

המחלקה להנדסת חשמל ומחשבים
אוניברסיטת בן-גוריון בנגב

מבוא למעגלים אלקטרוניים אנלוגיים

361-1-3661

מרצה: דר' יבגני פפרנו

הקורס מבוסס על סיכומי הרצאות של פרופסור שמואל בן-יעקוב

תשס"ב

תוכן העניינים

1	מבוא	5
1.1	מטרת הקורס	5
1.2	מפת הקורס	6
1.3	ליניאריות למקוטעין, אות גדול, אות קטן, פרמטרים סטטיים ופרמטרים דינמיים	7
1.4	דוגמה לסופרפוזיציה	11
1.5	דוגמה לסוגים שונים של הארקה במעגלים אלקטרוניים	11
1.6	חישוב התנגדויות כניסה ומוצא של מעגל ליניארי באות קטן	12
2	מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם דיודה	14
2.1	מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם דיודה	14
	מודל פיזיקלי של הדיודה	15
	התנגדות דינמית של הדיודה	17
	שגיאת הקירוב הליניארי	18
	שגיאת הקירוב הליניארי	18
3	מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם טרנזיסטור BJT	20
3.1	מעגל תמורה לטרנזיסטור BJT בתחום הליניארי	20
3.1.1	תחומי עבודה של הטרנזיסטור BJT	20
3.1.2	אופייני הטרנזיסטור BJT	21
3.1.3	מודל פיזיקלי לטרנזיסטור BJT מסוג npn	22
3.1.4	מודל Ebers-Moll (של טרנזיסטור אידיאלי)	22
3.1.5	תופעת ארלי (the Early effect or base narrowing)	23
3.1.6	מעגל תמורה לטרנזיסטור באות גדול עבור $I_R < I_B$	24
3.1.7	מעגל תמורה לטרנזיסטור באות קטן עבור $I_R < I_B$ (מודל T'')	25
3.1.8	משפט מילר לזרמים	25
3.1.9	מעגל תמורה לטרנזיסטור באות קטן עבור $I_R < I_B$ (מודל π'')	26
3.1.10	h -פרמטרים של טרנזיסטור בחיבור CE	27
3.2	מעגל תמורה אות קטן למעגל אלמנטרי עם טרנזיסטור BJT	29
3.3	מטריצת h -פרמטרים לייצוג טרנזיסטור BJT	31
3.3.1	מטריצת h -פרמטרים עבור מערכת ליניארית	31
3.3.2	מטריצת h -פרמטרים עבור טרנזיסטור BJT באות קטן	31
3.4	מודל ליניארי ומעגל תמורה לטרנזיסטורי אפקט שדה	33
3.4.1	מודל פיזיקלי לטרנזיסטור אפקט שדה	36
3.4.2	מעגל תמורה לאות קטן לטרנזיסטור אפקט השדה	39
3.4.3	דוגמה לשימוש במעגל התמורה לטרנזיסטור אפקט השדה	40
4	תכונות חיבורים שונים של טרנזיסטורים מסוג BJT ו-FET	42
4.1	אפיון מגברים (מעגל תמורה של מגברים)	42
4.2	חיבורים של טרנזיסטור BJT	42
4.3	חישוב A_I, R_{in}, R_o, A_V עבור חיבורים שונים של טרנזיסטור BJT ו-FET	43
5	ממתח הטרנזיסטור	45
5.1	ממתח בתכנון מעגלים בדידים	45
5.1.1	סוגים שונים של ממתח	45
5.1.2	יציבות של ממתח (יציבות של I_C)	46

תוכן העניינים

48	5.1.3	שקולי התכנון לבחירת R_E ו- R_B
49	5.2	ממתח במעגלים משולבים (ראי זרם)
50	6	מגברים רבי-זרקות
51	6.1	ראי הזרם
54	6.2	מגבר הפרש
56	6.3	שיפור רדיקלי של הגבר על-ידי שימוש בעומס פעיל (דינמי)
58	6.4	חיבור קסקוד (cascode)
59	6.5	חיבור דרלינגטון
63	7	מגברי משוב שלילי
63	7.1	מבנה כללי של מגבר משוב שלילי
64	7.2	יתרונות של משוב שלילי
64	7.2.1	"נטרול המגבר"
64	7.2.2	הקטנת רגישות ההגבר
65	7.2.3	שיפור הליניאריות (הקטנת עיוותים אי-ליניאריים)
65	7.2.4	הגדלת רוחב-פס
66	7.2.5	הפחתת הפרעות ורעש
67	7.3	חסרונות של מגבר משוב שלילי
68	7.4	סיווג מגברים לפי סוג המשוב
69	8	תמסורת של מערכת אלקטרונית מעשית עם משוב שלילי
70	8.1	דיאגרמת בלוקים של מגבר אלקטרוני מעשי עם משוב שלילי
71	8.2	חישוב ההגבר בחוג סגור
72	8.3	התנגדויות המבוא והמוצא של מגבר משוב שלילי
77	8.4	דוגמות לחישוב הגבר מתח והתנגדויות מבוא ומוצא בחוג סגור
85	9	הענות לתדר
85	9.1	מעגלים בעלי מיקום קטבים מיוחד
85	9.1.1	מעגל עם קוטב דומיננטי
86	9.1.2	מעגל עם מספר קטבים שווים
86	9.2	הענות לתדר נמוך ותדר ביניים (השפעת קבלי עקיפה וצימוד)
88	9.3	משפט מילר. תופעת מילר
88	9.3.1	משפט מילר עבור מגבר מתח-מתח
88	9.3.2	תופעת מילר (דוגמה)
89	9.3.3	שימוש בקשר עוקב (Bootstrapping)
89	9.3.4	דוגמה לשימוש במשפט מילר
90	9.4	הענות לתדר גבוה (השפעת קבלים פרזיטים של הטרנזיסטור)
90	9.4.1	תלות הגבר הזרם בתדר עבור חיבור עם קצר בין הקולט והפולט, $(\omega)f = A_{Is}$
91	9.4.2	חיבור CE בתדר גבוה
92	9.4.3	חיבור CB בתדר גבוה
93	9.4.4	חיבור CG בתדר גבוה
94	10	עקרונות בסיסיים של מתנדים סינכרוניים
94	10.1	מבנה בסיסי של המתנד הליניארי
94	10.2	תנאי היווצרות התנודות
95	10.3	מתנדים לתדר נמוך (מתנדי RC), $f > 1 \text{ MHz}$
95	10.3.1	מתנד הזזת מופע
96	10.3.2	ייצוב התדר במתנדים
97	10.3.3	מתנד גשר ווין
99	10.3.4	ייצוב האמפליטודה במתנדים

תוכן העניינים

100	מתנדים לתדר גבוה	10.4
100	10.4.1 מבנה בסיסי של מתנד לתדר גבוה, מתנדי Hartley ו-Colpitts	
101	10.4.2 מתנדי גביש קוורץ	
102	11 דרגות מוצא ומגברי הספק	
102	11.1 סיווג דרגות מוצא	
102	11.2 נצילות המרת ההספק	
103	11.3 נצילות המרת ההספק המקסימלית של דרגת מוצא מסוג A	
103	11.3.1 דרגת מוצא מסוג A בעלת קשר DC עם העומס	
103	11.3.2 דרגת מוצא מסוג A עם שנאי (ללא קשר DC עם העומס)	
103	11.4 נצילות המרת ההספק המקסימלית של דרגת מוצא מסוג B	
104	11.4.1 פיזור הספק מקסימלי בדרגת מוצא מסוג B	
104	11.5 פיזור הספק בדרגות מוצא מסוג A, B ו-AB כפונקציה של אמפליטודת אות המוצא	
105	11.6 נצילות המרת ההספק כפונקציה של אמפליטודת אות המוצא	
106	11.7 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא	
106	11.7.1 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא מסוג B על ידי שימוש במשוב שלילי	
107	11.7.2 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא מסוג AB	
108	APPENDIX	
109	Noise	
109	Thermal Noise (Johnson–Nyquist Noise)	
110	Shot* Noise	
112	Mathematical models of analog parts	
112	Diode	
113	Bipolar Transistor	
114	Junction FET	
115	MOSFET	
116	PSpice Analysis Types	

חברות המובילות בתחום של מעגלים אנלוגיים:

Analog Devices
Texas Instruments
Burr-Brown
National Semiconductor
Motorola Semiconductor
Philips Semiconductors
On Semiconductor
Siemens Semiconductors
Elantec Semiconductor
MAXIM
Linear Technology
Frequency Devices
International Rectifier
Fairchild
Teledyne
Mitel Semiconductor (Plessey until 1998)
Honeywell

analog.com
 ti.com
 burr-brown.com
 national.com
 mot-sps.com
 semiconductors.philips.com
 onsemi.com
 infineon.com
 elantec.com
 mxim.com
 linear-tech.com
 freqdev.com
 irf.com
 fairchild.com
 tbe.com
 mitelsemi.com
 honeywell.com

חיפוש רכבים אלקטרוניים:

questlink.com

רכישת רכבים אלקטרוניים:

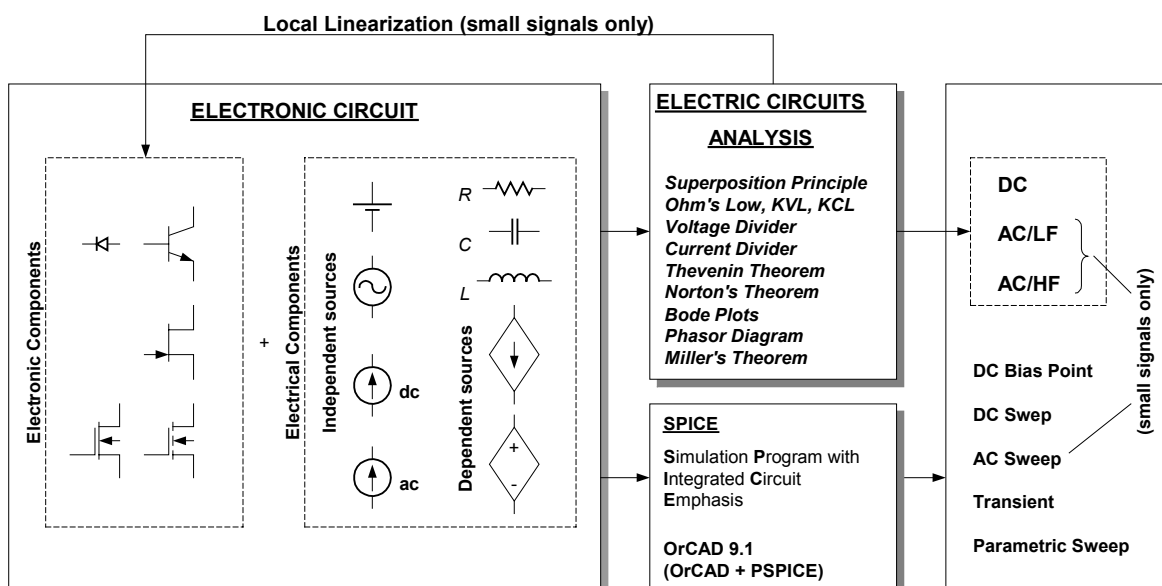
hi-tech.co.il

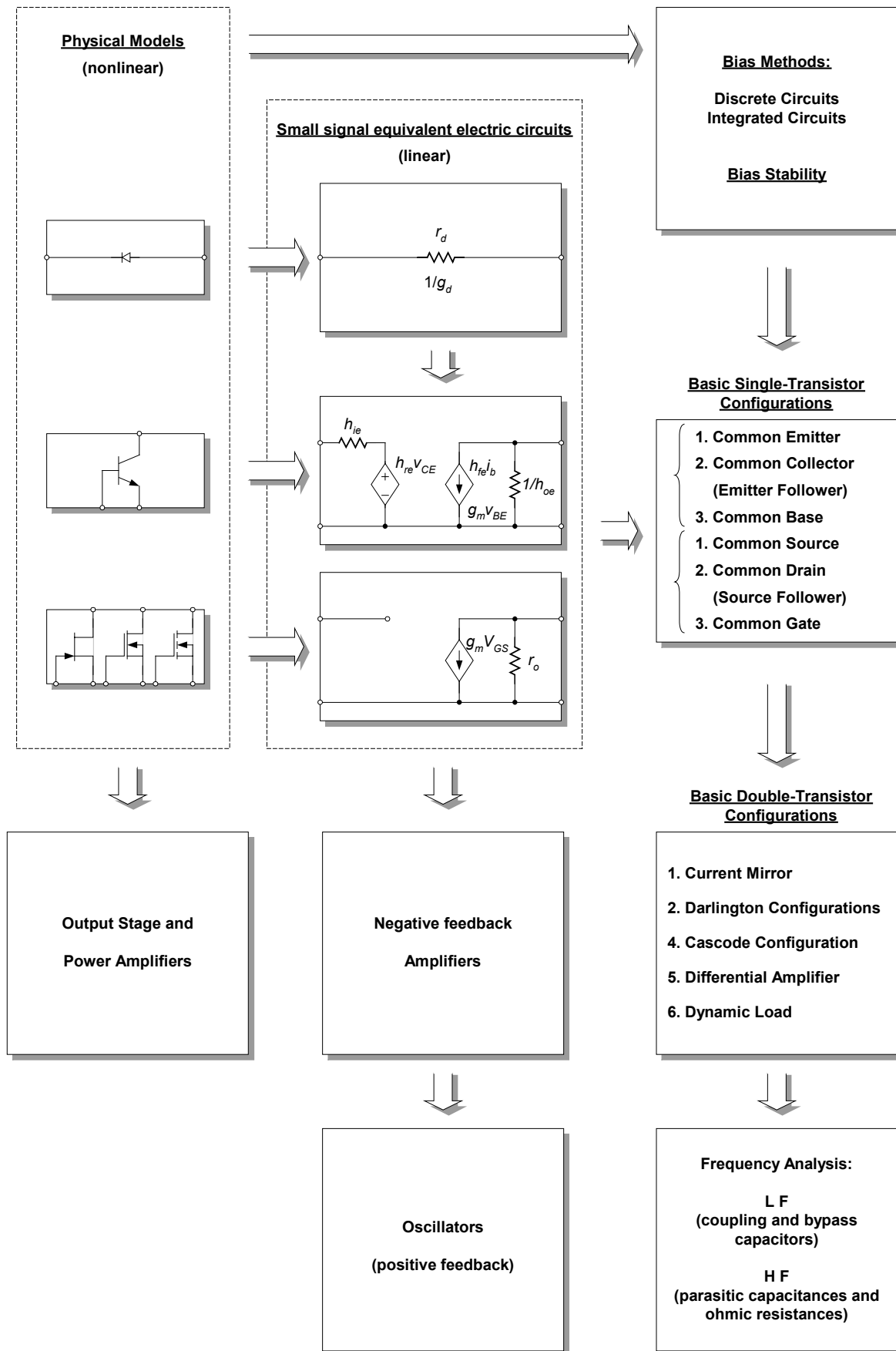
רכישת רכבים אלקטרוניים בודדים:

