

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΔΥΤΙΚΗΣ ΕΛΛΑΔΟΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Τ.Ε.

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Σχεδιασμός και Κατασκευή Κυκλωμάτων
Παλμοδότησης με Μονοεπαφικό τρανζίστορ**

Αρ. Πτυχιακής __535__

Φοιτητής : Κώστωρης Ιωάννης
Εποπτεύων καθηγητής : Α. Δροσόπουλος

Μαιος 2014

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Για την πραγματοποίηση της παρούσας πτυχιακής αποκτήθηκε τεχνογνωσία και πραγματοποιήθηκαν οι παρακάτω εργασίες:

- 1) Συγκέντρωση υλικού (φωτογραφίες, βιβλία) σχετικά με την τεχνολογία των μονοεπαφιακών τρανζίστορ.
- 2) Τεχνικές σάρωσης (scanning) και επεξεργασίας εικόνων υψηλής ανάλυσης.
- 3) Σχεδιασμός σε πρόγραμμα σχεδίασης και εξομοίωσης κυκλωμάτων.
- 4) Απόκτηση γνώσεων στην πρακτική σχεδίαση και κατασκευή κυκλωμάτων.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Για την πραγματοποίηση της παρούσας πτυχιακής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω τους:

- Γονείς μου για την οικονομική και ηθική συμπαράστασή τους
- καθ. Α. Δροσόπουλο γιατί χωρίς την συμπαράστασή του, την καθοδήγησή του αλλά και την παροχή υλικής και τεχνικής βοήθειας δεν θα ήταν δυνατή η πραγματοποίηση της παρούσας πτυχιακής εργασίας.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρακάτω πτυχιακή ασχολείται με την μελέτη και την χρήση των μονοεπαφικών τρανζίστορ (unijunction transistor, UJT). Επίσης μελετάται και η αντίστοιχη χρήση των προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ (programmable unijunction transistor, PUT). Παραθέτονται θεωρητικά η δομή του μονοεπαφικού τρανζίστορ καθώς και οι χρήσεις αυτού. Ακόμη παραθέτονται και θεωρητικές ασκήσεις που σκοπό έχουν την εξοικείωση με τον σχεδιασμό και την χρήση τους σε κυκλώματα. Επίσης παρουσιάζονται μερικοί κοινοί τύποι διάθεσης των μονοεπαφικών και προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ. Σε τελικό στάδιο γίνεται η κατασκευή ενός κυκλώματος που ενσωματώνει την χρήση προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ, η σχεδίαση του με το πρόγραμμα ORCAD και η μεταφορά του για κατασκευή σε πλακέτα με προγράμματα LPKF (Circuit cam και Board master)

Α. Δροσόπουλος
Εργαστήριο Ηλεκτρονικών Ισχύος
Καθηγητής Α.Τ.Ε.Ι. Πάτρας

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

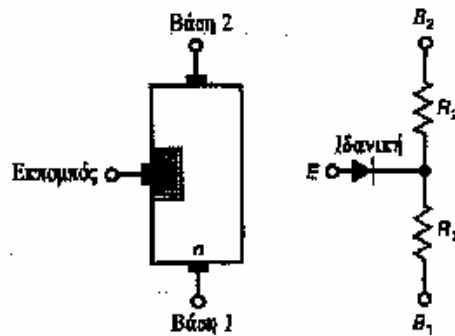
ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ.....	0
ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	1
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ.....	2
ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	3
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	4
Κεφάλαιο 1 Μονοεπαφικο τρανζίστορ (Unijunction transistor - UJT)	6
1.1 Κατασκευή	6
1.2 Πως λειτουργεί ένα μονοεπαφικο τρανζίστορ	8
1.3 Χρήσεις	12
1.3.1 Ταλαντωτής ηρεμίας.....	12
1.3.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ UJT ΚΑΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ.....	16
1.3.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ UJT ΚΑΙ TRIAC.....	19
1.3.4 Κύκλωμα πυροδότησης αντιστρόφου συνιμιτόνου με μονοεπαφικό τρανζίστορ ...	21
1.3.5 Μετασηματισμός παλμών πυροδότησης στα κυκλώματα πυροδότησης μονοεπαφικού τρανζίστορ.....	23
1.3.6 Απομόνωση του κυκλώματος πυροδότησης του μονοεπαφικου τρανζίστορ από το κύκλωμα ισχύος του Θυρίστορ.....	25
1.3.7 Σύστημα ανάφλεξης αυτοκινήτου.....	27
1.3.8 Μη συμμετρικός έλεγχος του θυρίστορ με μονοεπαφικου τρανζίστορ	28
1.3.9 Συγχρονίζοντας τους παλμούς του μονοεπαφικού τρανζίστορ με εναλλασσόμενη τροφοδοσία	29
1.3.10 Έλεγχος από ηλεκτρικό σήμα	31
1.4 Έλεγχος μονοεπαφικού τρανζίστορ.....	34
1.5 Μέτρηση χαρακτηριστικών των μονοεπαφιακών τρανζίστορ.....	35
1.5.1 Απαιτούμενα όργανα.....	35
1.5.2 Χαρακτηριστικά Μονοεπαφιακών transistors.....	35
1.5.3 Προσδιορισμός των χαρακτηριστικών	36
1.6 Θεωρητικές ασκήσεις στα μονοεπαφιακά transistors.....	38
1.6.1 Πρόβληματα.....	38
Κεφάλαιο 2 Προγραμματιζόμενα μονοεπαφικά τρανζίστορ (PUTs)	46
2.1 Λειτουργία του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικου τρανζίστορ	46
2.2 Χρήσεις.....	48
2.2.1 Ταλαντωτής ηρεμίας με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικο τρανζίστορ.....	48
2.2.2 PUT VOLTAGE LEVEL DETECTOR.....	51
2.3 Έλεγχος προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ	53
2.4 Χαρακτηριστικά των προγραμματιζόμενων μονοεπαφικων τρανζίστορ.....	54
2.5 Παράμετροι προγραμματιζόμενου μονοεπαφικου τρανζίστορ	56
2.6 Θεωρητικά ασκήσεις στα προγραμματιζόμενα μονοεπαφικα τρανζίστορ.....	56
2.1.5 Προβλήματα	56
2.2 Πλεονεκτήματα των προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ.....	63
Κεφάλαιο 3. Πακέτα Διάθεσης Μονοεπαφικών τρανζίστορ και προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ.....	65
3.1 2N6027, 2N6028.....	65
3.2 BRY39.....	67
3.3 BRY56.....	68
3.4 CA3097.....	69
3.5 MMBT6028	70
3.6 NTE6402	71

Κεφάλαιο 4. Σχεδίαση κυκλώματος παλμοδότησης σε Orcad και παραγωγή τυπωμένου κυκλώματος	72
4.1 Capture	72
4.2 Layout.....	77
4.3 CircuitCAM 32	86
4.4 BoardMaster	89
Παράρτημα I Βιβλιογραφία	91
Παράρτημα II Περιεχόμενα Εικόνων.....	93

Κεφάλαιο 1 Μονοεπαφικό τρανζίστορ (Unijunction transistor - UJT)

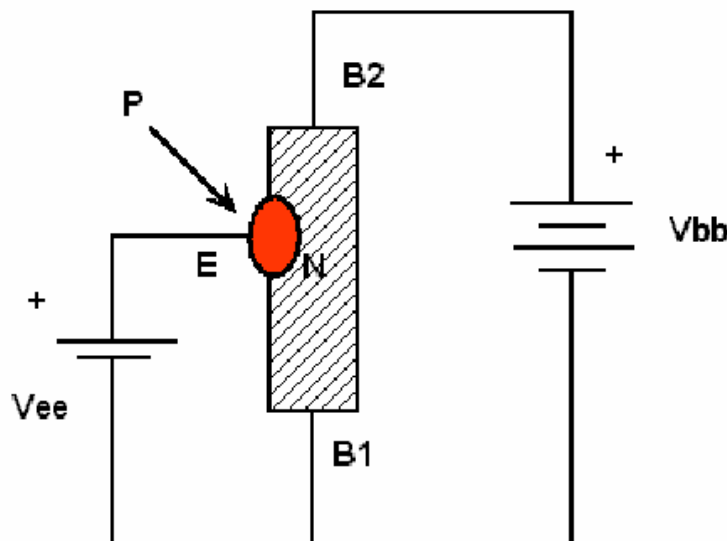
1.1 Κατασκευή

Το μονοεπαφικό Τρανζίστορ ή UJT είναι ένας ημιαγωγός τριών στρωμάτων ο οποίος παρουσιάζει σταθερή αρνητική αντίσταση μεταξύ του εκπομπού του και της βάσης 1 (B1), όταν εφαρμόζεται μία θετική τάση μεταξύ των βάσεων 1 και 2. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι κατασκευασμένο από μία κρυσταλλική ράβδο πυριτίου τύπου N, υψηλής σχετικά ωμικής αντίστασης, στα άκρα της οποίας συνδέονται δύο ακροδέκτες, η βάση B1 και η βάση B2 (Εικόνα 1).



Εικόνα 1 Αναπαράσταση μονοεπαφικού τρανζίστορ UJT και ισοδύναμο κύκλωμα

Μεταξύ των βάσεων αυτών, το παραπάνω υλικό εμφανίζει ωμική αντίσταση της τάξης των 5 K Ω έως 10 K Ω περίπου, στη θερμοκρασία των 25°C, που εξαρτάται από τη σύνθεση του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Πρέπει να σημειωθεί ότι η αντίσταση αυτή ακολουθεί γραμμικό νόμο σε συνάρτηση με την απόσταση από τη βάση B1 μέχρι τη βάση B2. Μέσα στον κρύσταλλο τύπου N - και σε απόσταση ίση περίπου με το 60% της απόστασης μεταξύ βάσης B1 και βάσης B2 - έχει γίνει διάχυση προσμίξεων τύπου P. Πάνω στον σχηματισθέντα κρύσταλλο τύπου P είναι συνδεδεμένος τρίτος ακροδέκτης, ο εκπομπός E. Μεταξύ εκπομπού E και βάσης B1 εμφανίζεται, επομένως, ωμική αντίσταση της τάξης των 3 K Ω έως 6 K Ω περίπου. Όταν το UJT τίθεται σε αγωγιμότητα, η αντίσταση αυτή υποβιβάζεται στην τιμή των 100 Ω περίπου. Οι ακροδέκτες B1, B2 και E παίζουν αντίστοιχα, το ρόλο: της Καθόδου K, της Ανόδου A και της Πύλης G των thyristors. Η πολικότητα ορθής φοράς του μονοεπαφικού τρανζίστορ είναι εκείνη, που φαίνεται στην Εικόνα 2.



Εικόνα 2 Πολικότητα ορθής φοράς του μονοεπαφικού τρανζίστορ

Όμως το μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν εκκινεί παρά μόνο, όταν η διαφορά δυναμικού VE μεταξύ καθόδου K και πύλης G, υπερβεί μία ορισμένη τάση κορυφής V_p (Peak Voltage), που ορίζεται από τη εξίσωση 1:

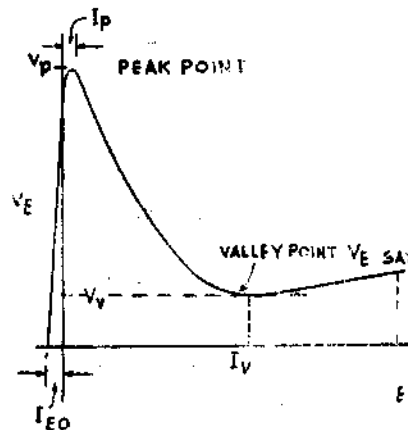
$$V_p = nV_{BB} + V_D \quad (\text{εξίσωση 1})$$

Στη σχέση αυτή, είναι:

V_{BB} η διαφορά δυναμικού μεταξύ των βάσεων B1 και B2 (κατά μέγιστο 30 V περίπου), V_D η τάση αγωγιμότητας (περίπου 0,5 V) της σχηματιζόμενης (ισοδύναμης) διόδου μεταξύ εκπομπού E και βάσης B1 και n ο ενδογενής λόγος φραγμού (Intrinsic Stand-off Ratio). Ο λόγος αυτός, που πρακτικά κυμαίνεται από 0,51 μέχρι 0,82 περίπου, ορίζεται από την εξίσωση 2:

$$n = RB_1 / (RB_1 + RB_2) \quad (\text{εξίσωση 2})$$

όπου RB_1 είναι η ωμική αντίσταση μεταξύ βάσης B1 και εκπομπού E (από την πλευρά του υλικού τύπου η) και RB_2 είναι η ωμική αντίσταση μεταξύ της βάσης B2 και του ίδιου εκπομπού. Στην Εικόνα 3 φαίνεται η στατική χαρακτηριστική εισόδου ενός UJT, δηλαδή η χαρακτηριστική τάσης V (εκπομπού)-ρεύματος I (εκπομπού) για ορισμένη τάση V_{BB} , μεταξύ των βάσεων B1 και B2.



Εικόνα 3 Στατική χαρακτηριστική εισόδου ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ

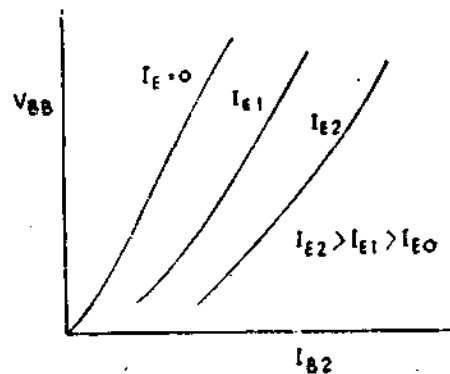
Παρατηρούμε ότι, προ της εκκίνησης, υπάρχει ένα χαμηλό αναστροφο ρεύμα εκπομπού-βάσης B1, I_{EO} της τάξης των 10 μA . Μετά την εκκίνηση, που συμβαίνει για τάση $V_E = V_P (+18V$ συνήθως κατά μέγιστο), το ρεύμα εκπομπού αυξάνει πολύ απότομα, πλησιάζοντας ευχερώς το ρεύμα κόρου (50 mA). Η ελάχιστη διαφορά δυναμικού, μεταξύ εκπομπού-βάσης B1, χαρακτηρίζεται ως Τάση Κοιλιάδας V_v (Valley Voltage) και είναι της τάξης του 1 V συνήθως. Το Ρεύμα Κοιλιάδας I_v είναι της τάξης του 1 mA.

1.2 Πως λειτουργεί ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ

Η λειτουργία του μονοεπαφικού τρανζίστορ εξαρτάται από τη αγωγιμότητα του κορμού σιλικόνης ανάμεσα στον εκπομπό και την επαφή της βάσης 1. Η αγωγιμότητα αυτής της περιοχής δίνεται από την εξίσωση 3:

$$\sigma = q(\mu_p p + \mu_n n) \quad (\text{εξίσωση 3})$$

όπου σ =αγωγιμότητα της σιλικόνης ($1/\Omega \text{ cm}$), q =φορτίο του ηλεκτρονίου ($1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$), μ_p =κινητικότητα των οπών στη σιλικόνη ($\approx 250 \text{ cm}^2/\text{Vs}$), μ_n =κινητικότητα των ηλεκτρονίων στη σιλικόνη ($1200 \text{ cm}^2/\text{Vs}$), p =συγκέντρωση οπών στη σιλικόνη (οπές ανά κυβικό εκατοστό), n = συγκέντρωση ηλεκτρονίων στη σιλικόνη (ηλεκτρονία ανά κυβικό εκατοστό). Στην κανονική λειτουργία, μία τάση εφαρμόζεται μεταξύ των βάσεων με θετική τη βάση B2. αυτή η τάση δημιουργεί ένα ρεύμα και ένα ηλεκτρικό πεδίο εντός της σιλικόνης και παράγει μία βαθμωτή μεταβολή της τάσης παράλληλα στον κορμό σιλικόνης. Αυτό παράγει μία τάση στην αρνητική πλευρά της επαφής του εκπομπού η οποία είναι γραμμική μεταβολή της εφαρμοζόμενης ενδοβασικής τάσης V_{BB} . Αυτό το ποσοστό αναφέρεται σαν ενδογενής λόγος φραγμού (intrinsic stand-off ratio) και εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ του εκπομπού και των επαφών των δύο βάσεων. Στην απουσία εγχυμένου φορέα από τον εκπομπό, το $\mu_p p$ στην εξίσωση 3 μπορεί να παραληφθεί. Αν, ωστόσο, οπές εγχυθούν εξαιτίας μίας τάσης ορθής φοράς στον εκπομπό, θα υπάρχει μία περιοχή της οποίας η αγωγιμότητα θα αυξηθεί σημαντικά εξαιτίας της αύξησης της συγκέντρωσης των οπών p . Επομένως, η συγκέντρωση των ηλεκτρονίων n θα αυξηθεί ταυτόχρονα ώστε να διατηρηθεί η ουδετερότητα στο υλικό. Αν η εφαρμοζόμενη τάση εκπομπού V_E είναι μικρότερη από nV_{BB} , η επαφή του εκπομπού είναι ανάστροφα πολωμένη και ένα μικρό ρεύμα διαρροής I_{EO} ρέει στο κύκλωμα του εκπομπού. Αν η εφαρμοζόμενη τάση εκπομπού V_E είναι μεγαλύτερη από nV_{BB} κατά ποσό ίσο με την εφαρμοζόμενη ορθή πτώση τάσης της διόδου του εκπομπού V_D , οπές χύνονται στον κορμό σιλικόνης. Εξαιτίας της παρουσίας ενός ηλεκτρικού πεδίου εντός του κορμού σιλικόνης, αυτές οι οπές κινούνται προς τη βάση B1 και αυξάνουν την αγωγιμότητα στην περιοχή μεταξύ εκπομπού και βάσης B1. Εφόσον η περιοχή p είναι βαρεία εμπλουτισμένη σε σύγκριση με τη περιοχή n , εκτοξεύονται οπές στο κάτω μισό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Λόγω της μικρής συγκέντρωσης προσμείξεων της n περιοχής οι οπές αυτές έχουν ένα μεγάλο χρόνο ζωής. Οι οπές αυτές δημιουργούν μια αγωγή διαδρομή μεταξύ του εκπομπού και της κάτω βάσης. Καθώς το ρεύμα εκπομπού I_E αυξάνει, η τάση εκπομπού V_E μειώνεται εξαιτίας της αύξησης της αγωγιμότητας, και παρατηρείται το χαρακτηριστικό της αρνητικής αντίστασης μεταξύ του εκπομπού και της βάσης B1. Το στατικό εδοβασικό φαίνεται στην Εικόνα 4 αποτελείται από ένα γράφημα της ενδοβασικής τάσης V_{BB} και του ρεύματος της βάσης B2, I_{B2} για διάφορες τιμές του ρεύματος του εκπομπού I_E .

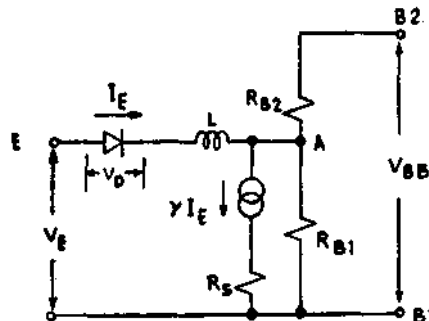


Εικόνα 4 Στατική ενδοβασική χαρακτηριστική ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ

Η ροή ρεύματος μεταξύ των βάσεων εν τη απουσία ρεύματος εκπομπού I_E δείχνει την ενδοβασική αντίσταση R_{BB} . Το ισοδύναμο κύκλωμα του μονοεπαφικού τρανζίστορ δίνεται στην Εικόνα 5. Η διόδος αναπαριστά τον εκπομπό του στοιχείου. Οι δύο αντιστάσεις R_{B1}

και R_{B2} αναπαριστούν την ενδοβασική αντίσταση R_{BB} έτσι ώστε $R_{BB}=R_{B1}+R_{B2}$. στην απουσία ρεύματος εκπομπού, η τάση στο σημείο A είναι ποσοστό της ενδοβασικής τάσης V_{BB} , αυτό το ποσοστό είναι αντίστοιχο με τον ενδογενή λόγο φραγμού. Οπότε,

$$n = R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2})=R_{B1}/R_{bb} \quad (\text{εξίσωση 4})$$



Εικόνα 5 Ισοδύναμο κύκλωμα του μονοεπαφικού τρανζίστορ

Η γεννήτρια ρεύματος y αναπαριστά το ωφέλιμο κέρδος ρεύματος από τον εκπομπού και την βάση $B1$ και προέρχεται από την μεταβολή της αγωγιμότητας. Η γεννήτρια ρεύματος y αναπαριστά το ωφέλιμο κέρδος ρεύματος από τον εκπομπού στη βάση $B1$ το οποίο προέρχεται από την μεταβολή της αγωγιμότητας. Αν υποθέσουμε ότι η διάοδος του εκπομπού έχει ένα σταθερό συντελεστή ενότητας και ο χρόνος ζωής των φορέων είναι πολύ μεγαλύτερος του χρόνου που χρειάζεται να διασχίσουν την απόσταση εκπομπού και βάση $B1$, το y μειώνεται σε

$$y = (\mu_n/\mu_p) + 1 = 4 \quad (\text{εξίσωση 5})$$

αν υποθέσουμε ότι το y είναι σταθερά, η στατική χαρακτηριστική του εκπομπού είναι

$$V_E = V_D + nV_{BB} - (y-1)n(1-n)R_{BB}I_E \quad (\text{εξίσωση 6})$$

Αλλά το y δεν είναι σταθερά και μεταβάλλεται μαζί με το χρόνο ζωής των φορέων και του χρόνου που χρειάζονται να διασχίσουν την απόσταση εκπομπού και βάση $B1$. Ο χρόνος διέλευσης εκπομπού και βάση $B1$ είναι ανάλογος της τάσης του εκπομπού, και αν ο χρόνος ζωής του φορέα υποθεθεί ότι είναι ανεξάρτητος του ρεύματος, τότε το y μειώνεται σε

$$y = K_0(V_E - V_D) \quad (\text{εξίσωση 7})$$

όπου K_0 είναι μία σταθερά. Το y κυμαίνεται μεταξύ 1 και $[(\mu_n/\mu_p) - 1]$. Από το ισοδύναμο κύκλωμα και την τιμή του y προκύπτει,

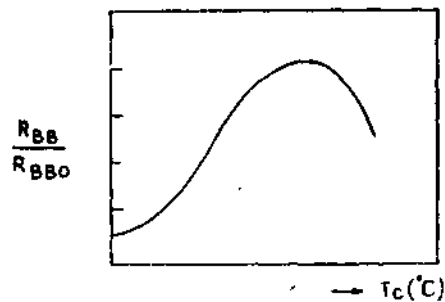
$$V_S = V_D + [(I_E R_{eq} + nV_{BB})I_1 + K_0 R_{eq} I_E] + I_E R_S \quad (\text{εξίσωση 8})$$

όπου

$$R_{eq} = R_{B1}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2}) = n(1-n)R_{BB} \quad (\text{εξίσωση 9})$$

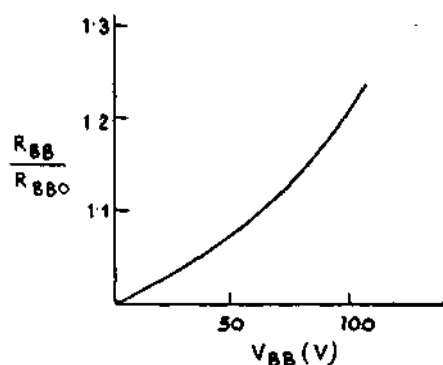
Η εξίσωση 9 δείχνει ότι η τάση εκπομπού V_E είναι μη γραμμική συνάρτηση του ρεύματος εκπομπού I_E , και το χαρακτηριστικό αυτό αναπαριστά την καμπύλη της Εικόνα 3. Η αντίσταση R_S στο ισοδύναμο κύκλωμα της Εικόνα 6 αναπαριστά την ωμική αντίσταση ανάμεσα στον εκπομπού και τη βάση $B1$, και δεν επηρεάζεται από την μεταβολή της αγωγιμότητας. Η R_S καθορίζει την κλίση της χαρακτηριστικής στην περιοχή κορεσμού και κυμαίνεται μεταξύ 5 και 15 Ω . Η επαγωγή L σε σειρά με τον εκπομπού στο ισοδύναμο κύκλωμα της Εικόνα 5 αναπαριστά την απόκριση συχνότητας και τα διακοπτικά χαρακτηριστικά σαν πρώτη προσέγγιση. Ο πρωταρχικός περιορισμός στην διακοπτική ταχύτητα του μονοεπαφικού τρανζίστορ προκύπτει από τον μηχανισμό μέσω του οποίου γίνεται η αγωγιμότητα μεταξύ το εκπομπού και της βάση $B1$. Οι οπές και τα ηλεκτρόνια του κορμού σιλικόνης κινούνται σε ένα ισχυρό ηλεκτρικό πεδίο και ο χρόνος ζωής κάθε φορέα είναι αρκετά μικρός. Ωστόσο, κατά την μετάβαση από την περιοχή αποκοπής στην περιοχή αγωγιμότητας, οπές εγχύονται στον εκπομπού και ηλεκτρόνια δημιουργούνται στην βάση $B1$. Η συγκέντρωση φορτίου αναπτύσσεται σταδιακά καθώς η ουδετερότητα του ολικού φορτίου πρέπει να διατηρηθεί, και επομένως ένας μεγάλος μεταβατικός χρόνος απαιτείται ώστε να

γίνει η μετάβαση στη περιοχή αγωγιμότητας. Η επαγωγή στο ισοδύναμο αναπαριστά αυτό το διακοπτικό περιορισμό. Η ενεργή τιμή του L μειώνεται με την αύξηση του ρεύματος του εκπομπού και η τυπική του τιμή κυμαίνεται ανάμεσα σε 1 ως 10 mH. Η ενδοβασική αντίσταση RBB είναι μία συνάρτηση της εσωτερικής θερμοκρασίας του κορμού σιλικόνης, και σε ένα μικρότερο ποσοστό της εφαρμοζόμενης τάσης. Εξαιτίας αυτού, η ενδοβασική αντίσταση RBB γενικά ορίζεται σε ορισμένη θερμοκρασία 25 °C και σε εφαρμοζόμενη τάση 5V η και λιγότερο, και αναφέρεται σαν RBBO. Η μεταβολή της ενδοβασικής αντίστασης RBB με την θερμοκρασία φαίνεται στην Εικόνα 6 Κανονικοποιημένη ενδοβασική αντίσταση RBB ως προς θερμοκρασία και την Εικόνα 7.



Εικόνα 6 Κανονικοποιημένη ενδοβασική αντίσταση RBB ως προς θερμοκρασία

Η χαρακτηριστική της Εικόνα 7 δείχνει ότι η ενδοβασική αντίσταση RBB αυξάνει με την θερμοκρασία γραμμικά μέχρι τους 150 °C, ενώ μετά ο θερμοκρασιακός συντελεστής γίνεται αρνητικός. Ο θερμοκρασιακός συντελεστής στους 25 °C είναι περίπου 0.008 °C. ο θετικός συντελεστής θερμοκρασίας οφείλεται στην μείωση των ηλεκτρονίων και την κινητικότητα των οπών με την θερμοκρασία, και ο αρνητικός συντελεστής θερμοκρασίας στις υψηλές θερμοκρασίες οφείλεται κυρίως στην αύξηση της ισοροπίας των ηλεκτρονίων και οπών με τη θερμοκρασία. Η μεταβολή της ενδοβασικής αντίστασης RBB με τη θερμοκρασία έχει αρκετές σημαντικές επιπτώσεις στις εφαρμογές των μονοεπαφικών τρανζίστορ. Ο θετικός συντελεστής θερμοκρασίας της ενδοβασικής αντίστασης RBB βελτιώνει την θερμική σταθερότητα του μονοεπαφικού τρανζίστορ και μειώνει την πιθανότητα περιπτώσεων θερμικών αποκλίσεων σε θερμοκρασίες μικρότερες των 150 °C. Η μεταβολή της ενδοβασικής αντίστασης RBB με την επιβαλλόμενη τάση (Εικόνα 7) δεν είναι αποφασιστική μέχρι τα 30 V και όχι μεγαλύτερη από 5% της τάσης εργασίας στις περισσότερες εφαρμογές.



Εικόνα 7 Κανονικοποιημένη ενδοβασική αντίσταση RBB ως προς ενδοβασική τάση VBB

Το κορυφαίο σημείο στην χαρακτηριστική του μονοεπαφικού τρανζίστορ είναι η πιο σημαντική παράμετρος καθώς καθορίζει την τάση σκανδαλισμού σε κυκλώματα διπλής ισοροπίας και τη συχνότητα σε ταλαντωτές ηρεμίας. Η τάση κορυφής V_p είναι ανάλογη της εσωτερικής τάσης πόλωσης, και υπολογίζεται από την εξίσωση 8.

$$v_P = v_d + V_{bb} \quad (\text{εξίσωση 10})$$

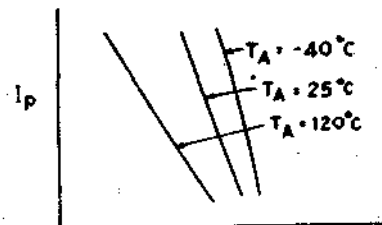
Η τιμή του η δεν μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία αν και οι R_{B1} και R_{B2} ίσως μεταβληθούν. Η τιμή του ρεύματος εκπομπού όπου το κορυφαίο σημείο της χαρακτηριστικής έχει μηδενική κλίση χαρακτηρίζεται σαν κορυφή του ρεύματος I_P και εκφράζεται σαν

$$I_P = kT / [q(nK_0 V_{BB} - I) R_{eq}] \quad (\text{εξίσωση 11})$$

Όπου k = Boltzman's constant

T = absolute temperature

Η εξίσωση 11 δείχνει ότι το ρεύμα I_P μεταβάλλεται εκτεταμένα με την τάση V_{BB} και η R_{BB} θα έπρεπε να έχει αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας εξαιτίας της εξάρτησής της από την R_{BB}



Εικόνα 8 Μέγιστο ρεύμα σε διάφορες περιβαλλοντικές θερμοκρασίες

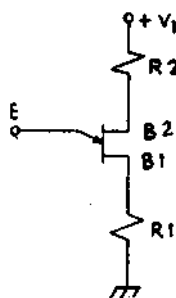
έχει ήδη αναφερθεί ότι η μέγιστη τιμή της τάσης κορυφής V_P μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία εξαιτίας της μεταβολής της τάσης της διόδου στο ισοδύναμο κύκλωμα με τη θερμοκρασία. αυτό το φαινόμενο μπορεί να περιοριστεί με μικρή αντίσταση σε σειρά με την βάση B_2 , όπως φαίνεται στην Εικόνα 9 καθώς η περιβάλλουσα θερμοκρασία αυξάνει, η ενδοβασική αντίσταση R_{BB} αυξάνει, και η ενδοβασική τάση V_{BB} επίσης αυξάνει εξαιτίας της επιροής του διαιρέτη τάσης των R_2 , R_{BB} και R_1 . Αν η R_2 επιλεγεί σωστά, η αύξηση της εδοβασικής τάσης αντισταθμίζει την μείωση της V_D . Η προσεγγιστική τιμή της R_2 είναι

$$R_2 = ((0.7R_{BB}/nV_1) + (1-n)R_1) / n \quad (\text{εξίσωση 12})$$

με την τιμή της R_2 να δίνεται από την εξίσωση 12, η τάση κορυφής V_P γίνεται

$$V_P = -nV_1 \quad (\text{εξίσωση 13})$$

Με σωστή επιλογή της R_2 είναι δυνατό να επιτύχουμε θερμοκρασιακή σταθερότητα στην τάση κορυφής V_P που πλησιάζει το 0.001% ανά °C. Το ρεύμα κοιλιάδας I_V και η τάση κοιλιάδας V_V , είναι εξαρτημένα από τις παραμέτρους του κυκλώματος. Η τάση κοιλιάδας V_V αυξάνει με την αύξηση της ενδοβασικής τάσης V_{BB} , αυξάνοντας την αντίσταση σε σειρά με την βάση B_1 , ή μειώνοντας την αντίσταση της βάσης B_2 . Αντίστοιχα, το ρεύμα κοιλιάδας I_V αυξάνει με αύξηση της ενδοβασικής τάσης V_{BB} , και μειώνοντας την αντίσταση σε σειρά με της βάσεις B_1 και B_2 . Αν απαιτείται σημείο σταθεροποίησης στην κοιλιάδα, στη βάση B_1 επιβάλλεται μικρή αρνητική τάση.



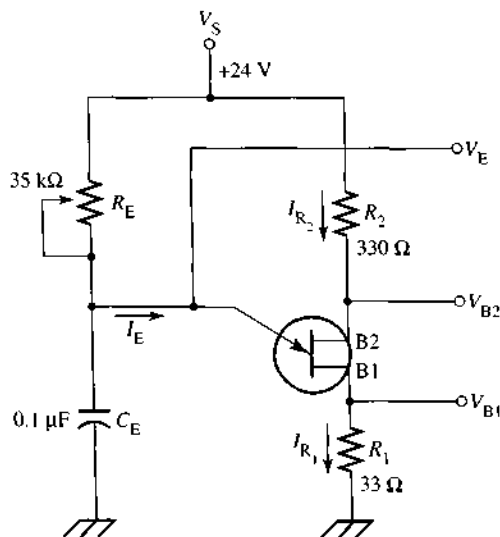
Εικόνα 9 Διάταξη ορθής τάσης πόλωσης του μονοεπαφικού τρανζίστορ

1.3 Χρήσεις

1.3.1 Ταλαντωτής ηρεμίας

Ο ταλαντωτής ηρεμίας είναι το βασικό κύκλωμα χρονισμού για ένα μεγάλο αριθμό συσκευών σκανδαλισμού συμπεριλαμβανομένου και του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Τα κύρια στοιχεία του ταλαντωτή είναι η αντίσταση και ο πυκνωτής που δημιουργούν ένα κύκλωμα σταθερού χρόνου RC. Στους περισσότερους ταλαντωτές, ο πυκνωτής είναι σταθερής τιμής και η αντίσταση είναι ένα ποτενσιόμετρο. Αυτό σημαίνει ότι όσο μεγαλύτερη η αντίσταση τόσο πιο αργός ο ταλαντωτής. Στην Εικόνα 10 φαίνεται μία μεταβλητή αντίσταση (50KΩ ποτενσιόμετρο) ρυθμισμένο στα 35KΩ και ένας πυκνωτής 0.1μF συνδεδεμένος στη βάση του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει μία εξωτερική αντίσταση R2 στα 330Ω συνδεδεμένη σε σειρά με τη βάση 2 και μία δεύτερη εξωτερική αντίσταση στα 33Ω συνδεδεμένη στην βάση B1. είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι οι αντιστάσεις R1 και R2 είναι πραγματικές αντιστάσεις σταθερής τιμής εξωτερικά του μονοεπαφικού τρανζίστορ, και δεν θα έπρεπε να συγχέονται με την εσωτερική αντίσταση (RB1 και RB2) του μονοεπαφικού τρανζίστορ.

1.3.1.1. Τάση και ρεύμα στον ταλαντωτή ηρεμίας



Εικόνα 10 Διάγραμμα του ταλαντωτή ηρεμίας συνδεδεμένου σε μονοεπαφικό τρανζίστορ.

Όταν εφαρμόζεται συνεχής τάση στο κύκλωμα της Εικόνα 10. Ο 0.1μF πυκνωτής αρχίζει να φορτίζεται με ταχύτητα που καθορίζεται από το ποτενσιόμετρο που είναι ρυθμισμένο στα 33 KΩ. Όλες οι μετρήσεις των τάσεων εκπομπού VE, VB2, και VB1 γίνονται με σημείο αναφοράς τη γη. Τα βέλη δείχνουν τη φορά των ρευμάτων. Ο χρονισμός του κυκλώματος RC κανονίζει την συχνότητα του ταλαντωτή. Η ακόλουθη εξίσωση χρησιμοποιείται για να υπολογίσει προσεγγιστικά την συχνότητα του ταλαντωτή:

$$F=1/T=1/RECE \quad (\text{εξίσωση 14})$$

Καθώς ο πυκνωτής θα είναι περίπου 63% φορτισμένος στο τέλος της πρώτης περιόδου, μπορείτε να χρησιμοποιήσετε ένα εμπειρικό κανόνα για να υπολογίσετε το χρόνο που χρειάζεται ο πυκνωτής για να φορτιστεί στο επίπεδο πυροδότησης με την εξίσωση 15:

$$t = RECE \quad (\text{εξίσωση 15A}) \quad \text{ή}$$

$$T=RCE \ln(1/1-n) \quad (\text{εξίσωση 15B})$$

όταν ο πυκνωτής φορτιστεί στο 63% της πλήρους φόρτισής του κατά τη διάρκεια της πρώτης περιόδου, η τάση γενικά θα είναι ικανή για να ξεπεράσει το όριο της VP του μονοεπαφικού τρανζίστορ, η οποία θα προκαλέσει την έναυση του και την παραγωγή του παλμού του. Όταν η τάση τροφοδοσίας VS φορτίσει τον πυκνωτή στο επίπεδο που θα ξεπερνάει την τάση κορυφής VP του μονοεπαφικού τρανζίστορ, η εσωτερική αντίσταση RB2 του μονοεπαφικού

τρανζίστορ θα μηδενιστεί, το οποίο επιτρέπει το ρεύμα εκπομπού I_E να διαρρέει την συσκευή από τον εκπομπό στην βάση $B1$ και διαμέσου της αντίστασης $R1$, σαν ρεύμα I_{R1} .



Εικόνα 11 Κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή στην κορυφή και η κυματομορφή των παλμών ρεύματος που προκύπτουν από τη ροή ρεύματος διαμέσου της $R1$

Όταν το ρεύμα I_{R1} ρέει διαμέσου της αντίστασης $R1$, μία τάση αναπτύσσεται στην αντίσταση. Αυτή η τάση ονομάζεται V_{B1} και μετράται από την βάση 1 στη γη. Η Εικόνα 11 δείχνει την κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή στην κορυφή, και την κυματομορφή των παλμών ρεύματος που προκύπτουν από τη ροή ρεύματος διαμέσου της $R1$, φαίνονται στο κάτω μέρος του διαγράμματος. Με μία καλύτερη επισκόπηση της Εικόνα 11 παρατηρούμε αρκετά σημαντικά σημεία. Καταρχάς, η κυματομορφή στο άνω μέρος του διαγράμματος αναπαριστά την τάση V_E , η οποία είναι η τάση που στέλνεται από τον πυκνωτή στον εκπομπό, ποτέ δεν μηδενίζεται. Αυτή η μικρή τάση προσδιορίστηκε στην Εικόνα 4 και είναι η τάση κοιλάδας V_v . Το δεύτερο σημείο προσοχής είναι όταν βλέπουμε το διάγραμμα από πλευράς χρόνου, η αρχή του παλμού από το μονοεπαφικό τρανζίστορ φαίνεται να αρχίζει στο σημείο που η τάση του πυκνωτή V_E ξεπερνάει την τάση κορυφής V_P του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η κυματομορφή αυξάνει γρήγορα έτσι ώστε να μοιάζει κατακόρυφη, το οποίο δείχνει ότι ελάχιστος χρόνος έχει περάσει. Η κυματομορφή φαίνεται να πέφτει στο σημείο που ο πυκνωτής αποφορτίζεται. Ο χρόνος αποφορτισμού του πυκνωτή θα είναι συνάρτηση της εσωτερικής αντίστασης R_{B1} του μονοεπαφικού τρανζίστορ και της εξωτερικής $R1$. Αυτές οι δύο αντιστάσεις είναι η διαδρομή του ρεύματος καθώς ο πυκνωτής αποφορτίζεται διαμέσου του κυκλώματος βάσης 1 – εκπομπού του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Ένα πρόβλημα μπορεί να προκύψει με το κύκλωμα του ταλαντωτή εάν δεν ληφθεί μέριμνα για το μέγεθος της αντίστασης R_E . Καθώς η αντίσταση R_E είναι μεταβλητή, μπορεί να ρυθμιστεί από το μέγιστο μέχρι την μηδενική της τιμή. Αν η R_E γίνει πολύ μεγάλη, θα μειώσει το ρεύμα που θα ρέει στον εκπομπό όταν ο πυκνωτής φτάσει το μέγιστο της φόρτισής του. Όταν ο πυκνωτής φτάσει την τάση V_P του μονοεπαφικού τρανζίστορ, το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα πυροδοτηθεί. Όταν το μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται, ένα ελάχιστο ρεύμα πρέπει να συνεχίσει να ρέει μέσω της R_E για να διατηρηθεί το μονοεπαφικό τρανζίστορ σε αγωγιμότητα αρκετά ώστε να παράγει τον παλμό εξόδου αν η αντίσταση R_E είναι πολύ μεγάλη, το ρεύμα θα είναι περιορισμένο και το μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν θα παράγει ικανό παλμό. Η R_E μπορεί να υπολογιστεί εφαρμόζοντας τον νόμο του Ohm, ο οποίος έχει ενσωματωθεί στην εξίσωση (η τάση κοιλάδας V_v και το ρεύμα κοιλάδας I_v βρίσκονται από φυλλάδια προδιαγραφών).

$$R_{E\max} = (V_s - V_v) / I_v \quad (\text{εξίσωση 16})$$

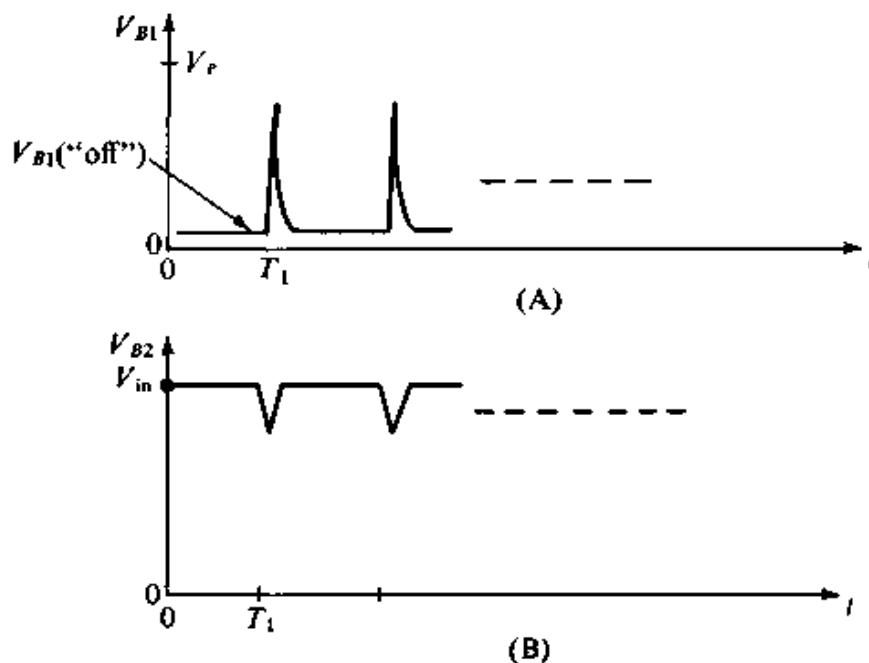
Είναι επίσης σημαντικό η τιμή της R_E να μην είναι πολύ μικρή. Καθώς η R_E είναι μεταβλητή, το ελάχιστο της αντίστασης (μία σταθερή αντίσταση) τοποθετείται σε σειρά προς το ποτενσιόμετρο έτσι ώστε αν ρυθμιστεί στο μηδέν, μία ελάχιστη αντίσταση θα παραμείνει στο κύκλωμα. Αν η R_E είναι πολύ μικρή, θα επιτρέψει να περάσει ένα αρκετά μεγάλο ρεύμα μετά την αποφόρτιση του πυκνωτή. Αν συμβεί αυτό, το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα

παραμένει σε αγωγιμότητα και δεν θα επιτρέψει την παραγωγή άλλου παλμού. Η ελάχιστη τιμή της R_E μπορεί επίσης να υπολογιστεί με τον νόμο του Ohm, ο οποίος έχει ενσωματωθεί στην παρακάτω εξίσωση. (η τάση κορυφής V_p και η κορυφή ρεύματος I_p βρίσκονται από φυλλάδια προδιαγραφών).

$$R_{Emin}=(V_s-V_p)/I_p \quad (\text{εξίσωση 17})$$

1.3.1.2. Έξοδοι παλμών

Ο ταλαντωτής ηρεμίας του μονοεπαφικού τρανζίστορ μπορεί επίσης να παράγει παλμικές κυματομορφές. Αν η έξοδος παίρνεται από τη βάση B1, το αποτέλεσμα είναι μία σειρά παλμών που συμβαίνουν κατά τη διάρκεια της αποφόρτισης του πυκνωτή μέσω του εκπομπού του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η κυματομορφή V_{B1} φαίνεται στην Εικόνα 12A. το ύψος των παλμών από την βάση B1 είναι πάντα μικρότεροι από την τάση κορυφής V_P αλλά μεγαλώνουν για μεγαλύτερες τιμές του πυκνωτή. Η τάση V_{B1} κατά τη διάρκεια που το μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι σβηστό είναι πολύ μικρή και κανονίζεται από τον διαιρέτη τάσης R_1 , R_{BB} και R_2 (Εικόνα 10).



