

Ηλεκτρονική 3

Εργασία Τελεστικού Ενισχυτή

Θεόδωρος Κατζάλης

AEM:9282

katzalis@auth.gr

11 Ιανουαρίου 2020

Contents

1	Εισαγωγή	2
1.1	Αρχικές Συνθήκες	2
2	Περιγραφή αλγορίθμου (θεωρητική ανάλυση)	2
2.1	Υπολογισμός σταθερών	2
2.2	Βήματα αλγορίθμου	3
2.3	Τελικές τιμές	5
3	Προσομοίωση SPICE	6
3.1	Έλεγχος προδιαγραφών	6
3.1.1	A και GB	6
3.1.2	Περιθώριο φάσης	7
3.1.3	Slew rate	7
4	Tuning	8
4.1	A και GB	8
4.2	Phase margin	9
4.3	Slew rate	9
4.4	Ισχύς	10
4.5	Τελικές τιμές	10
5	Πηγή widlar	10
6	Παραμετρική ανάλυση θερμοκρασίας	10
6.1	A, GB και Phase margin	11
6.2	Slew rate	11

1 Εισαγωγή

Ο τελεστικός ενισχυτής που θα επιχειρήσουμε να σχεδιάσουμε είναι 2 σταδίων, με είσοδο NMOS και με μικρό χωρητικό φορτίο.

1.1 Αρχικές Συνθήκες

Οι προδιαγραφές με βάση την εκφώνηση της άσκησης παραμετροποιημένες με το AEM είναι οι ακόλουθες:

Προδιαγραφές	AEM=9282
CL	2.82 (pF)
SR	>18.82 (V/μs)
Vdd	2.046 (V)
Vss	-2.046 (V)
GB	>7.82 (MHz)
A	>20.82 (dB)
P	<50.82 (mW)

2 Περιγραφή αλγορίθμου (θεωρητική ανάλυση)

Όσον αφορά το υπολογιστικό, θεωρητικό κομμάτι της σχεδίασης του τελεστικού ενισχυτή, ακολουθώντας τα βήματα από τις σημειώσεις του μαθήματος, υλοποιήσαμε το ζητούμενο Matlab script και έχουμε να σημειώσουμε τα εξής:

2.1 Υπολογισμός σταθερών

Σχετικά με την τάση κατωφλίου για τα MOS τρανζίστορ, χρησιμοποιήσαμε τις τιμές που αναγράφονται στην περιγραφή των τρανζίστορ (KP). Εναλλακτικά, θα μπορούσαμε να το υπολογίσουμε και με τον τύπο $C_{ox} = \mu_n \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$, όπου $\mu_n \equiv UO$ (spice model parameter). Πράγματι βλέπουμε ότι και με τους δύο τρόπους υπολογίζουμε τις ίδιες τιμές.

Επειδή δεν μας δίνεται κάποιο datasheet για τα συγκεκριμένα MOSFET προκειμένου να δούμε το εύρος του V_{th} και τις μέγιστες και ελάχιστες τιμές, θεωρούμε ότι διατηρείται η τιμή σταθερή και ίση με αυτές που βρήκαμε από την περιγραφή των μοντέλων. Δηλαδή $V_{t(min)} = V_{t(max)} = V_t$. Επίσης $V_{SB} = 0$ (zero body effect), οπότε $V_{to} = V_t$.

```
1 % AEM = 9282
2 AEM = 82;
3
4 % Specs
5 fprintf("Specs\n")
6 CL = (2 + AEM*0.01); % pf
7 SR = 18 + 0.01*AEM; % V/uS
8 Vdd = 1.8 + 0.003*AEM; % V
9 Vss = -Vdd; % V
10 GB = 7 + 0.01*AEM; % MHz
11 A = 20 + 0.01*AEM; % dB
12 P = 50 + 0.01*AEM; % mW
13 fprintf("CL: %f\nSR: %f\nVdd: %f\nVss: %f\n", CL, SR, Vdd, Vss);
14 fprintf("GB: %f\nA: %f\nP: %f\n", GB, A, P);
15 fprintf("\n")
16
```

```

17 % Vin
18 Vin_max = 100e-3;
19 Vin_min = -100e-3;
20
21 % constants
22 Eox = 3.45e-11;
23
24 % NMOS
25 Ln = 0.05; % parameter035.pdf
26 Vtn = 0.768;
27 %Vtn_max = ?
28 %Vtn_min = ?
29 Uoxn = 591.7 * 1e-4; % m^2/V*s
30 Toxn = 2.12e-8;
31 Coxn = Eox/Toxn;
32 Kn = Uoxn * Coxn; % manual
33 Kn_spice = 9.693e-5; % spice parameter
34 fprintf("NMOS\n");
35 fprintf("Cox: %f\nKn: %f (manual)\nKn: %f (spice param)\n",Coxn,Kn,Kn_spice);
36
37 fprintf("\n")
38
39 % PMOS
40 Lp = 0.15; % parameter035.pdf
41 Vtp = -0.9056;
42 %Vtp_max = ?
43 %Vtp_min = ?
44 Uoxp = 180.2 * 1e-4;
45 Toxp = 2.12e-8;
46 Coxp = Eox/Toxp;
47 Kp = Uoxp * Coxp; % manual
48 Kp_spice = 2.9352e-5; % spice parameter