farnell.com

rswww.com

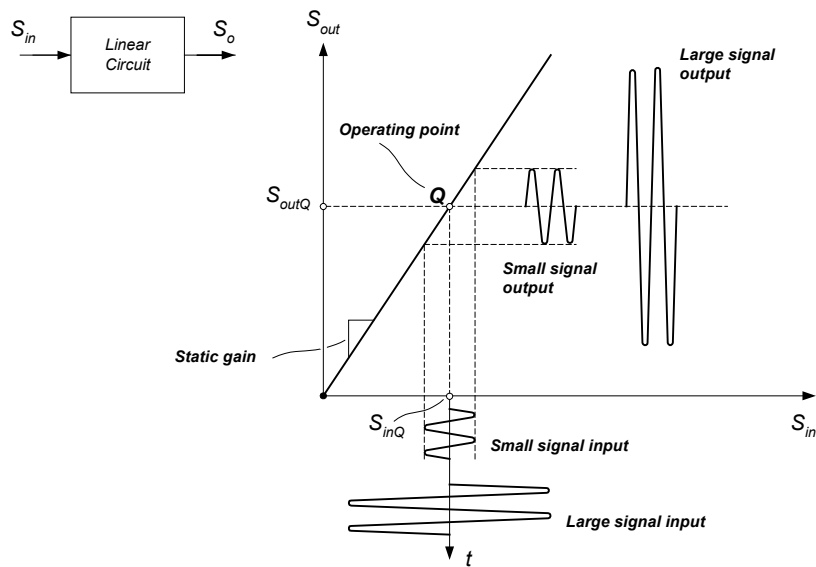
1.1 מטרת הקורס



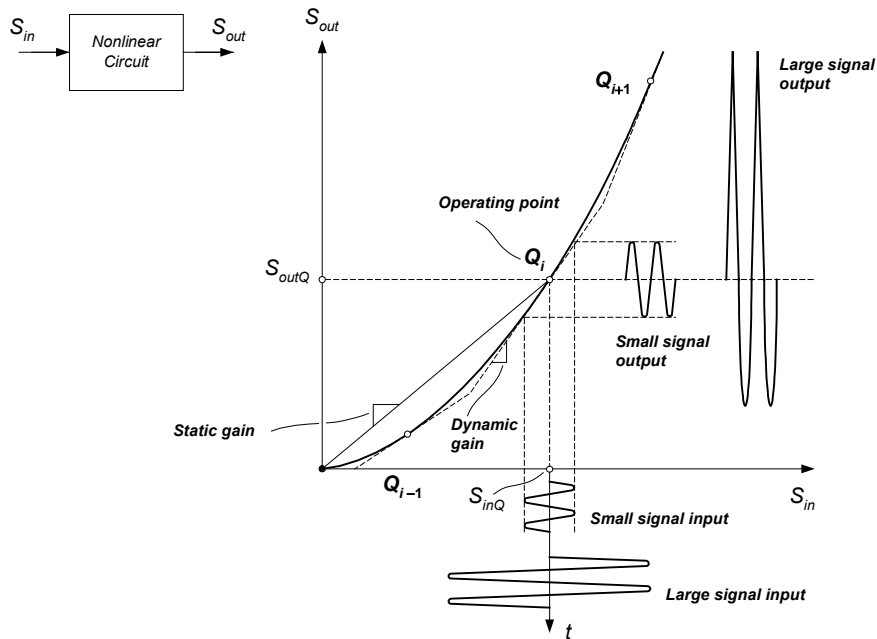


1.3 ליניאריזציה למקוטעין, אות גדול, אות קטן, פרמטרים סטטיים ופרמטרים דינמיים

מערכת ליניארית

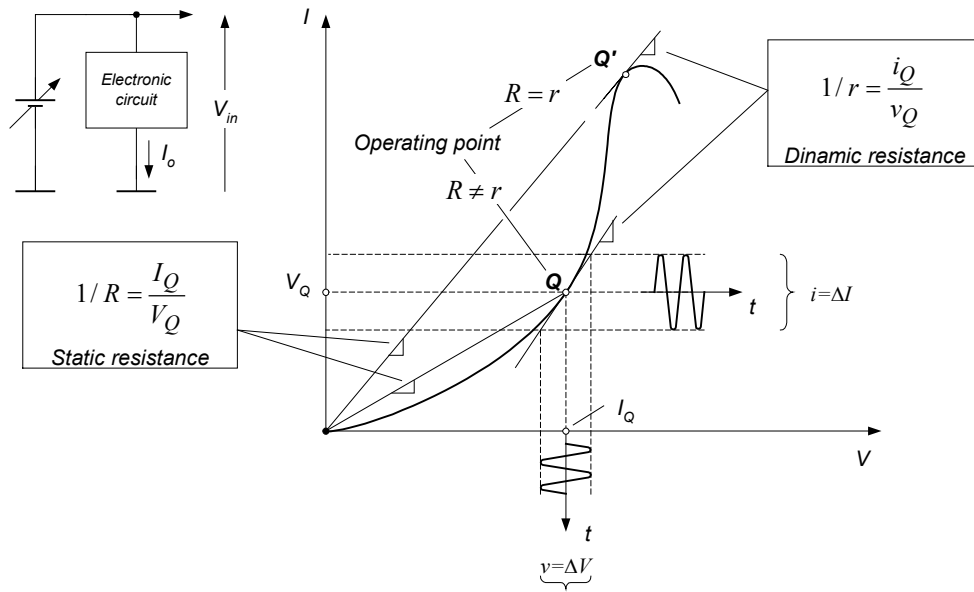


מערכת אי-ליניארית



Small signal gain (dynamic gain)				
S_{out}	v_{out}	i_{out}	v_{out}	i_{out}
S_{in}	v_{in}	i_{in}	i_{in}	v_{in}
$\frac{S_{out}}{S_{in}}$	A_V voltage gain הגבר מתח	A_I current gain הגבר זרם	r_m mutual resistance התנגדות הדדית	g_m mutual conductance מוליכות הדדית
Name	voltage amplifier מגבר מתח	current amplifier מגבר זרם	trance-resistance amplifier מגבר התנגדות	trance-conductance amplifier מגבר מוליכות

דוגמה להתנגדות (מוליכות) סטטית ודינמית:



■ **מסקנה חשובה:** במערת ליניארית פרמטרים סטטיים מתארים מצבים ac ו- dc.

פרמטרים דינמיים שווים לפרמטרים סטטיים.

במערת אי-ליניארית פרמטרים סטטיים כן מתארים מצב dc ולא מתארים מצב ac.

פרמטרים דינמיים לא מתארים מצב dc וכן מתארים מצב ac,

במיוחד עבור שינויים קטנים של האות (עבור אות קטן).

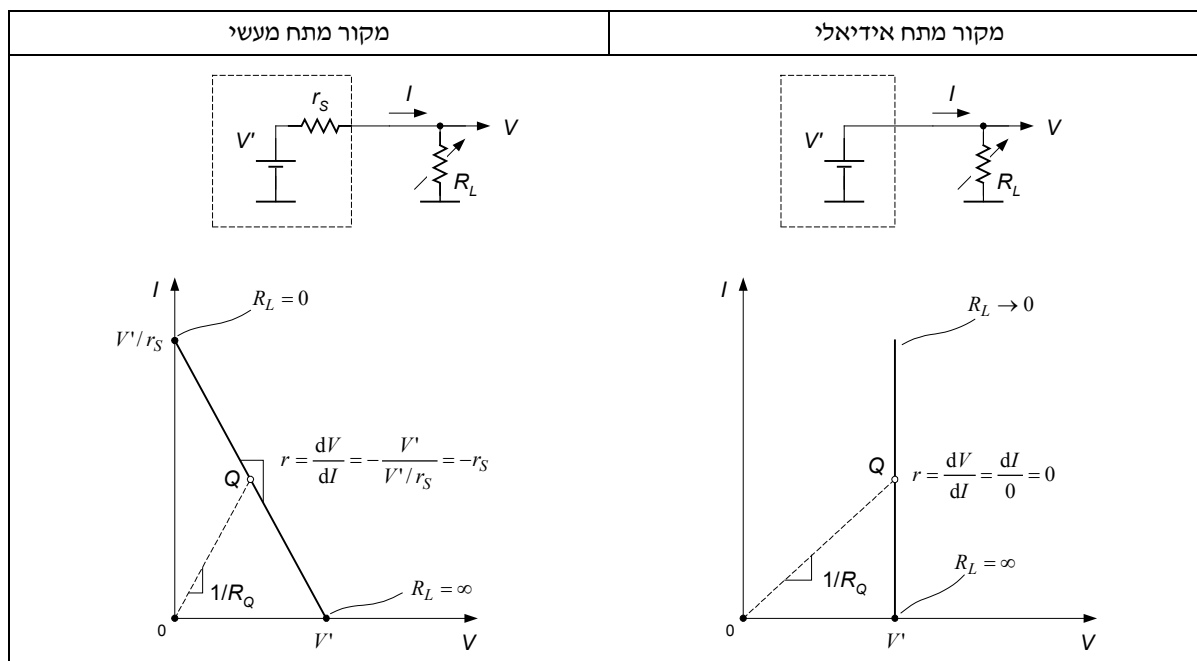
פרמטרים דינמיים לא שווים לפרמטרים סטטיים.

חשוב להבין:

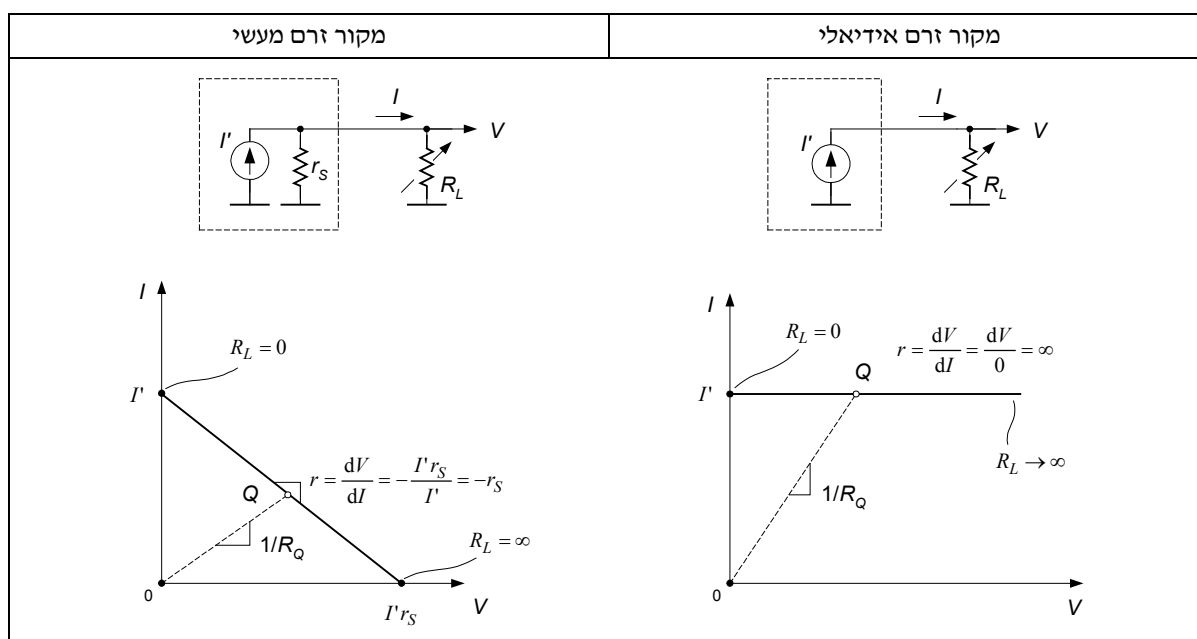
כל רכיב אלקטרוני לא ליניארי, דיודה וטרנזיסטור, הוא,

בקירוב מסוים, כן ליניארי עבור אות קטן. כמה שהאות קטן יותר, הקירוב טוב יותר.

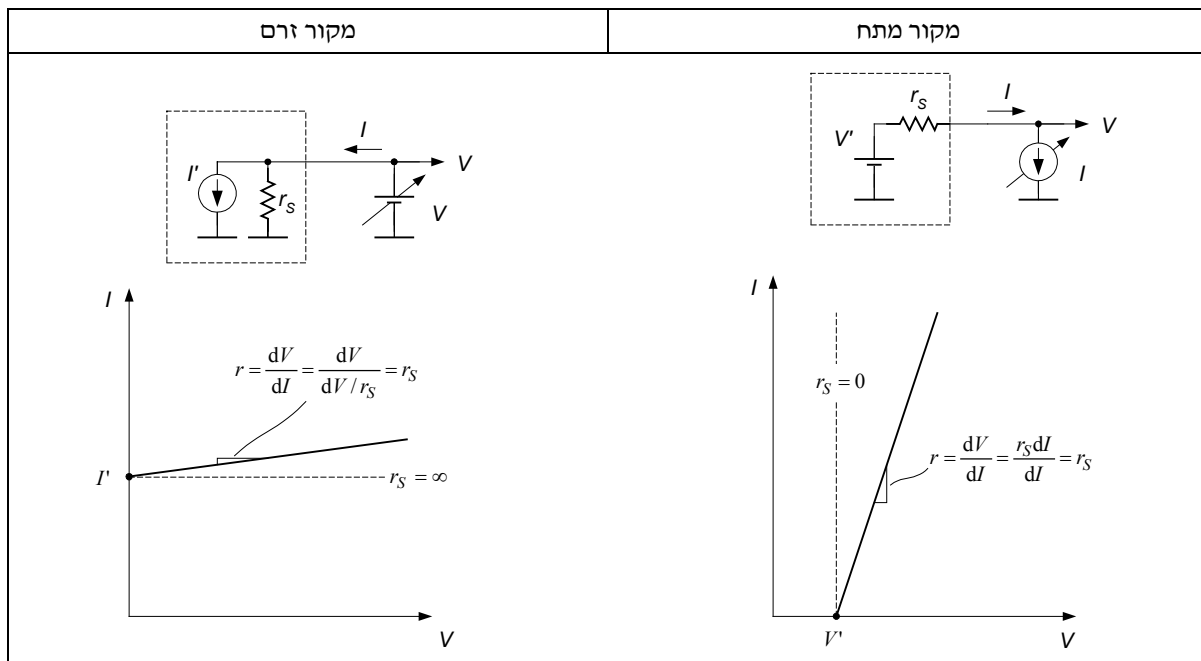
התנגדות סטטית והתנגדות דינמית של מקור מתח:



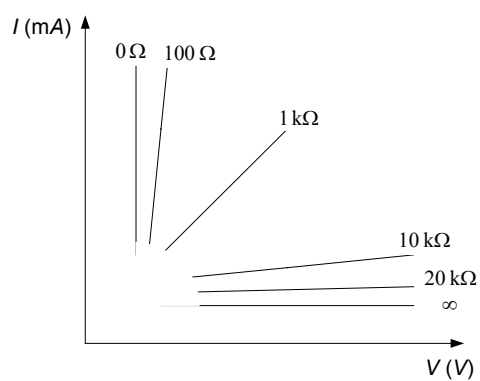
התנגדות סטטית והתנגדות דינמית של מקור זרם:



דוגמה נוספת להתנגדות דינמית של מקורות מתח וזרם:

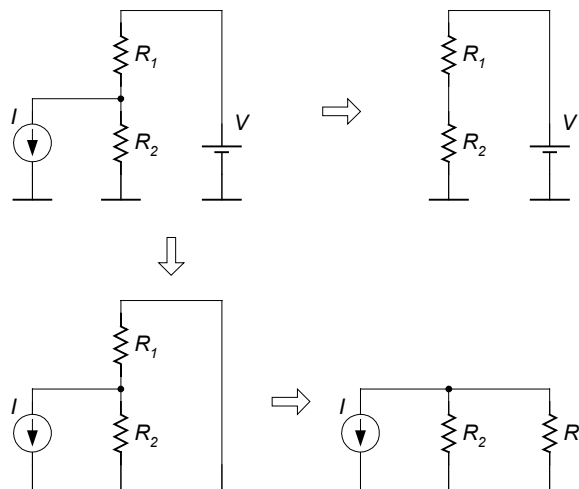


דוגמה להערכה גרפית של התנגדות דינמית:

