

Κεφάλαιο 1

Αναλογικοί διακόπτες

1.1 Εισαγωγή

Το σημερινό ανταγωνιστικό περιβάλλον δημιουργεί την σταθερή ανάγκη για περισσότερη λειτουργικότητα. Οι αναλογικοί διακόπτες είναι ένα απαραίτητο εργαλείο για την επίτευξη αυτού του σκοπού, καθώς αποτελούν ένα βασικό εξάρτημα στο σχεδιασμό των σύγχρονων ηλεκτρονικών διατάξεων, όπου απαιτείται η δυνατότητα ελέγχου, επιλογής και ανακατεύθυνσης αναλογικών και ψηφιακών σημάτων. Τους συναντάμε, είτε σαν διακριτά εξαρτήματα, είτε ενσωματωμένους σε ολοκληρωμένα κυκλώματα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών υποστηρίζοντας πολύ υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων, παρέχοντας χαμηλές απώλειες διέλευσης (ON- state, insertion loss) και υψηλές τιμές απομόνωσης (OFF-state, isolation).

Η χρήση των αναλογικών διακοπών επεκτείνεται σε όλο το φάσμα της Ηλεκτρονικής, ενδεικτικά αναφέρονται εφαρμογές σε τομείς όπως:

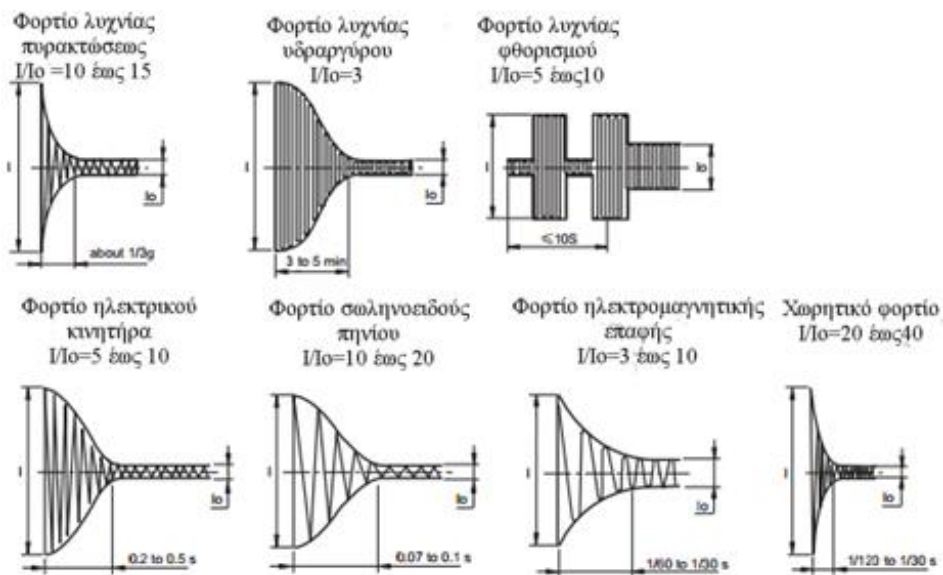
- Οργανολογία
 - A/D και D/A μετατροπείς
 - Πολυπλέκτες
 - Μεταγωγείς σημάτων
 - Κυκλώματα δειγματοληψίας και συγκράτησης
 - PWM
 - Οπτικοί διακόπτες
 - Διακόπτες υπέρυθρων
 - Διακόπτες πίεσης
- Συστήματα εικόνας ήχου
 - Μεταγωγή σημάτων audio/video
 - Σύνθεση συχνοτήτων
 - D class ενισχυτές
- Συστήματα διαχείρισης ισχύος
 - Τροφοδοτικά διακόπησης

- Step up και Step down μετατροπείς
- Έλεγχος κινητήρων DC
- Διανομή ισχύος
- Sine-Triangle PWM

Οι αναλογικοί διακόπτες ελέγχονται συνήθως από βηματική (ψηφιακή) τάση στην είσοδο τους και μπορούν να υλοποιηθούν με διπολικά (Bipolar) τρανζίστορ, με JFET, με MOSFET, ή με CMOS.

1.2 Αναλογικοί διακόπτες με διπολικά τρανζίστορ

Το διπολικό τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν διακόπτης όταν πολωθεί εκτός της ενεργούς περιοχής του. Κάτω από αυτές τις συνθήκες πόλωσης, η έξοδος του μπορεί να παίρνει μόνο δύο καταστάσεις κόρου και αποκοπής. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ON/OFF διακόπτης στερεάς κατάστασης.



Σχήμα 1.1 Σχέση αρχικού ρεύματος με ρεύμα λειτουργίας I/I_o για επαγωγικά και χωρητικά φορτία

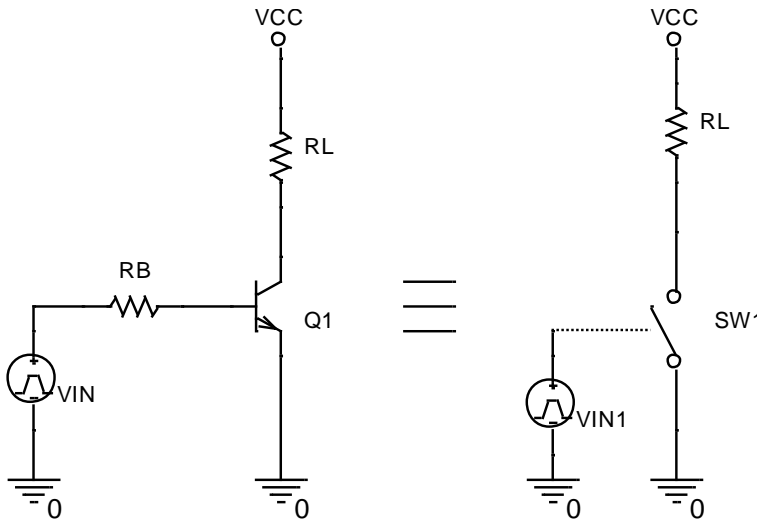
Η δυνατότητα παροχής μεγάλου ρεύματος καθιστά το τρανζίστορ ικανό για οδήγηση χωρητικών φορτίων και η δυνατότητα τροφοδοσίας από

μεγαλύτερες τάσεις από τις τάσεις ελέγχου (π.χ. $V_{CC} = 12V$, $V_B = 5V$) για οδήγηση επαγωγικών φορτίων (σε NPN τρανζίστορ).

Από τα παραπάνω συνάγεται ότι το τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν διακόπτης στερεάς κατάστασης ελεγχόμενος από ψηφιακό σήμα, για ένα μεγάλο εύρος φορτίων όπως λαμπτήρες, ρελέ, κινητήρες, κ.λπ. Στο Σχήμα 1.1 φαίνεται η σχέση του αρχικού ρεύματος με το ρεύμα λειτουργίας για διάφορα είδη φορτίων. Το τρανζίστορ που θα επιλεγεί για να παίξει τον ρόλο του διακόπτη, θα πρέπει να είναι σε θέση να μας παρέχει το αρχικό ρεύμα φορτίου.

1.2.1 Διακόπτες με NPN τρανζίστορ

Στο κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ, για φορτία με αναφορά στην τάση τροφοδοσίας (sink) του Σχήματος 1.2 η ανάλυση γίνεται για δύο καταστάσεις.



Σχήμα 1.2 Κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ NPN για φορτίο με αναφορά στην τάση τροφοδοσίας (sink)

Όταν η στάθμη του σήματος εισόδου είναι μικρότερη από $V_{BE(MIN)}$ το τρανζίστορ είναι στην κατάσταση αποκοπής (cut off), το ρεύμα πόλωσης και το ρεύμα συλλέκτη $I_B = I_C = 0$ οπότε και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση φορτίου $V_{RL} = 0$.

Όταν η στάθμη του σήματος εισόδου γίνει μεγαλύτερη από $1V$, το τρανζίστορ έρχεται στον κόρο (saturation) και ισχύει:

$$I_L = I_C = I_B B$$

$$V_{BE(SAT)} = V_{IN} - I_B R_B$$

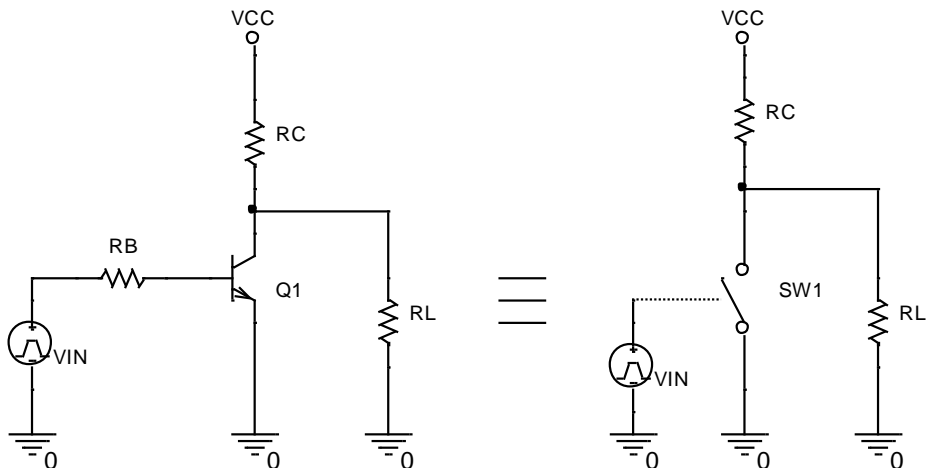
$$V_L = V_{CC} - V_{CE(SAT)}$$

Στο κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ για φορτία με αναφορά στην γείωση (source) του Σχήματος 1.3, όταν η στάθμη του σήματος εισόδου είναι μικρότερη από $V_{BE(MIN)}$, το τρανζίστορ είναι στην κατάσταση αποκοπής (cut off) το ρεύμα πόλωσης και το ρεύμα συλλέκτη $I_B = I_C = 0$, οπότε η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση φορτίου ισούται:

$$V_{L(MAX)} = V_{CC} \frac{R_L}{R_C + R_L}$$

$$I_{L(MAX)} = \frac{V_L}{R_L} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_L}$$

$$I_{L(MIN)} = \frac{V_{CE(SAT)}}{R_L}$$



Σχήμα 1.3 Κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ NPN για γειωμένο φορτίο (source)

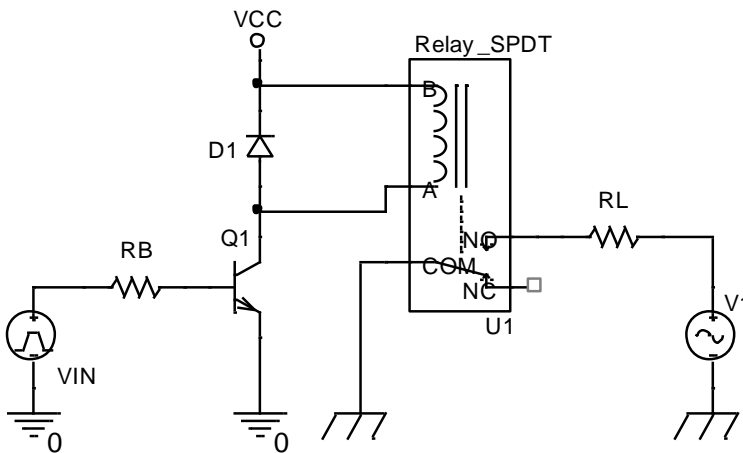
Όταν η στάθμη του σήματος εισόδου γίνει μεγαλύτερη από 1V, το τρανζίστορ έρχεται στον κόρο (saturation) και ισχύει:

$$I_C = I_B B$$

$$V_{BE(SAT)} = V_{IN(MAX)} - I_B R_B$$

$$V_{L(MIN)} = V_{CE(SAT)}$$

Μία εφαρμογή του τρανζίστορ σαν διακόπτη που χρησιμοποιείται ευρέως είναι η οδήγηση ρελέ, που μας δίνει την δυνατότητα ελέγχου μεγάλων φορτίων που τροφοδοτούνται από ανεξάρτητες AC ή DC τάσεις.



Σχήμα 1.4 Κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ που οδηγεί ρελέ.

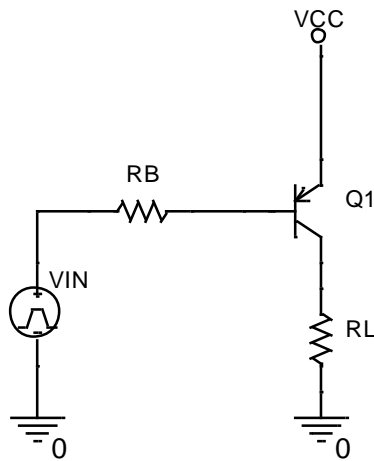
Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 1.4. Όταν συνδέουμε ένα επαγωγικό φορτίο στο συλλέκτη, μία διάοδος προστασίας (flywheel diode) συνδέεται παράλληλα στο πηνίο, για προστασία του τρανζίστορ από την αντίθετης πολικότητας τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου όταν το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή (OFF) (Νόμος του Lenz).

Όταν χρησιμοποιείται ένα τρανζίστορ ισχύος για να οδηγήσει μία διάταξη που απαιτεί μεγάλο ρεύμα, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε άλλο ένα τρανζίστορ χαμηλότερης ισχύος, για να οδηγήσει το τρανζίστορ ισχύος ή εναλλακτικά μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα Darlington τρανζίστορ.

1.2.2 Διακόπτες με PNP τρανζίστορ

Στα προηγούμενα κυκλώματα διακοπών τα τρανζίστορ που χρησιμοποιήσαμε ήταν NPN, όταν ο διακόπτης χρησιμοποιεί PNP τρανζίστορ

ισχύουν κάποιες διαφοροποιήσεις στον υπολογισμό του. Θα πρέπει να τονισθεί ότι η τάση εισόδου θα πρέπει να είναι $V_{IN} > V_{CC} - V_{BE}$ για την κατάσταση αποκοπής και $V_{IN} < V_{CC} - V_{BE}$, για την κατάσταση κόρου. Το κύκλωμα διακόπτη με PNP τρανζίστορ για φορτία με αναφορά στην γείωση (source) φαίνεται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5 Κύκλωμα διακόπτη με τρανζίστορ PNP για γειωμένο φορτίο (source)

Όταν η τάση εισόδου $V_{IN} < V_{CC} - V_{BE}$ το τρανζίστορ έρχεται στον κόρο και ισχύει:

$$I_L = I_C = I_B \beta$$

$$V_B = V_{CC} - V_{BE}$$

$$R_B = \frac{V_B - V_{IN}}{I_B}$$

$$V_L = V_{CC} - V_{CE(SAT)}$$

Όταν η τάση εισόδου γίνει $V_{IN} > V_{CC} - V_{BE}$ το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή και η τάση V_L μηδενίζεται

1.3 Αναλογικοί διακόπτες με FET

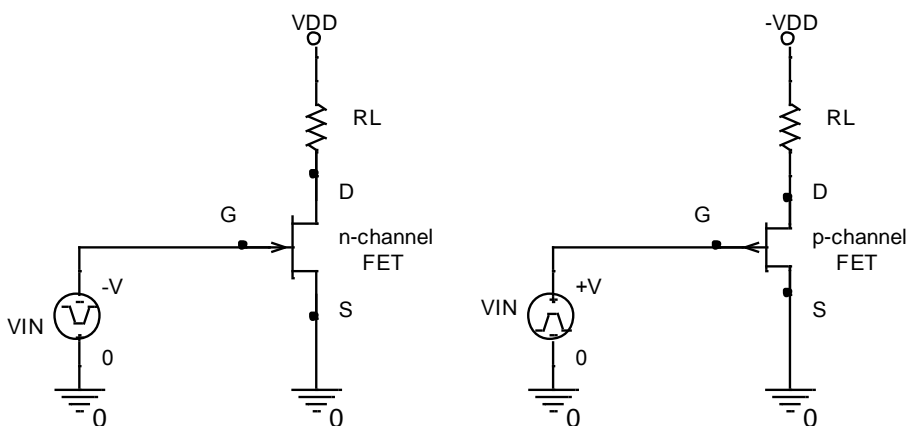
Μια διάταξη που είναι ικανή επίσης να λειτουργήσει σαν διακόπτης παρέχοντας υψηλό λόγο αντιστάσεων ON-OFF, είναι και το τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (FET).