Εικόνα 12 Κυματομορφές στη βάση B1 (A) και βάση B2 (B)

$$V_{B1(off)}=R_1 V_{in}/(R_1+R_{BB}+R_2) \quad (\text{εξίσωση 18})$$

Η τάση V_{B1} είναι σημαντική σε ορισμένες εφαρμογές καθώς θα δούμε. Ο χρόνος ανόδου των παλμών στο B1 είναι πολύ μικρός (μικρότερος από $1\mu s$), αλλά ο χρόνος καθόδου εξαρτάται από τις τιμές των C και R_1 . Μία μεγαλύτερη τιμή C ή R_1 θα προκαλέσει πιο αργή αποφόρτιση του πυκνωτή και έναν μεγαλύτερο χρόνο πτώσης. Αν η έξοδος ληφθεί από το B2 λαμβάνεται μία κυματομορφή αρνητικών παλμών όπως φαίνεται στην Εικόνα 12B. Αυτό προέρχεται από την μείωση της R_{B1} όταν το μονοεπαφικό τρανζίστορ εκκινεί. Αυτή η αύξηση του I_{B2} η οποία αυξάνει την πτώση τάσης στην R_2 και επομένως μειώνει την V_{B2} . Το πλάτος αυτών των παλμών είναι μερικά volt, αλλά μπορεί να αυξηθεί αυξάνοντας την R_2 . Οι παλμοί στο B1 είναι συνήθως αυτοί που μας ενδιαφέρουν. Έχουν σχετικά μεγάλο πλάτος και δεν επηρεάζονται από το φορτίο καθώς εμφανίζονται σε μία αντίσταση μικρής τιμής R_1 . αυτοί οι θετικοί παλμοί χρησιμοποιούνται συχνά για την παλμοδότηση SCRs ή άλλων PNPN συσκευών με πύλη. Το πλάτος αυτών των παλμών εξαρτάται κατά ένα μέρος από την τιμή του C . Για τιμές του C $1\mu F$ ή μεγαλύτερες, το ύψος αυτών των παλμών είναι κατά προσέγγιση ίσο με την V_P (μειωμένο κατά 2-3V της πτώσης τάσης του μονοεπαφικού

τρανζίστορ. Καθώς το C μικραίνει, οι παλμοί B1 μικραίνουν σε πλάτος. Ο λόγος για αυτή τη μείωση βρίσκεται στο ότι ο πυκνωτής C αποφορτίζεται κατά τη διάρκεια που το μονοεπαφικό τρανζίστορ μεταβαίνει από ‘ανεργή’ κατάσταση σε ‘ενεργή’. Επομένως, όταν το μονοεπαφικό τρανζίστορ τελικά φτάσει την ‘ενεργή’ κατάσταση, ο πυκνωτής C έχει χάσει κάποια από την τάση κορυφής V_p , και λιγότερη τάση εμφανίζεται στην R1 καθώς ο πυκνωτής συνεχίζει να αποφορτίζεται.

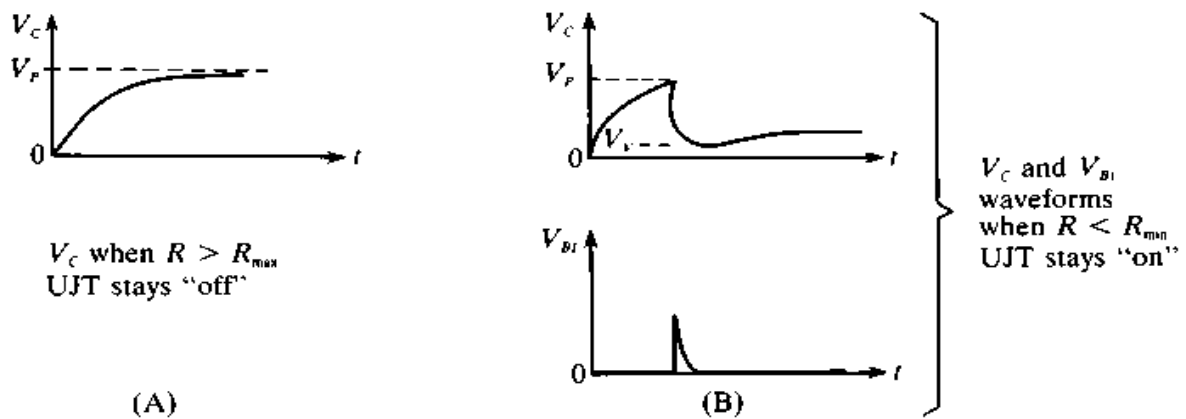
1.3.1.3. Μεταβάλλοντας την συχνότητα

Η συχνότητα στους ταλαντωτές συνήθως ελέγχεται μεταβάλλοντας τη σταθερά χρόνου RC. Υπάρχουν, ωστόσο, όρια της αντίστασης όπως υπήρχαν στο κύκλωμα της διόδου τεσσάρων στρωμάτων. Αυτά τα όρια υπαγορεύονται από τις ίδιες αιτίες και είναι:

$$R_{min} = (V_{in} - V_v) / I_v \quad (\text{εξίσωση 19A})$$

$$R_{max} = (V_{in} - V_p) / I_p \quad (\text{εξίσωση 19B})$$

Ρυθμίζοντας την R μεταξύ αυτών των ορίων θα εξασφαλιστεί ταλάντωση. Αν η R είναι μεγαλύτερη από R_{max} ο πυκνωτής ποτέ δεν φτάνει την V_p καθώς το ρεύμα διαμέσου της R δεν είναι αρκετά μεγάλο για να φορτίσει ταυτόχρονα τον πυκνωτή και να τροφοδοτήσει με ρεύμα κορυφής I_p το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα παραμείνει σβηστό, και η τάση V_c θα φτάσει μία τιμή μικρότερη της τάσης κορυφής V_p (Εικόνα 13A).



Εικόνα 13 (A) V_C κυματομορφή όταν $R > R_{max}$; (B) V_c και V_{B1} , όταν $R < R_{min}$

Αν η R είναι μικρότερη από R_{min} , ο πυκνωτής θα φτάσει την τάση κορυφής V_p και θα αποφορτιστεί μέσω του μονοεπαφικού τρανζίστορ, αλλά το μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν θα σβήσει καθώς το ρεύμα μέσω της R είναι μεγαλύτερο από το αναγκαίο ρεύμα κοιλιάδας I_v για να διατηρήσει το μονοεπαφικό τρανζίστορ σε λειτουργία. Οι κυματομορφές του πυκνωτή και V_{B1} θα αποτελούνται από ένα παλμό (Εικόνα 13B) που αναπαριστά ένα διάστημα φόρτισης και ένα αποφόρτισης. Αυτή η λειτουργία ενός παλμού μερικές φορές χρησιμοποιείται σε εφαρμογές καθυστέρησης. Η χρονική καθυστέρηση δίνεται από την εξίσωση 15A

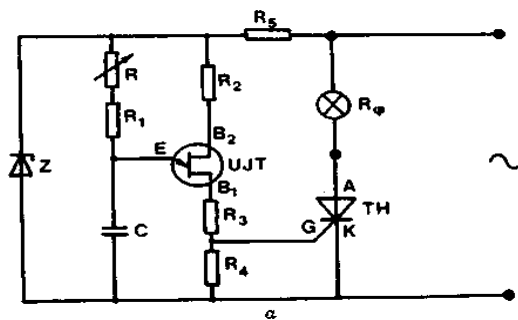
1.3.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ UJT ΚΑΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

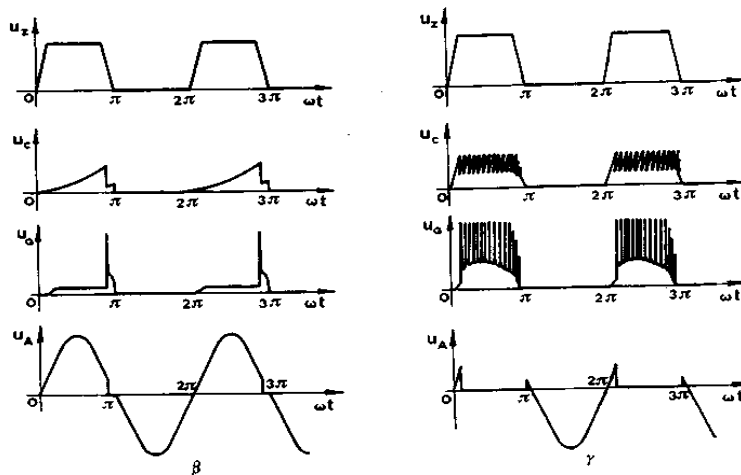
1.3.2.1. Θεωρητικό μέρος

Ένα από τα κύρια μειονεκτήματα των διαφόρων μεθόδων ελέγχου ισχύος με θυρίστορ είναι η εξάρτηση της γωνίας έναυσης α από την τάση σκανδαλισμού, που οδηγεί σε αστάθεια της λειτουργίας του κυκλώματος. Αν π.χ. ο σκανδαλισμός του θυρίστορ γίνεται με R-C κύκλωμα, η φόρτιση του πυκνωτή C πραγματοποιείται πολύ αργά, άρα η κλίση του παλμού που οδηγείται στην πύλη είναι πάρα πολύ μικρή. Γι' αυτό δεν υπάρχει ακρίβεια του χρόνου εκκίνησης του θυρίστορ. Παρουσιάζονται διαφορές στη γωνία έναυσης μέχρι 30° . Λόγω της μεγάλης χρονικής διάρκειας του παλμού σκανδαλισμού θα αυξηθούν οι απώλειες στην πύλη του θυρίστορ, που σε ορισμένες περιπτώσεις είναι δυνατό να προκαλέσουν ακόμη και την καταστροφή της. Γι' αυτό πρέπει οι παλμοί σκανδαλισμού να είναι μικρής διάρκειας, το οποίο επιτυγχάνεται με τη χρησιμοποίηση του μονοεπαφικού τρανζίστορ.

1.3.2.2. Κύκλωμα ημικόματος

Ένα τέτοιο κύκλωμα δίνεται στην Εικόνα 14. Το παραπάνω κύκλωμα μπορεί να εξεταστεί ως αποτελούμε από δύο ξεχωριστά κυκλώματα: το κύκλωμα ισχύος που περιλαμβάνει το θυρίστορ TH και το φορτίο R_φ, και το κύκλωμα ελέγχου που περιλαμβάνει το μονοεπαφικό τρανζίστορ και τα υπόλοιπα παθητικά στοιχεία που δίνουν το σήμα σκανδαλισμού στην πύλη του θυρίστορ. Η αντίσταση R_s καθορίζει την τάση λειτουργίας του μονοεπαφικού τρανζίστορ μέσω μιας πτώσης στην τάση του τροφοδοτικού. Στην Εικόνα 14 παρουσιάζονται οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα της διόδου ζένερ Z (uz), του πυκνωτή C (uc) του θυρίστορ TH (UA), όπως και του παλμού οδήγησης που εφαρμόζεται στην πύλη G του θυρίστορ (ug), για μέγιστη (Εικόνα 14) και ελάχιστη (Εικόνα 14) τιμή του ποτενσιόμετρου R. Η διάδος ζένερ Z αποκόπτει τη θετική ημιπερίοδο στην τιμή U_z, προκαλώντας σταθεροποίηση της τάσης τροφοδοσίας του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Εξ' άλλου, η τάση στα άκρα του μονοεπαφικού τρανζίστορ ανορθώνεται μόνο κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου. Επομένως, στην πύλη του θυρίστορ SCR παρουσιάζονται παλμοί επίσης κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου, όταν γίνεται και ο έλεγχος (κατά την αρνητική ημιπερίοδο οι παλμοί στην πύλη του θυρίστορ δεν χρειάζονται, αφού το ίδιο δεν άγει). Οι αντιστάσεις R₂, R₃ και R₄ καθορίζουν το σημείο λειτουργίας του μονοεπαφικού τρανζίστορ.





Εικόνα 14 Κύκλωμα ημικόματος με θυρίστορ

Η αντίσταση $(R + R1)$ και ο πυκνωτής C δίνουν το γνωστό από την προηγούμενη άσκηση κύκλωμα σκανδαλισμού. Η $R1$ είναι προστατευτική για τον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ σε περίπτωση που η τιμή του ποτενσιόμετρου R γίνει μηδέν. Η σταθερά χρόνου του κυκλώματος σκανδαλισμού είναι:

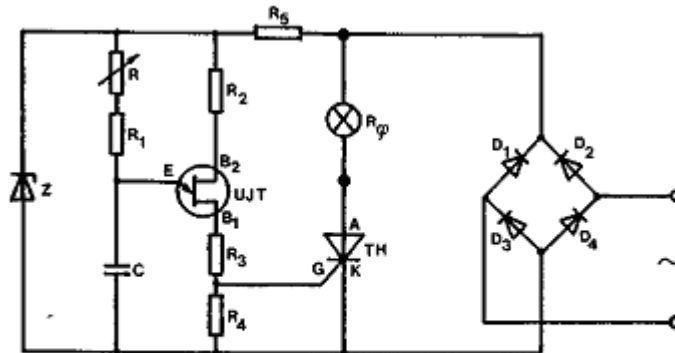
$$\tau = (R + R1) C \quad (\text{εξίσωση 19})$$

Όπως ήδη είναι γνωστό όταν η τάση φόρτισης του πυκνωτή u_c ξεπεράσει την τάση κορυφής U_p του μονοεπαφικού τρανζίστορ, η αντίσταση του τμήματος E-B1 θα μειωθεί πάρα πολύ και ο πυκνωτής C θα εκφορτιστεί μέσω του τμήματος αυτού και των αντιστάσεων $R3$ και $R4$. Όταν το ρεύμα εκφόρτισης πλησιάσει το μηδέν, η αντίσταση του τμήματος E-B, του μονοεπαφικού τρανζίστορ παίρνει την αρχική της μεγάλη τιμή και ο πυκνωτής C αρχίζει ξανά να φορτίζεται. Κατά τη διάρκεια εκφόρτισης του πυκνωτή μέσω του μονοεπαφικού τρανζίστορ, δημιουργείται ένας παλμός τάσης στη βάση B1 υπό μορφής αιχμής με κάθετο μέτωπο, ο οποίος μέσω των αντιστάσεων $R3$ και $R4$ εφαρμόζεται στην πύλη G του θυρίστορ και το κάνει αγωγίμο. Εξ' άλλου, αυτός είναι και ο βασικός σκοπός τοποθέτησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ στο κύκλωμα ελέγχου. Εάν η σταθερά χρόνου $(R + R1)C$ του κυκλώματος σκανδαλισμού είναι πολύ μικρή, το μονοεπαφικό τρανζίστορ μπορεί να δώσει μια σειρά παλμών στην πύλη του θυρίστορ TH, λόγω της πολύ γρήγορης φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή (Εικόνα 14). Σ' αυτήν την περίπτωση, ο σκανδαλισμός του θυρίστορ θα προκληθεί από τον πρώτο παλμό και θα διατηρηθεί η αγωγιμότητα του σε όλη την υπόλοιπη ημιπερίοδο. Όπως προκύπτει από τα παραπάνω, ο έλεγχος της ισχύος στο φορτίο πραγματοποιείται με τη μεταβολή της τιμής του ποτενσιόμετρου R . Όταν η τιμή του R είναι μικρή, η φόρτιση του C θα γίνεται γρήγορα και ο παλμός που δίνεται μέσω του μονοεπαφικού τρανζίστορ θα εμφανίζεται νωρίτερα στην πύλη του θυρίστορ, προκαλώντας την αγωγιμότητα του και αυξάνοντας έτσι την ισχύ στο φορτίο R_f . Αντίθετα, όταν αυξηθεί η τιμή του ποτενσιόμετρου, θα αυξηθεί και ο χρόνος φόρτισης του πυκνωτή και σαν αποτέλεσμα ο παλμός ελέγχου του θυρίστορ θα καθυστερήσει. Αυτό θα προκαλέσει καθυστέρηση στο σκανδαλισμό του θυρίστορ και επομένως μείωση της ισχύος που παρέχεται στο φορτίο R_f . Ο πυκνωτής C εκφορτίζεται τελείως, επειδή κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης τροφοδοσίας η τάση στα άκρα της διόδου ζένερ Z είναι ασήμαντη.

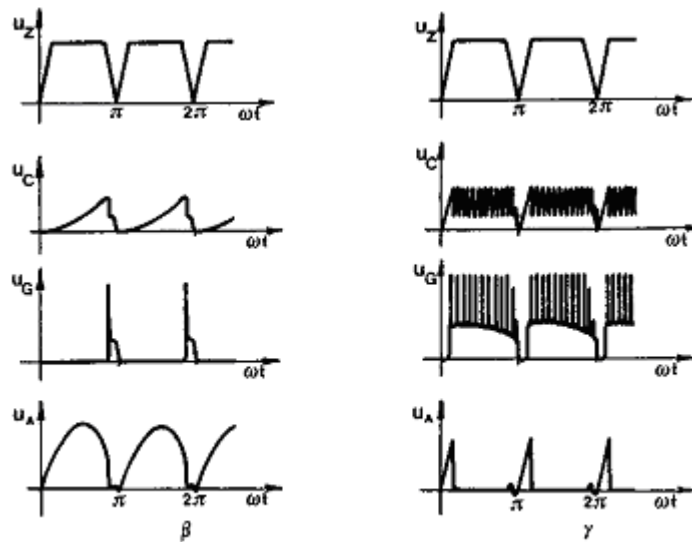
1.3.2.3. Κύκλωμα πλήρους κύματος

Στο κύκλωμα αυτό η τάση στο θυρίστορ εφαρμόζεται μέσω μιας γέφυρας διπλής ανόρθωσης (γέφυρα Graetz), που επιτρέπει τον έλεγχο της φάσης και στις δύο ημιπεριόδους (Εικόνα 15). Το κύκλωμα σκανδαλισμού είναι παρόμοιο με το κύκλωμα της Εικόνα 15. Η διπλή ανόρθωση δίνει τη δυνατότητα να εφαρμόζεται η τάση στο θυρίστορ (SCR) και στο φορτίο R_f κατά τη διάρκεια των δύο ημιπεριόδων. Στο τέλος κάθε ημιπεριόδου, όταν η τάση τείνει στο μηδέν, το θυρίστορ οδηγείται σε κατάσταση αποκοπής. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ τροφοδοτείται με μια συνεχή τάση, επειδή οι ημιπεριόδοι αποκόπτονται (ψαλιδίζονται από τη

δίοδο ζένερ Z). Το κύκλωμα αυτό είναι κατάλληλο όταν έχουμε μεγάλο φορτίο και θέλουμε να χρησιμοποιηθούν όλες οι δυνατότητες ισχύος της πηγής τροφοδοσίας.



α



Εικόνα 15 Κύκλωμα πλήρους κύματος με θυρίστορ

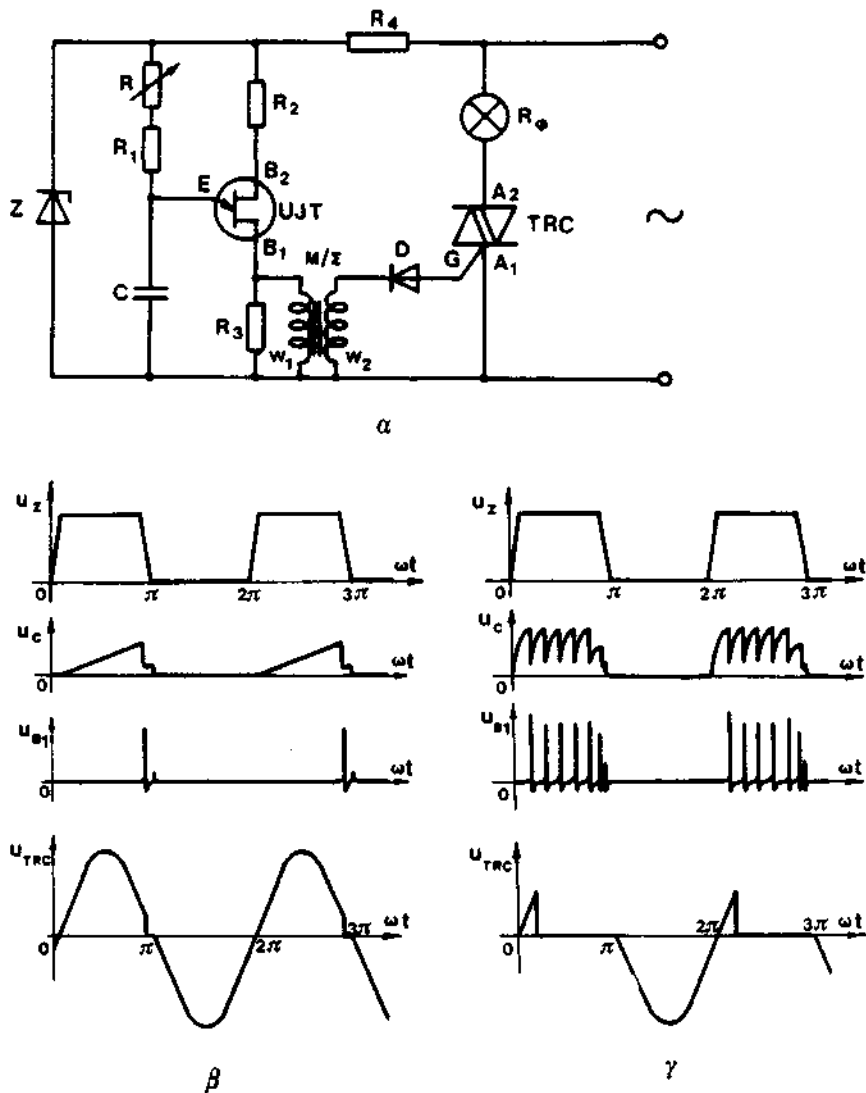
1.3.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ UJT ΚΑΙ TRIAC

1.3.3.1. Θεωρητικό μέρος

Όπως είναι γνωστό, το TRIAC είναι στοιχείο με αγωγιμότητα δύο κατευθύνσεων. Γι' αυτό μπορεί να ελέγξει την τάση (ισχύ) σε μεγαλύτερη φασική γωνία και σε οποιοδήποτε σημείο της περιόδου. Ο τρόπος σκανδαλισμού του TRIAC είναι ανάλογος μ' εκείνον που χρησιμοποιείται για τα θυρίστωρ. Μπορεί δηλαδή και εδώ να χρησιμοποιηθούν τα γνωστά κύκλωμα σκανδαλισμού με ποτενσιόμετρο, με ποτενσιόμετρο και πυκνωτή, όπως και με το μονοεπαφικό τρανζίστορ, που εξετάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Λόγω του γνωστού πλεονεκτήματος που έχει το κύκλωμα σκανδαλισμού με μονοεπαφικό τρανζίστορ ως προς τη σταθερότητα λειτουργίας, θα χρησιμοποιήσουμε και εδώ το ίδιο κύκλωμα, ενώ στο κύκλωμα ισχύος το θυρίστωρ θα αντικατασταθεί με TRIAC.

1.3.3.2. Κύκλωμα ημικύματος

Το κύκλωμα ελέγχου ημικύματος με μονοεπαφικού τρανζίστορ και TRIAC δίνεται στην παρακάτω Εικόνα 16.



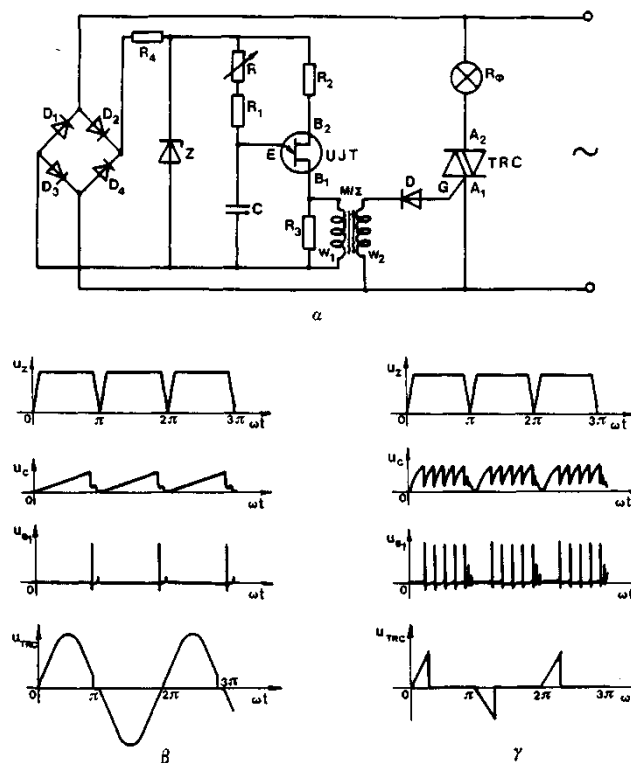
Εικόνα 16 Κύκλωμα ημικύματος με TRIAC

Η δημιουργία του παλμού σκανδαλισμού από το μονοεπαφικό τρανζίστορ γίνεται όπως εξηγήθηκε στην 1.3.2.2. Η διαφορά είναι, ότι εδώ ο παλμός σκανδαλισμού από το μονοεπαφικό τρανζίστορ προς το TRIAC δίνεται μέσω του μετασχηματιστή Μ/Σ και της διόδου D. Κατά τη διάρκεια εκφόρτισης του πυκνωτή C μέσω του μονοεπαφικού τρανζίστορ παρουσιάζεται ένας παλμός τάσης στην αντίσταση R3, που εφαρμόζεται στο πρωτεύον W1 του μετασχηματιστή Μ/Σ. Το δευτερεύον W2 του μετασχηματιστή συνδέεται στην πύλη του

TRIAC μέσω της διόδου D, η οποία χωρίζει την πύλη G του TRIAC από το δευτερεύον, προστατεύοντας την από βραχυκύκλωση. Εξ' άλλου, η διόδος D θα κόψει τους θετικούς παλμούς που ενδεχομένως μπορεί να εμφανιστούν στο δευτερεύον, προστατεύοντας έτσι την πύλη του TRIAC από ανάστροφες τάσεις. Σ' αυτήν την περίπτωση, η διόδος συμπεριφέρεται σαν ένας ανοιχτός διακόπτης για τα θετικά σήματα που εφαρμόζονται στην κάθοδο της. Όπως είναι γνωστό, το TRIAC μπορεί να σκανδαλιστεί με θετικό ή αρνητικό παλμό στην πύλη. Επίσης ο ένας από τους κύριους ακροδέκτες του TRIAC (π.χ. A₁) μπορεί να είναι θετικός ή αρνητικός ως προς τον άλλο (π.χ. A₂). Επειδή όμως στην πύλη G εφαρμόζεται αρνητικός παλμός κατά τη χρονική διάρκεια εμφάνισης της θετικής ημιπεριόδου της τάσης τροφοδοσίας, προφανώς θετικός θα είναι ο ακροδέκτης A₂, ενώ αρνητικός ο A₁. Όταν η θετική ημιπερίοδος της τάσης τροφοδοσίας γίνει μηδέν, μηδενίζεται και το ρεύμα που διέρχεται από το φορτίο R_φ και το TRIAC και παραμένει μηδέν κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου. Οι κυματομορφές των τάσεων σε διάφορα σημεία του κυκλώματος για τις περιπτώσεις μέγιστης (R_{max}) και ελάχιστης (R_{min}) τιμής του ποτενσιόμετρου δίνονται αντίστοιχα στην Εικόνα 16.

1.3.3.3. Κύκλωμα πλήρους κύματος

Η βασική διαφορά αυτού του κυκλώματος (Εικόνα 17) από το προηγούμενο είναι η προσθήκη μιας γέφυρας διπλής ανόρθωσης, αποτελούμενη από τις διόδους D₁ - D₄, στο κύκλωμα σκανδαλισμού. Λόγω της ανόρθωσης που κάνει η γέφυρα, γίνεται έλεγχος του TRIAC κατά τις δύο ημιπεριόδους. Η βάση B₂ είναι πάντα θετική, το μονοεπαφικό τρανζίστορ δημιουργεί στο πρωτεύον W₁ του Μ/Σ θετικούς παλμούς και κατά τις δύο ημιπεριόδους, ενώ στο δευτερεύον W₂ παρουσιάζονται αρνητικοί παλμοί σε κάθε ημιπερίοδο, που προκαλούν το σκανδαλισμό του TRIAC. Άρα το TRIAC είναι αγωγίμο και στις δύο ημιπεριόδους (με θετικό τον ακροδέκτη A₂ και αρνητικό τον A₁) και γίνεται μη αγωγίμο μόνο στο τέλος κάθε ημιπεριόδου, οπότε το ρεύμα μηδενίζεται. Το κύκλωμα αυτό εφαρμόζεται όταν έχουμε μεγάλο φορτίο και επιθυμούμε την καλύτερη χρησιμοποίηση της πηγής τροφοδοσίας. Οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα των διαφόρων στοιχείων του κυκλώματος φαίνονται στην Εικόνα 17 (για μέγιστη τιμή R_{max} του ποτενσιόμετρου) και στην Εικόνα 17 (για ελάχιστη τιμή R_{min} του ποτενσιόμετρου).

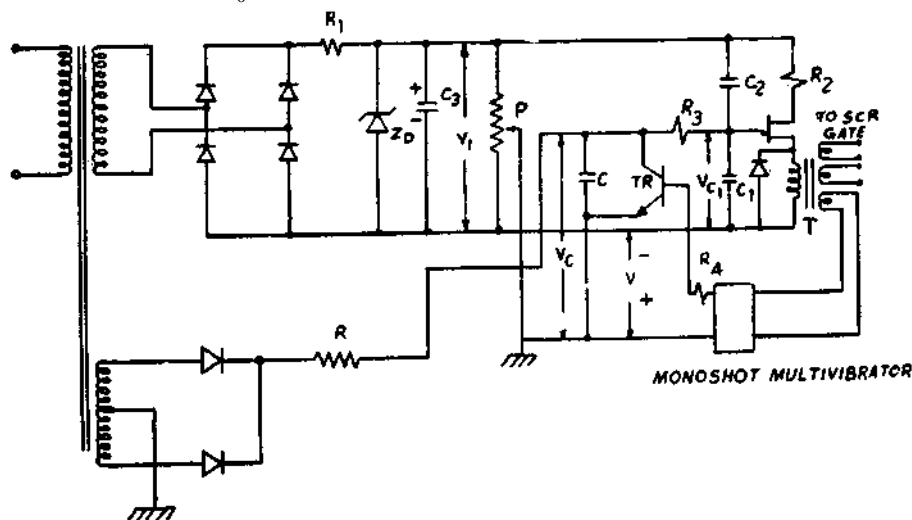


Εικόνα 17 Κύκλωμα πλήρους κύματος με TRIAC

1.3.4 Κύκλωμα πυροδότησης αντιστρόφου συνιμιτόνου με μονοεπαφικό τρανζίστορ

Το κύκλωμα πυροδότησης με μέθοδο διασταύρωσης συνιμιτόνου φαίνεται στην Εικόνα 18. Στο κύκλωμα, ο πυκνωτής φορτίζεται από ημιτονοειδή πηγή, έτσι ώστε η τάση V_c στα άκρα του πυκνωτή να είναι συνιμιτοειδής συνάρτηση της τάσης τροφοδοσίας του κυκλώματος του θυρίστορ. Το ημιτονοειδές ρεύμα από την πηγή φόρτισης στην Εικόνα 18 φαίνεται με την αντίσταση R μόνο, αλλά ένα πιο εξελιγμένο κύκλωμα με τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Η τιμή του πυκνωτή C πρέπει να είναι σημαντικά μεγαλύτερη σε σχέση με τους πυκνωτές $C1$ και $C2$. αν το ρεύμα φόρτισης είναι καθαρό ημίτονο πχ. $I_c = I \sin \omega t$, τότε φορτίζεται ο πυκνωτής μέχρι την γωνία καθυστέρησης α ,

$$V_c = \frac{1}{C} \int_0^{\alpha} I \sin \omega t d(\omega t) = I(1 - \cos \alpha) / \omega C \quad (\text{εξίσωση 20})$$



Εικόνα 18 Κύκλωμα πυροδότησης αντιστρόφου συνιμιτόνου με μονοεπαφικού τρανζίστορ

Το μονοεπαφικό τρανζίστορ ενεργοποιείται όταν η V_{C1} , η τάση στα άκρα του πυκνωτή $C1$, γίνει ίση με $nV1$. Το σήμα ελέγχου u εφαρμόζεται επιτόπου όπως φαίνεται στην Εικόνα 18 έτσι ώστε,

$$V_{C1} = V_c + u \quad (\text{εξίσωση 21})$$

τη στιγμή της πυροδότησης, συνδυάζοντας τις εξισώσεις 21 και 20 παίρνουμε

$$V_{C1} = nV1 = I(1 - \cos \alpha) / \omega C + u \quad (\text{εξίσωση 22})$$

από την οποία έχουμε,

$$\cos \alpha = (1 - \omega C n V1 / I) + \omega C u / I \quad (\text{εξίσωση 23})$$

Σε ελεγχόμενους ανορθωτές, η μέση τάση εξόδου είναι ανάλογη στο $(1 + \cos \alpha)$ για φορτία αντιστάσεων ή επαγωγικά φορτία με δίοδο flywheel, και είναι ανάλογη στο $\cos \alpha$ μόνο για έντονα επαγωγικά φορτία χωρίς δίοδο flywheel. Επομένως για ωμικό φορτίο και επαγωγικό φορτίο με δίοδο, η τιμή $1 - (\omega C / I) n V1$ στην εξίσωση 22 προσαρμόζεται στην τιμή -1 έτσι ώστε $1 + \cos \alpha = (\omega C / I) u$. με τον παραπάνω όρο

$$\omega C / I = 2 / n V1 \quad (\text{εξίσωση 24}), \text{ και}$$

$$1 + \cos \alpha = 2u / n V1 \quad (\text{εξίσωση 25})$$

επομένως, όταν η τάση ελέγχου είναι $u=0$, η μέση τιμή της τάσης εξόδου του ελεγχόμενου ανορθωτή είναι μηδέν, και όταν $u=nV1$ η μέση τιμή της τάσης είναι μέγιστη. Η χαρακτηριστική μεταφοράς είναι γραμμική. Για έντονα επαγωγικά φορτία, $1 - (\omega C / I) n V1$ εξισώνεται με το μηδέν, και

$$\cos \alpha = u / V1 \quad (\text{εξίσωση 26})$$

αυτό δίνει μία γραμμική χαρακτηριστική μεταφοράς με μηδέν μέση τιμή για $u=0$, και μέγιστη μέση τιμή εξόδου για $u=nV1$. Το ποτενσιόμετρο P χρησιμοποιείται για λόγους ρύθμισης και ρυθμίζεται με ακρίβεια στον ενδογενή λόγο διαχωρισμού n . το τρανζίστορ TR συνδέεται στα

άκρα του πυκνωτή C για να επανεκκινεί την τάση του πυκνωτή για κάθε μισό κύκλο, και είναι υπεύθυνο για συντονισμό. Όταν το μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται, ένας παλμός από τον μετασχηματιστή παλμών T οδηγείται σε ένα μονοδονητή ο οποίος φέρνει σε κορεσμό το τρανζίστορ TR, και ο πυκνωτής C αποφορτίζεται πλήρως. Όταν η αποφόρτιση ολοκληρωθεί, το τρανζίστορ TR μεταβαίνει σε μη αγώγιμη κατάσταση και ο πυκνωτής C είναι έτοιμος να φορτιστεί από την αρχή του επόμενου μισού κύκλου. Αυτό είναι ένα σημαντικό μέρος του κυκλώματος.

1.3.5 Μετασχηματισμός παλμών πυροδότησης στα κυκλώματα πυροδότησης μονοεπαφικού τρανζίστορ

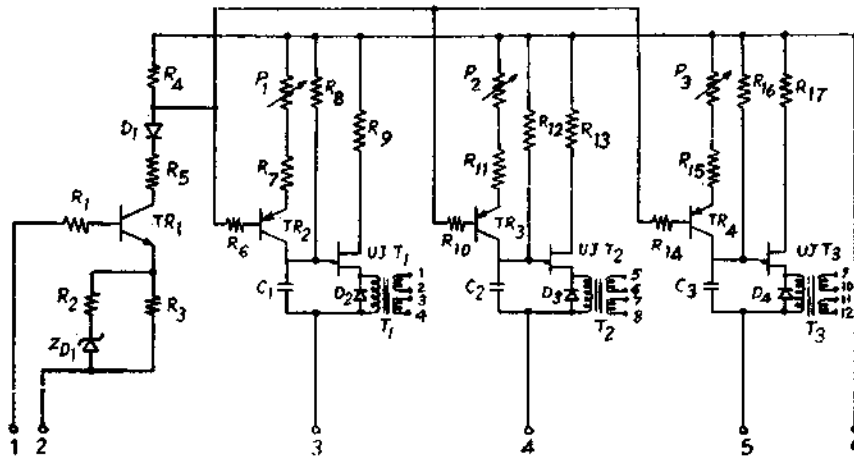
Σε πολλές εφαρμογές, όπως ελεγχόμενους ανορθωτές μεγάλης ισχύος με επαγωγικά φορτία με φίλτρα LC, η ρυθμιστές ac, η διάρκεια των παλμών εκκίνησης θα έπρεπε να επεκταθεί τουλάχιστον 90°. Σε τέτοιες περιπτώσεις, οι παλμοί πυροδότησης που προέρχονται από το κύκλωμα πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ ίσως δεν είναι ικανοί να οδηγήσουν τα θυρίστορ, και είναι απαραίτητος ο μετασχηματισμός των παλμών για να εξασφαλίσουμε ότι τα θυρίστορ θα λειτουργούν με αξιοπιστία με όλους τους τύπους φορτίων και κάτω από όλες τις συνθήκες. Δύο τύποι κυκλωμάτων μετασχηματιστών συζητούνται κυρίως.

1.3.5.1. Σχέδιο συνεχής πυροδότησης με μονοεπαφικού τρανζίστορ

Η τριφασική γεννήτρια παλμών μπορεί να διαιρεθεί σε δύο ομάδες, με έξοδο τριών παλμών και έξι παλμών. Η γεννήτρια με έξοδο τριών παλμών χρησιμοποιείται για τριφασικές ημieleγχόμενες γέφυρες. Η γεννήτρια με έξοδο έξι παλμών χρησιμοποιείται σε τριφασικές γέφυρες πλήρους ελέγχου.