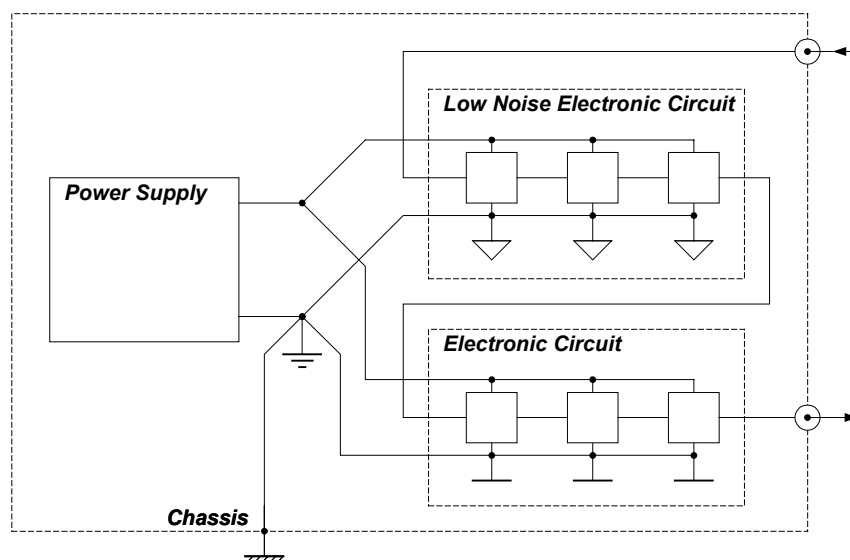
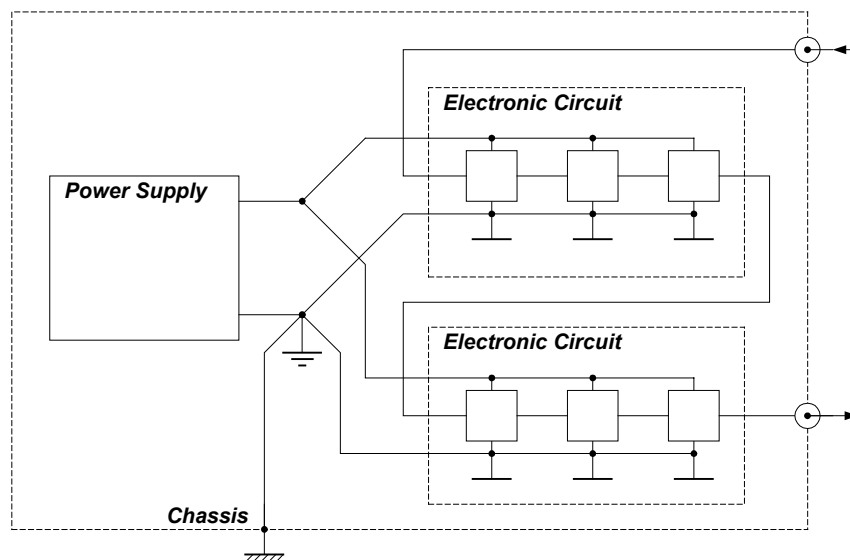


1.4 דוגמה לסופרפוזיציה

מקור המתח רואה את הנגדים בטור ומקור הזרם רואה אותם נגדים במקביל:



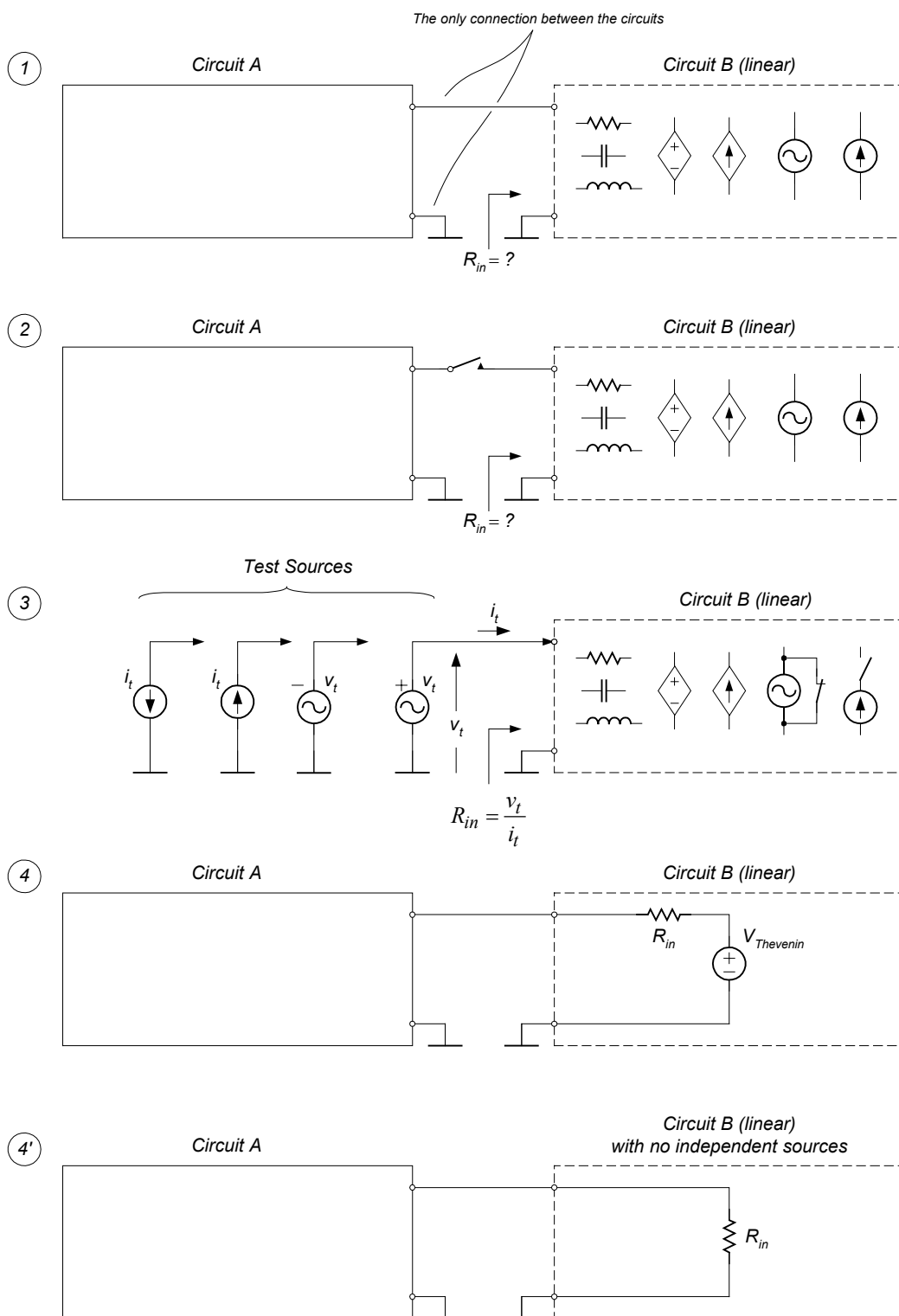
1.5 דוגמה לסוגים שונים של הארקה במעגלים אלקטרוניים



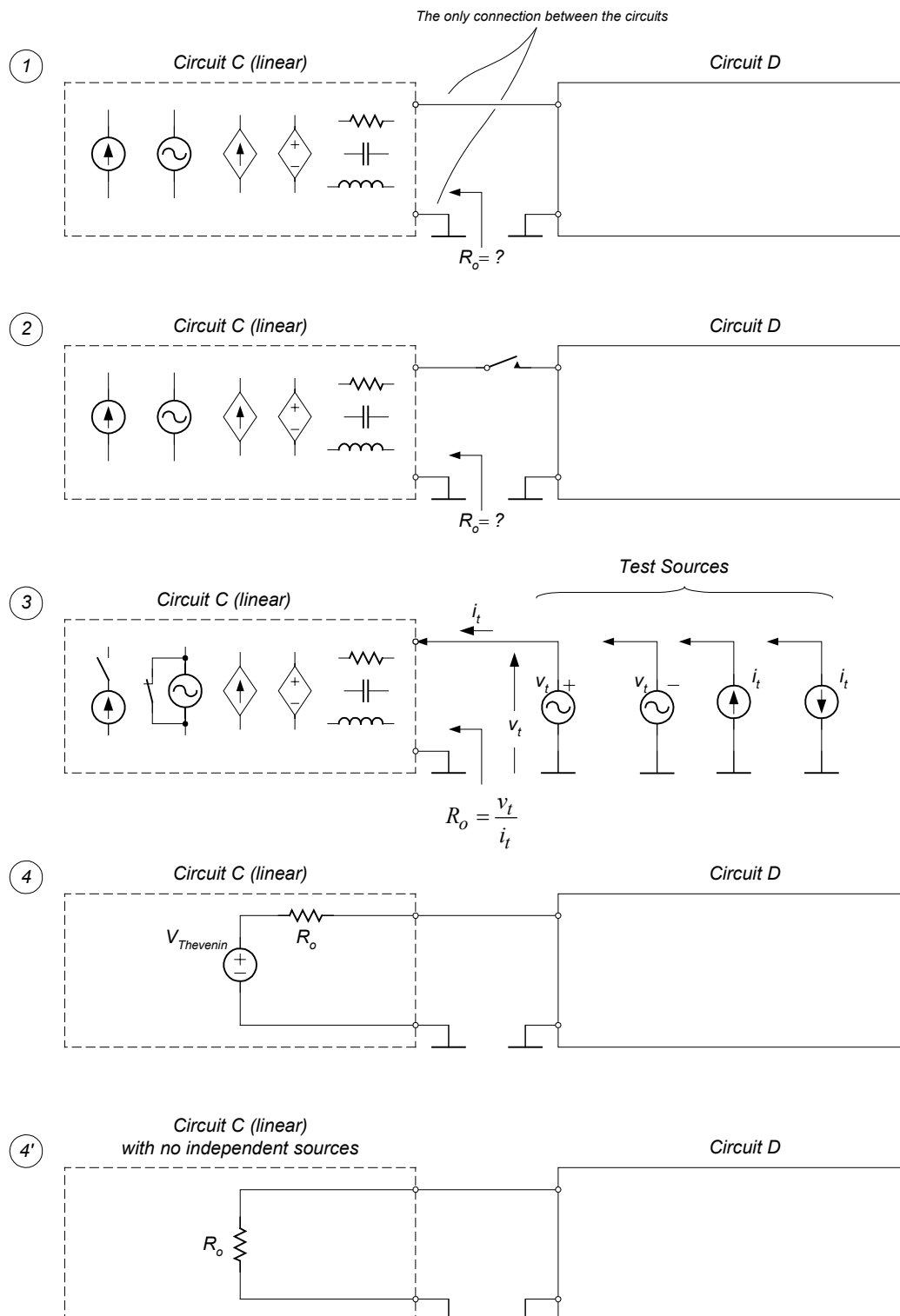
1.6 חישוב התנגדויות כניסה ומוצא של מעגל ליניארי באות קטן

הגדרה: התנגדויות כניסה ומוצא הן התנגדויות תבנית (ביחס לאדמה), אשר רואים כאשר מסתכלים לתוך המעגל לפי החץ:

א) חישוב התנגדויות כניסה באות קטן



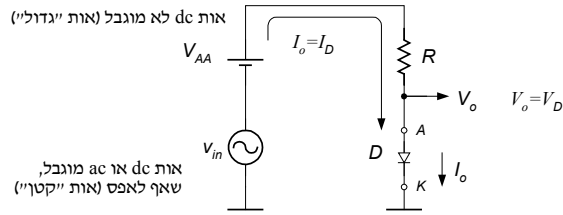
(ב) חישוב התנגדויות מוצא באות קטן



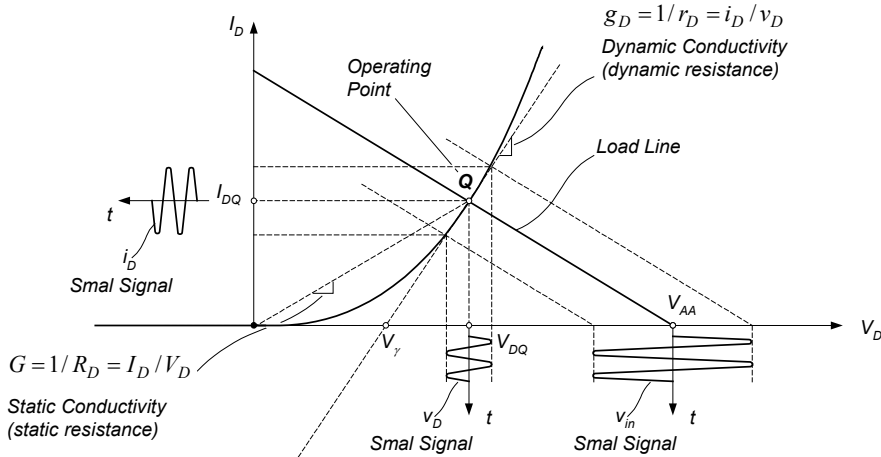
2 מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם דיודה

2.1 מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם דיודה

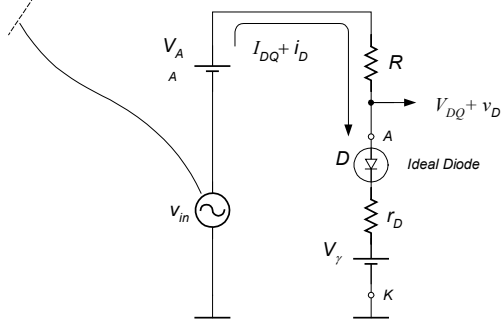
Large Signal Circuit



$$\begin{cases} I_D = I_{DS} (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) \\ I_D = \frac{1}{R} (V_{AA} - V_D) = -\frac{1}{R} (V_D - V_{AA}) \end{cases}$$



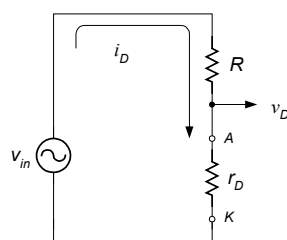
Approximate Large Signal Circuit



$$g_D = \frac{i_D}{v_D} = \frac{dI_D}{dV_D} = \frac{d[I_{DS}(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)]}{dV_D}$$

$$= \frac{I_{DS} e^{\frac{V_D}{V_T}} - I_{DS} + I_{DS}}{V_T} = \frac{I_{DQ} + I_{DS}}{V_T} \Big|_{I_{DQ} \gg I_{DS}} = \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

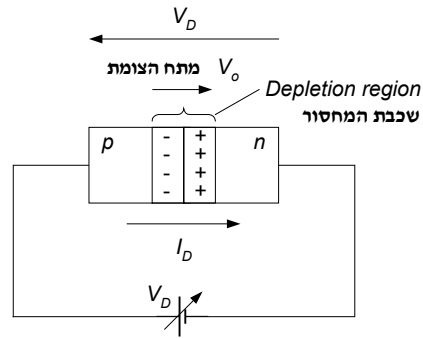
Approximate Small Signal Circuit



From the point of view of small signals, the above circuit is a linear one (they do not see the only nonlinear component - the ideal diode), hence we can build the small-signal equivalent circuit by using the **superposition** rule.

$$r_D = \frac{1}{g_D} \Big|_{I_{DQ} \gg I_{DS}} = \frac{V_T}{I_{DQ}}$$

מודל פיזיקלי של הדיודה



$$I_D = I_{Ds} (e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1)$$

◀ $I_{Ds} = f(\text{Si, Ge, ...}, A, T)$ – זרם הרוויה

I_{Ds} הוא בעל גודל קבוע עבור דיודה מסוימת בטמפרטורה ידועה.