Το FET είναι μια διάταξη P -N τριών ακροδεκτών και παρουσιάζει μια μεταβλητή αντίσταση μεταξύ των δύο ακροδεκτών (πηγής (S) – εκροής (D)), η οποία ελέγχεται από τάση που εφαρμόζεται μεταξύ του τρίτου ακροδέκτη (πύλης (G)) και ενός εκ των δύο άλλων. (Συνήθως της πηγής, αλλά επειδή η διάταξη του FET είναι συμμετρική οι δύο ακροδέκτες μπορούν να εναλλαχθούν).

Εάν το κανάλι που δημιουργείται μεταξύ των ακροδεκτών πηγής (S) και εκροής (D) είναι τύπου N, το FET ονομάζεται N - καναλιού FET και η πύλη του κατασκευάζεται από πυρίτιο τύπου P. Εάν το κανάλι S και D είναι τύπου P, το FET ονομάζεται P - καναλιού FET και η πύλη του κατασκευάζεται από πυρίτιο τύπου n.

Το FET όπως και το διπολικό τρανζίστορ μπορεί να συνδεσμοποιηθεί σαν διακόπτης όταν λειτουργεί στα όρια της χαρακτηριστικής του καμπύλης, δηλαδή στον κόρο και στην αποκοπή.

Στο Σχήμα 1.6 απεικονίζονται κυκλώματα FET και των δύο τύπων συνδεσμοποιημένα σαν διακόπτες.



Σχήμα 1.6 Κυκλώματα διακοπών με FET καναλιού - N και P.

Για να έρθει στην κατάσταση αποκοπής η τάση πύλης πηγής πρέπει να είναι ίση ή μεγαλύτερη από την τάση αποκοπής ($V_{GS} \geq V_{GS(OFF)}$), και η αντίσταση του καναλιού σε αυτήν την κατάσταση είναι πρακτικά άπειρη. Τα μόνα ρεύματα που κυκλοφορούν είναι τα ρεύματα διαρροής $I_{D(OFF)}$ και I_{GSS} τα οποία σε θερμοκρασία 25°C είναι της τάξης των pA. Αυτές οι τιμές είναι αμελητέες, προσοχή χρειάζεται όμως γιατί διπλασιάζονται κάθε 10°C και μπορεί να προκαλέσουν πρόβλημα σε ορισμένες εφαρμογές.

Σημείωση: Στα FET καναλιού N, η $V_{GS(OFF)}$ είναι αρνητική ενώ στα FET καναλιού P, η $V_{GS(OFF)}$ είναι θετική.

Για να έρθει στην κατάσταση κόρου η τάση πύλης πηγής πρέπει να μηδενιστεί ($V_{GS} = 0$), το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να περάσει από το κανάλι είναι το I_{DSS} και η αντίσταση του καναλιού είναι η $R_{DS(ON)}$. Σε ένα ιδανικό FET η $R_{DS(ON)}$ είναι μηδέν, στην πραγματικότητα όμως είναι της τάξης των εκατοντάδων (10^2) Ω, εξαρτώμενη από τον τύπο του FET και δίνεται από την σχέση:

$$R_{DS(ON)} = \left| \frac{V_P}{I_{DSS}} \right| = \left| \frac{V_{GS(OFF)}}{I_{DSS}} \right|$$

Π.χ. Για το 2N3819 καναλιού N - FET η $R_{DS(ON)}$ κυμαίνεται από 150-500Ω και για το 2N3820 καναλιού P - FET η $R_{DS(ON)}$ κυμαίνεται από 200-1250Ω.

Το FET πλεονεκτεί έναντι του τρανζίστορ στο ότι δεν χρειάζεται ρεύμα πόλωσης στην είσοδο του άρα, μπορεί να οδηγηθεί εύκολα από λογικά κυκλώματα. Μειονεκτεί όμως ως προς το μέγεθος του ρεύματος εξόδου, που περιορίζεται από το μέγιστο ρεύμα διέλευσης του καναλιού (I_{DSS}) καθώς επίσης και ότι δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως άμεσος αντικαταστάτης του τρανζίστορ διότι έχει ανάστροφη λογική.

Όλα τα παραπάνω λύνονται με τη χρησιμοποίηση του MOSFET εμπλουτισμού σαν διακόπτη που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα και των δύο προαναφερθέντων διατάξεων.

1.4 Αναλογικοί διακόπτες με MOSFET

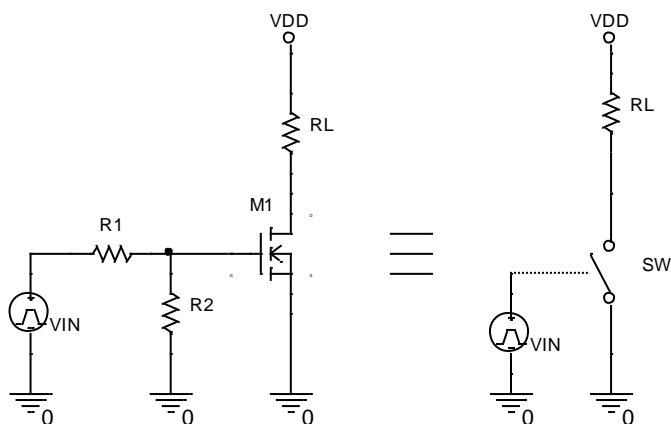
1.4.1 Διακόπτης MOSFET N-καναλιού

Ο “ιδανικός” αναλογικός διακόπτης σχηματίζεται χρησιμοποιώντας ένα MOSFET εμπλουτισμού καναλιού - N όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7. Αυτές οι διατάξεις απαιτούν μία θετική τάση πύλης για να έρθουν σε κατάσταση “ON”

και μία μηδενική τάση για να έρθουν σε κατάσταση “OFF” καθιστώντας τους εύκολα κατανοητούς σαν διακόπτες. Η οδήγησή τους είναι ευκολότερη αφού είναι στοιχεία ελεγχόμενα από τάση οπότε δεν χρειάζονται ρεύμα (κατανάλωση ισχύος εισόδου) όπως για παράδειγμα τα διπολικά τρανζίστορ. Παρουσιάζουν επίσης εξαιρετικά μεγάλη αντίσταση εισόδου, πράγμα που τις καθιστά εύκολο να οδηγηθούν από όλες τις οικογένειες ψηφιακών πυλών. Επίσης, λόγω της πολύ μεγάλης αντίστασης εισόδου, μπορούμε να παραλληλίσουμε αρκετά MOSFET μέχρις ότου επιτύχουμε το επιθυμητό ρεύμα εξόδου, ή να χρησιμοποιήσουμε Power MOSFET που μας δίνουν την δυνατότητα οδήγησης μεγάλων φορτίων. Αυτή η ικανότητα του, να μετάγει την ισχύ ενός φορτίου από “OFF” σε “ON” επιτρέπει το MOSFET να χρησιμοποιείται σαν ένας πολύ αποτελεσματικός διακόπτης με ταχύτητες μεταγωγής πολύ ταχύτερες από τα διπολικά τρανζίστορ.

Όταν η τάση εισόδου (V_{IN}) είναι μηδέν (0), το MOSFET βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής “OFF”. Η αντίσταση του καναλιού γίνεται πολύ μεγάλη, δεν κυκλοφορεί κανένα ρεύμα μέσω του καναλιού και η τάση εξόδου ($V_{OUT} = V_D$) ισούται με την τάση τροφοδοσίας (V_{DD}). Το MOSFET σε αυτή την κατάσταση συμπεριφέρεται σαν ανοικτός διακόπτης.

Όταν η τάση εισόδου (V_{IN}) γίνει θετικότερη από την τάση κατωφλίου ($V_{GS} > V_{TH}$), το MOSFET έρχεται σε κατάσταση κόρου “ON”. Το ρεύμα εκροής (I_D) αυξάνει στη μέγιστη τιμή του λόγω της δραστηκής μείωσης της αντίστασης του καναλιού (R_{DS}) και η τάση εξόδου ($V_{OUT} = V_{DS}$) ελαχιστοποιείται, (δεν μηδενίζεται λόγω της ελάχιστης τιμής της αντίστασης καναλιού ($R_{DS(ON)}$)). Το MOSFET σε αυτή την κατάσταση συμπεριφέρεται σαν κλειστός διακόπτης.



Σχήμα 1.7 Διακόπτης με MOSFET καναλιού N

Οπότε συμπεραίνουμε ότι όταν η τάση πύλης του MOSFET μεταβάλλεται μεταξύ δύο τιμών Low και High (0 και V_{DD}), το MOSFET συμπεριφέρεται σαν ένας στερεάς κατάστασης διακόπτης “single-pole single-throw” (SPST).

Εφαρμόζοντας μία κατάλληλη τάση οδήγησης στην πύλη ενός MOSFET, η αντίσταση του καναλιού εκροής – πηγής ($R_{DS(ON)}$), μεταβάλλεται, από μια αντίσταση αρκετών εκατοντάδων $k\Omega$ στην κατάσταση OFF, που σημαίνει πρακτικά ανοικτό κύκλωμα, έως αντίσταση μικρότερη από 1Ω στην κατάσταση ON που σημαίνει πρακτικά βραχυκύκλωμα.

Για ένα MOSFET εμπλουτισμού καναλιού P ισχύουν ακριβώς τα αντίθετα. Συνήθως όμως χρησιμοποιούνται MOSFET καναλιού N λόγω της ταχύτερης απόκρισης, που οφείλεται στην υψηλότερη κινητικότητα των φορέων πλειοψηφίας (ηλεκτρόνια) του ημιαγωγού τύπου-N και της πλήρους αντιστοίχισης που έχουν με τα διπολικά τρανζίστορ.

Όταν χρησιμοποιούμε το MOSFET σαν διακόπτη για να χειριστούμε κινητήρες DC, ή ηλεκτρικά φορτία με μεγάλα αρχικά ρεύματα, η αντίσταση που έχει το κανάλι στην κατάσταση ON ($R_{DS(ON)}$) είναι πολύ σημαντική. Π.χ. όταν ξεκινά ένας κινητήρας DC, το αρχικό ρεύμα εκκίνησης είναι 5 με 10 φορές μεγαλύτερο από το ρεύμα κανονικής λειτουργίας διότι περιορίζεται μόνο από την πολύ χαμηλή αντίσταση των τυλιγμάτων του κινητήρα. Μια μεγάλη $R_{DS(ON)}$ θα είχε σαν συνέπεια την κατανάλωση μεγάλης ισχύος πάνω στο MOSFET, την αύξηση της θερμοκρασίας του και την τελική καταστροφή του αν δεν ελεγχθεί επαρκώς.

Ας υποθέσουμε ότι θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε ένα κύκλωμα ελέγχου για μία λάμπα πυράκτωσης 12V, 60W. Σε αυτή την περίπτωση θα χρησιμοποιήσουμε ένα MOSFET ισχύος που να αντέχει σε τάση $V_{DS(MAX)} > 12V$ και ρεύμα $I_{D(MAX)} >$ από το πενταπλάσιο ρεύμα λειτουργίας της λάμπας, γιατί όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1 όταν η λάμπα είναι κρύα έχει μικρή αντίσταση και τραβάει περισσότερο ρεύμα.

$$I_{L(NOM)} = \frac{W}{V} = \frac{60W}{12V} = 5A$$

$$I_{L(IN)} = I_{L(NOM)} \cdot 5 = 5A \cdot 5 = 25A$$

Επιλέγουμε γιαυτό το σκοπό το BUZ11 ένα MOSFET ισχύος με χαρακτηριστικά: $V_{DS(MAX)}=50V$, $I_{D(MAX)}=30A$ και $R_{DS(ON)}=0,04\Omega$. Η αρχική και η κανονική ισχύς που θα καταναλώνεται επάνω στο MOSFET υπολογίζονται ως εξής.

$$P_{DS(IN)} = (I_{L(IN)})^2 R_{DS(ON)} = (25A)^2 \cdot 0,04\Omega = 25W$$

$$P_{DS(NOM)} = (I_{L(NOM)})^2 R_{DS(ON)} = (5A)^2 \cdot 0,04\Omega = 1W$$

Επομένως μια μικρή τιμή $R_{DS(ON)}$ είναι ιδιαίτερος επιθυμητή γιατί βοηθά να μειωθεί η ενεργός τάση κόρου του καναλιού $V_{DS(SAT)}$. Τα MOSFET ισχύος έχουν συνήθως τιμές $R_{DS(ON)} < 0,01\Omega$.

Η $R_{DS(ON)}$ δεν είναι η μόνη αιτία πρόκλησης απωλειών σε ένα MOSFET. Μια επιπλέον αιτία είναι ο χρόνος που μεσολαβεί όταν το MOSFET μετάγεται από την μία κατάσταση στην άλλη. Για ένα μικρό χρονικό διάστημα το MOSFET δεν είναι ούτε ON ούτε OFF.