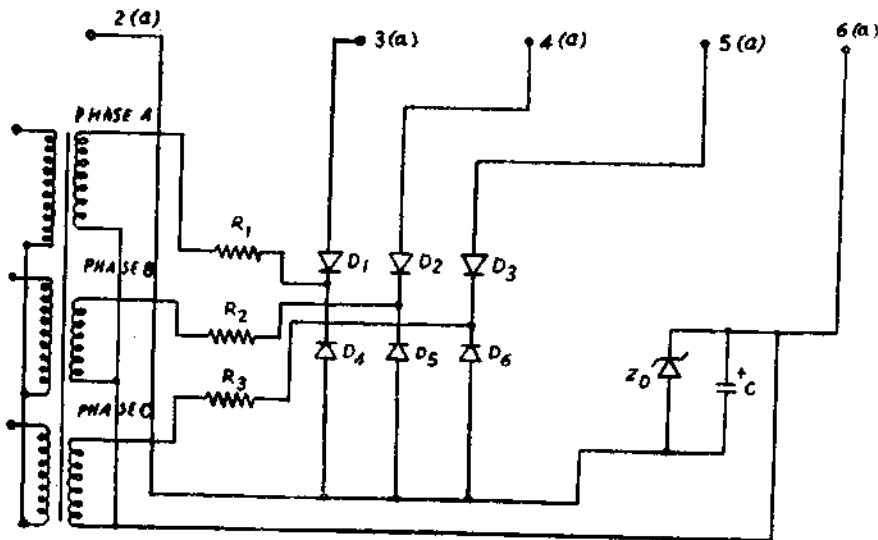
1.3.5.2. Κύκλωμα με έξοδο τριών παλμών

Η γεννήτρια τριών παλμών δίνει ένα παλμό σε κάθε έξοδο για κάθε περίοδο. Οι τρεις παλμοί βρίσκονται σε διαφορά 120° μεταξύ τους. Το διάγραμμα του κυκλώματος φαίνεται στην Εικόνα 19. Το κύκλωμα της Εικόνα 19 αποτελείται από δύο κύρια στάδια, στάδιο εισόδου και γραμμικοποίησης και στάδιο γεννήτριας παλμών. Ένα ολικό από τρεις γεννήτριες παλμών παρέχεται στη γεννήτρια παλμών. Το κύκλωμα και η λειτουργία του είναι ολόιδια με αυτή της μονής φάσης όπως φαίνεται στην Εικόνα 15. Το στάδιο εισόδου και γραμμικοποίησης είναι επίσης ολόιδια με αυτά του κυκλώματος στην Εικόνα 15. Η πηγή τροφοδοσίας προέρχεται από ένα ελεγχόμενο τριφασικό μετασχηματιστή με σύνδεση αστέρα στο δευτερεύον. Το κυκλωματικό διάγραμμα φαίνονται στην Εικόνα 19. Αποτελείται από ένα ανορθωτικό κύκλωμα αποτελείται από ένα ανορθωτικό κύκλωμα που περιλαμβάνει τις διόδους D4, D5, και D6 και τη διάοδο zener ZD σε συνδεσμολογία αστέρα



(α)

(α)

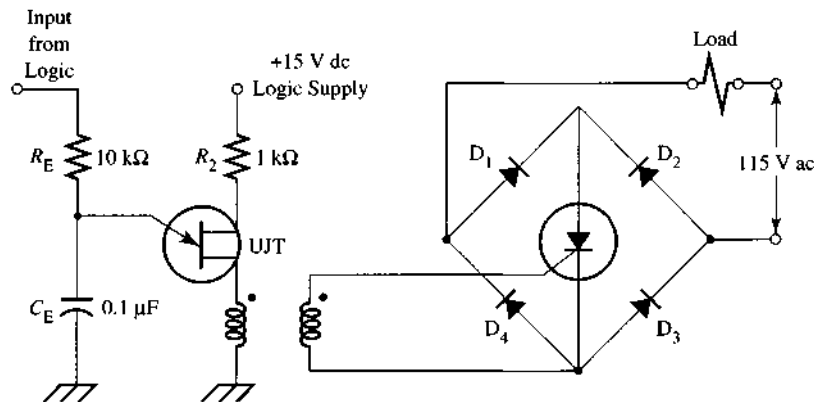


Εικόνα 19 (α) Τριφασικό κύκλωμα εξόδου πυροδότησης μονοεπαφικού τρανζίστορ (β) πηγή ισχύος

Και τον πυκνωτή C κατά μήκος της εξόδου. Ο ανορθωτής παίρνει τροφοδοσία από την τριφασική γραμμή από τον μετασχηματιστή μέσω των αντιστάσεων R1, R2 και R3. Το κοινό σημείο του μετασχηματιστή συνδέεται στο θετικό άκρο της διόδου ZD και τροφοδοτεί στάδιο γραμμικοποίησης της γεννήτριας παλμών. Εξαιτίας της διόδου Zener και των αντιστάσεων R1, R2, και R3, η τριφασική τάση εμφανίζεται στη είσοδο του ανορθωτή, η αρνητική ημιπερίοδος η οποία είναι τραπεζοειδής και η θετική ημιπερίοδος με ημιτονοειδές σχήμα. Το αρνητικό μισό του κύκλου περνάει μέσω των διόδων D1, D2, και D3 για να τροφοδοτήσει τους ακροδέκτες 3a, 4a, και 5a στους οποίους η απαραίτητη πηγή ισχύος και οι τάσεις συγχρονισμού παρέχονται στα αυτόνομα κυκλώματα παλμοδότησης. Οι ακροδέκτες 2a, 3a, 4a, 5a, και 6a του κυκλώματος της πηγής ισχύος συνδέονται στους ακροδέκτες 2, 3, 4, 5, και 6 του κυκλώματος παλμοδότησης αντίστοιχα. Η διόδος Zener θα έπρεπε να είναι περίπου 24 V, για την τροφοδοσία με 24 V dc στην είσοδο του σταδίου γραμμικοποίησης και για τις τρεις τραπεζοειδής τάσεις ημίσεως κύματος στο κύκλωμα πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η τάση του δευτερεύοντος θα πρέπει να είναι 110 V από τη γραμμή στον ουδέτερο, και οι αντιστάσεις R1, R2 και R3 θα πρέπει να είναι περίπου 2 kΩ και ικανής ισχύος. Το κύκλωμα πυροδότησης είναι ικανό να δώσει μία περιοχή ελέγχου περίπου 145° με τρεις παλμούς για κάθε περίοδο με διαφορά φάσης 120°.

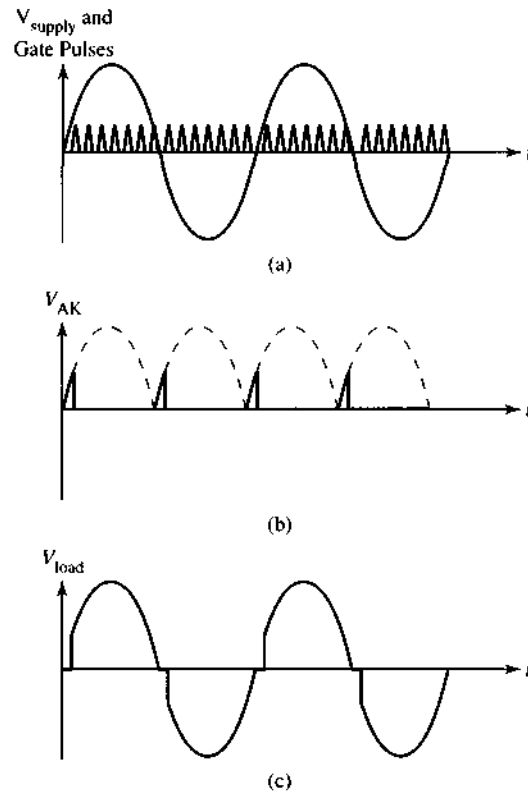
1.3.6 Απομόνωση του κυκλώματος πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ από το κύκλωμα ισχύος του Θυρίστορ

Θα υπάρχουν φορές που ο ταλαντωτής ηρεμίας και το κύκλωμα πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ θα πρέπει να είναι απομονωμένα από το SCR και το φορτίο του. Ο κύριος λόγος για αυτό είναι ότι το φορτίο ίσως χρησιμοποιεί υψηλή εναλλασσόμενη τάση σαν τροφοδοσία, και το μονοεπαφικό τρανζίστορ ίσως χρησιμοποιεί χαμηλή τάση. Αφού τα δύο κυκλώματα είναι απομονωμένα, το μονοεπαφικό τρανζίστορ πρέπει να δώσει μία σειρά παλμών έτσι ώστε να είναι συγχρονισμένο με την εναλλασσόμενη τάση τροφοδοσίας που τροφοδοτεί το φορτίο. Η Εικόνα 20 δείχνει τα κυκλωματικά διαγράμματα του μονοεπαφικού τρανζίστορ και του θυρίστορ, και η Εικόνα 21 δείχνει τις κυματομορφές για το μονοεπαφικό τρανζίστορ και το φορτίο. Η Εικόνα 20 δείχνει τον παραδοσιακό ταλαντωτή ηρεμίας συνδεδεμένο στον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η βασική διαφορά αυτού του κυκλώματος είναι ότι το πρωτεύον τύλιγμα ενός μετασχηματιστή παλμών είναι συνδεδεμένος στον ακροδέκτη B1 του μονοεπαφικού τρανζίστορ αντί για μία αντίσταση. Αυτό σημαίνει ότι όταν ρέει ρεύμα μέσα από το μονοεπαφικό τρανζίστορ, επίσης ρέει από το πρωτεύον του μετασχηματιστή. Ο μετασχηματιστής θα δώσει απομόνωση καθώς θα παράγει έναν παλμό στο δευτερεύον του τύλιγμα. Το δευτερεύον του μετασχηματιστή παλμών συνδέεται στην πύλη του θυρίστορ. Το θυρίστορ SCR συνδέεται έτσι ώστε να ελέγχει την ροή ρεύματος μέσα από την γέφυρα ανόρθωσης. Το κύκλωμα είναι έτσι σχεδιασμένο ώστε το θυρίστορ να βλέπει μόνο παλμοειδή συνεχή τάση, και το φορτίο να βλέπει μία ολόκληρη ημιτονοειδή τάση. Αφού το θυρίστορ βλέπει τα θετικά και αρνητικά μισά κύματα σαν ανορθωμένους θετικούς παλμούς, και μπορεί να ελέγξει όλες τις 360° της αρχικής εναλλασσόμενης τάσης τροφοδοσίας.



Εικόνα 20 Ηλεκτρικό διάγραμμα ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ που δίνει παλμούς πυροδότησης σε θυρίστορ.

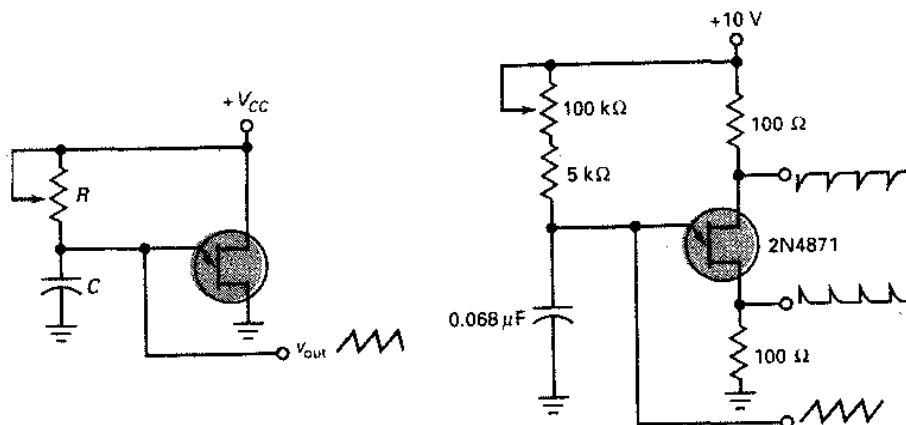
Το μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιεί μετασχηματιστή για απομόνωση από την υψηλή εναλλασσόμενη τάση του φορτίου, το άλλο μοναδικό μέρος αυτού του κυκλώματος είναι το ότι το θυρίστορ SCR μπορεί να ελέγχει και τα δύο μισά της εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς τάσης ελέγχοντας το συνεχές ρεύμα στην ανορθωτική γέφυρα. Αυτό το κύκλωμα χρησιμοποιεί μία γέφυρα ανόρθωσης για να εξασφαλίσει ότι το ρεύμα θα ρέει στην πλευρά της εναλλασσόμενης τάσης κάθε φορά που θα ρέει ρεύμα στην πλευρά του ανορθωτή. Αφού το θυρίστορ μπορεί εύκολα να ελέγχει το συνεχές ρεύμα, έμμεσα θα έχει έλεγχο στην εναλλασσόμενη πλευρά του κυκλώματος. Αυτός ο τύπος κυκλώματος ήταν δημοφιλής πριν κατασκευαστούν triacs μεγαλύτερης ισχύος. Τώρα που υπάρχουν triacs σε μεγάλα μεγέθη μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτό τον τύπο κυκλώματος ελέγχου.



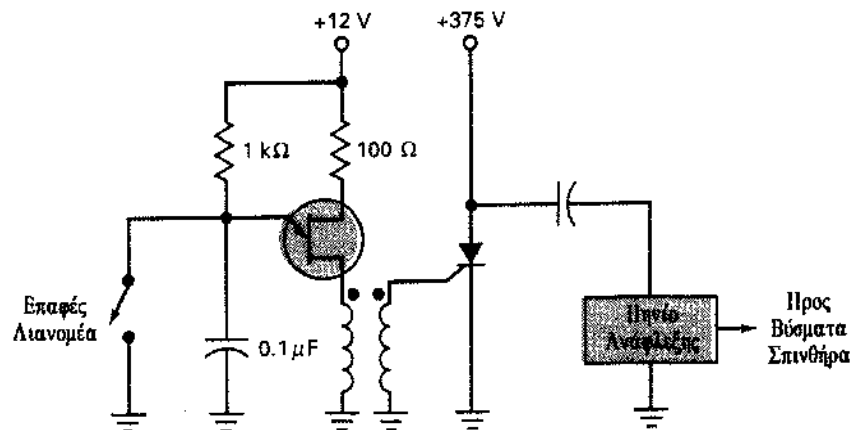
Εικόνα 21 Κυματομορφές για το απομονωμένο κύκλωμα πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ που χρησιμοποιεί ένα μετασχηματιστή παλμών. Σημειώστε ότι ο ταλαντωτής παράγει μία σειρά παλμών γιατί το κύκλωμα παλμοδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ δεν είναι συγχρονισμένο με το κύκλωμα του φορτίου του SCR, (α) εναλλασσόμενη τάση τροφοδοσίας και παλμοί πύλης, (β) τάση ανόδου καθόδου (A-K). (γ) τάση στα άκρα του φορτίου

1.3.7 Σύστημα ανάφλεξης αυτοκινήτου

Οι οξείς παλμοί σκανδαλισμού ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ ταλαντωτή χαλάρωσης μπορεί να χρησιμοποιηθούν για σκανδαλισμό ενός θυρίστορ (Εικόνα 22). Για παράδειγμα, η Εικόνα 23 δείχνει μέρος ενός συστήματος ανάφλεξης αυτοκινήτου. Με τις επαφές του διανομέα ανοικτές, ο πυκνωτής φορτίζεται εκθετικά ως τα +12V. Μόλις η τάση του πυκνωτή υπερβεί την ενδογενή τάση διαχωρισμού, το μονοεπαφικό τρανζίστορ άγει πάρα πολύ μέσω του πρωτεύοντος πηνίου. Η δευτερεύουσα τάση κατόπιν σκανδαλίζει το θυρίστορ. Όταν το θυρίστορ κλείνει, το θετικό άκρο του πυκνωτή εξόδου ξαφνικά γειώνεται. Καθώς ο πυκνωτής εξόδου εκφορτίζεται μέσω του πηνίου ανάφλεξης, ένας παλμός υψηλής-τάσης οδηγεί ένα από τα μπουζί. Όταν κλείσουν οι επαφές, το κύκλωμα επαναφέρεται έτοιμο για τον επόμενο κύκλο.



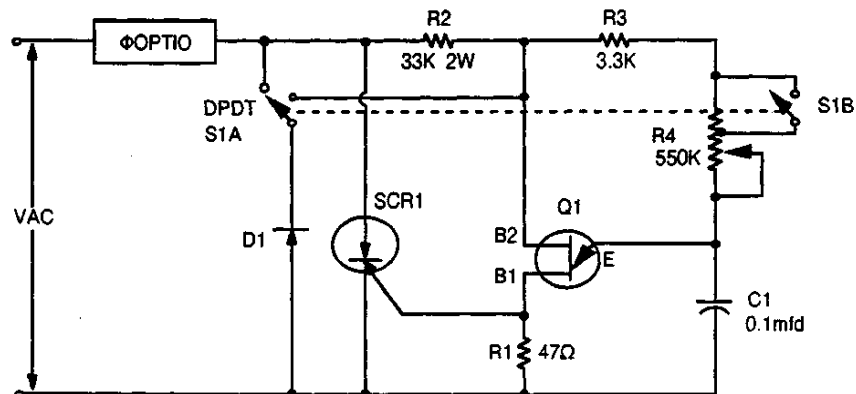
Εικόνα 22 Κυκλώματα με μονοεπαφικού τρανζίστορ : (α) γεννήτρια πριονωτής τάσης, (β) πριονωτή έξοδος και έξοδοι σκανδαλισμού



Εικόνα 23 Το μονοεπαφικό τρανζίστορ σκανδαλίζει το θυρίστορ για παραγωγή σπινθήρα στο σύστημα ανάφλεξης αυτοκινήτου

1.3.8 Μη συμμετρικός έλεγχος του θυρίστορ με μονοεπαφικου τρανζίστορ

Ένα κύκλωμα που παρέχει έναν μη συμμετρικό έλεγχο φάσεως του ρεύματος φορτίου από 0-100 με χρήση μονοεπαφικου τρανζίστορ φαίνεται στην Εικόνα 24. Για τον έλεγχο της ημιπεριόδου ο διακόπτης S1A είναι στη δεξιά θέση, συνδέοντας τη δίοδο D1 και την αντίσταση R2 σε σειρά με το φορτίο και βραχυκυκλώνοντας ένα μέρος της αντίστασης R4. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου η ισχύς περνάει μέσα από την D1 παρακάμπτοντας το SCR1 και Q1 και σχεδόν όλη η ισχύς καταναλώνεται στην R2. Κατά την θετική ημιπερίοδο Q φορτίζεται από τις αντιστάσεις R3 και Rv μέχρι να εξομοιωθεί η φόρτιση του με την τάση κορυφής (peak-point voltage) του Qv. Το Q1 άγει και ο C1 εκφορτίζεται μέσω της αντιστάσεως R1, παράγοντας έναν θετικό παλμό στην πύλη του SCR1.



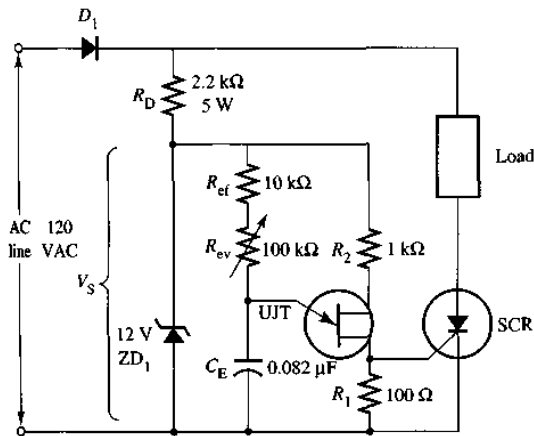
Εικόνα 24 Μη συμμετρικός έλεγχος του θυρίστορ με μονοεπαφικου τρανζίστορ

Το τελευταίο συνεχίζει να άγει μέχρι το τέλος της ημιπεριόδου, όταν η τάση στα άκρα γίνεται 0. Για έλεγχο φάσεως ημιπεριόδου, ο χρόνος φόρτισης του Q και κατά συνέπεια η γωνία φάσεως στην οποία το θυρίστορ άγει καθορίζεται από τη σταθερά χρόνου C1-R3 και το ποτενσιόμετρο R4. Συνεπώς, ρυθμίζοντας το R4 θα έχουμε έλεγχο φάσεως κατά την ημιπερίοδο. Για έλεγχο φάσεως σε πλήρη κυματομορφή, ο διακόπτης S1A τοποθετείται στην αριστερή θέση συνδέοντας το DJ σε σειρά με το φορτίο. Όταν ο S1B είναι ανοιχτός, συνδέει το άλλο μισό της R4 σε σειρά με το C1. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου, το ρεύμα ρέει μέσα από το φορτίο και D1. Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου ο C1 φορτίζεται πάλι μέσω R3 και R4 (συμπεριλαμβάνοντας το πάνω μισό μέρος του R4), μέχρι το φορτίο να είναι ίσο με την τάση ενάρξεως του εκπομπού-βάσης 1 του Q1. Το Q1 άγει πάλι και ένας θετικός παλμός σκανδαλίζει το SCR1, οδηγώντας το σε αγωγιμότητα όπως στην περίπτωση έλεγχου ημιπεριόδου. Η ρύθμιση του R4 ελέγχει το χρόνο φόρτισης του C1, ελέγχοντας τη γωνία φάσεως στην οποία άγει το SCR1.

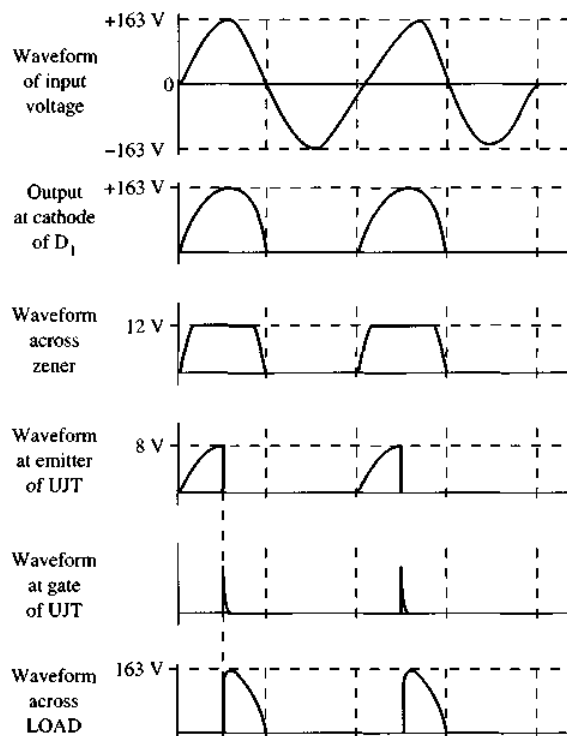
1.3.9 Συγχρονίζοντας τους παλμούς του μονοεπαφικού τρανζίστορ με εναλλασσόμενη τροφοδοσία

Ένας από τους πιο εύκολους τρόπους για να συγχρονίσουμε τους παλμούς του μονοεπαφικού τρανζίστορ με τη φασική γωνία της τάσης τροφοδοσίας είναι να χρησιμοποιήσουμε εναλλασσόμενη τάση ή να δίνουμε συνεχή τάση σαν πηγή. Η Εικόνα 25 δείχνει μία εφαρμογή όπου ένα θυρίστορ χρησιμοποιείται για να ελέγξει την ισχύ σε ένα φορτίο. Η πηγή είναι εναλλασσόμενη τάση των 60Hz. Η δίοδος D1 ανορθώνει την τάση σε παλμική συνεχή τάση μισού κύματος. Η παλμική συνεχής τάση ημίσεως κύματος είναι ικανοποιητική γι' αυτό το κύκλωμα καθώς το θυρίστορ SCR μπορεί μόνο να λειτουργήσει κατά την ορθή φορά. Η Εικόνα 26 δείχνει τις κυματομορφές του κυκλώματος σε διάφορα σημεία.. αυτές οι κυματομορφές είναι ίδιες με αυτές που θα βλέπατε σε ένα παλμογράφο. Η πρώτη κυματομορφή στην κορυφή είναι το συνιμίτηνο της τάσης τροφοδοσίας. Παρατηρείστε ότι πλάτος της τάσης (163 volts ac) υπολογίζεται από 115 volts rms. Στην δεύτερη κυματομορφή φαίνεται η συνεχής τάση που φαίνεται στον παλμογράφο αν τοποθετήσουμε τα καλώδια στην δίοδο D1 και στην τάση τροφοδοσίας L2. Στην Τρίτη κυματομορφή είναι το σήμα που εμφανίζεται στα άκρα της δίοδου zener ZD1. Παρατηρήστε ότι το σήμα φαίνεται το ίδιο με αυτό της παλμικής συνεχούς τάσης, αλλά σε αυτή την περίπτωση, η δίοδος zener σταθεροποιεί την τάση στα 12V και έτσι εμφανίζεται ευθεία. Η δίοδος zener 12V λειτουργεί σαν ρυθμιστής τάσης σε αυτό το σημείο και διατηρεί τα 12V στον ταλαντωτή όσο η τάση τροφοδοσίας ξεπερνάει τα 12V. Αν τα 115 volt της τάσης τροφοδοσίας πέσουν μέχρι 10%, αυτό δεν θα επηρεάσει την λειτουργία του κυκλώματος πυροδότησης γιατί η δίοδος zener θα συνεχίσει να δίνει ένα συνεχές σήμα 12V. Ακόμα και αν το σήμα από την δίοδο zener ρυθμιστεί, θα διατηρήσει τα χαρακτηριστικά του ημίσεως κύματος ώστε να διατηρήσει συγχρονισμό με το αρχικό ημιτονικό σήμα. Η τέταρτη κυματομορφή δείχνει την τάση στα άκρα του πυκνωτή. Ο παλμογράφος είναι στην πραγματικότητα συνδεδεμένος στον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ και στο L2, το οποίο λειτουργεί σαν γείωση για την δίοδο zener, τον πυκνωτή, την αντίσταση R1, και την κάθοδο του θυρίστορ. Αυτή είναι η ίδια κυματομορφή που είδαμε στο ταλαντωτή ηρεμίας. Οπότε ξέρουμε ότι η μεταβολή του ποτενσιόμετρου των 100KΩ θα μεταβάλει την καθυστέρηση του ταλαντωτή, το οποίο θα μεταβάλει την γωνία πυροδότησης του SCR. Η πέμπτη κυματομορφή δείχνει τους παλμούς εξόδου από το μονοεπαφικό τρανζίστορ όπως εμφανίζονται στην αντίσταση R1. όταν ο πυκνωτής φορτίζεται, και η τάση του ξεπεράσει την τάση κορυφής VP του μονοεπαφικού τρανζίστορ, το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα γίνει αγωγίμο και θα περάσει ρεύμα. Όταν αυτό το ρεύμα ρέει μέσω του μονοεπαφικού τρανζίστορ, θα διαρρέει επίσης την αντίσταση R1, καθώς είναι συνδεδεμένη σε σειρά με το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Η τιμή της τάσης θα κανονιστεί από την πτώση τάσης. Αυτή μπορεί να υπολογιστεί από τον νόμο του Ohm πολλαπλασιάζοντας το ρεύμα με την αντίσταση. Η πύλη του θυρίστορ είναι συνδεδεμένη στο σημείο μεταξύ της βάσης B1 του μονοεπαφικού τρανζίστορ και του άνω μέρους της R1. Αυτό σημαίνει ότι η πύλη του θυρίστορ SCR θα λάβει την τάση στα άκρα της R1. Ο χρονισμός αυτής της κυματομορφής θα ελέγχει τη γωνία πυροδότησης του θυρίστορ SCR. Σημειώστε ότι η γωνία πυροδότησης είναι στις 85° το οποίο σημαίνει ότι η γωνία αγωγιμότητας θα είναι 95° (180° - 85°). Η έκτη κυματομορφή δείχνει την τάση στα άκρα του φορτίου. Έχει την μορφή της αρχικής παλμικής συνεχούς τάσης. Η τάση εμφανίζεται στο μετά τις 180° μισό κύμα το οποίο θα κανονιστεί από την χρονική καθυστέρηση που ρυθμίζεται σε σχέση με την αντίσταση και τον πυκνωτή στον ταλαντωτή ηρεμίας. Το σημείο σβέσης είναι πάντα οι 180°, και το σημείο έναυσης θα μεταβάλεται. Αν ο παλμός δωθεί στην πύλη στη 1°, το θυρίστορ θα ανάψει νωρίς στον κύκλο και θα παραμείνει σε αγωγή για 179°, το οποίο θα δώσει την μέγιστη τάση στο φορτίο. Αν ο παλμός καθυστερήσει κατά 45° ή 90°, το φορτίο θα λάβει μικρότερη τάση. Η κυματομορφή της τάσης στα άκρα του φορτίου δείχνει ότι δεν υπάρχει τάση ως τις 95°. Στις 95°, το μονοεπαφικό τρανζίστορ δίνει ένα παλμό στην

πυλη του SCR και αυτό άγει, επιτρέποντας στην τάση να εφαρμοστεί στο φορτίο. Παρατηρείστε επίσης ότι όταν το SCR σβήνει παραμένει σβηστό για 180° ενώ η αρνητική περίοδος της ημιτονικής τάσης εφαρμόζεται. Αυτό φαίνεται σαν απουσία τάσης καθώς η διάοδος δεν άγει εκείνη την στιγμή. Το θυρίστορ μπορεί μονο να δώσει έλεγχο για την θετική ημιπερίοδο της αρχικής ημιτονικής τάσης. Αν χρησιμοποιηθεί ένα Triac στην θέση του θυρίστορ, θα είχαμε έλεγχο και στις δύο ημιπερίοδους της τάσης εισόδου. Ο ταλαντωτής χαλάρωσης παρέχει ένα σήμα εισαγωγής στο μονοεπαφικό τρανζίστορ, το οποίο παρέχει έναν παλμό στην πύλη CR.



Εικόνα 25 Διάγραμμα ενός SCR που χρησιμοποιείται για το έλεγχο ενός βιομηχανικού ηλεκτρικού θερμικού στοιχείου.

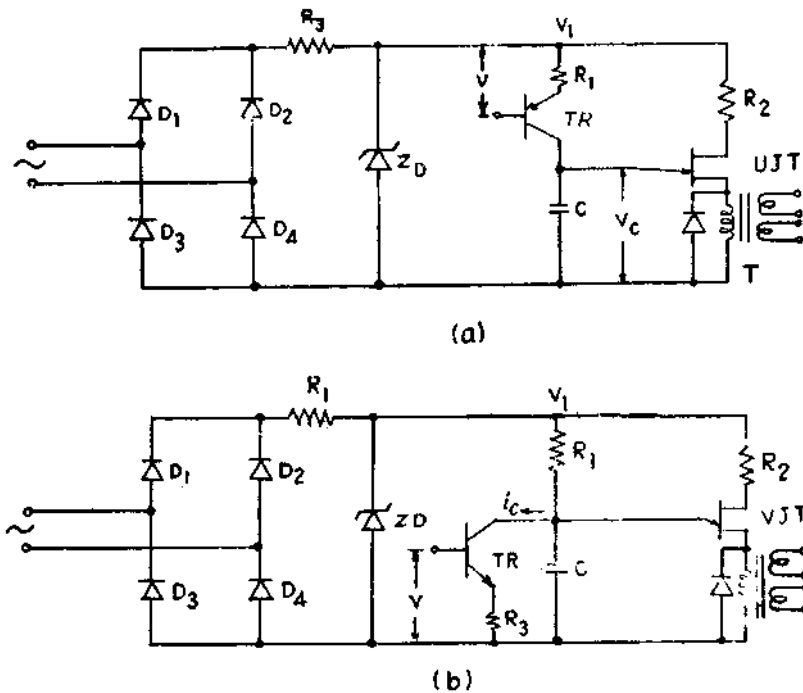


Εικόνα 26 Κυματομορφές από τις μετρήσεις παλμογράφων των διάφορων σημείων στο κύκλωμα θυρίστορ.

Η πρώτη κυματομορφή είναι η τάση εισαγωγής εναλλασσόμενου ρεύματος. Η δεύτερη είναι η παλμένος συνεχής τάση μετά από τη διάοδο. Η τρίτη τάση είναι από τη διάοδο zener. Η τέταρτη τάση είναι το σήμα πυκνωτών στον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η πέμπτη είναι ο παλμός από το μονοεπαφικό τρανζίστορ που στέλνεται στην πύλη του θυρίστορ, και η έκτη είναι η τάση πέρα από το φορτίον

1.3.10 Έλεγχος από ηλεκτρικό σήμα

Σε πρακτικά κυκλώματα ανόρθωσης, απαιτείται ο έλεγχος της τάσης εξόδου από ένα ηλεκτρικό σήμα. Αυτό γενικά επιτυγχάνεται αντικαθιστώντας την αντίσταση R με ένα τρανζίστορ κατά μήκος του πυκνωτή C. γενικά, ένας προενισχυτής με μεγάλο κέρδος τοποθετείται για να επιτύχουμε υψηλή θερμική σταθερότητα και να αντιμετωπίσουμε τις λειτουργικές απαιτήσεις. Τα διαγράμματα των δύο τύπων ταλαντωτών ηρεμίας με μονοεπαφικό τρανζίστορ ελεγχόμενων από τάση φαίνονται στην Εικόνα 27 (a) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ σε σειρά, (b) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ εκτροπής ρεύματος.



Εικόνα 27 (a) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ σε σειρά, (b) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ εκτροπής ρεύματος

Στον έλεγχο σειράς με τρανζίστορ (Εικόνα 27 (a) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ σε σειρά, (b) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ εκτροπής ρεύματος), ο πυκνωτής C φορτίζεται από το ρεύμα εκπομπού του τρανζίστορ TR. Το ρεύμα συλλέκτη I_c του TR είναι

$$I_c = V/R_1 \quad (\text{εξίσωση 27})$$

Όπου, v είναι το σήμα ελέγχου. Η τάση στα άκρα του πυκνωτή C είναι,

$$U_c = I_c t / C = ut / RC \quad (\text{εξίσωση 28})$$

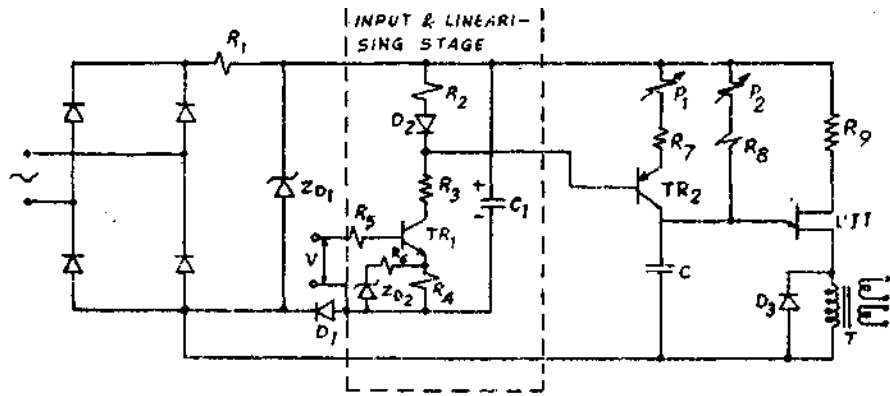
Όπου t είναι ο χρόνος σε δευτερόλεπτα από την έναρξη του κύκλου φόρτισης. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται στο $\omega t = \alpha$ όταν $u_c = nV_1$. Οπότε,

$$U_c = nV_1 = ut / RC = u\alpha / 2\pi f RC \quad (\text{εξίσωση 29})$$

Από το οποίο προκύπτει,

$$\alpha = 2\pi f RC n V_1 / u \quad (\text{εξίσωση 30})$$

η εξίσωση 30 δείχνει ότι η γωνία α είναι αντιστρόφως ανάλογη στο σήμα ελέγχου u . μερικές φορές σε πρακτικές εφαρμογές, απαιτείται η γραμμικοποίηση της σχέσης μεταξύ α και u , το οποίο μπορεί να επιτευχθεί τροποποιώντας ελαφρά το κύκλωμα της Εικόνα 27 όπως φαίνεται στην Εικόνα 28.



Εικόνα 28 Κύκλωμα παλμοδότησης με μονοεπαφικού τρανζίστορ με στάδιο εισόδου γραμμικοποίησης

Το στάδιο εισόδου και το στάδιο γραμμικοποίησης που είναι συνδεδεμένα στο στάδιο που προηγείται του σταδίου της γεννήτριας παλμών, είναι υπεύθυνα για την παραγωγή μίας γραμμικής σχέσης μεταξύ της τάσης ελέγχου και της γωνίας καθυστέρησης α . Η απαίτηση για μία συνεχή ενίσχυση σε ένα ευρύ πεδίο ελέγχου επιτυγχάνεται με αυτό τον τρόπο σε πολλά συστήματα ελέγχου. Το στάδιο εισόδου επίσης λειτουργεί σαν περιοριστής του σήματος εισόδου όπως περιγράφεται παρακάτω. Η ροή ρεύματος στον δρόμο βάσης εκπομπού του TR1 μέσω της αντίστασης R5 προκαλεί το τρανζίστορ TR1 να άγει. Ένα ρεύμα περνάει τώρα από την τροφοδοσία μέσω R2, D2, R3, συλλέκτη-εκπομπού του TR1 και της αντίστασης R4. ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής C1 και η διάοδος D1 εξομαλύνουν την τάση κατά μήκος της διάοδου zener ZD1. το ρεύμα του συλλέκτη του τρανζίστορ TR1 δημιουργεί μία πτώση τάσης κατά μήκος των R4 και R6 και οδηγεί το τρανζίστορ TR2 του επόμενου σταδίου της γεννήτριας παλμών. Η παραλληλία των R4 με R6 και ZD2 συμπιέζει το ανώτατο και ατώτατο σημείο του χαρακτηριστικού μεταφοράς της Εικόνα 29 σε ικανό μέγεθος για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις σχετικά με τη γραμμικότητα. Αυξάνοντας την ροή ρεύματος μέσα από το τρανζίστορ TR2 προκαλεί την μετατόπιση της παλμοσειράς κατά την φορά της μικρότερης γωνίας έναυσης. Στο κύκλωμα της γεννήτριας παλμών, δημιουργούνται αρκετοί παλμοί σε κάθε θετικό μισό κύκλο, και ο ακριβής αριθμός εξαρτάται από την σταθερά φόρτισης. Μειώνοντας την σταθερά φόρτισης του πυκνωτή C αυξάνοντας την τάση εισόδου στο τρανζίστορ TR2 δεν μπορεί να γίνεται απεριόριστα, καθώς υπάρχει ο κίνδυνος της αύξησης της χαμηλής αντίστασης του μονοεπαφικού τρανζίστορ στην διαδρομή εκπομπού βάσης. Αυτό με τη σειρά του θα σήμαινε ότι δεν θα εμφανίζονταν άλλοι παλμοί στην είσοδο του μετασχηματιστή T. Μία τέτοια σχέση προλαμβάνεται σχεδιάζοντας το στάδιο εισόδου να περιορίζει την μέγιστη τάση εισόδου στο TR2. το τελικό αποτέλεσμα είναι ένα μέγιστο 8 με 10 παλμών να δημιουργούνται κάθε κύκλο. Στο κύκλωμα της γεννήτριας παλμών, παρέχεται ένα παρακαμπτήριο μονοπάτι από τις αντιστάσεις P2-R8 κατά μήκος του κυκλώματος φόρτισης του τρανζίστορ TR2 για να διευκολύνει την αργή φόρτιση του πυκνωτή ακόμα και στην περίπτωση της μη αγωγής του TR2. το ποτενσιόμετρο Π2 ρυθμίζεται έτσι ώστε να δημιουργείται τουλάχιστον ένας παλμός την στιγμή που η τραπεζοειδής τάση αρχίζει να πέφτει. Αφού ο παλμός ελέγχου εμφανίζεται σε ένα ορισμένο χρόνο, εξασφαλίζεται ένας συμμετρικός έλεγχος φάσης της κύριας τροφοδοσίας. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στις περιπτώσεις μονοφασικών και τριφασικών μετατροπών και επίσης εμποδίζει την λανθασμένη πυροδότηση στους στατικούς αντιστροφείς. Με το ποτενσιόμετρο P2 καθορίζεται η θέση του τελευταίου παλμού της παλμοσειράς, ενώ το ποτενσιόμετρο P1 είναι υπεύθυνο για την τάση του πρώτου παλμού και επομένως για την δημιουργία του μεγέθους της μικρότερης γωνίας καθυστέρησης α . Όσο μεγαλύτερη η τάση εισόδου τόσο μεγαλύτερο το ρεύμα στον συλλέκτη του TR1 και TR2. η αντίστοιχη μείωση στην σταθερά χρόνου που προέρχεται από τον πυκνωτή C η αντίστοιχη Η αντίστοιχη μείωση της σταθεράς χρόνου που συνδέεται με τον πυκνωτή C καταλήγει σε μία γωνία καθυστέρησης που φαίνεται στην Εικόνα 29. Το κύκλωμα της Εικόνα 27 έχει ένα μεγαλύτερο κέρδος ισχύος ελέγχου αλλά η

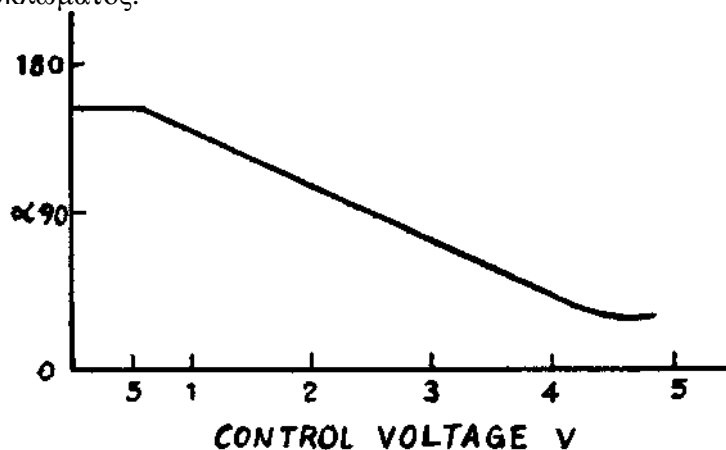
χαρακτηριστική μεταφοράς είναι έντονα μη γραμμική. Ένα σήμα u στην βάση του TR προκαλεί το ρεύμα του συλλέκτη I_c να εκτραπεί από τον πυκνωτή C και επομένως αυξάνει τον χρόνο φόρτισης T που απαιτείται από τον πυκνωτή για να φορτιστεί στο σημείο πυροδότησης. Η περίοδος της ταλάντωσης μπορεί να εκφραστεί σαν:

$$T = RC \ln[(V1R3 - uR)/(V1R3 - uR - nV1R3)] \quad (\text{εξίσωση 31})$$

Και η γωνία της φασικής καθυστέρησης,

$$\alpha = 2\pi fT = 2\pi f RC \ln[(V1R3 - uR)/(V1R3 - uR - nV1R3)] \quad (\text{εξίσωση 32})$$

η γωνία α αυξάνει με το σήμα εισόδου, και συνήθως οι υπόλοιπες παράμετροι του κυκλώματος είναι ρυθμισμένες έτσι ώστε όταν το σήμα εισόδου είναι μηδέν, η γωνία α να είναι κοντά στο μηδέν. Για ένα ρυθμιστή τάσης κλειστού βρόγχου με θυρίστορ ένας προενισχυτής ίσως είναι απαραίτητος στην είσοδο του TR για να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του κυκλώματος.

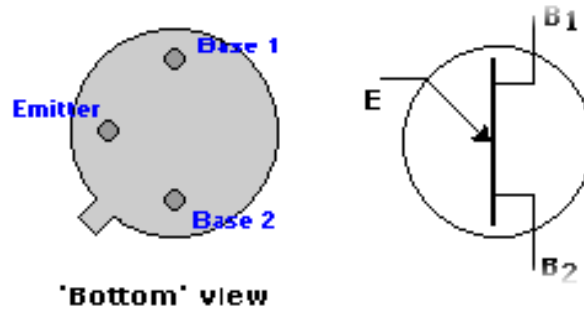


Εικόνα 29 Καμπύλη που δείχνει την γωνία καθυστέρησης α σε σχέση με την τάση ελέγχου του κυκλώματος της εικόνας 28

Και τα δύο παραπάνω κυκλώματα δεν περιλαμβάνονται στην κατηγορία της ημιτονικής διασταύρωσης γιατί το σήμα χρονισμού δεν είναι ημιτονική συνάρτηση. Σε αυτά τα κυκλώματα, το μονοεπαφικό τρανζίστορ λειτουργεί σαν συνδυασμός συγκριτή και γεννήτριας παλμών με μία ενσωματωμένη τάση αναφοράς $nV1$. η τάση χρονισμού είναι η τάση στα άκρα του πυκνωτή C η οποία είναι λίγο πολύ μία ράμπα. Ως αποτέλεσμα, σε αυτά τα κυκλώματα πυροδότησης, η μέση τάση εξόδου του ανορθωτή δεν μεταβάλλεται γραμμικά με τον έλεγχο της τάσης u .

1.4 Έλεγχος μονοεπαφικού τρανζίστορ

Η διαδικασία για τον έλεγχο γίνεται με ένα ψηφιακό ωμόμετρο στην κλίμακα των Ohm. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι ένα στερεής κατάστασης ημιαγωγός με τρεις ακροδέκτες.