I_{Ds} הוא מסדר גודל של: 0.1 pA עבור Si ($\times 2/10^\circ\text{C}$) ו- 100 pA עבור Ge.

I_{Ds} נמצא ביחס ישר לשטח החתך של הדיודה, A . !!!

◀ η – מקדם הפליטה, the emission coefficient, $\eta = f(\text{Ge, Si}, I_D)$; $1 \leq \eta \leq 2$ ($I_D \downarrow$).

◀ V_T – המתח התרמי (the thermal voltage):

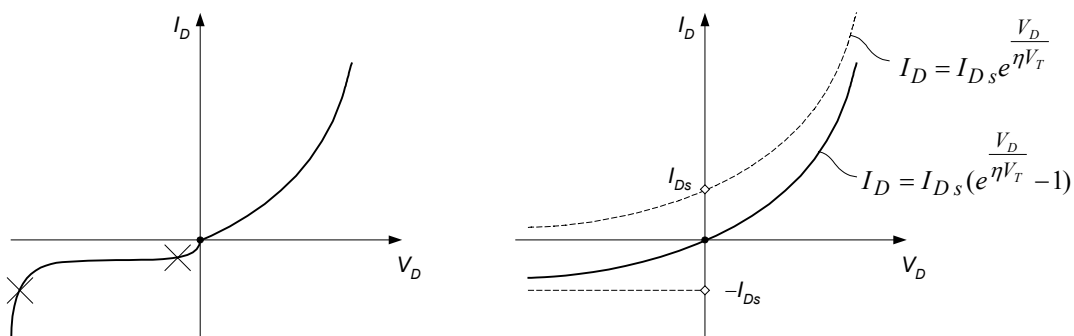
$$V_T = \frac{kT}{q}$$

$$q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C (J/V)}$$

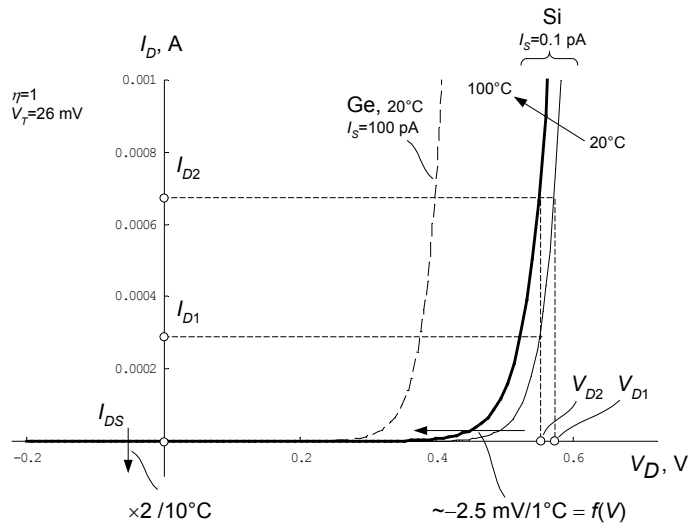
$$T = 273 + ^\circ\text{C}$$

$$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$V_T \approx 26 \text{ mV @ } \sim 300 \text{ K (25–30}^\circ\text{C)}$$



אופיינ זרם-מתח של דיודה (השפעת טמפרטורה על האופיינ):

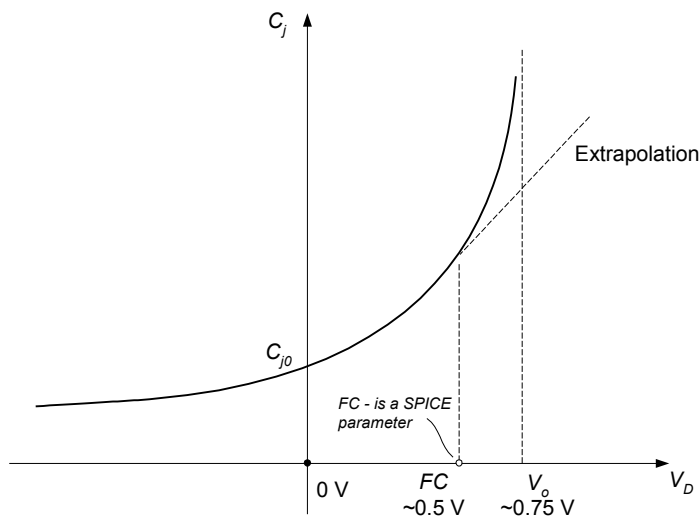


קיבול פרזיטי של הדיודה (שימו לב: מדובר על קיבול דינמי $C = \frac{dQ}{dV}$):

$$C_D \equiv \frac{dQ_D}{dV_D} = C_{diff} + C_j = \underbrace{\frac{\tau \cdot I_D}{\eta \cdot V_T}}_{C_{diff}} + \underbrace{\frac{C_{j0}}{(1 - V_D / V_o)^m}}_{C_j}$$

- C_{diff} – קיבול הדיפוזיה, $\Delta I_D \propto \Delta Q_{diff}$, ΔQ_{diff} שינוי המטען המצטבר בדיודה, $\Delta Q_{diff} \propto C_{diff}$
- τ – אורך חיים ממוצע של עודף נושאי מטען המיעוט (the mean life time for excess minority carriers)
- C_j – קיבול הצומת, $\propto C_j$ שינוי המטען השייך לשכבת המחסור.
- C_{j0} – קיבול הצומת עבור $V_D = 0$.
- V_o – מתח הצומת, $V_o \approx 0.75 \text{ V}$.
- m – מקדם טכנולוגי (grading coefficient), $0.2 < m \leq 0.5$.

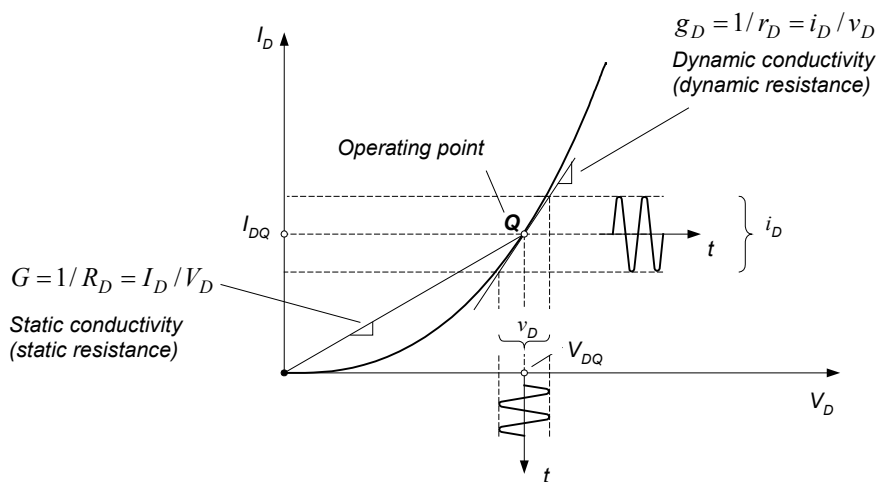
הערכת קיבול הצומת, C_j , ב-Spice:



אופיינ זרם-מתח של דיודה (השפעת טמפרטורה על האופיינ):

התנגדות דינמית של הדיודה

נניח שאופיין דיודה הוא נתון:

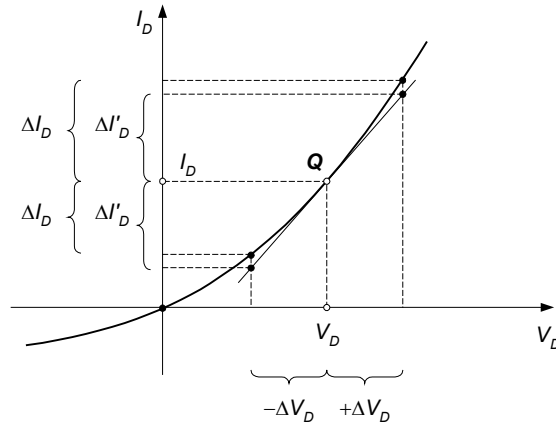


רואים שהתנהגות דינמית של הדיודה תלויה בנקודת העבודה.

$$\frac{1}{r_D} = g_D = \left. \frac{\partial I}{\partial V} \right|_{\eta=1} = \frac{I_s e^{\frac{V}{V_T}} - I_{DS} + I_{DS}}{V_T} = \frac{I_{DQ} + I_{DS}}{V_T} \approx \frac{I_{DQ}}{V_T}$$

$$r_D \approx \frac{V_T}{I_{DQ}}$$

$$g_D = \frac{1}{r_D} = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D}$$



$$\frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} \bigg|_{V=V_D \rightarrow V=V_D+\Delta V} = \frac{\underbrace{I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}+\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} - 1 \right)}_{\Delta I_D} - \underbrace{\frac{dI_D}{dV_D} \bigg|_{V_D=V_{DQ}} \Delta V}_{\Delta I'_D}}{\underbrace{I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}+\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} - 1 \right)}_{\Delta I_D}}$$

$$= \frac{I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \left(e^{\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \frac{\Delta V}{V_T}}{I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \left(e^{\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 \right)} = \frac{e^{\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 - \frac{\Delta V}{V_T}}{e^{\frac{\Delta V}{V_T}} - 1} \bigg|_{\frac{\Delta V}{V_T} < 0.1} < 5\%$$

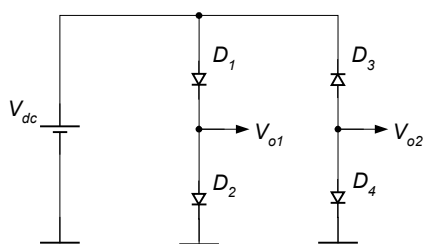
$$\frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} \bigg|_{V=V_D \rightarrow V=V_D-\Delta V} = \frac{\underbrace{I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}-\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} - 1 \right)}_{\Delta I_D} - \underbrace{\frac{dI_D}{dV_D} \bigg|_{V_D=V_{DQ}} (-\Delta V)}_{\Delta I'_D}}{\underbrace{I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}-\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} \left(e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} - 1 \right)}_{\Delta I_D}}$$

$$= \frac{I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \left(e^{-\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 \right) - I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \frac{-\Delta V}{V_T}}{I_{DS} e^{\frac{V_{DQ}}{V_T}} \left(e^{-\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 \right)} = \frac{e^{-\frac{\Delta V}{V_T}} - 1 + \frac{\Delta V}{V_T}}{e^{-\frac{\Delta V}{V_T}} - 1} \bigg|_{\frac{\Delta V}{V_T} < 0.1} < -5.1\%$$

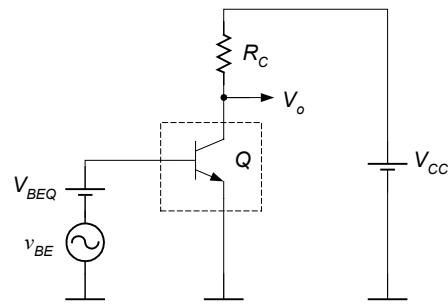
$$\frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} \bigg|_{V=V_D-\Delta V \rightarrow V=V_D+\Delta V} = \frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} \bigg|_{+\Delta V, \eta=1} + \frac{\Delta I_D - \Delta I'_D}{\Delta I_D} \bigg|_{-\Delta V, \eta=1} < -0.2\%$$

שאלה: מה הם הפתרונות ה-dc הגרפיים למעגל הבא?

(יש למצוא $Q_{D2}(V_{D2}, I_{D2})$ ו- $Q_{D4}(V_{D4}, I_{D4})$ בהנחה שאופייניים של כל הדיודות נתונים.)

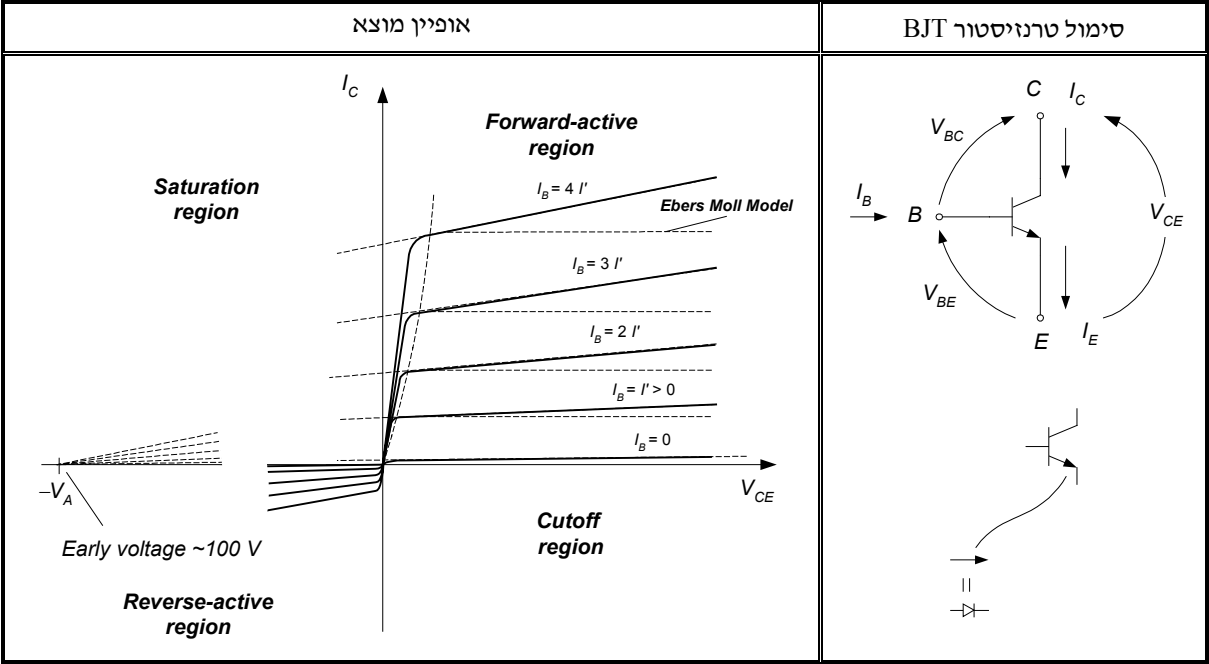


3 מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם טרנזיסטור BJT



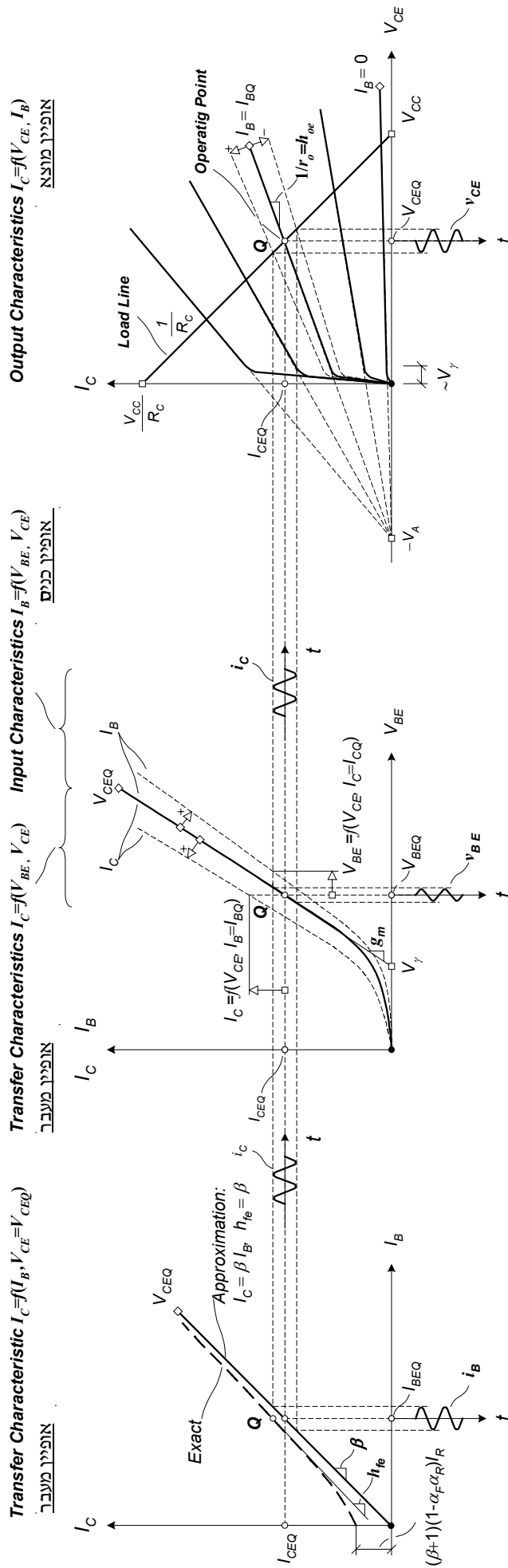
3.1 מעגל תמורה לטרנזיסטור BJT בתחום הליניארי

