
Εργαστηριακές Ασκήσεις

47 – Ηλεκτρονική III

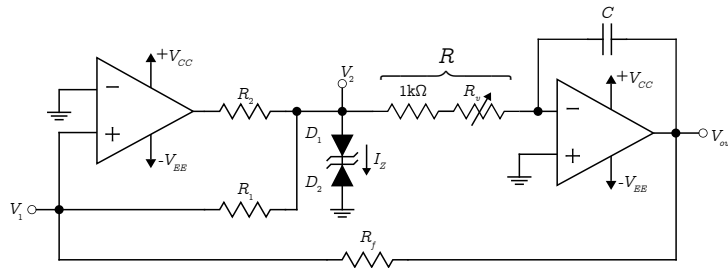
Καπετάνιος Αντώνιος [ΑΕΜ 10417] (kapetaat@ece.auth.gr)
Χαλκιάς Νικόλαος-Μάριος [ΑΕΜ 10472] (chalkian@ece.auth.gr)

Περιεχόμενα

1	Γεννήτρια τριγωνικών παλμών	1
α'	Θεωρητική μελέτη & προσομοίωση	1
α'.1	Περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος	1
α'.2	Προσομοίωση με PSpice	3
β'	Εργαστηριακή εφαρμογή	4
β'.1	Λήψη κυματομορφών V_1 , V_2 και V_{out}	4
2	Γεννήτρια κλιμακωτής τάσης	5
α'	Θεωρητική μελέτη & προσομοίωση	5
α'.1	Υπολογισμός στοιχείων του κυκλώματος	5
α'.2	Περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος	6
β'	Εργαστηριακή εφαρμογή	8
β'.1	Λήψη κυματομορφών V_1 , V_{C1} και V_2	8
	Αναφορές	10

Άσκηση 1

Γεννήτρια τριγωνικών παλμών



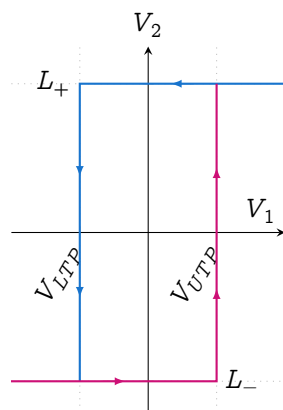
Κύκλωμα 1.1: Γεννήτρια τριγωνικής παλμοσειράς.

Στην πρώτη άσκηση μελετάται το κύκλωμα 1.1 το οποίο αποτελείται από δύο τελεστικούς ενισχυτές $\mu A741$. Για την τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών είναι $V_{CC} = 15V$ και $V_{EE} = -15V$. Οι δύο διόδοι Zener (1N750) έχουν τάση Zener $V_Z = 7.5V$ και τάση στην ορθή πόλωση $V_D = 0.7V$.

Για τους ωμικούς αντιστάτες είναι $R_2 = 4.7k\Omega$ και $R = 40k\Omega$. Για τις υπόλοιπες αντιστάσεις, R_1, R_f , και τον πυκνωτή C , βάσει των οδηγιών, προκύπτει $R_1 = 50k\Omega$, $R_f = 35k\Omega$ και $C = 4nF$. Ωστόσο, επιλέχθηκαν οι πλησιέστερες τιμές που εμφανίζονται στα τυποποιημένα εξαρτήματα. Τελικά, το κύκλωμα υλοποιήθηκε με $R_1 = 47k\Omega$, $R_f = 33k\Omega$ και $C = 4.7nF$.

α' Θεωρητική μελέτη & προσομοίωση

α.1 Περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος



Σχήμα 1.1: Χαρακτηριστική ενός Schmitt trigger με στάθμη αναφοράς 0V.

Το κύκλωμα 1.1 απαρτίζεται από ένα δισταθές κύκλωμα (αριστερά τελεστικός ενισχυτής) σε ρόλο συγκριτή με θετική ανάδραση (noninverting Schmitt trigger) και έναν ολοκληρωτή (δεξιά τελεστικός ενισχυτής). Επιπλέον, στην έξοδο του συγκριτή υπάρχει waveform clipping κύκλωμα το οποίο υλοποιείται με δύο διόδους Zener συνδεδεμένες *back-to-back*.

Noninverting Schmitt trigger

Έστω L_+ η θετική στάθμη (ή θετική τάση κορεσμού) του δισταθούς κυκλώματος και L_- η αρνητική στάθμη του. Εάν η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται στη θετική στάθμη, L_+ , τότε προκειμένου να αλλάξει κατάσταση και να μεταβεί στην αρνητική στάθμη, L_- θα πρέπει η τάση στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή να γίνει οριακά μικρότερη του lower trip point $V_{LTP}(L_+)$.^{[1][5]} Τότε, η έξοδος του συγκριτή περνάει και παραμένει στην αρνητική στάθμη L_- έως ότου η τάση στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή να γίνει οριακά μεγαλύτερη του upper trip point $V_{UTP}(L_-)$.^{[1][5]} Τέλος, αξίζει να σημειωθεί πως γειώνοντας την αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, η στάθμη αναφοράς είναι τα 0V. Επομένως, είναι $V_{LTP} < 0$ και $V_{UTP} > 0$.

