή του εκπομπού (emitter junction) καταναλίσκονται σε ελάχιστα τετραγωνικά  $\mu m$ ), η θέρμανση μπορεί να προκαλέσει σημαντικές θερμικές ουρές (heating tails) οι οποίες προχωρούν βαθμιαία καθώς η θερμότητα διαχέεται προς τα έξω. Αυτό το είδος σφάλματος δείχνεται σε μερικά πληροφοριακά φυλλάδια χαρακτηριστικών (datasheets), αλλά όχι σε όλα.

### Βιβλιογραφία

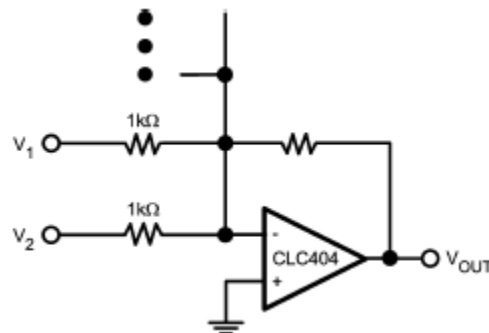
1. The electronics handbook 2<sup>nd</sup> ed. Editor in chief: J. Whitaker Άρθρο: P. Arronhime: Applications of Operational Amplifiers §7.8.3 σελ. 662
2. Άρθρο Alison Payne, Christofer Toumazou: Analog Integrated Circuits, , από Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering
3. Wikipedia, άρθρο: current feedback operational amplifier
4. Pease: Analog circuits, world class designs, Κεφ. 12, σελ. 269 Sergio Franco: Current feedback amplifiers
5. G. Clayton, S. Winder: Operational amplifiers 5<sup>th</sup> ed. §3.3 σελ. 73 ως 81
6. Marc Tompson: Intuitive circuit design, κεφ. 13, σελ. 381
7. Ron Mancini: άρθρο «Current Feedback Op – Amp analysis» κεφ. 8 από Design Reference της Texas Instruments «Op Amps for everyone».
8. Michael Steffes: Current feedback Loop Gain Analysis and Performance Enhancement, National Semiconductors OA -13, January 1993
9. Erik Bruun: CMOS Techonology and Current – Feedback Op – Amps, Άρθρο από Circuits and Systems 1993, ISCAS'93, IEEE International Symposium, σελ. 1062 – 1065 vol.2
10. Palmisano, Palumbo, Pennisi: CMOS current amplifiers, (1999): §1.2 σελ. 12

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

## Εφαρμογές των CFOA

## 4.1. Ενισχυτής – αθροιστής (Summing amplifiers)

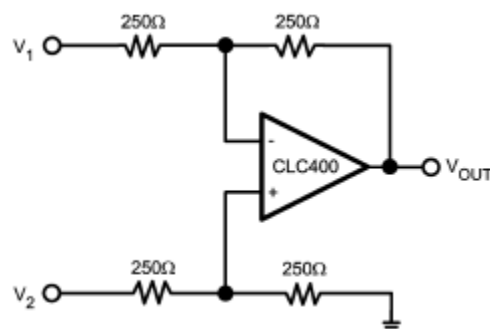
Οι CFOAs είναι η φυσική εκλογή ενισχυτών για εφαρμογές άθροισης, καθώς το εύρος ζώνης και άλλα βασικές χαρακτηριστικές παράμετροι (specifications) είναι σχετικά ανεπηρέαστες, από την ρύθμιση υψηλής απολαβής.



Σχ. 4.1: Ενισχυτής – αθροιστής που υλοποιείται με τον CFOA CLC404

(Ο παράλληλος συνδυασμός όλων των αντιστάσεων εισόδου έχει σαν αποτέλεσμα μια μικρή (φαινομενικώς ενεργή) αντίσταση ρύθμιση της απολαβής και επομένως μια μεγάλη, ρύθμιση της απολαβής)

## 4.2. Διαφορικός ενισχυτής (Differential amplifier)



Σχ. 4.2: Διαφορικός ενισχυτής που υλοποιείται με τον CFOA CLC400

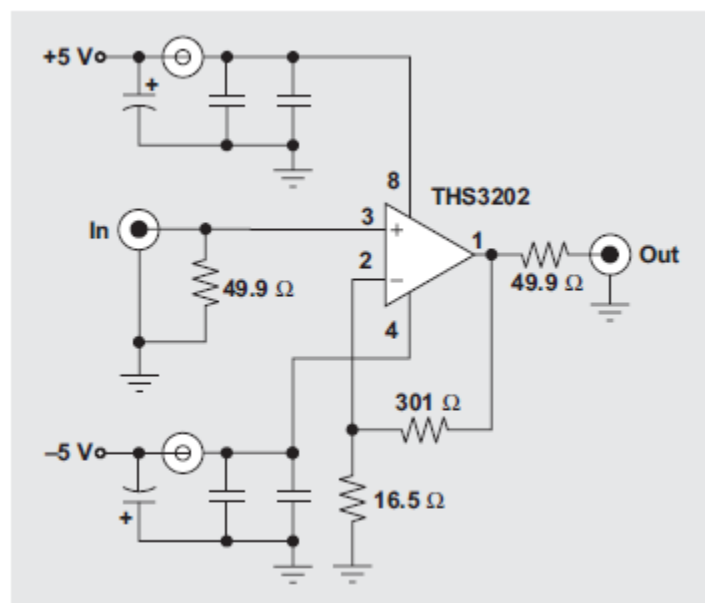
Πρέπει να διασφαλίσουμε ότι τηρούνται τα όρια για την τάση εισόδου κοινού τρόπου (common mode input voltage), τα οποία φαίνονται στο πληροφοριακό φυλλάδιο των

χαρακτηριστικών δεδομένων (datasheet). Αν αυτή η τάση είναι μεγάλη, τότε αναμένεται ο κορεσμός των σημάτων εισόδου, και πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας OPAMP προστατευμένος από υπεροδήγηση (overdrive – protected) και ένα κατάλληλο κύκλωμα προστασίας (protection circuitry)

#### 4.3. Ενισχυτές RF και IF

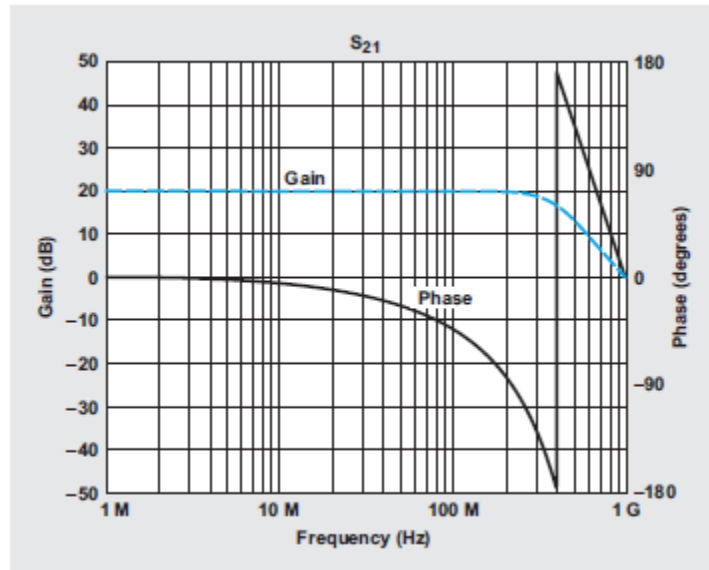
Οι CFOA αποτελούν την φυσική επιλογή για ενισχυτές RF, καθώς θεωρητικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν μέχρι την προκαθορισμένη συχνότητα τους  $-3dB$  με οποιαδήποτε σχεδόν απολαβή. Βέβαια αυτό είναι εν μέρει σωστό, καθώς για μεγάλες απολαβές οι CFOA είναι ξεκάθαρα περιορισμένοι απ' το γινόμενο απολαβής – εύρους ζώνης. Αυτό συμβαίνει λόγω των εσωτερικών παρασιτικών φαινομένων τα οποία πληρώνουν το τίμημα για την μείωση του εύρους ζώνης.