```

2.2 Βήματα αλγορίθμου

1. Επιλογή τιμής L (μήκος καναλιού).

Η τεχνολογία κατασκευής υποδηλώνει το ελάχιστο δυνατό μήκος καναλιού που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε στην σχεδίαση μας και συνήθως επιλέγονται τιμές 1,5 ή 2 φορές αυτής της τιμής. Δεν μπορούμε βέβαια να χρησιμοποιήσουμε κάτι μικρότερο από 0.35 μ . Για λόγους ευκολίας χρησιμοποιούμε την μονάδα.

2. Επιλογή χωρητικότητας Miller.

Για να μην λειτουργεί ο ενισχυτής ως ταλαντωτής, επιλέγεται επιθυμητό phase margin 60 μοιρών, το οποίο απαιτεί να ικανοποιούνται οι εξής δύο συνθήκες:

- $C_c > 0.22C_L$
- $g_{m6} > 10g_{m1}$

Επιλέγουμε $C_c = 0.6204 \approx 1$. Έπειτα την στρογγυλοποίηση, όπως θα δούμε και στην συνέχεια, η δεύτερη συνθήκη δεν ισχύει για την δεδομένη τιμή g_{m1} , οπότε τελικά θα θεωρήσουμε $g_{m6} = 10g_{m1}$.

```

1 % Step 1
2 L = 1e-6; %um
3 fprintf("L: %fm, %fum\n\n", L, L*1e6);
4

```

```

5 % Step 2
6 Cc = 0.22*CL; %pF
7 Cc = ceil(Cc);

```

3. Ρεύμα πόλωσης $I_{ref} = I_5 = I_8$.

4. Εύρεση $S_3 = (W/L)_3$. Βρίσκουμε ≤ 1 , οπότε $S_3 = 1$.

```

1 % Step 3
2 I5 = SR*Cc * 1e-6; %Ampere
3 fprintf("I5: %fA, %fuA\n", I5, I5 * 1e6)
4
5 % Step 4
6 S3 = I5 / ((Kp) * (Vdd - Vin_max - abs(Vtp) + Vtn)^2);
7 fprintf("S3: %f\n", S3)
8 if S3 < 1
9     S3 = 1;
10 end
11 S4 = S3;
12 fprintf("S3 and S4: %f\n\n", S3)

```

5. Έλεγχος συνθήκης $p_3 > 10GB$.

6. Εύρεση S_1 και S_2

```

1 % Step 5
2 I3 = I5/2;
3 gm3 = sqrt(2 * Kp * S3 * I3);
4 W3 = S3 * L;
5 Cgs3 = 2 * 0.667 * W3 * L * Cexp;
6 p3 = gm3/(2*Cgs3);
7 fprintf("P3: %fMHz\n", (p3/(2*pi))*1e-6)
8 assert(p3/(2*pi) > 10*GB);
9
10 % Step 6
11 gm1 = GB*1e6 * 2*pi * Cc * 1e-12; %uS
12 gm2 = gm1; % CMOS
13 S1 = gm1^2/(Kn * I5);
14 S1 = ceil(S1);
15 S2 = S1;

```

7. Καθορισμός S_5 , βρίσκοντας πρώτα την τάση κόρου V_{DS} του M_5 .

