

# Simulation #5

## Two stage Miller Amp

מגישות:

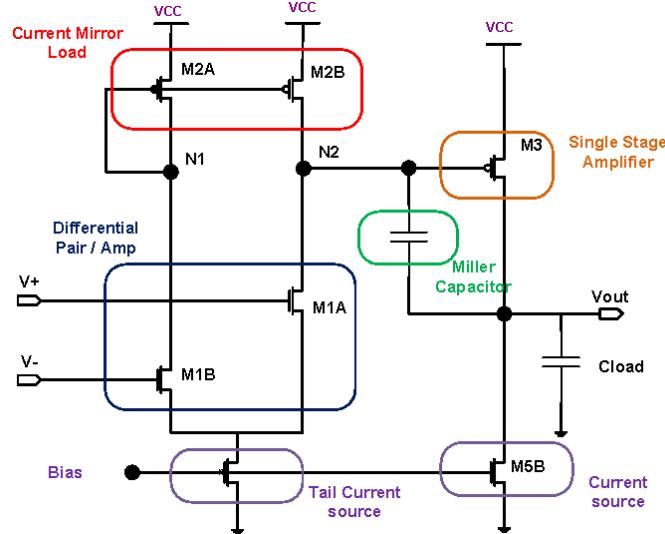
עדן גריין  
324965946  
הדרם 214068843

תאריך הגשה:

03.02.2026

## 5.1 –SCHEMATIC:

התבוננו למש את המעגל:



מעגל זה הוא מעגל מגבר מילר בעל 2 שלבים.

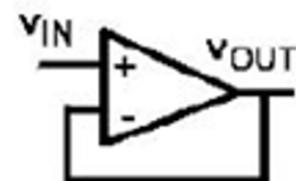
במעגל זה התבוננו לחשב מהו הערך המתאים לקבל מילר כך שהמעגל יהיה יציב, בעל PM גדול מ-60 מעלות. בנוסף לכך, בסימולציה transient נרצה למצוא ביצועים טובים עבור bandwidth, כיוון שנרצה זמן התיעצבות ועלייה קטנה.

ניקח את המעגל T 5 של המעבדה הקודמת, ונחבר Common Source Gate כאשר ה-gate של טרנזיסטור M5B מחובר ל-V<sub>b</sub> של המראת זרם.

בנוסף, חיבורנו קבל מילר בין ה-gate ל-drain של טרנזיסטור M3.

שmeno ערך התחלתי לקיבול של קבל מילר של  $F_k = 1$ ,  $C_1 = 1$ , וכפי שהתבוננו - קבל העומס  $F_k = 1$ .  
נשים לב כי נצטרך למצוא את הקבל מילר, אבל עבור תחילת הסימולציה שמננו ערך דיפולטיבי שאינו משפיע בסימולציה DC שעבורו הקבל הוא נתן.

בנוסף, התבוננו לחבר את המגבר C-UGB ולכון אנחנו צריכים לחבר את הכניסה -V ליציאה, על מנת לקבל משוב שלילי. נחבר למשוב השלילי את הטרנזיסטור שהכניסה שכשר נשנה את הכניסה שלו - היציאה תשתנה באופן הופכי, (מצאנו זאת לפי חישוב ההיפוכים במעגל - כתוב למטה).

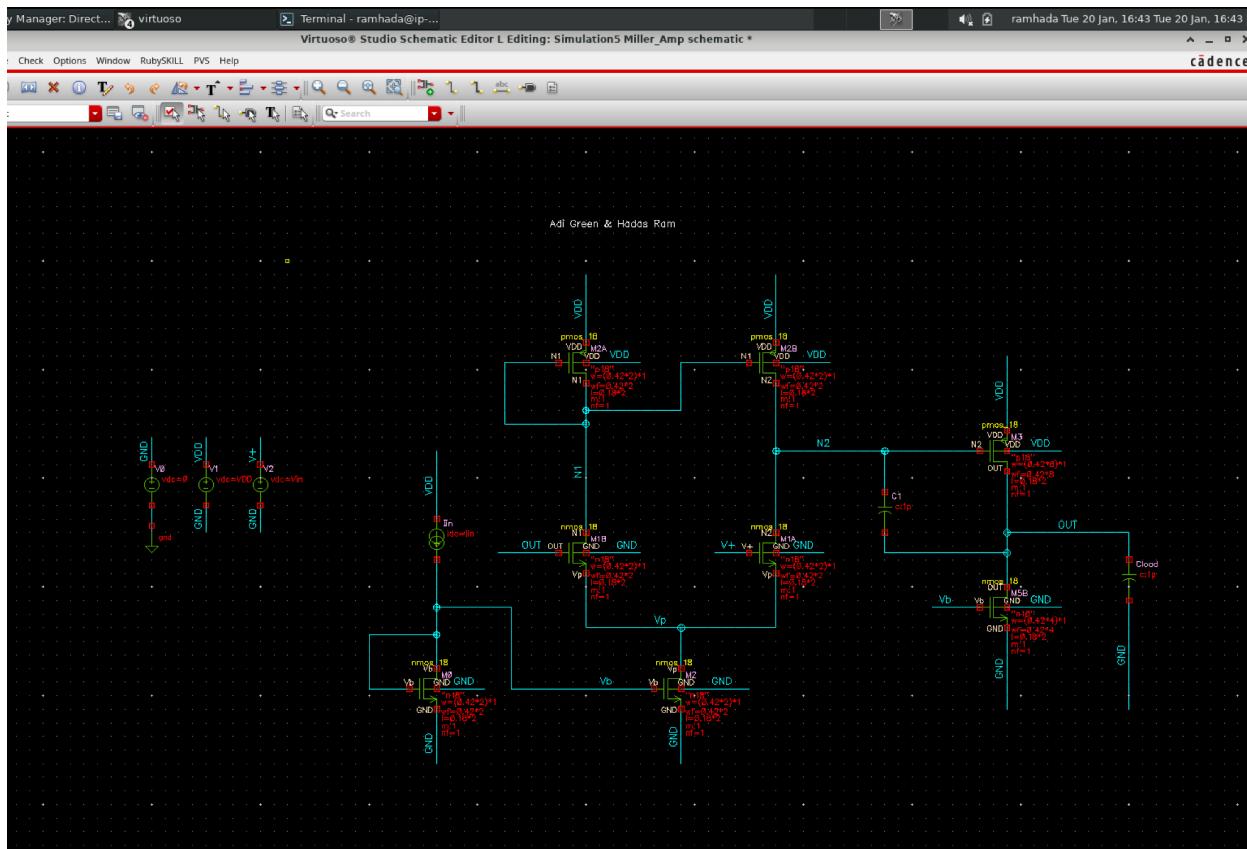


את החיבור של מתח המוצא OUT חיבורנו ל-gate של טרנזיסטור A1A על מנת ליצור חיבור UGB. בחיבור UGB מתח המוצא מחובר להדק השלילי של המגבר (משוב שלילי), וכן נבדוק אם יש היפוכים במעגל. מה-gate של טרנזיסטור M1B מה-gate ל-drain שלו (N1) נקבל היפוך, ובטרנזיסטור M2B (שהוא PMOS) יש היפוך נוספת בין ה-gate (שהוא N1) לבין ה-drain (היציאה OUT), ובטרנזיסטור M3 נקבל היפוך נוסף מ-N2.

לOUT. אך בסה"כ נקבל שבין הכניסה לבין היציאה OUT יש היפוכים, ולכן הבדיקה השילבי נחבר אליו את LOLAT המשוב. לעומת זאת, בין הבדיקה של gate של טרנזיסטור A M1 לבין ה-N2 יש היפוך ולאחר מכן היפור נוסף מטרנזיסטור M2 מ-N2 לOUT וכן זהה הבדיקה החיבור (+V).

נשים לב כי ביצענו מספר איטרציות על מנת להגיע לסקימה הבאה שגורמת ליציבות המעגל ושאר הדרישות, כפי שנסביר במהלך הדוח.

### מימוש המעגל שלנו:

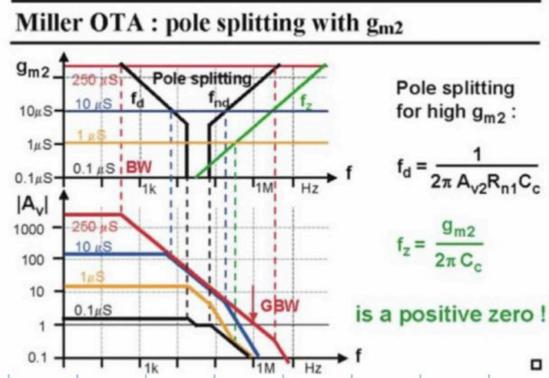


עבור חמישה הטרנזיסטורים בT5 ועבור טרנזיסטור M0 הגדרנו  $.W = 2 * 0.42$ ,  $L = 2 * 0.18$  גדרנו  $.W = 2 * 0.42$ ,  $L = 2 * 0.18$ .

למדנו בהרצאה שכדי להגיע להתייצבות ניתן להגדיל את  $2 \text{ mg}$  בנוסחה של sansen.

$$\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \approx 4 \frac{C_L}{C_c}$$

כאשר מגדים את  $2 \text{ mg}$ , הקטבים מתפצלים, האפס החיבור מתרחק (כפי שראוי בגרף למטה). שיפרנו את היציבות ע"י זה, לאחר שלא הצליחנו להגיע להתייצבות באיטרציות הקודמות.



בסכמה שלנו,  $2gm_2$  שהוא ההגבר של AMP2 הינו  $gm$  של טרנזיסטור M3. ניתן להגדיל את  $gm$  באמצעות הגדלת W של טרנזיסטור M3 ובאמצעות הגדלת הזרם.

$$gm = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

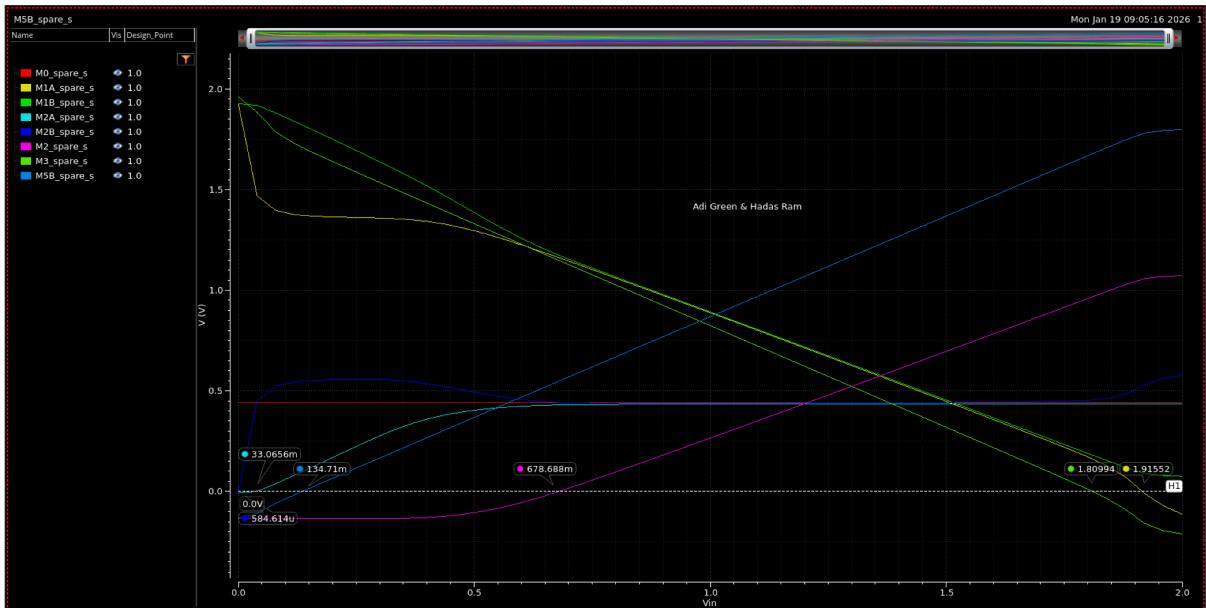
נסביר איך נמצא הקוטב הדומיננטי בمعالג. נסתכל על שתי נקודות אופציונליות, N2 ו-OUT. בנקודות אלה יש **high impedance drain to drain** (חיבור drain ל-drain), וקיים מוצא (בנוסף לקיבול הפיזי). כיוון שהקלט בצומת N2 מחובר לgate של טרנזיסטור M3 ולchain drain שלו והוא מהוות מגבר Common Source ולכן ההגבר שלו שלילי, יש אפקט מילר. נקבל שהקיבול בgate הוא  $(1 + Av2)(1 + Cmiller)$ , והקיבול ב-OUT הוא  $+ (Cmiller + 1/Av2)(1 + 1/Av2)$  (חוץ מהקיבולים הפרזיטיים). לכן עבור ההגבר של CS נקבל כי הקיבול גדול יותר ב-OUT, ולכן בצומת OUT זו הקוטב דומיננטי.

$$\begin{aligned} & \text{נבדוק מה החסמים לח} V_i \text{ ו} V_{out} \text{ כפי שלמדנו:} \\ & \text{חסם תחתון לח} V_i \text{ נקבע: } V_{dsat\_M2} + V_{gs\_M1A} = V_{dsat\_M2} + V_{th\_M1A} \\ & \text{חסם עליון לח} V_i \text{ נקבע: } .VN2 - V_{th\_M1A} = VDD - V_{gs\_M3} - V_{th\_M1A} = VDD - V_{dsat\_M3} - V_{th\_M3} - V_{th\_M1A} \\ & \text{חסם תחתון לח} V_{out} \text{ נקבע: } V_{dsat\_M5B} = V_{gs\_M5B} - V_{th\_M5B} \\ & \text{חסם עליון לח} V_{out} \text{ נקבע: } .VDD - V_{gs\_M3} = VDD - V_{dsat\_M3} - V_{th\_M3} \end{aligned}$$

עבור טרנזיסטור M5B, הגדרנו  $2^*0.18 = L = 4*0.42 = W$ . טרנזיסטור זה אחראי על הזרם ב-source של המודול, ולכן הגדלת הרוחב שלו גורמת לכך להיות גדול יותר, במקרה שלנו פי 2 מהזרם דרך טרנזיסטור M0 (מראת זרם), כפי שנראה בהמשך.  
עבור טרנזיסטור M3 הגדרנו  $2^*0.18 = L = 8*0.42 = W$ , מגדיל את הוגם של הטרנזיסטור, וכך שטרנזיסטור זה אחראי על ההגבר של המודול, כפי שנראה בהמשך.  
עבור קובל C1 שהוא קובל מילר הגדרנו בהתחלה  $F = 1/C1$  - כזכור שבシמולציה DC הקובל הוא נתק והערך שלו לא משנה.