Το παρακάτω σχήμα δείχνει ένα RF ενισχυτή ευρείας ζώνης ενός σταδίου που υλοποιείται με τον ενισχυτή THS3202 της Texas Instruments



Σχ. 4.3: Ενισχυτής RF ευρείας ζώνης που υλοποιείται με τον CFOA THS3202

ενώ στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την απόκριση συχνοτήτων αυτού του ενισχυτή



Σχ. 4.4: Απόκριση ευρείας ζώνης για το κύκλωμα του σχ. 4.3

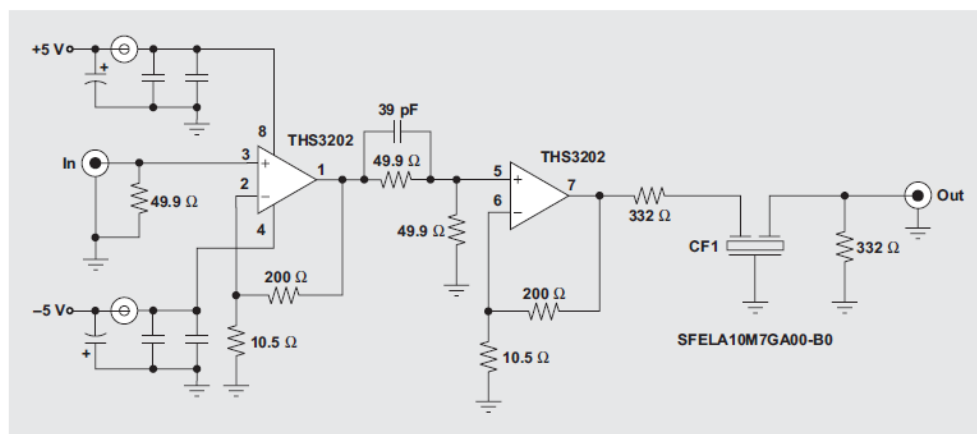
Ολόκληρη αυτή η ενισχυτική βαθμίδα αποτελείται από τον ίδιο τον OPAMP, τις αντιστάσεις προσαρμογής της πηγής και του φόρτου ( $49,9\Omega$ ) και τους δύο αντιστάτες (αντιστάτης ανάδρασης  $R_F$  ( $R_2$ )= $301\Omega$  και αντιστάτης ρύθμισης απολαβής  $R_G$  ( $R_1$ )= $16,5\Omega$ ) που ρυθμίζουν την απολαβή του OPAMP. Η απολαβή τάσης του ίδιου του ενισχυτή είναι 20 αλλά η απολαβή τάσης ολόκληρης της βαθμίδας μειώνεται στο μισό (10) λόγω της δράσης των αντιστάσεων προσαρμογής σε συνδυασμό με τον φόρτο.

Όπως βλέπουμε το σημείο θλάσης  $-3dB$  του συγκεκριμένου ενισχυτή RF βρίσκεται περίπου στα  $390MHz$ , ενώ αν απαιτείται σταθερή απολαβή σε συνάρτηση με την συχνότητα τότε το κύκλωμα είναι χρησιμοποιήσιμο μέχρι και τα  $200MHz$  περίπου. Η παράμετρος ανάδρομης απομόνωσης (reverse isolation)  $S_{12}$  (είναι το μέτρο που δείχνει πόσο πολύ απ' την ισχύ που εγχέεται (injected) στον ακροδέκτη εξόδου καταφέρνει να επιστρέψει πίσω στην πηγή του σήματος) έχει την πολύ ικανοποιητική τιμή  $-75dB$  σε όλο σχεδόν το φάσμα, και υποβαθμίζεται μόνο στα  $-50dB$  κοντά στο όριο του φάσματος. Τέλος, ο λόγος στάσιμων κυμάτων (VSWR) είναι καλύτερος από 1,01:1 για το μεγαλύτερο εύρος του φάσματος και υποβαθμίζεται ελάχιστα (1,1:1) κοντά στο όριο των  $200MHz$ .

Θα μπορούσαμε να εξετάσουμε την δυνατότητα αύξησης της απολαβής αυτής της βαθμίδας, μειώνοντας την τιμή του αντιστάτη ρύθμισης απολαβής  $R_G$  ακόμα περισσότερο. Η απάντηση είναι ότι θα μπορούσαμε, αλλά υπάρχει ένα πρακτικό όριο. Μειώνοντας την  $R_G$ , αναλογικά θα έπρεπε να μειωθεί και η τιμή του αντιστάτη ανάδρασης  $R_F$  ο οποίος όμως παράλληλα είναι και ο καθοριστικός παράγοντας για την ευστάθεια του CFOA. Όπως αποδεικνύουν και εργαστηριακά τεστ, μπορούμε να δούμε ότι η μείωση της τιμής της  $R_F$  μπορεί να επιτευχθεί για ένα μικρό εύρος, πέραν του οποίου η τιμή της  $R_G$  γίνεται αχρείαστα μικρή. Το όριο αυτό για την  $R_F$  είναι τα  $200\Omega$ , κάτω απ' το οποίο αρχίζουν να εμφανίζονται αιχμές (peaking) ασχέτως της τιμής της  $R_G$ . Αν απαιτείται μεγαλύτερη απολαβή τότε μπορούμε να συνδέσουμε διαδοχικά (cascading) πολλές βαθμίδες των OPAMPs THS3202.