8. Καθορισμός του S_6 . Σε αυτό το βήμα επίσης ελέγχουμε αν ικανοποιείται η δεύτερη συνθήκη που αναφέραμε στο δεύτερο βήμα με τις διαγωγιμότητες για να διασφαλίσουμε την ευστάθεια του συστήματος. Τελικά, κατά την εκτέλεση η συνθήκη δεν ικανοποιείται, οπότε $g_{m6} = 10 \cdot g_{m1}$.

```

1 % Step 7
2 b1 = S1*Kn;
3 Vds5 = Vin_min - Vss - sqrt(I5/b1) - Vtn;
4 if Vds5 < 0.1
5     fprintf("Vds: %f\nPick a bigger value for Vds5\n", Vds5);
6 end
7 S5 = (2*I5)/(Kp*(Vds5)^2);
8 S5 = ceil(S5); % try to unceil this, then S6 != S7

```

```

9
10 % Step 8
11 gm6 = 2.2*gm2*(CL/Cc);
12 if (gm6 < 10*gm1)
13     gm6 = 10*gm1;
14 end
15 I4 = I3;
16 gm4 = sqrt(2*Kp*S4*I4);
17 S6 = S4*(gm6/gm4);
18 S6 = ceil(S6);

```

9. Δεν έχουμε συνθήκη προδιαγραφής για V_{out} , οπότε παραλείπεται ο έλεγχος.

10. Καθορισμός S7.

```

1 % Step 10
2 S7 = (I6/I5)*S5;
3 S7 = ceil(S7);
4 b7 = S7 * Kn;
5 I7 = I6;

```

11. Εύρεση κέρδους και ισχύος.

```

1 % Step 11
2 Av = (2*gm2*gm6)/(I5*(Ln + Lp) * I6*(Ln + Lp));
3 Pd = (I5 + I6)*(Vdd + abs(Vss));
4
5 fprintf("Gain: %f, %fdB\nGoal: %f\n", Av, mag2db(Av), A);
6 fprintf("Power dissipation: %f. Goal: %f\n", Pd*1e3, P);

```

12. Έλεγχος αν το κέρδος και η ισχύς πληρούν τις προδιαγραφές. Διαφορετικά θα πρέπει να κάνουμε τις κατάλληλες ρυθμίσεις.

```

1 if (mag2db(Av) < A)
2     fprintf("You need to increase the gain\n");
3 elseif (Pd*1e3 > P)
4     fprintf("You need to decrease the power dissipation\n");
5 end

```

2.3 Τελικές τιμές

Ρεύμα (μA)	W (μm)
I1 = 9.41	W1 = 2
I2 = 9.41	W2 = 2
I3 = 9.41	W3 = 1
I4 = 9.41	W4 = 1
I5 = 18.82	W5 = 2
I6 = 196.0135	W6 = 21
I7 = 196.0135	W7 = 21
I8 = 18.8200	W8 = 2

3 Προσομοίωση SPICE

Χρησιμοποιήσαμε για NMOS και PMOS τα μοντέλα mbreakN3 και mbreakP3 αντίστοιχα ($V_{SB} = 0$) και θέσαμε τις απαιτούμενες τιμές του κυκλώματος με αυτές του αλγορίθμου. Μια πρώτη παρατήρηση σχετικά με τα ρεύματα είναι ότι $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = 10.19 \approx I_{ref}/2 = 9.41\mu$, η τιμή του αλγορίθμου. Βέβαια έχουμε μεγάλη απόκλιση για τα $I_6 = I_7 \approx 300\mu$, 50% αύξηση. Θεωρούμε ότι ο αλγόριθμος μας είναι σωστός και συνεχίζουμε να δούμε αν καλύπτονται οι προδιαγραφές ή κατά πόσο αποκλίνουν.