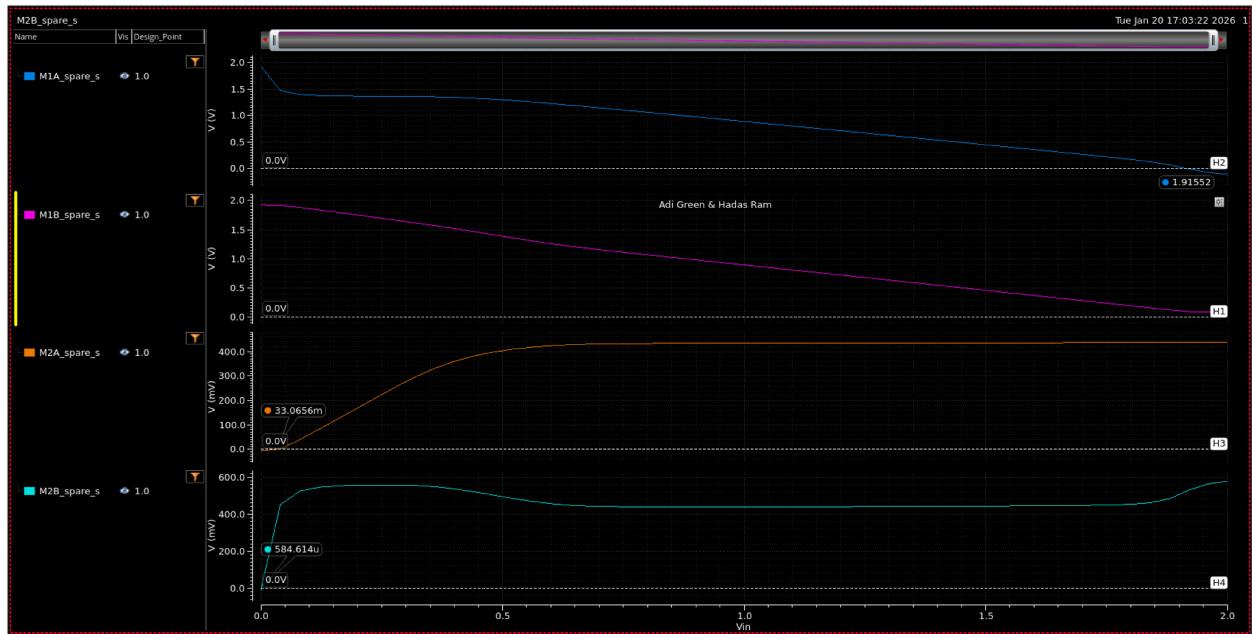
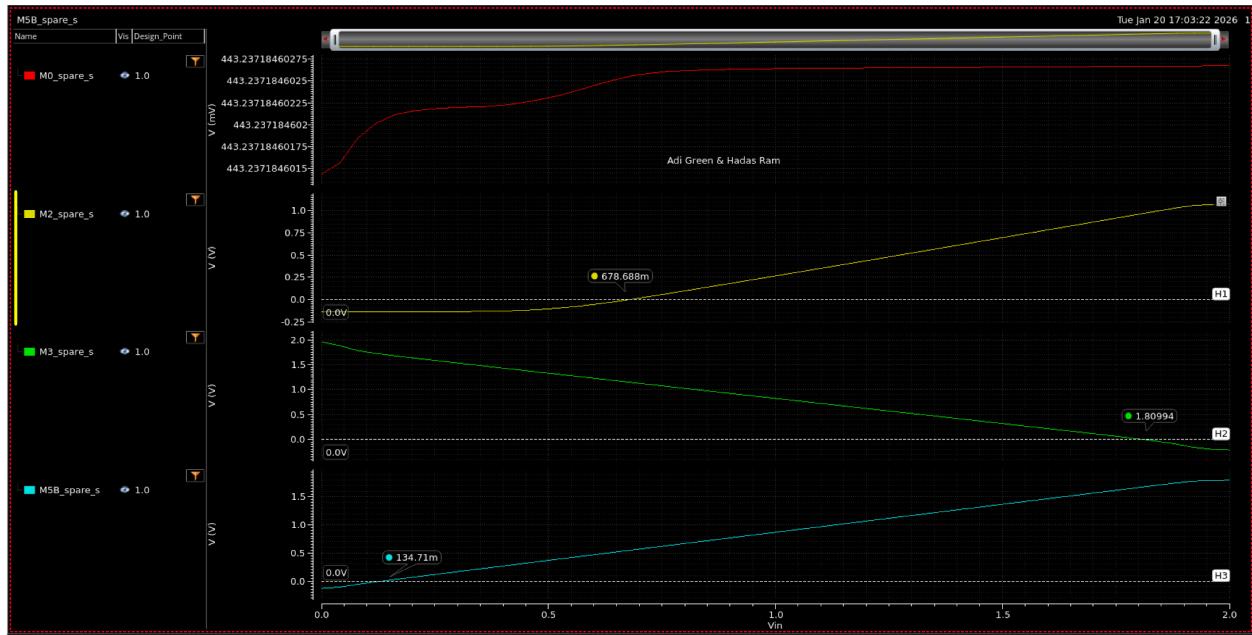
הגדרנו  $A_{in} = 5uA$ ,  $VDD = 2V$ ,  $V_{th\_M0} = 0$  עד  $VDD$ .  
תחליה לבדוק את טווח הוגם של המודול שלנו.

גרף של השערים כתלות ב- $V_{in}$ :



ניתן לראות שטוויה  $V_{ds}$  הוא מ-0.0V עד 1.80994mV ועד 678.688mV. המתח שקובע שהטרנזיסטור בסטורציה הוא  $V_{dsat}$ , ומטרניזיסטור  $M1A$  קיבל  $V_{ds} = V_{in} - V_{gs} = V_{in} - V_{dsat} - V_{th}$ , אך  $V_{gs} = V_{in} - V_{dsat}$ . ניתן לראות שככל ש- $V_{in}$  גדל גם  $V_{ds}$ . המתרניזיסטור  $M2$  יכול לסתורציה כאשר  $V_{ds} > V_{dsat}$ . המתח ש- $V_{in}$  גדול מ- $V_{dsat} + V_{th}$ , על מנת שכל הטרנזיסטים יהיו בסטורציה.

טרנזיסטור  $M3$  נותן לנו את החסם העליון. המתח שקובע שהטרנזיסטור יהיה בסטורציה הוא  $V_{out}$ . הוא נמצא בסטורציה כאשר  $|V_{ds}| > |V_{dsat}|$ , אך  $|V_{ds}| < |V_{out} - V_{DD}|$ . ככל  $V_{out}$  עולה גם  $V_{ds}$ . ובעור  $V_{out}$  גדול נמצא מסטורציה כאשר  $V_{ds} < V_{dsat}$ .

גרף של  $V_{ds}$ ים בפרטן:

כפי שאנחנו יודעים  $vds=vdssat-vdssat$ .  
 טרנזיסטור 0M: נמצא בחיבור דוידי וכן ה- $vds$  שלו תמיד חיובי, ובמקרה זהה גם קבוע כי יש זרם קבוע ולכך המתחים שלו קבועים.  
 טרנזיסטור 2M נכנס לסתורציה כאשר  $V_{ds}$  גדול מ- $vdsat$ . ערך  $vdsat$  שלו קבוע וכי שנסבייר בהמשך. והנוקודה  $V_{ds}$  עולה כיוון שיש בטוווח ה- headroom זרם כמעט זהה בין שני הענפים גם כאשר  $V_{ds}$  משתנה. כאשר  $V_{ds}$

משתנה (כליום  $V_g$  של טרנזיסטור M1A), המתח ה- $U_{ds}$  של source של טרנזיסטור זה צריך לעלות כדי לשמר על

$$I_d = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} W \frac{1}{L} (V_{gs} - V_{th})^2$$

זרם זהה. ניתן לראות זאת בנוסחה של זרם בסטרוציה: (  $V_{th}$  משתנה יש כי bulk effect bulk מושפע מ-  $V_g$  ב-DC אך לא מ-  $V_{ds}$  ).

טרנזיסטורים M1A,M1B-ה- $V_{dsat}$  שלהם יורד. ערכיו  $V_{dsat}$  שלהם קבועים, כפי שהסבירנו בהמשך.

עבור  $V_{ds}$ : עבור A- $M1A$ - $M1B$  מתקיים  $V_{ds}=VN2-V_g$ , כפי שאמרנו.  $V_g$  עולה, המתח של N2 נשאר קבוע בטווח של headroom, וכך יורד ולכון ה- $V_{ds}$  יורד.

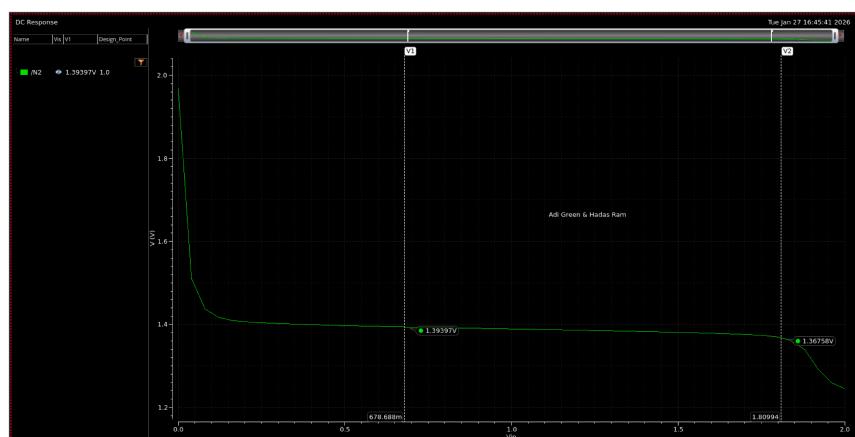
עבור M1B- מתקיים  $V_{ds}=VN1-V_g$ , כפי שאמרנו.  $V_g$  עולה, המתח של N1 נשאר קבוע בטווח של headroom, וכך יורד ולכון  $V_{ds}$  יורד ולכון ה- $V_{ds}$  יורד.

טרנזיסטור A-M2- חיבור דיזדי, ולכון ה- $V_{ds}$  קבוע (לשים לב כי לפני הגרפף יש נקודה בה הגרפף לא חובי אבל זה מאחר שהטרנזיסטור כבוי).

טרנזיסטור M2B- מתקיים  $V_{th}=V_{ds}-V_{dsat}=V_{ds}-V_g+V_{th}=VN2-V_s-VN1+V_s+V_{th}=VN2-VN1+V_{th}$ . כפי שראינו VN1 ו-N2 קבועים,  $V_g$  קבוע כי אין bulk effect ולכון טרנזיסטור ה- $V_{ds}$  קבוע.