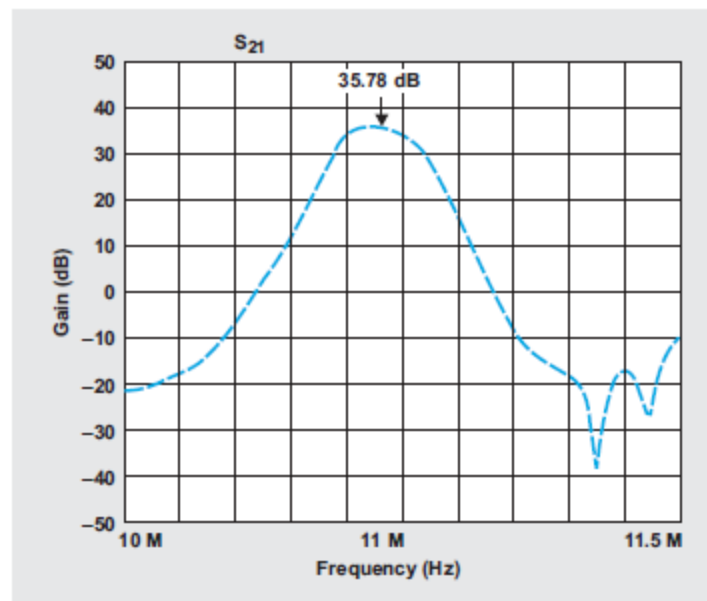
Τέτοια κυκλώματα πολυβάθμιων CFOA μπορούν να χρησιμοποιηθούν μαζί με κεραμικά φίλτρα (ceramic filters) ή φίλτρα επιφανειακού ακουστικού κύματος (Surface Acoustic Wave, SAW) για την δημιουργία ενισχυτικών βαθμίδων ενδιάμεσης συχνότητας (Intermediate Frequency, IF amplifier stages) υψηλών επιδόσεων. Τέτοιοι ενισχυτές IF χρησιμοποιούνται σε κεντρική συχνότητα  $10,7\text{MHz}$  σε δέκτες FM ή σε δέκτες των σταθμών βάσης της κυψελωτής τηλεφωνίας (ως τελικό στάδιο IF) ή σε κεντρική συχνότητα  $70\text{MHz}$  σε δέκτες δορυφορικών επικοινωνιών ή δέκτες σταθμών βάσης κυψελωτής τηλεφωνίας

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε ένα τέτοιο ενισχυτή IF στα  $10,7\text{MHz}$  που χρησιμοποιεί κεραμικό φίλτρο SFELA10M7GA00 – B0 της εταιρίας Murata με εύρος ζώνης  $230\text{kHz}$ .



Σχ. 4.5: Ενισχυτής IF  $10,7\text{MHz}$

ενώ στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την απόκριση συχνοτήτων αυτού του ενισχυτή



Σχ. 4.6: Απόκριση του ενισχυτή IF στα  $10,7\text{MHz}$

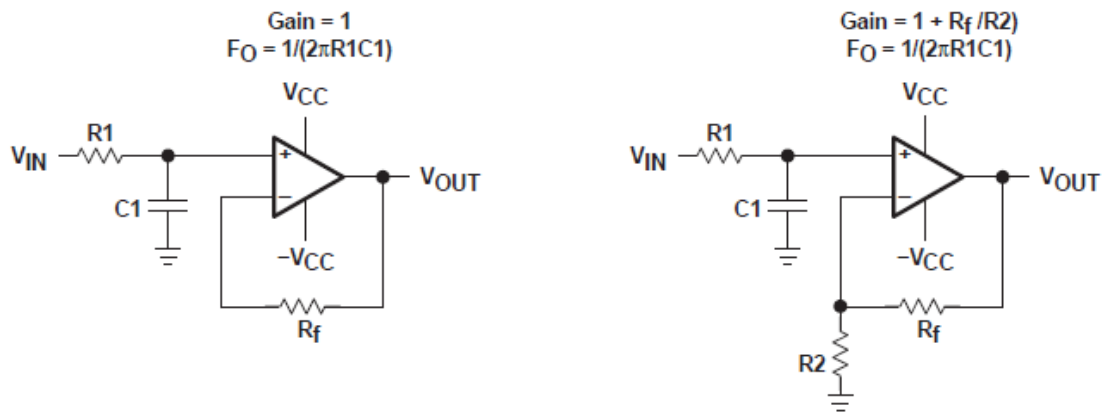
#### 4.4. Κυκλώματα ενεργών φίλτρων (Active filter circuits)

Τα κυκλώματα φίλτρων χρησιμοποιούνται για να διαχωρίσουν απ' τα σήματα, τις ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες κρατώντας ταυτόχρονα τις συνιστώσες που μας ενδιαφέρουν.

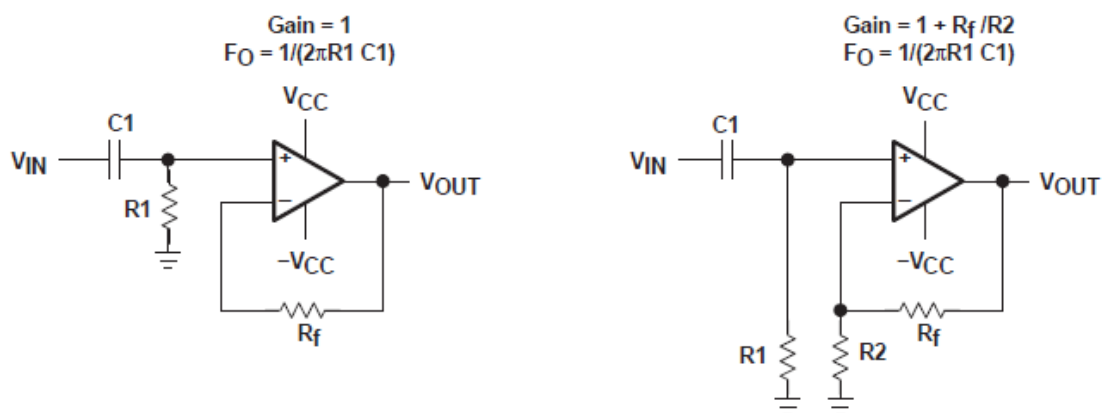
Οι CFOAs έχουν ένα περιορισμό: Δεν μπορεί να υπάρξει χωρητικότητα η οποία να συνδέει την έξοδο με την αναστρέφουσα είσοδο. Αυτό περιορίζει τραγικά τις διαθέσιμες τοπολογίες, όμως είναι δυνατόν να δημιουργήσουμε τους περισσότερους τύπους φίλτρων. Απλώς, ο σχεδιαστής πρέπει να συνηθίσει σε μια ασυνήθιστη τοπολογία.

##### Φίλτρα απλού πόλου (Single pole filters)

Τα φίλτρα απλού πόλου παρουσιάζουν «κατρακύλα» (roll – off)  $20dB$  ανά δεκάδα στην ζώνη αποκοπής τους (stopband). Τα βρίσκουμε τόσο σε χαμηλοπερατές όσο και σε υψηλοπερατές παραλλαγές. Όλες οι παραλλαγές είναι σε μη – αναστρέφουσα συνδεσμολογία, και έχουν δυνατότητα είτε μοναδιαίας απολαβής (unity gain) είτε ρυθμιζόμενης απολαβής (gain set) μέσω του αντιστάτη ανάδρασης  $R_f$  και  $R_2$ .