Στην έξοδο του συγκριτή, V_2 , εμφανίζεται ένας τετραγωνικός παλμός με μέγιστη τιμή $V_{\Pi, \max} \simeq L_+$

και ελάχιστη τιμή $V_{\Pi, \min} \simeq L_-^{[5]}$, εάν $L_+, |L_-| \leq |V_D + V_Z|$. Δηλαδή, η μέγιστη, κατά απόλυτη τιμή, έξοδος του συγκριτή είναι $|V_D + V_Z|$. Ο περιορισμός αυτός επιβάλλεται από τις διόδους Zener. Όταν η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται στη θετική στάθμη, η διόδος D_1 θα είναι πολωμένη ορθά διατηρώντας σταθερή διαφορά δυναμικού μεταξύ των άκρων της $V_D = 0.7V$ και η D_2 θα βρίσκεται στην περιοχή Zener. Επομένως, η κυματομορφή θα έχει άνω όριο $V_D + V_Z$. Ομοίως, εάν η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται στην αρνητική στάθμη, η D_1 θα είναι αναστροφα πολωμένη και θα λειτουργεί στην περιοχή Zener και η D_2 θα είναι ορθά πολωμένη. Συνεπώς, η κυματομορφή V_2 θα έχει κάτω όριο $-(V_D + V_Z)$.

Ολοκληρωτής

Η έξοδος του συγκριτή συνδέεται μέσω ωμικού αντιστάτη R στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή του ολοκληρωτή. Θεωρώντας πως οι τελεστικοί ενισχυτές είναι ιδανικοί, το ρεύμα εισόδου στον αναστρέφων ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδέν (καθώς η αντίσταση εισόδου είναι άπειρη). Εξαιτίας της εικονικής γείωσης του αναστρέφοντος ακροδέκτη, το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R είναι $i = V_2/R$ και διαρρέει και τον πυκνωτή χωρητικότητας C . Η έξοδος v_{out} δίνεται από τη σχέση

$$v_{out}(t) = v_{out}(0) - \frac{1}{C} \int i(t) dt \iff v_{out}(t) = v_{out}(0) - \frac{1}{R \cdot C} \int V_2(t) dt \quad (\alpha'.1.1)$$

Συνολική λειτουργία

Έστω πως η έξοδος του συγκριτή ξεκινάει από την θετική στάθμη. Όσο η τάση V_{out} είναι μεγαλύτερη της V_{LTP} η V_2 παραμένει σταθερή. Συνεπώς και το ρεύμα i είναι σταθερό ως προς τον χρόνο στο διάστημα αυτό και ίσο με $i^{(+)} = V_2^{(+)} / R$. Τότε, η σχέση $(\alpha'.1.1)$ γίνεται

$$V_{out} = V_{out}(0) - \frac{V_2^{(+)}}{R \cdot C} t.$$

Δηλαδή, η έξοδος μειώνεται γραμμικά ως προς τον χρόνο με κλίση $-V_2^{(+)} / (R \cdot C)$ έως ότου η V_{out} να γίνει οριακά μικρότερη της V_{LTP} . Τότε, η έξοδος του συγκριτή μεταβάλλεται στην αρνητική στάθμη. Επομένως, το ρεύμα που διαρρέει τον αντιστάτη R και τον πυκνωτή C είναι $i^{(-)} = V_2^{(-)} / R$ και είναι αντίθετης φοράς του $i^{(+)}$. Βάσει της σχέσης $(\alpha'.1.1)$ η έξοδος του ολοκληρωτή είναι

$$V_{out} = V_{out}(0) - \frac{-V_2^{(-)}}{R \cdot C} t.$$

Είναι προφανές από την παραπάνω σχέση πως η έξοδος V_{out} θα αυξάνει γραμμικά ως προς τον χρόνο με κλίση $V_2^{(-)} / (R \cdot C)$ έως ότου η V_{out} να γίνει οριακά μεγαλύτερη της V_{UTP} .

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, για την έξοδο της γεννήτριας θα ισχύει

$$\frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_{out} - V_1}{R_f}$$

ή

$$V_{out}(t) = V_1(t) + R_f \cdot \frac{V_1(t) - V_2(t)}{R_1}. \quad (\alpha'.1.2)$$

Από την σχέση $(\alpha'.1.2)$ φαίνεται πως η εναλλαγή των καταστάσεων του δισταθούς κυκλώματος και τα ολικά ακρότατα του τριγωνικού παλμού της εξόδου λαμβάνονται τις στιγμές $t = kT/2, k \in \mathbb{N}$ (T η περίοδος του σήματος) όπου $V_1 = 0V$.