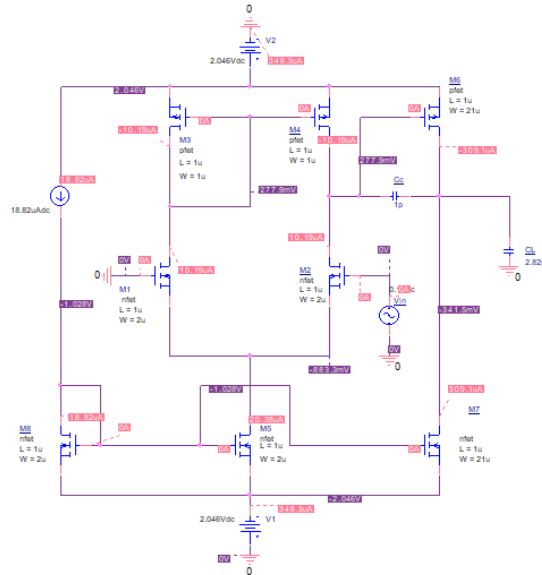
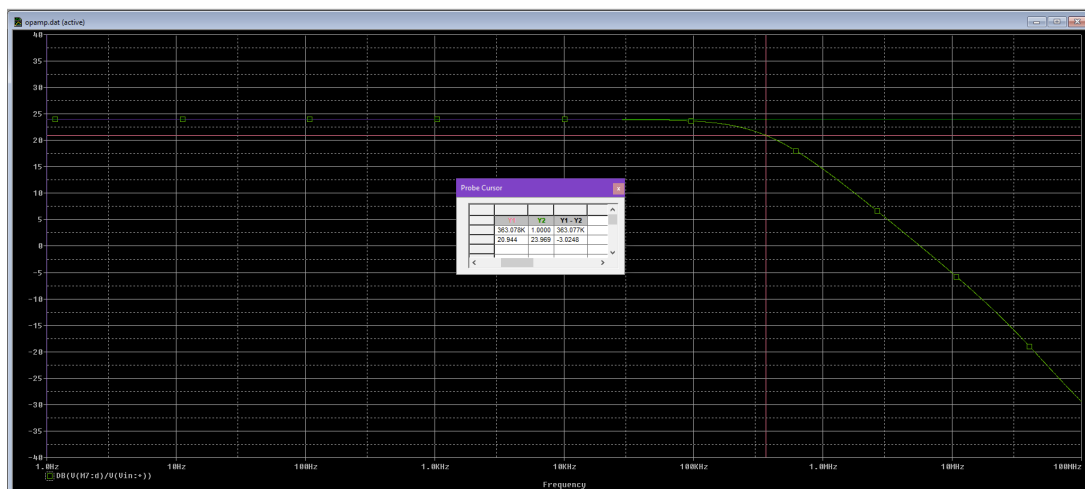


Figure 1: Κύκλωμα προσομοίωσης τελεστικού ενισχυτή

3.1 Έλεγχος προδιαγραφών

Για τις ακόλουθες δύο προδιαγραφές κάνουμε AC sweep και προσθέτουμε τα κατάλληλα traces.

3.1.1 A και GB



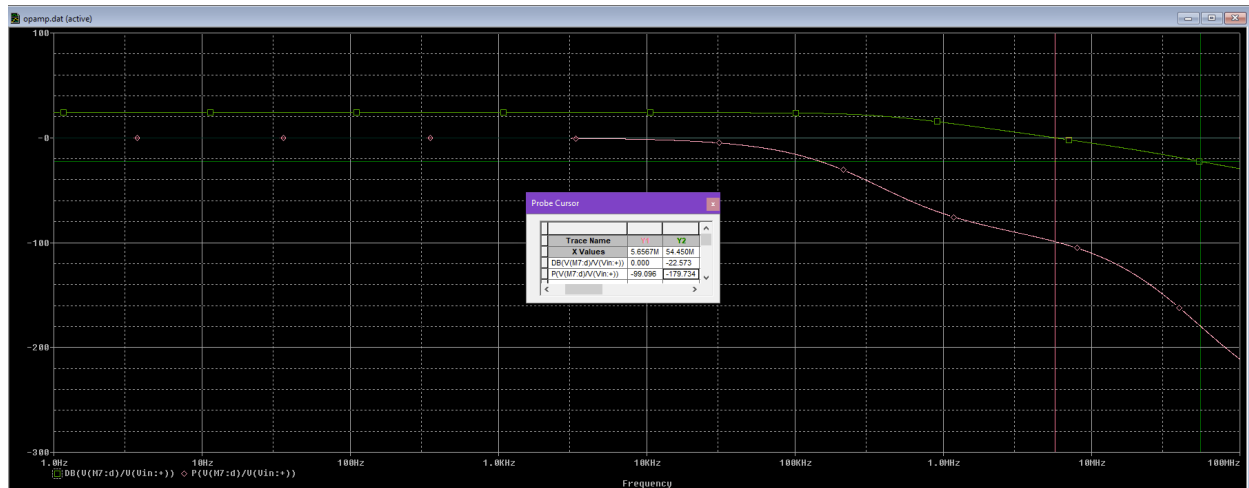
Βλέπουμε ότι έχουμε total dc gain ίσο με 24dB (15.84 V/V), το οποίο αποκλίνει απο την θεωρητική τιμή (50dB), ωστόσο είναι πάνω απο την προδιαγραφή των 20.82dB.

Για να υπολογίσουμε το GB, βρίσκουμε την συχνότητα για την οποία το κέρδος έχει μειωθεί κατά 3dB. Όπως φαίνεται και απο το Probe Cursor, η τιμή της συχνότητας που αντιστοιχεί στα 21 dB είναι 363KHz. Συνεπώς:

$$GB = A \cdot f_H = 15.84 \cdot 363KHz \approx 5,74 < 7.82MHz$$

Δεν πληρούται δηλαδή η προδιαγραφή για το Gain Bandwidth.