Σχ. 4.7: Χαμηλοπερατό φίλτρο με CFOA



Σχ. 4.8: Φίλτρο απλού πόλου με CFOA



### Φίλτρα διπλού πόλου (Double pole filters)

Τα φίλτρα διπλού πόλου έχουν απόρριψη  $40dB$  ανά δεκάδα για απόκριση τύπου Butterworth. Αν και υπάρχει πληθώρα διαφορετικών τοπολογιών φίλτρων, αρκετές εξ' αυτών είναι ακατάλληλες για CFOAs. Αυτό οφείλεται στον περιορισμό που πρέπει να υπάρχει ως προς την τιμή του αντιστάτη ανάδρασης και στον περιορισμό του να μην συνδέουμε πυκνωτή στα άκρα του αντιστάτη ανάδρασης καθώς αυτό δεν είναι επιθυμητό. Έτσι χρησιμοποιείται η υλοποίηση KRC (φίλτρα Sallen Key) η οποία ταιριάζει καλά στους CFOAs, καθώς δεν απαιτεί στοιχεία αντίδρασης στην διαδρομή (αρνητικής) ανάδρασης, κάτι που θα έθετε συμβιβασμούς (compromise) ως προς την ευστάθεια. Τα φίλτρα Sallen – Key είναι εφικτά, επειδή ο OPAMP χρησιμοποιείται ως block παγιομένης απολαβής (fixed gain block).

Τα φίλτρα Sallen – Key συνήθως χρησιμοποιούν συμβατικούς OPAMPs με ανάδραση τάσης, ως απομονωτές μοναδιαίας απολαβής, έχοντας απευθείας σύνδεση μεταξύ της εξόδου και της αναστρέφουσας εισόδου. Οι CFOA δεν μπορούν να συνδεθούν κατ' αυτό τον τρόπο, επειδή η αναστρέφουσα είσοδος του OPAMP είναι στην πραγματικότητα η έξοδος του απομονωτή (buffer). Αν οι δύο ακροδέκτες συνδεόταν απευθείας μεταξύ τους, τότε θα έρεε ένα μεγάλο ποσό ρεύματος μεταξύ των δύο εξόδων. Αντ' αυτού, ένας αντιστάτης μπορεί να συνδεθεί μεταξύ τους έτσι ώστε να περιορίσει την ροή ρεύματος.

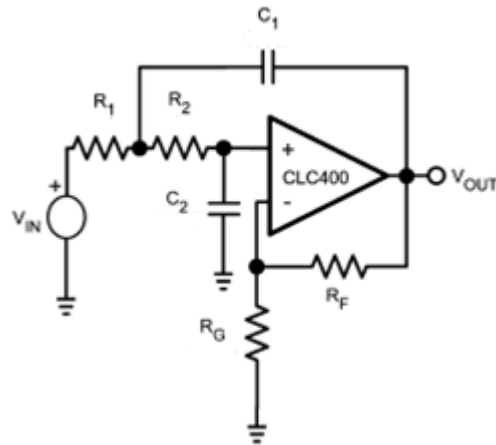
Το φίλτρο μπορεί να «δουλέψει» είτε με μοναδιαία απολαβή (χωρίς τον αντιστάτη  $R_G$ ), είτε εναλλακτικά, ο OPAMP μπορεί να δώσει και κάποια απολαβή, χρησιμοποιώντας ανάδραση και παράλληλα συνδεδεμένους (shunt) αντιστάτες (δηλ. συνδέοντας την  $R_G$  μεταξύ της αναστρέφουσας εισόδου και της γείωσης). Ας σημειώσουμε ότι οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων (component) του φίλτρου εξαρτώνται απ' την απολαβή του ενισχυτή.

Όταν η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι μικρή ως προς το εύρος ζώνης του ενισχυτή, τότε οι χαρακτηριστικές συναρτήσεις μετ/μου που δείχνονται θα παρέχουν καλή ακρίβεια. Όμως, όπως και σε κάθε κύκλωμα ενεργού φίλτρου, η καθυστέρηση ομάδος (group delay) μέσα απ' τον OPAMP γίνεται αξιοσημείωτη για συχνότητα αποκοπής (εύρος ζώνης) του φίλτρου, μεγαλύτερες απ' το 10% (περίπου) του εύρους ζώνης του OPAMP. Για τέτοιες σχεδιάσεις είναι χρήσιμα τα εργαλεία σχεδίασης μέσω υπολογιστή και της επαναληπτικής προσέγγισης στην σχεδίαση.

Τα κάτωθι πέντε κυκλώματα, μας δείχνουν πως οι CFOAs μπορούν να παράσχουν λειτουργικότητες ενεργών φίλτρων, υψηλών επιδόσεων.

#### i. Βαθυπερατό φίλτρο (Low-pass filter)

Η χρήση CFOA σε χαμηλοπερατά φίλτρα (low pass filters) Sallen – Key, επιτρέπει να χρησιμοποιηθούν πολύ υψηλότερες συχνότητες, συγκρινόμενες με τις σχεδιάσεις ανάδρασης τάσης.

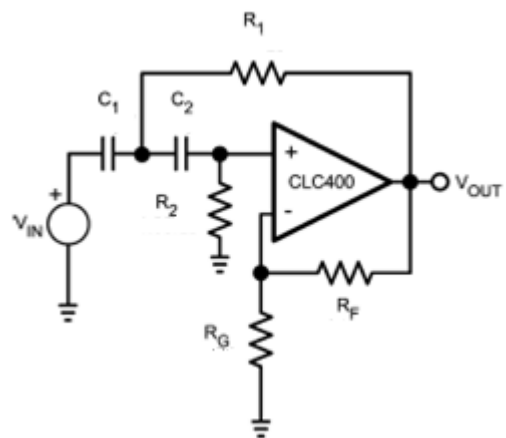


Σχ. 4.9: Χαμηλοπερατό φίλτρο Sallen – Key με ανάδραση ρεύματος

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s \frac{K_0}{R_1 C_1}}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1 - K_0}{R_2 C_1} \right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad , \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \\ Q &= \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + 1 - K_0} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \end{aligned} \right| \begin{aligned} R_1 &= R_3 = R \quad , \quad C_1 = C_2 = C \\ \omega_0 &= \frac{\sqrt{2}}{RC} \\ Q &= \frac{\sqrt{2}}{4 - K_0} \end{aligned}$$

ii. Υψηλοπερατό φίλτρο (High – pass filter)



Σχ. 4.10: Υψηλοπερατό φίλτρο Sallen – Key με ανάδραση ρεύματος

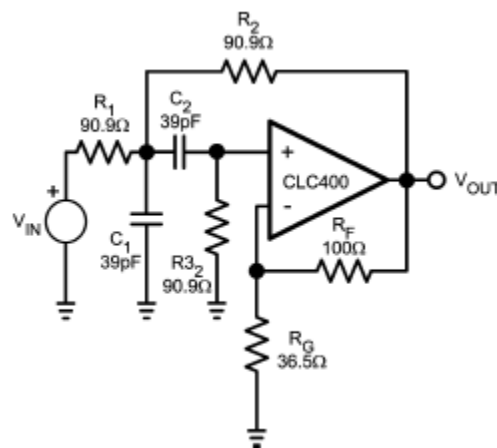
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_0 s^2}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_2} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1-K_0}{R_1 C_1} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \left| \quad R_1 = R_3 = R, \quad C_1 = C_2 = C: \right.$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} \left( \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} (1-K_0)}}} \quad \left. \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ Q = \frac{1}{3-K_0} \end{array} \right.$$

Σχ. 4.11: Εξισώσεις σχεδίασης για το φίλτρο του σχ. 4.10

iii. Ζωνοπερατό φίλτρο (Band – pass filter, 40MHz, Q=4)



Σχ. 4.12: Ζωνοπερατό φίλτρο με CFOA

Οι τιμές των συνιστούντων στοιχείων, που δείχνονται είναι «predistorted» απ' τις ονομαστικές τιμές της σχεδίασης, έτσι ώστε να λάβουν υπ' όψιν και την καθυστέρηση ομάδος (group delay) 1,6nsec του OPAMP, η οποία είναι αρκετά υπολογίσιμη σχετικά με την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.