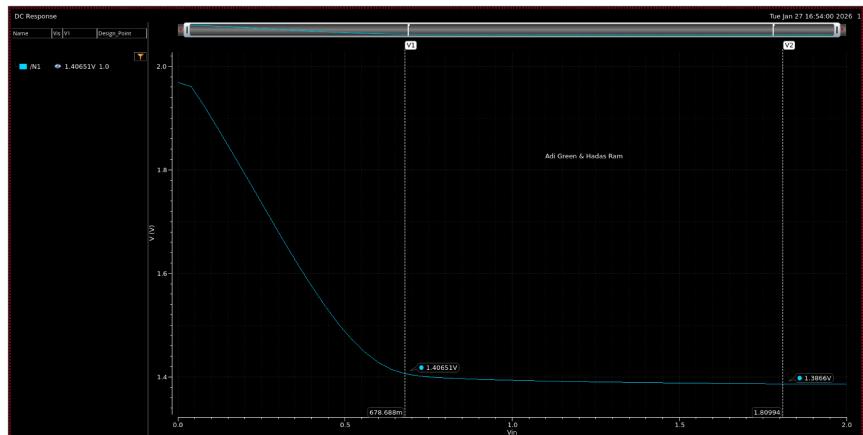
טרנזיסטור M3- מתקיים  $V_{th}=V_{ds}-V_{dsat}=V_{ds}-V_g+V_{th}=V_{out}-VDD-VN2+VDD+V_{th}=V_{out}-VN2+V_{th}$ .  $V_g$  קבוע,  $V_{th}$  קבוע כי אין bulk effect, המתח  $V_{out}$ , ובגלל שמדובר ב-simulation אז הוא יורד ואכן הגרפף יורד. טרנזיסטור M5B - כפי שהסבירנו למטה,  $V_{ds}=V_{out}$  קבוע, יש עקבה ולכון הוא עולה. ולכון ה- $V_{ds}$  עולה.

गרפף של המתח בN2 כתלות ב- $V_g$ :



ניתן לראות שבטווח המתח בaczטמת N2 הוא קבוע. כפי שלמדנו. כל הערכים קבועים ולכון קיבל שהמתח בN2 קבוע.

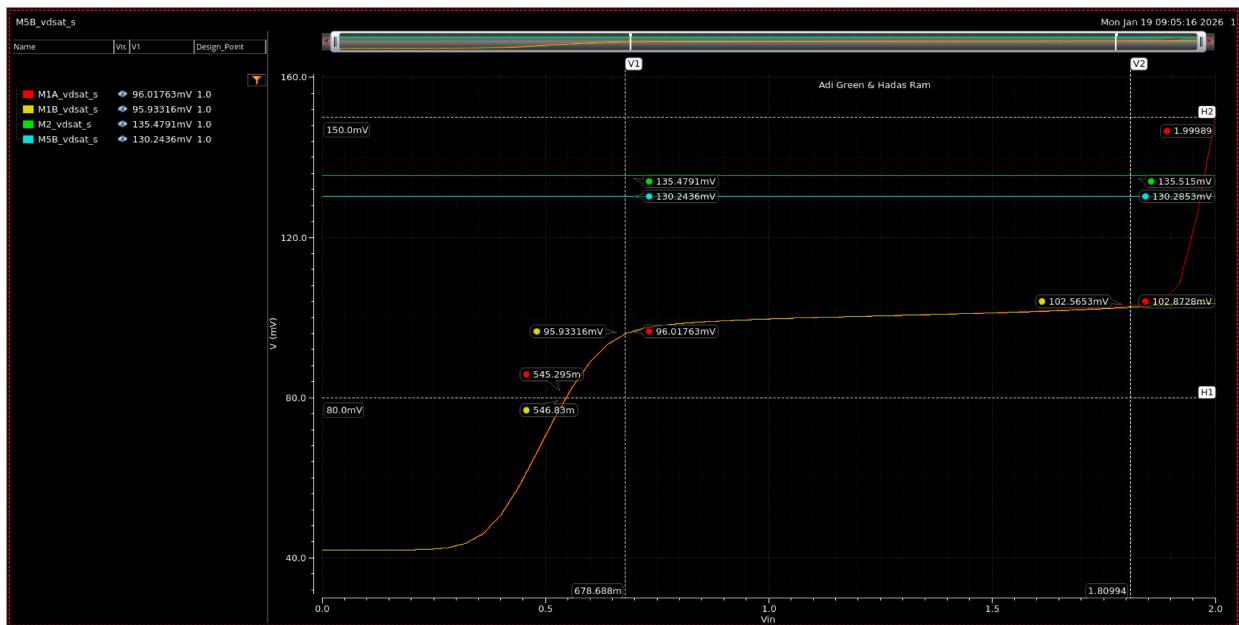
גרף של המתח בV1 כתלות ב Vin |:



ניתן לראות שבתווח headroom המתח בצומת V1 הוא קבוע. כפי שלמדנו  $V_{N1} = VDD - Vgs_{M2A}$ . כל הערכים קבועים ולכן נקבל שהמתח בV2 הוא קבוע.

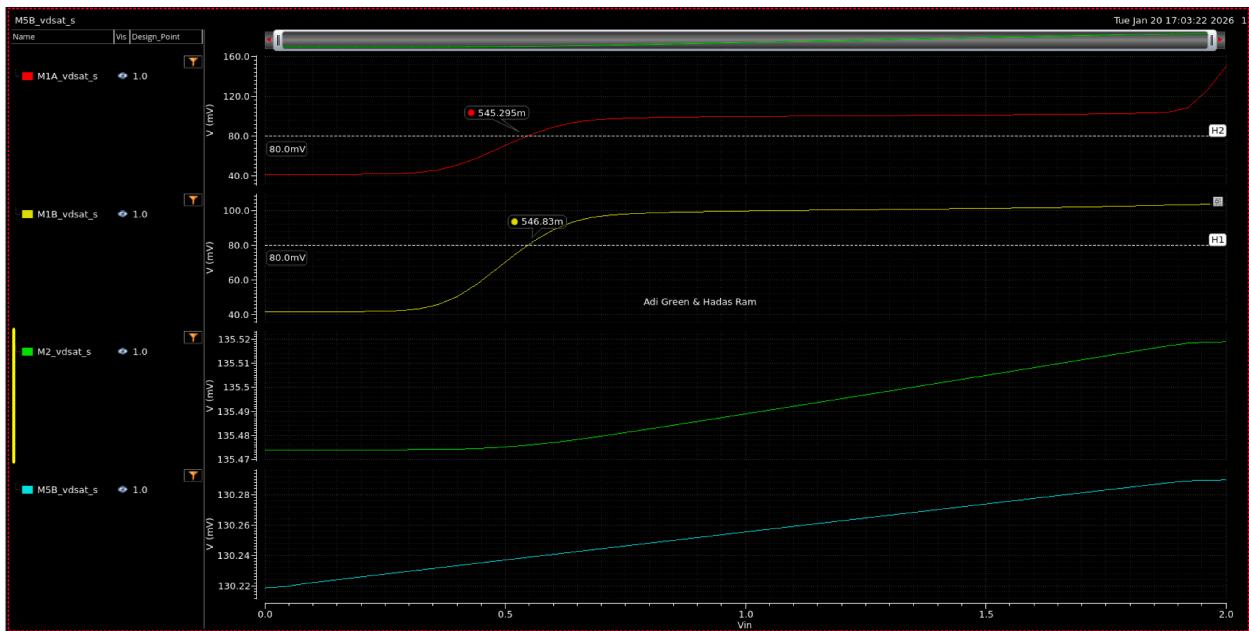
התבוקשנו שערכי ה-VDSAT של טרנזיסטורי "Current source"-ים (M1A,M1B) ו- "Diff pair" (M2,M5B) יהיו בטוווח .80-150mV.

גרף של ה-Vdsat כתלות ב Vin |:



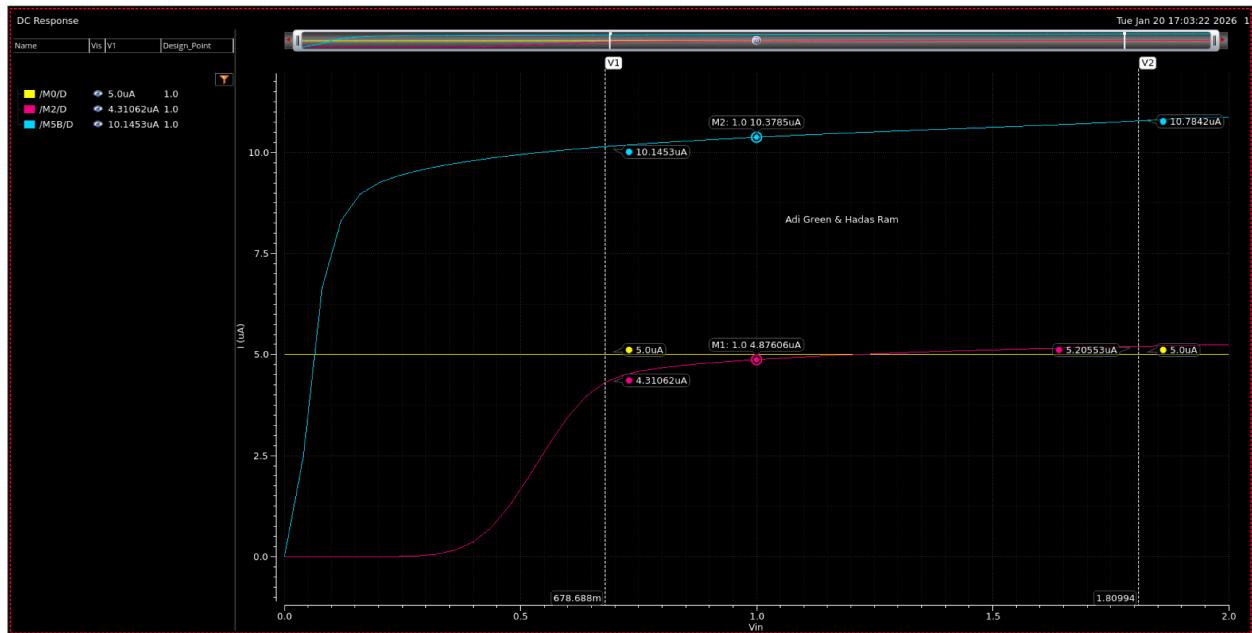
ניתן לראות שם נמצאים בתחום הרצוי בטוווח headroom.

גרף של  $V_{dsat}$  כתלות בחו  $V_D$  בנפרד:



ניתן לראות כי ערך  $V_{DSAT}$  של רוב הטרנזיסטורים יחסית קבוע בטוויה headroom.  
ניתן לראות כי ערכי  $V_{DSAT}$  של טרנזיסטורים  $M1A, M1B$  מתנהגים בצורה כמעט זהה, כיוון שהזרמים בשני הענפים שוים. בטוויה headroom מתקיים ש:  $V_{DSAT} \sim \sqrt{I}$ , הזרם בשני הענפים קבוע בטוויה זה ולכן  $V_{DSAT}$  קבוע.  
ערכי ה- $V_{DSAT}$  של  $M2, M5B$  נשארים כמעט על ערך קבוע,  $V_{DSAT} = V_{GS} - V_{TH}$ , המתחים האלו קבועים כיוון שאין bulk effect ולקמן  $V_{TH}$  קבוע, כיוון שיש מרעת זרם ו/ $V_{GS}$  של טרנזיסטור  $M0$  קבוע לאחר שטרנזיסטור זה נמצא בסטורציה ולכן רק הזרם משפיע על הערך  $V_{GS}$  שלו. ה-gate של הטרנזיסטורים  $M5B, M2$  זהה ל-gate של טרנזיסטור  $M0$  (הוא ה-bias שלהם), ולכן גם  $V_{GS}$  של  $M5B, M2$  כמעט קבוע.