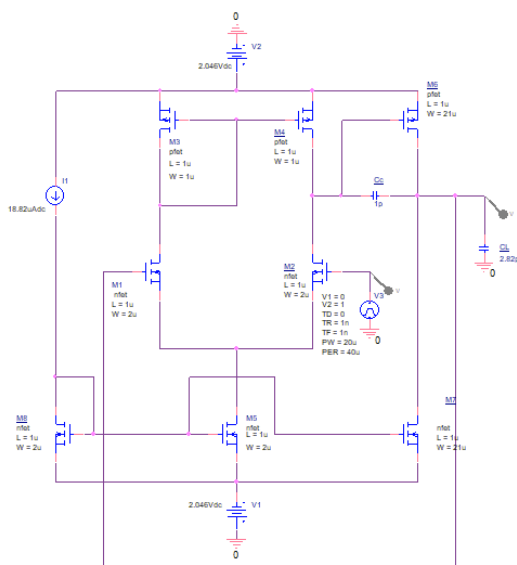
3.1.2 Περιθώριο φάσης



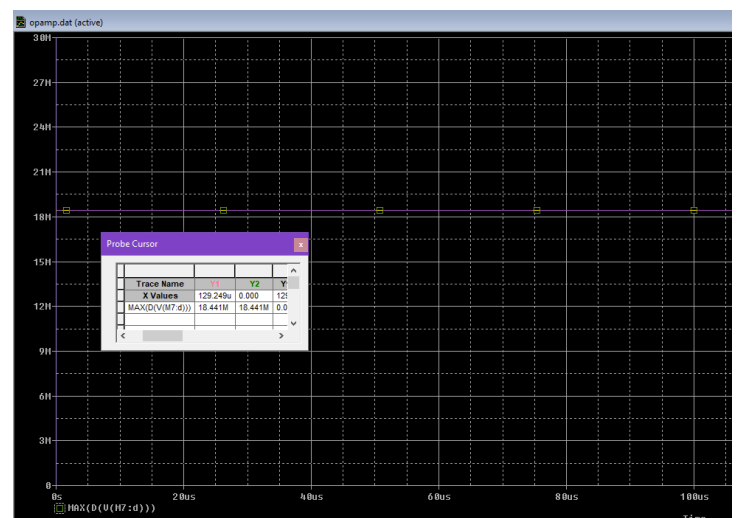
Βλέπουμε ότι για 0 dB κέρδους, η τιμή της φάσης αντιστοιχεί σε -99° . Οπότε έχουμε περιθώριο φάσης $180 - 99 = 91$. Θα προσπαθήσουμε στη συνέχεια να το φτάσουμε κοντά στο 60.

3.1.3 Slew rate

Μετατρέπουμε την συνδεσμολογία σε συνδεσμολογία μοναδιαίου κέρδους βραχυκυκλώνοντας την αναστρέφουσα είσοδο με την έξοδο. Αλλάζουμε και την πηγή και έχουμε ως είσοδο τετραγωνικούς παλμούς.



(a) V3 binary search



(b) V4 linear search

Βρίσκουμε $18.441 \approx 18.82 MV/s$ ($V/\mu s$). Δηλαδή για πολύ λίγο δεν πιάνουμε την προδιαγραφή.