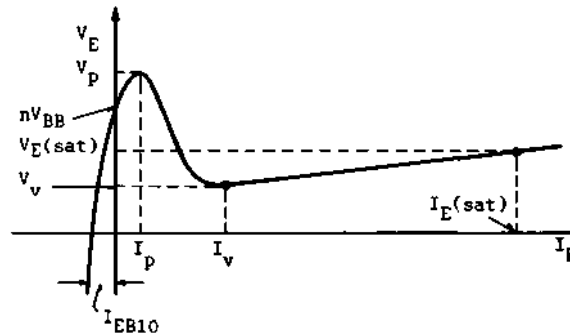
Εικόνα 30 Εικόνα μονοεπαφικού τρανζίστορ

- 1) Με ένα ψηφιακό ωμόμετρο, ρυθμισμένο στην κλίμακα των Ohm μετράμε την αντίσταση μεταξύ βάσης B1 και βάσης B2 και μετά επαναλαμβάνουμε την μέτρηση αντιστρέφοντας τα καλώδια. Ανεξαρτήτως την πολκότητα των καλωδίων η μετρούμενη αντίσταση θα πρέπει να είναι περίπου ίδια (υψηλή αντίσταση).
- 2) Τώρα συνδέουμε το αρνητικό καλώδιο (-) του ωμομέτρου στον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Με το θετικό καλώδιο (+) μετράμε την αντίσταση εκπομπού – βάσης B1 και εκπομπού – βάσης B2. Και οι δύο ενδείξεις θα πρέπει να δείχνουν υψηλή αντίσταση και περίπου ίσες μεταξύ τους.
- 3) τώρα συνδέουμε το θετικό καλώδιο (+) του ωμομέτρου στον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Με το αρνητικό καλώδιο (-) μετράμε την αντίσταση εκπομπού – βάσης B1 και εκπομπού – βάσης B2. Και οι δύο ενδείξεις θα πρέπει να δείχνουν χαμηλή αντίσταση και περίπου ίσες μεταξύ τους.

1.5 Μέτρηση χαρακτηριστικών των μονοεπαφιακών τρανζίστορ

1.5.1 Απαιτούμενα όργανα

- Τροφοδοτικό DC με δύο ανεξάρτητες πηγές τάσης 0-30 V.
- Μιλιαμπερόμετρο DC, 0 -100 mA.
- Βολτόμετρο (ψηφιακό) DC, 0-30 V.
- Πολύμετρο (ωμόμετρο).



Εικόνα 31 Χαρακτηριστική ρεύματος εκπομπού I_E κα τάσης εκπομπού V_E του μονοεπαφιακού τρανζίστορ.

1.5.2 Χαρακτηριστικά Μονοεπαφιακών transistors

- (1) Ενδογενής λόγος φραγμού (Intrinsic standoff ratio), "n". Είναι το ελάχιστο ποσοστό επί της εφαρμοζόμενης ενδοβασικής τάσης V_{BB} μεταξύ των βάσεων B1 και B2 του μονοεπαφιακού τρανζίστορ, που καθορίζει την τάση κορυφής V_p η οποία πρέπει να αναπτυχθεί μεταξύ εκπομπού και βάσης του, για να εκκινήσει το μονοεπαφιακό τρανζίστορ. Ο λόγος "n" δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία περιβάλλοντος (π.χ. $T_A = 25^\circ C$) και έχει μία ελάχιστη και μία μέγιστη τιμή για κάθε τύπο μονοεπαφιακού τρανζίστορ {π.χ. από 0,56 έως 0,75}.
- (2) Σημείο κορυφής ρεύματος εκπομπού I_E (Peak point emitter current), I_p Είναι το ελάχιστο ρεύμα εκπομπού, που απαιτείται για εκκίνηση του μονοεπαφιακού τρανζίστορ (της τάξης λίγων μA). Είναι αντίστοιχο του ρεύματος εκκίνησης των thyristors και δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία περιβάλλοντος.
- (3) Ανάστροφο ρεύμα εκπομπού (Emitter reverse current), I_{EB10} Είναι το μέγιστο ανάστροφο ρεύμα του μονοεπαφιακού τρανζίστορ, το οποίο κινείται από τη Βάση B1(την κάθοδο) προς τον έκπομπο. Το ρεύμα αυτό είναι της τάξης από 0,01 μA μέχρι λίγα μA και δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία περιβάλλοντος.
- (4) Το ρεύμα κοιλάδας I_v (Valley point current) είναι το ελάχιστο ρεύμα εκπομπού, το οποίο διατηρεί σε αγωγιμότητα το μονοεπαφιακού τρανζίστορ (αντίστοιχο του ρεύματος συγκράτησης, I_H των thyristors). Το ρεύμα αυτό είναι της τάξης λίγων mA και δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία περιβάλλοντος.
- (5) Η ενδοβασική τάση V_{BB} (Interbase voltage). Πρόκειται για τη μέγιστη επιτρεπόμενη τάση μεταξύ των βάσεων B1 και B2 του μονοεπαφιακού τρανζίστορ. Η τάση αυτή δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία και κυμαίνεται από 28 V έως 35 V περίπου. Ποσοστό "n" αυτής της τάσης είναι πρακτικά η τάση κορυφής V_p , (εκκίνησης).
- (6) Κατανάλωση ισχύος (Power dissipation), P . Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς κατανάλωσης επί του μονοεπαφιακού τρανζίστορ (της τάξης λίγων 100-δων mW).

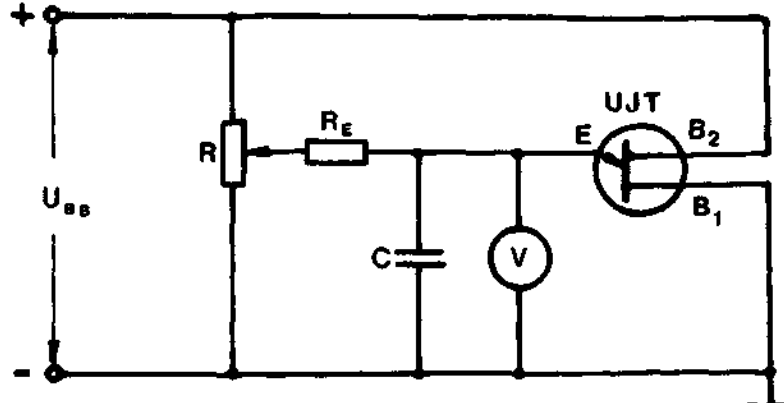
1.5.3 Προσδιορισμός των χαρακτηριστικών

1.5.3.1. Μέτρηση της ενδοβασικής αντίστασης RBB

Μετρήστε την ενδοβασική αντίσταση RBB ανάμεσα στους ακροδέκτες B1 και B2 του μονοεπαφικού τρανζίστορ με ωμόμετρο και ανοιχτό τον εκπομπού E.

1.5.3.2. Μέτρηση της τάσης κορυφής Vp

Για να μετρήσετε την τάση κορυφής Vp, χρησιμοποιήστε το κύκλωμα της Εικόνα 32.



Εικόνα 32 Κύκλωμα για την μέτρηση της τάσης κορυφής Vp

α) Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο R στην ελάχιστη τιμή του. Η τάση της πηγής VBB επιλέγετε σύμφωνα με τον πίνακα 1.1. Για κάθε τιμή της VBB αυξήστε την τάση του εκπομπού μέσω του ποτενσιόμετρου R μέχρι να σημειωθούν ξαφνικές μεταβολές της μετρούμενης με το βολτόμετρο τάσης, το οποίο δείχνει ότι αρχίζουν οι ταλαντώσεις του κυκλώματος. Για μεγαλύτερη ακρίβεια, επαναλάβετε τη διαδικασία αυτή μερικές φορές για κάθε τιμή της τάσης VBB

β) Από τον τύπο $V_p = nV_{BB} + V_D$ υπολογίστε την τιμή του συντελεστή εσωτερικής αδράνειας n και καταχωρήστε στον ίδιο πίνακα ($V_D = 0,5 \text{ V}$).

Πίν. 1-1

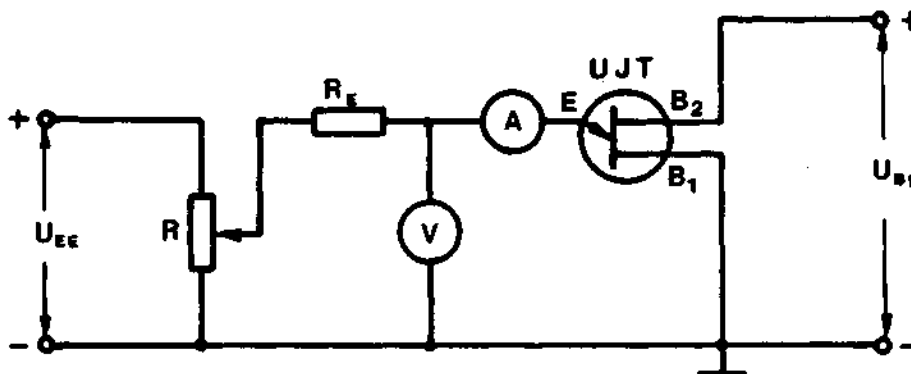
VBB(V)	5	10	15	20	25
VP(V)					
n(-)					

γ) Για μια ορισμένη τιμή της τάσης VBB (π.χ. $U_{BB} = 10 \text{ V}$), να θερμανθεί προσεχτικά και με κατάλληλο τρόπο (π.χ. με κολλητήρι) το μονοεπαφικό τρανζίστορ και να διαπιστωθεί αν υπάρχει μεταβολή στην τιμή της τάσης κορυφής Vp και προς ποια κατεύθυνση.

δ) Να σχεδιαστούν οι καμπύλες $V_p = f(V_{BB})$ και $n = f(V_{BB})$.

1.5.3.3. Μέτρηση της τάσης και του ρεύματος κοιλιάδας Iv

Πραγματοποιήστε το κύκλωμα της Εικόνα 33.



Εικόνα 33 Κύκλωμα για τη μέτρηση της τάσης Vp και του ρεύματος κοιλιάδας Iv

α) Ρυθμίστε την τάση VBB σε μία από τις τιμές που δίνονται στον πίνακα 1-2. Μεταβάλλετε την τάση της πηγής VEE αυξάνοντας την βαθμιαία από 0 μέχρι τη διέγερση του μονοεπαφικού τρανζίστορ, που δείχνει η απότομη αύξηση του ρεύματος εκπομπού ΙΕ. Μετά ελαττώστε την τάση VEE μέχρι το σημείο, για το οποίο το ρεύμα εκπομπού σταματά να μικραίνει. Τοποθετήστε τις ενδείξεις των οργάνων στον πίνακα 1.2.

Πιν. 1-2

VBB(V)	5	10	15	20
VV(V)				
Iv (mA)				

Επαναλάβετε την παραπάνω διαδικασία και για τις υπόλοιπες τιμές της τάσης VBB μέχρι να συμπληρωθεί ο πίνακας 1.2. Για να επιτευχθεί μεγαλύτερη ακρίβεια, επαναλάβετε τις μετρήσεις μερικές φορές για κάθε τιμή της VBB.

β) Σχεδιάστε τις καμπύλες $I_v = f(V_{BB})$ και $V_V = f(V_{BB})$.

1.6 Θεωρητικές ασκήσεις στα μονοεπαφιακά transistors

1.6.1 Πρόβληματα

1.6.1.1. Πρόβλημα 1

Υπολογίστε τις παρακάτω παραμέτρους του μονοεπαφικού τρανζίστορ με την χρήση τύπων.

1. υπολογίστε το η (ενδογενής λόγος φραγμού).
2. υπολογίστε την συχνότητα των παλμών.
3. υπολογίστε την τάση κορυφής V_P .
4. υπολογίστε το ελάχιστο και μέγιστο μέγεθος της R_E .
5. είναι η τιμή της R_E στα 7.5 K Ω εντός των ορίων;

Δίνονται τα ακόλουθα χαρακτηριστικά από το φυλλάδιο χαρακτηριστικών του μονοεπαφικού τρανζίστορ:

$R_{BB} = 8.5 \text{ K}\Omega$, $r_{B2} = 3.2 \text{ K}\Omega$, $r_{B1} = 5.3 \text{ K}\Omega$, $I_P = 5.2 \mu\text{A}$, $V_V = 1.5 \text{ V}$ και $I_V = 3.2 \text{ mA}$

Επίσης δίνονται οι εξής πληροφορίες για τον ταλαντωτή του προβλήματος.

$R_E = 7.5 \text{ K}\Omega$, $C = 0.1 \mu\text{F}$, $V_S = 20 \text{ V}$, $R_{B1} = 33 \Omega$, $R_{B2} = 330 \Omega$

Λύση

1. Ο ενδογενής λόγος φραγμού υπολογίζεται από τον τύπο:

$$\eta = r_{B1}/r_{B2} = 0.62$$

2. η συχνότητα του ταλαντωτή υπολογίζεται από τον τύπο:

$$f = 1/RC = 1.33 \text{ KHz}$$

3. η τάση κορυφής V_P υπολογίζεται από τον τύπο:

$$V_P = \eta(V_{B1B2}) + 0.6 \text{ V}$$

Είναι απαραίτητο να υπολογίσουμε τα V_{B1}, V_{B2} τα οποία προσδιορίζονται από τον επόμενο λόγο:

$$V_{B2B1}/V_S = r_{BB}/(R_2 + r_{BB} + R_1)$$

Και επομένως

$$V_{B2B1} = 19.2 \text{ V}$$

Τώρα μπορούμε να υπολογίσουμε

$$V_P = (0.62)(19.2 \text{ V}) + 0.6 = 12.5 \text{ V}$$

4. η ελάχιστη και η μέγιστη τιμή της R_E υπολογίζεται από τους τύπους:

$$R_{E\max} = (V_S - V_P)/I_P = 5.78 \text{ K}\Omega$$

$$R_{E\min} = (V_S - V_P)/I_P = 1.44 \text{ K}\Omega$$

Καθώς η R_E είναι 7.5 K Ω , είναι εκτός των ορίων της $R_{E\min}$ και $R_{E\max}$

1.6.1.2. Πρόβλημα 2

Η τάση τροφοδοσίας είναι 12 V και ο ενδογενής λόγος φραγμού η είναι 0.6. Να βρεθεί η τάση πυροδότησης.

Λύση

Χρησιμοποιούμε τον τύπο

$$V_P = \eta V_{BB} + 0.6$$

$$V_P = 0.6 \times 12 + 0.6 = 7.8 \text{ V}$$

1.6.1.3. Πρόβλημα 3

Αν $R = 1 \text{ K}\Omega$ και $I_V = 5 \text{ mA}$, να βρεθεί η τιμή της V_{EE} που θα προκαλέσει το μονοεπαφικό τρανζίστορ να σβήσει.

Λύση

Στο σημείο κοιλιάδας, $V_E = V_V = 2 \text{ V}$ και $I_E = I_V = 5 \text{ mA}$. Επομένως, $V_{EE} = V_E + I_E R_E = 7 \text{ V}$ είναι η τάση της V_{EE} κάτω από την οποία το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα σβήσει.

1.6.1.4. Πρόβλημα 4

Κύκλωμα χρησιμοποιεί ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ με $\eta = 0.6$, $R_{BB} = 10 \text{ K}\Omega$, και $V_D = 0.5 \text{ V}$. Αν $V_{BB} = 20 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 100 \Omega$, $R = 10 \text{ K}\Omega$ και $C = 1 \mu\text{F}$, να βρεθεί το πλάτος της κυματομορφής της τάσης του πυκνωτή και η συχνότητα ταλάντωσης.

Λύση

Η τιμή της V_P υπολογίζεται από

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D$$

αφού R_1 και R_2 είναι πολύ μικρότερες από την R_{BB} επομένως έχουμε

$$V_P = 0.6(20 \text{ V}) + 0.5 \text{ V} = 12.5 \text{ V}$$

Η περίοδος της κυματομορφής είναι δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση $T \approx 10 \text{ K}\Omega(1 \mu\text{F})1\eta(20/20 - 12.5) \approx (10 \text{ ms})\log(2.67) \approx (10 \text{ ms})0.98 = 9.8 \text{ ms}$ Αυτό δίνει συχνότητα $1/T = 102 \text{ Hz}$.

1.6.1.5. Πρόβλημα 5

Να επαναληφθεί το πρόβλημα 4 για τάση τροφοδοσίας 30 V .

Λύση

$$V_P = (0.6)30 \text{ V} + 0.5 \text{ V} = 18.5 \text{ V}$$

Επομένως

$$T \approx 10 \text{ k}\Omega(1 \mu\text{F})1\eta(30/30 - 18.5) \approx (10 \text{ ms})\log(2.61) \approx (10 \text{ ms})0.96 = 9.6 \text{ ms}$$

Αυτό δίνει συχνότητα $1/T = 104 \text{ Hz}$.

Παρατηρήστε ότι η V_P αυξάνει περίπου αναλογικά της V_{in} έτσι ώστε το πλάτος της πριονωτής κυματομορφής του πυκνωτή να αυξηθεί. Η συχνότητα, ωστόσο, αλλάζει ελαφρά (για 50% αύξηση της V_{in} (20 V to 30 V), η συχνότητα αυξάνει μόνο 2% (102 Hz to 104 Hz).

1.6.1.6. Πρόβλημα 6

Για $C = 1 \mu\text{F}$, $V_{in} = 20 \text{ V}$ και $\eta = 0.6$, να βρείτε τα όρια της φορτιζόμενης αντίστασης R και τα όρια της συχνότητας. Το μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει $I_V = 10 \text{ mA}$, $V_V = 2 \text{ V}$, και $I_P = 5 \mu\text{A}$.

Λύση

$R_{min} = (20 \text{ V} - 2 \text{ V})/10 \text{ mA} = 1.8 \text{ K}\Omega$ και $R_{max} = 1.5 \text{ M}\Omega$ Χρησιμοποιούμε αυτές τις τιμές να υπολογίσουμε την περίοδο T στην εξίσωση

$$T_{min} = 1.8 \text{ K}\Omega(1 \mu\text{F})1\eta(2.5) = 1.649 \text{ ms} \text{ και}$$

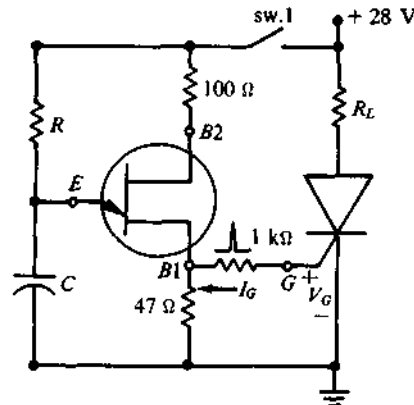
$$T_{max} = 1.5 \text{ M}\Omega(1 \mu\text{F})1\eta(2.5) = 1.374 \text{ s}$$

Και έχουμε

$$f_{max} = 606 \text{ Hz} \text{ και } f_{min} = 0.727 \text{ Hz}$$

1.6.1.7. Πρόβλημα 7

Το μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει $R_{BB} = 6 \text{ K}\Omega$ και το θυρίστορ έχει $I_{GT} = 0.1 \text{ mA}$ και $V_{GT} = 0.5 \text{ V}$. Να βρεθεί αν το κύκλωμα θα προκαλέσει πρόωρη πυροδότηση του θυρίστορ.



Εικόνα 34 Κύκλωμα προβλήματος 7

Λύση

Χρησιμοποιώντας την παρακάτω εξίσωση έχουμε

$$V_{B1}(\text{off}) = R_1 V_{in} / (R_1 + R_{BB} + R_2) = 0.21 \text{ V}$$

Η απαίτηση της σχέσης είναι

$$V_{B1}(\text{off}) < 0.1 \text{ mA}(1 \text{ K}\Omega) + 0.5 \text{ V} = 0.6 \text{ V}$$

Η τιμή μας 0.21 V ικανοποιεί αυτή την απαίτηση.

1.6.1.8. Πρόβλημα 8

Να λυθεί η ίδια άσκηση όταν έχει $\eta = 0.7$, $V_D = 0.7 \text{ V}$, $V_v = 2 \text{ V}$, $I_P = 5 \mu\text{A}$, και $I_v = 3 \text{ mA}$. Να επιλεγθούν τιμές για την R και C που θα δώσουν μία καθυστέρηση 10 ms στο κύκλωμα της Εικόνα 34. Η τιμή της R πρέπει να είναι μικρότερη από R_{max} αλλιώς το μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν θα ανάβει ποτέ. Οπότε

$$R_{max} = (V_{in} - V_p) / I_p \quad (19-8B)$$

όπου $V_p = (0.7)(28 \text{ V}) + 0.5 \text{ V} = 20.1 \text{ V}$, και έχουμε

$$R < R_{max} = 1.58 \text{ M}\Omega$$

Θα χρησιμοποιήσουμε $R = 100 \text{ k}\Omega$. Η χρονική καθυστέρηση δίνεται από την εξίσωση

$$T_D = RC \ln(V_{in} / (V_{in} - V_p)) = 10 \text{ ms}$$

Αντικαθιστώντας τις γνωστές τιμές και απιλύνοντας ως προς C ,

$$C = 10 \text{ ms} / ((100 \text{ k}\Omega) \ln(3.54)) \approx 0.08 \mu\text{F}$$

Αυτή η τιμή του C είναι μεγαλύτερη από 0.001 μF και είναι αποδεκτή. αν η τιμή του πυκνωτή ήταν πολύ μικρή, τότε θα μικραίναμε την R ώστε να αυξηθεί ο C .

1.6.1.9. Πρόβλημα 9

Μεγάλες χρονικές καθυστερήσεις μπορούν να επιτευχθούν με τη χρήση μεγάλων τιμών των R και C . Η R μπορεί να μεγαλώσει μόνο μέχρι R_{max} . Η τιμή του C περιορίζεται από ένα πιο πρακτικό λόγο. Όταν η R είναι μεγάλη, η αντίσταση διαροής πρέπει να είναι πολύ μεγάλη ή ο πυκνωτής C να μπορεί να φορτιστεί μέχρι την V_p εξαιτίας της επίδρασης του διαιρέτη τάσης της R και της αντίστασης διαροής. Οι πυκνωτές με μεγάλες τιμές χωρητικότητας και υψηλή αντίσταση διαροής είναι ακριβοί και γίνονται ακριβότεροι όσο συζάνει το C . Ας υποθέσουμε ότι για οικονομικούς λόγους ορίζουμε ένα μέγιστο $C = 100 \mu\text{F}$. Ποιά θα είναι η μέγιστη χρονική καθυστέρηση που μπορεί να επιτευχθεί;

Λύση

Χρησιμοποιούμε $R = 1.5 \text{ M}\Omega$ και $C = 100 \mu\text{F}$. οπότε,

$$TD(\max) = 1.5 \text{ M}\Omega(100 \text{ }\mu\text{F})1\eta(3.54) = 189.75 \text{ s}$$

1.6.1.10. Πρόβλημα 10

Πως μπορεί να αυξηθεί η καθυστέρηση πέρα της τιμής του παραπάνω παραδείγματος;

Λύση

Μπορούμε να αυξήσουμε το I_{\max} μειώνοντας το I_p . Αυτό απαιτεί ένα UJT με μικρότερο I_p . Το 2N2647 μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει το χαμηλότερο διαθέσιμο ρεύμα κορυφής I_p , το οποίο είναι $2 \text{ }\mu\text{A}$ μέγιστο. Με $I_p = 2 \text{ }\mu\text{A}$, η R_{\max} γίνεται $3.95 \text{ M}\Omega$. Αν χρησιμοποιήσουμε $R = 3.9 \text{ M}\Omega$, τότε

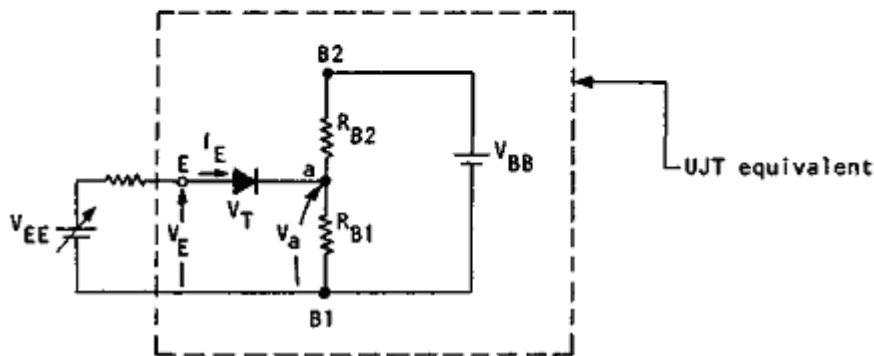
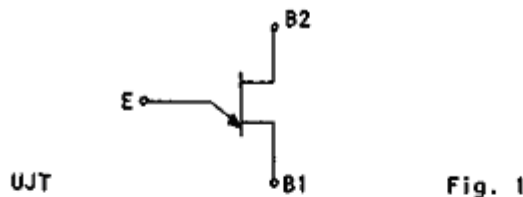
$$TD(\max) = 3.9 \text{ M}\Omega(100 \text{ }\mu\text{F})1\eta(3.54) = 493.35 \text{ s}$$

Στην πράξη, το TD θα είναι μικρότερο από αυτή την τιμή εξαιτίας του αντίστροφου ρεύματος διαροής που ρέει μέσα από τον εκπομπό. Αυτό το ρεύμα διαροής προστίθεται στο μικρό ρεύμα φόρτισης για να δημιουργήσει μία πιο γρήγορη φόρτιση.

1.6.1.11. Πρόβλημα 11

Δίνεται μονοεπαφικό τρανζίστορ με ενδοβασική αντίσταση $R_{BB}=8\text{k}\Omega$ και $R_{B1} = 6\text{k}\Omega$ όταν $I_E=0$. αν βρεθεί

- το ρεύμα του μονοεπαφικού τρανζίστορ αν $V_{BB}= 16\text{V}$ και V_E είναι μικρότερη από την τάση κορυφής.
- ο ενδογενής λόγος φραγμού η και το V_a , χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του (a).
- η τάση κορυφής V_p .



Εικόνα 35 Κύκλωμα προβλήματος 11

Λύση

Τα δεδομένα είναι $R_{BB} = 8\text{k}\Omega$ και $R_{B1}=6\text{k}\Omega$. Αφού $R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$, (Εικόνα 35) προκύπτει ότι $R_{B2} = 2\text{k}\Omega$.

- αφού $V_E < V_p$ και $I_E=0$ τότε και $I_1=I_2=V_{BB}/R_{BB}=2\text{mA}$
- ο ενδογενής λόγος φραγμού είναι $\eta=R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})$

$$\eta = 6/8 = 0.75$$

$$V_a = \eta V_{BB}$$

$$V_a = 0.75 \times 16 = 12\text{V}$$

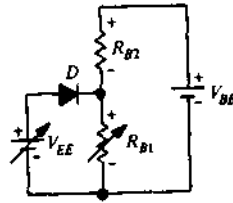
- η τάση κορυφής είναι

$$V_p = V_T + \eta V_{BB}$$

Η τάση κατωφλιού της διόδου μπορεί να υποτεθεί ότι είναι 0.5V , δίνοντας $V=0.5+12=12.5\text{V}$.

1.6.1.12. Πρόβλημα 12

Το ισοδύναμο κύκλωμα του μονοεπαφικού τρανζίστορ έχει $R_{B1} = 0,5 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 4,0 \text{ k}\Omega$, $V_{BB} = 18 \text{ volts}$, και $V_{EE} = 5,0 \text{ volts}$. Είναι το μονοεπαφικό τρανζίστορ ορθά πολωμένο; Ποιά τιμή της V_{EE} θα πυροδοτήσει το μονοεπαφικό τρανζίστορ;



Εικόνα 36 Κύκλωμα προβλήματος 12

Λύση

$$V_{RB1} = V_{BB} \cdot R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) = 10 \text{ volts}$$

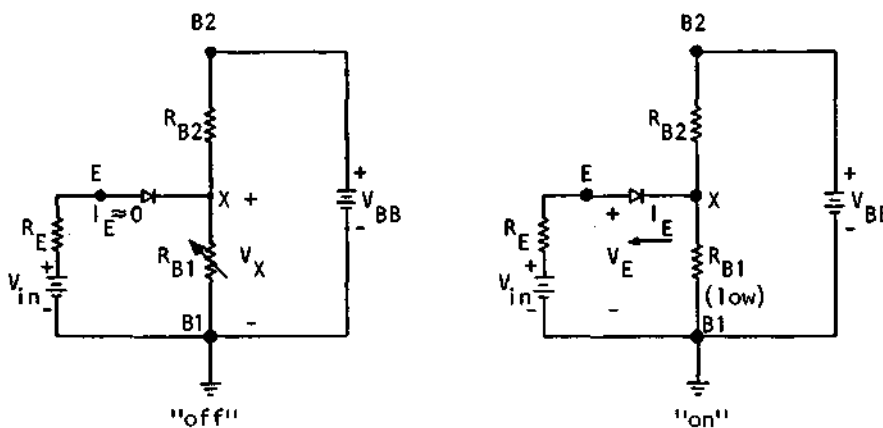
Αφού η V_{RB1} είναι μεγαλύτερη από την V_{EE} , το μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι ανάστροφα πολωμένο. Για να πυροδοτηθεί, η διόδος πρέπει να είναι ορθά πολωμένη με περίπου $0,7 \text{ volt}$. Αυτό σημαίνει

$$V_p = nV_{BB} + V_D = R_{B1} \cdot V_{BB} / (R_{B1} + R_{B2}) + V_D = 10,7 \text{ volts}$$

1.6.1.13. Πρόβλημα 13

Ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει $\eta = 0,6$ και $I_v = 2 \text{ mA}$. Για το κύκλωμα της Εικόνας 37, υποθέτουμε $V_{BB} = 30 \text{ V}$ και $R_E = 1 \text{ k}\Omega$.

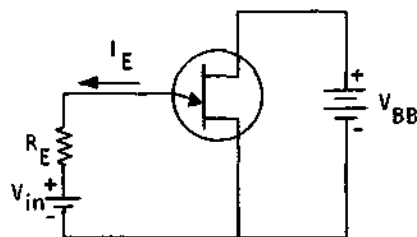
- να βρεθεί η τιμή της V_{in} για να ανάψει το μονοεπαφικό τρανζίστορ.
- να βρεθεί η προσεγγιστική τιμή του ρεύματος εκπομπού I_E όταν $V_{in} = 25 \text{ V}$.
- να βρεθεί η τιμή του V_{in} που θα σβήσει το μονοεπαφικό τρανζίστορ.



Εικόνα 37 Κύκλωμα προβλήματος 13

$V_{in} < V_x$; $I_E \approx 0$

$V_{in} > V_x$; I_E μεγάλο



Εικόνα 38 Κύκλωμα προβλήματος 13

UJT Biasing:

- (A) Emitter reverse biased;
- (B) Emitter forward biased;
- (C) Circuit.

Λύση

(a) $V_p = nV_{BB} + V_D = 0.6(30) + 0.5 = 18.5V$

επομένως για πυροδότηση του μονοεπαφικού τρανζίστορ χρειαζόμαστε $V_{in} = 18.5V$

(b) για $V_{in} = 25V$, το μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι αναμένο και υποθέτουμε $V_E = V_E(sat) \sim 2V$. Επομένως υπάρχουν $23V$ κατά μήκος της R_E έτσι ώστε $I_E = 23V/1k\Omega = 23mA$

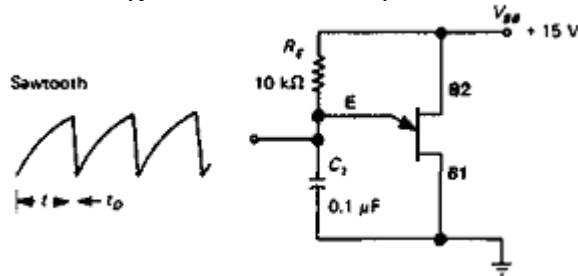
(c) στο σβήσιμο, $I_E = I_V = 2mA$ και $V_E = V_V = 1V$. χρησιμοποιώντας KVL,

$$V_{in} = I_E * R_E + V_E = 3V$$

Η οποία είναι η τιμή της V_{in} που θα έσβηνε το μονοεπαφικό τρανζίστορ οποιαδήποτε V_{in} μικρότερη από $3V$ θα μειώσει το ρεύμα εμπομπού I_E κάτω από ρεύμα κοιλιάδας I_V και θα προκαλέσει το σβήσιμο του μονοεπαφικού τρανζίστορ.

1.6.1.14. Πρόβλημα 14

Ο ταλαντωτής ηρεμίας της Εικόνα 39 χρησιμοποιεί ένα 2N4948 μονοεπαφικό τρανζίστορ. Ποιά είναι η συχνότητα ταλάντωσης; Για το 2N4948, $\eta = 0.7$ και $V_{BE1}(sat) = 2.5V$.



Εικόνα 39 Κύκλωμα προβλήματος 14

Λύση

Το ισοδύναμο κύκλωμα έχουμε

$$V_1 = R_{B1} * V_{B1B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = \eta V_{B1B2}$$

Το μονοεπαφικό τρανζίστορ θα ανάψει όταν $V_E = V_P = V_D + V_1$. Η γενική εξίσωση του χρόνου φόρτισης ενός πυκνωτή μέσω αντιστάσεων είναι

$$t = 2.3 CR \log[(E - E_0)/(E - e_c)]$$

όπου

C = χωρητικότητα σε farads

R = αντίσταση σε ohms

E = τάση τροφοδοσίας

e = τάση πυκνωτή τη χρονική στιγμή t

E_0 = αρχική τάση στον πυκνωτή

Αφού το μονοεπαφικό τρανζίστορ πρόκειται να πυροδοτηθεί τη χρονική στιγμή t

$$E_c = V_p = V_D + \eta V_{B1B2}$$

Η τάση της διόδου είναι $V_Q = 0.7V$. αντικαθιστώντας τις τιμές,

$$e_c = 0.7V + (0.7 \chi 15V) = 0.7V + 10.5V = 11.2V$$

όταν το μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται, ο πυκνωτής εκφορτίζεται σε $V_{EB1}(sat)$. αυτή είναι η τάση E του πυκνωτή στην αρχή κάθε κύκλου φόρτισης. Επομένως,

$$E_0 = 2.5V$$

Η περίοδος της ταλάντωσης είναι

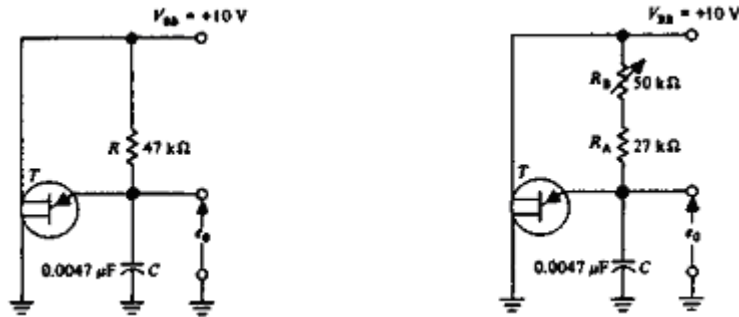
$$t = 2.3 \cdot 0.1\mu F \cdot 10k\Omega \cdot \log[(15 - 2.5)/(15 - 11.2)] = 1.16 \text{ ms}$$

η συχνότητα είναι

$$f = 1/t = 860Hz$$

1.6.1.15. Πρόβλημα 15

Αποδείξτε ότι το κύκλωμα της Εικόνα 40 θα λειτουργήσει σαν ταλαντωτής ηρεμίας. Να βρεθούν τα χαρακτηριστικά της τάσης εξόδου. Δίνονται: $R_{BB} = 5k\Omega$, $\eta = 0.6$, $I_v = 2mA$ και $I_p = 10mA$



Εικόνα 40 Εικόνα προβλήματος 15

Λύση

1. Το κύκλωμα, χρησιμοποιεί ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ, θα λειτουργήσει σαν ταλαντωτής ηρεμίας αν η γραμμή φορτίου είναι στην περιοχή αρνητικής αντίστασης της χαρακτηριστικής καμπύλης V_E-I_E . Η προϋπόθεση ισχύει όταν $R_{max} > R > R_{min}$ επομένως, βρείτε τις τιμές των R_{max} και R_{min} .

2. Να βρεθεί το πλάτος της τάσης εξόδου.

3. Με χρήση της Εικόνα 40, να βρεθεί το μέγιστο και ελάχιστο διάστημα t .

4. Να βρεθεί το κατά προσέγγιση διάστημα εκφόρτισης του πυκνωτή.

Υποθέστε $R_{B1} \sim 100\Omega$.

Υποθέτουμε :

$$V_V = 1V$$

$$R_{max} = (V_{BB} - V_p) / I_p$$

$$V_p = nV_{BB} \quad (0.6) \quad (10)$$

$$V_p = 6V$$

$$R_{max} = (10 - 6)V / 10\mu A = 400k\Omega$$

$$R_{min} = V_{BB} / I_V = 10 / 2mA = 5k\Omega$$

$$R_{max} > R > R_{min}$$

$$400k\Omega > 47k\Omega > 5k\Omega$$

επομένως, η γραμμή φορτίου τέμνει την χαρακτηριστική καμπύλη V_E-I_E στην περιοχή αρνητικής αντίστασης. Άρα το κύκλωμα λειτουργεί σαν ταλαντωτής ηρεμίας.

$$e_o = V_p - V_V$$

$$e_o = 5V$$

$$t = RC \log(1/1-n) / \log e$$

$$t = R_{min} C \log(1/1-n) / \log e$$

$$t = 116msec$$

$$t = R_{max} C \log(1/1-n) / \log e$$

$$t=331\text{msec}$$

$$ec=E e^{(-t/RC)}$$

$$VV=Vp e^{(-tre/R'B1C)}$$

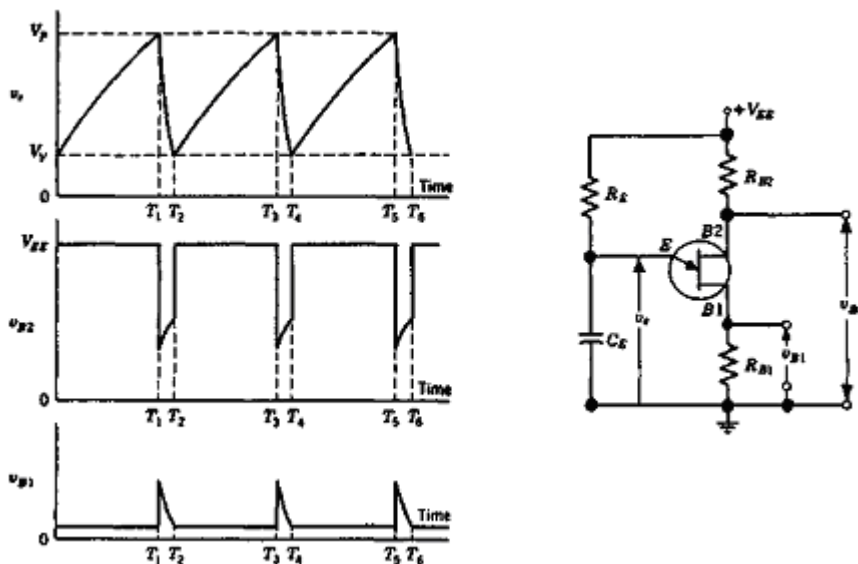
$$tre=R'B1C\log(Vp/VV)/\log e$$

$$tre=0.855 \mu\text{sec}$$

Σημείωση: η τιμή της RB1 είναι εξαρτώμενη από το κύκλωμα. Μία αριθμητική τιμή τίθεται εδώ για να βοηθήσει τον φοιτητή να καταλάβει τη λειτουργία του βασικού κυκλώματος.

1.6.1.16. Πρόβλημα 16

Οι υαλοκαθαριστήρες ενός αυτοκινήτου ελέγχονται από ένα κυκλώμα με μονοεπαφικό τρανζίστορ. Ο πυκνωτής για CE είναι 50μF. Η αντίσταση για RE είναι ο συνδυασμός σειράς της αντίστασης 51kΩ και του ποτεσιόμετρου 510KΩ. Η τιμή του η είναι 0.632. ποιός είναι ο μέγιστος και ο ελάχιστος αριθμός σαρώσεων το λεπτό;



Εικόνα 41 Εικόνα προβλήματος 16

Λύση

Η περίοδος του κυκλώματος του μονοεπαφικού τρανζίστορ (Εικόνα 41) είναι

$$T = T3 - T1 = RECE \ln[(1-VV/VEE)/(1-VP/VE)] \quad (1)$$

Αφού $VV \ll VEE$, eq. 1 έχουμε

$$T = RECE \ln(1/1-n) \quad (2)$$

και επειδή $\eta = 0.632$ έχουμε

$$T = RECE \quad (3)$$

Η ελάχιστη τιμή της περιόδου είναι

$$T = RECE = (51,000\Omega)(50 \times 10^{-6}\text{F}) = 2.6\text{s}$$

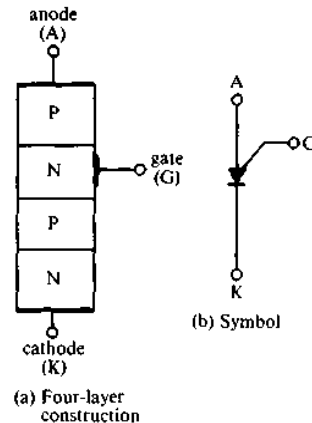
Και η μέγιστη τιμή της περιόδου είναι

$$T = RECE = (51,000\Omega + 510,000\Omega)(50 \times 10^{-6}\text{F}) = 28.1\text{s}$$

Άρα το ποτεσιόμετρο μπορεί να ρυθμίσει τους υαλοκαθαριστήρες να δώσουν απο $60\text{s}/28.13\text{s}=2.1$ μέχρι $60\text{s}/2.6\text{s}=2$ σαρώσεις το λεπτό.

Κεφάλαιο 2 Προγραμματιζόμενα μονοεπαφικά τρανζίστορ (PUTs)

Ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (PUT) δεν είναι μονοεπαφικό τρανζίστορ, αλλά μία συσκευή τεσσάρων στρωμάτων. Το όνομά του προέρχεται από το γεγονός ότι η χαρακτηριστική του καμπύλη και πολλές από τις εφαρμογές του είναι παρόμοιες με αυτές του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η Εικόνα 42 δείχνει την κατασκευή και το σύμβολο του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ, το οποίο απεικονίζει ένα θυρίστορ παρά ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ. Σαν θυρίστορ, οι τρεις ακροδέκτες του ονομάζονται άνοδος (A), κάθοδος (K), και πύλη (G). Ωστόσο σημειώστε ότι η πύλη είναι συνδεδεμένη στη περιοχή N και πάνω από την περιοχή PN, σαν την πύλη ανόδου ενός θυρίστορ.