גרפי הזרם דרך טרנזיסטורים M0,M2,M5B כתלות ב-Vin:



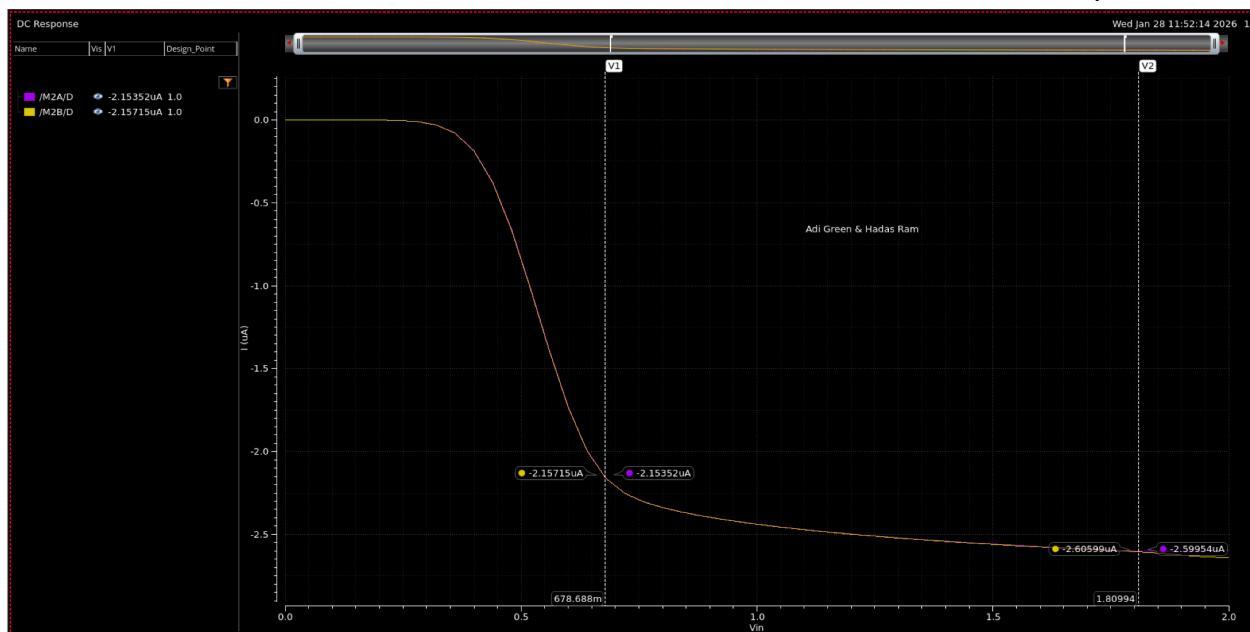
ניתן לראות כי אכן מתקיימת מראת זרם, בטווח של headroom הטרנזיסטור ה-5B בקרוב פי 2 מהזרם של M0.

$$I_{OUT} = I_{ref} \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{OUT}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{REF}}$$

אחר שהגדלנו את רוחב הטרנזיסטור פי 2, ניתן לראות לפי הנוסחה:

במקרה שלנו,  $A_{ref}=5$ ,  $I_{ref}=10\text{nA}$ , והיחס בין גגלי הטרנזיסטורים הוא כאמור 2, ולכן נצפה ש- $I_{out}=10\text{nA}$ .  
בנוסף, הזרם בטרנזיסטור 2 בקרוב זהה לזרם של M0, לאחר שהרחבנו אותו לרוחב של טרנזיסטור M0. נשים לב כי מראת הזרם אינה מדויקת בגלל אפקט התקוצרות התעליה.

### גרפי הזרם דרך טרנזיסטורים M2B,M2A כתלות ב-Vin:

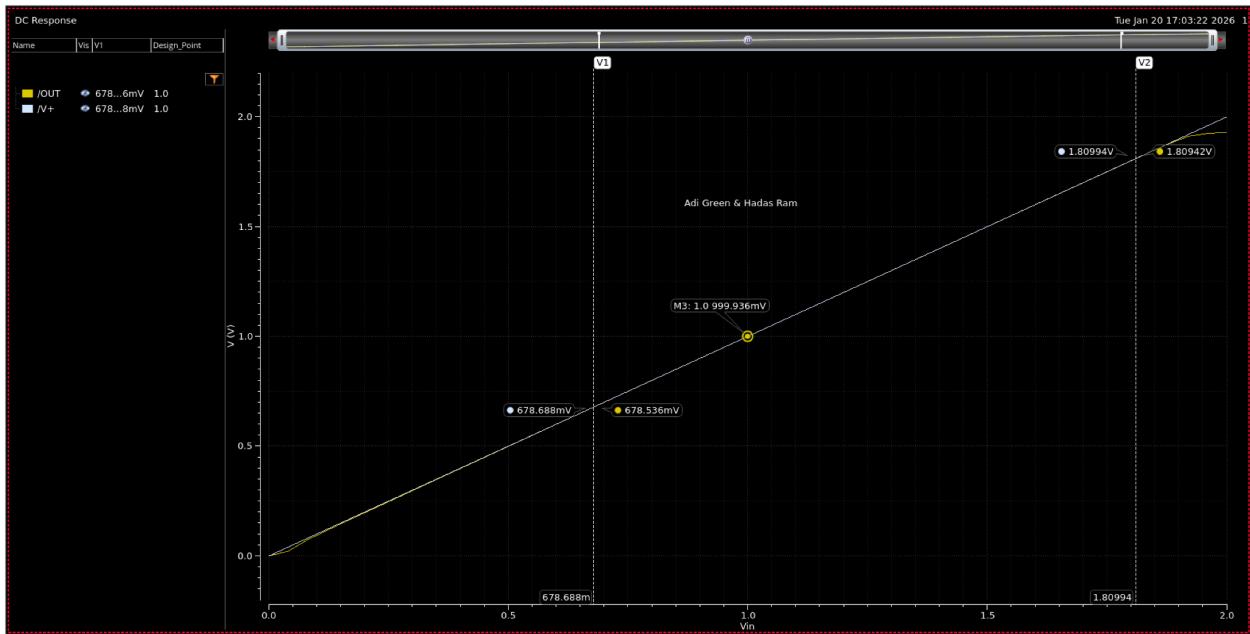


ניתן לראות כי מראת הזרם מתקיימת בטוויה של headroom והזרם שווה בין הענפים, ההבדל הקטן נובע מאפקט התקוצרות התעלה.

לשימים לב כי הוציאנו את הגрафים של gm<sub>1</sub>,gm<sub>3</sub> והчисלוב של קבל מילר בחלק של DC.

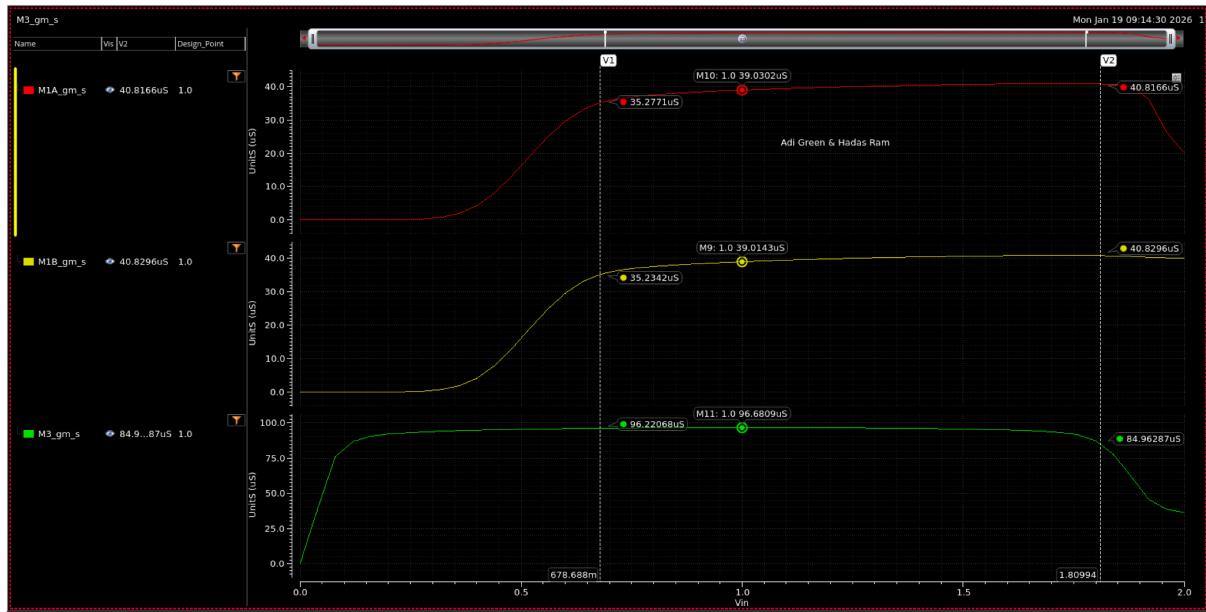
## 5.2 – DC SWEEP

גרף של  $V_{out}$  כתלות בחו"ן:



ניתן לראות כי יש עיקבה בין  $V_{out}$  ל- $V_{in}$ , הערכים כמעט זהים (במיוחד בטוויה של headroom), הסיבה לשוני הקטן נובע מאפקט התקוצרות התעללה. זה קורה כי כאשר אנחנו מעלים את  $V_{in}$  אז נוצר הפרש חיובי בין +V (כניסת חוויה) ובין -V שמחובר ל- $V_{out}$ .  
הפרש הזה מוגבר ע"י הדיפרנציאלי וגורם למתח  $V_{out}$  לעלות. בגלל שהמתח -V מחובר ל- $V_{out}$  אז גם -V עולה בעקבותיו והוא ימשיך לעלות עד שהוא יהיה שווה כמעט ל-0V. כך שהפרש ביניהם יהיה בדיק מה שנדרש על מנת להחזיק את  $V_{out}$  בערכו החדש.  
הסבירנו בחלק של ה-schematic את החסם העליון והתחתון של headroom, שלפי חסמים אלו אנחנו נהייה בטוויה ונקבל את העקבאה הci טובה.

גרפי  $gm$  כתלות ב- $V_{in}$ :



כפי שאמרנו, בטוחה ה- $headroom$ , הזרם בשני הענפים יחסית קבוע, וגם הזרם ב- $CS$  קבוע כי מדובר בזרם מראה (יש הבדל בಗל אפקט התקוצרות התעללה). אנו יודעים כי מתקיים  $I \sim gm$ , ולכן  $gm$  בטוחה זה יחסית קבוע.

ערך  $gm$  של טרנזיסטורים M1A, M1B יחסית זהה, כי כפי שאמרנו- הזרם בשני הענפים זהה.

ניתן לראות שקיים עבור  $V_{in} = 1V$ :

$$gm_{M1A} = 39.0302uS$$

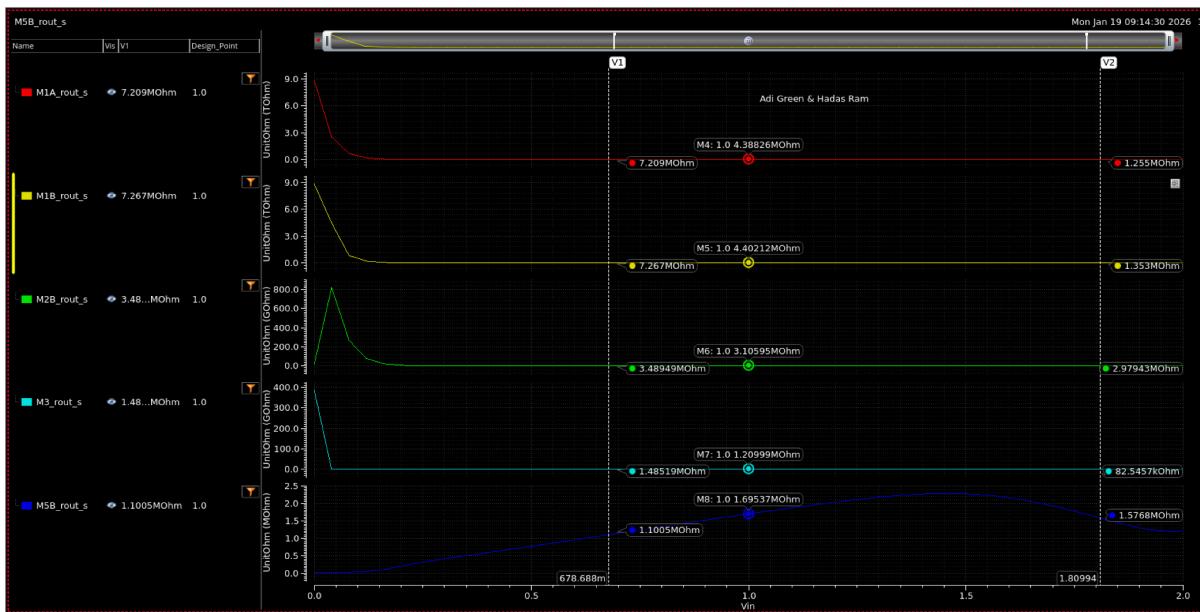
$$gm_{M1B} = 39.0143uS$$

$$gm_3 = 96.6809uS$$

ניתן לראות כי ערך  $gm$  של טרנזיסטור M1B כמעט דומה לערך של טרנזיסטור M1A. ניקח לחישוב של ההגבר את  $gm$  של טרנזיסטור A M1A כיוון של-gate שלו מחוברת הכניסה  $V_{in}$ .

ובנוסף, התבוננו להוציא את הערכים של  $R_{out}$  בצמתים של  $R_{out}$  high impedance. צמתים אלו הן צומת N2 וצומת היציאה, לאחר שבצמתים אלו יש חיבור במקביל של source-drain-ים של הטרנזיסטורים. הוספנו להריצה גם את  $R_{out}$  של טרנזיסטור M1B, כדי לחשב את ההגבר.