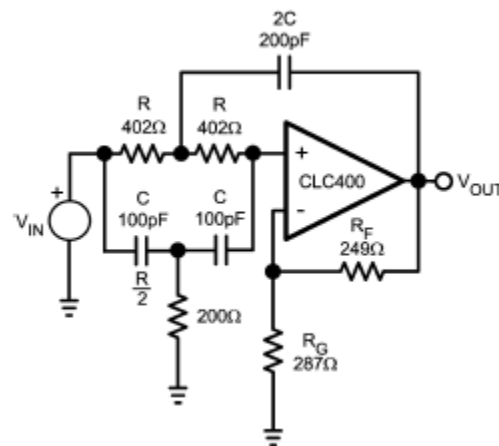
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s \frac{K_0}{R_1 C_1}}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1-K_0}{R_2 C_1} \right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad \left| \quad R_1 = R_3 = R, \quad C_1 = C_2 = C: \right.$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2 C_1 (R_1 + R_2)}{R_1 R_3 C_2}}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_3} \left( 1 + \frac{C_1}{C_2} \right) - K_0} \quad \left. \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC} \\ Q = \frac{\sqrt{2}}{4-K_0} \end{array} \right.$$

Σχ. 4.13: Εξισώσεις σχεδίασης του ζωνοπερατού φίλτρου στο σχ. 4.12

iv. Ζωνοφρακτικό φίλτρο (Band – stop filter,  $4\text{MHz}$ ,  $Q=4$ )



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_0 \left( s^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{s^2 + 2 \frac{s}{RC} (2 - K_0) + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \omega_{0POLE}^2 = \omega_{0ZERO}^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$$

$$Q_{POLE} = \frac{1}{2(2 - K_0)}$$

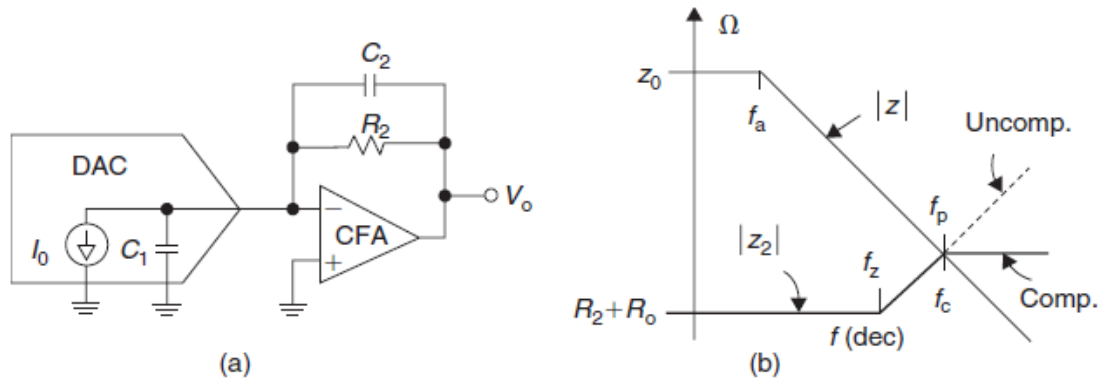
Σχ. 4.14: Ζωνοφρακτικό φίλτρο με CFOA και εξισώσεις σχεδίασης

#### 4.5. Ολοκληρωτές (integrators) με ενισχυτές CFOA

Η λειτουργία της ολοκλήρωσης παρέχει την βάση για τα φίλτρα βρόγχου με διπλούς ολοκληρωτές (dual – integrator loop filters) και ταλαντωτές (oscillators) όπως επίσης και για άλλα δημοφιλή κυκλώματα. Ωστόσο η λειτουργία της ολοκλήρωσης σε μορφή ανάδρασης ρεύματος, είναι μια δύσκολη εφαρμογή για ένα CFOA. Το πρόβλημα είναι ότι η απευθείας χωρητική σύζευξη, μεταξύ της εξόδου και της αναστρέφουσας εισόδου μπορεί να προκαλέσει αστάθεια και επομένως πρέπει να χρησιμοποιήσουμε κυκλωματικές διαρρυθμίσεις οι οποίες αποφεύγουν μια τέτοια σύζευξη.

Όταν χρησιμοποιούμε CFOAs, το κύκλωμα του ολοκληρωτή πρέπει να τροποποιηθεί, έτσι ώστε να εμποδιστεί η αστάθεια. Πρέπει να συνδεθεί ένας αντιστάτης ( $R_2$ ) μεταξύ του πυκνωτή ανάδρασης ( $C_2$ ) και της αναστρέφουσας εισόδου. Αυτός ο αντιστάτης διασφαλίζει ότι πάντα θα υπάρχει μια ελάχιστη τιμή αντίστασης στην διαδρομή ανάδρασης, ο οποίος περιορίζει και την απολαβή. Ένας αντιστάτης ( $R_2$ ) συνδεδεμένος παράλληλα με τον πυκνωτή  $C_2$  δημιουργεί ένα πόλο στην απολαβή θορύβου (noise gain) σε συχνότητα  $f_p = 1/(2\pi R_2 C_2)$  η οποία είναι και η ελάχιστη συχνότητα για την οποία είναι ο ολοκληρωτής είναι αποδοτικός (effective). Για ένα περιθώριο φάσης (phase margin) 45°, ο  $C_2$  επιλέγεται έτσι ώστε να αυτός ο πόλος να συμπίπτει με την συχνότητα διασταύρωσης (crossover frequency)  $f_c$ .