Εικόνα 42 Κατασκευή και συμβολισμός ενός προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ (PUT)

2.1 Λειτουργία του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ

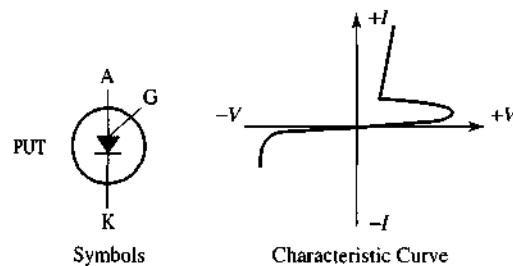
Αφού το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ λειτουργεί σαν ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ, θα είναι ευκολότερο να δείξουμε τις ομοιότητες τους. Η κάθοδος του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ έχει την ίδια λειτουργία με την βάση 1 του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Όταν το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται και μεταβαίνει σε αγωγιμότητα, το ρεύμα διαρρέει την συσκευή μέσω του ακροδέκτη της καθόδου. Όλες οι μετρήσεις τάσης για το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ θα χρησιμοποιούν την κάθοδο σαν ακροδέκτη αναφοράς. Η άνοδος του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ παρέχει παρόμοια λειτουργία με τον εκπομπό του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Όταν η τάση ανόδου αυξηθεί μέχρι την τάση V_{PEAK} , το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ

(PUT) θα μεταβεί σε αγωγιμότητα. Η τιμή της τάσης κορυφής του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ ρυθμίζεται από την εξωτερική εφαρμοζόμενη τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του. Αυτό σημαίνει ότι η τάση κορυφής μπορεί να προγραμματιστεί ή να ρυθμιστεί σε οποιαδήποτε τιμή. Η Εικόνα 43 δείχνει την χαρακτηριστική καμπύλη για το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ. Μπορούμε να δούμε ότι η καμπύλη έχει μία καμπή στο θετικό τεταρτημόριο της γραφικής παράστασης. Το 'γόνατο' δείχνει το σημείο που είναι η V_{PEAK} . Η πύλη του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ έχει παρόμοια λειτουργία με την βάση 2 του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Αυτή η σχέση δεν είναι τόσο στενή όπως στους άλλους δύο ακροδέκτες, αλλά υπάρχουν ακόμα κάποιες άλλες ομοιότητες. Στην πύλη εφαρμόζεται η εξωτερική τάση, η οποία γίνεται η βάση για την τάση κορυφής V_P . ο τύπος για τον υπολογισμό της V_P είναι:

$$V_P = V_G + 0.6 \text{ V (εξίσωση 1)}$$

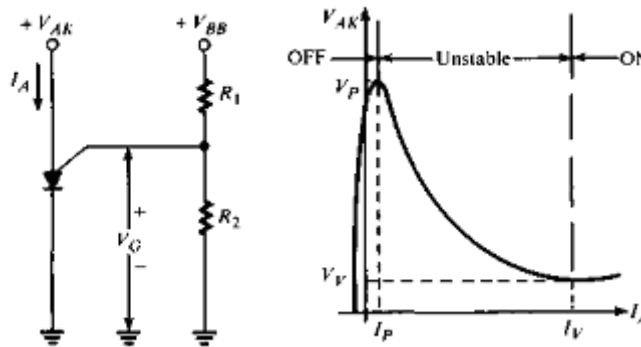
Αυτή είναι επίσης η τάση της επαφής. Η πραγματική τιμή της τάσης κορυφής V_P μεταβάλλεται με την τιμή της τάσης που εφαρμόζουμε στην πύλη. Η Εικόνα 45 δείχνει το διάγραμμα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ σε ένα ταλαντωτή ηρεμίας. Το κύκλωμα θα επιδείξει πώς η λειτουργία του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ

είναι διαφορετική από την λειτουργία του μονοεπαφικού τρανζίστορ UJT. Θα θυμάστε ότι η σταθερά χρόνου RC κανόνιζε την συχνότητα της ταλάντωσης για το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Στο κύκλωμα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ, η τάση κορυφής V_P θα κανονίσει την συχνότητα του ταλαντωτή, η οποία θα εμφανιστεί στον χρονοισμό των παλμών εξόδου του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ. Αυτό συμβαίνει γιατί το RC μέρος του κυκλώματος θα παράγει μία συνεχή ανοδική τάση από την φόρτιση του πυκνωτή, και η τάση της πύλης θα κανονίσει και την τιμή της τάσης κορυφής V_P που θα πυροδοτηθεί το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ. Για παράδειγμα, αν ο πυκνωτής φορτίζεται από 0-8 volts, και η τάση πύλης του PUT είναι 7 volts, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ θα πυροδοτηθεί όταν ο πυκνωτής θα φορτιστεί στην τιμή 7.6 volt. Αν η τιμή της μεταβλητής αντίστασης αλλάξει έτσι ώστε η τάση στην πύλη του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ να αλλάξει στα 5 volts, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ θα πυροδοτηθεί τότε όταν ο πυκνωτής θα φτάσει τα 5.6 volts, το οποίο θα συμβεί νωρίτερα στο χρονοδιάγραμμα. Καθώς η τάση της πύλης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ μειώνεται, η συχνότητα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ θα αυξηθεί. Αυτή η λειτουργία είναι αρκετά χρήσιμη γιατί είναι εύκολο να αλλάξουμε την τάση στην πύλη του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ με κάτι απλό όπως μία μεταβλητή αντίσταση. Επίσης θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένας μετατροπέας από ψηφιακό σε αναλογικό (D/A) που ελέγχεται από ένα προγραμματιζόμενης λογικής ελεγκτή (PLC).



Εικόνα 43 Ηλεκτρονικό σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη ενός προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ (PUT).

Σε εφαρμογές, η πύλη του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ πολώνεται θετικά σε σχέση με την κάθοδο. Αν η άνοδος είναι 0.7 V θετικότερη από την πύλη, η συσκευή αναγεννητικά ανάβει. Επομένως, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι προγραμματισμένο από την τάση πόλωσης πύλης - καθόδου. Η Εικόνα 44 δείχνει μία τυπική διευθέτηση πόλωσης, όπου η τάση πύλης λαμβάνεται από έναν διαιρέτη τάσης. Σημειώστε ότι η V_{AK} και V_{BB} πρέπει να είναι διαφορετικές πηγές, αφού η V_G , η οποία προέρχεται από την V_{BB} , πρέπει να παραμείνει σταθερή, ενώ η V_{AK} μεταβάλλεται. Η Εικόνα 44 δείχνει την χαρακτηριστική καμπύλη. Σημειώστε την ομοιότητα με την χαρακτηριστική του μονοεπαφικού τρανζίστορ. Το σημείο κορυφής και κοιλάδας έχουν την ίδια αξία με το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Το πλεονέκτημα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ είναι ότι έχει μικρότερη εσωτερική αντίσταση από το μονοεπαφικό τρανζίστορ και μπορεί να χειριστεί μεγαλύτερα ρεύματα.



Εικόνα 44 Πόλωση προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ και χαρακτηριστική καμπύλη

Μία σημειογραφία για τα προγραμματιζόμενα μονοεπαφικά τρανζίστορ που είναι ανάλογη με αυτή των μονοεπαφικών τρανζίστορ μπορεί να αναπτυχθεί ορίζοντας

$$n = R_2 / (R_1 + R_2) \quad (\text{εξίσωση 2})$$

όπου R_1 και R_2 είναι οι αντιστάσεις του διαιρέτη τάσης. Μετά είναι καθαρό ότι

$$V_G = nV_{BB} \quad (\text{εξίσωση 3})$$

Η τάση κορυφής της V_{AK} , V_P , στην οποία το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ ανάβει, μπορεί να οριστεί ως

$$V_P = V_G + V_D = nV_{BB} + V_D \quad (\text{εξίσωση 4})$$

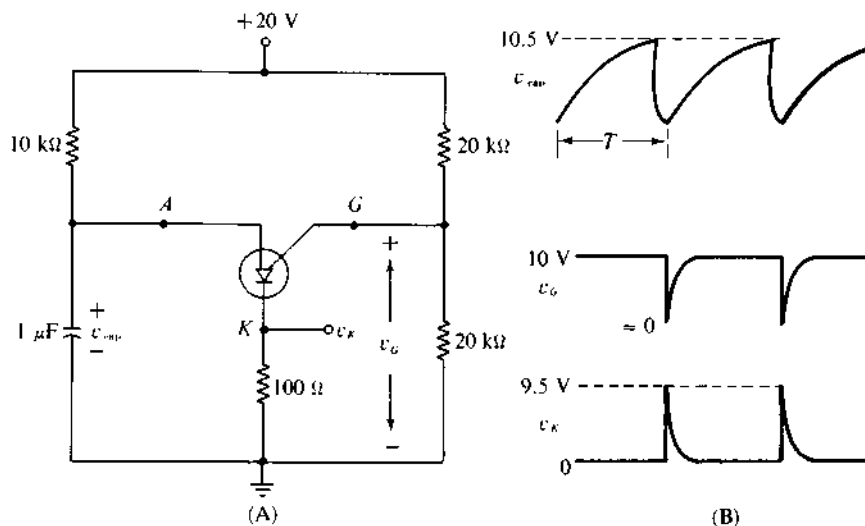
όπου $V_D = 0.7 \text{ V}$. Η εξίσωση 4 είναι απολύτως ανάλογη με την εξίσωση του μονοεπαφικού τρανζίστορ.

2.2 Χρήσεις

2.2.1 Ταλαντωτής ηρεμίας με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ

Η Εικόνα 45 δείχνει τον ταλαντωτή ηρεμίας με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ, του οποίου η λειτουργία είναι αρκετά όμοια με αυτή του ταλαντωτή μονοεπαφικού τρανζίστορ. Οι διάφορες κυματομορφές φαίνονται στο μέρος Β της Εικόνα 45. Αυτές οι κυματομορφές δείχνουν τα παρακάτω σημαντικά σημεία:

1. ο πυκνωτής φορτίζεται από την πηγή τροφοδοσίας των 20 V μέσω της αντίστασης των 10-kΩ μέχρι να φτάσει την τιμή $V_P = 10.5 \text{ V}$. Σε αυτό το σημείο το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτείται και ο πυκνωτής αποφορτίζεται γοργά μέσα από το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ και την αντίσταση των 100 Ω. Η τάση πυροδότησης των 10.5 V ρυθμίζεται από τον διαιρέτη τάσης που τον αποτελούν οι δύο αντιστάσεις των 20 kΩ η οποία διαμέσου της V_G στα +10 V.
2. η τάση στο σημείο G παραμένει στα 10 V, ενώ ο πυκνωτής φορτίζεται και το PUT είναι σβηστό. Όταν το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ ανάψει, η u_G πέφτει κατα προσέγγιση στο μηδέν. Αφού ο πυκνωτής αποφορτιστεί, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σβήνει (υποθέτοντας ότι το ρεύμα μέσα από την αντίσταση των 10 kΩ είναι μικρότερο από το I_V) και η u_G επιστρέφει στα 10 V. από έχει ως αποτέλεσμα έναν αρνητικό παλμό στο σημείο G.
3. ένας θετικός παλμός παράγεται κατά μήκος της αντίστασης των 100 Ω καθώς αποφορτίζεται ο πυκνωτής. Ο πλάτος του παλμού είναι ελαφρά μικρότερο από την τάση κορυφής του πυκνωτή εξαιτίας της τάσης ανόδου-καθόδου $\sim 1 \text{ V}$.



Εικόνα 45 (Α) ταλαντωτής με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (Β) κυματομορφές κυκλώματος

Η περίοδος των κυματομορφών του ταλαντωτή μπορούν να υπολογιστούν από τον τύπο:

$$T = RC \ln(V_{in}/(V_{in}-V_p)) \quad (\text{εξίσωση 5})$$

Η συχνότητα είναι απλά $1/T$. Σημειώστε ότι η παραπάνω έκφραση και η έκφραση για το κλασικό ταλαντωτή με μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι ακριβώς οι ίδιες. Τα όρια για τις R_{min} και R_{max} για την φορτιζόμενη αντίσταση ρυθμίζονται με τον ίδιο τρόπο με το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Όπως στον ταλαντωτή με μονοεπαφικό τρανζίστορ, η RA πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε να επιτρέπει να περνάει I_A όταν η V_c είναι ίση με V_P , αλλά και αρκετά μεγάλη για να εξασφαλίσει ότι η συσκευή θα σβήσει όταν ο πυκνωτής αποφορτιστεί. Η περιοχή των τιμών της RA που θα εξασφαλίσει ταλάντωση βρίσκεται με τον ίδιο τρόπο όπως στον ταλαντωτή με μονοεπαφικό τρανζίστορ:

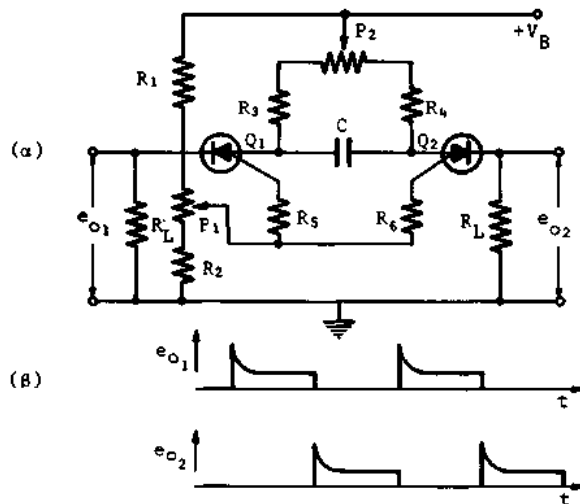
$$RA < RA(max) = (V_{BB}-V_P)/I_P \quad (\text{εξίσωση 6})$$

$$RA > RA(min) = (V_{BB}-V_V)/I_P \quad (\text{εξίσωση 7})$$

Επίσης, η περίοδος της ταλάντωσης βρίσκεται χρησιμοποιώντας της ίδια προσέγγιση με τον ταλαντωτή μονοεπαφικό τρανζίστορ:

$$T \sim RAC \ln(1/(1-n)) \quad (\text{εξίσωση 8})$$

Θυμηθείτε ότι το η είναι ένα εξωτερικά ρυθμιζόμενη αναλογία αντίστασης παρά μία παράμετρος της συσκευής.

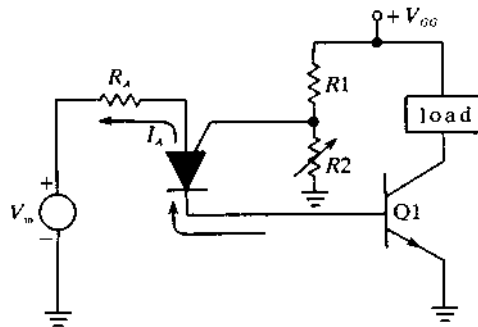


Εικόνα 46 Εικονίζεται κύκλωμα Flip-Flop με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ), το οποίο παράγει παλμοσειρά, που χρησιμοποιείται για την εκκίνηση SCR σε διατάξεις μετατροπής της συνεχούς σε εναλλασσόμενη τάση (DC/AC converters).

Η αρχή λειτουργίας του παραπάνω κυκλώματος είναι η ακόλουθη: Όταν το PUT Q1 βρίσκεται στον κόρο, το PUT Q2 βρίσκεται στην αποκοπή και αντίστροφα Εικόνα 46. Κύκλωμα τύπου “Flip-Flop” (εναλλάξ). Τούτο οφείλεται στην αλληλοσύζευξη των δύο PUT, μέσω του πυκνωτή C. Πράγματι, όταν π.χ. τίθεται σε αγωγιμότητα το Q1, η τάση ανόδου του υποβιβάζεται πολύ απότομα. Η πτώση αυτή μεταφέρεται, μέσω του πυκνωτή C, στην άνοδο του Q2 με αποτέλεσμα να είναι αδύνατη η αγωγιμότητα του τελευταίου, όσο διαρκεί η εκφόρτιση του πυκνωτή C. Μετά την εκφόρτιση του πυκνωτή, αυξάνει η ανοδική τάση του Q2 με συνέπεια την εκκίνηση του. Τότε όμως υποβιβάζεται πολύ απότομα η ανοδική τάση του Q2 ο υποβιβασμός αυτός μεταφέρεται στην άνοδο του Q1, με αποτέλεσμα να τεθεί τούτο εκτός λειτουργίας κ.λ.π. Ο κύκλος αυτός επαναλαμβάνεται συνεχώς, με συνέπεια την παραγωγή ελεύθερων παλμικών ταλαντώσεων ορισμένης συχνότητας (συνήθως από 1 KHz μέχρι 30 KHz), που εξαρτάται από τις σταθερές χρόνου του κυκλώματος. Το ποτενσιόμετρο P1 μεταβάλλει τη συχνότητα επανάληψης των παραγόμενων παλμικών ταλαντώσεων, ενώ το ποτενσιόμετρο P2 ρυθμίζει τη συμμετρία αυτών των ταλαντώσεων. Η Αμερικανική Εταιρεία General Electric, για το κύκλωμα της Εικόνα 46, δίνει τα ακόλουθα στοιχεία: $V_B = 20\text{ V}$, $R_1 = R_2 = 100\ \Omega$, $R_3 = R_4 = 10\ \text{K}\Omega$, $R_5 = 50\ \text{K}\Omega$, $R_6 = 100\ \text{K}\Omega$, $R_L = 470\ \Omega$, $R_{P1} = 1\ \text{K}\Omega$, $R_{P2} = 50\ \text{K}\Omega$. Η τιμή του πυκνωτή C εξαρτάται από την επιθυμητή περιοχή συχνοτήτων. Τέλος αναφέρεται ότι και άλλα είδη thyristors, όπως τα SUS, SCS, SBS, ATS χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα εκκίνησης των SCR.

2.2.2 PUT VOLTAGE LEVEL DETECTOR

Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές που χρησιμοποιείται το κλασικό μονοεπαφικό τρανζίστορ: ταλαντωτές, χρονικές καθυστερήσεις, έλεγχο φάσης, κλπ. Επειδή έχει προγραμματιζόμενη τάση πυροδότησης, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές στις οποίες το μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν είναι κατάλληλο. Ένα παράδειγμα είναι ο ανιχνευτής επιπέδου τάσης της Εικόνα 47. αυτό το κύκλωμα ανιχνεύει τότε η μεταβλητή πηγή εισόδου V_{in} βρίσκεται στο προκαθορισμένο επίπεδο και ενεργοποιεί το τρανζίστορ για να τροφοδοτήσει το φορτίο. Το φορτίο μπορεί να είναι οπτικό ενδεικτικό όπως ένα LED ή incandescent lamp, ή μπορεί να είναι ένα relay που ελέγχει ένα ηχητικό αγγελτήριο (συναγερμό).

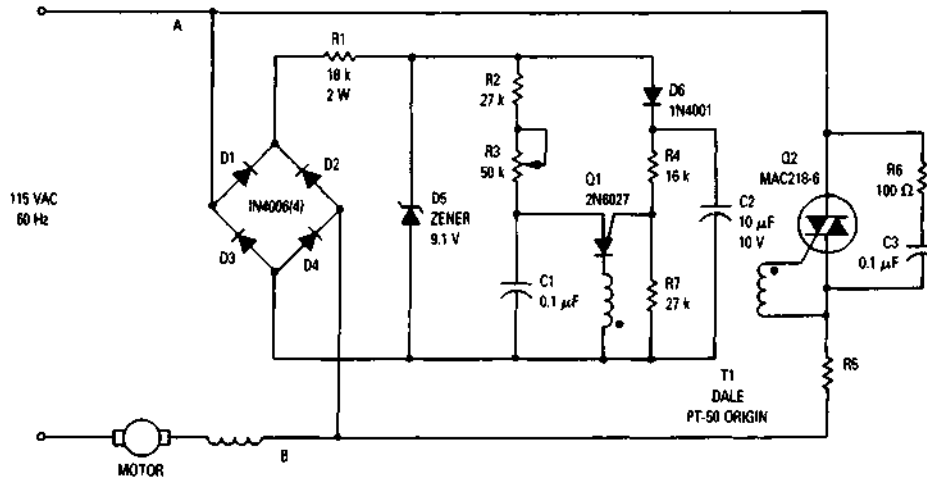


Εικόνα 47 Ανιχνευτής επιπέδου τάσης

Το επίπεδο κατωφλιού της τάσης κορυφής του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ, V_P , και καθορίζεται από την πηγή τάσης V_{GG} και τον διαιρέτη τάσης $R1-R2$. Μία μεταβλητή αντίσταση $R2$ χρησιμοποιείται ώστε η V_P να μεταβάλλεται κατάλληλα. επομένως

$$V_P = R_2 V_{GG} / (R_1 + R_2) + 0.5 \text{ V}$$

Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ αρχικά θα είναι σβηστό όταν $V_{in} < V_P$ και ρέει μόνο ένα μικρό ρεύμα ανόδου-καθόδου (τυπική τιμή 50 nA at 25°C). αυτό το μικρό ρεύμα που ρέει στη βάση του $Q1$ είναι πολύ μικρό για να παράγει ένα ικανό ρεύμα συλλέκτη έτσι ώστε να μην ενεργοποιηθεί το φορτίο. Μόλις η V_{in} εξισωθεί με την V_P , το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ ανάβει γρήγορα και παράγει ένα ρεύμα ανόδου-καθόδου που περιορίζεται από την R_A . αυτό το ρεύμα, που επιλέγεται να είναι $> I_V$ έτσι ώστε το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ μανδαλώνεται παράγοντας ικανό ρεύμα βάσης για να φέρει σε κόρο το $Q1$ και να ενεργοποιήσει το φορτίο.

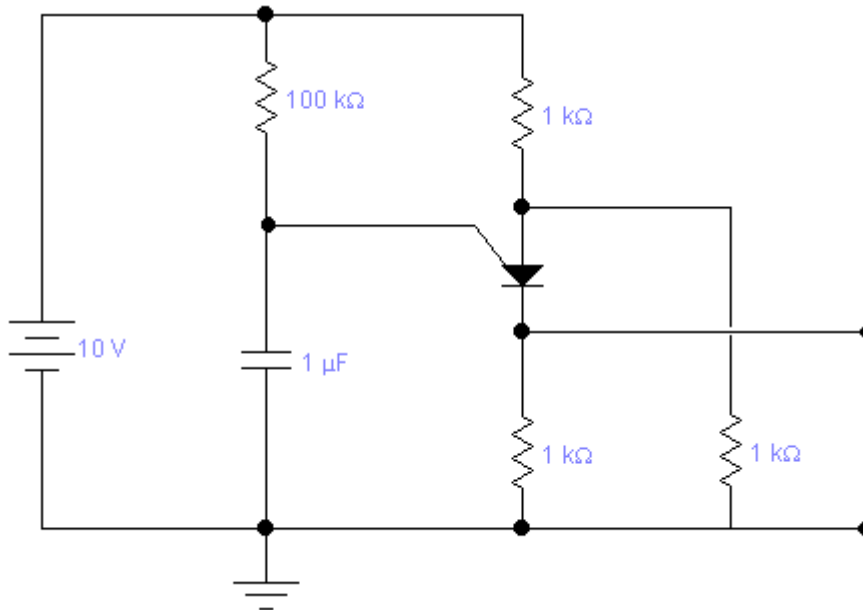


Εικόνα 48 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για να πυροδοτήσει ένα μετασχηματιστή που πυροδοτεί ένα triac για έλεγχο ρεύματος σε ένα κινητήρα.

Η Εικόνα 48 δείχνει ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα όπου ένα triac παρέχει έλεγχο ρεύματος σε ένα κινητήρα. Ο κινητήρας μπορεί να χρησιμοποιήσει εναλλασσόμενη ή συνεχή τάση. Σε αυτό το κύκλωμα ο κινητήρας χρησιμοποιεί εναλλασσόμενη τάση, το triac ελέγχεται από ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (PUT) που ονομάζεται Q1 στο διάγραμμα. Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ πυροδοτεί στο πρωτεύον ενός μετασχηματιστή, και το δευτερεύον συνδέεται στην πύλη του triac. Αναγνωρίζεται ο ταλαντωτής ηρεμίας που δημιουργείται από τις αντιστάσεις R2 και R3 και τον πυκνωτή C1. Όταν η αντίσταση του ποτενσιόμετρου R3 μεταβάλλεται, η συχνότητα του ταλαντωτή θα αλλάξει και το triac θα πυροδοτηθεί νωρίτερα ή αργότερα στον κύκλο του, το οποίο θα αλλάξει το ποσό του ρεύματος που περνάει από τον κινητήρα. Σημειώστε ότι το triac συνδέεται στο μέρος με τροφοδοσία 115 volt ac του κυκλώματος, και το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιεί συνεχή τάση που έχει ανορθωθεί από γέφυρα διόδων, και έχει ρυθμιστεί στα 9.1 volt από μία δίοδο zener.

2.3 Έλεγχος προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ

Ένας πρώτος έλεγχος είναι η ομωμέτρηση μεταξύ των ακροδεκτών B1 και B2 (μονοεπαφικό τρανζίστορ UJT) ή A και K (προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ PUT). Η αντίσταση θα πρέπει να είναι η ίδια και στις δύο κατευθύνσεις και με τυπική τιμή μερικά Kohm. Μία μεγάλη διαφορά μεταξύ των ενδείξεων παραπέμπει σε μία κατεστραμμένη συσκευή. Ο έλεγχος αυτός δεν αποδεικνύει ότι η συσκευή είναι καλή, αλλά ότι δεν είναι καμένη. Ένας πιο ολοκληρωμένος έλεγχος απαιτεί ένα απλό κύκλωμα και έναν ανιχνευτή σήματος. Αυτό δεν αποδεικνύει ότι η συσκευή είναι καλή αλλά ότι δεν είναι καμένη. Ένας πιο ολοκληρωμένος έλεγχος απαιτεί ένα απλό κύκλωμα και ένα ανιχνευτή σήματος εξόδου. Για το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ, ένας πρόσθετος διαιρέτης τάσης (R3 και R4) απαιτείται για να καθορίσει το κατώφλι:

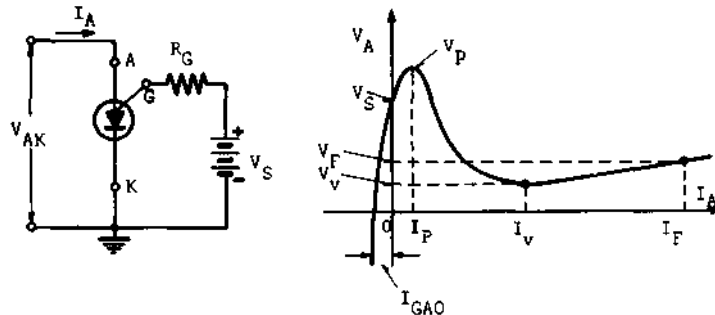


Εικόνα 49 Κύκλωμα δικιμής προγραμματιζόμενου μονοεπαφιακού τρανζίστορ.

Ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι στην ουσία ένα SCR με μεγάλη αναστροφή τάση διάσπασης της πύλης (η πύλη G μπορεί να είναι θετικότερη από τον ακροδέκτη A κατά 40 V) και ευαίσθητη πύλη. Όταν η τάση στον ακροδέκτη A ξεπεράσει την τάση στη πύλη G κατά την πτώση τάσης μίας διόδου, και υποθέτοντας ότι υπάρχει ικανή τάση από τον ακροδέκτη A στον K, το SCR ανάβει (άγει από το A στο K) και μένει σε αυτή την κατάσταση μέχρι το ρεύμα να πέσει κάτω του ρεύματος συγκράτησης (τυπικά σύρω στα 100 μ A, αλλά πέφτει με αυξανόμενη αντίσταση σε σειρά με την πύλη). Εάν συνδέσετε ένα πολύμετρο από το A στο K, θα πρέπει να μετράτε ανοικτό κύκλωμα και στις δύο κατευθύνσεις. Αν ενώσετε το θετικό ηλεκτρόδιο (το οποίο είναι κόκκινο ή μαύρο ανάλογα με το σχέδιο του πολυμέτρου) στο A και το αρνητικό ηλεκτρόδιο στο K, και στιγμιαία βραχυκύκλώσετε το G με το K θα έχουμε αλλαγή σε ένδειξη χαμηλής αντίστασης. Πιθανότατα θα παραμείνει σε αυτή την κατάσταση όταν το ηλεκτρόδιο στο G επιστρέφει στην ανοικτή κατάσταση, επειδή το ρεύμα που χρησιμοποιεί το πολύμετρο θα έχει υπερβεί το "ρεύμα συγκράτησης" του προγραμματιζόμενου μονοεπαφιακού τρανζίστορ (αναφέρεται "ρεύμα κοιλάδας" στα εγχειρίδια των PUT). Αν το πολύμετρό σας έχει περιοχή για διόδους, με τη χρήση αυτού θα είναι σίγουρο ότι θα υπάρχει αρκετή τάση για να δουλέψει. Μετρήσεις μεταξύ του A και G, με ανοικτό το K, θα πρέπει να είναι παρόμοιες με αυτές μίας διόδου. Μεταξύ G και K, με το A ανοικτό, θα πρέπει να είναι ανοικτοκύκλωμα και στις δύο κατευθύνσεις. Επειδή τα προγραμματιζόμενα μονοεπαφιακά τρανζίστορ είναι αρκετά ευαίσθητα (λιγότερο από 1 μ A ρεύμα πυροδότησης) να είστε σίγουροι ότι κρατάτε τα δάκτυλά σας μακριά από τον ακροδέκτη G.

2.4 Χαρακτηριστικά των προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ.

(1) Ρεύμα κορυφής (Peak current), I_P . Είναι το ανοδικό ρεύμα εκκίνησης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ. Δίνεται για ορισμένη αντίσταση R_G και τάση V_S μεταξύ πύλης και καθόδου (Εικόνα 50). Το ρεύμα I_P είναι της τάξης από 0,1 μA μέχρι μερικά μA .



Εικόνα 50 Βασικό κύκλωμα για χαρακτηριστική ανόδου τάσης V_A -ανόδου ρεύματος I_A του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ.

(2) Ρεύμα διαρροής πύλης-ανόδου (Gate to anode leakage current), I_{GAK} . Το ρεύμα αυτό (Εικόνα 50) είναι της τάξης από 1 nA μέχρι μερικές δεκάδες nA και δίνεται για ανοικτό κύκλωμα καθόδου-πύλης, για ορισμένη τάση V_S (π.χ. $V_S = 40$ VDC) και για ορισμένη θερμοκρασία T_A περιβάλλοντος (π.χ. $T_A = 25^\circ C$).

(3) Ρεύμα διαρροής πύλης-καθόδου (Gate to cathode leakage current), I_{GKC} . Το ρεύμα αυτό είναι μεγαλύτερο από το προηγούμενο I_{GAK} κατά 5 μέχρι 10 φορές περίπου και δίνεται για ορισμένη τάση V και με βραχυκυκλωμένη την άνοδο με την κάθοδο.

(4) Ρεύμα Κοιλιάδας (Valley current), I_V . Είναι το ελάχιστο ανοδικό ρεύμα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ, που απαιτείται για τη διατήρηση της αγωγιμότητας του (Εικόνα 50). Το I_V είναι της τάξης μερικών 10-δων μέχρι λίγων 100-δων μA και δίνεται για ορισμένη τάση V_S (π.χ. $V = 10$ V DC) και ορισμένη αντίσταση πύλης R_G , [π.χ. $R_G = 10$ K Ω (min.) μέχρι 1 M Ω (max.)].

(5) Τάση ορθής φοράς μεταξύ πύλης-καθόδου (Gate to cathode forward voltage), V_{GKF} . Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση ορθής φοράς μεταξύ πύλης-καθόδου (περίπου 40 V).

(6) Τάση εξόδου (Output voltage), V_O . Είναι το ελάχιστο ύψος του λαμβανόμενου παλμού εξόδου σε κύκλωμα παραγωγής παλμών. Η τιμή αυτή είναι της τάξης μερικών Volts και δίνεται για ορισμένη τιμή τάσης V_B , πηγής, και στοιχείων κύκλωματος.

(7) Παλμικός ρυθμός ανόδου (Pulse rate of rise), t_r . Πρόκειται για το γνωστό "χρόνο ανόδου" (rise time). Ο χρόνος αυτός είναι της τάξης μερικών 10-δων nsec και δίνεται για ορισμένη τάση V_B της πηγής και ορισμένες τιμές των λοιπών στοιχείων του κυκλώματος.

(8) Τάση ορθής φοράς (Forward voltage), V_F . Είναι η πτώση τάσης μεταξύ ανόδου-καθόδου του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ (Εικόνα 50), για ορισμένη ένταση ρεύματος I , ορθής φοράς. Η V_F (ή V_m για άλλους κατασκευαστές) είναι της τάξης των λίγων Volts (π.χ. $V_F = 1$ V για $I_F = 50$ mA).

(9) Συνεχές ανοδικό ρεύμα ορθής Φοράς (DC forward anode current), I_T . Είναι το μέγιστο επιτρεπόμενο συνεχές ανοδικό ρεύμα (της τάξης λίγων 100-δων mA). Δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία T περιβάλλοντος (π.χ. $T = 25^\circ C$) Πάνω από αυτή τη θερμοκρασία, επιτρέπεται αύξηση ορισμένων mA/ $^\circ C$ (π.χ. 2mA/ $^\circ C$).

(10) Επαναλαβανόμενο ρεύμα κορυφής, ορθής φοράς (Repetitive peak forward current), I_{TRM} . Είναι το μέγιστο πλάτος του παλμορεύματος, που επιτρέπεται να διέρχεται από το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ. Το ρεύμα τούτο, της τάξης μερικών A, δίνεται για ορισμένη διάρκεια " τ " παλμού (μερικών 10-δων msec.) και για ορισμένο "κύκλο καθήκοντος" (duty cycle), π.χ. 1%. Ως κύκλος καθήκοντος ορίζεται εδώ ο λόγος της

διάρκειας "τ" του παλμού, προς την περίοδο "T" της εμφάνισής του, πολλαπλασιασμένος επί 100, δηλαδή είναι:

$$\text{DUTY CYCLE}=100t/T$$

(11) Μη επαναλαμβανόμενο ρεύμα κορυφής, ορθής φοράς (Non-repetitive peak forward current), ITSM. Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη στιγμιαία και μη επαναλαμβανόμενη τιμή ανοδικού ρεύματος ορθής φοράς του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ. Αυτή δίνεται για ορισμένη διάρκεια παλμού ανοδικού ρεύματος (της τάξης λίγων 10-δων μsec).

(12). Συνεχές ρεύμα πύλης (DC gate current), IG. Είναι το μέγιστο επιτρεπόμενο συνεχές ρεύμα πύλης, θετικής ή ανάστροφης φοράς. Το ρεύμα αυτό είναι της τάξης λίγων 10-δων mA (π.χ. IG = ±120 mA).

(13) Ανάστροφη τάση πύλης-καθόδου (Gate to cathode reverse voltage), VGKR. Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη ανάστροφη τάση μεταξύ πύλης και καθόδου (της τάξης μερικών Volts, π.χ. 5 V).

(14) Ανάστροφη τάση πύλης-ανόδου (Gate to anode reverse voltage), VGAR. Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη ανάστροφη τάση μεταξύ πύλης και ανόδου του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ. Η τάση αυτή είναι 8 μέχρι 10 φορές μεγαλύτερη της VGKR.

(15) Τάση ανόδου-καθόδου (Anode to cathode voltage), VAK. Πρόκειται για τη μέγιστη επιτρεπόμενη τάση ορθής ή ανάστροφης φοράς μεταξύ ανόδου-καθόδου του PUT. Η τάση αυτή είναι της τάξης των ± 40 V περίπου.

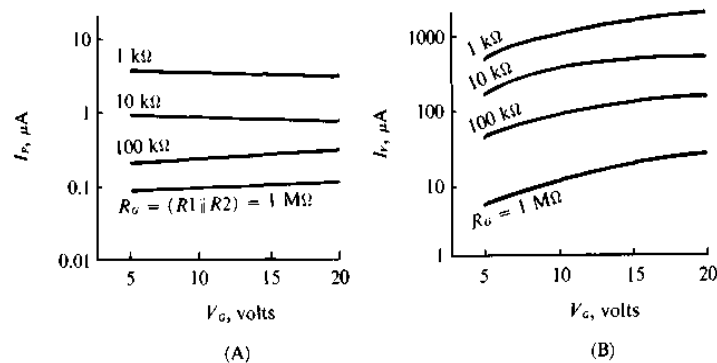
(16) Ισχύς κατανάλωσης ορθής φοράς (Forward power dissipation). PF. Είναι η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς κατανάλωσης στις επαφές του PUT κατά την ορθή φορά αγωγιμότητας του. Η ισχύς αυτή είναι της τάξης λίγων 100-δων mW και δίνεται για ορισμένη θερμοκρασία T περιβάλλοντος, π.χ. TA=25°C. Πέρα όμως από αυτή τη θερμοκρασία, ορίζεται, συνήθως, ένας συντελεστής ασφάλειας (το αντίστροφο της θερμικής αντίστασης) για αύξηση της θερμοκρασίας επαφών, π.χ. 2,5 mW/°C.

(17) Περιοχή λειτουργίας θερμοκρασίας επαφής (Operating junction temperature range), T.. Η περιοχή αυτή είναι της τάξης από -50°C μέχρι 125°C συνήθως.

(18) Περιοχή θερμοκρασίας συσσώρευσης (Storage temperature range) .Tstg. Είναι η επιτρεπόμενη περιοχή θερμοκρασίας της θήκης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ και κυμαίνεται συνήθως από -60°C μέχρι 125°C.

2.5 Παράμετροι προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ

Οι σημαντικές παράμετροι του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ είναι ίδιες με αυτές του UJT, ονομαστικά V_P, I_P, I_V , και V_V . Η τιμή της τάσης πυροδότησης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ V_P , εξαρτάται από την εξωτερική πόλωση V_G . Η τάση κοιλάδας, V_V , είναι ουσιαστικά η τάση πυροδότησης του PUT' και είναι περίπου 1 V. Το ρεύμα κορυφής I_P (το απαραίτητο ρεύμα για την εκκίνηση), και το I_V , το ρεύμα κοιλάδας (ίδιο με το ρεύμα συγκράτησης), είναι συνήθως μικρότερα για το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ απ' ό,τι για το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Στην πραγματικότητα, και το I_P και το I_V είναι εξαρτώμενα από τις αντιστάσεις στον διαιρέτη τάσης της V_G . Η Εικόνα 51 δείχνει πώς το I_P και το I_V μεταβάλλονται για διαφορετικές τιμές της R_G , όπου R_G είναι ο παράλληλος συνδυασμός των R_1 και R_2 (η ισοδύναμη κατά Thevenin αντίσταση μεταξύ πύλης και γης). Όπως δείχνουν οι γραφικές, το I_P και το I_V μειώνονται για μεγαλύτερες τιμές της R_G . Ιδιαίτερα σημαντικό είναι το γεγονός ότι το I_P μπορεί να μειωθεί σε ιδιαίτερα χαμηλές τιμές χρησιμοποιώντας μεγάλες τιμές της R_G . Αυτό το χαρακτηριστικό είναι ιδιαίτερα σημαντικό σε κυκλώματα με μεγάλη χρονική καθυστέρηση.



Εικόνα 51 (A) γραφική του I_P ως προς V_G για διάφορες τιμές της R_G για προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (B) γραφική του I_V ως προς V_G για διάφορες τιμές της R_G

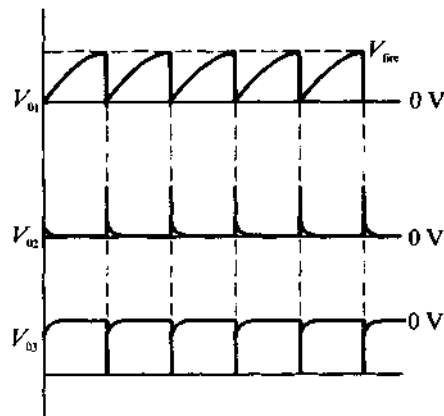
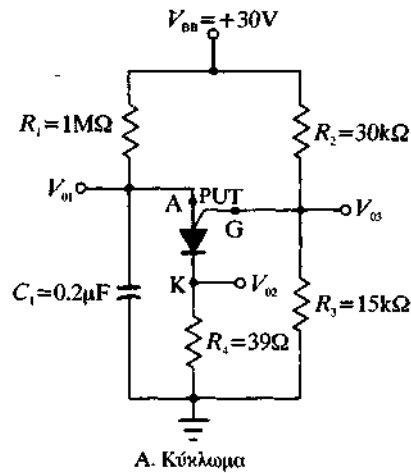
2.6 Θεωρητικά ασκήσεις στα προγραμματιζόμενα μονοεπαφικά τρανζίστορ

2.1.5 Προβλήματα

2.1.5.1 Πρόβλημα 1

Σας δίνεται το κύκλωμα με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ της Εικόνα 52. Βρείτε

- τον εσωτερικό λόγο διαχωρισμού,
- την περίοδο κυματομορφής και
- τη συχνότητα ταλάντωσης.



Β. Κυματομορφές εξόδου

Εικόνα 52 Εικόνα προβλήματος 1

Λύση

(α) Ο εσωτερικός λόγος διαχωρισμού, είναι ίσος με το λόγο του διαίρετη τάσης της R1 και R3 (τύπος 1):

$$\eta = R_3 / (R_2 + R_3) \quad (1)$$

$$R_3 = 15\text{k}\Omega = 0,33R_2 + R_3 \quad 30\text{k}\Omega + 15\text{k}\Omega$$

(β) Αντικαθιστούμε την τιμή στον τύπο 2, για να βρούμε την περίοδο:

$$T = R_1 C_1 \ln(1/1-\eta) \quad (2)$$

$$T = 0,081 \text{ s} \quad \text{ή} \quad 81 \text{ ms}$$

(γ) Η συχνότητα του ταλαντωτή, υπολογίζεται από το αντίστροφο της περιόδου

$$f = 1/T = 12,3 \text{ Hz}$$

Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ, χρησιμοποιείται συχνά για να διεγείρει έναν SCR σε αγωγή. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η τάση στην πύλη του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ είναι ίση με την πτώση τάσης στη R3:

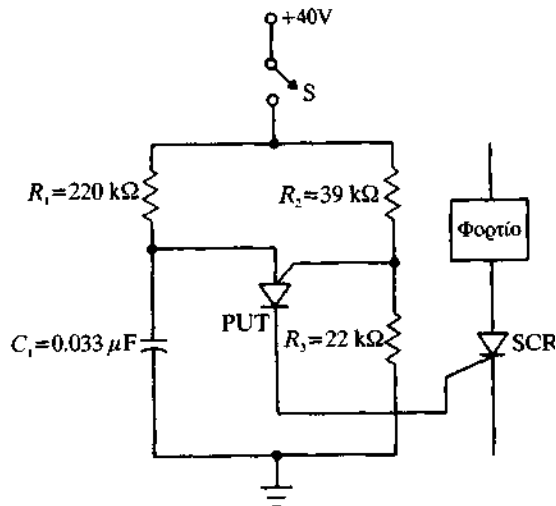
$$V_{R3} = R_3 \cdot V_{AA} / (R_2 + R_3) \quad (3)$$

Για το κύκλωμα της Εικόνα 53 έχουμε:

$$V_{R3} = 14,4 \text{ V}$$

με $\eta = 0,6$. Η τάση διέγερσης, είναι 0,6 V υψηλότερη και ίση με 15 V. Ίσως θέλουμε επίσης να μάθουμε την καθυστέρηση ανάμεσα στο κλείσιμο του διακόπτη και τη διέγερση του SCR. Τη βρίσκουμε, χρησιμοποιώντας τον τύπο (4).

$$T = R_1 C_1 \ln(1/1-\eta) \quad (4)$$



Εικόνα 53 Εικόνα προβλήματος 2

$$T = R_1 C_1 \ln(1/1-n) = 3.24 \text{ ms}$$

Το SCR, θα διεγερθεί 3,24 ms αφού κλείσει ο διακόπτης. Η συχνότητα του ταλαντωτή, υπολογίζεται με το αντίστροφο της περιόδου.

$$F = 1/T = 309 \text{ Hz}$$

2.1.5.2 Πρόβλημα 2

Σας δίνεται το κύκλωμα με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ της Εικόνα 53 με $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$. Βρείτε: (α) την τάση διέγερσης στον πυκνωτή Q και (β) την καθυστέρηση στη διέγερση του SCR αφού ο διακόπτης κλείσει.