גרפי  $R_{out}$  של הטרנזיסטורים כתלות ב- $V_{in}$ :



ניתן לראות כי בערכי  $V_{in}$  קטנים אנחנו במצב של cutoff (חוז מ- $M5B$ ) ולכן ההתנגדות מאד גדולה. כאשר הזרם נפתח, ההתנגדות קטנה. בטוויה ה- $headroom$ , הזרם קבוע ולכן ההתנגדות קבועה אף היא. נשים לב כי בטוויה זה ההתנגדות עדין מאד גודלה (בסדר גודל של M), לאחר שבסתורציה אנחנו ב-high impedance.

$$R_{ds} \sim \frac{1}{\lambda L}$$

ההתנגדות בטוויה  $headroom$  היא

ניתן לראות שקיבלו עבור  $V_{in} = 1V$ :

$$R_{dsM1A} = 4.38826M\Omega$$

$$R_{dsM1B} = 4.40212M\Omega$$

$$R_{dsM2B} = 3.10595M\Omega$$

$$R_{dsM3} = 1.20999M\Omega$$

$$R_{dsM5B} = 1.69537M\Omega$$

נחשב את ההגבר DC:

נשים לב כי המעגל מורכב ממעגל T ומ CS. נחשב כל אחד מההగברים ונכפול בניהם ולאחר מכן נעביר ל-BP.

נשים לב כי  $gm_1$  של הטרנזיסטורים M1A,M1B כמעט זהים, ולכן ניקח אחד מהם. לחישוב לקחנו את  $gm_1$ . הגבר של מעגל "differential to single ended"

$$A_1 = gm_{M1A/M1B} \cdot (R_{dsM1A} || R_{dsM2B}) = 39.0302u \cdot (4.38826M || 3.10595M) = 70.98$$

הגבר של ה-"Common Source":

$$A_2 = gm_{M3} \cdot (Rds_{M3} || Rds_{M5B}) = 96.6809u \cdot (1.20999M || 1.69537M) = 68.263$$

ולכן הגבר הכללי הוא:

$$A_{tot} = A_1 \cdot A_2 = 70.98 \cdot 68.263 = 4845.3077$$

נמיר לדיבלים:

$$A_{tot,dB} = 20 \log(A_1 \cdot A_2) = 20 \log(70.98 \cdot 68.263) = 73.706 dB$$

נחשב לפיה הנוסחה של sansen איזה קיבול מתאים לקבל מילר.

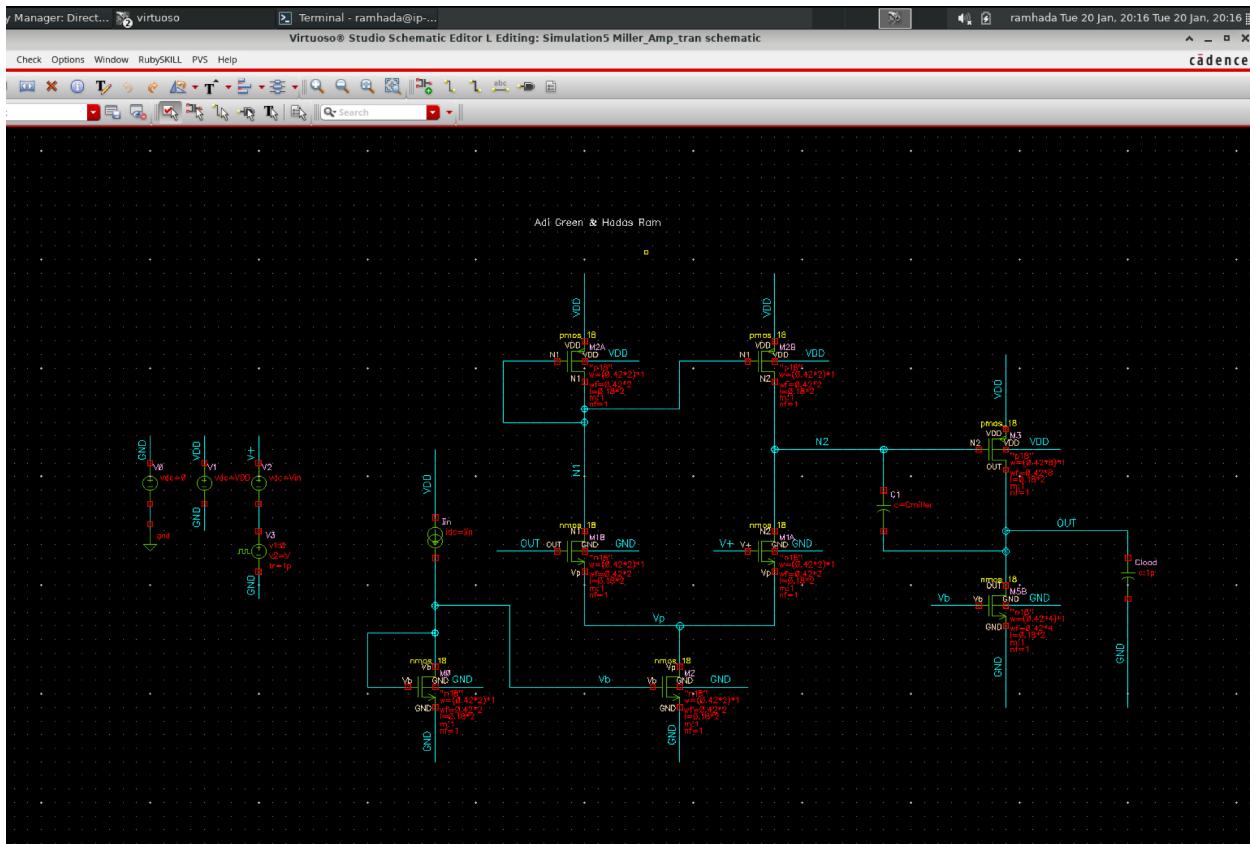
$$\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \approx 4 \frac{C_L}{C_c}$$

$$C_C = \frac{4 * C_L * g_{m1}}{g_{m2}} = \frac{4 * (1 * 10^{-12}) * (39.0302 * 10^{-6})}{96.6809 * 10^{-6}} = 1.614 pF$$

לשימם לב, כי הוצאנו בחלק השמאלי של ה-schematic את הגרפים של ה-square-diodes, ושל הזרמים של הטרנזיסטורים בעלי מראת זרם.

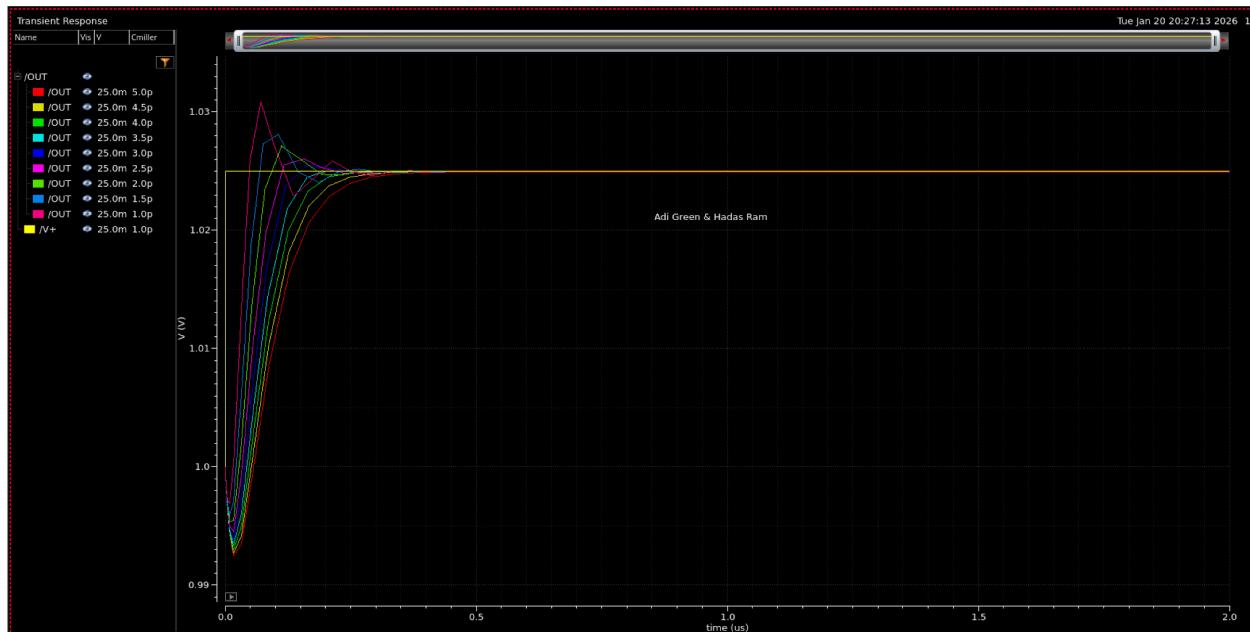
## 5.3 – Transient Step response (for stability)

הוסףנו מקור מתח DC הוא  $V_{in}$ . רצנו על  $Cmiller$  מ- $1\mu F$  עד  $5\mu F$  בקצבירות של  $0.5\text{ ms}$ .

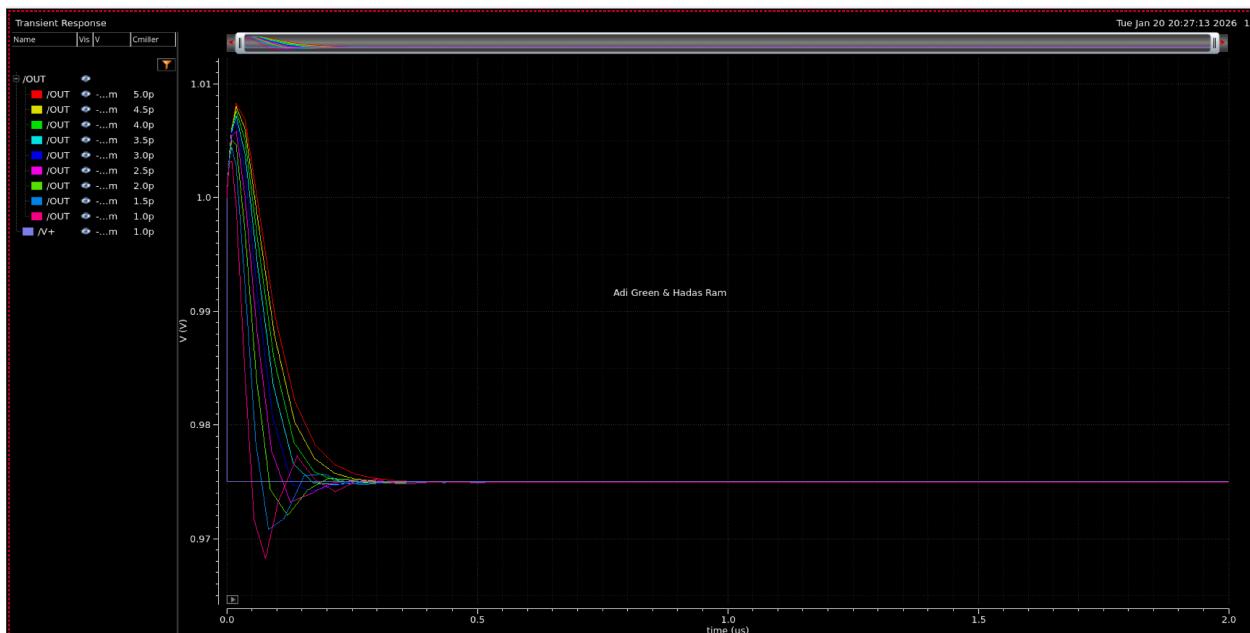


הרצינו סימולציה transient מ-0ns עד 2us

גרף ה- $\text{h}$ -transient עבור מדרגה של  $V_m = 25\text{mV}$ :



גרף ה- $\text{h}$ -transient עבור מדרגה של  $V_m = -25\text{mV}$ :



ניתן לראות כי עבור ערכאים קטנים של Cmiller קיבל overshoot גדול ותנודות חזקות לפני ההתיצבות, זהו מצב של תות ריסון.

עבור ערכי Cmiller גבוהים קיבל זמן להתיצבות איטי, זהו מצב של ריסון יתר.

בחלק של ה-DC נמצא בעצרת הנוסחה של sansen, שקיבל מילר עבור ערכים שלנו הוא  $C=1.614\text{pF}$  וכן נרצה לקבל קובל של  $2\Omega$ , אך כפי שנראה בחלק של ה-AC נקיבל PM קטן מ- $60^\circ$ . لكن הרצנו שם מספר סימולציות וקיבלנו שהקובל שונה לנו את PM הדורש הוא  $3.5\Omega$ , שכן נראה עליינו את התיציבות שלו ונחשב את bandwidth שלו.