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ένα κύκλωμα ελέγχου για ένα κινητήρα που τροφοδοτείται με τάση 24V και διαρρέεται σε κανονικές συνθήκες από ρεύμα 10A, τότε στην αλλαγή κατάστασης όταν η τάση και το ρεύμα θα έχουν τη μισή τιμή τους η κατανάλωση ισχύος θα είναι:

$$P_{D(SW)} \approx \frac{V_{DS}}{2} \cdot \frac{I_D}{2} \approx \frac{24}{2} \cdot \frac{10}{2} \approx 60W .$$

Πάντως αυτή η ισχύς καταναλώνεται για μικρή χρονική περίοδο που το MOSFET μετάγεται από την μία κατάσταση στην άλλη. Η μέση ισχύς

κατανάλωσης που προκαλείται από την διακόπωση είναι πολύ μικρότερη και εξαρτάται από τον ρυθμό διακόπωσης. Η μέση κατανάλωση διακόπωσης δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_{D(SW)} \approx \frac{V_{DS}}{2} \frac{I_D}{2} \frac{t_{SW}}{T} \approx \frac{V_{DS} I_D}{4} \frac{2t_{SW}}{T} \approx \frac{V_{DS} I_D t_{SW}}{2T}$$

Όπου t_{SW} = ο χρόνος μεταγωγής από την μία κατάσταση στην άλλη
 T = η περίοδος του σήματος διακόπωσης

Οπότε αν το MOSFET που προαναφέραμε έχει χρόνο διακόπωσης 100ns και συχνότητα διακόπωσης 20kHz η απώλεια διακόπωσης θα ισούται:

$$P_{D(SW)} \approx \frac{V_{DS} I_D t_{SW}}{2T} \approx \frac{24V \cdot 10A \cdot 100ns}{2 \cdot 50\mu s} \approx 0,24W$$

Θα πρέπει να σημειωθεί εδώ, ότι για κατανάλωση ισχύος πάνω από 1W στο MOSFET απαιτείται η χρήση ψύκτρας.

Ένας από τους κύριους περιορισμούς ενός MOSFET είναι το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να χειρισθεί. Στα φύλλα δεδομένων μπορούμε να διαβάσουμε δύο διαφορετικά νούμερα, το συνεχές ρεύμα εκροής (continuous drain current) I_D και το παλμικό ρεύμα εκροής (pulsed drain current) I_{DM} . Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί επίσης και στη θερμοκρασία λειτουργίας γιατί αυτά τα μέγιστα ισχύουν μόνο για τη θερμοκρασία των 25°C.

Επειδή τα MOSFET χρησιμοποιούνται συνήθως για διακοπτικές λειτουργίες υψηλής συχνότητας, πρέπει να ξέρουμε ποια είναι η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας τους. Από τα φύλλα δεδομένων αθροίζουμε τους χρόνους που αναφέρονται στο άνοιγμα του διακόπτη (Turn-On Delay Time, Rise Time) και στο κλείσιμο του διακόπτη (Turn-Off Delay Time and Fall Time). Αν αθροίσουμε αυτούς τους τέσσερις χρόνους θα προκύψει η ελάχιστη περίοδος διακόπωσης του MOSFET και η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του.

Η αντίσταση διέλευσης $R_{DS(ON)}$ είναι ένας σημαντικός δείκτης της διακοπτικής ικανότητας του MOSFET και δίνεται απλά από τον λόγο V_{DS} / I_{DS} όταν βρίσκεται σε κατάσταση ON.

Το MOSFET, λόγω της εξαιρετικά μεγάλης τιμής αντίστασης εισόδου του, της μεγάλης ταχύτητας διακόπωσης και της ευκολίας οδήγησης του καθίσταται ιδανικό για συνεργασία με Τελεστικούς Ενισχυτές και λογικές

πύλες. Πρέπει να προσεχθεί όμως το μέγεθος της τάσης εισόδου V_{GS} , γιατί η αντίσταση του καναλιού στην κατάσταση ON ($R_{DS(ON)}$) είναι ανάλογη με αυτήν την τάση εισόδου.

Τα MOSFET ισχύος μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ελέγξουν την κίνηση DC ή βηματικών κινητήρων χρησιμοποιώντας PWM ελεγκτές. Π.χ. ένας κινητήρας DC έχει υψηλή ροπή εκκίνησης και η οποία είναι ανάλογη με το ρεύμα που διατρέχει το τύλιγμα του. Για να παρέχει ομαλή και ήσυχη λειτουργία μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε σαν ελεγκτή ταχύτητας ένα διακόπτη MOSFET ελεγχόμενο από ένα κύκλωμα PWM.

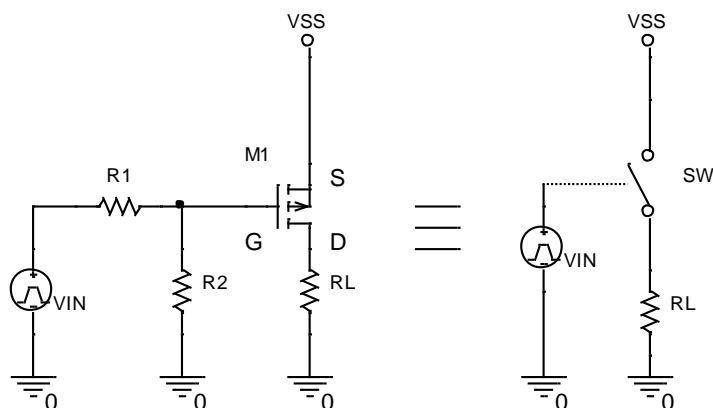
Καθώς ο κινητήρας είναι επαγωγικό φορτίο, μία δίοδος “flywheel” συνδέεται παράλληλα του, με σκοπό να καταναλώσει κάθε αντίθετης πολικότητας τάση που δημιουργείται από το τύλιγμα του κινητήρα όταν το MOSFET τίθεται σε κατάσταση αποκοπής “OFF” και να το προφυλάξει από καταστροφή. Γιαυτό το σκοπό μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης ένα κύκλωμα ψαλιδισμού που αποτελείται από μία δίοδο και μία Zener σε σειρά όταν απαιτούνται μεγαλύτερες ταχύτητες διακόπτωσης και καλύτερος έλεγχος της ανάστροφης τάσης κορυφής.

1.4.2 Διακόπτης MOSFET P-καναλιού

Μέχρις εδώ μελετήσαμε διακόπτες MOSFET N-καναλιού όπου το MOSFET τοποθετείται μεταξύ του φορτίου και της γείωσης. Αυτό επιτρέπει το σήμα ελέγχου εισόδου να έχει αναφορά στη γείωση.

Αλλά σε μερικές εφαρμογές απαιτείται η χρήση MOSFET εμπλουτισμού P-καναλιού όταν το φορτίο συνδέεται κατευθείαν στη γείωση. Σ’ αυτή την περίπτωση ο διακόπτης MOSFET συνδέεται μεταξύ του φορτίου και του θετικού πόλου τροφοδοσίας όπως κάνουμε και με τα PNP τρανζίστορ και φαίνεται στο Σχήμα 1.8.

Σε μία διάταξη MOSFET P-καναλιού η συμβατική ροή του ρεύματος εκροής είναι προς την αντίθετη κατεύθυνση και έτσι χρειάζεται να εφαρμοσθεί μια αρνητική τάση πύλης πηγής V_{GS} (ή αν θέλουμε να το εκφράσουμε με θετικές τιμές V_{SG}) για να έρθει το MOSFET σε κατάσταση “ON”. Δηλαδή όταν η τάση πύλης γίνει 0 το MOSFET άγει, ενώ όταν γίνει $+V_{DD}$ έρχεται σε αποκοπή.



Σχήμα 1.8 Διακόπτης MOSFET P-καναλιού

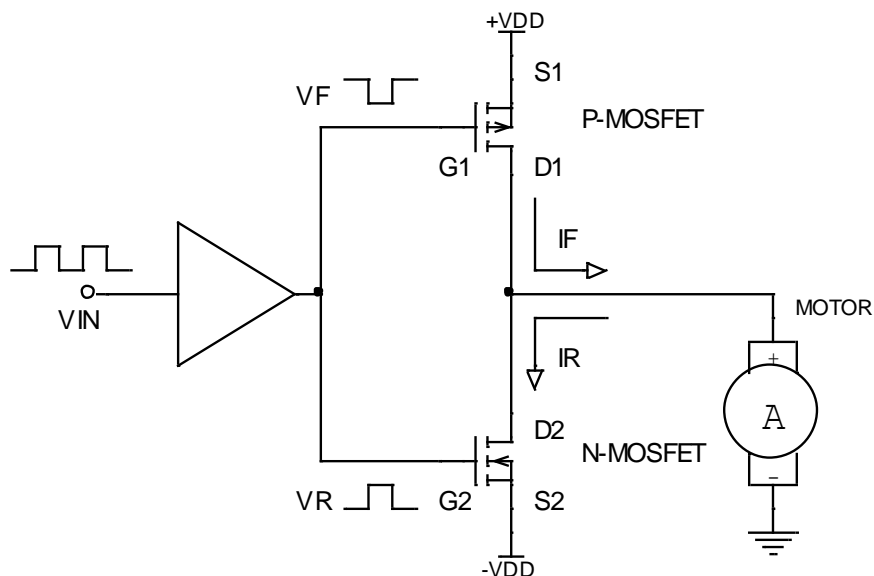
Θα πρέπει να τονισθεί ότι η τάση εισόδου θα πρέπει να είναι $V_{IN} \leq V_{CC} - V_{SG(TH)}$, για την κατάσταση κόρου και $V_{IN} \geq V_{CC} - V_{SG(TH)}$ για την κατάσταση αποκοπής.

1.4.3 Διακοπτική διάταξη με συμπληρωματικά MOSFET (CMOS)

Αυτή η ανάποδη σύνδεση ενός διακόπτη MOSFET εμπλουτισμού P-καναλιού, μας επιτρέπει να το συνδέσουμε σε σειρά με ένα MOSFET εμπλουτισμού N-καναλιού, για να σχηματίσουμε μια συμπληρωματική (CMOS) διάταξη διακόπτη που τροφοδοτείται με συμμετρική τροφοδοσία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.9.

Τα δύο MOSFET συνδέονται έτσι για να σχηματίσουν έναν διακόπτη συμμετρικής τροφοδοσίας που εξασφαλίζει αμφίδρομη λειτουργία του κινητήρα που είναι συνδεδεμένος μεταξύ της ένωσης των δύο εκροών και της γείωσης.

Όταν το σήμα εισόδου είναι σε κατάσταση “LOW” το MOSFET N-καναλιού βρίσκεται σε αποκοπή και το MOSFET P-καναλιού άγει καθώς η επαφή πύλης-πηγής είναι αρνητικά πολωμένη και ο κινητήρας γυρίζει προς την μία κατεύθυνση. Σε αυτή την περίπτωση μόνο ο θετικός πόλος της τροφοδοσίας $+V_{DD}$ συμμετέχει στην τροφοδοσία του κινητήρα.

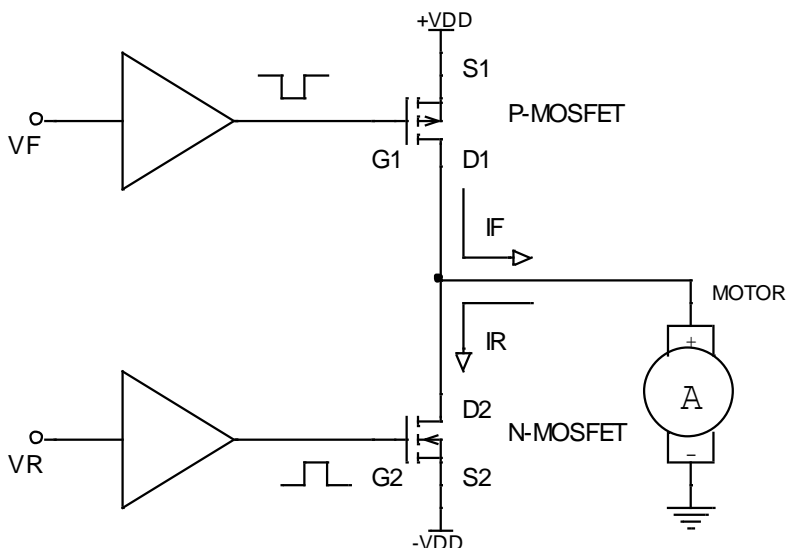


Σχήμα 1.9 Κύκλωμα διακοπής αμπίδρομης λειτουργίας με συμπληρωματικά MOSFET

Όταν το σήμα εισόδου είναι σε κατάσταση “HIGH” το MOSFET P-καναλιού βρίσκεται σε αποκοπή και το MOSFET N-καναλιού άγει καθώς η επαφή πύλης πηγής είναι θετικά πολωμένη και ο κινητήρας γυρίζει προς την αντίθετη κατεύθυνση καθώς η πολικότητα της τάσης που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες του κινητήρα έχει αντιστραφεί. Σε αυτή την περίπτωση μόνο ο αρνητικός πόλος της τροφοδοσίας $-V_{DD}$ συμμετέχει στην τροφοδοσία του κινητήρα.

Πάντως, για να αποφύγουμε ταυτόχρονη αγωγιμότητα και από τα δύο MOSFET γεγονός που θα βραχυκύκλωνε τις δύο πηγές μεταξύ τους, απαιτούνται γρήγορες διακοπτικές διατάξεις ικανές να παρέχουν τον απαραίτητο χρόνο για την μεταγωγή του ενός MOSFET σε OFF όταν το άλλο έρχεται σε κατάσταση ON. Ένας τρόπος για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα είναι να οδηγήσουμε τα MOSFET από διαφορετικές πύλες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.10. Αυτή η συνδεσμολογία μας παρέχει και μια τρίτη επιλογή το STOP όταν και τα δύο MOSFET είναι OFF.

Όπως φαίνεται και από τον παρακάτω πίνακα ελέγχου η τέταρτη κατάσταση με τα δύο MOSFET ON δεν επιτρέπεται γιατί θα βραχυκύκλωνε τις πηγές τροφοδοσίας μεταξύ τους.



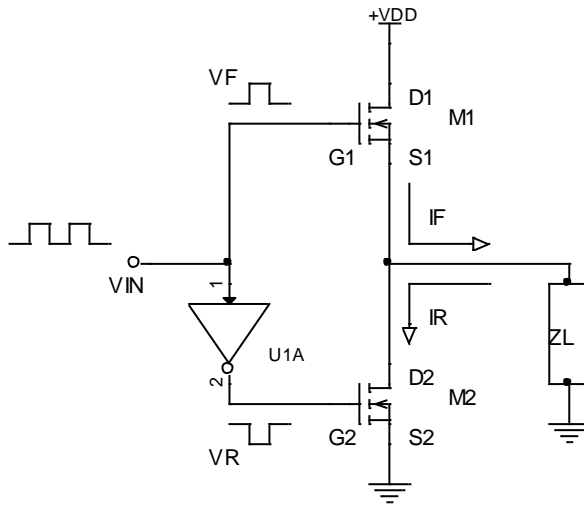
Σχήμα 1.10 Κύκλωμα διακόπτη αμφίδρομης λειτουργίας με συμπληρωματικά MOSFET τροφοδοτούμενα από διαφορετικές πύλες

Πίνακας 1. Λειτουργία κινητήρα με συμπληρωματικά MOSFET

MOSFET P	MOSFET N	Λειτουργία κινητήρα
OFF	OFF	STOP
ON	OFF	Δεξιόστροφη
OFF	ON	Αριστερόστροφη
ON	ON	Μη επιτρεπόμενη κατάσταση

1.4.4 Αμφίδρομη διάταξη διακόπτη μισής γέφυρας (Half Bridge)

Σε αμφίδρομες διακοπτικές διατάξεις που απαιτούνται μεγάλες ταχύτητες μεταγωγής προτιμότερο είναι να χρησιμοποιούνται μόνο MOSFET καναλιού N. Μια τέτοια διάταξη ονομάζεται μισής γέφυρας (HB) και η διαφορά του με το κύκλωμα που χρησιμοποιεί συμπληρωματικά MOSFET, είναι η χρησιμοποίηση μιας πύλης NOT στην πύλη του δεύτερου MOSFET γεγονός που μας επιτρέπει να ενεργοποιούμε μια τον ένα διακόπτη μια τον άλλο όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.11.