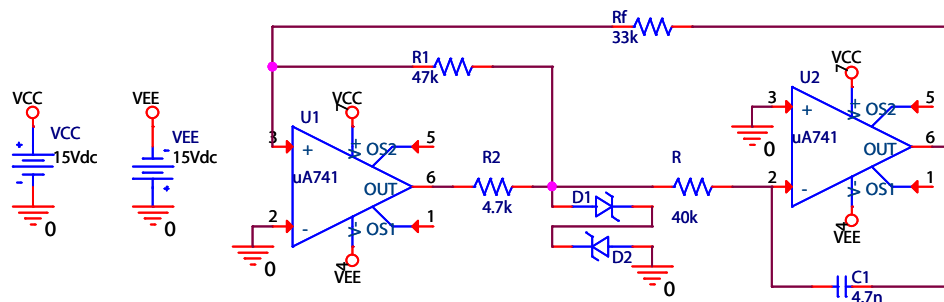
Θέτοντας $V_{out}(kT/2) = V_2 \cdot (R_f/R_1), k \in \mathbb{N}$ η περίοδος του τριγωνικού παλμού, υπό την προϋπόθεση πως τα L_+ και $-L_-$ είναι ίσα^[5], θα είναι^[1]

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot 2 \frac{R_f}{R_1} = 4 \frac{R \cdot C \cdot R_f}{R_1} \quad (\alpha'.1.3)$$

ή εναλλακτικά, η έκφραση για τη συχνότητα του σήματος θα είναι

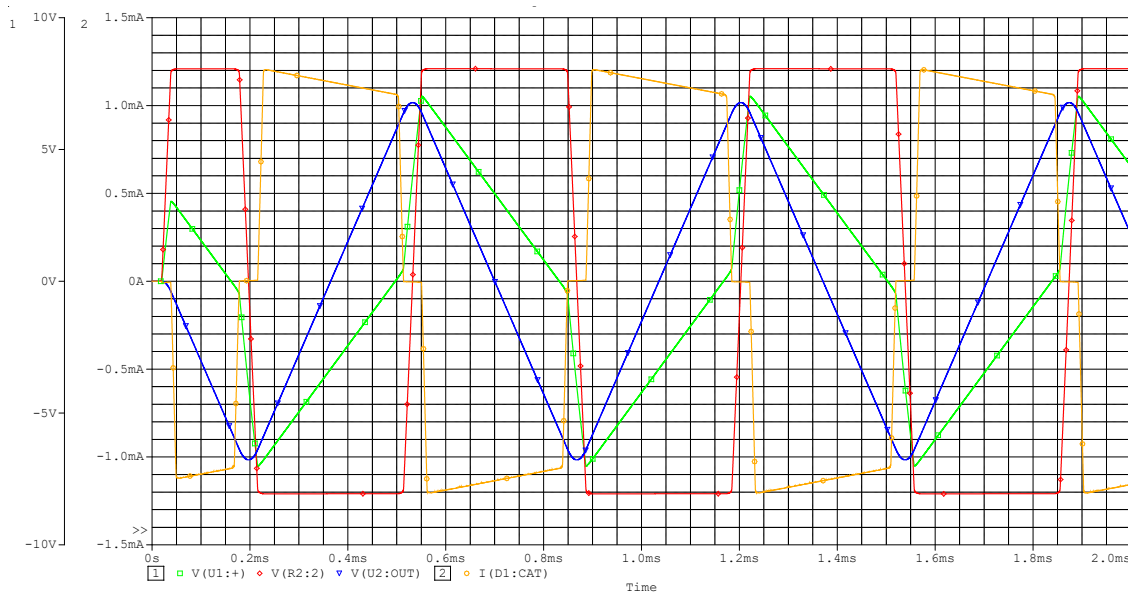
$$f = \frac{R_1}{4 \cdot R \cdot C \cdot R_f}. \quad (\alpha'.1.4)$$

α.2 Προσομοίωση με PSpice



Κύκλωμα 1.2: Κύκλωμα προσομοίωσης για το PSpice.

Οι προσομοιώσεις έγιναν με το κύκλωμα 1.2. Οι διόδοι Zener¹, D1 και D2, δημιουργήθηκαν χρήσει του *PSpice Modeling Application*. Η τάση Zener των διόδων ορίστηκε $V_Z = 7.5V$ και ο θερμοκρασιακός συντελεστής ορίστηκε στο $0.058\%/^{\circ}C$.



Διάγραμμα 1.1: Οι τάσεις V_1 (πράσινη κυματομορφή), V_2 (κόκκινη κυματομορφή) και V_{out} (μπλε κυματομορφή) και το ρεύμα I_Z (πορτοκαλί κυματομορφή).

Οι περίοδοι των κυματομορφών βρέθηκαν με τη βοήθεια της συνάρτησης `Period()`. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 1.1.