Λύση

(α) Όταν ο διακόπτης κλείσει η πτώση τάσης στην R_3 , δίνεται από τον τύπο 5:

$$V_{R3} = R_3 * V_{AA} / (R_2 + R_3) \quad (5)$$

$$V_{R3} = 13.56 \text{ V}$$

Με λόγο διαχωρισμού 0.339, η τάση διέγερσης είναι κατά 0,6 V, υψηλότερη και ισούται με 14,16 V.

(β) Η ποσότητα καθυστέρησης, δίνεται από τον τύπο 6.

$$T = R_1 C_1 \ln(1/1-n) \quad (6)$$

$$T = 3,00 \text{ ms}$$

2.1.5.3 Πρόβλημα 3

Σας δίνεται το κύκλωμα με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ της Εικόνα 53. Βρείτε την αντίσταση R_1 που θα δώσει μια χρονική καθυστέρηση 5 ms μετά το κλείσιμο του διακόπτη.

Λύση

Λύνουμε τον τύπο 6.22 ως προς R_1 :

$$T = R_1 C_1 \ln(1/1-n) \quad (7)$$

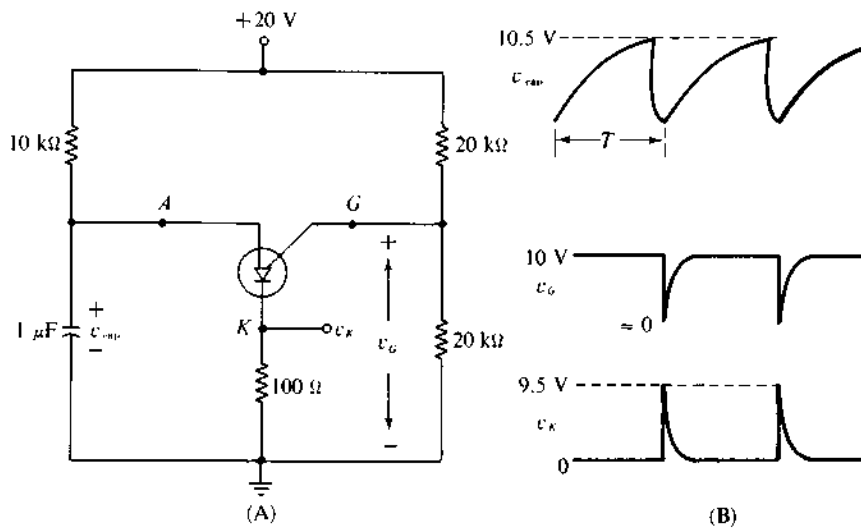
$$R_1 = T / [C_1 \ln(1/1-n)] \quad (8)$$

Αντικαθιστούμε τις τιμές σ' αυτόν κι έχουμε:

$$R_1 = 366 \text{ k}\Omega$$

2.1.5.4 Πρόβλημα 4

Υπολογίστε την περίοδο και την συχνότητα του ταλαντωτή της Εικόνα 54.



Εικόνα 54 Εικόνα προβλήματος 4

Για αυτό το κύκλωμα έχουμε, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$, και $V_G = 10 \text{ V}$. επομένως $V_P = 10.5 \text{ V}$. με χρήση της εξίσωσης 9, έχουμε

$$T = RC \ln(V_{in}/(V_{in}-V_p)) \quad (9)$$

$$T = (10 \text{ ms})0.7 = 70 \text{ ms} \text{ και}$$

$$f=1/T \sim 143\text{Hz}$$

2.1.5.5 Πρόβλημα 5

Να δείξετε πως κάθε μία από τις παρακάτω αλλαγές θα επηρεάσει την συχνότητα του ταλαντωτή της Εικόνα 54:

- μειώνοντας την αντίσταση R ή τον πυκνωτή C ;
- Διπλασιάζοντας την τάση τροφοδοσίας;
- Αυξάνοντας την αντίσταση των $20 \text{ k}\Omega$ στο άνω μέρος του διαιρέτη τάσης.

Λύση

(a) αν μειωθεί είτε η αντίσταση R είτε ο πυκνωτής C , η σταθερά χρόνου της φόρτισης μειώνεται. Επομένως η περίοδος θα μειωθεί ανάλογα. Αυτή η επίρεια είναι επίσης εμφανής από την εξίσωση 10. η συχνότητα συνεπώς θα αυξηθεί.

$$T = RC \ln(V_{in}/(V_{in}-V_p)) \quad (10)$$

(b) διπλασιάζοντας την τάση τροφοδοσίας θα έχουμε δύο αντενεργά αποτελέσματα. Ο πυκνωτής θα φορτιστεί με την διπλάσια ταχύτητα, αλλά θα πρέπει να φτάσει μία τάση ενεργοποίησης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ διπλάσιας της προηγούμενης καθώς η τάση πόλωσης V_G είναι επίσης διπλή. Το τελικό αποτέλεσμα θα είναι να χρειάζεται την ίδια ώρα για να φτάσει το σημείο ενεργοποίησης του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ. (αυτό το χαρακτηριστικό μπορεί επίσης να επαληθευτεί από την εξίσωση 10) η περίοδος και η συχνότητα είναι επομένως ανεπηρέαστες από την αλλαγή της τάσης ωστόσο, τα πλάτη των κυματομορφών θα αλλάζουν αναλογικά με την τάση τροφοδοσίας.

(c) αυξάνοντας την αντίσταση θα αλλάξει η τάση πόλωσης V_G . Στην πραγματικότητα η τάση V_G θα μειωθεί και επομένως ο πυκνωτής θα φτάσει την μειωμένη τάση ενεργοποίησης σε μικρότερο χρόνο, προκαλώντας την περίοδο T να μειωθεί, και την συχνότητα να αυξηθεί.

2.1.5.6 Πρόβλημα 6

Το κύκλωμα της Εικόνα 55 έχει τις ακόλουθες τιμές: $V_{GG} = 24 \text{ V}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_{load} = 100 \Omega$, and $I_v = 0.2 \text{ mA}$.

- να βρεθεί η τάση κατωφλιού.
- να επιλεγθούν οι κατάλληλες τιμές για R_A και R_B .
- τι τιμή πρέπει να έχει η V_{in} πριν το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σβήσει;

Λύση

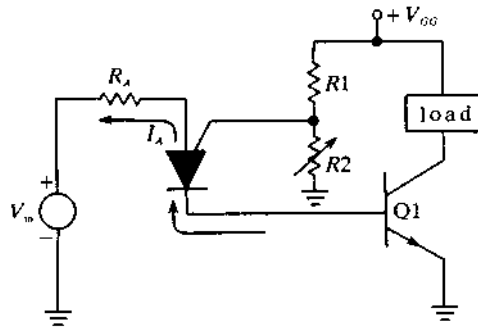
(a) $V_P = 14.9 \text{ V}$

(b) όταν το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ είναι αναμμένο η τάση κατά μήκος της R_A θα είναι $V_{in} - 1.7 \text{ V}$. τα 1.7 V είναι το άθροισμα της τάσης ανόδου-καθόδου του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ όταν άγει και της της πτώσης τάσης βάσης εκπομπού. Επομένως το ρεύμα ανόδου του PUT $I_A = (V_{in} - 1.7 \text{ V}) / R_A$ Θέλουμε $I_A = 2 \text{ mA}$, έτσι επιλέγουμε $I_A = 2 \text{ mA}$. Με $V_{in} = V_P = 14.9 \text{ V}$, αυτό μας δίνει $14.9 \text{ V} - 1.7 \text{ V} / R_A = 2 \text{ mA}$ ή $R_A = 6.6 \text{ k}\Omega$. Θα χρησιμοποιήσουμε την τυποποιημένη τιμή $R_A = 6.8 \text{ k}\Omega$. Ο ακροδέκτης Q 1 έχει $I_{c(sat)} = 24 \text{ V} / 100 \Omega = 240 \text{ mA}$ και έχει ρεύμα βάσης ίσο με $I_A = 2 \text{ mA}$. Αυτό απαιτεί

$$\beta_{DC} \geq 240 \text{ mA} / 2 \text{ mA} = 120$$

μία τιμή 200 για το β_{DC} μπορεί να χρησιμοποιηθεί.

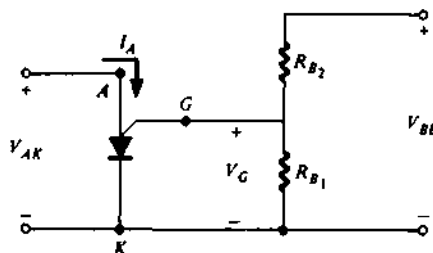
(c) με $R_A = 6.8 \text{ k}\Omega$, υπολογίζουμε την τιμή της V_{in} που δημιουργεί $I_A = I_v = 0.2 \text{ mA}$. $(V_{in} - 1.7 \text{ V}) / 6.8 \text{ k}\Omega = 0.2 \text{ mA}$ ή $V_{in} = 3.06 \text{ V}$



Εικόνα 55 Εικόνα προβλήματος 6

2.1.5.7 Πρόβλημα 7

Υπολογίστε τα R_{B1} και V_{EE} για ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ αν δίνεται ότι το η πρέπει να είναι 0.8, $V_P = 10.3 \text{ V}$, και $R_{B2} = 5 \text{ k}\Omega$.



Εικόνα 56 Εικόνα προβλήματος 7

Λύση

Το PUT είναι μία συσκευή τεσσάρων στρωμάτων όμοια με το SCR, αλλά με χαρακτηριστικά όμοια με το μονοεπαφικό τρανζίστορ. Επομένως χρησιμοποιούμε τις εξισώσεις του μονοεπαφικού τρανζίστορ (1) και (2):

$$n = R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) = 0.8$$

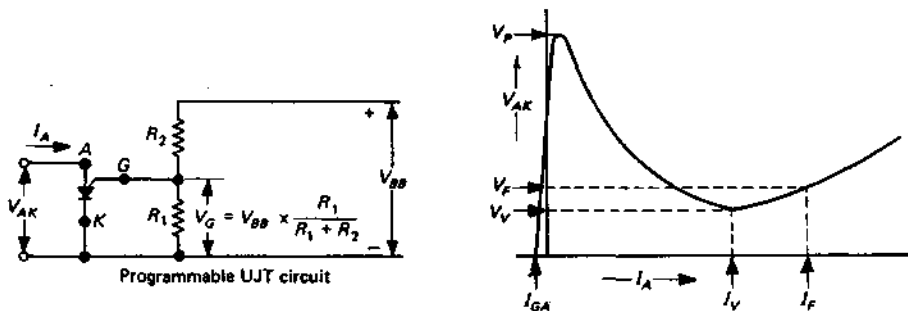
$$R_{B1} = 0.8(R_{B1} + R_{B2})$$

$$0.2R_{B1} = 0.8R_{B2}$$

$$\begin{aligned}
 RB1 &= 4RB2 \\
 RB1 &= 4(5K) = 20K \\
 VP &= nVBB + VD \\
 10.3 &= (0.8)(VBB) + 0.7 \\
 9.6 &= 0.8VBB \\
 VBB &= 12V
 \end{aligned}$$

2.1.5.8 Πρόβλημα 8

Ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ έχει ορθή τάση (VF) 1V όταν άγει, και απαιτεί ένα ρεύμα πυροδότησης (IG) 0.1mA. το η προγραμματίζεται στο 0.7. χρησιμοποιώντας 20V τροφοδοσία, υπολογίστε τις R1 και R2. επίσης υπολογίστε τις VP, VV, και RBB



Εικόνα 57 Εικόνα προβλήματος 8

Λύση

$$\begin{aligned}
 n &= RB1 / (RB1 + RB2) = 0.7 \\
 VG &= VR1 = nVBB = 14V
 \end{aligned}$$

Αν το I1 είναι πολύ μικρό, η VG ίσως αλλάξει σημαντικά όταν ρέει το IG. Για να εξασφαλίσουμε μία σταθερή VG.

$$\begin{aligned}
 I1 &= 10 * 0.1mA = 1mA \\
 R1 &= VG / I1 = 14k\Omega \\
 R2 &= (20V - 14V) / 1mA = 6k\Omega \\
 RBB &= R1 + R2 = 20k\Omega
 \end{aligned}$$

$Vp = VD + nVBB$, όπου VD (ορθή πτώση τάσης ανόδου πύλης) είναι περίπου 0.7V.

$$VP = 0.7 + (0.7 \times 20) = 14.7V$$

$VV =$ ορθή πτώση τάσης ανόδου καθόδου $\sim VF = 1V$

2.1.5.9 Πρόβλημα 9

Υπολογίστε την περίοδο και την συχνότητα του ταλαντωτή της Εικόνα 58.

Λύση

Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (Programmable Unijunction Transistor) ανάβει όταν η τάση ανόδου είναι 0.5V μεγαλύτερη από την τάση της πύλης. Η τάση της πύλης είναι σταθερή από την R1 και R2 καθώς

$$\begin{aligned}
 VG &= R2 * VCC / (R1 + R2) = 10V \\
 \text{επομένως } VP &= VG + 0.5 = 10.5V.
 \end{aligned}$$

υποθέτουμε ότι το PUT είναι σβηστό. Ο πυκνωτής C φορτίζεται μέχρι να γίνει $VC = VP$ όπου και το PUT ανάβει. Αυτό παρέχει ένα δρόμο χαμηλής αντίστασης για την αποφόρτιση του C, παράγοντας έναν παλμό τάσης κατά μήκος της R3. όταν ο C έχει αποφορτιστεί, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σβήνει, και ο C αρχίζει να επαναφορτίζεται, και η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Η τάση του πυκνωτή κατά τη διάρκεια της φόρτισης είναι:

$$VC = VCC (1 - e^{-(t/RC)})$$

Λύνουμε ως προς t:

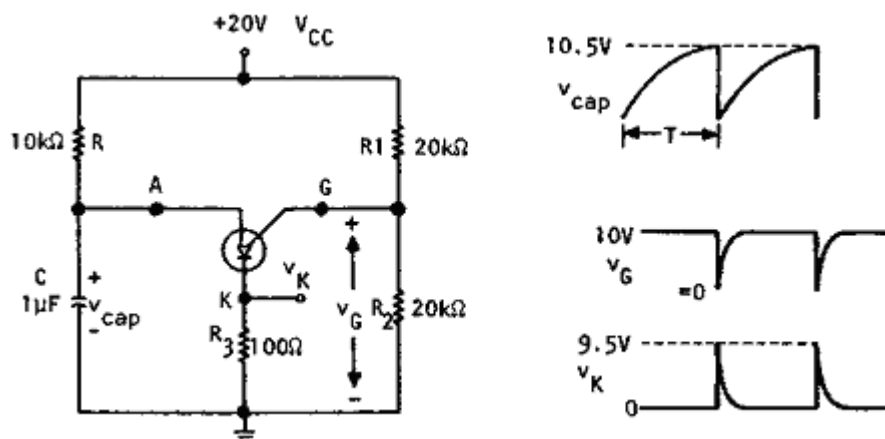
$$t = RC \ln(V_{CC}/(V_{CC} - V_C))$$

η περίοδος δίνεται από τον τύπο αυτό όταν $V_C = V_P$. Επομένως έχουμε

$$T = 7 \text{ ms}$$

και

$$f = 1/T = 143 \text{ Hz.}$$

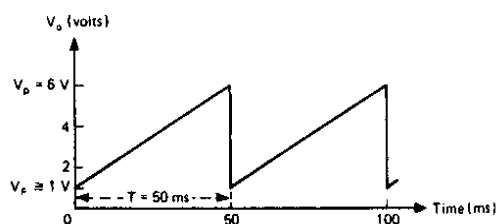
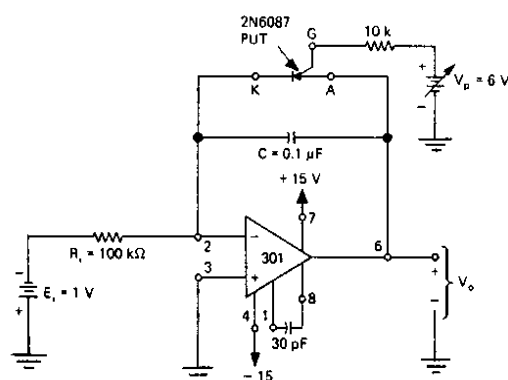


Εικόνα 58 Εικόνα προβλήματος 9

2.1.5.10 Πρόβλημα 10

Το κύκλωμα της Εικόνα 59 περιέχει ένα προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (PUT). Υπάρχει ένα ανοικτό κύκλωμα μεταξύ A και K. Όταν η V_A γίνει λίγο μεγαλύτερη από την V_G , το AK γίνεται βραχυκύκλωμα, με μία τάση V_F περίπου 1V (i.e., $V_{AK} = 1V$). Το AK παραμένει βραχυκυκλωμένο ανεξάρτητο από το G μέχρι το ρεύμα μέσα του να γίνει μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης I_H (μερικά μιλιμπέρ) όπου το AK γίνεται ανοικτό κύκλωμα.

- με τι θα μοιάζει η τάση εξόδου;
- Ποια είναι η συχνότητα ταλάντωσης;
- Τι θα συμβεί στην συχνότητα αν η E_i διπλασιαστεί;
- Αν η V_P γίνει 3.5V;



Εικόνα 59 Εικόνα προβλήματος 10

Λύση

a) όταν το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ δεν άγει, το κύκλωμα είναι απλά ένας ολοκληρωτής,

$$V_O = 1/(R_i C) \int E_i dt = E_i t / R_i C$$

Και η έξοδος είναι μία ράμπα, με κλίση

$$E_i / R_i C = 100 \text{ V/sec}$$

Ωστόσο, όταν η V_O φτάσει την τιμή $V_P = 6 \text{ V}$, το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ άγει και αποφορτίζει τον πυκνωτή μέχρι $V_C = V_f = 1 \text{ V}$. Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σβήσει επειδή το ρεύμα έχει πέσει κάτω από το ρεύμα συγκράτησης I_H . Με το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σβηστό, το κύκλωμα αρχίζει να ολοκληρώνει πάλι. Επειδή το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ άγει σαν βραχυκύκλωμα, ο πυκνωτής αποφορτίζεται πολύ γρήγορα. Η παραγόμενη πριονωτή κυματομορφή φαίνεται στην Εικόνα 59.

b) η περίοδος είναι

$$t = (V_P - V_f) / (E_i / R_i C) = 50 \text{ ms}$$

και η συχνότητα είναι

$$f = 1/t = 20 \text{ Hz}$$

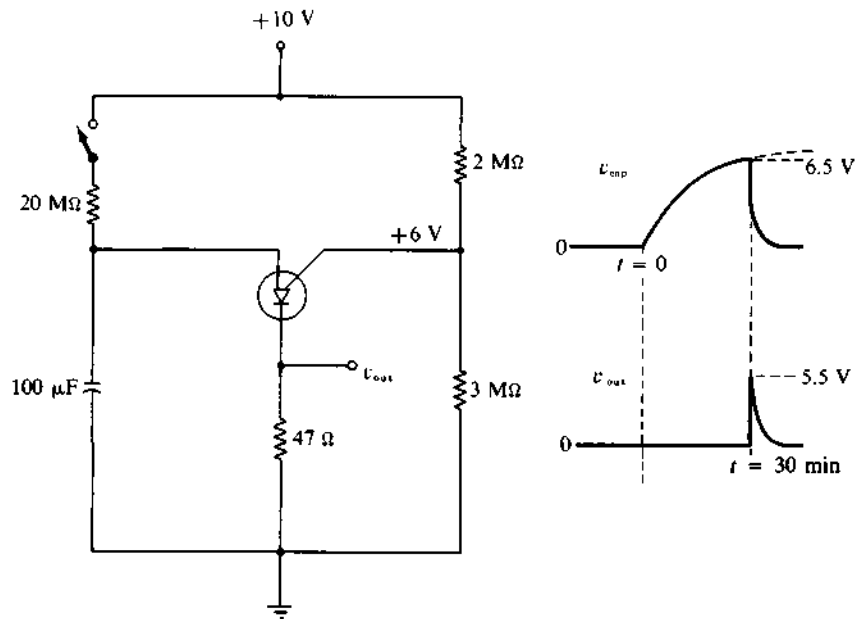
c) αν η E_i διπλασιαστεί, τότε το t υποδιπλασιάζεται, και η συχνότητα διπλασιάζεται σε 40 Hz.

d) αν $V_P = 3.5 \text{ V}$, τότε $V_P - V_f = 2.5 \text{ V}$, και το t πάλι υποδιπλασιάζεται και η f διπλασιάζεται σε 40 Hz.

2.2 Πλεονεκτήματα των προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ

Η λειτουργία του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ αν και παρόμοια με την λειτουργία του κανονικού μονοεπαφικού τρανζίστορ, έχει αρκετά πλεονεκτήματα έναντι του προκάτοχού του. Καταρχάς, η τάση έναυσης μεταβάλλεται εύκολα αλλάζοντας την V_G μέσω του διαιρέτη τάσης. Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ μπορεί να λειτουργήσει σε χαμηλές τάσεις (ως και 3 V) καθιστώντας το συμβατό με ολοκληρωμένα κυκλώματα. Αλλά το πιο σημαντικό πλεονέκτημα του PUT είναι το μικρό ρεύμα κορυφής, I_P . Το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ μπορεί να έχει ένα πολύ μικρό I_P (0.1 μA) με τη χρήση μεγάλων αντιστάσεων για την πόλωση της πύλης μέσω του διαιρέτη τάσης. Με μικρότερο I_P μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερη αντίσταση φόρτισης. Αυτό είναι ένα ξεχωριστό πλεονέκτημα σε εφαρμογές με μεγάλη χρονική καθυστέρηση καθώς μία μεγαλύτερη R θα μείωνε την απαιτούμενη τιμή του πυκνωτή C . Στην Εικόνα 60 είναι ένα κύκλωμα χρονοκαθυστέρησης με PUT όμοιο με το αντίστοιχο μονοεπαφικό τρανζίστορ. Σημειώστε ότι οι αντιστάσεις του διαιρέτη τάσης είναι πολύ μεγάλες έτσι ώστε το ρεύμα του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ I_P να είναι πολύ χαμηλό. Αφού $R_G = R_1 \parallel R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, αναμένουμε ένα ρεύμα I_P της τάξης του 0.1 μA . Η τιμή του V_G εύκολα υπολογίζεται

$$V_G = 3 \text{ M}\Omega \cdot 10 \text{ V} / 5 \text{ M}\Omega = 6 \text{ V}$$



Εικόνα 60 Κύκλωμα καθυστέρησης 30 λεπτών με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ

Επομένως $V_P = 6.5 \text{ V}$. όταν ο διακόπτης είναι κλειστός ο πυκνωτής θα φορτιστεί στα 10 V . όταν φτάσει τα 6.5 V θα αποφορτιστεί μέσα από το προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ, παράγοντας ένα παλμό κατά μήκος της αντίστασης των $47\text{-}\Omega$ resistor. Η χρονική καθυστέρηση ανάμεσα στο κλείσιμο του διακόπτη και της δημιουργίας του παλμού εξόδου έχει σχεδιαστεί περίπου στα 30 λεπτά. Για να επιτύχουμε ένα τόσο μεγάλο χρονικό διάστημα απαιτείται μία μεγάλη σταθερά χρόνου RC και η εξίσωση 19.11 χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί το RC :

$$T = RC \ln(V_{in}/(V_{in}-V_p)) \quad (19.11)$$

$$800 \text{ s} = RC \ln(10/10-6) = RC \ln(2.86) = RC(1.05)$$

έτσι ώστε

$$RC=1713\text{s}$$

Είναι συνήθως επιθυμητό να διατηρούμε την τιμή του C όσο πιο χαμηλά μπορούμε. Μεγάλες τιμές του C συνήθως απαιτούν ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές που έχουν διαρροές και είναι σχετικά ογκώδεις. Επομένως είναι απαραίτητο να κάνουμε το R πολύ μεγάλο. Το μέγιστο R που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε υπολογίζεται από την εξίσωση 19.8B:

$$R_{max}=(V_{in}-V_p)/I_p \quad (19-8B)$$

$$R_{max}=40 \text{ M}\Omega$$

Συντηρητικά, το R θα πρέπει να περιοριστεί κάτω από το R_{max} για να διασφαλίσουμε σωστή λειτουργία. Επιλέγουμε την τιμή των $20 \text{ M}\Omega$. Η τιμή του C υπολογίζεται ικανοποιώντας την σχέση $RC = 1713 \text{ s}$:

$$C=1713/R=85.7 \mu\text{F}$$

Οπότε ένας πυκνωτής $100 \mu\text{F}$ επιλέγεται, και η αντίσταση R μπορεί να μεταβάλλεται για να επιτύχουμε την απαραίτητη χρονική καθυστέρηση. Αν το ίδιο κύκλωμα σχεδιάζόταν χρησιμοποιώντας ένα μονοεπαφικό τρανζίστορ, οι τιμές της R και του πυκνωτή C θα έπρεπε να είναι $1 \text{ M}\Omega$ και $2000 \mu\text{F}$. Όσο μεγαλύτερο το ρεύμα I_p του μονοεπαφικού τρανζίστορ οδηγεί σε μικρότερη R_{max}

Κεφάλαιο 3. Πακέτα Διάθεσης Μονοεπαφικών τρανζίστορ και προγραμματιζόμενων μονοεπαφικών τρανζίστορ

3.1 2N6027, 2N6028

Προγραμματιζόμενο Μονοεπαφικό Τρανζίστορ

Κατασκευασμένο για να δώσει την δυνατότητα στον μηχανικό να 'προγραμματίσει' χαρακτηριστικά όπως το RBB, η, IV, και IP απλά διαλέγοντας την τιμή 2 αντιστάσεων. Χρήσεις του περιλαμβάνουν σκανδαλισμός thyristor, ταλαντωτές, κυκλώματα παλμών και χρονισμού. Επίσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ειδικές χρήσεις με thyristor εξαιτίας της διαθεσιμότητας μίας πύλης ανόδου. Παρέχονται σε TO-92 πλαστική συσκευασία.

Χαρακτηριστικά

- Προγραμματιζόμενο – RBB, η, IV και IP
- Χαμηλή τάση εκκίνησης 1.5 V μέγιστο @ $I_F = 50 \text{ mA}$
- Χαμηλό ρεύμα διαρροής Πύλης-Ανόδου – 10 nA Max
- Υψηλή τάση κορυφής – 11 V
- Πακέτα χωρίς μόλυβδο



TO-92 (TO-226AA)
CASE 029
STYLE 16

Εικόνα 61 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ 2N6027,2N6028

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation* Derate Above 25°C	P_F $1/\theta_{JA}$	300 4.0	mW $\text{mW}/^\circ\text{C}$
DC Forward Anode Current* Derate Above 25°C	I_T	150 2.67	mA $\text{mA}/^\circ\text{C}$
DC Gate Current*	I_G	± 50	mA
Repetitive Peak Forward Current 100 μs Pulse Width, 1% Duty Cycle 20 μs Pulse Width, 1% Duty Cycle*	I_{TRM}	1.0 2.0	A
Non-Repetitive Peak Forward Current 10 μs Pulse Width	I_{TSM}	5.0	A
Gate to Cathode Forward Voltage*	V_{GKF}	40	V
Gate to Cathode Reverse Voltage*	V_{GKR}	-5.0	V
Gate to Anode Reverse Voltage*	V_{GAR}	40	V
Anode to Cathode Voltage* (Note 1)	V_{AK}	± 40	V
Capacitive Discharge Energy (Note 2)	E	250	μJ
Power Dissipation (Note 3)	P_D	300	mW
Operating Temperature	T_{OPR}	-50 to +100	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	-50 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

*Indicates JEDEC Registered Data

- Anode positive, $R_{GA} = 1000 \Omega$
Anode negative, $R_{GA} = \text{open}$
- $E = 0.5 \cdot CV^2$ capacitor discharge energy limiting resistor and repetition.
- Derate current and power above 25°C .

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	75	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes ($< 1/16''$ from case, 10 seconds maximum)	T_L	260	$^\circ\text{C}$

Εικόνα 62 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ 2N6027,2N6028

3.2 BRY39

Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ/Διακοπτης Πυριτιου

Χαρακτηριστικά

Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ
Διακοπτης Πυριτιου

Χρήσεις

- Εφαρμογές διακοπτων οπως:
- Έλεγχος κινητήρων
- Ταλαντωτές
- Εξομοίωση ρελε
- Χρονιστές
- Διαμορφωτές παλμων

Περιγραφή

PNPN διακόπτης ή σκανδαλιστής σε TO-72 μεταλλικό πακέτο

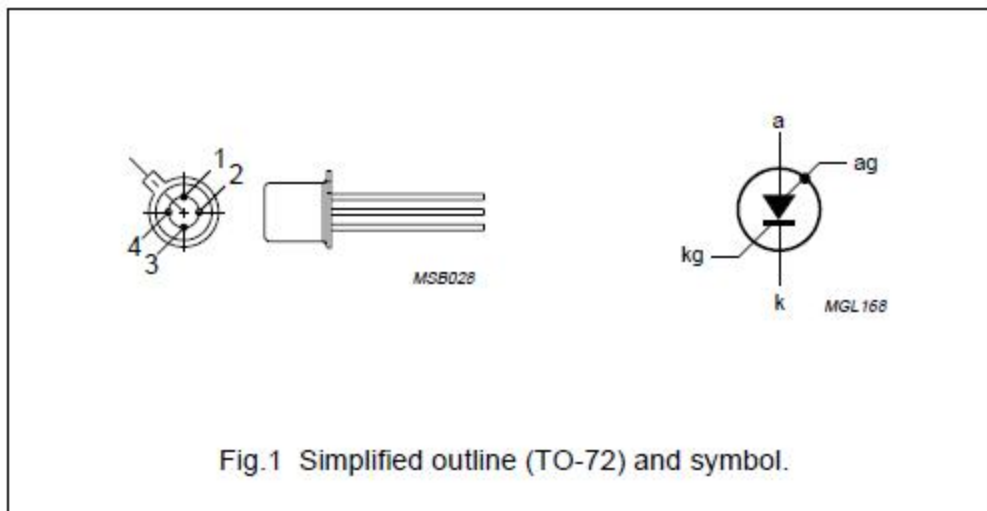


Fig.1 Simplified outline (TO-72) and symbol.

Εικόνα 63 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ BRY39

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MAX.	UNIT
Silicon controlled switch				
PNP TRANSISTOR				
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	-70	V
NPN TRANSISTOR				
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	70	V
I_{ERM}	repetitive peak emitter current		-2.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	275	mW
T_j	junction temperature		150	$^\circ\text{C}$
V_{AK}	forward on-state voltage	$I_A = 50\text{ mA}; I_{AG} = 0; R_{KG-K} = 10\text{ k}\Omega$	1.4	V
I_H	holding current	$I_{AG} = 10\text{ mA}; V_{BB} = -2\text{ V}; R_{KG-K} = 10\text{ k}\Omega$	1	mA
t_{on}	turn-on time		0.25	μs
t_{off}	turn-off time		15	μs
Programmable unijunction transistor				
V_{GA}	gate-anode voltage		70	V
I_A	anode current (DC)	$T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	175	mA
T_j	junction temperature		150	$^\circ\text{C}$
I_p	peak point current	$V_S = 10\text{ V}; R_G = 10\text{ k}\Omega$	0.2	μA

Εικόνα 64 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ BRY39

3.3 BRY56

Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ

Περιγραφή

PNPN συσκευή σε TO-92; SOT54 πλαστικό πακέτο

Χρήσεις

- Εφαρμογές διακοπών
- Έλεγχος κινητήρων
- Ταλαντωτές
- Εξομοίωση ρελέ
- Χρονιστές
- Διαμορφωτές παλμών

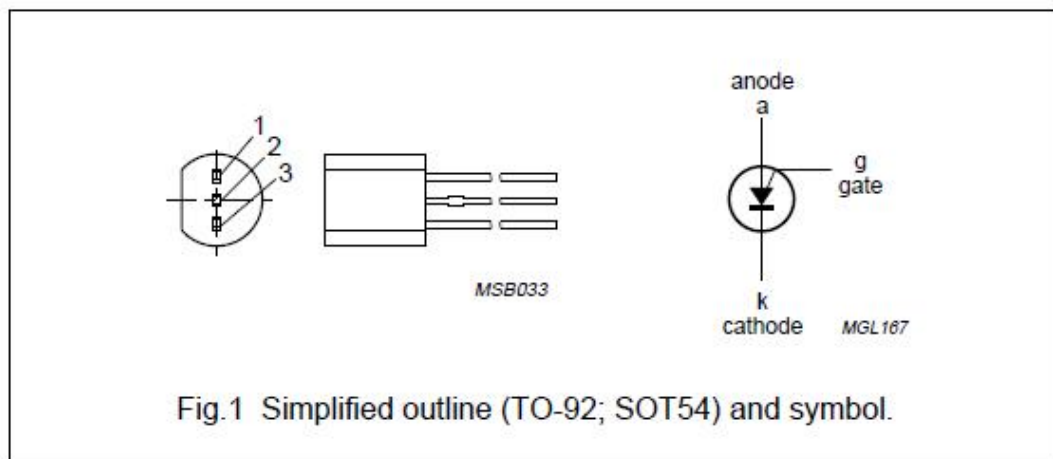


Fig.1 Simplified outline (TO-92; SOT54) and symbol.

Εικόνα 65 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ BRY56

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{GA}	gate-anode voltage		–	70	V
$I_{A(AV)}$	average anode current		–	175	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 75 \text{ }^\circ\text{C}$	–	300	mW
T_j	operating junction temperature		–	150	$^\circ\text{C}$
I_p	peak point current	$V_S = 10 \text{ V}; R_G = 10 \text{ k}\Omega$	–	0.2	μA
I_v	valley point current	$V_S = 10 \text{ V}; R_G = 10 \text{ k}\Omega$	2	–	μA

Εικόνα 66 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ BRY56

3.4 CA3097

Διάταξη θυρίστορ/τρανζίστορ για στρατιωτική, εμπορική, βιομηχανική χρήση

Χαρακτηριστικά

- Απομόνωση επιμέρους στοιχείων
- Npn τρανζίστορ
- Pnp/npn ζεύγος τρανζίστορ
- Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ
- (PUT)Προγραμματισμός εξαιρετικά μεγάλων χρόνων μόνο με την χρήση πυκνωτή
- Ευαίσθητο SCR με χαμηλό ρεύμα πύλης

Χρήσεις

- Κυκλώματα χρονισμού
- Έλεγχος ισχύος κινητήρων/φωτισμού
- Ταλαντωτές
- Ρυθμιστές Τάσης
- Ενισχυτές
- Λογικά κυκλώματα
- Κυκλώματα παλμών
- Πυροδότηση SCR

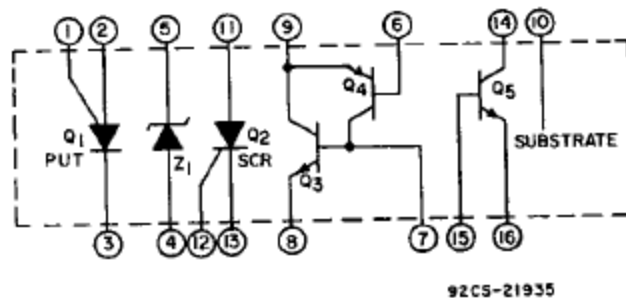
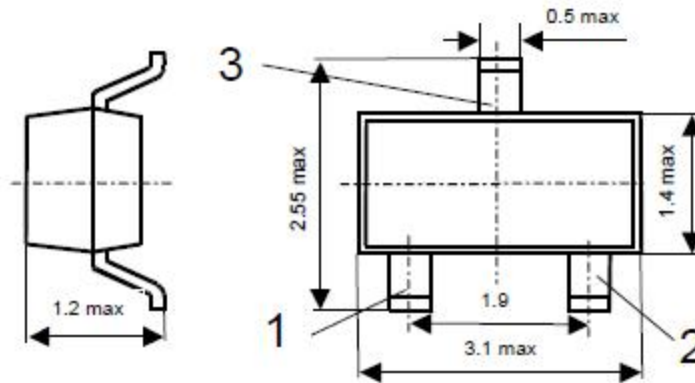


Fig. 1 — Schematic diagram of CA3097E.

Εικόνα 67 CA3097

3.5 MMBT6028

Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ σε συσκευασία SOT-23



Pinouts:

1- Anode, 2- Gate, 3- Cathode

Εικόνα 68 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ MMBT3028

Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter, units	Limits
V_{AK}	*Anode to cathode voltage, V	± 40
V_{GKF}	*Gate to cathode forward voltage, V	40
V_{GKR}	*Gate to cathode reverse voltage, V	-5
V_{GAR}	*Gate to anode reverse voltage, V	40
I_T	*DC forward anode current, mA	150
I_{TRM}	Repetitive peak forward current, A 100 μ s Pulse width, 1% duty cycle *20 μ s Pulse width, 1% duty cycle	1 2
P_T	*Power dissipation, mW	300

* - Anode positive, $R_{GA} = 1000\Omega$;
Anode negative, $R_{GA} = \text{open}$

Εικόνα 69 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ MMBT3028

3.6 NTE6402

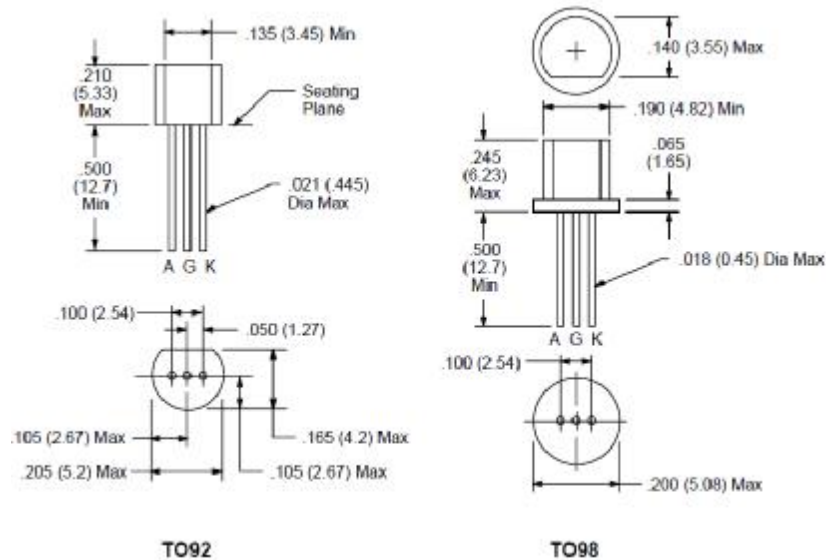
Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (PUT)

Περιγραφή:

Το NTE6402 είναι μια συσκευή 3 επαφών διαθέσιμη σε χαμηλού κόστους TO98 και TO92 πακέτα. Οι επαφές χαρακτηρίζονται ως άνοδος/άνοδος πύλης/πύλη

Χρήσεις

- Σκανδαλιστές SCR
- Κυκλώματα παλμών και χρονισμού
- Ταλαντωτές



Εικόνα 70 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ NTE6402

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

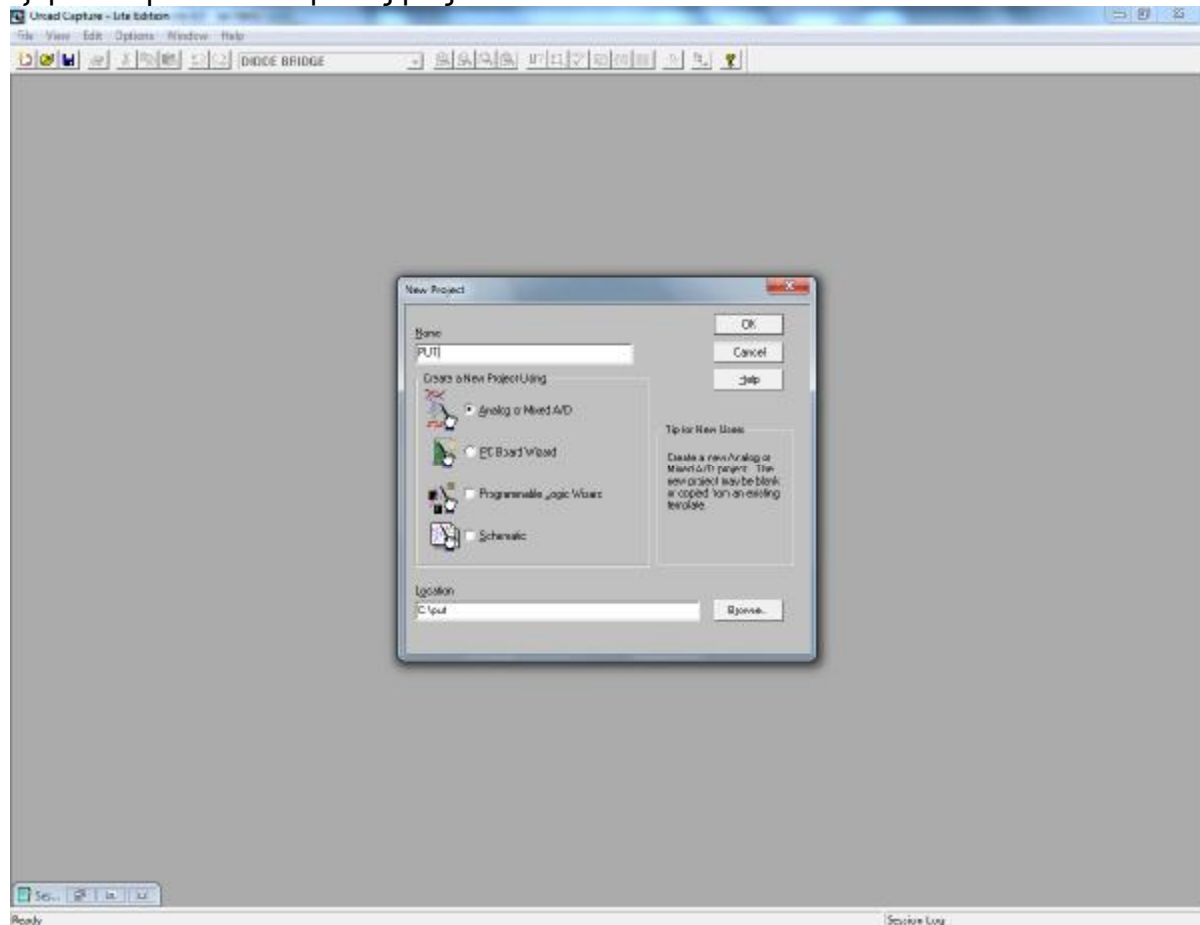
Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Peak Current	I_P	$V_S = 10\text{V}, R_G = 1\text{M}\Omega$	-	-	2	μA
		$V_S = 10\text{V}, R_G = 10\text{k}\Omega$	-	-	5	μA
Offset Voltage	V_T	$V_S = 10\text{V}, R_G = 1\text{M}\Omega$	0.2	-	1.6	V
		$V_S = 10\text{V}, R_G = 10\text{k}\Omega$	0.2	-	0.6	V
Valley Current	I_V	$V_S = 10\text{V}, R_G = 1\text{M}\Omega$	-	-	50	μA
		$V_S = 10\text{V}, R_G = 10\text{k}\Omega$	70	-	-	μA
		$V_S = 10\text{V}, R_G = 200\Omega$	1.5	-	-	mA
Anode-Gate-Anode Leakage Current	I_{GAO}	$V_S = 40\text{V}, T_A = +25^\circ\text{C}$	-	-	10	nA
		$V_S = 40\text{V}, T_A = +75^\circ\text{C}$	-	-	100	nA
Gate-Cathode Leakage Current	I_{GKS}	$V_S = 40\text{V}, \text{Anode-Cathode Short}$	-	-	100	nA
Forward Voltage	V_F	$I_F = 50\text{mA}$	-	-	1.5	V
Pulse Output Voltage	V_O		6	-	-	V
Pulse Voltage Rate of Rise	t_r		-	-	80	ns

Εικόνα 71 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ NTE6402

Κεφάλαιο 4. Σχεδίαση κυκλώματος παλμοδότησης σε Orcad και παραγωγή τυπωμένου κυκλώματος.