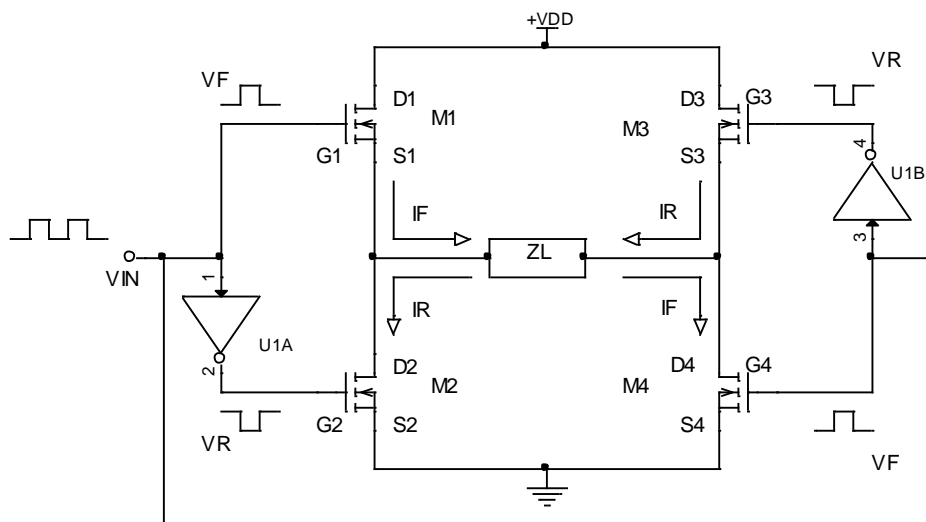
Σχήμα 1.11 Κύκλωμα διακόπτη αμφίδρομης λειτουργίας μισής γέφυρας (Half Bridge)

Αυτή η συνδεσμολογία όμως δεν είναι ικανή να οδηγήσει με ασφάλεια τα MOSFET όταν έχουμε γρήγορες εναλλαγές του σήματος εισόδου διότι η πύλη NOT εισάγει μια καθυστέρηση διάδοσης μόνο στην πύλη του ενός MOSFET. Γιαυτόν το λόγο χρησιμοποιούνται ολοκληρωμένα κυκλώματα οδήγησης μισής γέφυρας (HB Drivers).

1.4.5 Αμφίδρομη διάταξη διακόπτη πλήρους γέφυρας (Full Bridge)

Αμφίδρομη διακοπτική διάταξη μπορεί να σχηματισθεί και με χρήση απλής τροφοδοσίας. Χρησιμοποιεί τέσσερα MOSFET καναλιού N (ή διπολικά NPN τρανζίστορ) και ονομάζεται πλήρους γέφυρας (Full Bridge, FB) ή, λόγω του σχήματος της επειδή τα στοιχεία είναι διατεταγμένα κατά τέτοιο τρόπο, ώστε το κύκλωμα που δημιουργείται να σχηματίζει το γράμμα «H», «γέφυρα-H» (H-Bridge). Το φορτίο αντίθετα από την μισή γέφυρα που βρίσκεται συνδεδεμένο μεταξύ της μέσης της γέφυρας και της γης, στην FB το φορτίο βρίσκεται συνδεδεμένο μεταξύ των κλάδων της (όπου σαν κλάδος της γέφυρας αναφέρεται κάθε κατακόρυφο ζεύγος διακοπών).

Σε αυτή την περίπτωση το φορτίο δεν έχει αναφορά στη γη (Float) και η κατάσταση αυτή είναι γνωστή ως «φορτίο προσδεδεμένο στη γέφυρα» (Bridge-Tied-Load, BTL). Η έξοδος του ενισχυτή που χρησιμοποιεί τοπολογία πλήρους γέφυρας είναι ισοσταθμισμένη.



Σχήμα 1.12 Κύκλωμα διακόπτη αμφίδρομης λειτουργίας πλήρους γέφυρας (Full Bridge)

Οι διακόπτες της γέφυρας δεν βρίσκονται ποτέ ταυτόχρονα ανοιχτοί ή κλειστοί, αλλά ανοιγοκλείνουν εναλλάξ σε ζεύγη (M1, M4) ή (M3, M2) ανάλογα με την κατάσταση που βρίσκεται η είσοδος V_{IN} , όπως φαίνεται στο κύκλωμα του Σχήματος 1.12.

Όπως και στην περίπτωση της μισής γέφυρας αυτό είναι ένα πολύ απλοποιημένο κύκλωμα. Στην πράξη οι διακόπτες «πυροδοτούνται» εναλλάξ με κατάλληλο ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης πλήρους γέφυρας (FB Driver).

1.4.6 Οδηγοί MOSFET

Για να φέρουμε σε κατάσταση ON ένα MOSFET θα πρέπει η τάση πύλης πηγής να είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου $V_{GS(ON)} > V_{GS(TH)}$. Πολλές φορές το κύκλωμα ελέγχου είναι λογικό κύκλωμα και θα πρέπει να προσαρμοσθεί η χαμηλή ‘λογική κατάσταση’ εισόδου στην απαιτούμενη $V_{GS(ON)}$ του MOSFET. Ένα άλλο χαρακτηριστικό των MOSFET ισχύος είναι ότι έχουν μια μεγάλη παράσιτη χωρητικότητα μεταξύ της πύλης και των άλλων ακροδεκτών ($C_{ISS} \approx 2nF$). Όταν φθάνει ο παλμός εισόδου στην πύλη, θα πρέπει πρώτα να φορτίσει αυτήν την χωρητικότητα πριν φθάσει στο επίπεδο της τάσης V_{GS} που απαιτείται για να γίνει ON το MOSFET. Αυτό σημαίνει ότι ενώ η επαφή πύλης πηγής παρουσιάζει άπειρη αντίσταση και ως εκ τούτου το ρεύμα

που απαιτείται φαίνεται αμελητέο, λόγω της παράσιτης χωρητικότητας πρακτικά δεν είναι.

Αυτές οι καταστάσεις αντιμετωπίζονται παρεμβάλλοντας μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του MOSFET μία βαθμίδα οδήγησης. Αυτή η βαθμίδα θα πρέπει να προσαρμόζει την τάση ελέγχου και να είναι ικανή να παρέχει αρκετό ρεύμα έτσι ώστε η παράσιτη χωρητικότητα εισόδου να φορτίζεται όσο το δυνατόν ταχύτερα. Ειδικότερα αυτό είναι απαραίτητο σε PWM εφαρμογές όπου οι απαιτούμενοι χρόνοι διακόπτησης είναι πολύ μικροί. Επιπρόσθετα, θα πρέπει να διευκολύνει τον χειρισμό του νεκρού χρόνου σε εφαρμογές γέφυρας και την καθυστέρηση στην εναλλαγή καταστάσεων.

Υπάρχουν ολοκληρωμένα κυκλώματα οδηγών για όλες τις συνδεσμολογίες και τους τύπους MOSFET ισχύος. Οι συνηθέστεροι τύποι οδηγών συνοψίζονται στις κάτωθι κατηγορίες.

- Low side driver:

Οδηγοί που μπορούν να οδηγήσουν MOSFET όταν η πηγή τους (source) είναι γειωμένη (όπως σε απλές εφαρμογές με ένα MOSFET ή τα δύο κάτω MOSFET μιας πλήρους γέφυρας).

- High side driver:

Οδηγοί που μπορούν να οδηγήσουν το MOSFET με την πηγή (source) να βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό. Αυτό σημαίνει ότι διαθέτουν μια αντλία φόρτισης που μπορεί να ανεβάσει υψηλότερα την τάση κατά 10 -15V από το δυναμικό της πηγής, για να οδηγήσει τα πάνω MOSFET μιας διάταξης μισής ή πλήρους γέφυρας.

- Half bridge driver

Οδηγοί που μπορούν να οδηγήσουν ταυτόχρονα και τα δύο MOSFET μιας μισής γέφυρας

- Full bridge driver

Οδηγοί που μπορούν να οδηγήσουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα MOSFET μιας πλήρους γέφυρας.

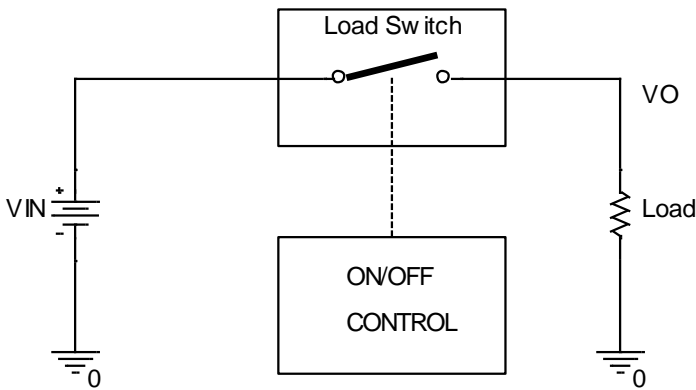
1.5 Διακόπτης φορτίου (Load switch)

Με τη σημερινή εξάπλωση των φορητών συσκευών, η σωστή διαχείριση ισχύος που έχει σαν σκοπό την αύξηση του χρόνου λειτουργίας τους, είναι σημαντικότερη από ποτέ. Οι διακόπτες φορτίου παρέχουν μια απλή και φθηνή μέθοδο εξοικονόμησης ενέργειας σε ένα φορητό σύστημα, διοχετεύοντας την

ισχύ που απαιτείται μόνο στο περιφερειακό υποσύστημα που βρίσκεται σε λειτουργία μια δεδομένη στιγμή.

Ειδικότερα οι διακόπτες φορτίου ελέγχονται από το σύστημα και συνδέουν ή αποσυνδέουν την τροφοδοσία από ένα συγκεκριμένο φορτίο. Βγάζοντας εκτός λειτουργίας τα κυκλώματα που δεν χρειάζονται τη συγκεκριμένη στιγμή η υπόλοιπη διάταξη λειτουργεί πιο αποτελεσματικά.

Ένας διακόπτης φορτίου αποτελείται από δύο στοιχεία, το στοιχείο ελέγχου ON OFF και το στοιχείο διέλευσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.13



Σχήμα 1.13 Μπλοκ διάγραμμα διακόπτη φορτίου

Το στοιχείο διέλευσης μπορεί να είναι διπολικό τρανζίστορ ή FET αλλά συνηθέστερα είναι MOSFET (P ή N καναλιού) το οποίο επιτρέπει να τροφοδοτηθεί κάποιο συγκεκριμένο φορτίο όταν είναι σε κατάσταση ON.

Η επιλογή μεταξύ MOSFET P ή N καναλιού εξαρτάται από τις ειδικές ανάγκες του κάθε κυκλώματος. Τα MOSFET καναλιού N πλεονεκτούν ως προς τα καναλιού P σε θέματα ταχύτητας, όπως μεγαλύτερη κινητικότητα φορέων πλειοψηφίας (ηλεκτρόνια αντί για οπές) και μικρότερη C_{GS} καθώς και σε θέματα αγωγιμότητας μικρότερη $R_{DS(ON)}$.

1.5.1 Διακόπτης φορτίου με MOSFET καναλιού N

Όταν χρησιμοποιούμε MOSFET καναλιού N σαν διακόπτη φορτίου ενός κυκλώματος η εκροή (D) συνδέεται απευθείας στην τάση εισόδου και η πηγή (S) στο φορτίο. Η τάση εξόδου επομένως είναι η τάση που εφαρμόζεται πάνω στο φορτίο και ισούται:

$$V_O = V_{IN} - R_{DS(ON)} I_L \Rightarrow V_O \approx V_{IN}$$

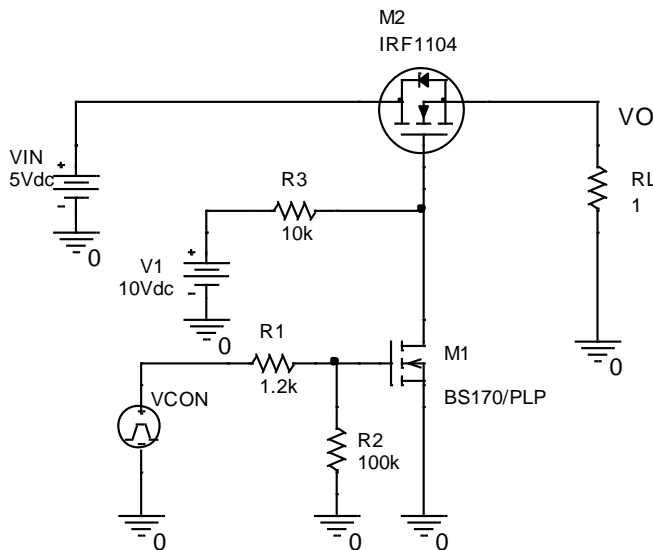
Για να έρθει το MOSFET καναλιού N σε κατάσταση ON η τάση πύλης – πηγής (V_{GS}) πρέπει να γίνει μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου (V_{TH}) αυτό σημαίνει ότι:

$$V_{GS} \geq V_O + V_{TH}$$

Για να ικανοποιηθεί η παραπάνω εξίσωση απαιτείται μια δεύτερη τάση τροφοδοσίας για τον έλεγχο της πύλης (G). Επίσης η τάση εισόδου θα κυμανθεί σε χαμηλά επίπεδα και σε κάθε περίπτωση δεν μπορεί να υπερβαίνει την τάση κατωφλίου (V_{TH}).

$$V_{IN(MAX)} \leq V_{GS(MAX)} - V_{TH}$$

Στο Σχήμα 1.14 φαίνεται ένα κύκλωμα ελέγχου για ένα στοιχείο διέλευσης MOSFET καναλιού N.



Σχήμα 1.14. Κύκλωμα διακόπτη φορτίου με MOSFET καναλιού N

Ένα λογικό σήμα από το σύστημα διαχείρισης ισχύος θέτει σε κατάσταση ON ή OFF το κύκλωμα ελέγχου που αποτελείται και αυτό από ένα χαμηλής ισχύος MOSFET καναλιού N (M_1). Όταν ο παλμός ελέγχου είναι LOW, το M_1

είναι OFF, η πύλη του στοιχείου διέλευσης M_2 έρχεται σε δυναμικό V_I και το M_2 γίνεται ON. Όταν ο παλμός ελέγχου είναι HIGH, το M_1 είναι ON, η πύλη του στοιχείου διέλευσης M_2 έρχεται σε δυναμικό 0 και το M_2 γίνεται OFF.

Η αντίσταση R_I επιλέγεται έτσι ώστε μόνο λίγα mA να διέρχονται όταν το M_1 είναι ON και η τιμή της κυμαίνεται μεταξύ 1kΩ - 10kΩ. Μία επιπλέον τάση η V_I η οποία θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το άθροισμα της τάσης εξόδου και της τάσης κατωφλίου του M_2 απαιτείται, για να διατηρήσει την επαφή πύλης πηγής του M_2 ορθά πολωμένη.