Σήμα	Περίοδος	Μέγιστη τιμή
V_1	479.05597 μs	7.0205V
V_2	670.70736 μs	8.0655V
V_{out}	670.70736 μs	6.7789V
I_Z	670.70871 μs	1.2045mA

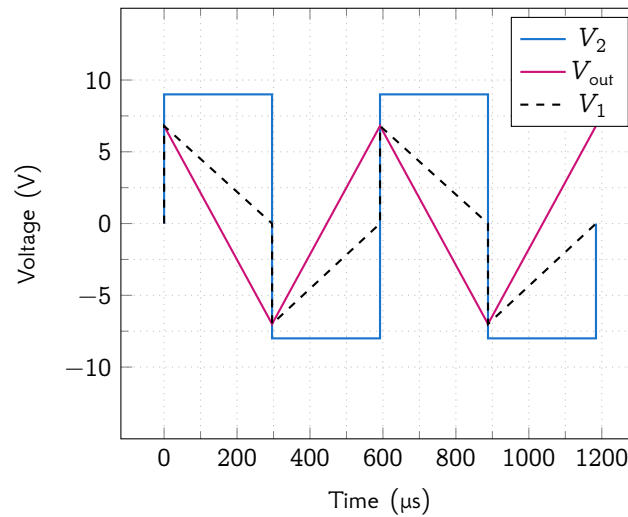
Πίνακας 1.1: Περίοδοι κυματομορφών του διαγράμματος 1.1.

¹ Χρησιμοποιήθηκαν δεδομένα από data sheet της διόδου 1N5236B του εμπορίου.

β' Εργαστηριακή εφαρμογή

β.1 Λήψη κυματομορφών V_1 , V_2 και V_{out}

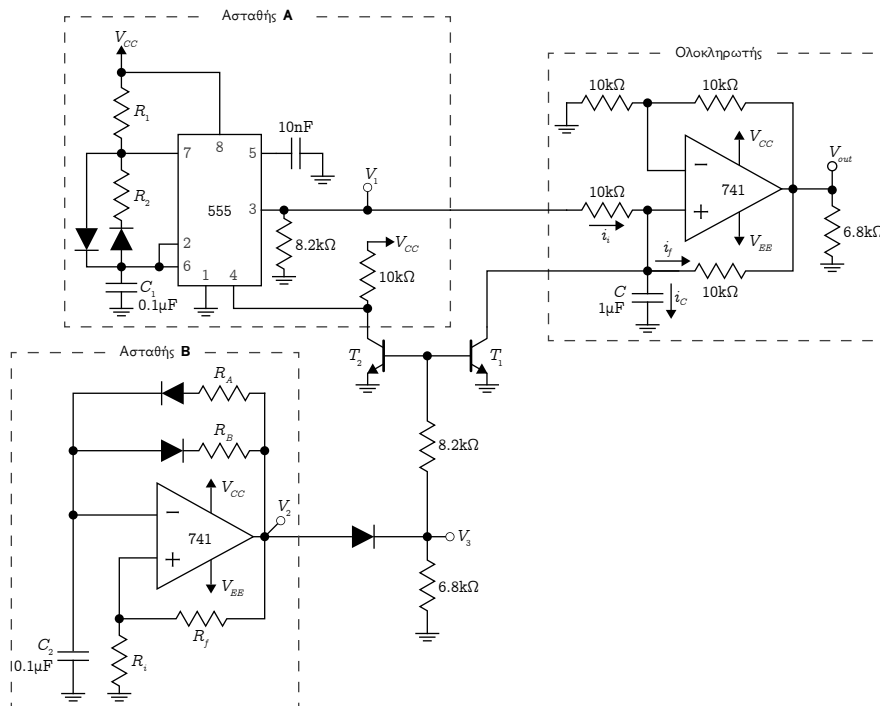
Οι κυματομορφές V_{out} , V_1 και V_2 του κυκλώματος 1.1 σε διάστημα 1.184ms για $R_1 = 47k\Omega$, $R_2 = 4.7k\Omega$, $R_v = 39.4k\Omega \Rightarrow R = 40.4k\Omega$, $R_f = 33k\Omega$ και $C = 4.7nF$ δίδονται στο διάγραμμα 1.2.



Διάγραμμα 1.2: Οι τάσεις V_1 , V_2 και V_{out} όπως μετρήθηκαν χρήσει του παλμογράφου στο εργαστήριο.

Άσκηση 2

Γεννήτρια κλιμακωτής τάσης



Κύκλωμα 2.1: Γεννήτρια κλιμακωτής τάσης. Είναι $V_{CC} = 15V$ και $V_{EE} = -15V$.

α' Θεωρητική μελέτη & προσομοίωση

α.1 Υπολογισμός στοιχείων του κυκλώματος

Απαιτείται, από την εκφώνηση, το ύψος κάθε βήματος να είναι $0.6V$, η διάρκεια του κάθε βήματος $t_s = 4ms$, η ολική διάρκεια της κλίμακας να είναι $t_o = 20ms$ και τέλος η χρονική απόσταση μεταξύ των κλιμάκων να είναι $t_H = 3ms$. Παρακάτω παρατίθεται, εν συντομία, ο υπολογισμός των t_{on} , t_{off} , R_1 , R_2 , R_A και R_B . Η λεπτομερής θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος και η επεξήγηση της λειτουργίας του γίνεται στην επόμενη ενότητα.

