

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΠΡΟΗΓΜΕΝΩΝ ΨΗΦΙΑΚΩΝ  
ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

**PROJECT**

ΠΡΟΒΛΗΜΑ 6.7 ΑΠΟ ΤΟ ΒΙΒΛΙΟ  
ΤΟΥ RABAΕΥ  
“DIGITAL INTEGRATED  
CIRCUITS”

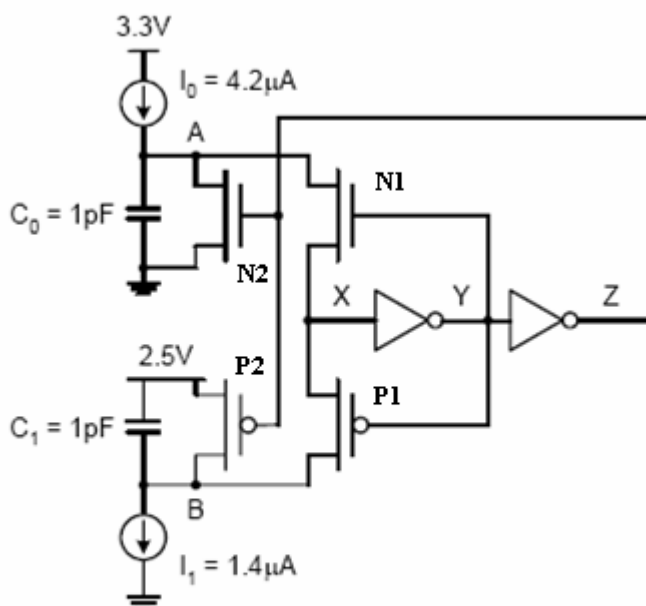
ΜΕ ΘΕΜΑ:

“ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑΣ  
ΕΝΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ”

Σχοινιανάκης Δημήτριος (4853)

## ΔΕΔΟΜΕΝΑ ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΟΣ

Δίνεται το κύκλωμα ενός ταλαντωτή (oscillator) για τον οποίον υποθέτουμε ότι η καθυστέρηση των αντιστροφών, οι αντιστάσεις των MOS τρανζίστορ και όλοι οι εσωτερικοί πυκνωτές μπορούν να παραλειφθούν. Η switching threshold τάση του αντιστροφέα είναι 1.25 V. Επίσης υποθέτουμε αρχικά, ότι οι τάσεις στους κόμβους Y και Z είναι 0 και 2.5 V αντίστοιχα. Ζητείται να αναλυθεί η συμπεριφορά του κυκλώματος και να δοθούν οι κυματομορφές τάσης των κόμβων A, B, X, Y και Z. Επιπλέον ζητείται να προσδιορισθεί η συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή.



Σχήμα 1. Ταλαντωτής

### 1. Θεωρητική ανάλυση

Ξεκινάμε την ανάλυσή μας από τις αρχικές συνθήκες που μας δίνει το πρόβλημα. Η τάση στο Y είναι 0 V και στο Z 2.5 V. Έτσι, η τάση στη πύλη των τρανζίστορ N<sub>2</sub> και P<sub>2</sub> είναι 2.5 V πράγμα που σημαίνει ότι το N<sub>2</sub> άγει ( $V_z > V_t$ ) και το P<sub>2</sub> είναι στην αποκοπή. Επίσης υποθέτοντας ότι οι πυκνωτές είναι αρχικά αφόρτιστοι και δεδομένου ότι οι τάσεις στους κόμβους A ( $V_A$ ) και B ( $V_B$ ) εξαρτώνται από το φορτίο των πυκνωτών, αρχικά είναι 0 V και 2.5 V αντίστοιχα.