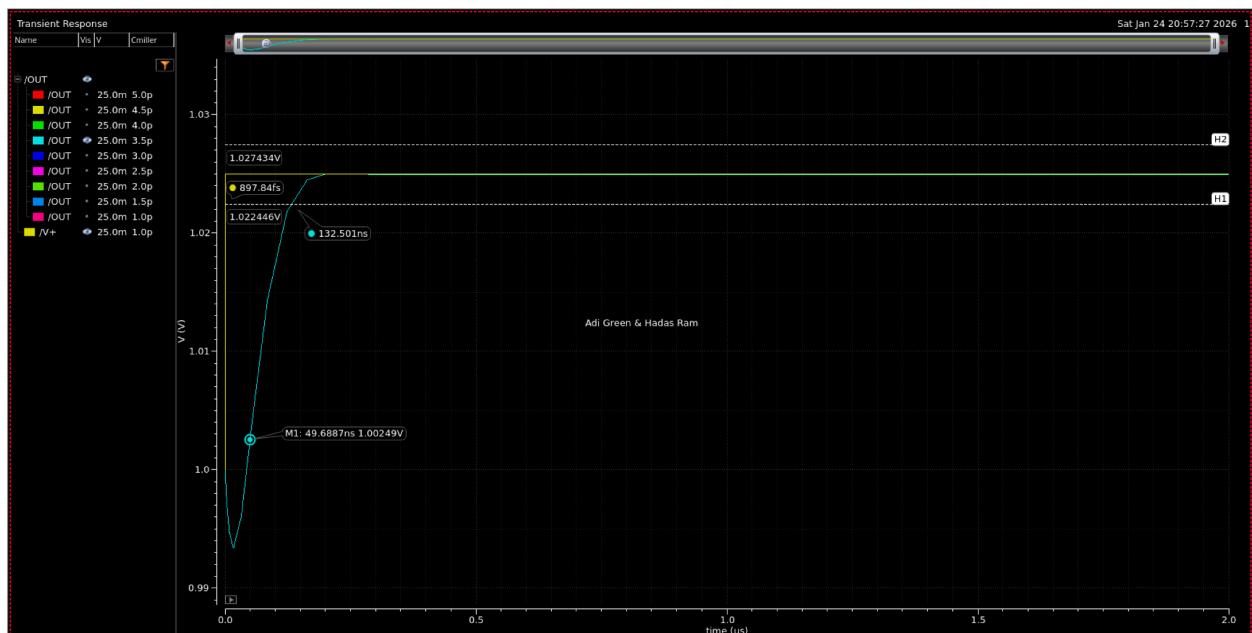
התבקשנו למצוא את הזמן שבו המוצא מתיצב על 90% מהערך הסופי. ככלומר (לפי ההסביר של המתרגלים), אנו צריכים למצוא את הזמן שבו ה-OUT נכנס לתוך הטווח של 10% למעלה ולמטה. כאשר 10% הוא מהפרש בין הערך הסופי לערך ההתחלתי.

זמן העלייה (tr=time rise) זה הזמן שבו לוקח לאוט לעלות מ-10% ל-90% מההפרש בין הערך הסופי לערך ההתחלתי.

$$f_{3dB} = \frac{0.35}{t_r}$$

התבקשנו למצוא מהו הרוחב פס שזהו התקדר שבו ההגבר יורדת ב-3dB, והנוסחה שלו היא:

עבור העלייה:



כניסת המדרגה מגיעה לערך של  $1.025\text{V}$ .  
ניתן לראות שמתוך המוצא מתיצב על  $1.02494\text{V}$ .  
ולכן ההפרש בין המתאר ה-OUT הסופי וההתחלתי הוא:  $1.02494\text{V}-1\text{V}=0.02494\text{V}$ .

אז זה:

$$0.02494 \times 0.1 = 2.494\text{e-3}$$

נוריד ונוסף את ערך זה מהערך הסופי, על מנת לשים את הקווים האופקיים ולראות מתי ה-OUT נכנס לטוויה זה.  
נחבר:

$$2.494e-3 + 1.02494 = 1.027434$$

נחסר:

$$1.02494 - 2.494e-3 = 1.022446$$

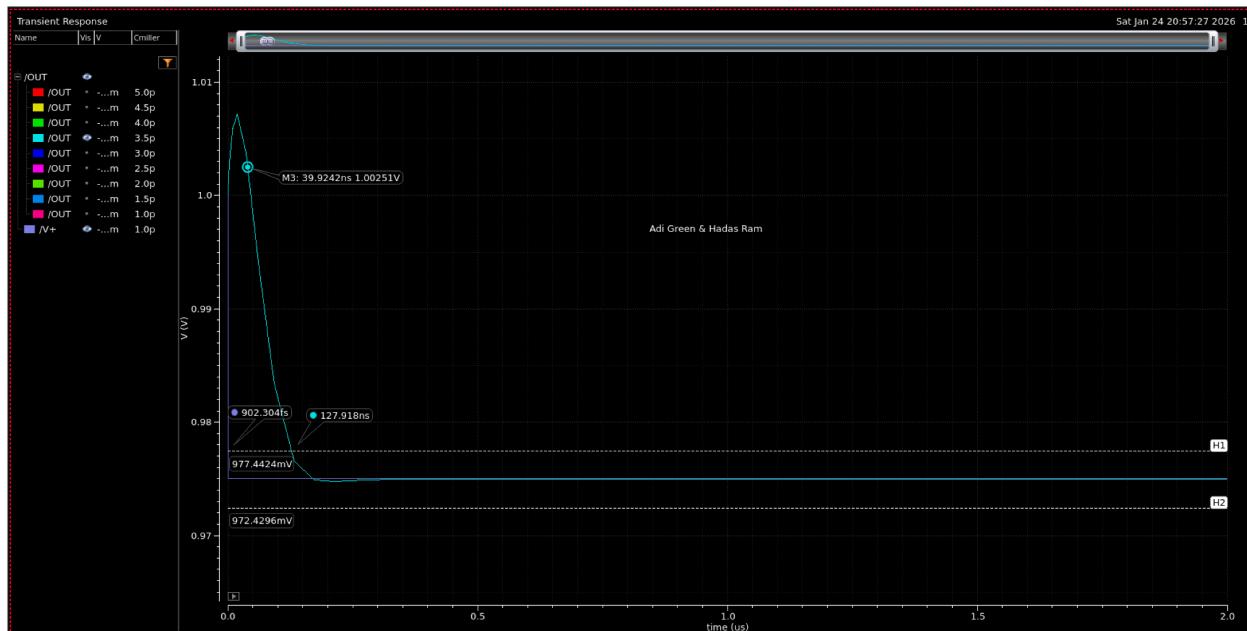
ולכן הקווים האופקיים הם: 1.027434V, 1.022446V

הזמן האחרון שבו הוא נכנס לטוויה זה, זהו זמן ההתייצבות.  
ולכן, קיבלנו שזמן ההתייצבות הוא: ts = 132.501ns

נחשב את ts על מנת למצוא את רוחב הפס.  
הזמן בו קיבל ערך 10% מההפרש, כלומר ש- OUT=1V+2.494e-3V=1.002494V, הוא: 49.6887ns  
הזמן בו קיבל ערך 90% מההפרש, כלומר ש- OUT=1.022446V, הוא: 132.501ns, הינו:  
ההפרש בין זמנים אלו הוא tr, ולכן ts=tr=82.8123ns, ולכן

f=0.35/tr=0.35/82.8123ns=4.2264MHz

מעבר הירידה:



כניסת המדרגה מגיעה לערך של 1V.  
ניתן לראות שמתוך המוצא מתיצב על 974.936mV.  
ולכן ההפרש בין המתח של ה-OUT הסופי וההתחלתי הוא: 1V-974.936mV=0.025064V

از 10% זה:

$$0.025064 * 0.1 = 2.5064 \text{e-}3 \text{V}$$

נוריד ונוסיף את ערך זה מהערך הסופי, על מנת לשים את הקווים האופקיים ולראות מתי ה-OUT נכנס לטווח זה. נחבר:

$$2.5064 \text{e-}3 \text{V} + 974.936 \text{m} = 0.9774424 \text{V}$$

נחסר:

$$974.936 \text{m} - 2.5064 \text{e-}3 \text{V} = 0.9724296 \text{V}$$

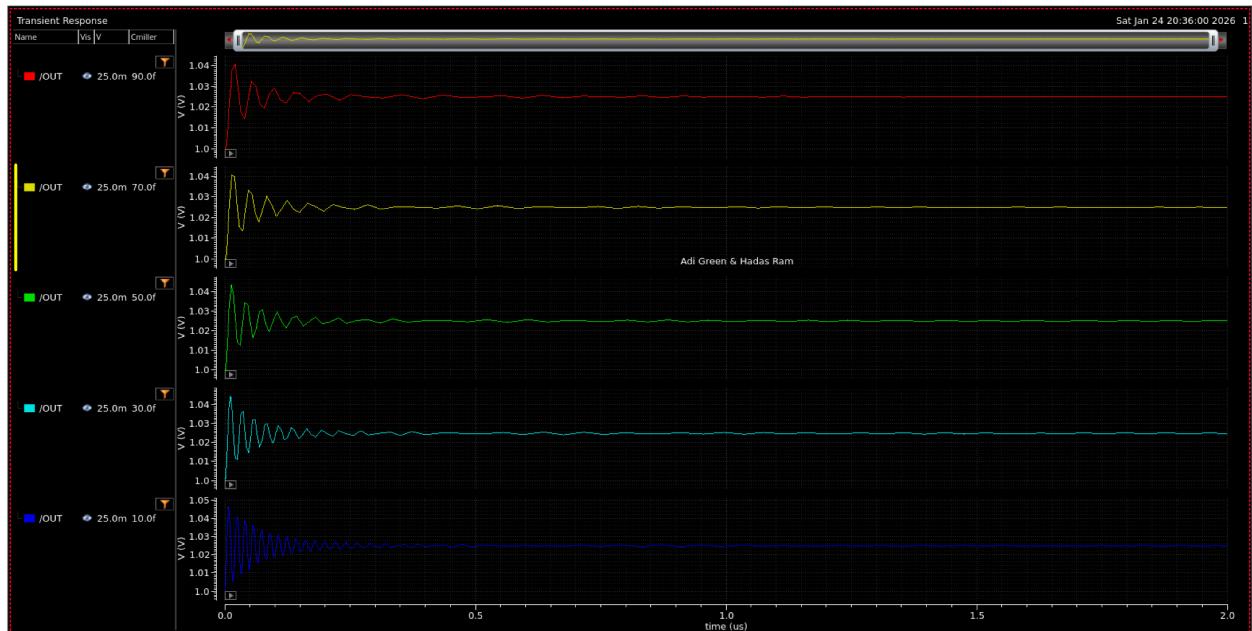
ולכן הקווים האופקיים הם: 0.9774424V, 0.9724296V

הזמן האחרון שבו הוא נכנס לטווח זה, זה זמן ההתייצבות. ולכן, קיבלנו שזמן ההתייצבות הוא: ts = 127.918ns.

נחשב את זו על מנת למצוא את רוחב הפס. הזמן בו קיבל ערך 10% מההפרש, ככלומר ש-.39.9294ns, OUT=1V+2.5064e-3V=1.0025064V, הוא: ts = 127.918ns, OUT=0.97744242V, הוא: ts = 127.918ns. ההפרש בין זמנים אלו הוא tr, ולכן ts=87.9886ns.

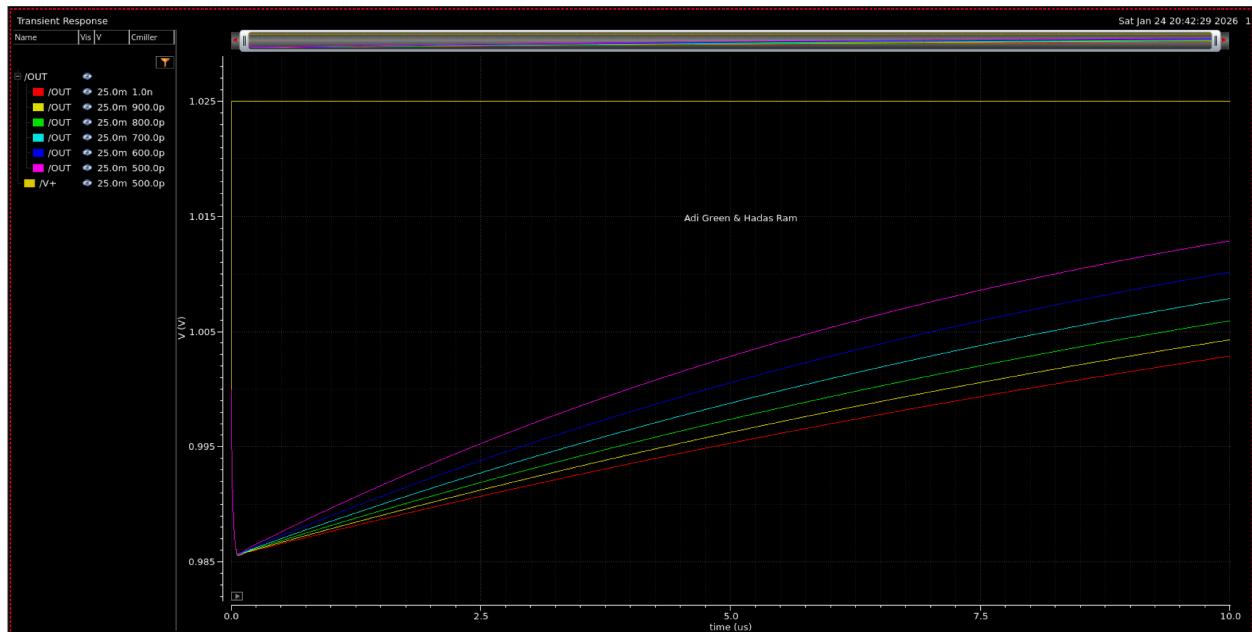
נחשב את רוחב הסרט: f=0.35/tr=0.35/87.9886ns=3.977MHz

כפי שהתבוננו, הרצינו סימולציה transient עם ערכים קטנים מאד של קובל מילר ביחס לערך שלו במצב הייציב, עד 90fF בקפיצות של 10fF (20fF).