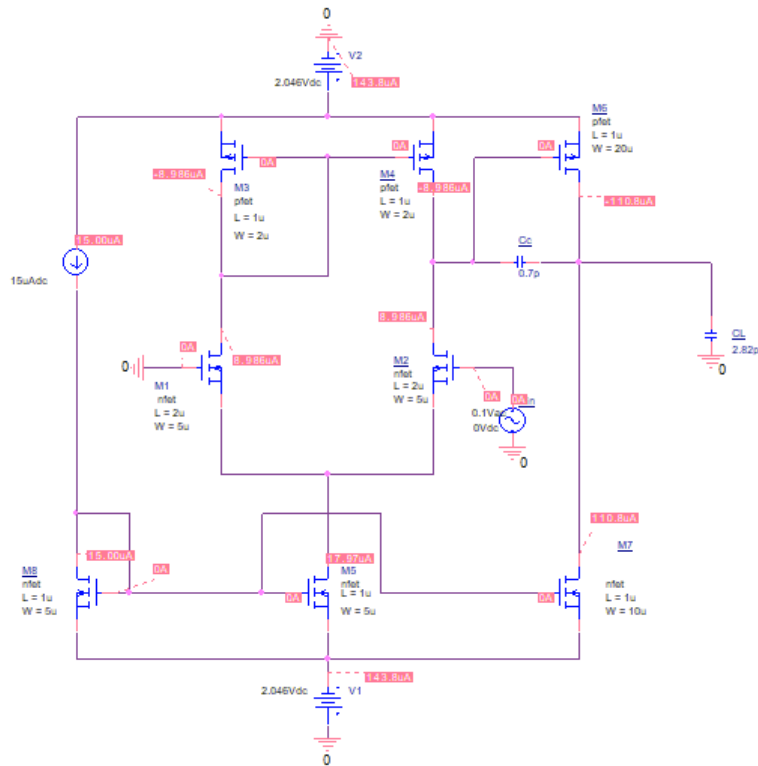
4 Tuning

Όπως είδαμε προηγουμένως, οι τιμές για το περιθώριο φάσης, το εύρος κέρδους και τον ρυθμό ανόδου (slew rate) δεν ικανοποιούν τις προδιαγραφές. Παράλληλα θα προσπαθήσουμε να ενισχύσουμε και το κέρδος τάσης. Με βάση το ακόλουθο πινακάκι και παραμετρικές αναλύσεις καταλήξαμε στα εξής κύκλωμα:

274 CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS

TABLE 6.3-1 Dependence of the Performance of Fig. 6.3-1 on dc Current, W/L Ratios, and the Compensating Capacitor

	Drain Current		M1 and M2		M3 and M4		Inverter	Inverter Load		Compensation Capacitor
	I_S	I_T	W/L	L	W	L	W_6/L_6	W_7	L_7	C_c
Increase dc Gain	$(\downarrow)^{1/2}$	$(\downarrow)^{1/2}$	$(\uparrow)^{1/2}$	\uparrow		\uparrow	$(\uparrow)^{1/2}$			
Increase GB	$(\uparrow)^{1/2}$		$(\uparrow)^{1/2}$							\downarrow
Increase RHP Zero		$(\uparrow)^{1/2}$								\downarrow
Increase Slew Rate	\uparrow									\downarrow
Increase C_L										\downarrow



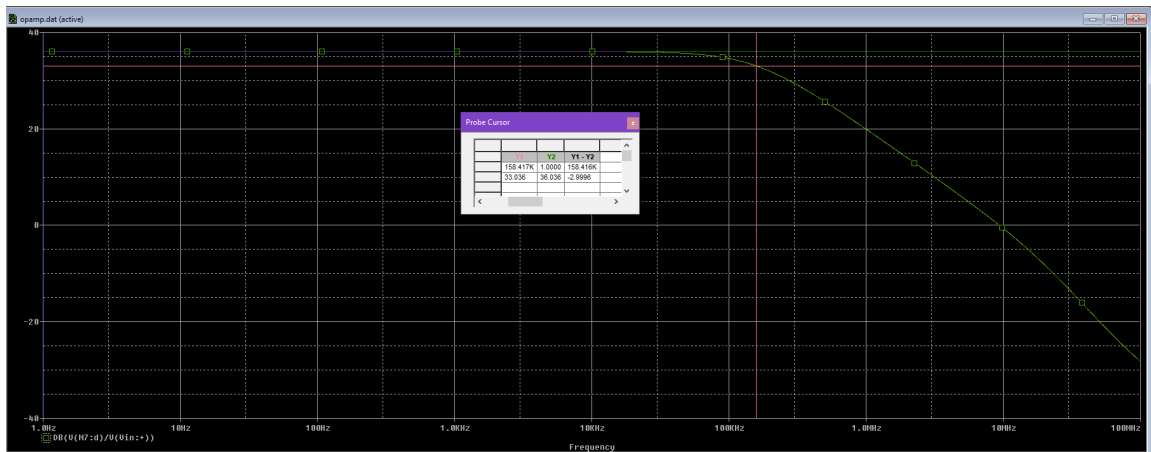
4.1 A και GB

Για να αυξήσουμε το κέρδος πειραματιστήκαμε με το L αλλά και τον λόγο W/L των M1,2. Επίσης μειώνοντας το W του M7, είχαμε μια μικρή αύξηση του κέρδους (33db -> 36dB).