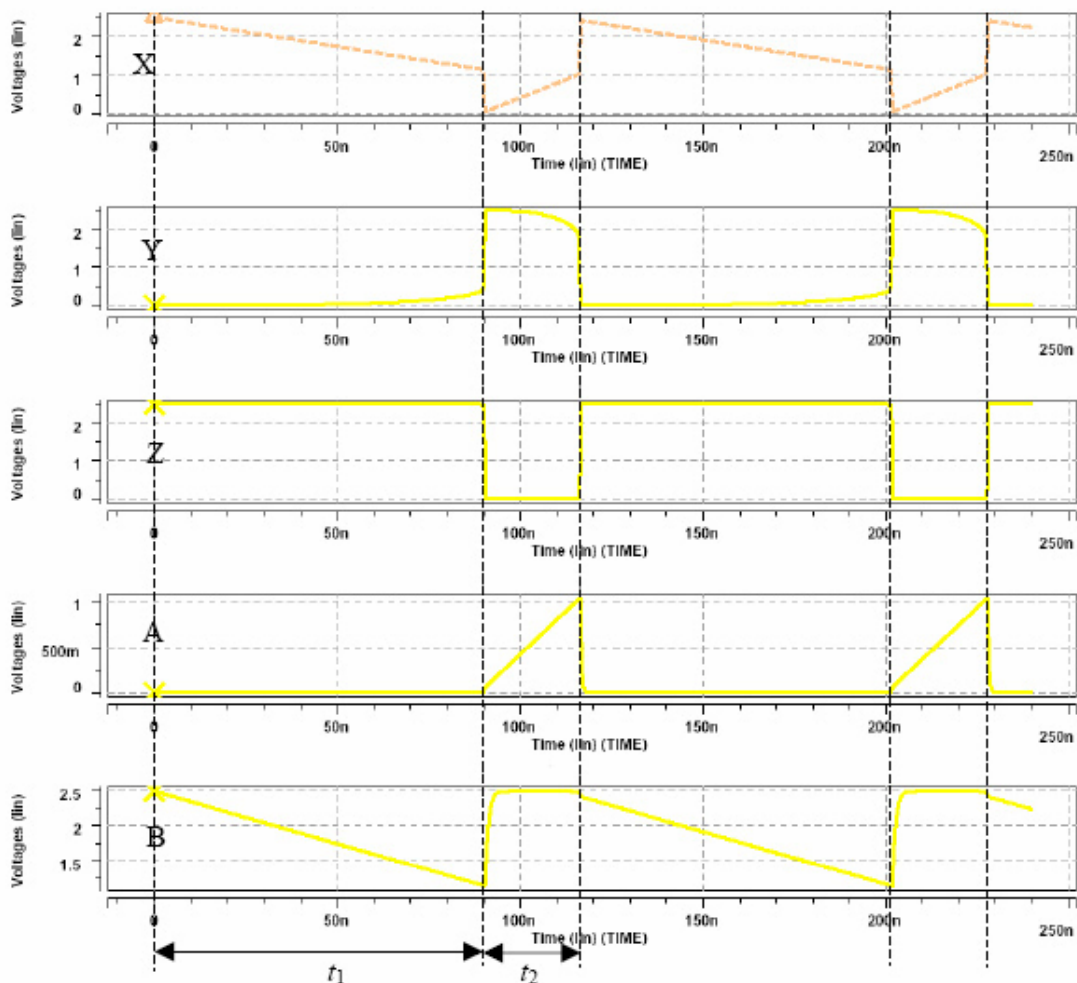
Συνεχίζοντας, υποθέτουμε λογικά ότι η τάση στον κόμβο X είναι σε υψηλό δυναμικό και άρα το τρανζίστορ N<sub>1</sub> δεν άγει και το P<sub>1</sub> άγει ( $V_x - V_y > V_t$ ). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να αρχίζει σιγά – σιγά να εκφορτίζεται ο πυκνωτής C<sub>1</sub>, δηλαδή να πέφτει η τάση στο B και επομένως αρχίζει το P<sub>1</sub> να άγει ολοένα και περισσότερο (αφού ανεβαίνει το  $V_{sd}$  του) με αποτέλεσμα να πέφτει σταδιακά η τάση στον κόμβο X. Ο χρόνος  $t_1$  που χρειάζεται για τη τάση στον κόμβο X και

B να πέσει σε  $V_{dd}/2$  εξαρτάται από τη χωρητικότητα  $C_1$  και από τη πηγή ρεύματος  $I_1$ . Παράλληλα, ο πυκνωτής  $C_0$  φορτίζεται, αλλά πιο αργά, αφού καθώς φορτίζεται ανεβαίνει η τάση στο A και επομένως άγει περισσότερο το  $N_2$ .

Όταν πέσει επαρκώς η τάση στο X (κοντά στο switching threshold σημείο του αντιστροφέα), αλλάζει η τιμή του Y και του Z με αποτέλεσμα να σταματήσει να άγει το  $P_1$  και το  $N_2$  και να αρχίσουν να άγουν τα  $P_2$  και  $N_1$ . Αυτό προκαλεί άμεση ανύψωση της τάσης στο B, ενώ ο κόμβος A αρχίζει να φορτίζει μέσω του  $I_0$ , ανεβάζοντας τη τάση στο X. Μετά λοιπόν από κάποιο χρονικό διάστημα ( $t_2$ ), η τάση στο X ανεβαίνει πάλι σε  $V_{dd}/2$ , και προκαλεί νέα αλλαγή στην κατάσταση του αντιστροφέα. Από εκεί και πέρα επαναλαμβάνεται η προηγούμενη διαδικασία.

## 2. Θεωρητικά υπολογισμένες κυματομορφές

Με βάση τη παραπάνω περιγραφή σχεδιάζουμε τις κυματομορφές των κόμβων.



Σχήμα 2. Θεωρητικά υπολογισμένες κυματομορφές

Στο παραπάνω σχήμα δείχνεται πώς πέφτει η τάση στον κόμβο X κατά την εκφόρτιση του πυκνωτή  $C_1$  και πώς ανεβαίνει η τάση στον A κατά την φόρτιση του πυκνωτή  $C_0$ . Οι τάση στον κόμβο Z προσπαθεί ν' ακολουθήσει τη τάση στον X και η τάση στον Y είναι αντίθετη της X και της Z.