Ξεκινώντας από τον ολοκληρωτή φαίνεται εύκολα πως

$$0.6V = \frac{2}{RC} \int_{t_a}^{t_b} V_1(t) dt,$$

όπου t_a είναι μία χρονική στιγμή κατά την οποία η έξοδος του 555, V_1 , περνάει από LOW σε HIGH και $t_b = t_a + t_{on}$, όπου t_{on} η διάρκεια ενός διαστήματος στο οποίο η V_1 παραμένει σε HIGH. Με αριθμητική

αντικατάσταση προκύπτει

$$0.6V = \frac{2}{10k\Omega \cdot 1\mu F} 15V \cdot t_{on} \Rightarrow t_{on} = 400\mu s.$$

Εξαιτίας των διόδων στον ασταθή Α, ο πυκνωτής χωρητικότητας $C_1 = 0.1\mu F$, του ασταθούς Α, φορτίζεται προς V_{CC} μόνο μέσω της R_1 και εκφορτίζεται προς τη γείωση μόνο μέσω της R_2 . Επομένως είναι $t_{on} = 0.693 \cdot C_1 \cdot R_1$ και $t_{off} = 0.693 \cdot C_1 \cdot R_2$. Επιπλέον, η συνολική διάρκεια ενός βήματος είναι $t_s = t_{on} + t_{off}$. Με αριθμητική αντικατάσταση στην τελευταία σχέση προκύπτει $t_{off} = 3.6ms$.

$$R_1 = \frac{t_{on}}{0.693 \cdot C_1} = \frac{0.4ms}{0.693 \cdot 0.1\mu F} \Rightarrow R_1 = 5.772k\Omega$$

και

$$R_2 = \frac{t_{off}}{0.693 \cdot C_1} = \frac{3.6ms}{0.693 \cdot 0.1\mu F} \Rightarrow R_2 = 51.948k\Omega.$$

Περνώντας στον ασταθή πολυδονητή Β, ο πυκνωτής χωρητικότητας $C_2 = 0.1\mu F$ φορτίζεται μέσω της R_A και εκφορτίζεται προς τη γείωση μέσω της R_B . Συνεπώς, $t_o = t_L = 1.1R_B \cdot C_2$ και $t_H = 1.1R_A \cdot C_2$. Δηλαδή

$$R_A = \frac{t_H}{1.1 \cdot C_2} = \frac{3ms}{1.1 \cdot 0.1\mu F} \Rightarrow R_A = 27.272k\Omega$$

και

$$R_B = \frac{t_L}{1.1 \cdot C_2} = \frac{20ms}{1.1 \cdot 0.1\mu F} \Rightarrow R_B = 181.818k\Omega.$$

α'.2 Περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος

Ασταθής πολυδονητής Α

Το τερματικό 2 του 555 είναι το trigger TR και το τερματικό 6 είναι το threshold TH. Όταν το 555 λαμβάνει ενεργό σήμα TR η έξοδος του περνάει στο HIGH, κοντά στην τάση τροφοδοσίας V_{CC} και παραμένει εκεί για χρόνο t_{on} έως ότου να παρουσιαστεί ενεργό σήμα TH. Τότε, η έξοδος του 555 περνάει στο LOW, κοντά στη γείωση.^[2]

Το TR ενεργοποιείται από τάση μικρότερη του $\frac{1}{3}V_{CC}$, ενώ το TH από τάση μεγαλύτερη των $\frac{2}{3}V_{CC}$.^{[2][5][4]}

Ο πυκνωτής C_1 αρχίζει να φορτίζεται προς V_{CC} μόλις το κύκλωμα συνδεθεί στην τροφοδοσία.^[4] Η φόρτίσή του, λόγω των δύο διόδων, γίνεται μόνο μέσω του ωμικού αντιστάτη R_1 . Η έξοδος του χρονιστή 555 βρίσκεται σε στάθμη HIGH όσο ο πυκνωτής φορτίζεται. Μόλις ο πυκνωτής C_1 ξεπεράσει τα $\frac{2}{3}V_{CC}$ το σήμα TH γίνεται ενεργό και το TR απενεργοποιείται, οδηγώντας την έξοδο σε στάθμη LOW για χρονικό διάστημα t_{off} , και ο πυκνωτής αρχίζει να εκφορτίζεται, μέσω του R_2 , προς τη γείωση.^[2]

Βάσει των παραπάνω, η τάση του πυκνωτή C_1 είναι $\frac{1}{3}V_{CC} \leq V_{C1} \leq \frac{2}{3}V_{CC}$ και η περίοδος του παλμού¹ είναι $T = t_s = 0.693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1$. Εφόσον είναι $T = t_s = t_{on} + t_{off}$ και οι δίοδοι ορίζουν δύο ξεχωριστές διαδρομές για τη φόρτιση και την εκφόρτιση του πυκνωτή, θα είναι $t_{on} = 0.693 \cdot R_1 \cdot C_1$ και $t_{off} = 0.693 \cdot R_2 \cdot C_1$. Τέλος, ο κύκλος εργασίας (duty cycle), t_{on}/t_s , είναι προφανές πως ισούται με $R_1/(R_1 + R_2)$.