Η απόδοση (efficiency) η% του κυκλώματος όταν ο διακόπτης φορτίου είναι στην κατάσταση ON, ισούται με την ισχύ που καταναλώνεται πάνω στο φορτίο P_L (ωφέλιμη ισχύ), ως προς την ολική ισχύ που παρέχεται στο κύκλωμα P_{IN} (καταναλισκόμενη ισχύ). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε αυτή την κατάσταση το κύκλωμα ελέγχου είναι OFF και δεν καταναλώνει καθόλου ισχύ:

$$\eta\% = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{V_L I_L}{V_{IN} I_{IN}}$$

Η ολική ισχύς ισούται με:

$$P_{IN} = P_L + P_D$$

Όπου P_D είναι η ισχύς απωλειών του κυκλώματος και ισούται:

$$P_{D(ON)} = R_{DS(ON)M2} \cdot I_L^2$$

Όταν ο διακόπτης φορτίου είναι σε κατάσταση OFF, το στοιχείο ελέγχου είναι ON και καταναλώνεται ισχύς πάνω στις αντιστάσεις του δικτύματος εισόδου (R_1, R_2) και στην αντίσταση της εκροής (D) R_3 .

$$P_{D(OFF)} = P_{ON(M1)} + P_{IN(M1)} = \frac{V_1^2}{R_3 + R_{DS(ON)}} + \frac{V_{CON}^2}{R_1 + R_2}$$

Άρα, συνεχής ισχύς θα καταναλώνεται από το παραπάνω κύκλωμα και θα πρέπει να ληφθεί υπόψη μας αν πρόκειται για φορητό σύστημα που βρίσκεται σε κατάσταση ετοιμότητας (Stand by)

1.5.2 Διακόπτης φορτίου με MOSFET καναλιού P

Όταν χρησιμοποιούμε MOSFET καναλιού P σαν διακόπτη φορτίου ενός κυκλώματος η πηγή (S) συνδέεται απευθείας στην τάση εισόδου και η εκροή (D) στο φορτίο. Για να έρθει επομένως MOSFET καναλιού P σε κατάσταση ON, η τάση πηγής - πύλης (V_{SG}) πρέπει να γίνει μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου (V_{TH}), οπότε έχουμε:

$$V_{IN} \geq V_{SG} + V_{TH}$$

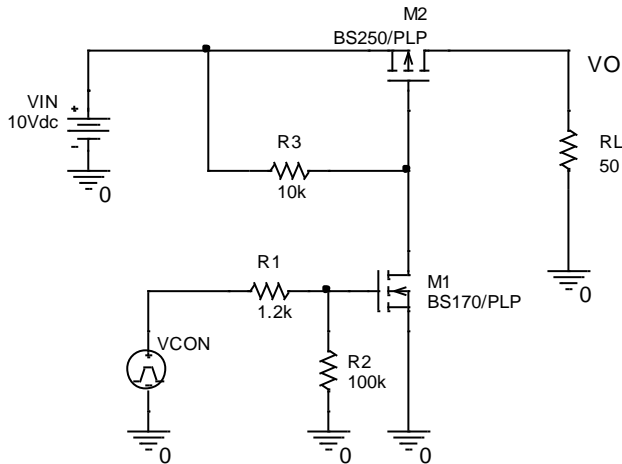
Η παραπάνω εξίσωση σημαίνει ότι η τάση εισόδου θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου (V_{TH}) υποθέτοντας ότι η τάση πηγής - πύλης (V_{SG}) θα είναι 0 όταν ο διακόπτης τίθεται σε κατάσταση ON. Η μέγιστη τάση εισόδου που μπορεί να εφαρμοσθεί στο κύκλωμα δεν μπορεί να ξεπερνά την μέγιστη τάση πύλης πηγής (V_{GS}) που δίνει ο κατασκευαστής για το συγκεκριμένο MOSFET.

$$V_{IN(MAX)} \leq V_{GS(MAX)}$$

Η τάση εξόδου είναι η τάση που εφαρμόζεται πάνω στο φορτίο και ισούται:

$$V_O = V_{IN} - V_{TH} - R_{DS(ON)} I_L$$

Στο Σχήμα 1.15 φαίνεται ένα κύκλωμα ελέγχου για ένα στοιχείο διέλευσης MOSFET καναλιού P. Ένα λογικό σήμα από το σύστημα διαχείρισης ισχύος θέτει σε κατάσταση ON ή OFF το κύκλωμα ελέγχου που αποτελείται και αυτό από ένα χαμηλής ισχύος MOSFET καναλιού N (M_1). Όταν ο παλμός ελέγχου είναι LOW, το M_1 είναι OFF, η πύλη του στοιχείου διέλευσης M_2 έρχεται σε δυναμικό V_{IN} και το M_2 γίνεται OFF. Όταν ο παλμός ελέγχου είναι HIGH, το M_1 είναι ON, η πύλη του στοιχείου διέλευσης M_2 έρχεται σε δυναμικό 0 και το M_2 γίνεται ON. Η αντίσταση R_1 επιλέγεται έτσι ώστε μόνο λίγα mA να διέρχονται όταν το M_1 είναι ON και η τιμή της κυμαίνεται μεταξύ 1kΩ - 10kΩ. Όσο η τάση εισόδου V_{IN} βρίσκεται σε δυναμικό μεγαλύτερο από την τάση κατωφλίου του M_2 , το στοιχείο διέλευσης θα είναι ON όταν η τάση ελέγχου είναι HIGH χωρίς την ανάγκη επιπρόσθετης πηγής τροφοδοσίας.



Σχήμα 1.15. Κύκλωμα διακόπτη φορτίου με MOSFET καναλιού P

Η απόδοση (efficiency) $\eta\%$ του κυκλώματος όταν ο διακόπτης φορτίου είναι στην κατάσταση ON, ισούται με την ισχύ που καταναλώνεται πάνω στο φορτίο P_L (ωφέλιμη ισχύ) ως προς την ολική ισχύ που παρέχεται στο κύκλωμα P_{IN} (καταναλισκόμενη ισχύ):

$$\eta\% = \frac{P_L}{P_{IN}}$$

Η ολική ισχύς ισούται με:

$$P_{IN} = P_L + P_D$$

Όπου P_D είναι η ισχύς απωλειών του κυκλώματος και ισούται:

$$P_D = V_{TH} \cdot I_L + R_{DS(ON)M2} \cdot I_L^2 + \frac{V_{IN}^2}{R_3 + R_{DS(ON)M1}} + \frac{V_{CON}^2}{R_1 + R_2}$$

Όπως φαίνεται από τον παραπάνω τύπο η ολική κατανάλωση ισχύος εξαρτάται από την ισχύ που καταναλώνεται πάνω στο στοιχείο διέλευσης λόγω της V_{TH} και της $R_{DS(ON)M2}$, που είναι και οι σημαντικότεροι παράγοντες, επειδή το ρεύμα φορτίου είναι μεγάλο. Επίσης, από την ισχύ που καταναλώνεται πάνω στο στοιχείο ελέγχου, που δεν είναι πολύ σημαντική, επειδή τα ρεύματα ελέγχου είναι μικρά.

Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι ένας ακόμη επιβαρυντικός παράγοντας αυτής της συνδεσμολογίας είναι ότι η $R_{DS(ON)}$ του MOSFET καναλιού P είναι σημαντικά μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αντίσταση MOSFET καναλιού N.

Ένα μεγάλο πλεονέκτημα των διακοπών φορτίου που χρησιμοποιούν σαν στοιχείο διέλευσης MOSFET καναλιού P, είναι ότι όταν βρίσκονται σε κατάσταση OFF (Stand by), δεν καταναλώνουν καθόλου ισχύ.

Συγκρίνοντας τα προαναφερθέντα μπορούμε να πούμε ότι:

Τα κυκλώματα διακοπών φορτίου που χρησιμοποιούν MOSFET καναλιού P χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές χαμηλών ρευμάτων και πλεονεκτούν έναντι αυτών που χρησιμοποιούν MOSFET καναλιού N ως προς:

- την απλότητα του κυκλώματος ελέγχου τους,
- δεν χρειάζονται επιπλέον τάση τροφοδοσίας
- δεν καταναλώνουν ενέργεια όταν είναι σε κατάσταση OFF.

Τα κυκλώματα διακοπών φορτίου που χρησιμοποιούν MOSFET καναλιού N χρησιμοποιούνται όταν χρειάζεται να τροφοδοτηθούν μεγάλα φορτία και πλεονεκτούν έναντι αυτών που χρησιμοποιούν MOSFET καναλιού P ως προς την απόδοσή τους όταν είναι σε κατάσταση ON.

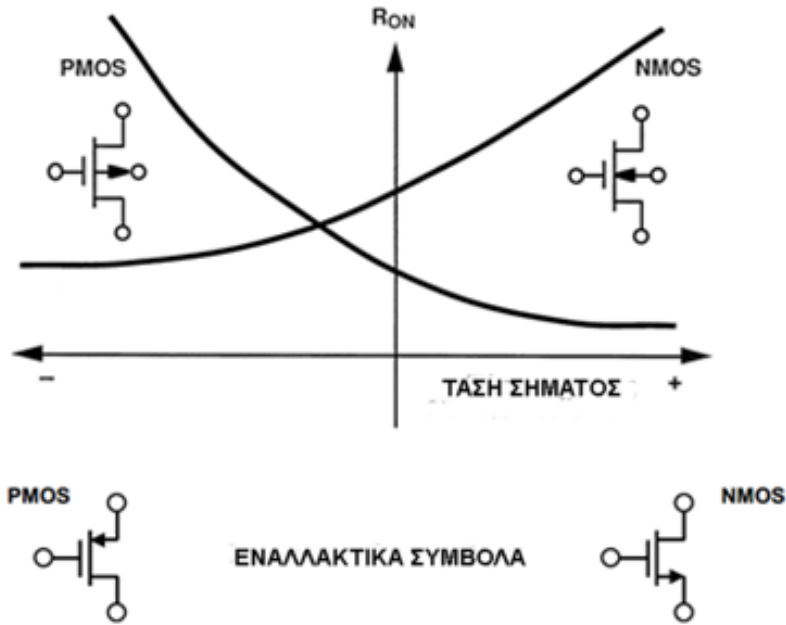
1.6 Ολοκληρωμένα κυκλώματα αναλογικών διακοπών.

Με την πρόοδο της τεχνολογίας CMOS έχουν δημιουργηθεί αναλογικοί διακόπτες με αντίσταση αγωγιμότητας $R_{ON} < 0,5\Omega$, ρεύματα διαρροής ($I_{LEAKAGE}$) της τάξης των pA, εύρος ζώνης (BW) μεγαλύτερο από 1 GHz, τροφοδοτούμενοι από απλή τροφοδοσία 1,8V έως συμμετρική τροφοδοσία ± 15 V. Τα ο.κ. αναλογικών διακοπών καλύπτουν όλο το φάσμα των εφαρμογών και υπάρχουν σε μορφή SPST, SPDT, MUX, ενός ή περισσότερων καναλιών, υπάρχουν επίσης αναλογικοί διακόπτες για ειδικές εφαρμογές όπως δικτύου, video, PCI κ.α.

Τα χαρακτηριστικά του ιδανικού αναλογικού διακόπτη περιλαμβάνουν μηδενική αντίσταση αγωγιμότητας (R_{ON}), άπειρη αντίσταση διακοπής (R_{OFF}), μηδενική καθυστέρηση διέλευσης σήματος και δυνατότητα χειρισμού μεγάλων σημάτων. Οι πραγματικοί CMOS αναλογικοί διακόπτες δεν εκπληρούν κανένα από τα παραπάνω κριτήρια, αλλά, αν κατανοήσουμε τους περιορισμούς των αναλογικών διακοπών οι περισσότεροι από τους παραπάνω περιορισμούς μπορούν να υπερκεραστούν.

Οι αναλογικοί διακόπτες CMOS περιλαμβάνουν έναν εξαιρετικό συνδυασμό χαρακτηριστικών. Στον πιο βασικό τους τύπο το MOSFET

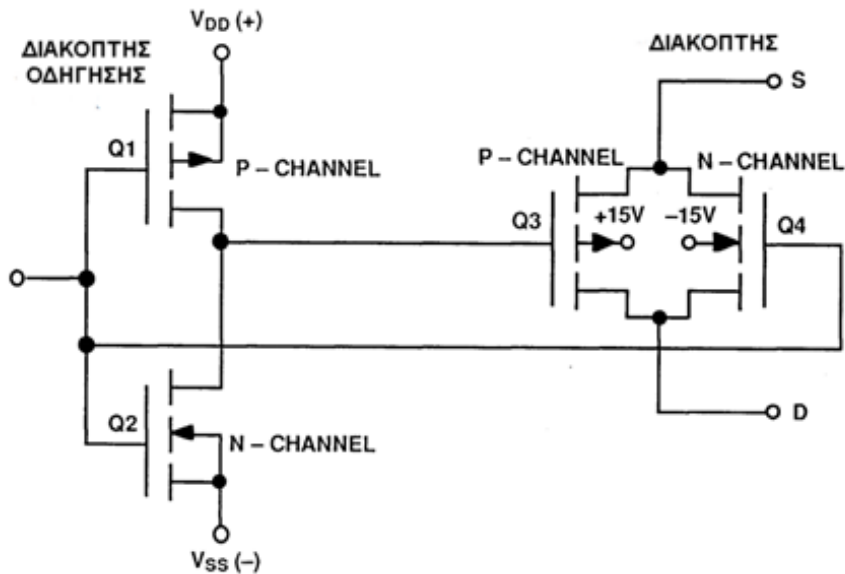
λειτουργεί σαν μία αντίσταση ελεγχόμενη από τάση. Στην κατάσταση ON, η αντίσταση του μπορεί να είναι μικρότερη από 1Ω , ενώ στην κατάσταση OFF αυξάνεται σε αρκετές εκατοντάδες $M\Omega$, με μA ρεύματα διαρροής. Η τεχνολογία CMOS είναι συμβατή με λογικά κυκλώματα και είναι η πιο κατάλληλη για μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωση σε ο.κ.



Σχήμα 1.16 Μεταβολή της R_{ON} ενός MOSFET ως προς τις μεταβολές του σήματος εισόδου

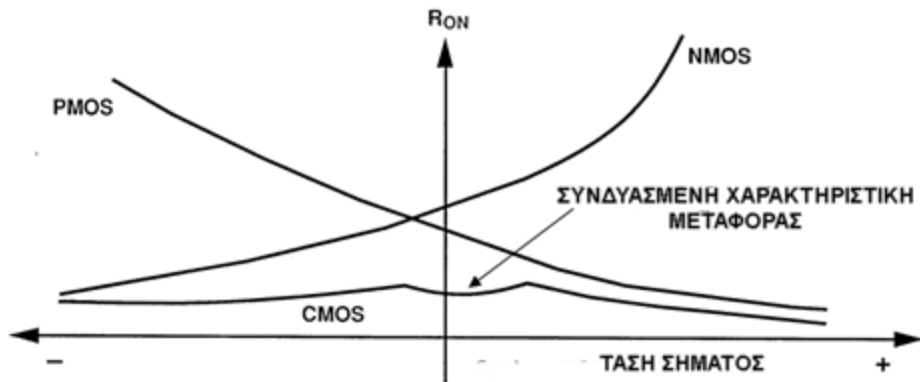
Τα MOSFET μπορούν να χειριστούν θετικές και αρνητικές τάσεις και να παρέχουν διελεύσεις σε ρεύματα αμφίδρομης πολικότητας με ευκολία. Ένα MOSFET παρουσιάζει αντίσταση ελεγχόμενη από τάση η οποία μεταβάλλεται μη γραμμικά με την τάση του σήματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.16.