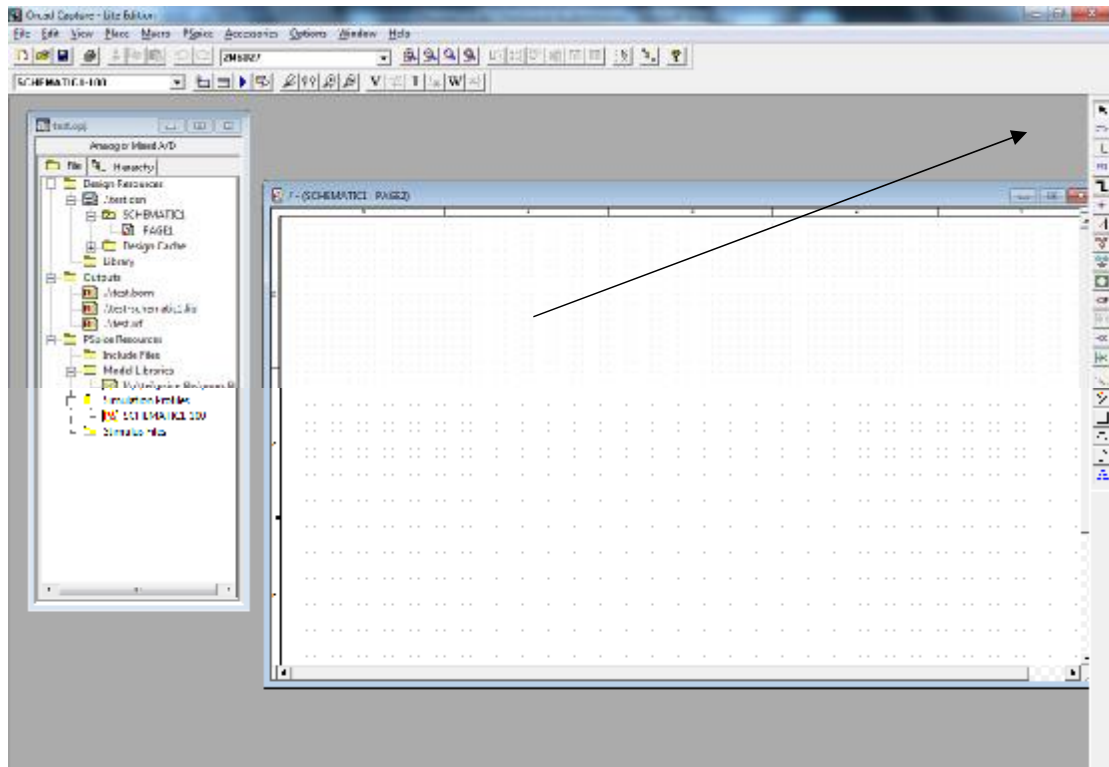
4.1 Capture

Μέσω του σχεδιαστικού προγράμματος Orcad και συνοδευτικών προγραμμάτων μπορούμε να κατασκευάσουμε τυπωμένες πλακέτες κυκλωμάτων. Στην διαδικασία αυτή θα χρησιμοποιήσουμε το Orcad 9.2 με τα υποπρογράμματα του Capture για την σχεδίαση του κυκλώματος και του Layout για την παράγωση τυπωμένου κυκλώματος. Επίσης στην διαδικασία σχεδίασης με το Capture μπορούμε υπό προϋποθέσεις που θα αναφερθούν παρακάτω να γίνει και εξομοίωση λειτουργίας του κυκλώματος. Δημιουργούμε ένα νέο έργο στο Capture επιλέγοντας την λειτουργία Analog or Mixed A/D το οποίο μας δίνει την δυνατότητα σε μεταγενέστερο στάδιο την εξομοίωση του κυκλώματος μας



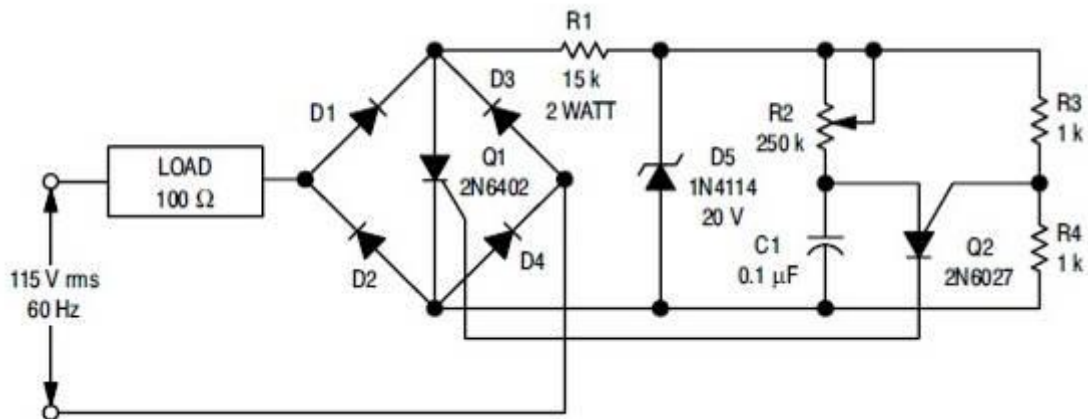
Εικόνα 72 Νέα εργασία σε ORCAD

Μπορούμε πλέον να ξεκινήσουμε την εισαγωγή των στοιχείων του κυκλώματος μας με την λειτουργία Place Part. Σε αυτό το σημείο δεν θα χρησιμοποιήσουμε σχεδόν καθόλου την βιβλιοθήκη Discrete. Παρά την ευκολία που μας παρέχει για την εύρεση των περισσότερων εξαρτημάτων η συγκεκριμένη δεν περιέχει footprints (αποτύπωση του εξαρτήματος για πλακέτα) με αποτέλεσμα την χειροκίνητη αντιστοίχιση των υλικών του σχεδίου με τα αποτυπώματά τους. Επίσης δυσχεραίνει και τη διασύνδεση με την βιβλιοθήκη του Pspice για εξομοίωση του κυκλώματος μας.

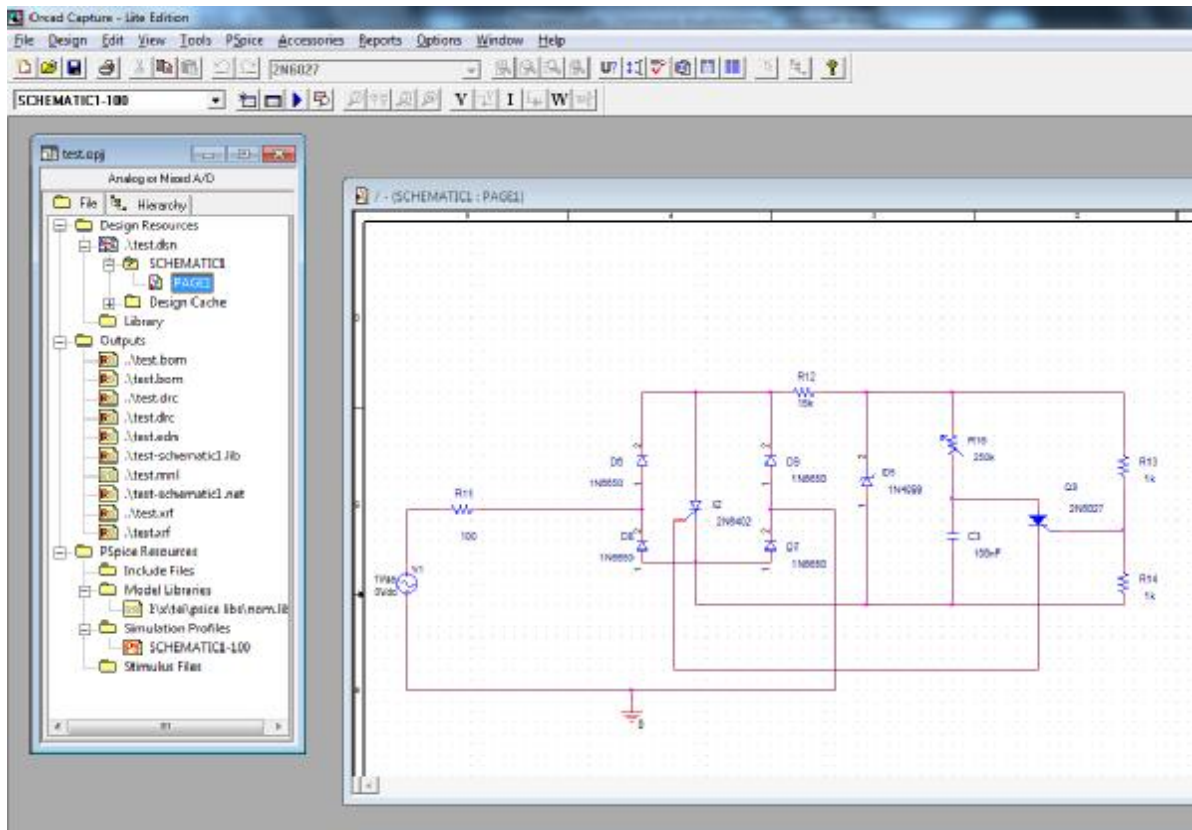


Εικόνα 73 Εισαγωγή εξαρτημάτων OrCAD

Επιλέξαμε για την κατασκευή μας ένα κύκλωμα ελέγχου ισχύος με SCR τα οποία ελέγχονται μέσω PUT (Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ)



Εικόνα 74 Σχέδιο κυκλώματος με χρήση PUT



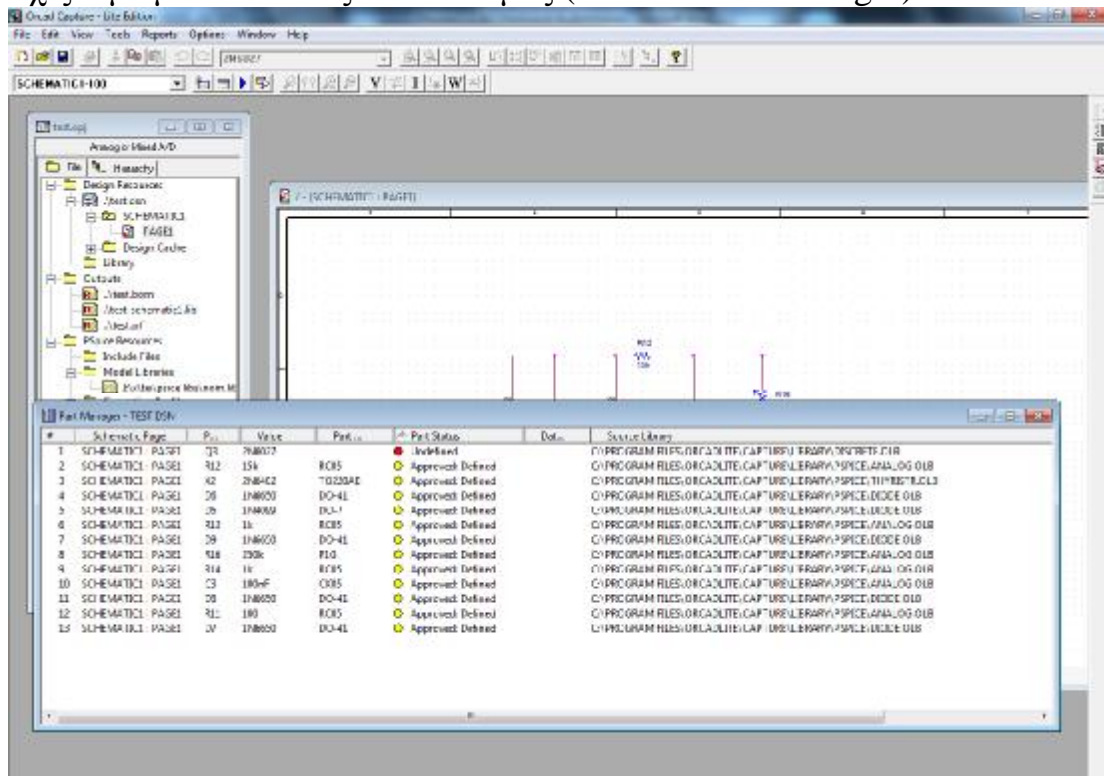
Εικόνα 75 Σχεδιασμένο κύκλωμα στο OrCAD

εφόσον σχεδιάσαμε το κύκλωμα μας μπορούμε να πάρουμε εκτύπωση λίστα των υλικών μας Tools->Bill of materials

Bill of Materials

Item	Quantity	Reference	Part
1	1	C3	100nF
2	1	D5	1N4099
3	4	D6,D7,D8,D9	1N6650
4	1	Q3	2N6027
5	1	R11	100
6	1	R12	15k
7	2	R14,R13	1k
8	1	R16	250k
9	1	X2	2N6402

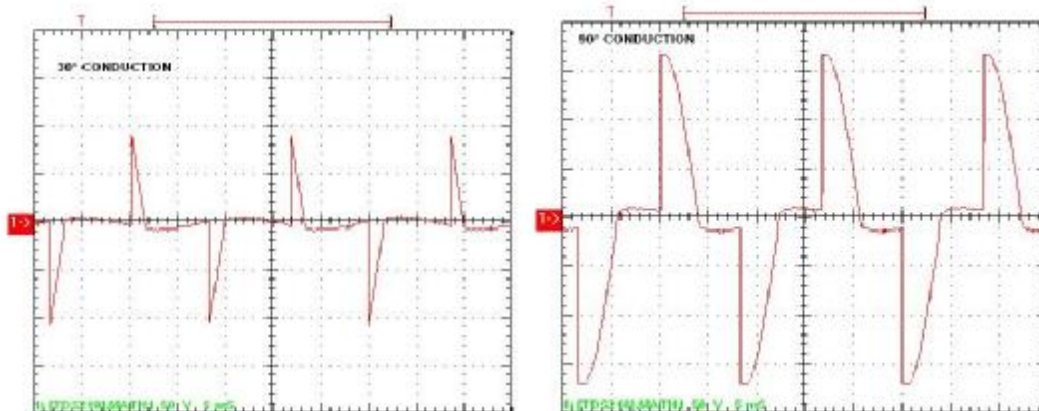
Συνεχίζουμε με κοιτώντας τα υλικά μας (Tools-> Part manager)

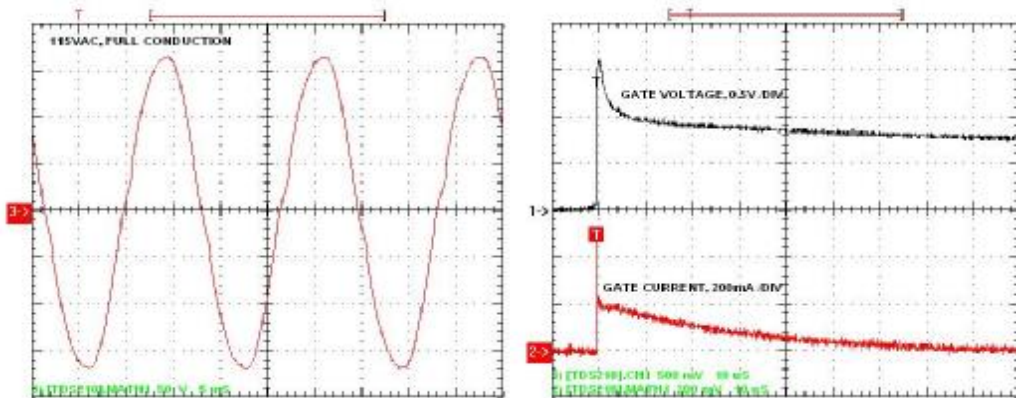


Εικόνα 76 Λίστα εξαρτημάτων Orcad

Παρατηρούμε όλα τα υλικά μας καθώς και την βιβλιοθήκη προέλευσης και τα χαρακτηριστικά τους. Όσα χαρακτηρίζονται ως Approved:Defined είναι έτοιμα για την συνέχεια στην σχεδίαση της πλακέτας μας. Ωστόσο το Put 2N6027 επειδή τοποθετήθηκε από την βιβλιοθήκη discrete δεν παρέχει πληροφορίες. Εδώ μπορούμε να είτε να αντιστοιχήσουμε εμείς το κατάλληλο footprint για την πλακέτα μας είτε να το παραλείψουμε και θα μας ζητηθεί αυτόματα κατά την εισαγωγή του σχεδίου μας για εκτύπωσης στο Layout.

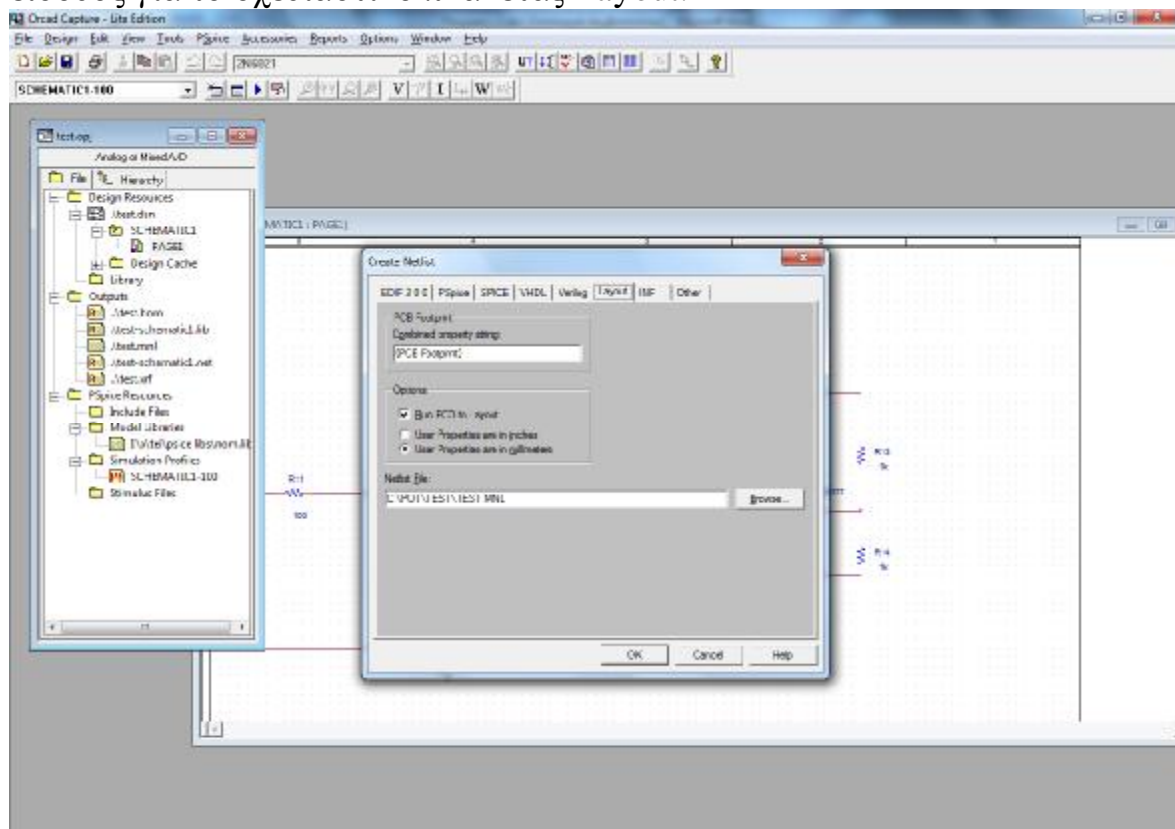
Σε αυτό το σημείο εάν έχουμε σωστές βιβλιοθήκες θα μπορούμε να κάνουμε και λειτουργική εξομοίωση του κυκλώματος μας. Σε πραγματικές συνθήκες θα είχαμε τα παρακάτω αποτελέσματα με ρύθμιση του ποτενσιόμετρου





Εικόνα 77 Γραφικές παραστάσεις του κυκλώματος

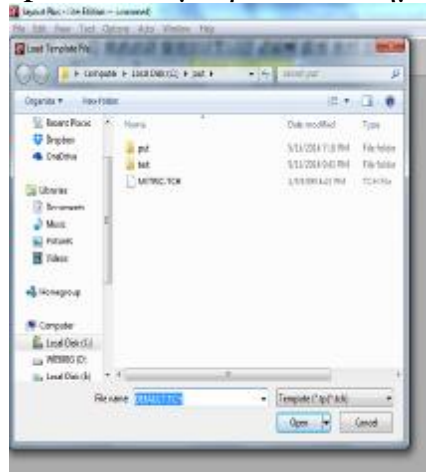
Τέλος παράγουμε το αρχείο Netlist (Tools->Create netlist) το οποίο είναι η είσοδος για το σχεδιαστικό πλακέτας Layout.



Εικόνα 78 Εξαγωγή netlist από Orcad Capture

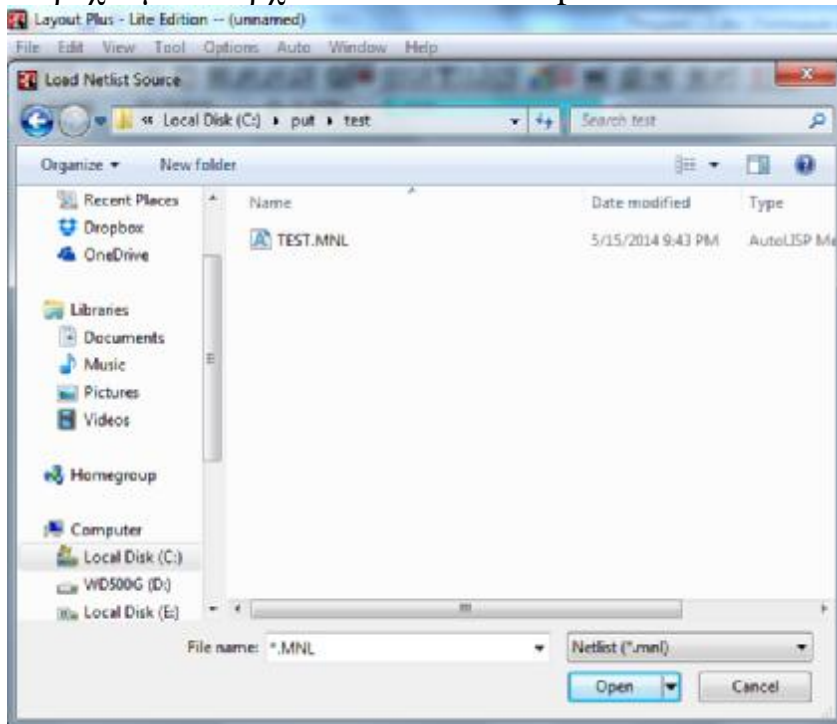
4.2 Layout

Περνώντας στο Layout αμέσως μας οδηγεί για την επιλογή βάσης της πλακέτας μας. Επιλεγούμε το έτοιμο profile σε μετρικό σύστημα.



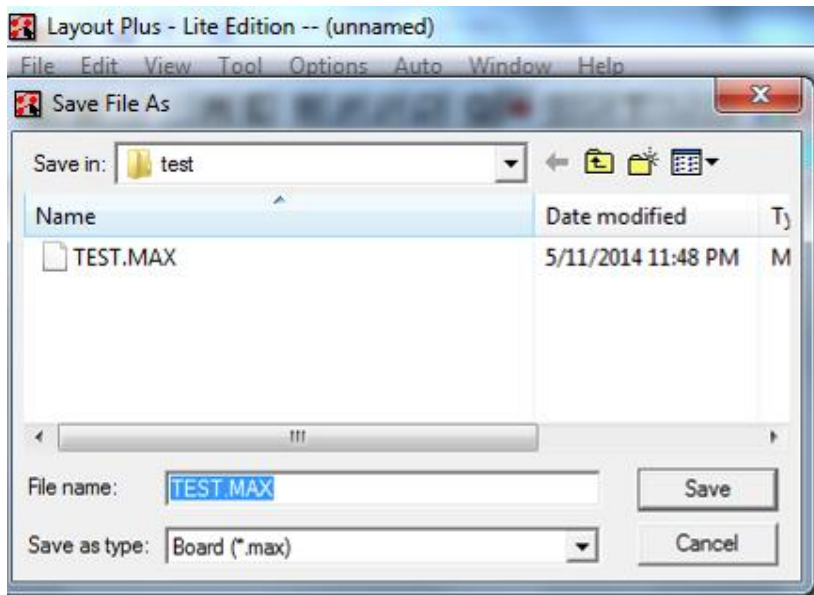
Εικόνα 79 Νέα εργασία σε OrCAD Layout

Παρέχουμε το αρχείο mnl από το Capture



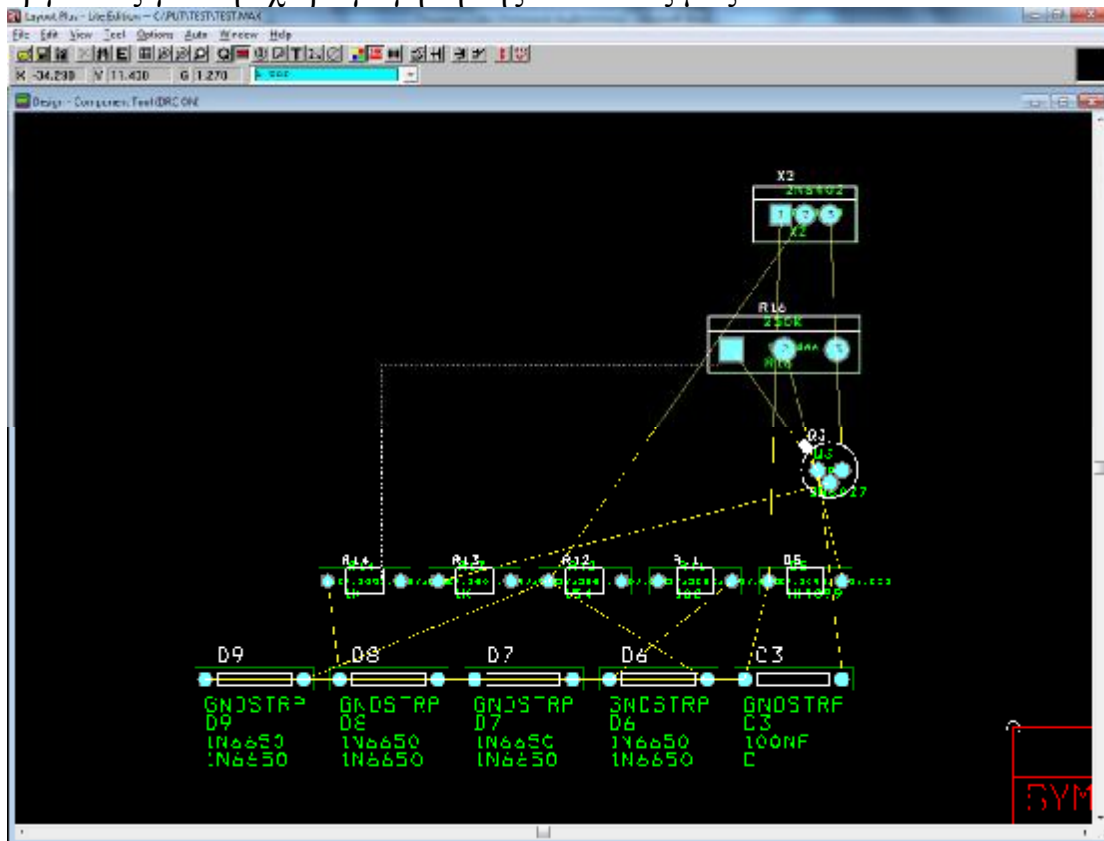
Εικόνα 80 Επιλογή αρχείου netlist σε Layout

Και μας σώζει την πλακέτα που θα έχουμε ως αποτέλεσμα



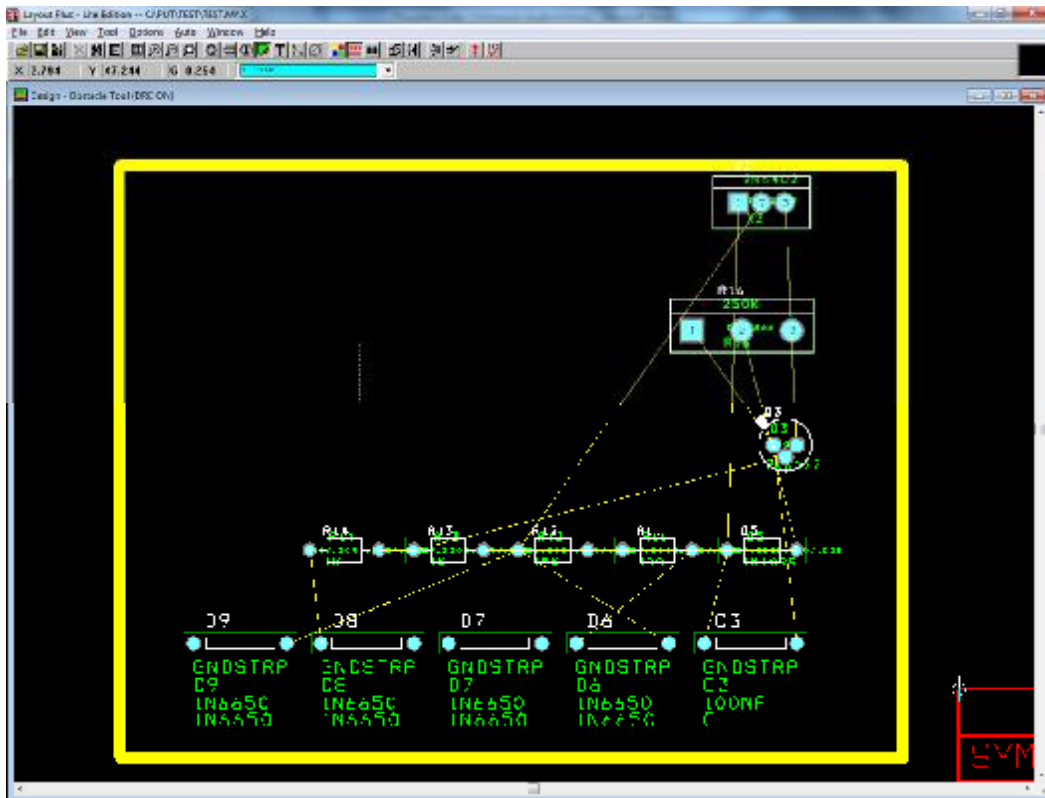
Εικόνα 81 Αποθήκευση πλακέτας

Φτάνουμε λοιπόν να έχουμε εισάγει επιτυχώς τα στοιχεία μας στον χώρο εργασίας για την χειραγώγηση της πλακέτας μας



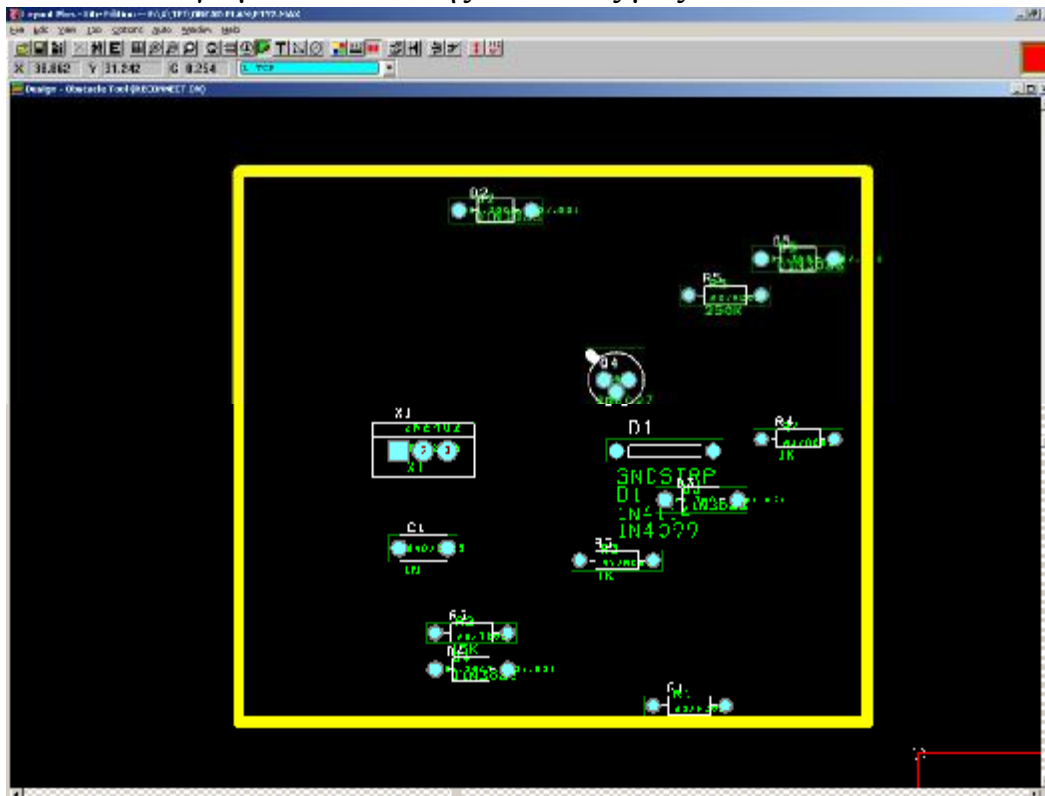
Εικόνα 82 Περιβάλλον εργασίας Layout

Με το Obstacle tool σχεδιάζουμε ένα περίγραμμα για να περιορίσουμε το τελικό αποτέλεσμα



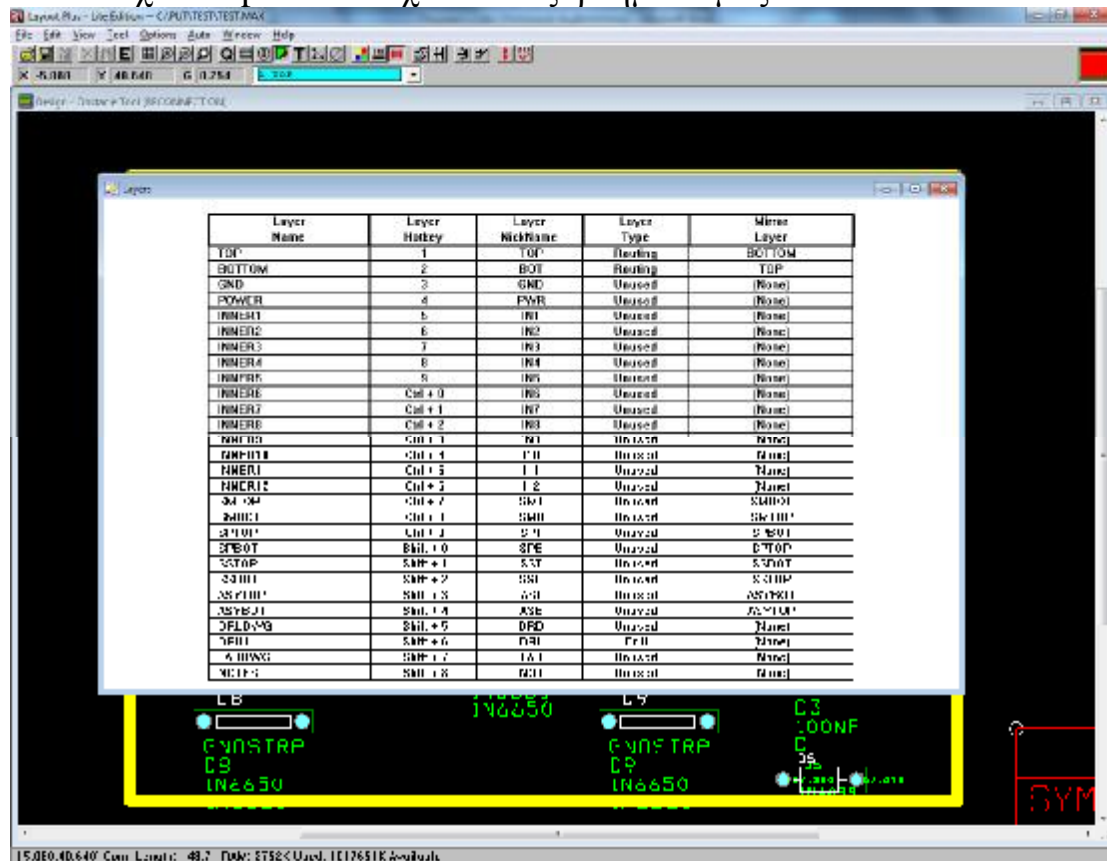
Εικόνα 83 Οριοθέτηση πλακέτας

Το Layout μας έχει έτοιμα εργαλεία που επιτρέπουν την αυτόματη τοποθέτηση των στοιχείων (Auto->Place Board) αλλά και την αυτόματη δρομολόγηση των συνδέσεων ανάλογα με τον τύπο της πλακέτας μας.



Εικόνα 84 Αυτόματη τοποθέτηση εξαρτημάτων (Auto->Place Board)

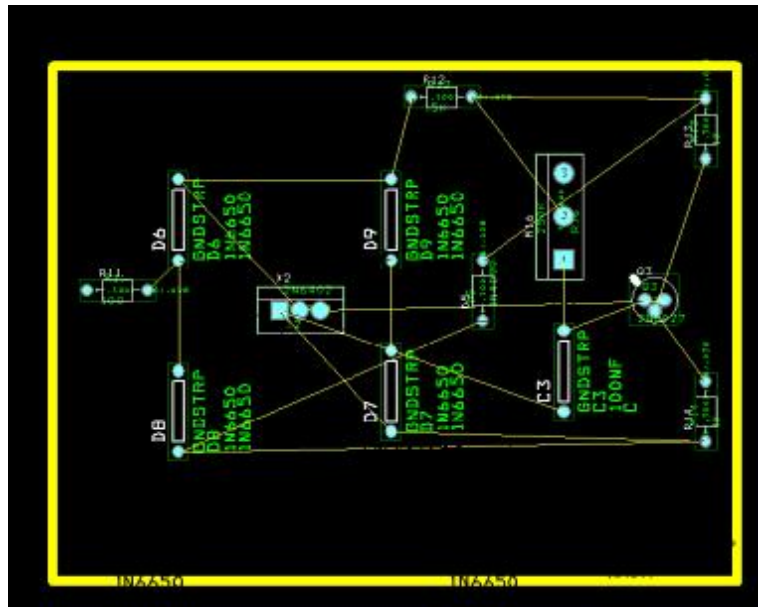
Κοιτάζοντας τα layers της πλακέτας μας (Μπορούν να υπάρχουν πλακέτες πολλών επιπέδων) βλέπουμε τα στρώματα όπου μπορούμε να ενεργοποιήσουμε/απενεργοποιήσουμε όσα θέλουμε Σίγουρα μας ενδιαφέρουν το TOP/BOT/DRILL που είναι το άνω, κάτω εάν έχουμε πλακέτα 2 πλευρών και το Drill που περιέχει τις πληροφορίες για τις τρύπες που θα τοποθετήσουμε τα εξαρτήματα μας σύμφωνα πάντα με τα αντίστοιχα footprint που έχουν τα εξαρτήματα μας.