Το φαινόμενο αποσταθεροποίησης λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας εισόδου, χρήζει ιδιαίτερης προσοχής για την ολοκλήρωση στην έξοδο των DACs σε τρόπο ρεύματος (current mode DACs), όπου  $C_1$  είναι η χωρητικότητα εξόδου του DAC, ευρισκόμενη τυπικά στην περιοχή τιμών από μερικά δέκατα ως μερικά εκατοστά του  $pF$ . Αυτή η περίπτωση απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχ. 4.15: Αντιστάθμιση της χωρητικότητας εξόδου ενός DAC

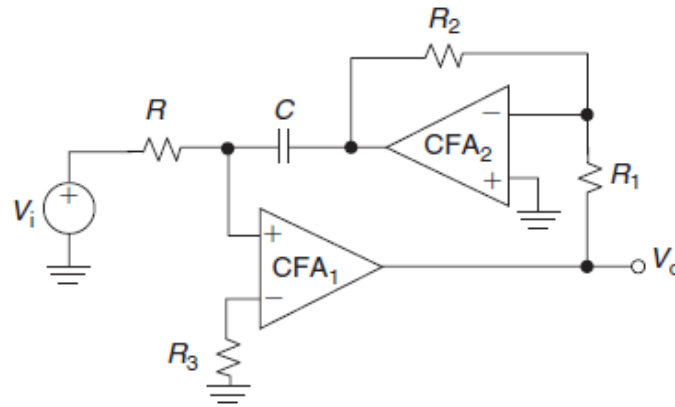
Αναφερόμενοι στο σχ. (4.15b) μπορούμε να δείξουμε ότι αν η  $f_z$  είναι επαρκώς μικρότερη της  $f_c$  τότε  $f_c \cong \sqrt{\frac{z_0 f_a f_z}{R_o + R_2}}$ . Θεωρώντας  $f_c = \frac{1}{2\pi(R_o \parallel R_2)C_1}$  και επιβάλλοντας  $f_p = f_c$  οδηγούμαστε στην σχέση:

$$C_2 = \left( \frac{R_o}{2\pi R_2 z_0 f_a} C_1 \right)^{1/2}$$

**Παραδειγμα:** Ένας DAC έχει  $C_1=100pF$  τροφοδοτεί ένα CFOA που έχει  $R_2=1,5k\Omega$ ,  $f=150MHz$  και  $R_o=50\Omega$ . Βρείτε τον  $C_2$  για περιθώριο φάσης 45, και εκτιμήστε το εύρος ζώνης του ενισχυτή.

**Λύση:** Επειδή  $f_i = z_0 f_a / R_2$ , προκύπτει ότι  $z_0 f_a = R_2 f_i = 1,5 \cdot 10^3 \cdot 150 \cdot 10^6 = 2,25 \cdot 10^{11} Hz\Omega$ . Τότε  $C_2 = [50 \cdot 100 \cdot 10^{-12} / (2\pi \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 2,25 \cdot 10^{11})]^{1/2} = 1,54pF$ . Το εύρος ζώνης είναι  $f_A \cong 1 / (2\pi R_2 C_2) = 1 / (2\pi \cdot 1500 \cdot 1,54 \cdot 10^{-12}) \cong 69MHz$ . Η τιμή του  $C_2$  ενδεχομένως να αυξηθεί για μεγαλύτερο περιθώριο φάσης, αλλά αυτό μειώσει επίσης και το εύρος ζώνης του ενισχυτή.

Μια εναλλακτική πιθανότητα δίνεται απ' τον ολοκληρωτή Deboo (Deboo integrator), ο οποίος ανήκει στην κλάση των φίλτρων KRC (KRC filters) και επομένως η υλοποίηση του είναι εφικτή με ενισχυτές CFOA. Το μειονέκτημα του είναι ότι αν απαιτείται η ολοκλήρωση χωρίς απώλειες (lossless integration) τότε υπάρχει ανάγκη για αντιστάσεις σφιχτά καλιμπραρισμένες (tightly calibrated). Μια εναλλακτική λύση δίνεται στο παρακάτω σχήμα.



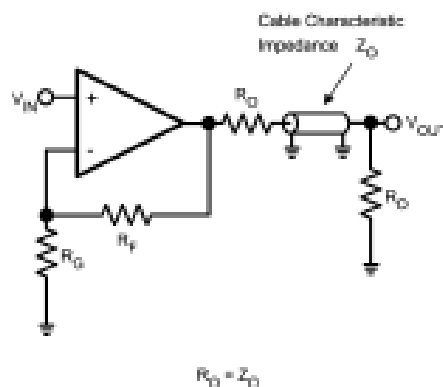
Σχ. 4.16: Ολοκληρωτής CFOA με ενεργή αντιστάθμιση

Η λύση αυτή ικανοποιεί και τον δεδομένο περιορισμό, αλλά επίσης παρέχει και **ενεργή αντιστάθμιση συχνότητας (active frequency compensation)**, ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό προκειμένου να αντιμετωπιστεί προβλήματα προσαύξεσης του  $Q$  (συν/της ποιότητας φίλτρου) που εμφανίζονται φίλτρα βρόγχου με διπλή ολοκλήρωση. Χρησιμοποιώντας τυπικές τεχνικές ανάλυσης των OPAMPs, μπορούμε να δούμε εύκολα ότι η συχνότητα μοναδιαίας απολαβής (unity gain frequency) αυτού του ολοκληρωτή είναι  $f_0 = (R_2/R_1)/(2\pi RC)$ .

Το κύκλωμα αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με οικονομικό τρόπο χρησιμοποιώντας ένα διπλό ενισχυτή CFOA, όπως πχ. ο OP – 260 (της Precision Monolithics)

#### 4.6. Εφαρμογές οδήγησης ομοαξονικών καλωδίων ευρείας ζώνης (Wideband Coaxial Cable driver)

Οδήγηση από καλωδιακό modem (cable modem driver)

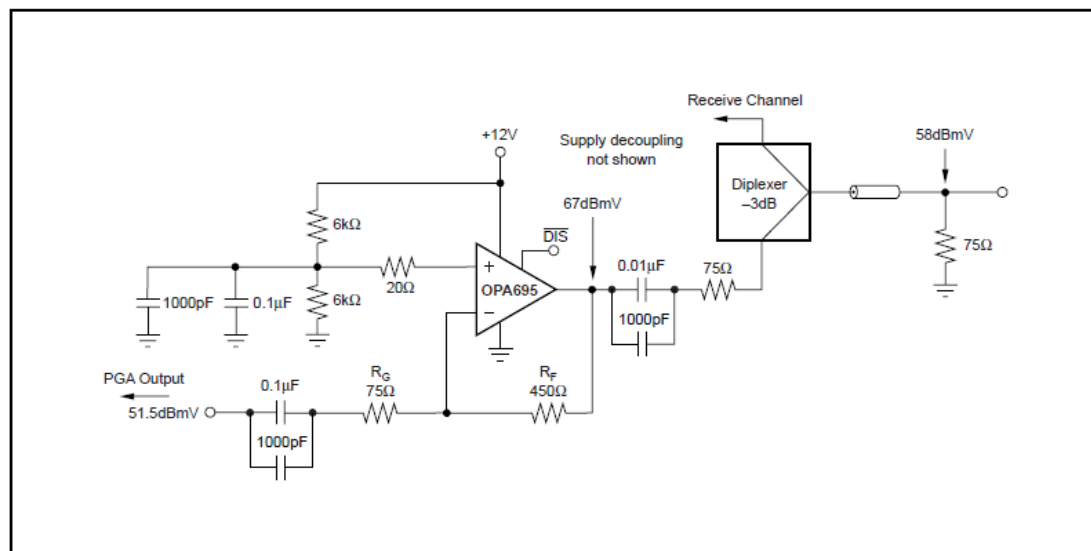


Σχ. 4.17: Βαθμίδα οδήγησης ομοαξονικού καλωδίου με CFOA

Το υψηλό slew rate και το εύρος ζώνης ενός CFOA μπορεί να χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε να εξυπηρετήσει τις πιο απαιτητικές εφαρμογές οδήγησης ομοαξονικών καλωδίων.