BJT transistor στο reset του timer 555

Ασταθής πολυδονητής Β

Ο ασύμμετρος ασταθής πολυδονητής Β υλοποιείται χρήσει τελεστικού ενισχυτή μΑ741. Έστω L_+ η υψηλή στάθμη της εξόδου του πολυδονητή και L_- η χαμηλή στάθμη του πολυδονητή. Οι δύο αυτές καταστάσεις της εξόδου χαρακτηρίζονται ως ημισταθείς (quasi-stable states)^[5] και η διάρκειά τους εξαρτάται από τις χρονικές σταθερές του δικτύου $R_A R_B C_2$ και από τις τάσεις κατωφλίου του πολυδονητή.^[5]

Έστω πως η λειτουργία του κυκλώματος ξεκινά με την έξοδο του πολυδονητή στην υψηλή στάθμη L_+ , είναι δηλαδή $V_2 = L_+$. Τότε, μέσω της R_A ο πυκνωτής C_2 αρχίζει να φορτίζεται προς L_+ . Επομένως, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή αυξάνεται εκθετικά προς L_+ ως εξής

$$v_- = L_+ - (L_+ - \beta L_-) \exp(-t/\tau_+), \quad (\alpha'.2.1)$$

¹ Εάν δεν υπήρχαν οι δίοδοι θα ήταν $T = 0.693 \cdot (R_1 + 2R_2)$.^{[2][5][4]}

όπου $\beta = \frac{R_i}{R_f + R_i}$ [5][3] που προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης μεταξύ της εξόδου και της μη αναστρέφουσας εισόδου του τελεστικού ενισχυτή και $\tau_+ = R_A \cdot C_2$ η χρονική σταθερά φόρτισης του πυκνωτή. Ταυτόχρονα, η τάση στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή είναι $v_+ = \beta \cdot L_+$.

Μόλις η τάση στα άκρα του πυκνωτή φτάσει την άνω τάση κατωφλίου $V_{UTP} = \beta \cdot L_+$ [5] ο πολυδονητής αλλάζει κατάσταση και η έξοδός του περνά στη χαμηλή στάθμη $V_2 = L_-$. Η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού είναι $v_+ = \beta \cdot L_+$ και ο πυκνωτής C_2 εκφορτίζεται, μέσω της R_B προς L_- . Επομένως, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή μειώνεται εκθετικά προς L_- ως εξής

$$v_- = L_- - (L_- - \beta L_+) \exp(-t/\tau_-), \quad (\alpha'.2.2)$$

όπου $\tau_- = R_B \cdot C_2$ η χρονική σταθερά εκφόρτισης του πυκνωτή. Μόλις η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο φτάσει την κάτω τάση κατωφλίου $V_{LTP} = \beta \cdot L_-$ [5] ο πολυδονητής αλλάζει και πάλι κατάσταση και η έξοδός του, V_2 , περνάει στην υψηλή στάθμη L_+ .

Από τη σχέση (α'.2.1) αντικαθιστώντας $v_- = \beta \cdot L_+ = V_{UTP}$ προκύπτει πως η έξοδος του πολυδονητή παραμένει στην θετική στάθμη για χρόνο

$$t_H = R_A \cdot C_2 \cdot \ln \left[\frac{1 - \beta(L_-/L_+)}{1 - \beta} \right]. \quad (\alpha'.2.3)$$

Ομοίως, από τη σχέση (α'.2.2) προκύπτει πως η έξοδος του πολυδονητή παραμένει στην αρνητική στάθμη για χρόνο

$$t_L = R_B \cdot C_2 \cdot \ln \left[\frac{1 - \beta(L_+/L_-)}{1 - \beta} \right]. \quad (\alpha'.2.4)$$

Στην περίπτωση που $L_+ \cong -L_-$ τότε η περίοδος T του πολυδονητή είναι

$$T = t_H + t_L = (R_A + R_B) \cdot C_2 \cdot \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right).$$

Η δημιουργία δύο διαφορετικών μονοπατιών φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή C_2 , χρήσιμη των διόδων, επιτρέπει την προσαρμογή του duty cycle σε οποιοδήποτε επιθυμητό ποσοστό.