Εικόνα 85 Λίστα επιπέδων πλακέτας

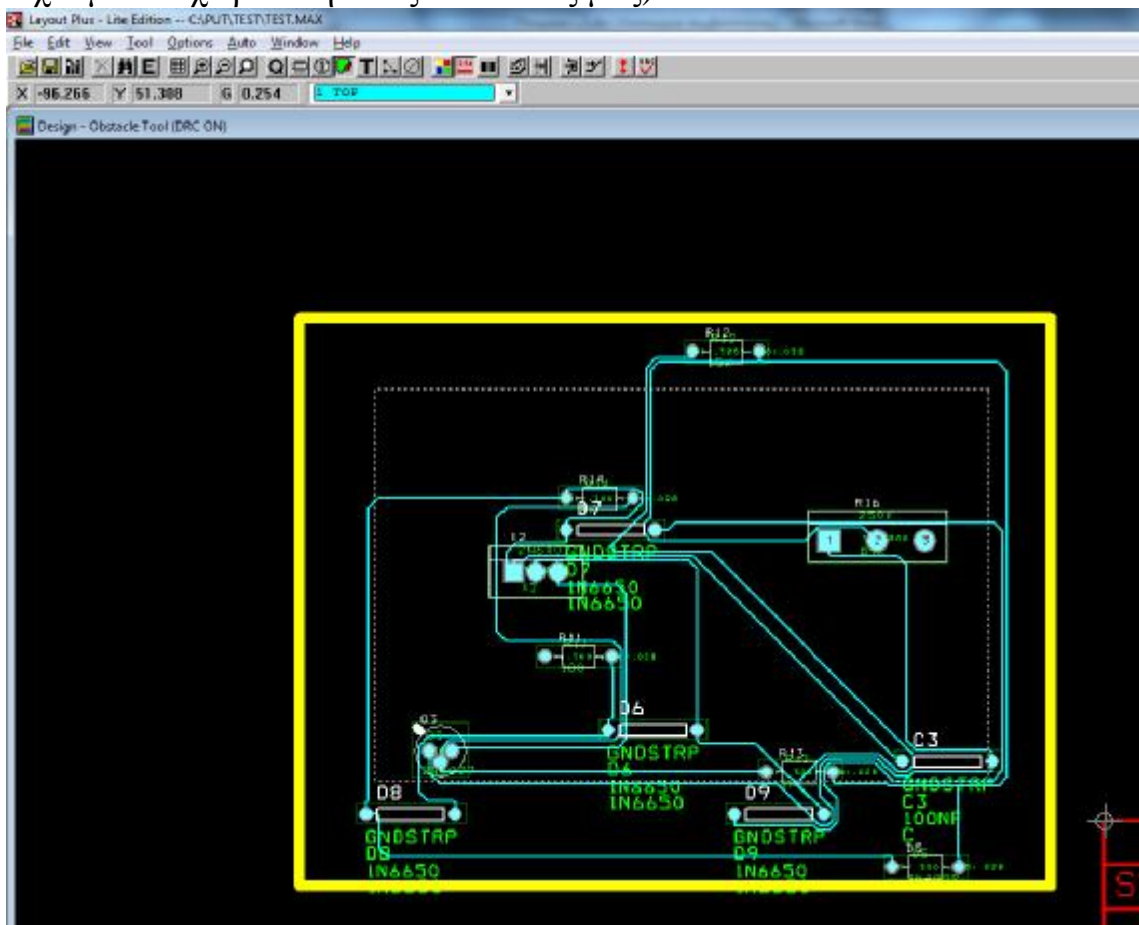
Εδώ λόγω των λίγων εξαρτημάτων που δεν απαιτούν περιπλοκές διαδρομές θα χρησιμοποιήσω μόνο το TOP/Drill (Για την μεταφορά όμως σε χαράκτη απαιτείται ως ελάχιστο και το αρχείο BOT που είναι η κάτω όψη της πλακέτας). Τέλος δίνοντας και αυτόματη δρομολόγηση της πλακέτας φτιάχνει και τις διαδρομές που χρειάζεται για την διασύνδεση των υλικών

Επειδή η πλακέτα μας είναι μικρή και σχετικά απλή και για λόγους οπτικού μπορούμε να τοποθετήσουμε και χειροκίνητα τα στοιχεία μας ώστε να αντικατοπτρίζουν καλύτερα το αρχικό σχέδιο



Εικόνα 86 Χειροκίνητη τοποθέτηση εξαρτημάτων

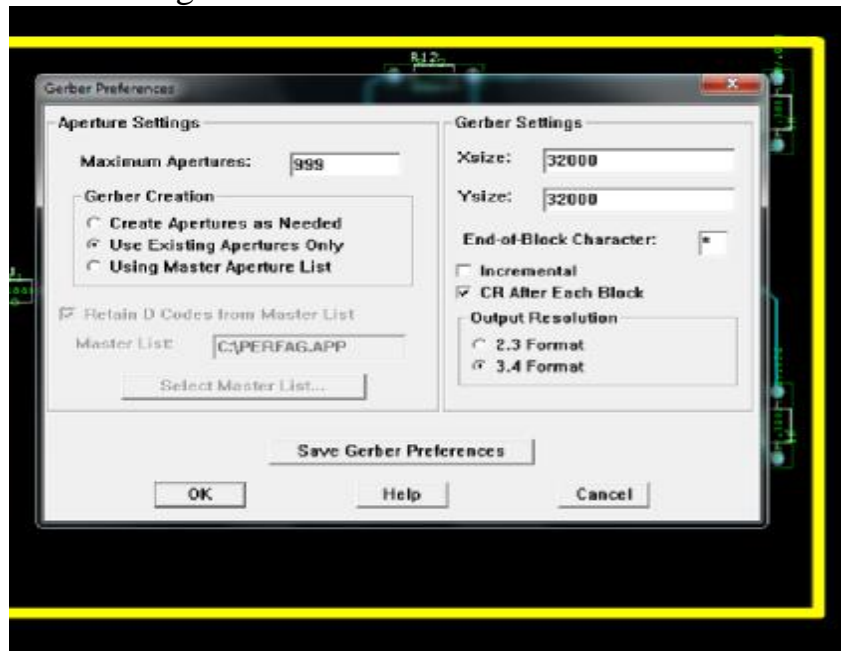
Και κάνοντας αυτόματη δρομολόγηση έχουμε το παρακάτω. (Θα μπορούσαμε να έχουμε και χειροκίνητα τις συνδέσεις μας)



Εικόνα 87 Αυτόματη δρομολόγηση διασυνδέσεων εξαρτημάτων (Auto->Autoroute)

Τέλος πειράζουμε μερικές ρυθμίσεις για να έχουμε συμβατά αρχεία στο τελικό αποτέλεσμα

Options->Gerber Settings



Εικόνα 88 Ρύθμιση παραμέτρων πλακέτας

Τέλος από το Options->Post Process Settings καθορίζουμε τα Layers που θα περάσουμε από τον Post Processor ώστε να παράγουμε τα κατάλληλα αρχεία για τον χαρακτή πλακετών.

Και εκτελούμε Auto->Run post Processor το οποίο παράγει τα τελικά αρχεία και μία αναφορά των παραγόμενων αρχείων

Post Processor Report

OrCAD FILE: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.MAX

Fri May 16 19:38:16 2014

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.TOP

Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.TOP:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 9 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes
D15: 0.0100 ROUND -- 168 Draws, 0 Flashes

6 D-Codes ----- 168 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.BOT

Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.BOT:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 9 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes

5 D-Codes ----- 0 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.GND

Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.GND:

D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 5 Flashes
D16: 0.0650 ROUND -- 0 Draws, 12 Flashes
D17: 0.0720 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D18: 0.0950 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D19: 0.0950 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes
D20: 0.0500 ROUND -- 4 Draws, 0 Flashes

6 D-Codes ----- 4 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.PWR

Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.PWR:

D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 5 Flashes
D16: 0.0650 ROUND -- 0 Draws, 12 Flashes
D17: 0.0720 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D18: 0.0950 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D19: 0.0950 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes

D20: 0.0500 ROUND -- 4 Draws, 0 Flashes

6 D-Codes ----- 4 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SMT
Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SMT:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 5 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes
D21: 0.0600 ROUND -- 0 Draws, 4 Flashes

6 D-Codes ----- 0 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SMB
Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SMB:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 5 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes
D21: 0.0600 ROUND -- 0 Draws, 4 Flashes

6 D-Codes ----- 0 Draws, 28 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SST
Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.SST:

D15: 0.0100 ROUND -- 23 Draws, 0 Flashes
D22: 0.0080 ROUND -- 190 Draws, 0 Flashes
D23: 0.0450 ROUND -- 1 Draws, 0 Flashes

3 D-Codes ----- 214 Draws, 0 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.AST
Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.AST:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 5 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 2 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 1 Flashes
D15: 0.0100 ROUND -- 51 Draws, 0 Flashes
D20: 0.0500 ROUND -- 4 Draws, 0 Flashes
D22: 0.0080 ROUND -- 525 Draws, 0 Flashes

D23: 0.0450 ROUND -- 1 Draws, 0 Flashes

9 D-Codes ----- 581 Draws, 24 Flashes

Output file: F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.DRD
Aperture totals for F:\X\TEI\ORCAD PLAN\PTY.DRD:

D15: 0.0100 ROUND -- 588 Draws, 0 Flashes
D20: 0.0500 ROUND -- 4 Draws, 0 Flashes

2 D-Codes ----- 592 Draws, 0 Flashes

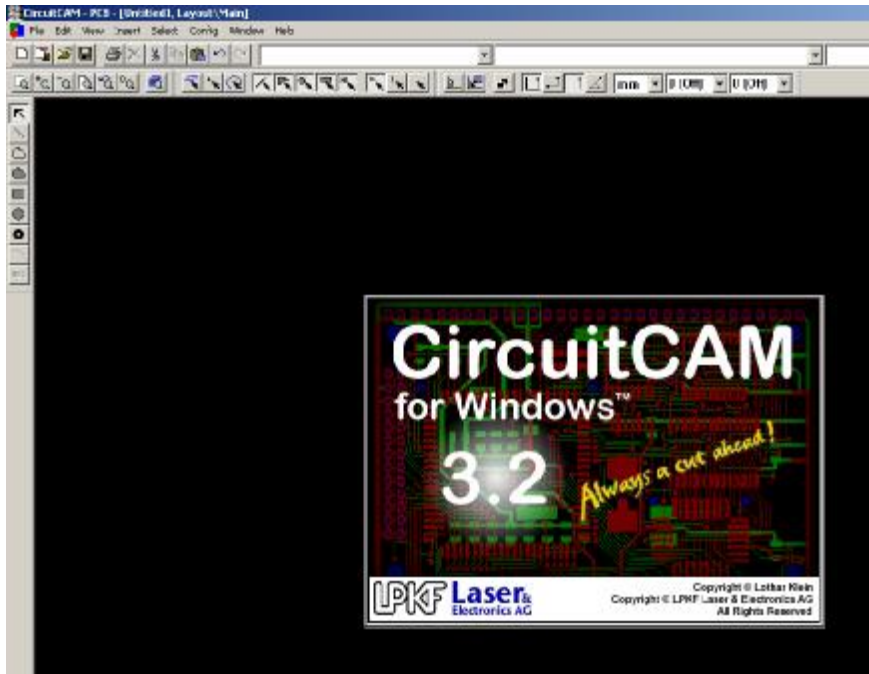
Aperture totals for entire project:

D10: 0.0550 ROUND -- 0 Draws, 33 Flashes
D11: 0.0520 ROUND -- 0 Draws, 40 Flashes
D12: 0.0450 ROUND -- 0 Draws, 40 Flashes
D13: 0.0750 ROUND -- 0 Draws, 20 Flashes
D14: 0.0750 SQUARE -- 0 Draws, 5 Flashes
D15: 0.0100 ROUND -- 830 Draws, 0 Flashes
D16: 0.0650 ROUND -- 0 Draws, 24 Flashes
D17: 0.0720 ROUND -- 0 Draws, 16 Flashes
D18: 0.0950 ROUND -- 0 Draws, 4 Flashes
D19: 0.0950 SQUARE -- 0 Draws, 2 Flashes
D20: 0.0500 ROUND -- 16 Draws, 0 Flashes
D21: 0.0600 ROUND -- 0 Draws, 8 Flashes
D22: 0.0080 ROUND -- 715 Draws, 0 Flashes
D23: 0.0450 ROUND -- 2 Draws, 0 Flashes

14 D-Codes ----- 1563 Draws, 192 Flashes
No warnings or errors.

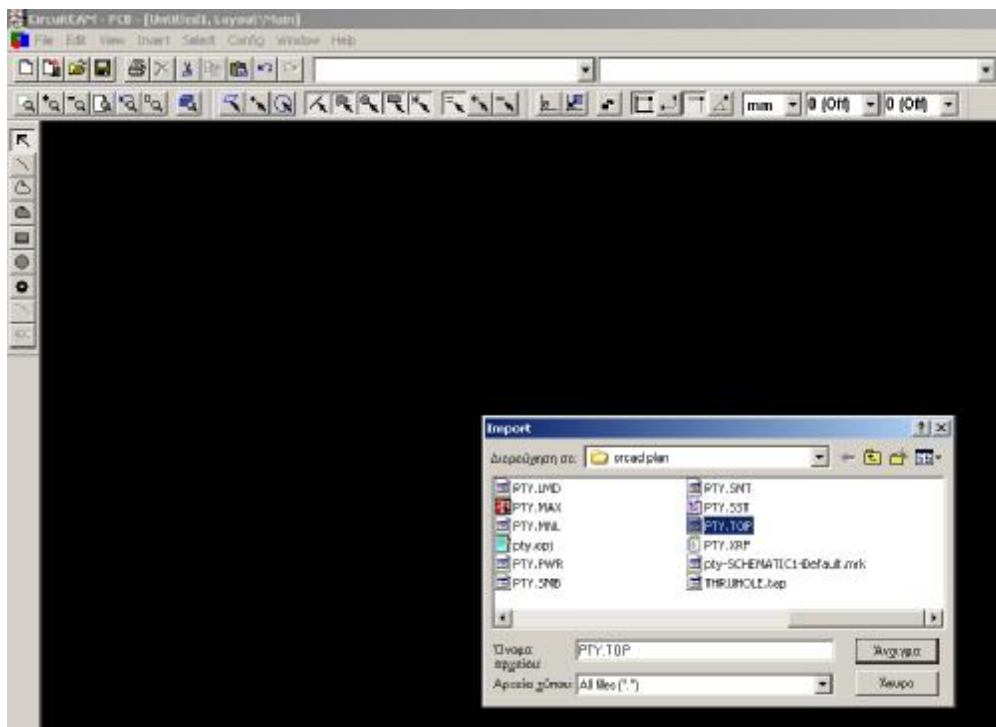
4.3 CircuitCAM 32

Από το Layout φτάνουμε να χαράξουμε το κύκλωμα μας σε πλακέτα. Τα αρχεία που πήραμε στο προηγούμενο βήμα περνούν από το πρόγραμμα CircuitCam ώστε να αποκτήσουν συμβατή μορφή για τον χαράκτη πλακετών αλλά και για να γίνουν κάποιες ακόμη παραμετροποιήσεις, εάν απαιτούνται, όπως insulation το οποίο θα αναλάβει να αφαιρέσει χαλκό από την πλακέτα για την αποφυγή βραχυκυκλωμάτων



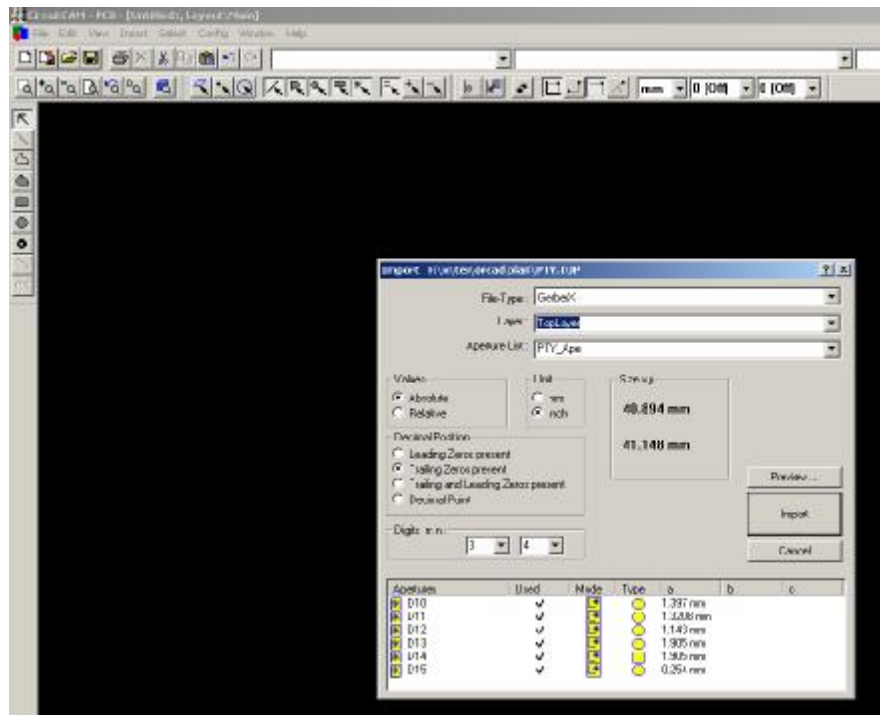
Εικόνα 89 Περιβάλλον εργασίας CircuitCam

Εισάγουμε τα απαραίτητα αρχεία για την πλακέτα μας. Εδώ αφού δημιουργήσαμε μονήσ ολης θέλουμε το TOP και το DRD που περιέχει τις θέσεις για τις τρυπες

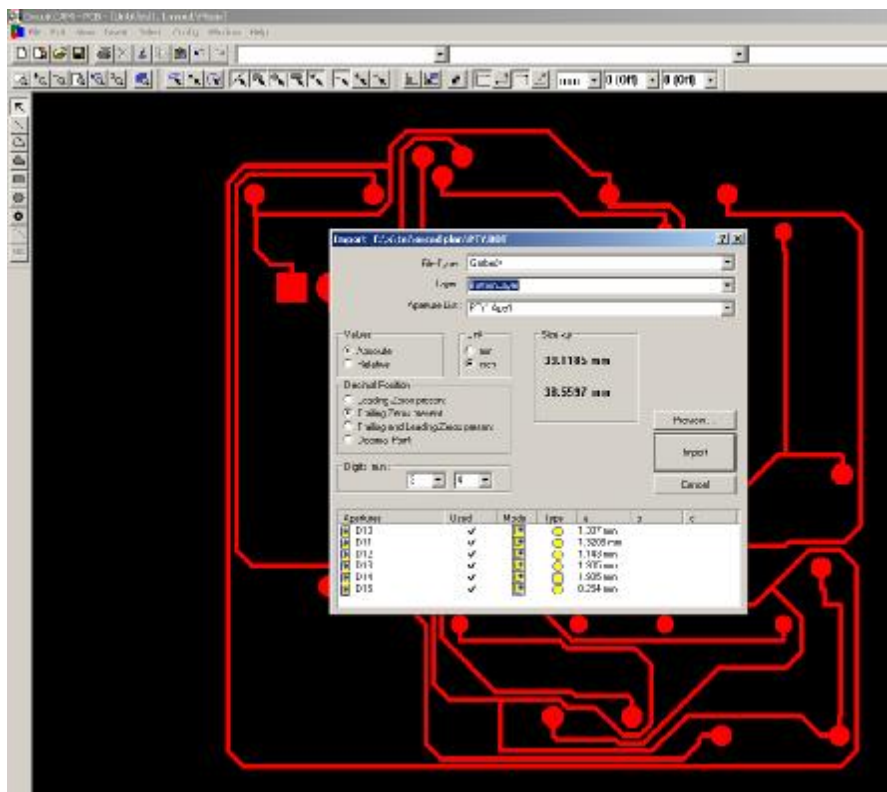


Εικόνα 90 Εισαγωγή αρχείων σε CircuitCam

Αφού εισάγουμε τα αρχεία επιλέγουμε τον τύπο τους (GerberX) το είδος (TOP,DRD,BOT) και αναθέτουμε το Aperture List το οποίο κρατάει την λίστα οπών.

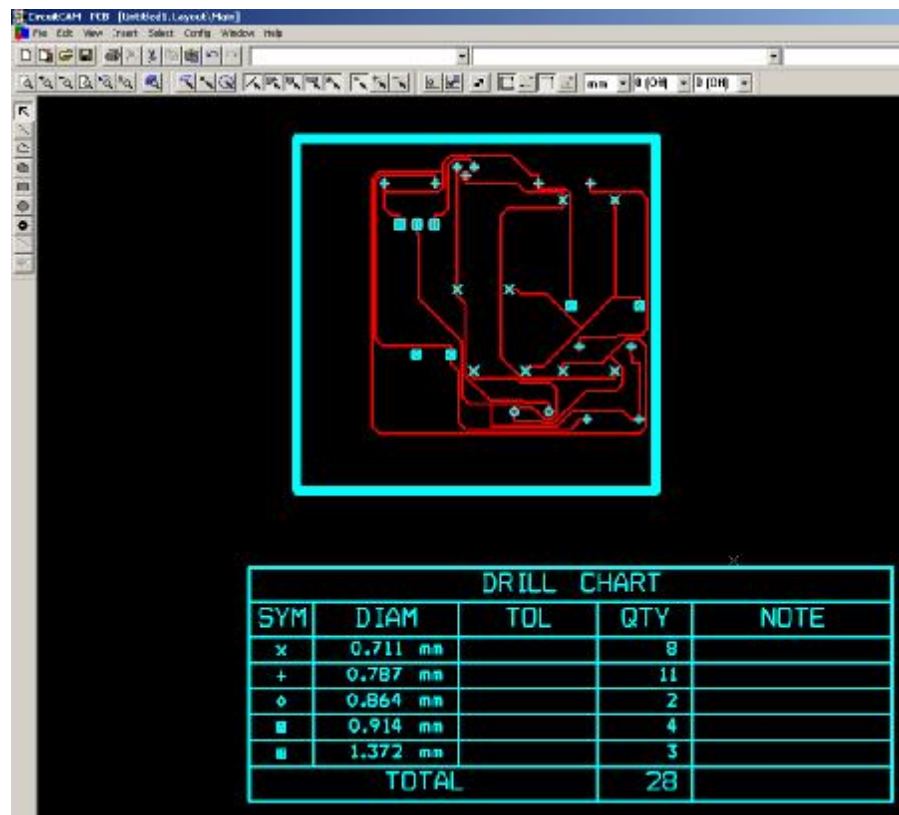


Εικόνα 91 Ιδιότητες αρχείου TOP



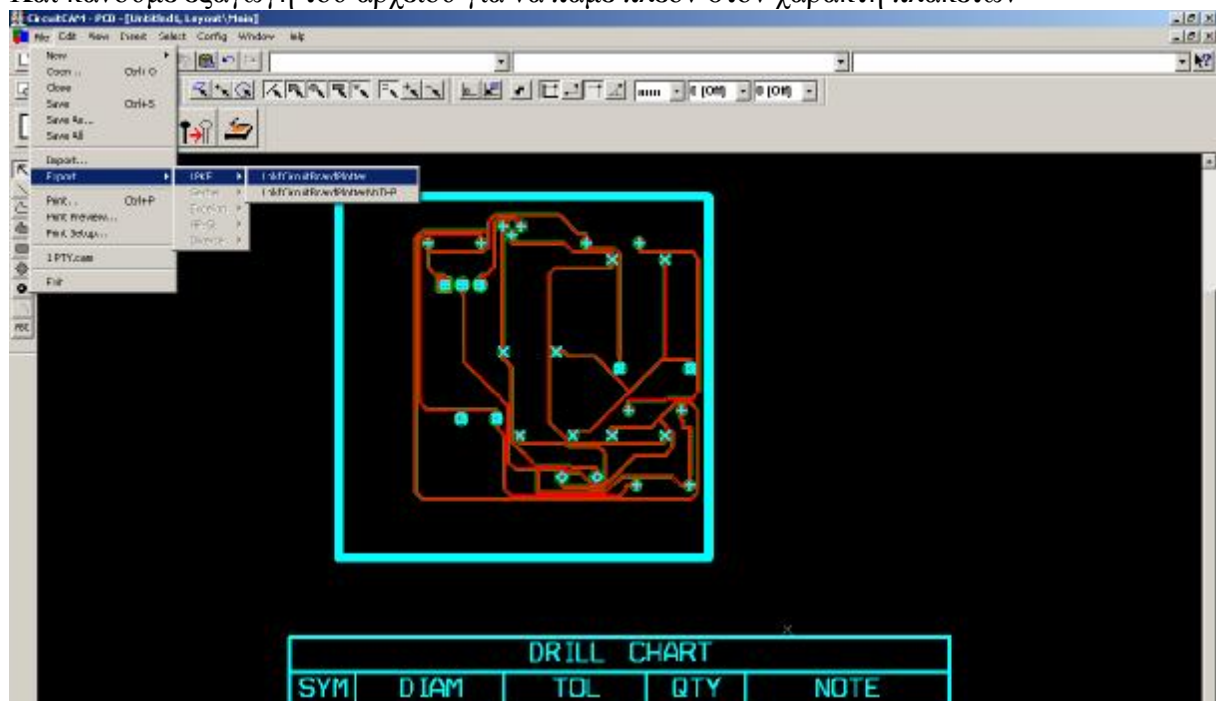
Εικόνα 92 Ιδιότητες αρχείου BOT

Οπότε έχουμε το τελικό αποτέλεσμα την πλακέτα μας με τις τρύπες. Από την εργαλειοθήκη πραγματοποιούμε insulation το οποίο αναλαμβάνει να τηρήσει κατάλληλες αποστάσεις για να μην υπάρξουν ανεπιθύμητα βραχυκυκλώματα



Εικόνα 93 Ολοκληρωμένη πλακέτα σε CircuitCam

Και κάνουμε εξαγωγή του αρχείου για να πάμε πλέον στον χαρακτήρα πλακετών



Εικόνα 94 Εξαγωγή για Boardmaster

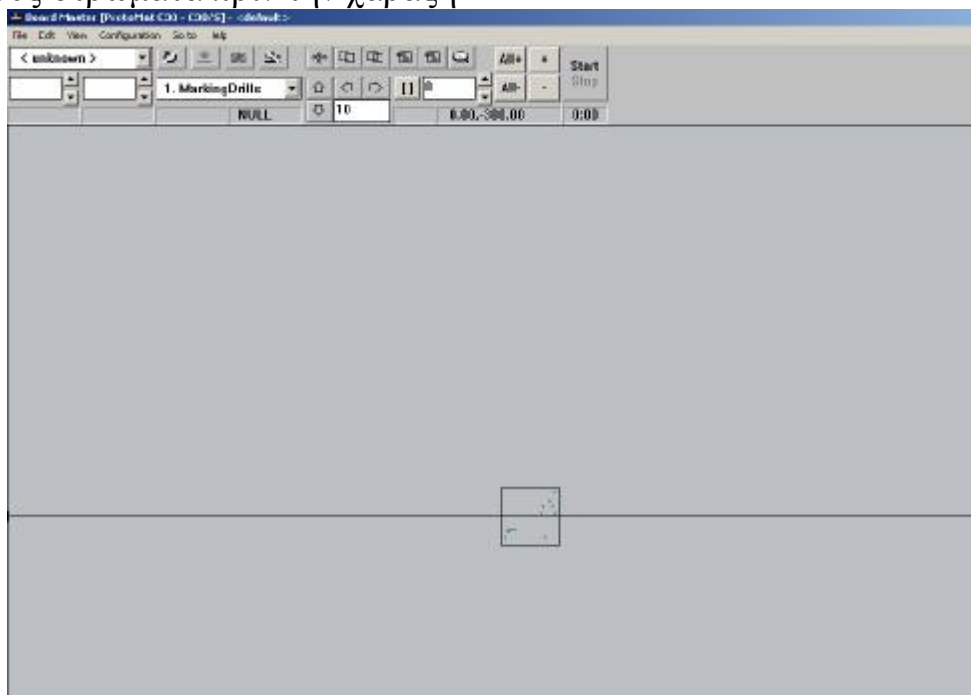
4.4 BoardMaster

Πλέον ερχόμαστε στο περιβάλλον του BoardMaster το οποίο ελέγχει έμμεσα τον χαρακτήρα πλακετών όπου και εισάγουμε το αρχείο μας

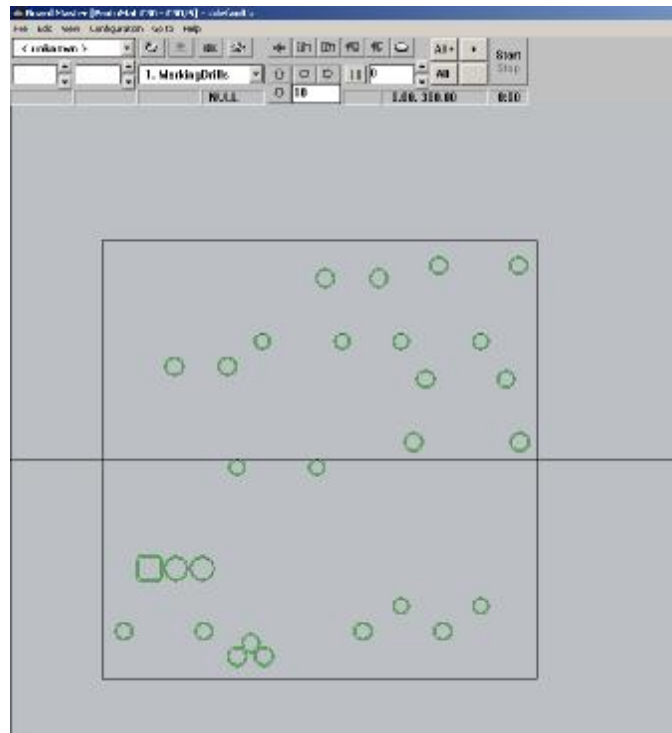


Εικόνα 95 Περιβάλλον εργασίας και εισαγωγή αρχείου σε Boardmaster

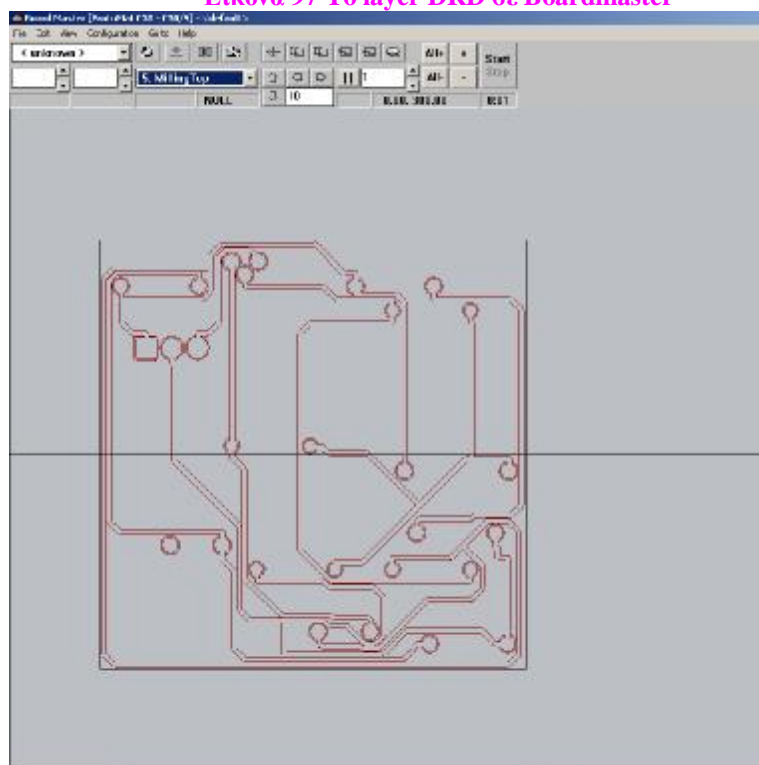
Πλέον έχουμε την πλακέτα μας στο πρόγραμμα και μπορούμε να δούμε τα επιμέρους στρώματα πριν την χάραξη



Εικόνα 96 Η πλακέτα σε περιβάλλον εργασίας Boardmaster



Εικόνα 97 To layer DRD σε Boardmaster



Εικόνα 98 To layer TOP σε Boardmaster

Και μπορούμε να ξεκινήσουμε την χάραξη τοποθετώντας τα υλικά (πλακέτα χαλκού) και τα κατάλληλα εξαρτήματα/εργαλεία που θα ζητάει ο χαρακτήης ανάλογα με την αυτοματοποίηση του.

Παράρτημα I Βιβλιογραφία

- Τίτλος: Industrial electronics
Συγγραφέας: Kissell, Thomas E. (070) Prentice-Hall (650)
ISBN : 0-13-121864-6
- Τίτλος: Βιομηχανικά ηλεκτρονικά. 2/, Ηλεκτρονικά ισχύος II
Συγγραφέας: Σερβέτας, Ε. Κ. (070)
ISBN : -
- Τίτλος: Power electronics
Συγγραφέας: Sen, P. C. (070) TATA/McGRAW-HILL (650)
ISBN : 0-07-451899-2
- Τίτλος: Ηλεκτρονικά ισχύος : Εφαρμογές
Συγγραφέας: Τζιαμπάζη, Β. (070) Τζιαμπάζης, Α. (070) Σύγχρονη Εκδοτική (650)
ISBN : -
- Τίτλος: Electronic devices and circuits
Συγγραφέας: Bogart, Theodore F. (070) Merrill (650)
ISBN : 0-675-21150-6
- Τίτλος: Electronics fundamentals : circuits, devices and applications
Συγγραφέας: Floyd, Thomas L. (070) Prentice-Hall (650)
ISBN : 0-02-338654-1
- Τίτλος: Εφαρμοσμένα ηλεκτρονικά / C. A. Schuler ; Απόδοση στην ελληνική: Δ.
Ρήγας
Συγγραφέας: Schuler, Charles A. (070) Ρήγας, Δημήτρης (730) Τζιόλας (650)
ISBN : 960-7219-29-5
- Τίτλος: Τεχνολογία ηλεκτρονικών εξαρτημάτων / Δημήτριος Ρήγας
Συγγραφέας: Ρήγας, Δημήτριος (070) Τζιόλας (650)
ISBN : 960-7219-36-8
- Τίτλος: Κυκλώματα παλμών και διακοπών
Συγγραφέας: Πακτίτης, Σ. Α. (070) Ιων (650)
ISBN : 960-405-194-6
- Τίτλος: Modern industrial electronics
Συγγραφέας: McNamee, William L. (070) Schuler, Charles A. (070) Glencoe Publishing Co
(650)
ISBN : 0-02-800862-6

Τίτλος: Fundamentals of electronic devices
Συγγραφέας: Oliver, Mark E. (070) Tocci, Ronald J. (070) Merrill (650)
ISBN : 0-675-21259-6

Τίτλος: Principles of electronic instrumentation
Συγγραφέας: Diefenderfer, James A. (070) Holton, Brian E. (070) Saunders College
Publishing (650)
ISBN : 0-03-074709-0

Τίτλος: Ηλεκτρονική / Albert Paul Malvino ; Απόδοση στην ελληνική: Σωτήρης
Κοπατσάρης
Συγγραφέας: Malvino, Albert P. (070) Κοπατσάρης, Σωτήρης (730) Τζιόλας (650)
ISBN : 960-7219-33-3

Τίτλος: Encyclopedia of electronics
Συγγραφέας: Gibilisco, Stan (340) Sclater, Neil (340) Tab professional and reference books
(650)
ISBN : 0-8306-3389-8

Τίτλος: The electronics problem solver / M. Fogiel
Συγγραφέας: Fogiel, M. (070) Research and Education Association (650)
ISBN : 0-87891-543-5

Τίτλος: Βιομηχανικά ηλεκτρονικά ισχύος
Συγγραφέας: Humphries, James T. (070) Sheets, Leslie P. (070) Αγγελόπουλος, Βασίλης
(730) Πακτίτης, Σ. (340) Ιων (650)
ISBN : 960-405-736-7

Παράρτημα II Περιεχόμενα Εικόνων

Εικόνα 1 Αναπαράσταση μονοεπαφικού τρανζίστορ UJT και ισοδύναμο κύκλωμα	6
Εικόνα 2 Πολικότητα ορθής φοράς του μονοεπαφικού τρανζίστορ.....	6
Εικόνα 3 Στατική χαρακτηριστική εισόδου ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ	7
Εικόνα 4 Στατική ενδοβασική χαρακτηριστική ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ	8
Εικόνα 5 Ισοδύναμο κύκλωμα του μονοεπαφικού τρανζίστορ	9
Εικόνα 6 Κανονικοποιημένη ενδοβασική αντίσταση RBB ως προς θερμοκρασία	10
Εικόνα 7 Κανονικοποιημένη ενδοβασική αντίσταση RBB ως προς ενδοβασική τάση VBB	10
Εικόνα 8 Μέγιστο ρεύμα σε διάφορες περιβαλλοντικές θερμοκρασίες	11
Εικόνα 9 Διάταξη ορθής τάσης πόλωσης του μονοεπαφικού τρανζίστορ	11
Εικόνα 10 Διάγραμμα του ταλαντωτή ηρεμίας συνδεδεμένου σε μονοεπαφικό τρανζίστορ. .	12
Εικόνα 11 Κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή στην κορυφή και η κυματομορφή των παλμών ρεύματος που προκύπτουν από τη ροή ρεύματος διαμέσου της R1	13
Εικόνα 12 Κυματομορφές στη βάση B1 (A) και βάση B2 (B).....	14
Εικόνα 13 (A) VC κυματομορφή όταν $R > R_{max}$; (B) Vc και VB, όταν $R < R_{min}$	15
Εικόνα 14 Κυκλώμα ημικύματος με θυρίστορ.....	17
Εικόνα 15 Κύκλωμα πλήρους κύματος με θυρίστορ	18
Εικόνα 16 Κύκλωμα ημικύματος με TRIAC.....	19
Εικόνα 17 Κύκλωμα πλήρους κύματος με TRIAC.....	20
Εικόνα 18 Κύκλωμα πυροδότησης αντιστρόφου συνημητόνου με μονοεπαφικού τρανζίστορ	21
Εικόνα 19 (α) Τριφασικό κύκλωμα εξόδου πυροδότησης μονοεπαφικού τρανζίστορ (β) πηγή ισχύος	24
Εικόνα 20 Ηλεκτρικό διάγραμμα ενός μονοεπαφικού τρανζίστορ που δίνει παλμούς πυροδότησης σε θυρίστορ.	25
Εικόνα 21 Κυματομορφές για το απομονωμένο κύκλωμα πυροδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ που χρησιμοποιεί ένα μετασχηματιστή παλμών. Σημειώστε ότι ο ταλαντωτής παράγει μία σειρά παλμών γιατί το κύκλωμα παλμοδότησης του μονοεπαφικού τρανζίστορ δεν είναι συγχρονισμένο με το κύκλωμα του φορτίου του SCR, (α) εναλλασσόμενη τάση τροφοδοσίας και παλμοί πύλης, (β) τάση ανόδου καθόδου (A-K). (γ) τάση στα άκρα του φορτίου	26
Εικόνα 22 Κυκλώματα με μονοεπαφικού τρανζίστορ : (α) γεννήτρια πριονωτής τάσης, (b) πριονωτή έξοδος και έξοδοι σκανδαλισμού	27
Εικόνα 23 Το μονοεπαφικό τρανζίστορ σκανδαλίζει το θυρίστορ για παραγωγή σπινθήρα στο σύστημα ανάφλεξης αυτοκινήτου.....	27
Εικόνα 24 Μη συμμετρικός έλεγχος του θυρίστορ με μονοεπαφικό τρανζίστορ	28
Εικόνα 25 Διάγραμμα ενός SCR που χρησιμοποιείται για το έλεγχο ενός βιομηχανικού ηλεκτρικού θερμικού στοιχείου.	30
Εικόνα 26 Κυματομορφές από τις μετρήσεις παλμογράφων των διάφορων σημείων στο κύκλωμα θυρίστορ.	30
Εικόνα 27 (a) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ σε σειρά, (b) έλεγχος φάσης με μονοεπαφικό τρανζίστορ χρησιμοποιώντας τρανζίστορ εκτροπής ρεύματος	31
Εικόνα 28 Κύκλωμα παλμοδότησης με μονοεπαφικού τρανζίστορ με στάδιο εισόδου γραμμικοποίησης	32
Εικόνα 29 Καμπύλη που δείχνει την γωνία καθυστέρησης α σε σχέση με την τάση ελέγχου του κυκλώματος της εικόνας 28	33
Εικόνα 30 Εικόνα μονοεπαφικού τρανζίστορ	34
Εικόνα 31 Χαρακτηριστική ρεύματος εκπομπου I_E κα τάσης εκπομπού V_E του μονοεπαφικού τρανζίστορ.	35

Εικόνα 32 Κύκλωμα για την μέτρηση της τάσης κορυφής V_p	36
Εικόνα 33 Κύκλωμα για τη μέτρηση της τάσης V_n και του ρεύματος κοιλιάδας I_n	36
Εικόνα 34 Κύκλωμα προβλήματος 7	40
Εικόνα 35 Κύκλωμα προβλήματος 11	41
Εικόνα 36 Κύκλωμα προβλήματος 12	42
Εικόνα 37 Κύκλωμα προβλήματος 13	42
Εικόνα 38 Κύκλωμα προβλήματος 13	42
Εικόνα 39 Κύκλωμα προβλήματος 14	43
Εικόνα 40 Εικόνα προβλήματος 15	44
Εικόνα 41 Εικόνα προβλήματος 16	45
Εικόνα 42 Κατασκευή και συμβολισμός ενός προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ (PUT).....	46
Εικόνα 43 Ηλεκτρονικό σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη ενός προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ (PUT).	47
Εικόνα 44 Πόλωση προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ και χαρακτηριστική καμπύλη.....	48
Εικόνα 45 (A) ταλαντωτής με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (B) κυματομορφές κυκλώματος.....	49
Εικόνα 46 Εικονίζεται κύκλωμα Flip-Flor με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ), το οποίο παράγει παλμοσειρά, που χρησιμοποιείται για την εκκίνηση SCR σε διατάξεις μετατροπής της συνεχούς σε εναλλασσόμενη τάση (DC/AC converters)	50
Εικόνα 47 Ανιχνευτής επιπέδου τάσης	51
Εικόνα 48 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ που χρησιμοποιείται για να πυροδοτήσει ένα μετασχηματιστή που πυροδοτεί ένα triac για έλεγχο ρεύματος σε ένα κινητήρα.	52
Εικόνα 49 Κύκλωμα δικιμής προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ.	53
Εικόνα 50 Βασικό κύκλωμα για χαρακτηριστική ανόδου τάσης V_A -ανόδου ρεύματος I_A του προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ.	54
Εικόνα 51 (A) γραφική του I_P ως προς V_c για διάφορες τιμές της R_G για προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ (B) γραφική του I_n ως προς V_G για διάφορες τιμές της R_G ..	56
Εικόνα 52 Εικόνα προβλήματος 1	57
Εικόνα 53 Εικόνα προβλήματος 2	58
Εικόνα 54 Εικόνα προβλήματος 4	59
Εικόνα 55 Εικόνα προβλήματος 6	60
Εικόνα 56 Εικόνα προβλήματος 7	60
Εικόνα 57 Εικόνα προβλήματος 8	61
Εικόνα 58 Εικόνα προβλήματος 9	62
Εικόνα 59 Εικόνα προβλήματος 10	62
Εικόνα 60 Κύκλωμα καθυστέρησης 30 λεπτών με προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ	64
Εικόνα 61 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ 2N6027,2N6028.....	65
Εικόνα 62 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ 2N6027,2N6028	66
Εικόνα 63 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ BPY39	67
Εικόνα 64 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ BPY39.....	67
Εικόνα 65 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ BPY56	68
Εικόνα 66 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ BPY56.....	68
Εικόνα 67 CA3097	69
Εικόνα 68 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ MMBT3028	70
Εικόνα 69 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ MMBT3028	70

Εικόνα 70 Προγραμματιζόμενο μονοεπαφικό τρανζίστορ NTE6402	71
Εικόνα 71 Χαρακτηριστικά προγραμματιζόμενου μονοεπαφικού τρανζίστορ NTE6402.....	71
Εικόνα 72 Νέα εργασία σε ORCAD	72
Εικόνα 73 Εισαγωγή εξαρτημάτων Orcad	73
Εικόνα 74 Σχέδιο κυκλώματος με χρήση PUT.....	73
Εικόνα 75 Σχεδιασμένο κύκλωμα στο Orcad.....	74
Εικόνα 76 Λίστα εξαρτημάτων Orcad	75
Εικόνα 77 Γραφικές παραστάσεις του κυκλώματος.....	76
Εικόνα 78 Εξαγωγή netlist από Orcad Capture	76
Εικόνα 79 Νέα εργασία σε Orcad Layout	77
Εικόνα 80 Επιλογή αρχείου netlist σε Layout	77
Εικόνα 81 Αποθήκευση πλακέτας	78
Εικόνα 82 Περιβάλλον εργασίας Layout	78
Εικόνα 83 Οριοθέτηση πλακέτας.....	79
Εικόνα 84 Αυτόματη τοποθέτηση εξαρτημάτων (Auto->Place Board).....	79
Εικόνα 85 Λίστα επιπέδων πλακέτας.....	80
Εικόνα 86 Χειροκίνητη τοποθέτηση εξαρτημάτων	81
Εικόνα 87 Αυτόματη δρομολόγηση διασυνδέσεων εξαρτημάτων (Auto->Autoroute).....	81
Εικόνα 87 Ρύθμιση παραμέτρων πλακέτας	82
Εικόνα 89 Περιβάλλον εργασίας CircuitCam	86
Εικόνα 90 Εισαγωγή αρχείων σε CircuitCam	86
Εικόνα 91 Ιδιότητες αρχείου TOP	87
Εικόνα 92 Ιδιότητες αρχείου BOT.....	87
Εικόνα 93 Ολοκληρωμένη πλακέτα σε CircuitCam	88
Εικόνα 94 Εξαγωγή για Boardmaster.....	88
Εικόνα 95 Περιβάλλον εργασίας και εισαγωγή αρχείου σε Boardmaster	89
Εικόνα 96 Η πλακέτα σε περιβάλλον εργασίας Boardmaster	89
Εικόνα 97 Το layer DRD σε Boardmaster.....	90
Εικόνα 98 Το layer TOP σε Boardmaster	90