Τα συμπληρωματικά CMOS περιέχουν P - καναλιού και N - καναλιού MOSFET. Συνδέοντας τις PMOS και NMOS διατάξεις παράλληλα, σχηματίζεται ο βασικός αμφίδρομος αναλογικός διακόπτης CMOS που φαίνεται στο Σχήμα 1.17. Αυτός ο συνδυασμός μειώνει την αντίσταση διέλευσης R_{ON} και επίσης παράγει μια αντίσταση η οποία μεταβάλλεται πολύ λιγότερο με τις μεταβολές του σήματος εισόδου.



Σχήμα 1.17 CMOS διακόπτης με συμπληρωματικά ζευγάρια MOSFET

Στο Σχήμα 1.18 φαίνεται η μεταβολή της αντίστασης αγωγιμότητας R_{ON} και των δύο τύπων MOSFET P-καναλιού και N-καναλιού συναρτήσει του σήματος εισόδου. Αυτή η μη γραμμικότητα στη μεταβολή της R_{ON} , μπορεί να προκαλέσει σφάλματα τόσο στην DC ακρίβεια, όσο και στην AC παραμόρφωση. Ο αμφίδρομος αναλογικός διακόπτης CMOS λύνει αυτό το πρόβλημα καθώς η αντίσταση αγωγιμότητας R_{ON} ελαχιστοποιείται και η γραμμικότητα βελτιώνεται επίσης. Η κάτω καμπύλη του Σχήματος 1.18 μας δείχνει τη βελτιωμένη επιπεδότητα της αντίστασης αγωγιμότητας R_{ON} του αναλογικού διακόπτη CMOS.



Σχήμα 1.18 Μεταβολή της R_{ON} ενός CMOS διακόπτη ως προς τη μεταβολή του σήματος εισόδου.

Αν και η τεχνολογία CMOS είναι μακράν η πιο δημοφιλής διαδικασία παραγωγής ο.κ. αναλογικών διακοπών, χρησιμοποιείται και η διπολική τεχνολογία σε συνδυασμό με FET για την παραγωγή ο.κ. αναλογικών διακοπών για ειδικές εφαρμογές όπως π.χ. video, όπου οι υψηλές λειτουργικές απαιτήσεις δεν μπορούν να καλυφθούν από την τεχνολογία CMOS.

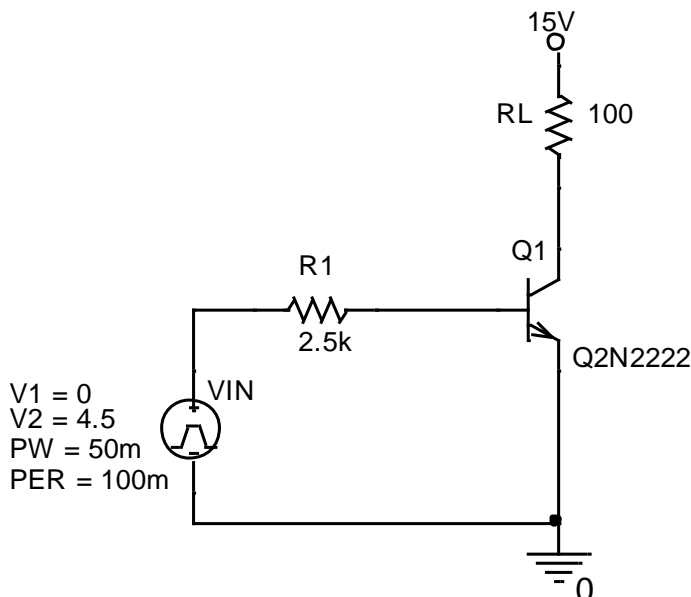
Οι παραδοσιακοί διακόπτες CMOS υποφέρουν από αρκετά μειονεκτήματα στις συχνότητες video. Οι χρόνοι διακόπτωσης δεν είναι γενικά αρκετά γρήγοροι και απαιτούν εξωτερική βαθμίδα απομόνωσης για να οδηγήσουν τυπικά φορτία video. Επιπροσθέτως η μικρή μεταβολή στην αντίσταση αγωγιμότητας R_{ON} που έχουν, συναρτήσει των μεταβολών της στάθμης του σήματος (Διαμόρφωση R_{ON}), μπορεί να εισάγει ανεπιθύμητη παραμόρφωση στο διαφορικό κέρδος και στη φάση του σήματος.

1.7 Λυμένες ασκήσεις κεφαλαίου

1.7.1 ΑΣΚΗΣΗ 1η

Στο κύκλωμα διακόπτη του Σχήματος 1.19 να υπολογισθούν, η διακύμανση της τάσης φορτίου το ρεύμα φορτίου και το ρεύμα βάσης.

Δίνεται: $V_{CE(SAT)} = 0,3V$, $B_{MIN} = 100$, $V_{BE(SAT)} = 0,8V$, $V_{IN} = 0-4,5V$



Σχήμα 1.19

Λύση άσκησης

Παρατήρηση: Τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ $V_{CE(SAT)}$, B_{MIN} και $V_{BE(SAT)}$ δεν είναι σταθερά και εξαρτώνται κυρίως από το ρεύμα κόρου του.

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_L} = \frac{15V - 0,3V}{100\Omega} = 147mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{B_{MIN}} = \frac{147mA}{100} = 1,47mA$$

$$R_B = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{I_B} = \frac{4,5V - 0,8V}{1,47mA} = 2,5k\Omega$$

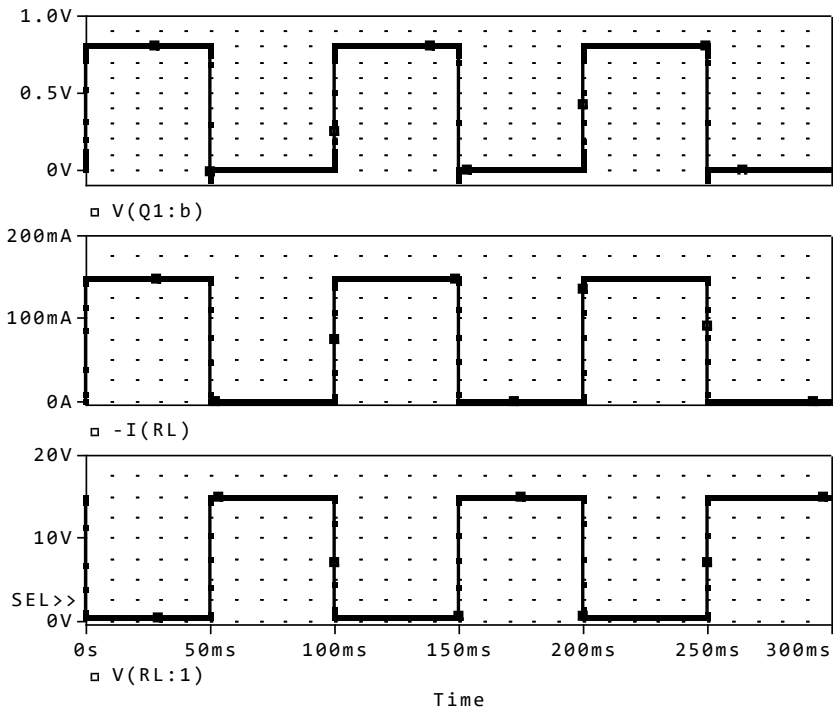
Και η διακύμανση της τάσης εξόδου πάνω στο φορτίο R_L θα είναι από

$$V_{L(MIN)} = 0 \quad \acute{\epsilon}\omega\varsigma \quad V_{L(MAX)} = V_{CC} - V_{CE(SAT)} = 15 - 0,3 = 14,7V$$

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$V_{L(MIN)} = 0V$	$V_{L(MIN)} = 0V$
$V_{L(MAX)} = 14,7V$	$V_{L(MAX)} = 14,735V$
$I_L = 147mA$	$I_L = 147,35mA$
$V_B = 0,8V$	$V_B = 0,801V$
$I_B = 1,47mA$	$I_B = 1,479mA$

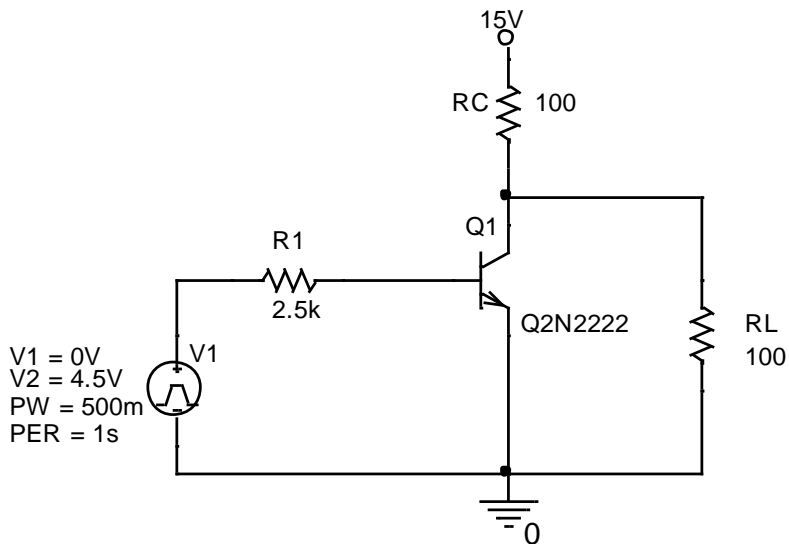
Κυματομορφές PSpice



1.7.2 ΑΣΚΗΣΗ 2η

Στο κύκλωμα διακόπτη με γειωμένο φορτίο του Σχήματος 1.20 να υπολογισθούν: η διακύμανση της τάσης και του ρεύματος φορτίου, η τάση βάσης και το ρεύμα βάσης.

Δίνεται: $V_{CE(SAT)} = 0,3V$, $B_{MIN} = 100$, $V_{IN} = 0-4,5V$.



Σχήμα 1.20

Λύση άσκησης

Όταν το τρανζίστορ είναι στην αποκοπή υπολογίζουμε

$$V_{L(MAX)} = V_{CC} \frac{R_L}{R_C + R_L} = 15V \frac{100\Omega}{100\Omega + 100\Omega} = 7,5V$$

$$I_{L(MAX)} = I_{RC} = \frac{V_{L(MAX)}}{R_L} = \frac{7,5V}{100\Omega} = 75mA$$

Όταν το τρανζίστορ είναι στον κόρο υπολογίζουμε

$$V_{L(MIN)} = V_{CE(SAT)} = 0,3V$$

$$I_{L(MIN)} = \frac{V_{CE(SAT)}}{R_L} = \frac{0,3V}{100\Omega} = 3mA$$

$$I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_C} = \frac{15V - 0,3V}{100\Omega} = \frac{14,7V}{100\Omega} = 147mA$$

$$I_C = I_{RC} - I_{L(MIN)} = 147mA - 3mA = 144mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_{MIN}} = \frac{144mA}{100} = 1,44mA$$

$$V_{BE(SAT)} = V_{IN(MAX)} - I_{B(SAT)} R_1 = 4,5V - 1,44mA \cdot 2,5k\Omega = 4,5V - 3,6V = 0,9V$$

2N2222A

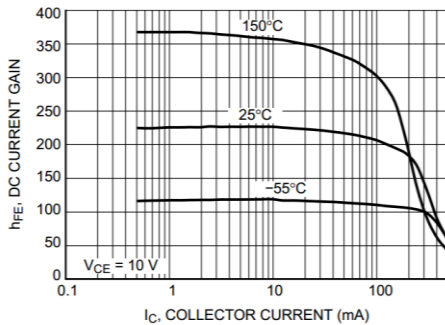


Figure 1. DC Current Gain

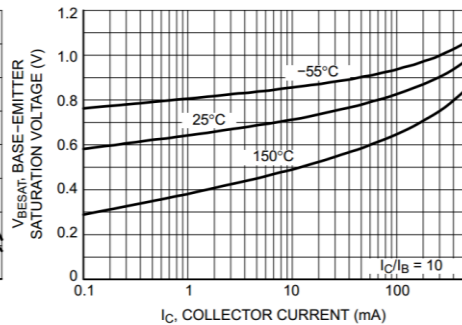
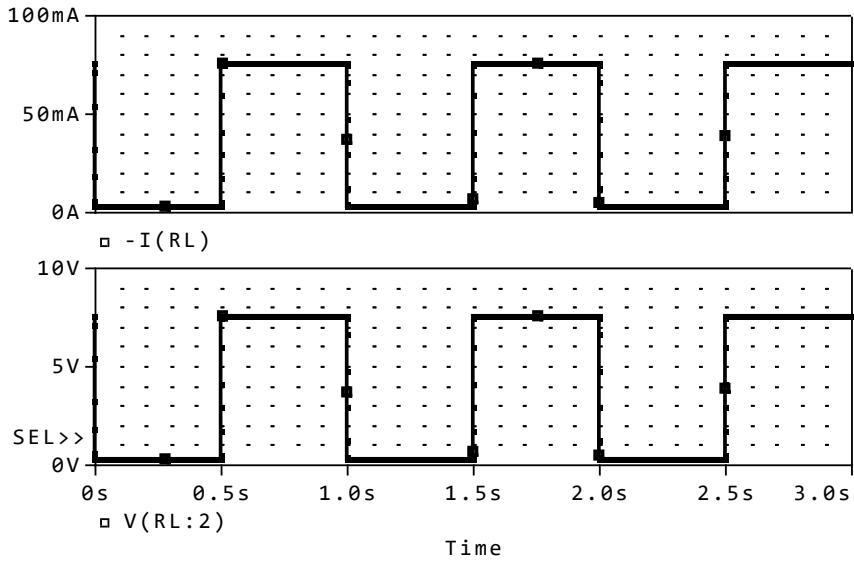


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$V_{L(MIN)} = 0,3V$	$V_{L(MIN)} = 260mV$
$V_{L(MAX)} = 7,5 V$	$V_{L(MAX)} = 7,5V$
$I_{L(MIN)} = 3mA$	$I_{L(MIN)} = 2,6mA$
$I_{L(MAX)} = 75mA$	$I_{L(MAX)} = 75mA$
$I_C = 144mA$	$I_C = 144,79mA$
$V_{BE(SAT)} = 0,9V$	$V_{BE(SAT)} = 0,8V$
$I_{B(SAT)} = 1,44mA$	$I_{B(SAT)} = 1,479mA$

Κυματομορφές PSpice

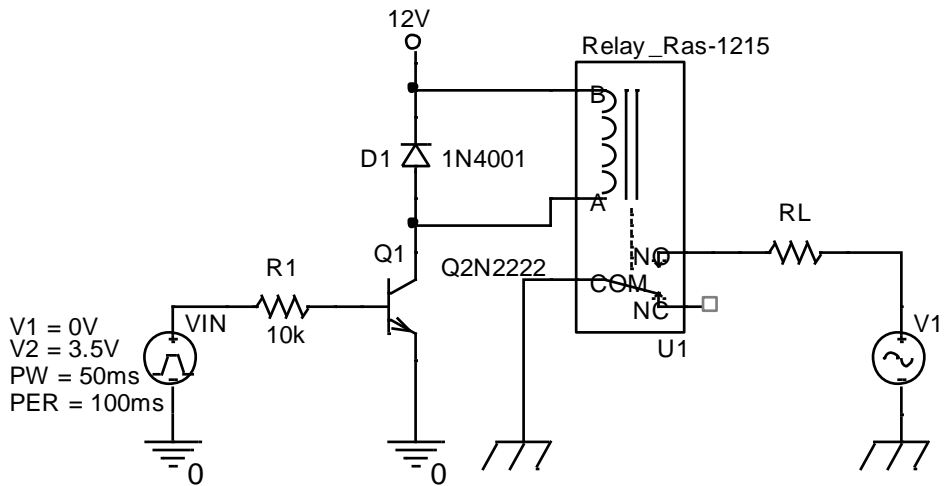


1.7.3 ΑΣΚΗΣΗ 3η

Να υπολογισθεί το κύκλωμα ελέγχου του RAS-1215 ρελέ, που χρησιμοποιεί σαν διακόπτη το διπολικό τρανζίστορ 2N2222 του Σχήματος 1.21.