Ολοκληρωτής

Για τα ρεύματα στο σχήμα του ολοκληρωτή ισχύει $i_i = i_f + i_C \iff i_C = i_i - i_f$ (Kirchhoff's current law). Από τον νόμο του Ohm εύκολα προκύπτει πως

$$i_i = \frac{V_1 - V_C}{R} \quad \wedge \quad i_f = \frac{V_C - V_{out}}{R}, \quad R = 10k\Omega.$$

Συνεπώς,

$$i_C = \frac{V_1 - V_C - (V_C - V_{out})}{R} = \frac{V_1 + V_{out} - 2V_C}{R}.$$

Με αντικατάσταση της παραπάνω έκφρασης του ρεύματος i_C στη σχέση τάσης-ρεύματος πυκνωτή $V_C = \frac{1}{C} \int i_C dt$ έχουμε

$$V_C = \frac{1}{C} \int \frac{V_1 + V_{out} - 2V_C}{R} dt$$

ή

$$V_C = \frac{1}{R \cdot C} \int (V_1 + V_{out} - 2V_C) dt \quad (\alpha'.2.5)$$

Από τον διαιρέτη τάση στο δίκτυο ανάδρασης της αναστρέφουσας εισόδου του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει πως $v_- = \frac{R}{R+R} V_{out} \iff v_- = \frac{1}{2} V_{out}$. Ο τελεστικός ενισχυτής θεωρούμε πως βρίσκεται στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του. Επομένως, η τάση της μη αναστρέφουσας εισόδου του είναι ίση με την τάση της αναστρέφουσας εισόδου, δηλαδή $V_+ = V_- = V_C$. Τότε θα είναι

$$V_C = \frac{1}{2} V_{out}. \quad (\alpha'.2.6)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (α'.2.6) στη σχέση (α'.2.5) έχουμε

$$V_{out}(t) = \frac{2}{R \cdot C} \int V_1(t) dt. \quad (\alpha'.2.7)$$

Η σχέση (α'.2.7) είναι που δικαιολογεί τη λειτουργία του κυκλώματος ως ολοκληρωτή.

Συνολική λειτουργία

Στην έξοδο του κυκλώματος, V_{out} , περιοδικά εμφανίζεται κλίμακα τάσης.

Η έξοδος του ασταθούς πολυδονητή Α συνδέεται μέσω αντίστασης R στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή του ολοκληρωτή και στον πυκνωτή C του ολοκληρωτή. Όσο η έξοδος του πολυδονητή Α, V_1 , είναι στην υψηλή στάθμη ο πυκνωτής C , του κυκλώματος του ολοκληρωτή, φορτίζεται και εκτελείται η πράξη της ολοκλήρωσης. Όσο η έξοδος του πολυδονητή Α είναι στο μηδέν το κύκλωμα του ολοκληρωτή διατηρεί σταθερή την τάση στην έξοδό του. Επομένως, η συνολική διάρκεια ενός βήματος είναι $t_s = t_{\text{on}} + t_{\text{off}}$ η οποία ισούται με την περίοδο του ασταθούς Α.

Η παραγωγή της κλίμακας πραγματοποιείται όταν η τάση V_3 είναι μηδέν. Εξαιτίας της διόδου στην έξοδο του ασταθούς πολυδονητή Β, η $V_3 = 0$ ισοδυναμεί με V_2 στη χαμηλή στάθμη. Επομένως, η διάρκεια της κλίμακας είναι

$$t_L = R_B \cdot C_2 \cdot \ln \left[\frac{1 - \beta (L_+/L_-)}{1 - \beta} \right]$$

και η απόσταση μεταξύ των κλιμάκων είναι

$$t_H = R_A \cdot C_2 \cdot \ln \left[\frac{1 - \beta (L_-/L_+)}{1 - \beta} \right].$$