ניתן לראות כי יש הרבה תנודות עבור קובל מילר קטנים מדי, כיוון שקבל מתנגד לשינויים במתה. ככל שקבל קטן יותר, הוא מגיב לשינויים מהר יותר. עבור קיבול קטן מדי, השינויים מהירים מדי, ולכן נקבל תנודות (בגלל המשוב) ואי יציבות במערכת.

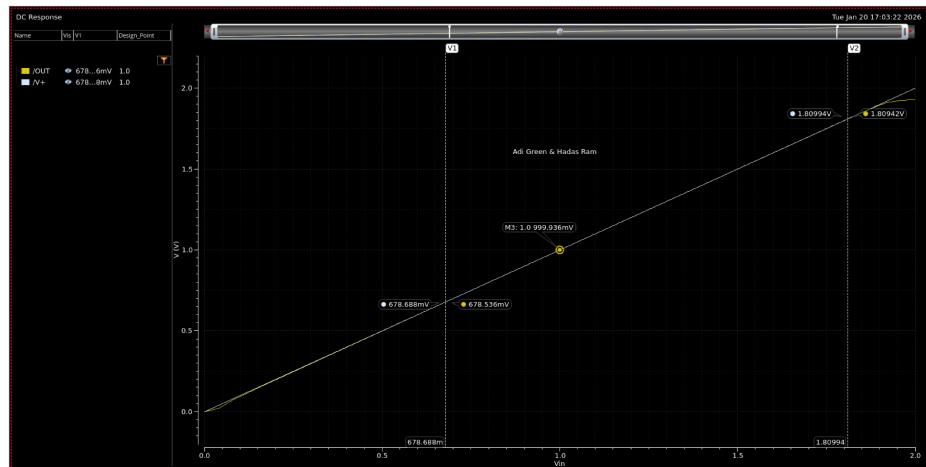
כפי שהتابקחנו, הרצנו סימולציה transient עם ערכים גדולים מאד של קובל מילר ביחס לערך שלו במצב היציב, (כפוי לעורק 1nf בקפיצות של F (100pF עד 500pF).



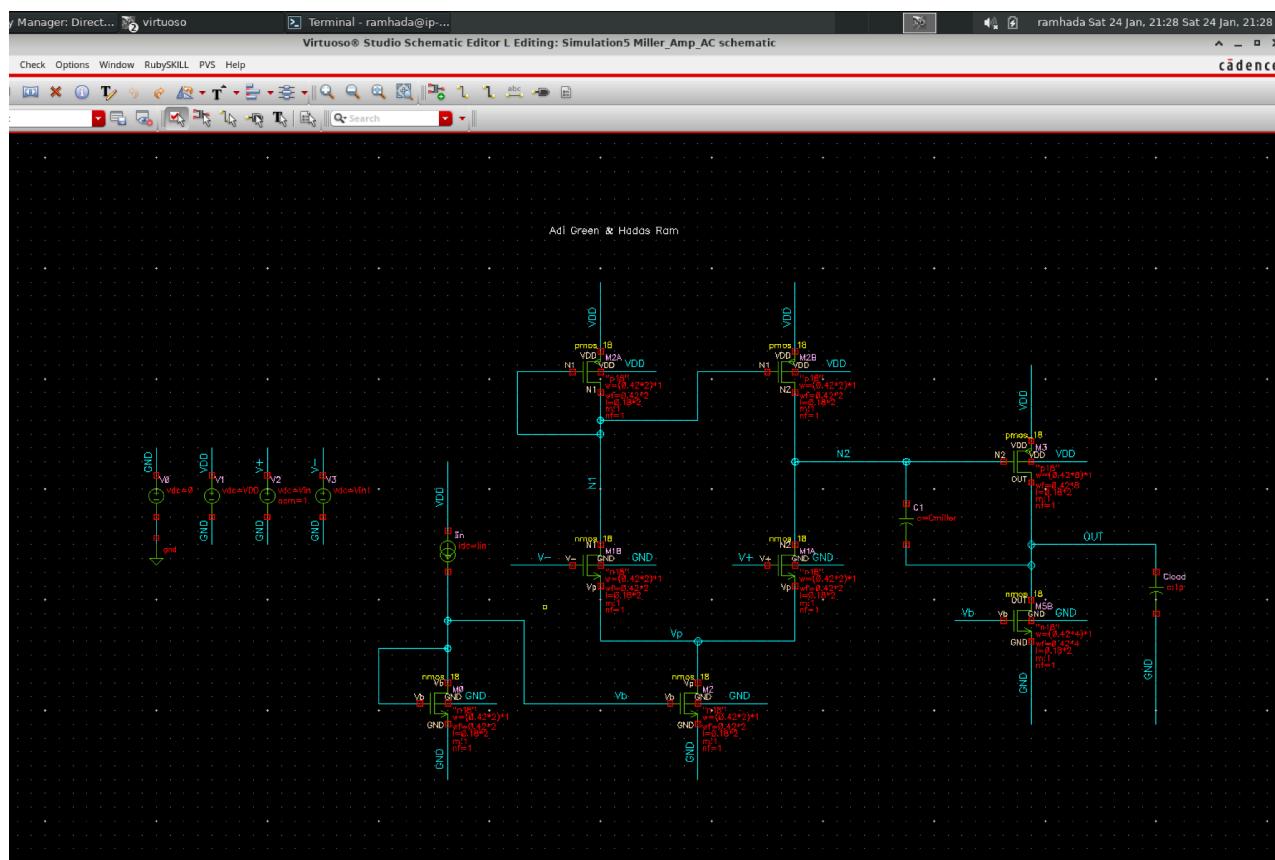
ניתן לראות שההתיצבות איטית עד כדי כך שלא ניתן לראות אותה בגרף, (הרצנו סימולציה בין 0 עד 10ns). כפי שתכננו, קובל מתנגד לשינויים במתה. וכן ככל שהקובל גדול יותר, לוקח למערכת יותר זמן להגיב למדרגה, וכן עבור קיבולים גדולים נקבל שהם עמוק בתוך הריסון יתר וכן הם יהיו מאד איטיים.

## 5.4 – BODE PLOT

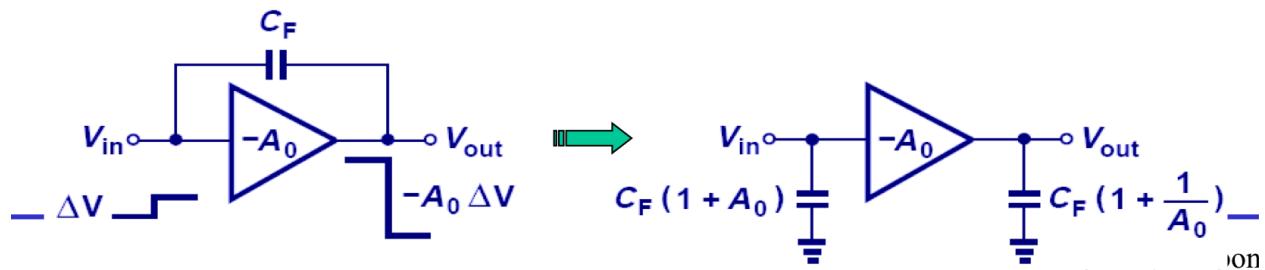
נרצה למצוא את דיאגרמת בודה של המודול באנלייז AC. על מנת לעשות זאת נפתח את הלוואה של ה- UGB. עבור כניסה ה- $V_{in}$  במודול כניסה כניטה כניסה ייצה  $V_1 = 1V$ , נמצא מהי כניטה ה-DC של  $V_{in2}$   $V_{in2} = 999.936mV$  (כניתת המינוס) לפי העקבות בין  $V_{out}$  ל- $V_{in}$ , כיוון שפתרנו את לוואות המשוב השלילי אזי כניטה בה את המתוח DC שאמור להיות בה במקומו המשוב. לעומת  $V_{in2}=999.936mV$  ניתן לראות זאת מגרף  $V_{out}$  כתלות ב- $V_{in}$ .



בנוסף לכך כניטה AC של  $V_1$  על גבי כניטה DC של מקור המתח  $V_{in}$ .

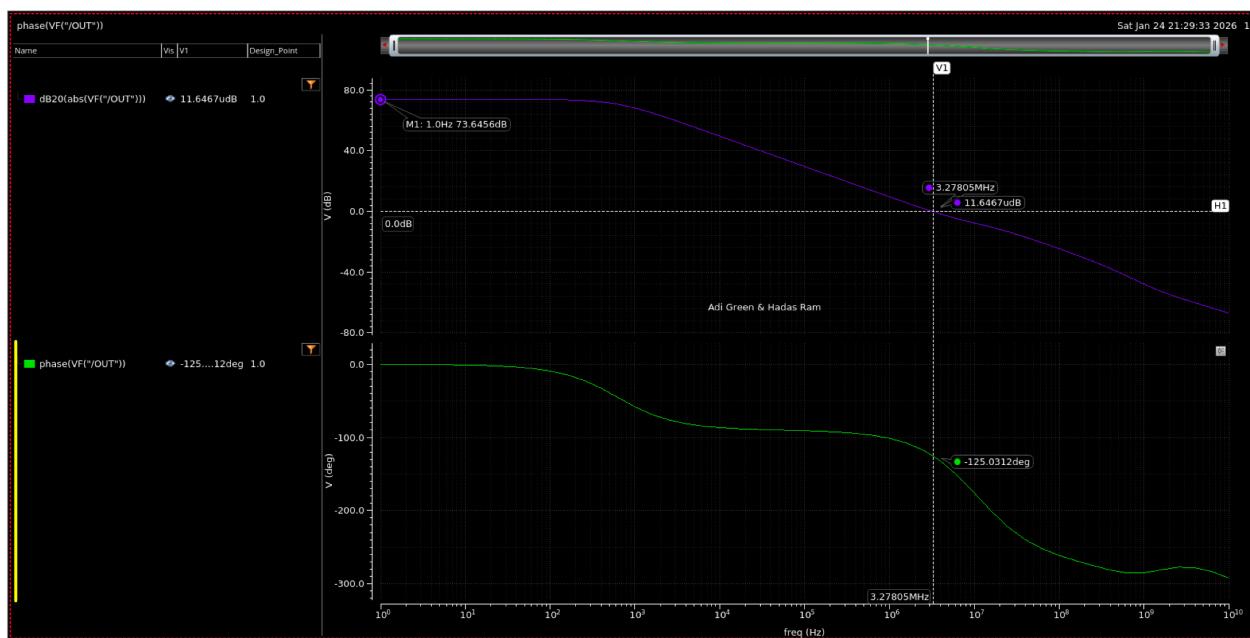


נוסף איפה נמצא הקוטב הדומיננטי. כפי שלמדנו ניתן לעשות אפקט מילר על הקובל Cmiller. מילר יכול להשתמש באפקט מילר, כיוון שהגבר של CS הוא גבר שלילי ובנוסף הקובל הוא חיבור בין ה gate ל drain.



לכן נקבל שהקיבול הגדל יותר מאשר נמצא בצומת 2N ולכן הקוטב הדומיננטי.

נתחיל מערך של  $C_{miller} = 2pF$ , ונראה כי לא יצאנו להגעה לPM הנדרש עבורה:



Simulation5_Mill...	dB20(abs(VF"/OUT"))	
Simulation5_Mill...	phase(VF"/OUT")	
Simulation5_Mill...	phaseMargin(VF"/OUT")	55.72

נרצה להגעה לPM של 60 מעלות לפחות וניתן לראות שקיבילנו 55.72. נראה איך משפיעים הקטבים והאפסים על המעגל.