#### 4. Υπολογισμός συχνότητας λειτουργίας

Είδαμε σε προηγούμενο εδάφιο πως ορίζονται οι χρόνοι  $t_1$  (χρόνος που χρειάζεται για τη τάση στον κόμβο X και B να πέσει σε  $V_{dd}/2$ ) και  $t_2$  (χρόνος που χρειάζεται για τη τάση στον κόμβο X και A να ανέβει σε  $V_{dd}/2$ ). Είδαμε επίσης ότι αυτοί οι χρόνοι εξαρτώνται από τα ρεύματα  $I_0$  και  $I_1$  και τους πυκνωτές  $C_0$  και  $C_1$ . Η εξάρτηση αυτή φαίνεται στις παρακάτω σχέσεις:

$$t_1 = \frac{C_1 \Delta V}{I_1} = \frac{1pF \times 1.25V}{1.4\mu A} = 0.9\mu s$$

$$t_2 = \frac{C_0 \Delta V}{I_0} = \frac{1pF \times 1.25V}{4.2\mu A} = 0.3\mu s$$

Συνεπώς η περίοδος θα είναι  $T_{period} = t_1 + t_2 = 0.9\mu s + 0.3\mu s = 1.2\mu s$  και η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος θα είναι:

$$f = \frac{1}{T_{period}} = \frac{1}{1.2 \times 10^{-6} s} = 0.83MHz$$

#### 5. Το μοντέλο Spice

Για την εξομοίωση του κυκλώματός μας, χρησιμοποιήσαμε το παρακάτω μοντέλο του Spice. Παραθέτουμε τα αποτελέσματα της εξομοίωσης μετά τον κώδικα και παρατηρούμε ότι οι θεωρητικοί υπολογισμοί μας ήταν σωστοί.

```
.include '.\scmos.mod
*netlist-----
.param SUPPLY=2.5V
+ SRISE=1pS SFALL=10pS SHIGH=5nS SPERIOD =10nS
+ TR_STEP=5ps TR_FINAL=240ns
+ DC_STEP=0.1 DC_FINAL=SUPPLY DC_INIT=0
+ LAMBDA=0.125U WPWN_R=2
+ PW='WPWN_R*2*LAMBDA' PL='2*LAMBDA' NW='2.4*LAMBDA'
NL='2*LAMBDA'
+ PAS='19*LAMBDA*LAMBDA' PPS='15*LAMBDA'
PAD='19*LAMBDA*LAMBDA' PPD='15*LAMBDA'
+ NAS='19*LAMBDA*LAMBDA' NPS='15*LAMBDA'
```

```

NAD='19*LAMBDA*LAMBDA' NPD='15*LAMBDA'
VDD VDD 0 SUPPLY

MpB1 b y x VDD CMOSP L=PL W=PW AS=PAS PS=PPS AD=PAD
PD=PPD
MpB2 b z VDD VDD CMOSP L=PL W=PW AS=PAS PS=PPS AD=PAD
PD=PPD
MnA1 a y x 0 CMOSN L=NL W=NW AS=NAS PS=NPS
AD=NAD PD=NPD
MnA2 a z 0 0 CMOSN L=NL W=NW AS=NAS PS=NPS
AD=NAD PD=NPD
Mipy y x VDD VDD CMOSP L=PL W=PW AS=PAS PS=PPS AD=PAD
PD=PPD
Miny y x 0 0 CMOSN L=NL W=NW AS=NAS PS=NPS
AD=NAD PD=NPD
Mipz z y VDD VDD CMOSP L=PL W=PW AS=PAS PS=PPS AD=PAD
PD=PPD
Minz z y 0 0 CMOSN L=NL W=NW AS=NAS PS=NPS AD=NAD
PD=NPD
C0 A 0 1pF
C1 B 0 1pF
I0 VDD A 4.2u
I1 B 0 1.4u
.ic V(x)=2.5V V(y)=0 V(z)=2.5v
*extra control information-----
.options post=2 nomod
.op
* Measure-----
.MEASURE TRAN t1 TRIG v(y) VAL='0' CROSS=1 TARG
v(y)VAL='supply/2' CROSS=1
.MEASURE TRAN t2 TRIG v(y) VAL='supply/2' CROSS=1 TARG
v(y)VAL='supply/2' CROSS=2
.MEASURE TRAN t_period TRIG v(y) VAL='supply/2' CROSS=1
TARG v(y) VAL='supply/2' CROSS=3
.MEASURE DC Vm+ WHEN V(out)=V(in)
*analysis-----
.TRAN TR_STEP TR_FINAL
.END

```

Από το PSpice πήραμε τις πραγματικές τιμές για τους χρόνους και είναι  **$t_1 = 1.2\mu\text{s}$ ,  $t_2 = 0.15\mu\text{s}$  και  $T_{period} = 1.35\mu\text{s}$**

Αυτό που μπορούμε να συνάγουμε σαν χρήσιμο συμπέρασμα, είναι το ότι μπορούμε να μεταβάλλουμε τους χρόνους  $t_1$ ,  $t_2$  μεταβάλλοντας απλώς τις χωρητικότητες  $C_0$ ,  $C_1$ !