3.1.1 תחומי עבודה של הטרנזיסטור BJT

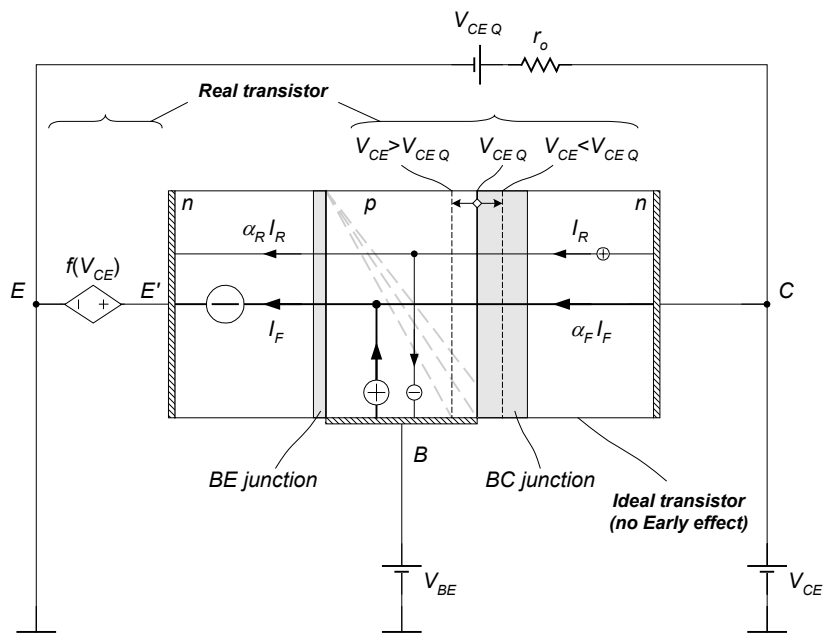


תחום	מצב של הדיודה BE	מצב של הדיודה BC
הליניארי	מוליכה	לא מוליכה
הרוויה	מוליכה	מוליכה
הקטעון	לא מוליכה	לא מוליכה
ההפוך	לא מוליכה	מוליכה

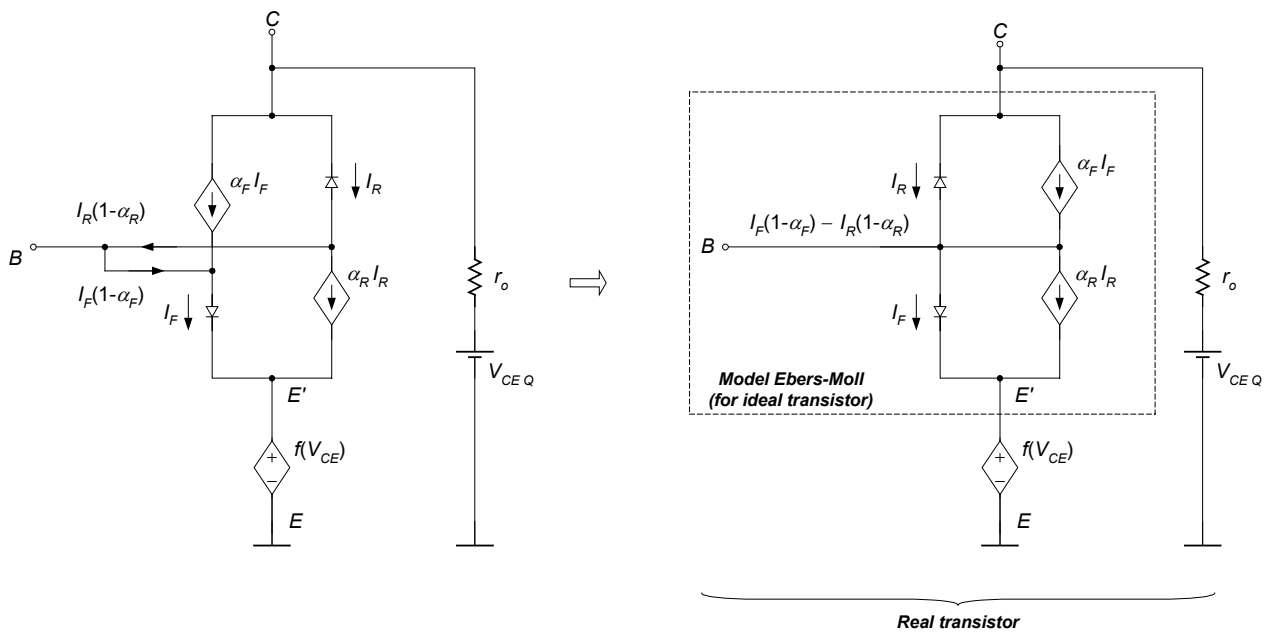
3.1.2 אופייני הטרנזיסטור BJT



3.1.3 מודל פיזיקלי לטרנזיסטור BJT מסוג npn



3.1.4 מודל Ebers-Moll (של טרנזיסטור אידיאלי)



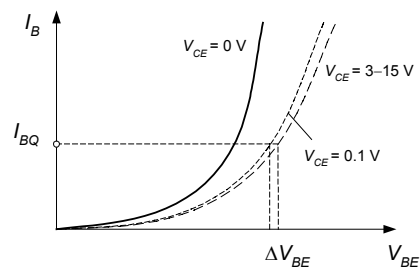
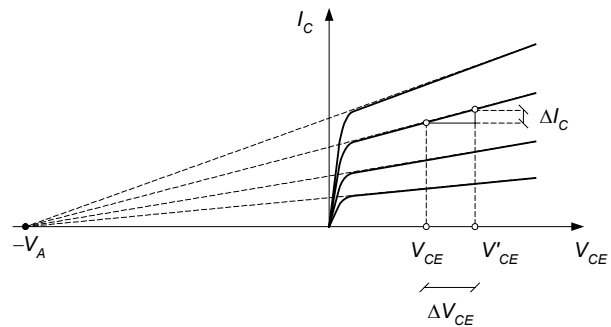
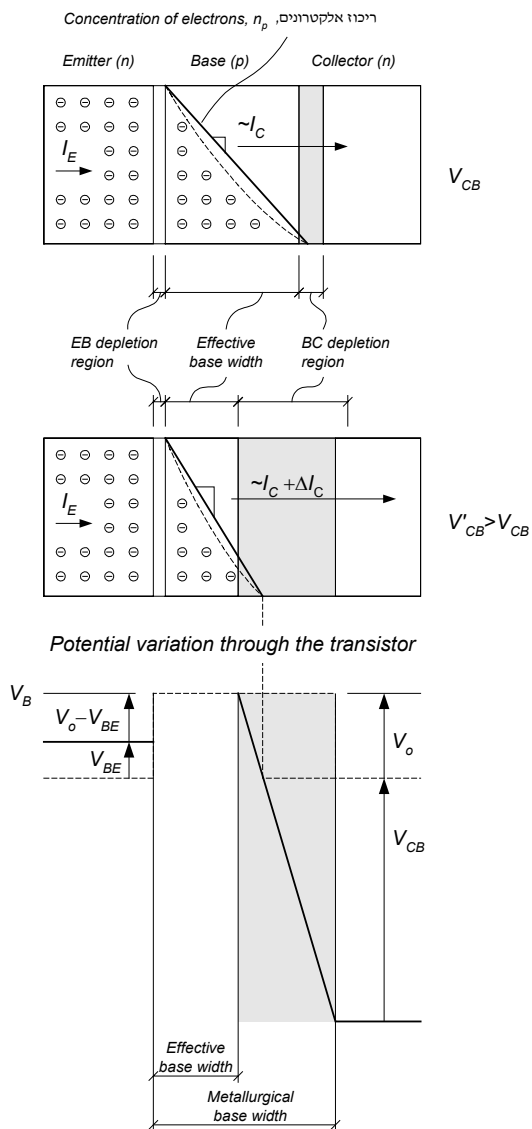
$$I_E = I_F + \alpha_R \cdot I_R$$

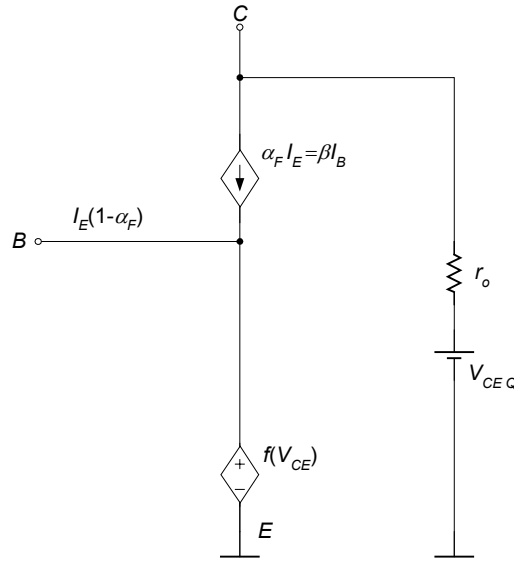
$$I_C = I_R + \alpha_F \cdot I_F$$

$$I_F = I_{ES} (e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} - 1)$$

$$I_R = I_{CS} (e^{\frac{V_{BC}}{\eta V_T}} - 1)$$

3.1.5 תופעת ארלי (the Early effect or base narrowing)



3.1.6 מעגל תמורה לטרנזיסטור באות גדול עבור $I_B \gg I_R$ 

$$\begin{aligned}
 I_C &= I_R + \alpha_F I_F \\
 &= I_R + \alpha_F (I_E - \alpha_R I_R) \\
 &= I_R + \alpha_F (I_B + I_C - \alpha_R I_R) \\
 &= I_R + \alpha_F I_B + \alpha_F I_C - \alpha_F \alpha_R I_R \\
 &= \alpha_F I_B + \alpha_F I_C + (1 - \alpha_F \alpha_R) I_R
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_C &= \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_F} (1 - \alpha_F \alpha_R) I_R \\
 &= \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \frac{1 - \alpha_F + \alpha_F}{1 - \alpha_F} (1 - \alpha_F \alpha_R) I_R \\
 &= \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \left(1 + \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}\right) (1 - \alpha_F \alpha_R) I_R
 \end{aligned}$$

$$I_C = \beta I_B + \underbrace{(1 + \beta)}_{\gg 1} \underbrace{(1 - \alpha_F \alpha_R)}_{< 1} I_R; \quad \beta = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$$

$$I_C|_{I_R \ll I_B} \approx \beta I_B$$

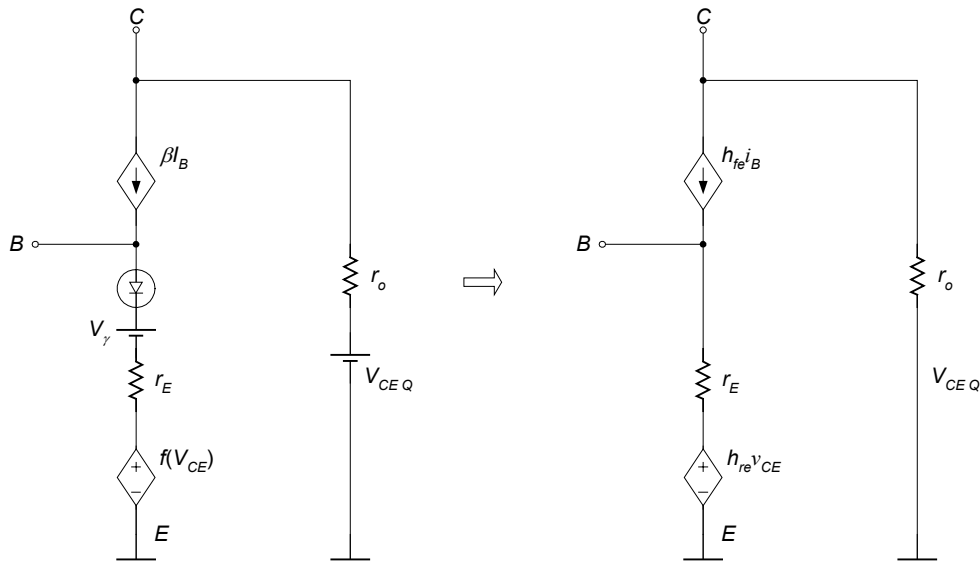
$$I_E = I_{ES} (e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} - 1) \quad I_C = \alpha_F I_E = \beta I_B \quad I_B = \frac{\alpha_F}{\beta} I_E$$

◀ β – הגבר הזרם הסטטי : $\beta \equiv \frac{I_C}{I_B} \Leftarrow \beta \equiv \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$

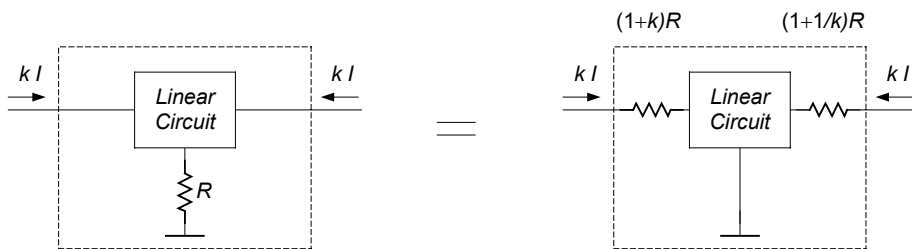
◀ α_F – הגבר הזרם emitter-collector הסטטי : $\alpha_F \equiv \frac{I_C}{I_E}, \alpha_F = \frac{\beta}{1 + \beta}$

3.1.7 מעגל תמורה לטרנזיסטור באות קטן עבור $I_B \gg I_R$ (מודל "T")

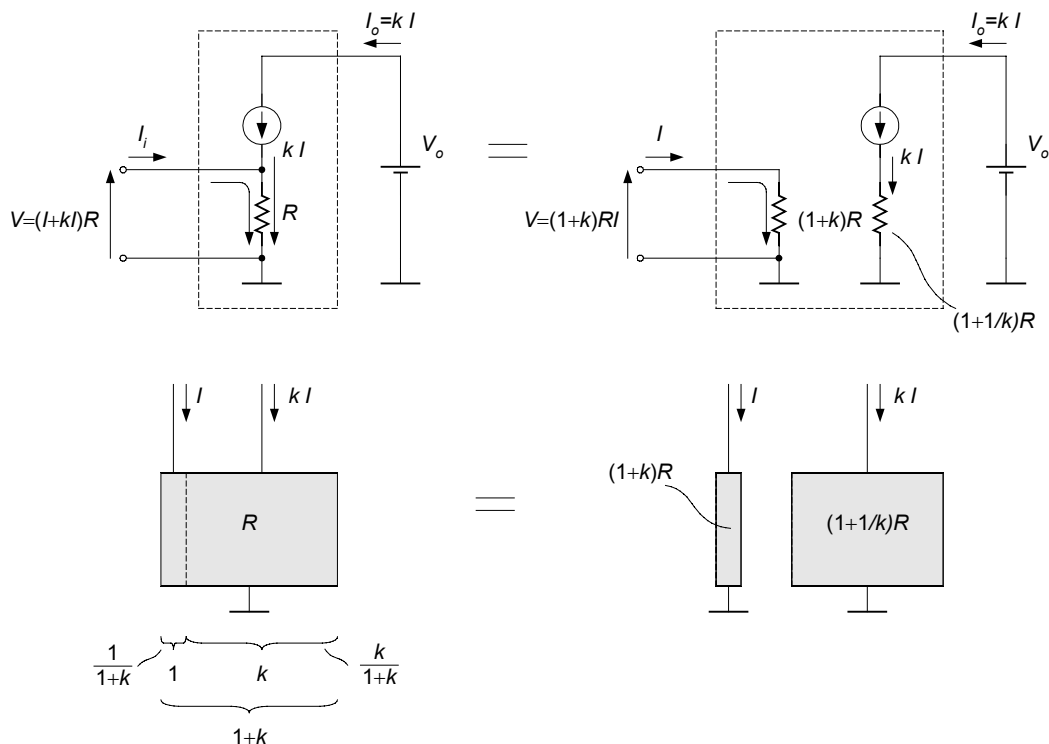
עבור אות קטן ניתן להחליף את כל הרכיבים הלא-ליניאריים ברכיבים ליניאריים שקולים, בעלי אותו שיפוע בנקודת העבודה.