Το ύψος κάθε βήματος καθορίζεται από τον ολοκληρωτή ως εξής

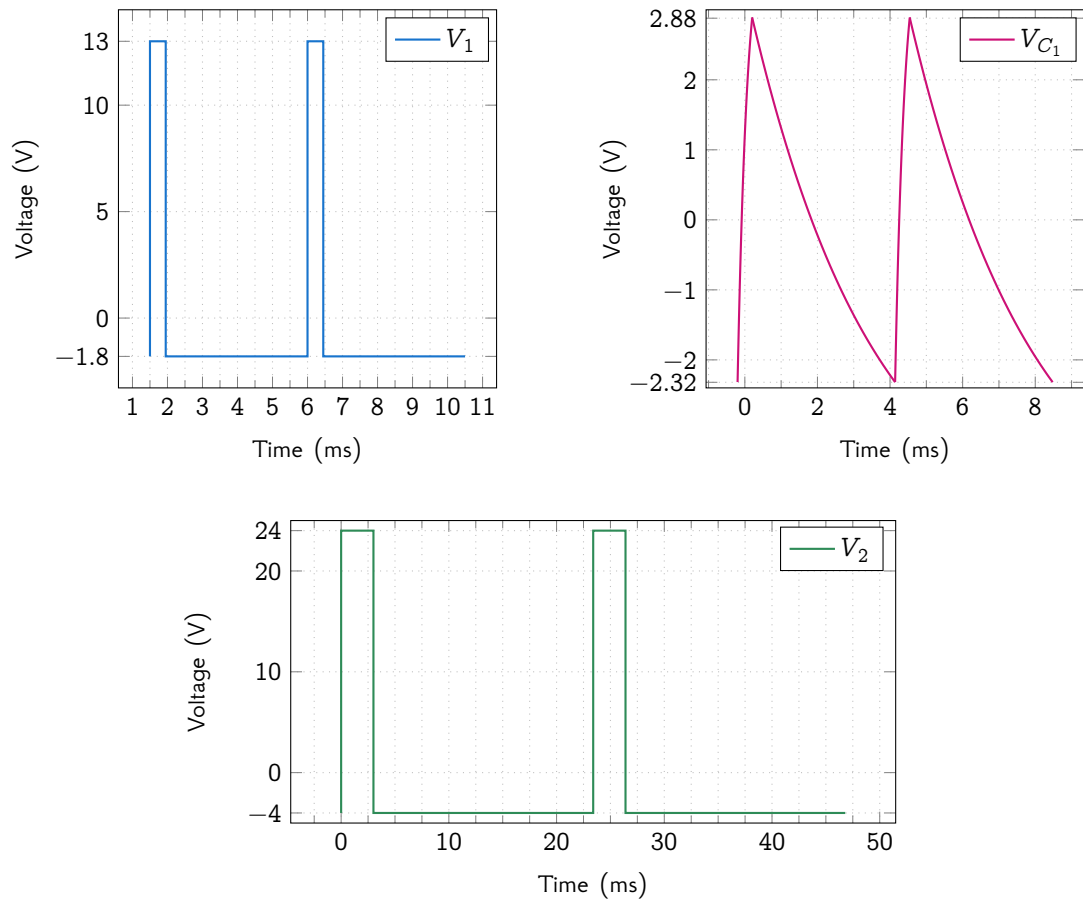
$$V_{\text{step}} = \frac{2}{R \cdot C} \int_{t_a}^{t_b} V_1(t) dt,$$

όπου t_a είναι μια χρονική στιγμή στην οποία η V_1 περνάει από μηδέν σε υψηλή στάθμη και $t_b = t_a + t_{\text{on}}$.

β' Εργαστηριακή εφαρμογή

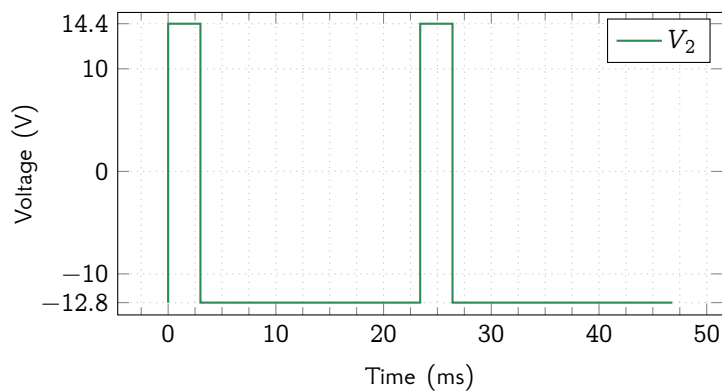
β.1 Λήψη κυματομορφών V_1 , V_{C1} και V_2

Οι κυματομορφές V_1 , V_{C1} και V_2 του κυκλώματος 2.1 δίδονται στο διάγραμμα 2.1.



Διάγραμμα 2.1: Οι τάσεις V_1 , V_{C1} και V_2 όπως μετρήθηκαν χρήσει του παλμογράφου στο εργαστήριο.

Εφόσον η τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών είναι $V_{CC} = 15V$ και $V_{EE} = -15V$ είναι προφανές πως υπάρχει κάποιο offset στην τάση V_2 που παρατηρήθηκε στον παλμογράφο. καθώς η μέγιστη τιμή είναι $\max(V_2) = 24V > 15V$. Η σωστή κυματομορφή V_2 φαίνεται στο διάγραμμα 2.2.



Διάγραμμα 2.2: Η σωστή τάση V_2 .

Αναφορές

- [1] D. Bates και A. Malvino. *Electronic Principles*. McGraw-Hill US Higher Ed USE Legacy, 2015. ISBN: 9781259200144.
- [2] P. Horowitz και W. Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2015. ISBN: 9780521809269.
- [3] R.C. Jaeger και T. Blalock. *Microelectronic Circuit Design*. McGraw-Hill Education, 2015. ISBN: 9780073529608.
- [4] P. Scherz και S. Monk. *Practical Electronics for Inventors, Fourth Edition*. McGraw Hill LLC, 2016. ISBN: 9781259587559.
- [5] A.S. Sedra και K.C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2015. ISBN: 9780199339136.