Δίνεται: $V_{CE(SAT)} = 0,1V$, $B_{MIN} = 100$, $V_{BE(SAT)} = 0,7V$

Ρελέ RAS-1215, ($V_{DC} = 12V$, αντίσταση πηνίου: 400Ω)



Σχήμα 1.21

Λύση άσκησης

Από τα χαρακτηριστικά του ρελέ βλέπουμε ότι η κανονική τάση λειτουργίας του είναι 12V και η αντίσταση του πηνίου είναι 400Ω οπότε όταν το τρανζίστορ είναι στον κόρο υπολογίζουμε

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_L} = \frac{12V - 0,1V}{400\Omega} = 29,9mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{B_{MIN}} = \frac{29,9mA}{100} = 299\mu A$$

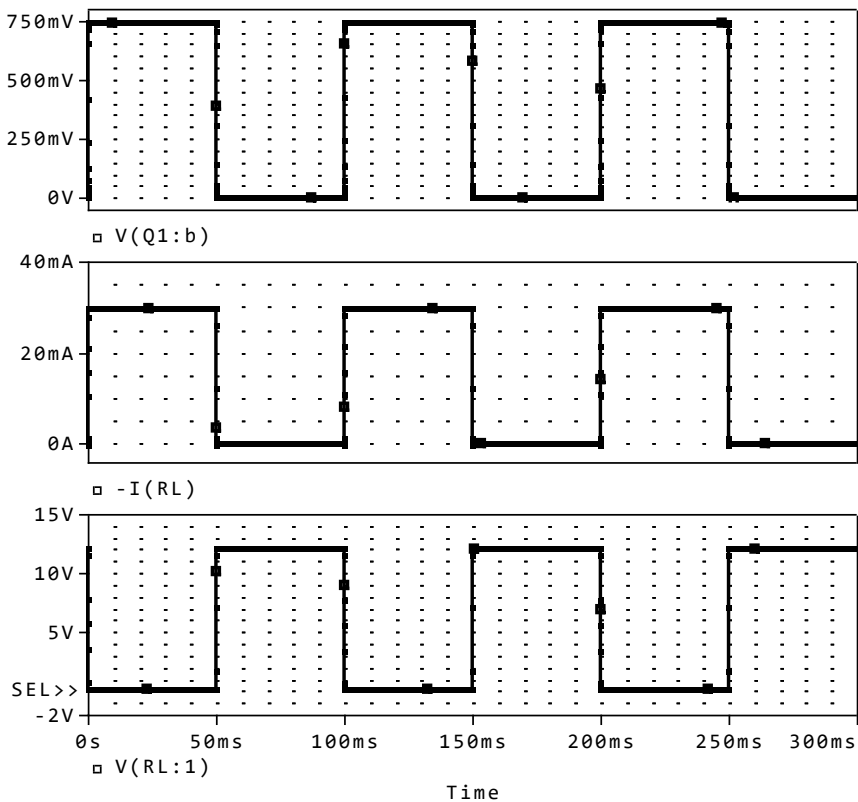
$$R_B = \frac{V_{IN} - V_{BE}}{I_B} = \frac{3,5V - 0,7V}{299\mu A} = 9,4k\Omega \approx 10k\Omega$$

$$P_D = V_{CE(SAT)} I_{C(SAT)} = 0,1V \cdot 29,9mA \Rightarrow P_D \approx 3mW$$

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$V_{REL} = 11,9V$	$V_{REL} = 11,87V$
$I_{REL} = 29,9mA$	$I_{REL} = 29,67mA$
$V_{BE} = 0,7V$	$V_{BE} = 0,74V$
$I_B = 299\mu A$	$I_B = 276\mu A$
$P_D = 3mW$	$P_D = 3,8mW$

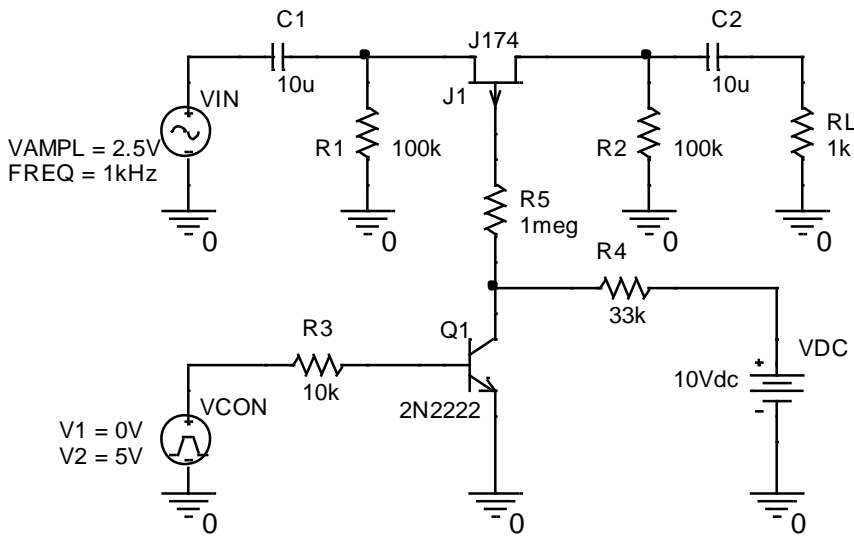
Κυματομορφές PSpice



1.7.4 ΑΣΚΗΣΗ 4η

Στο παρακάτω κύκλωμα διακόπτη ήχου του Σχήματος 1.22 που χρησιμοποιεί το τρανζίστορ 2N2222 και το FET (καναλιού- P) J174, να υπολογισθεί το μέγιστο απαραμόρφωτο πλάτος της τάσης εξόδου καθώς επίσης και οι απώλειες διέλευσης πάνω στο FET.

Δίνεται: $V_{GS(OFF)(MIN)} = 5V$ και $I_{DSS(MIN)} = -40mA$



Σχήμα 1.22

Λύση άσκησης

Η αντίσταση του FET όταν βρίσκεται σε κατάσταση κόρου ισούται με:

$$R_{DS(ON)} = \left| \frac{V_{GS(OFF)}}{I_{DSS}} \right| = \left| \frac{5V}{-40mA} \right| = 125\Omega$$

Όταν η τάση ελέγχου είναι 0, το τρανζίστορ 2N2222 είναι στην αποκοπή και η τάση $V_{DC} = 10V > V_{GS(OFF)}$ εφαρμόζεται στην πύλη του FET (καθώς δεν υπάρχει πρακτικά ρεύμα πύλης) φέρνοντας το επίσης σε κατάσταση αποκοπής. Σε αυτή την κατάσταση το FET είναι ανοικτός διακόπτης και η τάση στην έξοδο του είναι μηδενική.

Όταν η τάση ελέγχου είναι 5V, το τρανζίστορ 2N2222 έρχεται στον κόρο και η τάση $V_{CE(SAT)} \approx 0V$ εφαρμόζεται στην πύλη του FET φέρνοντας το επίσης σε κατάσταση κόρου. Σε αυτή την κατάσταση το FET είναι κλειστός διακόπτης

και θεωρητικά ο λόγος της τάσης εξόδου, ως προς την τάση εισόδου λόγω της $R_{DS(ON)}$ θα ισούται.

$$V_O = V_{IN} \frac{R_L}{R_L + R_{DS(ON)}} \Rightarrow \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 125\Omega} = 88\%$$

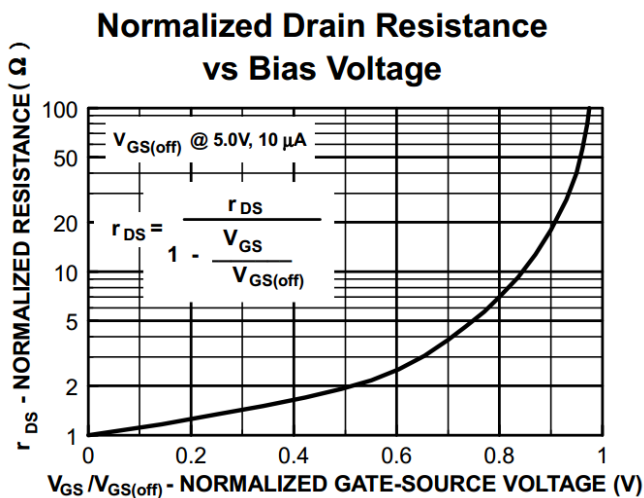
Άρα οι απώλειες του σήματος εισόδου λόγω της $R_{DS(ON)}$ θα είναι 12%.

Το μέγιστο πλάτος του σήματος εισόδου που μπορεί να διαχειριστεί το κύκλωμα εξαρτάται από την τάση $V_{GS(OFF)}$. Άρα εφόσον $V_{GS(OFF)} \geq 5V$, θεωρητικά η μέγιστη αρνητική τάση που μπορεί να πάρει η V_{IN} θα ισούται.

$$-V_{IN} = V_{GS(OFF)} = -5V$$

Αυτή η τιμή όμως δεν λαμβάνει υπόψη της την μεταβολή της αντίστασης R_{DS} η οποία μας προκαλεί παραμόρφωση της αρνητικής ημιπεριόδου όσο πλησιάζουμε την τιμή $V_{GS(OFF)}$. Μια καλή προσέγγιση για απαραμόρφωτο σήμα εξόδου είναι να κρατάμε την τιμή της αρνητικής ημιπεριόδου στο μισό της τιμής $V_{GS(OFF)}$, έτσι ώστε η τιμή της R_{DS} να μην υπερβαίνει το διπλάσιο της τιμής της $R_{DS(ON)}$ όπως φαίνεται από το παρακάτω Σχήμα.

$$-V_{IN} = \frac{V_{GS(OFF)}}{2} = -2,5V$$



Επίσης και με την τιμή της θετικής ημιπεριόδου μπορεί να προκληθεί πρόβλημα όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός (OFF). Εάν η διαφορά της θετικής τιμής πύλης από την τιμή κορυφής της θετικής ημιπεριόδου πλησιάζει την τιμή της $V_{GS(OFF)}$, $V_{DC} - V_{IN} \leq V_{GS(OFF)}$ το FET αρχίζει να άγει, οπότε και εδώ πρέπει να κρατήσουμε μια απόσταση ασφαλείας.

Η μέγιστη τιμή κορυφής της θετικής ημιπεριόδου ισούται:

$$V_{DC} - V_{IN} \geq V_{GS(OFF)} \Rightarrow 10V - V_{IN} \geq 5V \Rightarrow V_{IN} \leq 10V - 5V \Rightarrow V_{IN} \leq 5V$$

Και για να αποφύγουμε την αγωγιμότητα του FET, η τιμή της θετικής ημιπεριόδου πρέπει να είναι:

$$V_{DC} - V_{IN} \geq V_{GS(OFF)} \left(1 + \frac{1}{2}\right) \Rightarrow 10V - V_{IN} \geq 7,5V \Rightarrow V_{IN} \leq 10V - 7,5V \Rightarrow$$

$$V_{IN} \leq 2,5V$$

Οπότε συμπεραίνουμε ότι για το παράδειγμα μας η μέγιστη τάση που μπορεί να εφαρμοστεί στην είσοδο για σχετικά αποδεκτή απαραμόρφωτη τάση εξόδου θα ισούται με $V_{IN(P-P)} = 5V$. Για την θετική ημιπερίοδο ισχύει:

$$V_{O(P)} = V_{IN} \frac{R_L}{R_L + R_{DS(ON)}} = 2,5V \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 125\Omega} = 2,22V$$

Για την αρνητική ημιπερίοδο η τιμή της R_{DS} ισούται:

$$R_{DS} = \frac{R_{DS(ON)}}{1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(OFF)}}} = \frac{125\Omega}{1 - \frac{2,5V}{5V}} = \frac{125\Omega}{0,5} = 250\Omega$$

$$-V_{O(P)} = -V_{IN} \frac{R_L}{R_L + R_{DS}} = 2,5V \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 250\Omega} = 2V$$

$$I_{L(P-P)} = \frac{V_{O(P-P)}}{R_L} = \frac{4,22V}{1k\Omega} = 4,22mA$$

Οι απώλειες πάνω στο FET ισούνται:

$$P_{D(P-P)} = I_{O(P-P)} (V_{IN(P-P)} - V_{L(P-P)}) = 4,22mA (5V - 4,22V) = 4,22mA \cdot 0,78V \Rightarrow$$

$$P_{D(P-P)} = 3,3mW$$

Και η συνολική ισχύς που καταναλώνεται πάνω στο φορτίο είναι:

$$P_{L(P-P)} = I_{O(P-P)} V_{L(P-P)} = 4,22mA \cdot 4,22V \Rightarrow P_{L(P-P)} = 17,8mW$$