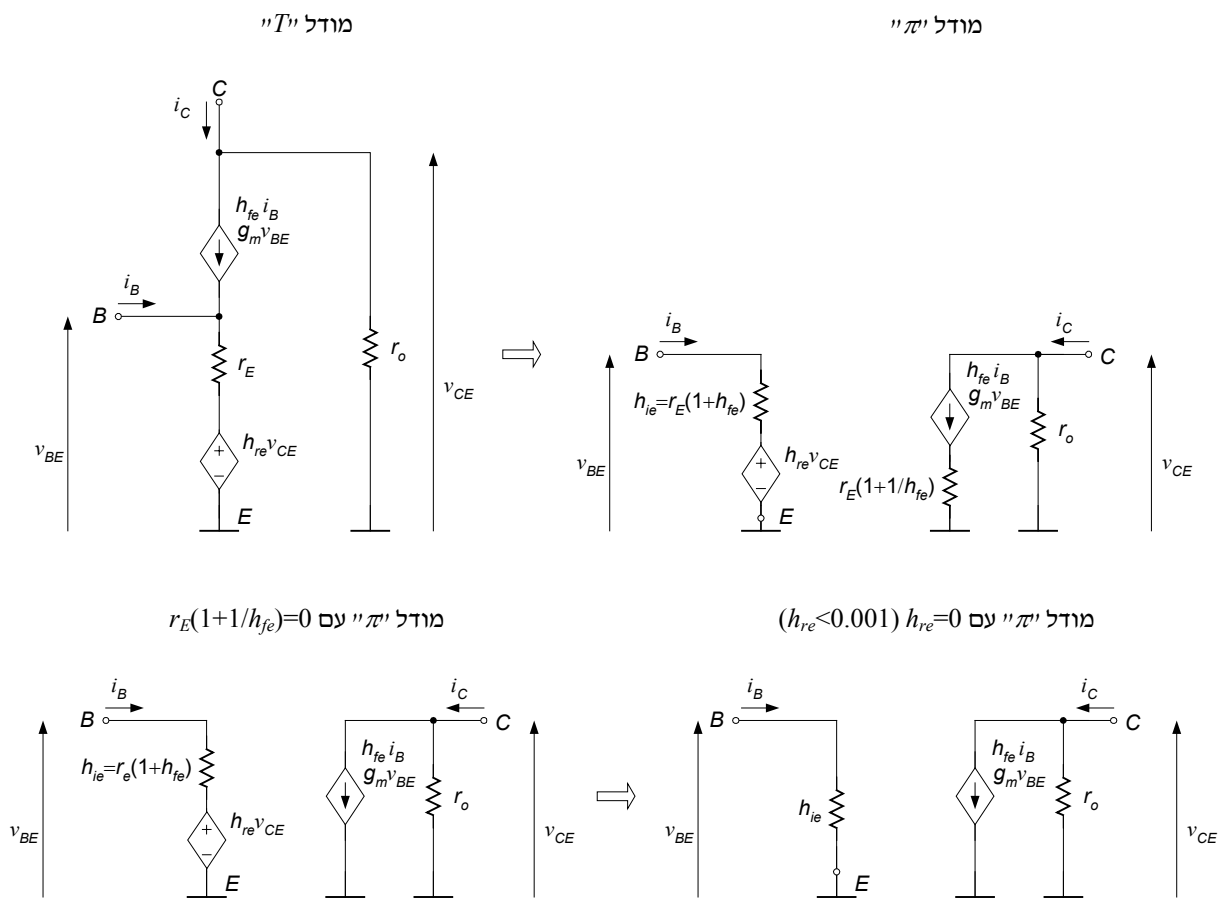


3.1.8 משפט מילר לזרמים



משפט מילר מאפשר לבדוד את חוג הכניסה של מעגל חשמלי ליניארי:



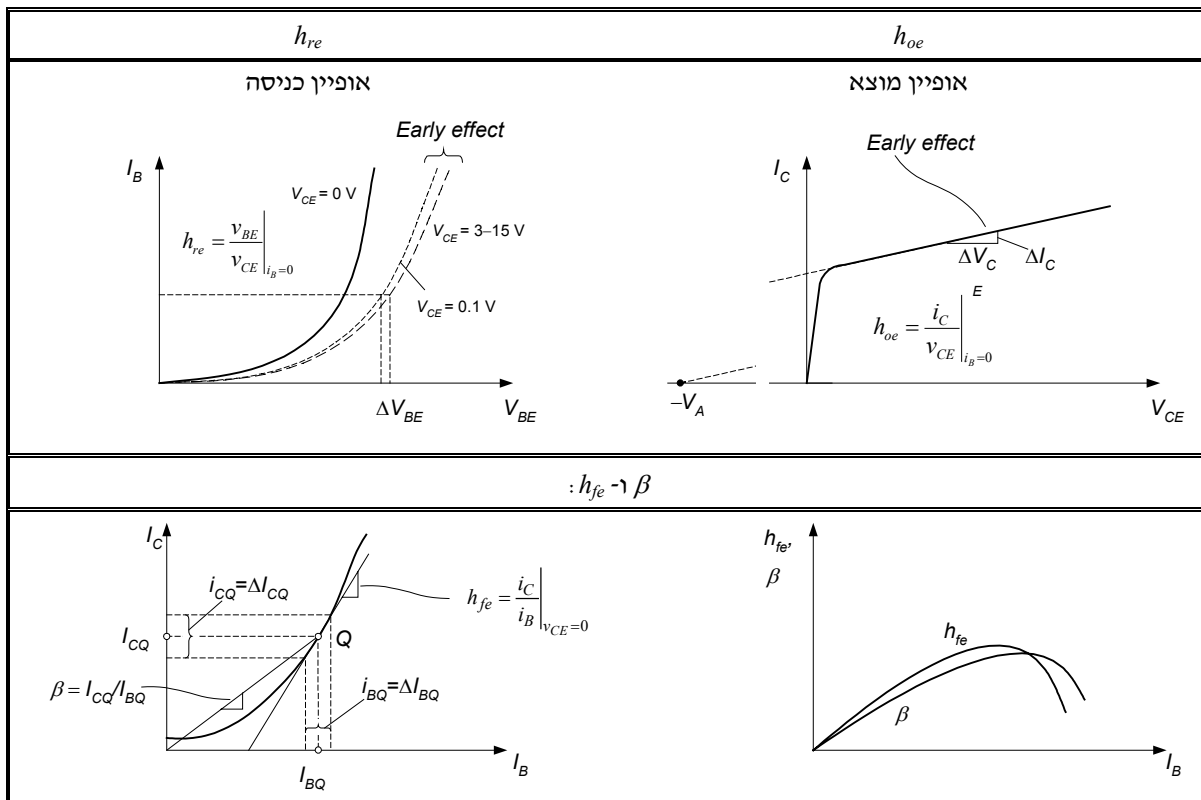
3.1.9 מעגל תמורה לטרנזיסטור באות קטן עבור $I_B \gg I_R$ (מודל "יט")

3.1.10 h -פרמטרים של טרנזיסטור בחיבור CE

- ◀ h_{ie} – התנגדות כניסה.
- ◀ h_{re} – הגבר מתח אחורי.
- ◀ h_{fe} – הגבר זרם של.
- ◀ $r_o = 1/h_{oe}$ – התנגדות הדינמית של CE, h_{oe} – מוליכות הדינמית.

משמעותות מתמטיות של h -פרמטרים

מוליכות המוצא	הגבר הזרם	הגבר המתח ההפוך	עכבת הכניסה
$h_{oe} = \left. \frac{i_C}{v_{CE}} \right _{i_B=0}$	$h_{fe} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right _{v_{CE}=0}$	$h_{re} = \left. \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right _{i_B=0}$	$h_{ie} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right _{v_{CE}=0}$
$1/h_{oe} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$	$h_{fe} \approx \beta$	$h_{re} \approx 0$	$h_{ie} = (h_{fe} + 1)r_E = (h_{fe} + 1)\frac{V_T}{I_E}$

משמעותות פיזיקליות של h -פרמטרים

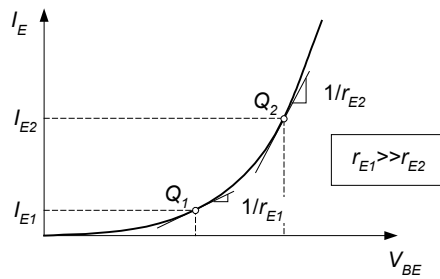
שימו לב: לפי מודל הברס-מול המלא, $1/h_{oe}$ ו- h_{re} הם בעלי ערכים קטנים מהערכים המעשיים.

כדי לחשב את $1/h_{oe}$ ו- h_{re} בצורה יותר מדויקת יש לקחת בחשבון את תופעת ארלי.

◀ r_E – התנגדות דינמית בסיס-אמיטר :

$$r_E = \left. \frac{v_{BE}}{i_E} \right|_{\eta=1} = \frac{d}{d} \frac{V_{BE}}{I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)} = \frac{V_T}{I_E + \underbrace{I_{ES}}_{< 1 \text{ pA}}} \bigg|_{I_E \gg I_{ES}} \approx \frac{V_T}{I_E}, \quad r_E \equiv r_{D_{BE}}$$

$$r_E \approx \frac{V_T}{I_E}$$



◀ g_m – מוליכות הדדית (הגבר מוליכות) (transconductance gain, mutual conductance) :

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right|_{V_{CE}=\text{const}} = \left. \frac{i_C}{v_{BE}} \right|_{v_{CE}=0} \Rightarrow g_m v_{BE} = i_C$$

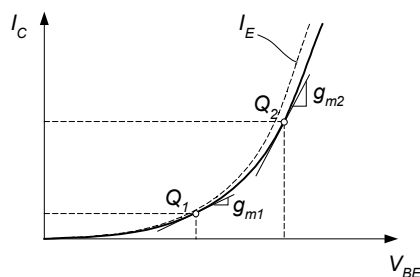
$$h_{fe} i_B = h_{fe} \underbrace{\frac{i_C}{h_{fe}}}_{\equiv i_B} \frac{v_{BE}}{v_{BE}} = \frac{i_C}{\underbrace{h_{fe}}_{\equiv g_m}} v_{BE} = g_m v_{BE}$$

קשר בין g_m ו- r_E :

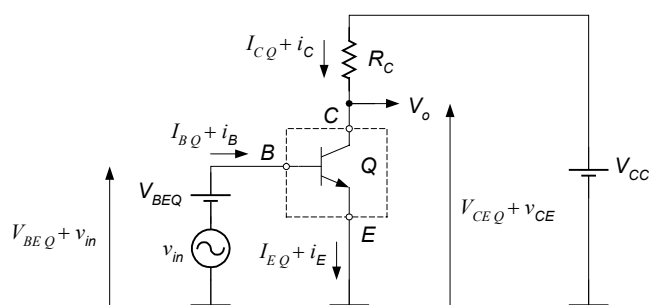
$$g_m \equiv \frac{i_C}{v_{BE}} = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{d \left(I_E \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \right)}{dV_{BE}} = \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \frac{1}{r_E} = \alpha_f \frac{1}{r_E} \bigg|_{h_{fe} \gg 1} \approx \frac{1}{r_E}, \quad g_m \propto I_C \propto I_E$$

שיסו לב:

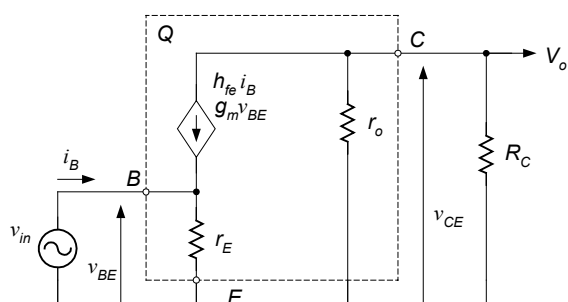
$$g_m \neq g_{BE}; \quad g_m \approx g_{BE}$$



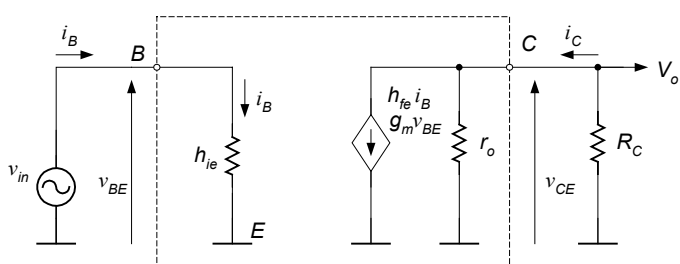
3.2 מעגל תמורה אות קטן למעגל אלמנטרי אלקטרוני עם טרנזיסטור BJT



מודל "T"



מודל "ק"



המטרה המרכזית היא לחשב את R_{in} , R_o , A_v , A_i

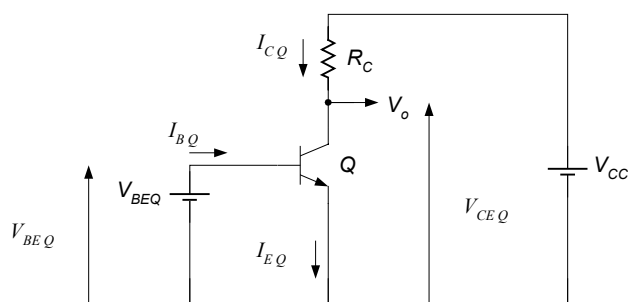
אשר תלויים

(א) בפרמטרים סטטיים (נקודת העבודה) ו-

(ב) פרמטרים דינמיים (h -בפרמטרים).