Πχ. η τυποποιημένη βαθμίδα οδήγησης (driver) ενός modem για το κανάλι ανωφαιρούς ροής (upstream) απαιτείται να παράσχει ταυτοχρόνως υψηλή ισχύ για ένα εύρος ζώνης από 5MHz ως 65MHz και μικρή παραμόρφωση  $< -50dBc$ . Λύσεις που ολοκληρώνονται στο IC του modem (όπως πχ. βαθμίδες προγραμματισμένης απολαβής (programmable gain stages)) συχνά αποτυγχάνουν σ' αυτό τον στόχο λόγω των υψηλών απωλειών από την έξοδο του ενισχυτή προς την γραμμή. Η δυνατότητα λειτουργίας των CFOA σε υψηλότερες απολαβές μαζί με το πολύ υψηλό slew rate που ενέχουν, παρέχουν μια λύση χαμηλού κόστους για την μετάδοση τέτοιου σήματος που να διαθέτει την απαιτούμενη, ελεύθερη από παραμορφώσεις δυναμική περιοχή διακύμανσης (Spurious Free Dynamic Range, SFDR).

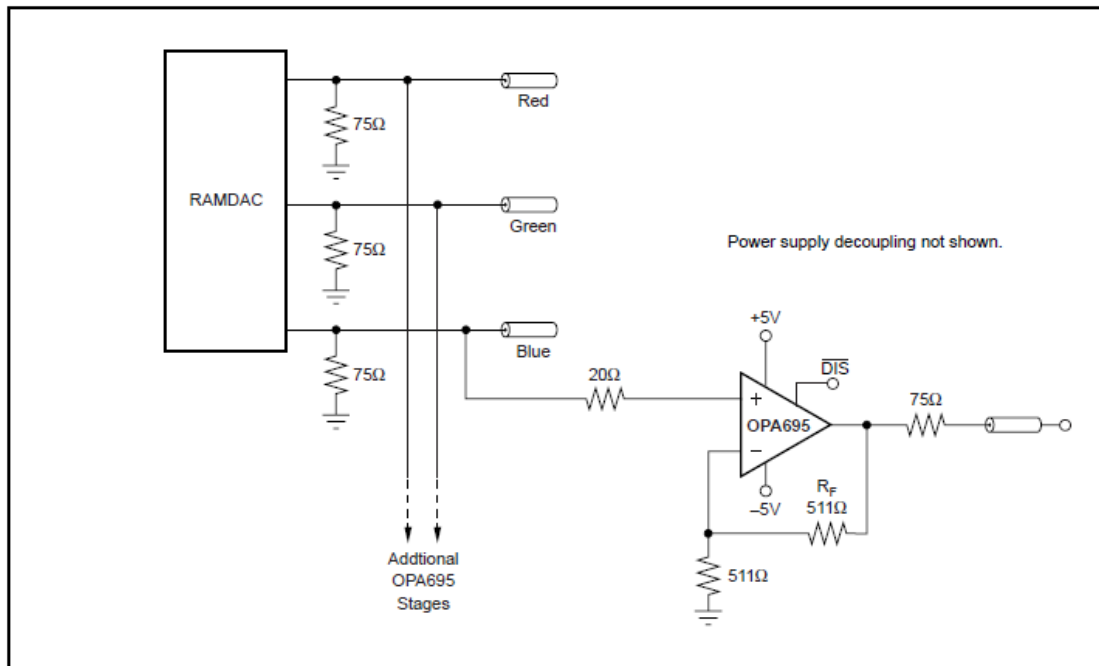
Στο παρακάτω παράδειγμα χρησιμοποιείται ο CFOA με κωδικό OPA695 της εταιρείας Texas Instruments ως βαθμίδα οδήγησης του καναλιού ανωφαιρούς ροής ενός καλωδιακού modem.



Σχ. 4.18: Βαθμίδα οδήγησης του καναλιού ανωφαιρούς ροής ενός καλωδιακού modem, η οποία υλοποιείται με τον CFOA OPA695

#### Βαθμίδα οδήγησης γραμμής ενός RGB video (RGB video line driver)

Το ιδιαίτερα υψηλό εύρος ζώνης ενός CFOA μπορεί να υποστηρίξει τις εξόδους των γρηγορότερων RAMDACs για εφαρμογές όπως βοηθητική οδήγηση οθονών (auxiliary monitor driving). Σαν γενικός κανόνας το εύρος ζώνης πλήρους ισχύος (full – power bandwidth) που απαιτείται για τον ενισχυτή πρέπει να είναι τουλάχιστον το μισό του ρυθμού ανανέωσης των pixel (pixel rate). Στο παρακάτω σχήμα χρησιμοποιείται ο CFOA με κωδικό OPA695 της εταιρείας Texas Instruments για να παράσχει βοηθητική έξοδο της υψηλής αναλύσεως RAMDAC προς μία οθόνη.

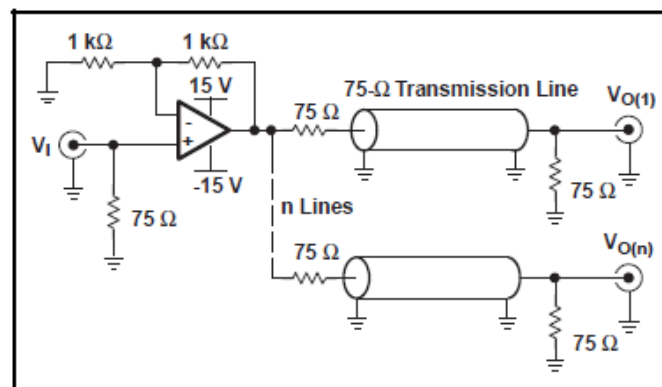


Σχ. 4.19: Έξοδος RGB οθόνης υψηλής ανάλυσης με απολαβή +2

Ο CFOA είναι συνδεσμοποιημένος σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία με απολαβή +2, έχει slew rate ίσο με  $2900V/\mu sec$  και περιοχή διακύμανσης της τάσης του ακροδέκτη εξόδου ίση με  $1,4V_{pp}$ , η οποία είναι συμβατή με τις τυποποιημένες στάθμες για το RGB video. Υπό αυτές τις συνθήκες ο OPA695 έχει εύρος ζώνης ίσο με  $600MHz$  το οποίο είναι επαρκές για να υποστηρίξει ρυθμούς pixel ως  $1,26GHz$ .