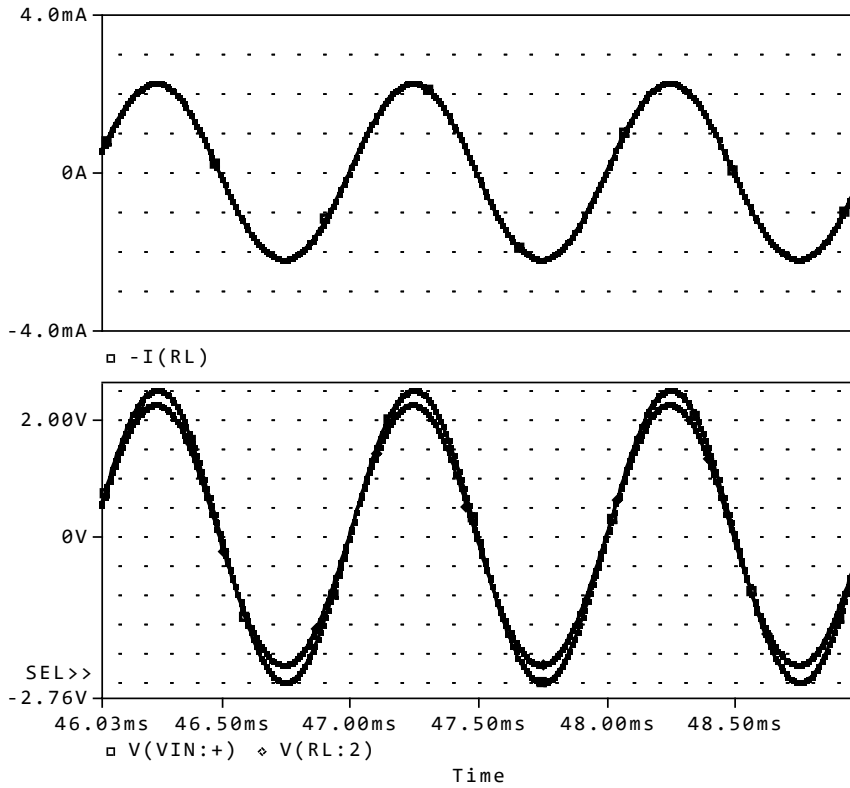
Η απόδοση του κυκλώματος ισούται

$$\eta\% = \frac{P_{L(P-P)}}{P_{L(P-P)} + P_{D(P-P)}} \cdot 100 = \frac{17,8mW}{17,8mW + 3,3mW} \cdot 100 \Rightarrow \eta = 84,36\%$$

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$+V_O = 2,22V_P$	$+V_O = 2,26V_P$
$-V_O = 2V_P$	$V_O = 2,2V_P$
$I_L = 4,22mA_{P-P}$	$I_L = 4,4mA_{P-P}$
$P_L = 17,8mW_{P-P}$	$P_L = 19,36mW_{P-P}$
$P_D = 3,3mW_{P-P}$	$P_D = 2,42mW_{P-P}$
$\eta = 84,36\%$	$\eta = 88,88\%$
$R_{DS(ON)} = 125\Omega$	$R_{DS(ON)} = 106\Omega$

Κυματομορφές PSpice



1.7.5 ΑΣΚΗΣΗ 5η

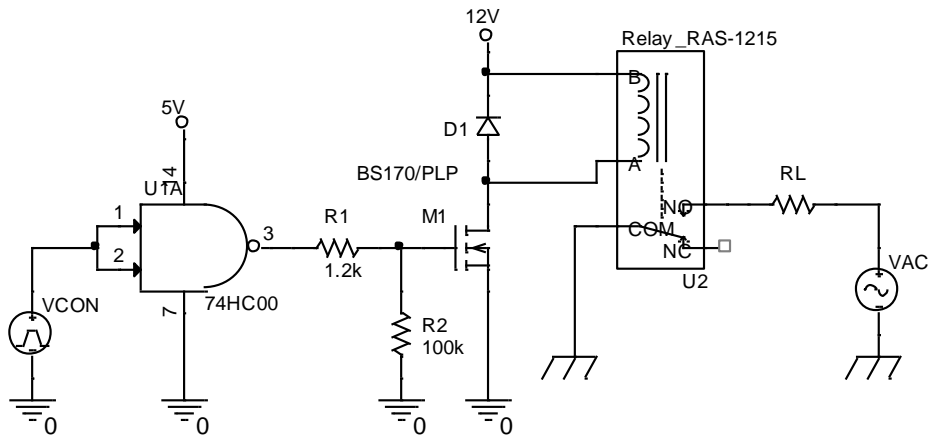
Να υπολογισθεί το κύκλωμα ελέγχου του RAS-1215 ρελέ, που χρησιμοποιεί σαν διακόπτη το MOSFET εμπλουτισμού N καναλιού που οδηγείται με τη σειρά του από μία πύλη NAND CMOS (74HC00), του Σχήματος 1.23.

Δίνονται: $V_{DD} = 12V$, Παλμός ελέγχου εισόδου, $V_{CON} = 0-5V$

74HC00: $V_{DD} = 5V$, $R_L = 1,2k$, $V_O = 5V$, $I_O = 4mA$

MOSFET: BS170: $V_{GS(th)} = 2,1V$, $R_{DS(on)} = 1,2\Omega$, $C_{IN} = 40pF$

Ρελέ RAS-1215: $V_{DC} = 12V$, αντίσταση πηνίου: 400Ω



Σχήμα 1.23

Λύση άσκησης

Από τα χαρακτηριστικά του ρελέ βλέπουμε ότι η κανονική τάση λειτουργίας του είναι 12V και η αντίσταση του πηνίου είναι 400Ω οπότε, όταν το MOSFET είναι στον κόρο υπολογίζουμε:

$$V_{OL} = V_{CC} \frac{R_{DS(on)}}{R_L + R_{DS(on)}} = 12V \frac{1,2\Omega}{400\Omega + 1,2\Omega} = 35,9mV$$

$$I_L = \frac{V_{CC}}{R_L + R_{DS(on)}} = \frac{12V}{400\Omega + 1,2\Omega} = 29,9mA$$

Όταν το MOSFET είναι στην αποκοπή έχουμε:

$$V_{OH} = V_{CC} = 12V$$

$$P_{DS} = R_{DS(ON)} (I_D)^2 = 1,2\Omega \cdot (29,9mA)^2 \Rightarrow P_D \approx 1mW$$

$$P_L = R_L (I_D)^2 = 400\Omega \cdot (29,9mA)^2 \Rightarrow P_L = 357,72mW$$

Ο χρόνος απόκρισης του MOSFET καθορίζεται από την χωρητικότητα εισόδου του και την αντίσταση περιορισμού ρεύματος που μπαίνει σε σειρά με την πύλη του. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα η $R_I = R_{L(74HC00)} = 1,2k\Omega$ περιορίζει το αρχικό ρεύμα φόρτισης του πυκνωτή περίπου στο μέγιστο ρεύμα εξόδου του 74HC00 = 4mA. Ο χρόνος απόκρισης του MOSFET υπολογίζεται σε 5RC άρα:

$$t_R = t_F = 5RC = 5 \cdot 1,2k\Omega \cdot 40pF = 0,24\mu s$$

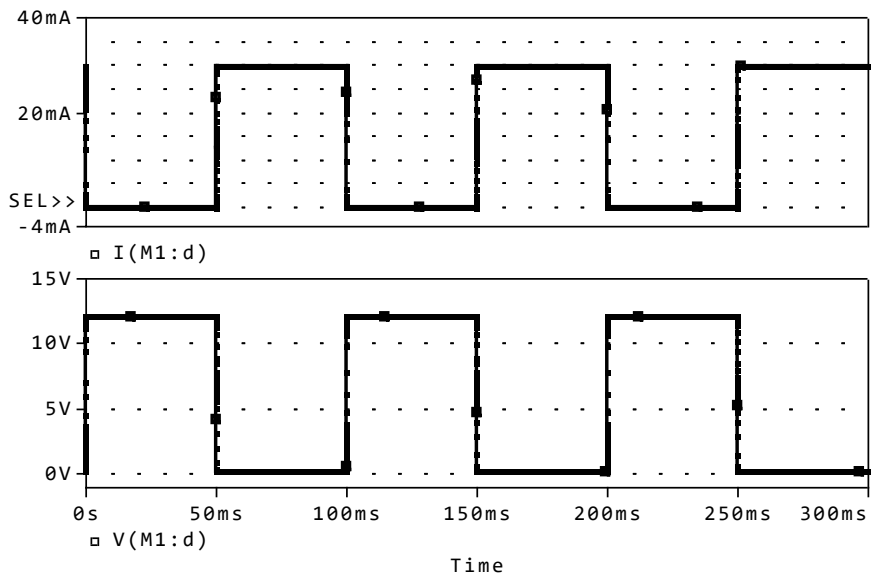
Η αντίσταση $R_2 = 100k\Omega$ χρησιμεύει για να εξασφαλίζει ότι η τάση πύλης – πηγής θα είναι 0 σε περίπτωση που αποσυνδεθεί ή καταστραφεί η 74HC00.

Η διάδος D_I (flywheel diode) προστατεύει το MOSFET από την αντίθετης πολικότητας τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου όταν το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή (OFF).

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$I_L = 29,9mA$	$I_L = 29,65mA$
$V_{OH} = 12V$	$V_{OH} = 12V$
$V_{OL} = 35,9mV$	$V_{OL} = 137,8mV$
$R_{DS(ON)} = 1,2\Omega$	$R_{DS(ON)} = 4,6\Omega$
$P_L = 357,72mW$	$P_L = 351,64mW$
$P_D = 1mW$	$P_D = 4mW$
$\eta = 99,9\%$	$\eta = 99\%$

Κυματομορφές PSpice



1.7.6 ΑΣΚΗΣΗ 6η

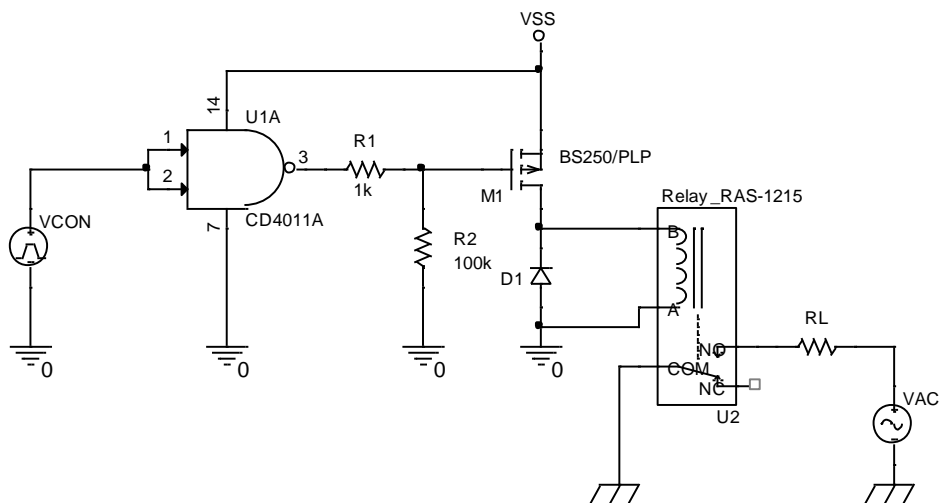
Να υπολογισθεί το κύκλωμα ελέγχου του RAS-1215 ρελέ, που χρησιμοποιεί σαν διακόπτη το MOSFET εμπλουτισμού P-καναλιού που οδηγείται με τη σειρά του από μία πύλη NAND CMOS (CD4011), του Σχήματος 1.24.

Δίνεται: $V_{SS} = 12V$, Παλμός ελέγχου εισόδου, $V_{CON} = 0-10V$

CD4011: $V_{DD} = 12V$, $R_L = 1k$, $V_O = 11,85V$, $I_O = 5mA$

MOSFET: BS250: $V_{GS(th)} = -2,5V$, $R_{DS(on)} = 14\Omega$, $C_{IN} = 60pF$

Ρελέ RAS-1215: $V_{DC} = 12V$, αντίσταση πηνίου: 400Ω



Σχήμα 1.24

Λύση άσκησης

Από τα χαρακτηριστικά του ρελέ βλέπουμε ότι η κανονική τάση λειτουργίας του είναι $12V$ και η αντίσταση του πηνίου είναι 400Ω οπότε, όταν το MOSFET είναι στον κόρο υπολογίζουμε:

$$V_{IN} \leq V_{SS} - V_{SG(th)} \leq 12V - 2,5V \Rightarrow V_{IN} \leq 9,5V$$

Η πύλη NAND (CD4011) όταν τροφοδοτείται με $V_{DD} = 12V$ και $V_{IN} = 0-10V$, η τάση εξόδου θα κυμαίνεται από $V_{OL}=0V$ έως $V_{OH}=11,85V$. Αυτό σημαίνει ότι ικανοποιείται η προηγούμενη απαίτηση για να έρθει το BS250 στον κόρο καθώς $V_{OL} \leq V_{IN}$.

$$I_L = \frac{V_{SS}}{R_L + R_{DS(ON)}} = \frac{12V}{400\Omega + 14\Omega} = 29mA$$

$$V_O = V_{CC} \frac{R_L}{R_L + R_{DS(ON)}} = 12V \frac{400\Omega}{400\Omega + 14\Omega} = 11,56V$$

$$P_{DS} = R_{DS(ON)}(I_D)^2 = 14\Omega \cdot (29mA)^2 \Rightarrow P_D = 11,7mW$$

$$P_L = R_L(I_D)^2 = 400\Omega \cdot (29mA)^2 \Rightarrow P_L = 346,23mW$$

Για να έρθει το BS250 στην αποκοπή θα πρέπει $V_{IN} > V_{CC} - V_{SG(TH)}$, δηλαδή θα πρέπει η τάση εισόδου να είναι μεγαλύτερη από 9,5V. Και αυτή η συνθήκη ικανοποιείται καθώς $V_{OH} \geq V_{IN}$.

Ο χρόνος απόκρισης του MOSFET καθορίζεται από την χωρητικότητα εισόδου του και την αντίσταση περιορισμού ρεύματος που μπαίνει σε σειρά με την πύλη του. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα η $R_I = R_{L(CD4011)} = 1k\Omega$ περιορίζει το αρχικό ρεύμα φόρτισης του πυκνωτή περίπου στο μέγιστο ρεύμα εξόδου του CD4011 = 5mA. Ο χρόνος απόκρισης του MOSFET υπολογίζεται σε 5RC άρα:

$$t_R = t_F = 5RC = 5 \cdot 1k\Omega \cdot 60pF = 0,3\mu s$$

Η αντίσταση $R_2 = 100k\Omega$ χρησιμεύει για να εξασφαλίζει ότι η τάση πηγής-πύλης θα είναι 0 σε περίπτωση που αποσυνδεθεί ή καταστραφεί η CD4011.

Η διόδος D_I (flywheel diode) προστατεύει το MOSFET από την αντίθετης πολικότητας τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του πηνίου όταν το τρανζίστορ έρχεται στην αποκοπή (OFF).

Πίνακας τιμών

Θεωρητικά αποτελέσματα	Αποτελέσματα PSpice
$V_{OL} = 0V$	$V_{OL} = 0V$
$V_{OH} = 11,85V$	$V_{OH} = 11,83V$
$I_L = 29mA$	$I_L = 29,27mA$
$V_O = 11,56V$	$V_O = 11,83V$
$P_L = 342,2mW$	$P_L = 346,23mW$
$P_D = 11,7mW$	$P_D = 8,52mW$
$\eta = 96,69\%$	$\eta = 97,59\%$