(א) כדי למצוא את נקודת העבודה של המעגל, $Q(I_C, V_{CE})$, יש לאפס את מקור האות הקטן, v_{in}

ולחשב את I_C ו- V_{CE} באות גדול:



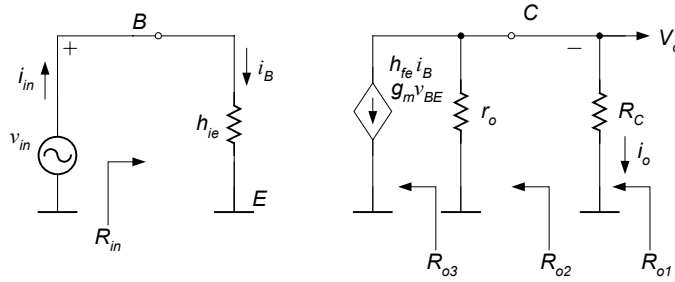
$$1) I_E = I_{Es} (e^{\frac{V_{BEQ}}{\eta V_T}} - 1)$$

$$2) I_C = \alpha_F I_E = \frac{\beta}{1 + \beta} I_E$$

$$3) V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

(ב) טרם מציאת את הפרמטרים הדינמיים יש לבדוק האם הטרנזיסטור נמצא בתחום הפעיל ($V_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$, $V_{BC} \geq 0$).

בתנאי שהטרנזיסטור נמצא בתחום הפעיל, אפשר להחליף אותו במודל אות קטן, "T" או "π", ולאפס את מקורות האות הגדול (המקורות הסטטיים):



$$r_o \equiv \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \bigg|_{\substack{V_A=100 \text{ V} \\ V_A \gg V_{CE} \\ I_C=1 \text{ mA}}} \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$r_E \approx \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{V_T}{I_C / \alpha_f} \bigg|_{\alpha_f \approx 1} \approx \frac{V_T}{I_C} \bigg|_{\substack{V_T=26 \text{ mV} \\ I_C=1 \text{ mA}}} \approx 26 \Omega$$

$$g_m = \alpha_f \frac{1}{r_E}$$

$$1) \quad A_v \equiv \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-g_m v_{BE} (r_o \parallel R_C)}{v_{BE}} = -g_m (r_o \parallel R_C) = -\alpha_f \frac{(r_o \parallel R_C)}{r_E}$$

$$A_v \big|_{r_o \gg R_C} \approx -\alpha_f \frac{R_C}{r_E} \bigg|_{\substack{h_{fe} \gg 1 \\ \Rightarrow \alpha_f \rightarrow 1}} \approx -\frac{R_C}{r_E}$$

$$2) \quad A_i \equiv \frac{i_o}{i_{in}} = \frac{-h_{fe} i_B \frac{r_o}{r_o + R_C}}{i_B} = -h_{fe} \frac{r_o}{r_o + R_C} = -h_{fe} \frac{1}{1 + R_C / r_o}$$

$$A_i \big|_{r_o \gg R_C} \approx -h_{fe}$$

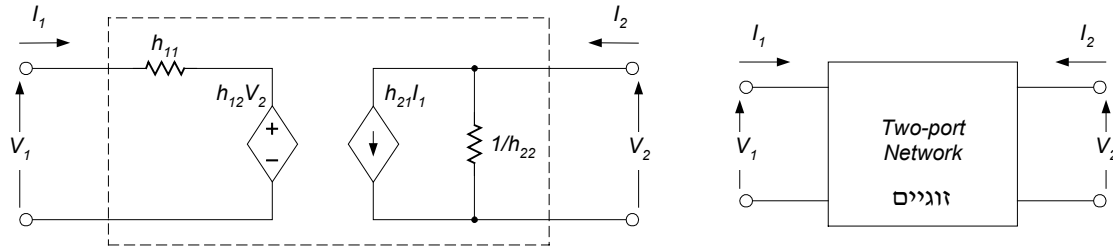
$$3) \quad R_{in} = h_{ie} = r_E (1 + h_{fe})$$

$$4) \quad R_{o3} = \infty$$

$$R_{o2} = \infty \parallel r_o = r_o$$

$$R = R_{o1} = r_o \parallel R_C$$

$$R \big|_{r_o \gg R_C} \approx R_C$$

3.3 מטריצת h - פרמטרים לייצוג טרנזיסטור BJT3.3.1 מטריצת h - פרמטרים עבור מערכת ליניארית

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

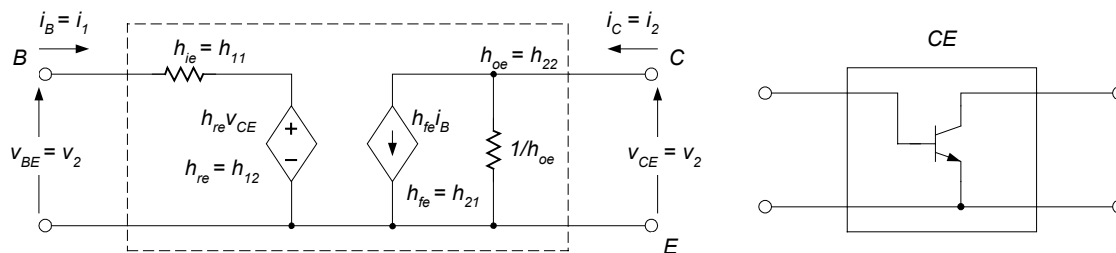
$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

h – stands for *hybrid*

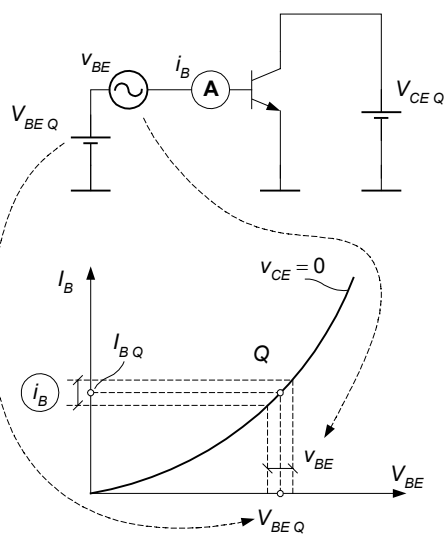
מטריצת h - פרמטרים עבור מערכת לא ליניארית באות קטן.

$$h_{11} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=\text{const}} \quad h_{12} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1=\text{const}} \quad h_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2=\text{const}} \quad h_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1=\text{const}}$$

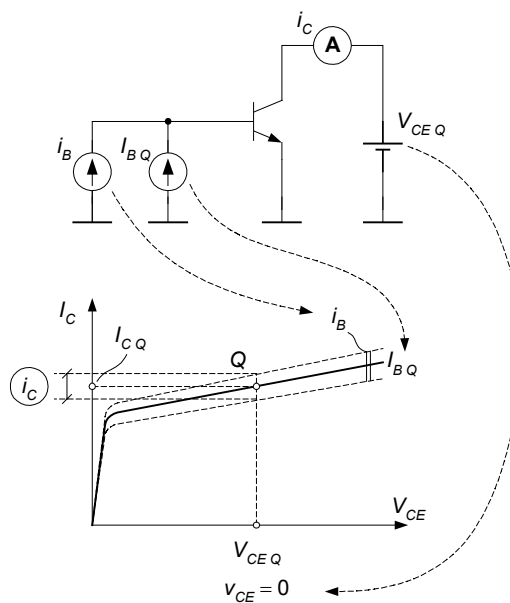
$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

3.3.2 מטריצת h - פרמטרים עבור טרנזיסטור BJT באות קטן

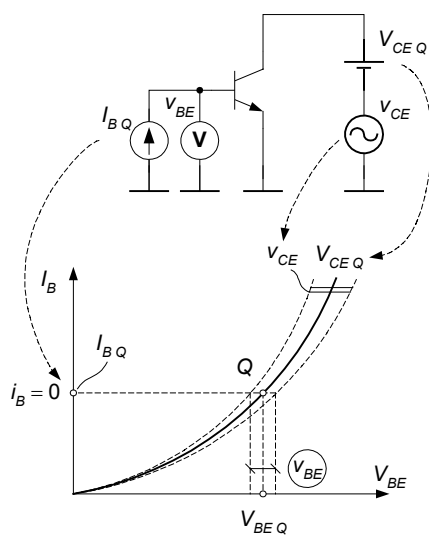
מוליכות המוצא	הגבר הזרם	הגבר המתח ההפוך	עכבת הכניסה
$h_{oe} = \left. \frac{i_C}{v_{CE}} \right _{i_B=0}$	$h_{fe} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right _{v_{CE}=0}$	$h_{re} = \left. \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right _{i_B=0}$	$h_{ie} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right _{v_{CE}=0}$
$1/h_{oe} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$	$h_{fe} \approx \beta$	$h_{re} \approx 0$	$h_{ie} = (h_{fe} + 1)r_E = (h_{fe} + 1)\frac{V_T}{I_E}$

שיטות מדידה h -פרמטרים h_{ie} 

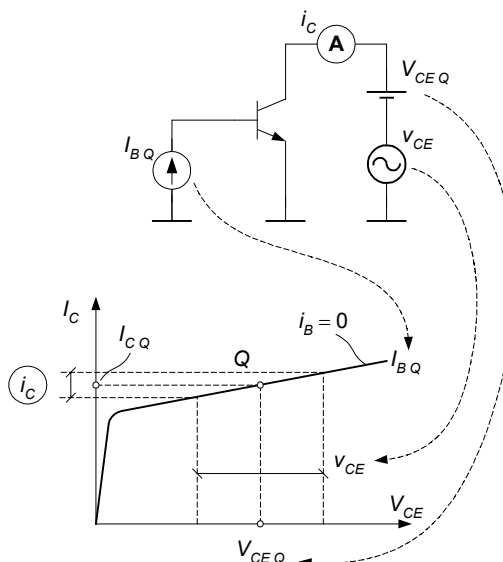
$$h_{ie} = \left. \frac{v_{BE}}{i_B} \right|_{v_{CE}=0}$$

 h_{fe} 

$$h_{fe} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{v_{CE}=0}$$

 h_{re} 

$$h_{re} = \left. \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \right|_{i_B=0}$$

 h_{oe} 

$$h_{oe} = \left. \frac{i_C}{v_{CE}} \right|_{i_B=0}$$

3.4 מודל ליניארי ומעגל תמורה לטרנזיסטורי אפקט שדה

ישנם שני סוגים של טרנזיסטורי אפקט השדה:

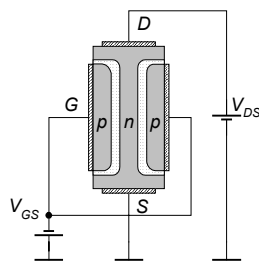
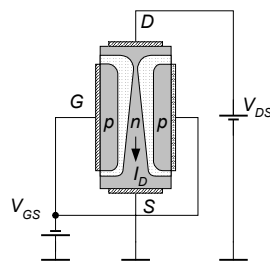
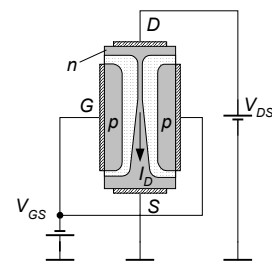
- (א) JFET מבוסס על שיטת המיחסו (normally open),
 (ב) MOSFET המבוסס על שיטת המיחסור (normally open)

ו-MOSFET המבוסס על שיטת העשרה (normally closed).

בכל סוג של JFET ו-MOSFET ישנם טרנזיסטורים עם תעלה מסוג n ו- p . אנו נתרכז בטרנזיסטורים עם תעלה מסוג n בלבד. הניתוח יהיה נכון גם עבור טרנזיסטורים עם תעלה מסוג p , בתנאי שבמודל לאות גדול נהפוך את כיווני המתח והזרם.

JFET		MOSFET			
normally open (no)		normally closed (nc)			
depletion mode		depletion and enhancement mode		enhancement mode	
n -type	p -type	n -type	p -type	n -type	p -type

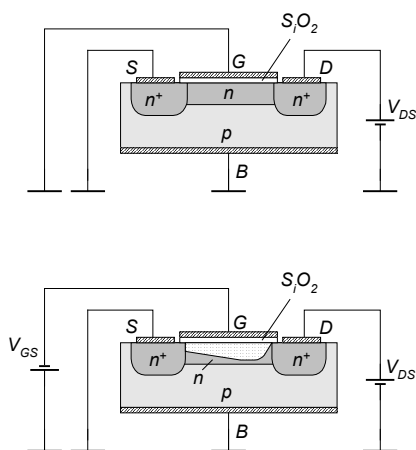
מבנה ומנגנון הפעולה של טרנזיסטור מסוג JFET

מצב V_{DC} קטןמצב הצביטה, $V_{DG} = -V_P$
($V_{DS} = V_{GS} - V_P$)מצב הרוויה, $V_{DG} > -V_P$
($V_{DS} > V_{GS} - V_P$)

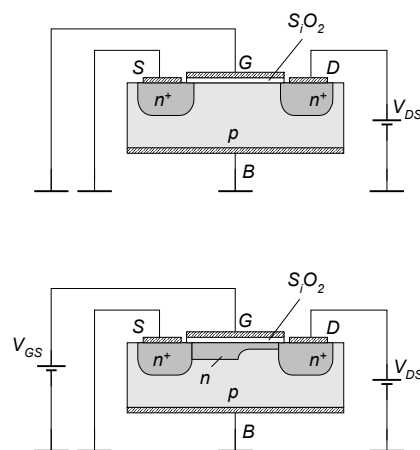
■ מסקנה חשובה. מצב הצביטה: $V_{DG} = -V_P$

מבנה ומנגנון הפעולה של טרנזיסטורים מסוג MOSFET

no MOSFET

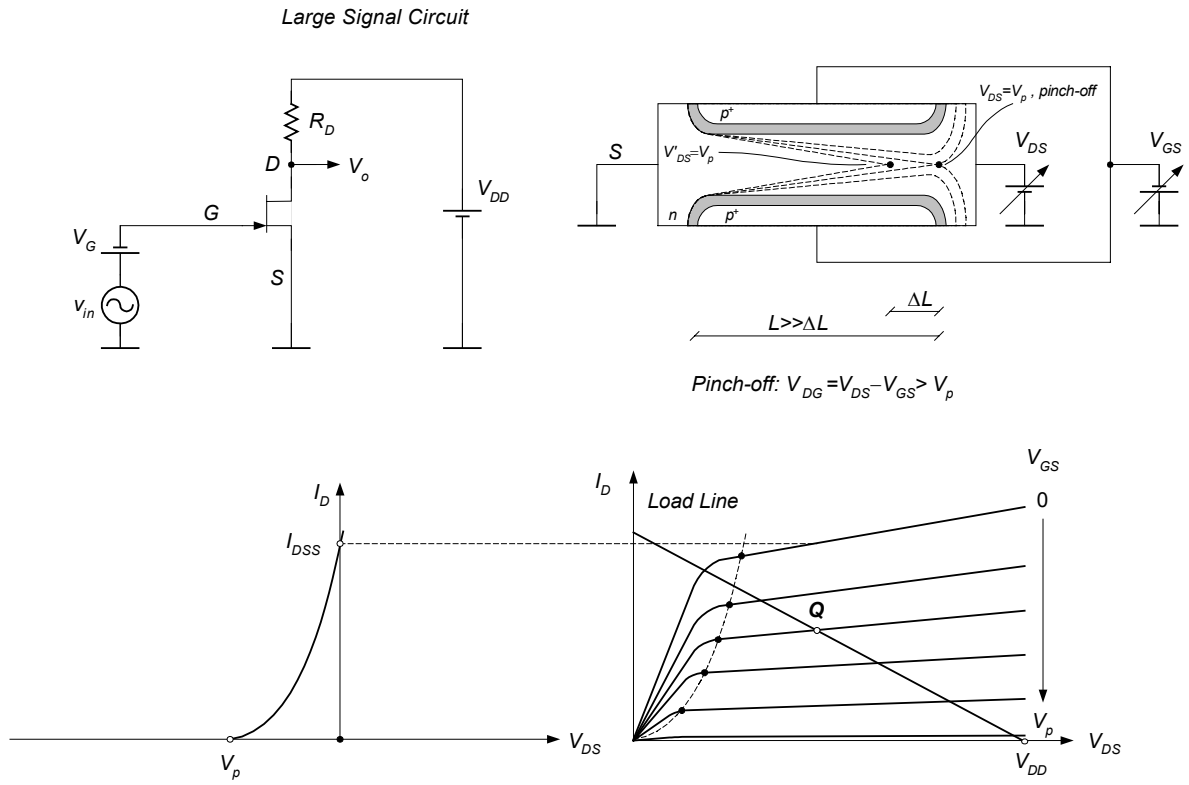


nc MOSFET



■ מסקנה חשובה. מצב הצביטה: $V_{DG} = -V_t$

מעגל אלקטרוני אלמנטרי עם טרנזיסטור FET



$$I_D = K(V_{GS} - V_p)^2$$

$$= KV_p^2 \left(1 - \frac{V_p}{V_p}\right)^2$$

$$= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_p}{V_p}\right)^2, \quad I_{DSS} = KV_p^2$$