#### Διανομή video (Video distribution)

Το μεγάλο εύρος ζώνης, το υψηλό slew rate και το υψηλό ρεύμα οδήγησης που παρέχουν οι CFOA ταιριάζει με τις απαιτήσεις διανομής σημάτων video σε πολλά ομοαξονικά καλώδια. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται μια τέτοια εφαρμογή που μπορεί να υλοποιηθεί με τους CFOAs THS3110 και THS3111 της εταιρείας Texas Instruments



Σχ. 4.20: Ενισχυτής CFOA που υλοποιεί την εφαρμογή διανομής video σήματος



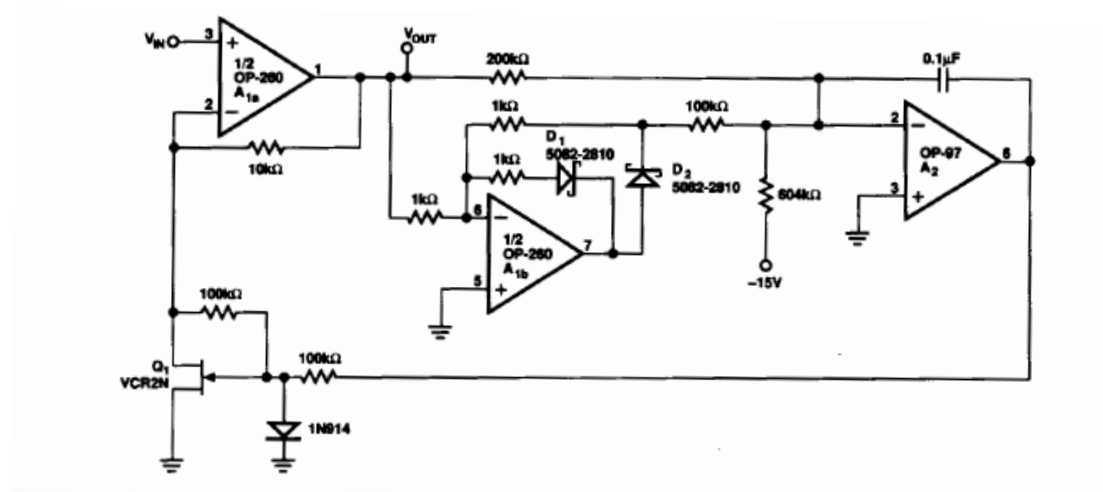
Για να ελαχιστοποιηθούν οι διακυμάνσεις της καθυστέρησης ομάδας (group delay) του σήματος καθώς διέρχεται μέσα απ' τον ενισχυτή και έτσι να διασφαλιστεί η υψηλή ποιότητα του σήματος με ελάχιστη υποβάθμιση των επιδόσεων, απαιτείται η σταθερότητα της απολαβής (gain flatness) να κυμαίνεται σε ένα εύρος  $0,1dB$  και για ένα εύρος συχνοτήτων τουλάχιστον εφταπλάσιο απ' την συχνότητα διέλευσης (passband frequency).

Το υψηλό slew rate ελαχιστοποιεί την παραμόρφωση του σήματος video και υποστηρίζει σήματα RGB video τα οποία απαιτούν γρήγορους χρόνους μετάβασης (fast transition times) και γρήγορους χρόνους αποκατάστασης (fast settling times) για υψηλή ποιότητα σήματος.

#### 4.7. Ενισχυτής αυτομάτου ελέγχου απολαβής (Automatic Gain Control Amplifier)

Ένα απ' τα μειονεκτήματα που υπάρχουν χρησιμοποιώντας τους OPAMPs με ανάδραση τάσης ως ενισχυτές AGC, είναι ότι το εύρος ζώνης τους πέφτει απότομα καθώς αυξάνει η απολαβή τους, μειώνοντας έτσι το χρηστικό εύρος ζώνης. Όμως για τους CFOA το εύρος ζώνης είναι σχετικά ανεξάρτητο απ' το εύρος ζώνης και έτσι εξαλείφεται το προηγούμενο πρόβλημα.

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται μια απλή σχεδίαση ενός ενισχυτή AGC που χρησιμοποιεί τον CFOA OP – 260 της εταιρείας PMI.



Σχ. 4.21: Ενισχυτής AGC υλοποιούμενος με τον CFOA OP – 260

Ο ενισχυτής  $A_{1a}$  (πάνω αριστερά) χρησιμοποιείται ως βαθμίδα απολαβής (gain stage). Η έξοδος του ανορθώνεται απ' τον 2<sup>ο</sup> ενισχυτή  $A_{1b}$ . Αν η τάση εξόδου μεταβληθεί προς περισσότερο αρνητικές τιμές τότε η η διάοδος  $D_2$  πολώνεται ορθά ενώ η  $D_1$  ανάστροφα και έτσι κλείνει ο βρόγχος γύρω απ' τον ενισχυτή  $A_{1b}$  και μία θετική τάση εμφανίζεται στην άνοδο της  $D_2$ . Στην συνέχεια αν η τάση εξόδου ταλαντευθεί προς θετικότερες τιμές, η  $D_2$  πολώνεται ανάστροφα ενώ η  $D_1$  ορθά, διατηρώντας κλειστό τον βρόγχο γύρω απ' τον  $A_{1b}$ .

Αυτό εμποδίζει τον ενισχυτή να κορεστεί στο αρνητικό όριο λειτουργίας του (negative rail). Το αποτέλεσμα είναι μια ακριβής θετική ανόρθωση του σήματος εξόδου.

Η έξοδος του ανορθωτή, συγκρίνεται στην συνέχεια με ένα ρεύμα αναφοράς το οποίο δημιουργείται απ' τον αντιστάτη  $604k\Omega$  που πολώνεται απ' τα  $-15V$ . Η έξοδος του ενισχυτή σφάλματος  $A_2$  θα οδηγήσει το FET  $Q_1$  στην κατάλληλη τάση που είναι απαραίτητη ώστε να επιτευχθεί μηδενική τάση στην αναστρέφουσα είσοδο του  $A_2$ . Αν το σήμα είναι ανεπαρκές τότε ο ενισχυτής σφάλματος θα ανιχνεύσει διαταραχή της ισορροπίας και αυτό προκαλεί την έξοδο του να οδηγηθεί προς θετικότερες τιμές, και έτσι μειώνεται η αντίσταση καναλιού του FET και επομένως αυξάνεται η απολαβή.

#### Βιβλιογραφία

1. National Semiconductor, David Potson: Current Feedback Op Amp Applications Circuit Guide, OA-07, May 1988
2. Texas Instruments, Bruce Carter: A Current Feedback Op-Amp Circuit Collection, Application Report SLOA066 - August 2001, §4, σελ. 3,4,5
3. G. Clayton, S. Winder: Operational amplifiers 5<sup>th</sup> ed. §3.3 σελ. 73
4. Texas Instruments: OPA 695, Ultra Wideband Current Feedback OPERATIONAL AMPLIFIER with Disable, April 2009
5. Texas Instruments, Bruce Carter: RF and IF amplifiers with op amps, Analog Applications Journal SLYT102, 2005
6. Precision Monolithics Inc.: OP – 260 DUAL HIGH SPEED CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER
7. Texas Instruments: THS3110, THS3111 LOW – NOISE, HIGH VOLTAGE, CURRENT FEEDBACK OPERATIONAL AMPLIFIERS, SLOS422E, OCTOBER 2009