Τελικά, το κέρδος αυξήθηκε σε 36 dB (63 V/V) και η συχνότητα στην οποία μειώθηκε κατά 3dB είναι 158.41kHz. Οπότε:

$$GB = A \cdot f_H = 63 \cdot 158.41 \text{ KHz} \approx 9.979 > 7.82 \text{ MHz}$$

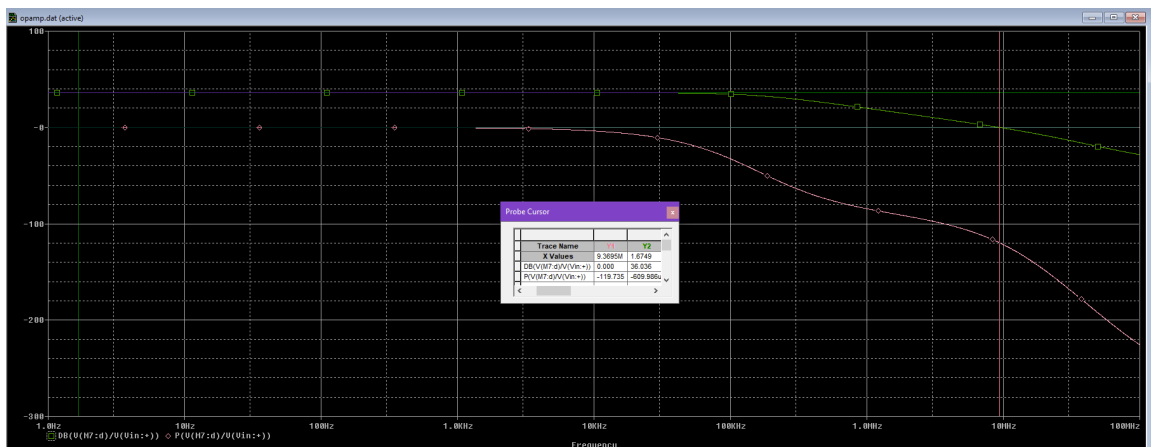
Πλέον πληρούται και η προδιαγραφή του GB.



4.2 Phase margin

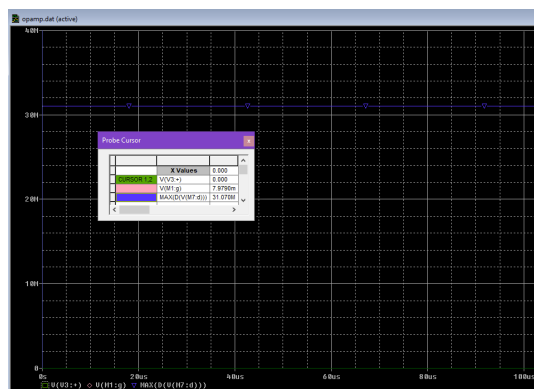
Για την βελτίωση του περιθωρίου φάσης εστιάσαμε την προσοχή μας στον πυκνωτή αντιστάθμισης C_c . Απο 1pF επιλέξαμε 0.7pF.

Βλέπουμε ότι για 0 dB κέρδους, η τιμή της φάσης αντιστοιχεί σε -119.73° . Οπότε έχουμε περιθώριο φάσης $180 - 119.73 = 60.27$.



4.3 Slew rate

Για να αυξήσουμε το slew rate, αλλάξαμε τα W των M8,5. Επίσης η αλλαγή του πυκνωτή για να καλύπτεται η προδιαγραφή του περιθωρίου φάσης, οδήγησε επίσης στην βελτίωση του slew rate. Ακόμη παρατηρήσαμε ότι αυξάνοντας το ρεύμα πόλωσης υπήρχε μια μικρή βελτίωση του slew rate και μια πολύ μικρή μείωση του κέρδους.



Βρίσκουμε $31.070 > 18.82 \text{ MV/s}$ ($V/\mu s$).

4.4 Ισχύς

Για να υπολογίσουμε την ισχύ παίρνουμε απο την προσομοίωση τις τιμές των ρευμάτων και έχουμε:

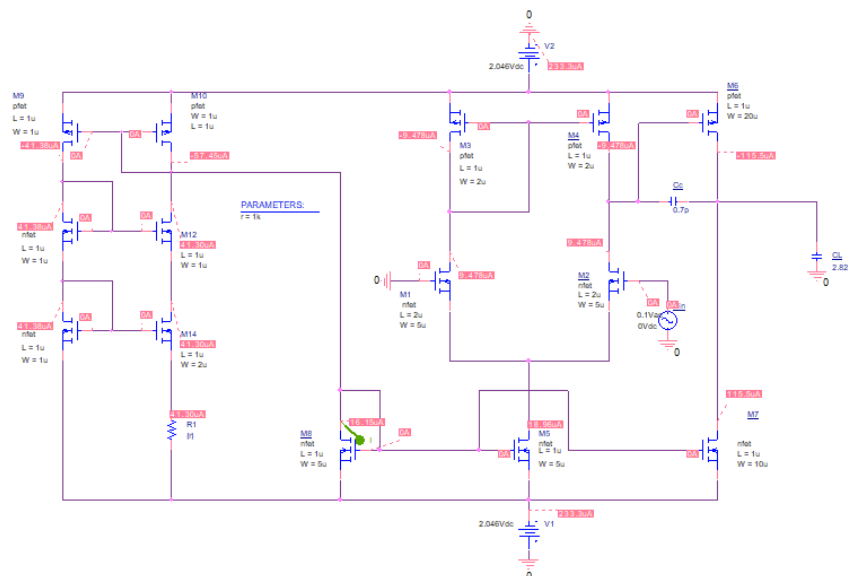
$$P_{diss} = (I_6 + I_5) * (V_{dd} + V_{ss}) = (110.8\mu + 15\mu) * (2.046 + 2.046) = 500\mu = 0.5mW < 50.82mW$$

4.5 Τελικές τιμές

Ρεύμα (μA)	W/L (μm)
I1 = 8.986	5/2
I2 = 8.986	W2 = 5/2
I3 = 8.986	W3 = 2/1
I4 = 8.986	W4 = 2/1
I5 = 15	W5 = 5/1
I6 = 110.8	20/1
I7 = 110.8	10/1
I8 = 15	W8 = 5/1

5 Πηγή widlar

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα πόλωσης και στόχος είναι να επιτύχουμε ένα ρεύμα $15\mu A$. Αρχικά πειράξαμε λίγο το W του M14 για να χαμηλώσουμε το ρεύμα και έπειτα κάναμε μια παραμετρική ανάλυση για να βρούμε την κατάλληλη αντίσταση που θα μας δώσει $15\mu A$. Τελικά βρήκαμε $4k$.

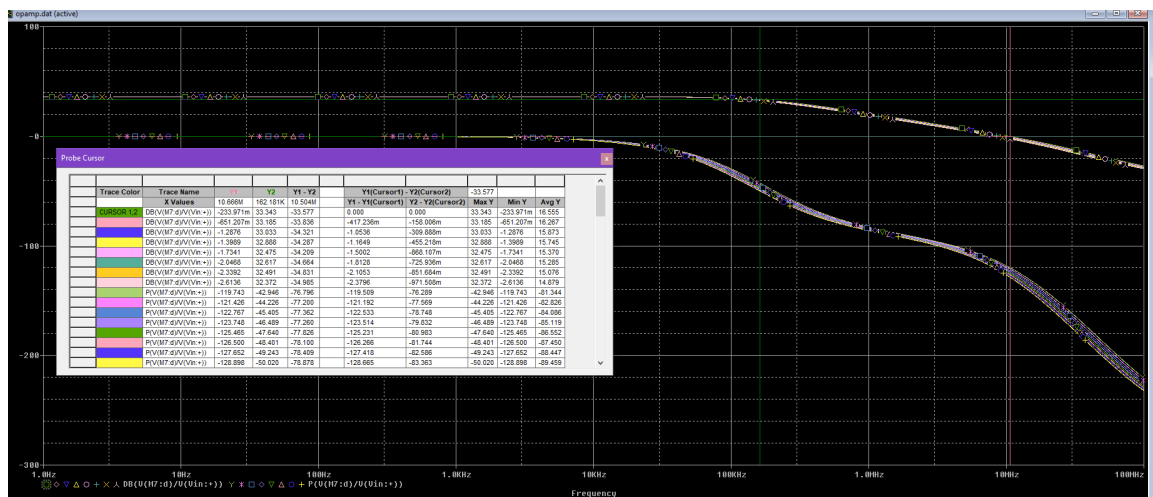


Τα αποτελέσματα με την πηγή είναι ακριβώς τα ίδια, μιας και πετύχαμε ίδιο ρεύμα πόλωσης.

6 Παραμετρική ανάλυση θερμοκρασίας

Απο $0 - 70^\circ C$ με βήμα 10 εκτελούμε τα παραπάνω χρησιμοποιώντας την πηγή widlar. Παρατηρούμε ότι όλες οι προδιαγραφές τηρούνται.

6.1 A, GB και Phase margin



Ο κόκκινος cursor μας δείχνει που μηδενίζεται το κέρδος και ο πράσινος την συχνότητα που μειώνεται το κέρδος κατά 3dB.

6.2 Slew rate