למדנו שקוטב מוריד לנו את הגבר ב $20dB/decade$ , ומוריד את הפaza ב90 מעלות, הירידה מתחילה דקדה לפני הקוטב ומסתיימת דקדה אחריו הקוטב. לכן נראה שהקוטב יהיה כמה שיוצר שמאלה (יתחיל מוקדם יותר) כדי שנΚבל הגבר 0 מהר יותר (תדירות crossover-gain שמודדים בה את PM), לגבי הירידה בפaza נctruck לסוגו אותה כך או כך.

$$f_d = \frac{1}{2\pi(R_{M1A}||R_{M2B}) \cdot C_{miller} \cdot (1 + A_{v2})}$$

נוסחה לחישוב הקוטב:

לגביה האפס, כפי שכתבו בمعالג זה יש אפס חיובי. לאפס חיובי יש 2 השפעות שליליות, הוא מעלה את ההגבר בdB/dec 20dB/dec (זה גורם לנו להגיע לתחומי ה crossover gain מוקדם יותר), והוא מורד לנו את הפאזה ב 90 מעלות. נרצה להציג את האפס ימינה (לתחומי גבואה יותר) וכן הירידה בפאזה לא תשפיע על ה PM.

$$f_z = \frac{gm_{M3}}{2\pi \cdot C_{miller}}$$

נוסחה לחישוב האפס:

כפי שלמדנו וניתן לראות מהנוסחאות הגדלת הקיבול  $C_{miller}$  יגרום לנו להקטנת הקוטב והאפס لكن נדרש למצאו את הערך שיתן לנו יציבות במצב זה.

הערכים מסימולציית DC שעשינו:

$$A_2 = 68.263, R_{dsM2B} = 3.10595M\Omega, R_{dsM1A} = 4.38826M\Omega, gm_3 = 96.6809uS$$

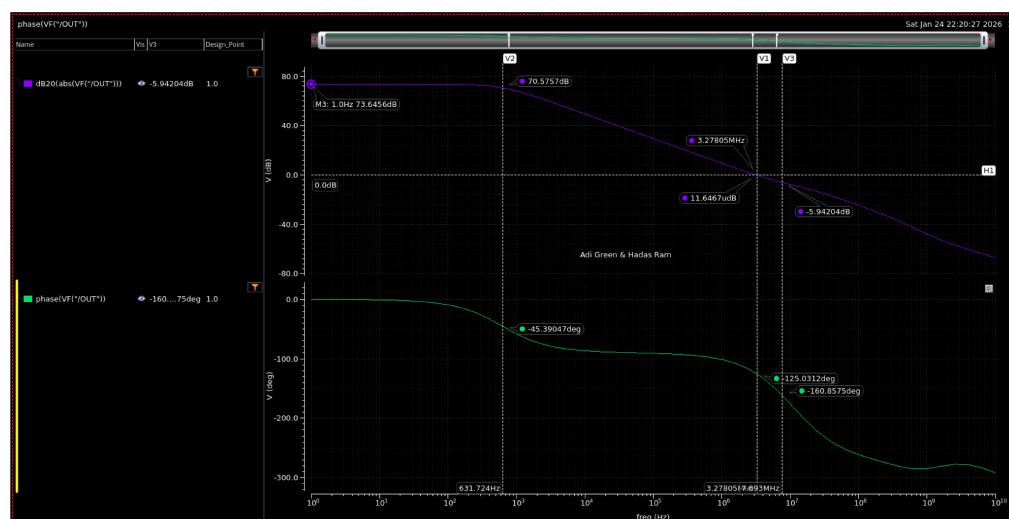
נחשב את הקוטב והאפס:

$$f_d = \frac{1}{2\pi(R_{M1A}||R_{M2B}) \cdot C_{miller} \cdot (1 + A_{v2})} = \frac{1}{2\pi(4.38826M||3.10595M) \cdot 2p \cdot (1 + 68.263)}$$

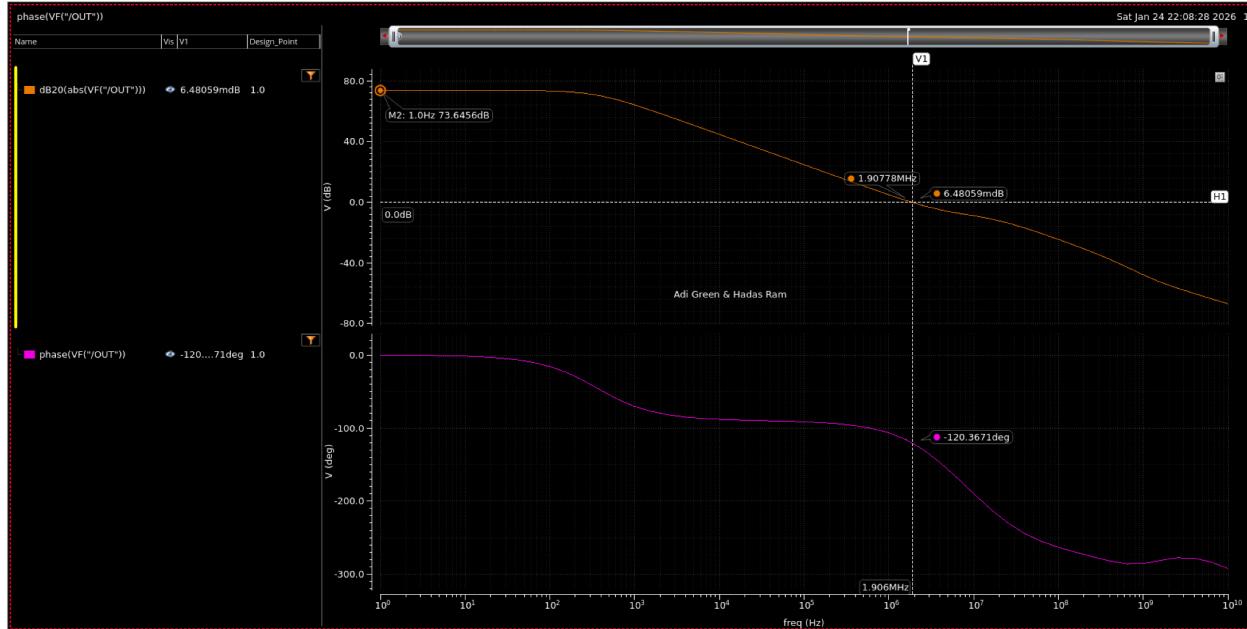
$$f_d = 631.724Hz$$

$$f_z = \frac{gm_{M3}}{2\pi \cdot C_{miller}} = \frac{96.6809u}{2\pi \cdot 2p} = 7.693MHz$$

דיאגרמת בודה עם סימון של הקוטב והאפס שה חישבנו עבור F2pF:



לאחר מספר איטרציות של הגדלת הקבל Cmiller = 3.5pF, קיבלנו שער הקיבול המתאים הוא  $F_{Cmiller} = 3.5pF$ .



ניתן לראות כי אנו עומדים בדרישות PM, ונitin לראות שהגביר לפי גרפ הבודה הוא  $73.6456dB$  קרוב מאוד  
למה שחשבנו תיאורטית בחלק של DC.

נראה את ערכי הקוטב והאפס החדשים:

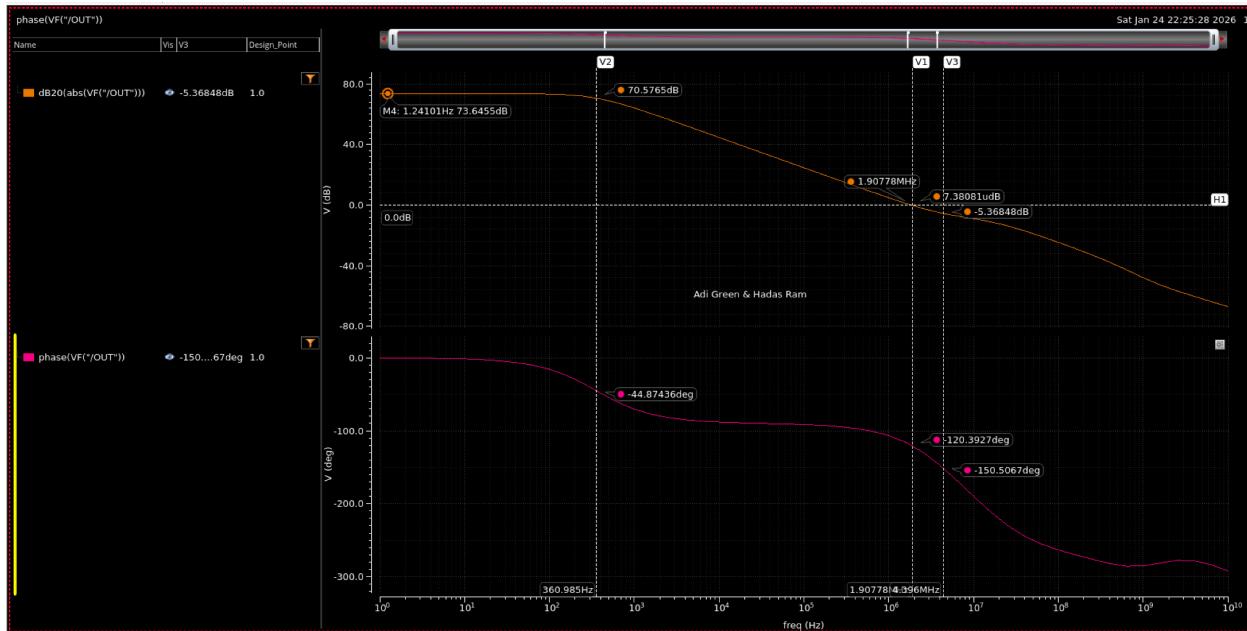
$$f_d = \frac{1}{2\pi(R_{M1A}||R_{M2B}) \cdot C_{miller} \cdot (1 + A_{v2})} = \frac{1}{2\pi(4.38826M||3.10595M) \cdot 3.5p \cdot (1 + 68.263)}$$

$$f_d = 360.985Hz$$

$$f_z = \frac{gm_{M3}}{2\pi \cdot C_{miller}} = \frac{96.6809u}{2\pi \cdot 3.5p} = 4.396MHz$$

ניתן לראות שגם הקוטב וגם האפס צזו שמאליה (ערכים קטנים יותר).

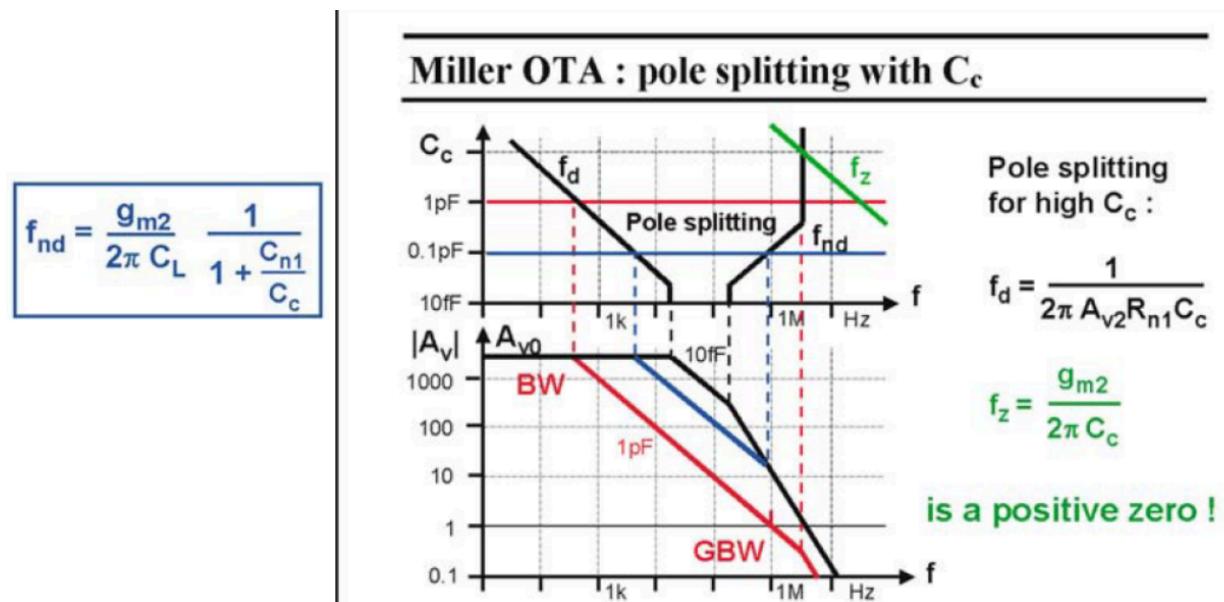
דיagram בודה עם סימון של הקוטב והאפס שחייבנו:



עמדנו בכל הדרישות.

נחשב גם עבור הקוטב המשני.

לפי גרפ של sansen שראינו בהרצאה:



ניתן לראות שמעל קיבול  $F = 1 \text{ pF}$ , נקלט הקוטב המשני קבוע, אנחנו בדקנו עבור  $F = 2 \text{ pF}$  ו-  $3.5 \text{ pF}$  ערכיהם הגדובים יותר מ-  $1 \text{ pF}$ .

ולכן עבור ערך של קובל מילר גדול- כמו במקרה שלנו, אז הקוטב המשני נמצא על ערך קבוע של:

$$f_{nd} = \frac{gm_{M3}}{2\pi \cdot C_L} = \frac{96.6809u}{2\pi \cdot 10^{-12}} = 15.38M \text{ Hz}$$

(לאחר בדיקה עם המטרgal במעבדה הנחנו כי הקיבולים הפרזיטיים קטנים מאוד והקובל מילר גדול לעומתם לכך).