Pinch-off parabola:

$$I_{Dp} = K(V_{GSp} - V_p)^2 = K(V_{DSp} + V_p - V_p)^2$$

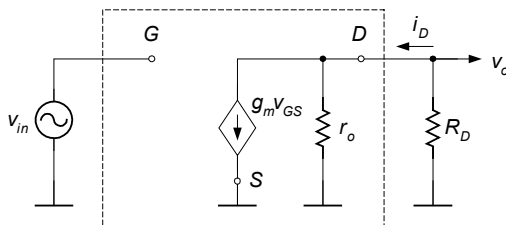
$$I_{Dp} = KV_{DSp}^2$$

$$g_m \equiv \frac{i_D}{v_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_p)$$

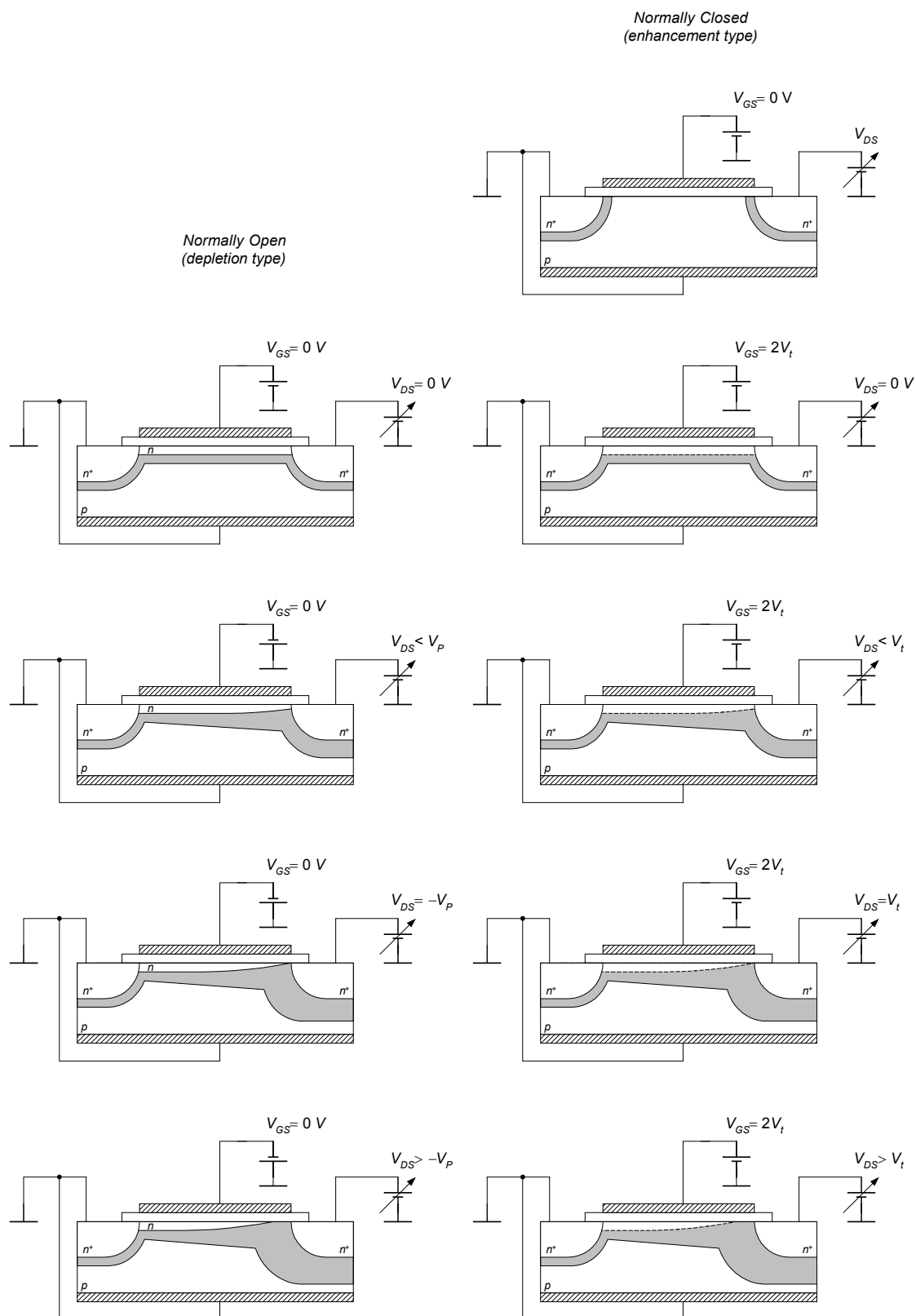
$$= 2\sqrt{K} \sqrt{I_{DQ}} = \frac{2}{V_p} \sqrt{I_{DSS}} \sqrt{I_{DQ}}$$

$$I_D = K(V_{GS} - V_p)^2 (1 + 1/V_{DS}), \quad \frac{1}{\lambda} \propto V_A \Rightarrow r_o = \frac{1/\lambda + V_{DSQ}}{I_{DQ}}$$

$$r_{in} \equiv \frac{v_{GS}}{i_{GS}} = \frac{V_T}{|I_{GSS}| - |I_{GS}|} \gg R_{leakage} \Rightarrow r_{in} = \infty$$

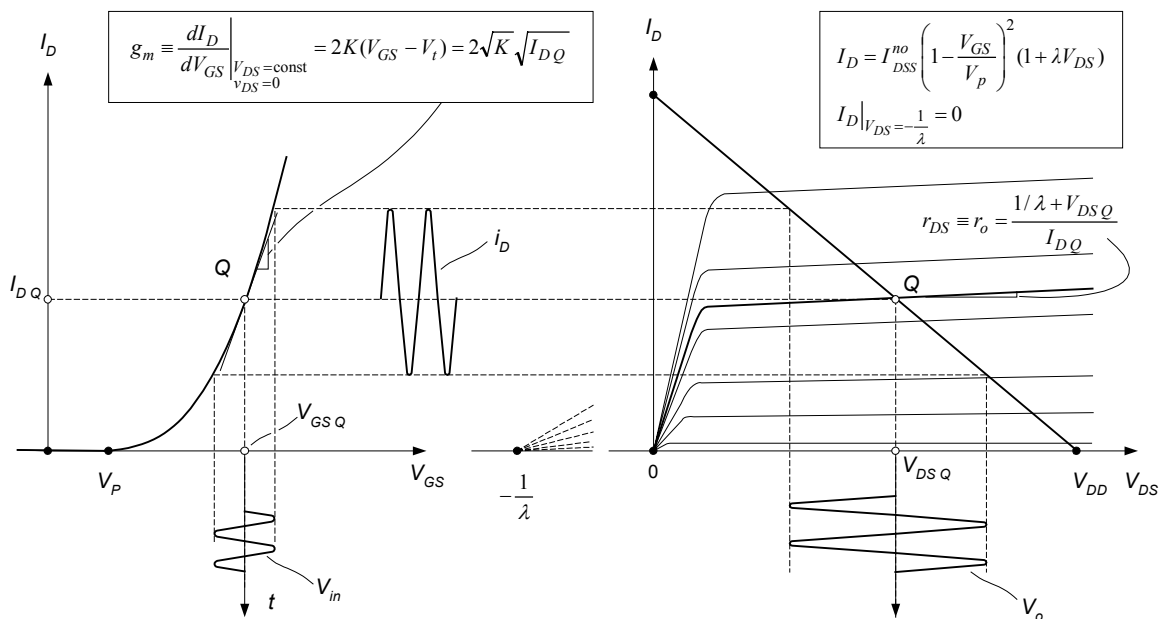
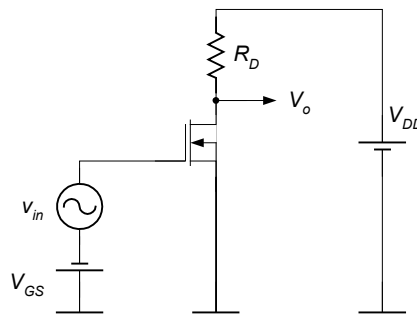
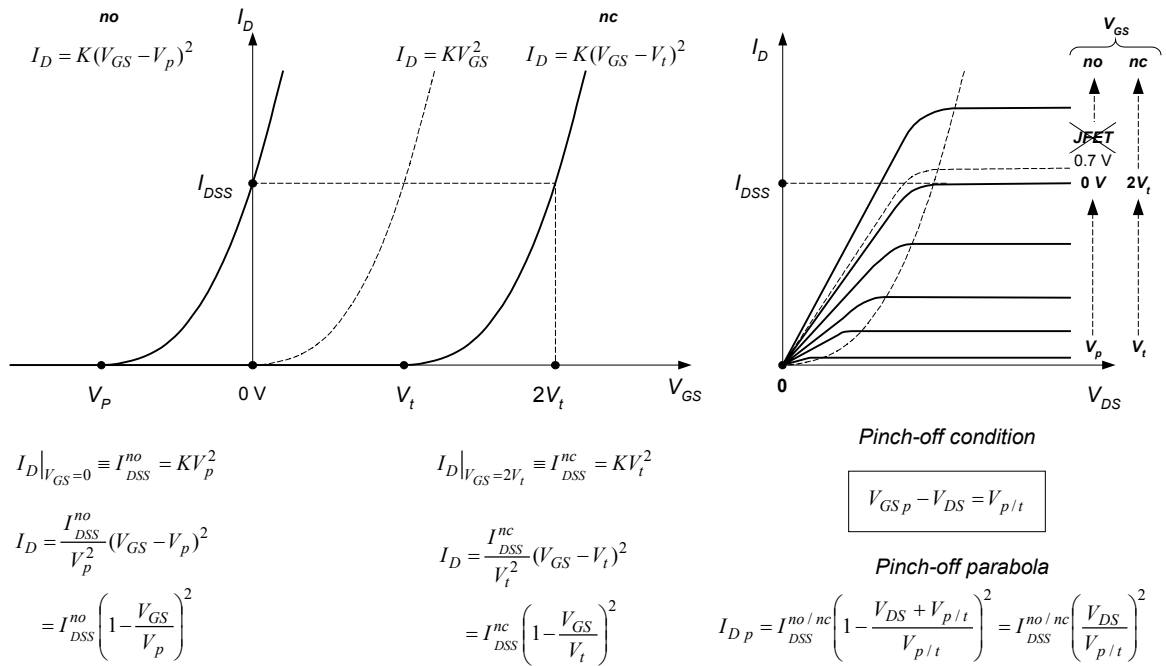


טרנזיסטור MOSFET



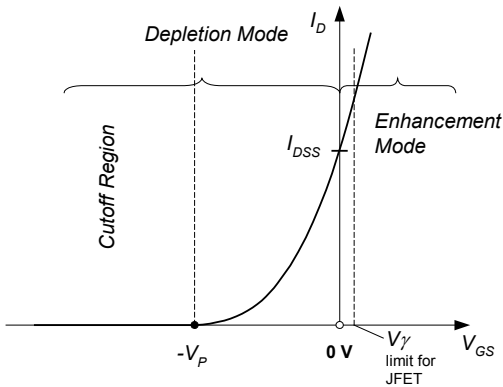
3.4.1 מודל פיזיקלי לטרנזיסטור אפקט שדה

הסבר קצר

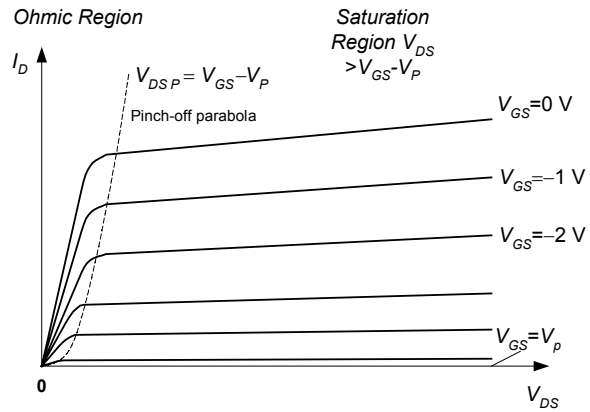


טרנזיסטור אפקט שדה מסוג no

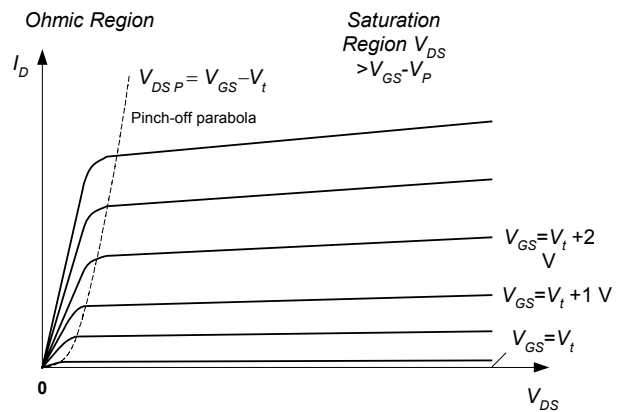
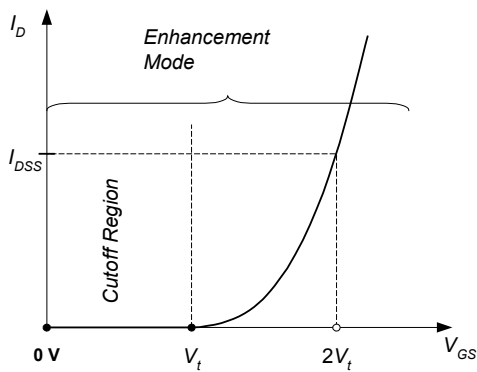
אופייין מעבר



אופייין מוצא



טרנזיסטור אפקט שדה מסוג nc



תחום הפעיל (ליניארי) עבור מגברים הוא תחום הרוויה. ישנו הבדל לגבי הגדרת התחום הפעיל עבור טרנזיסטורים BJT, משום שמדובר כאן על רווית זרם ולא רווית מתח.

◀ עבור טר' מסוג no : מתח הצביטה (1) V_P - 8.

◀ עבור טר' מסוג nc : מתח הסף (1) V_t - 8.

◀ עבור טר' מסוג no : זרם drain-source הרוויה כאשר $V_{GS} = 0$.

◀ עבור טר' מסוג nc : זרם drain-source הרוויה כאשר $V_{GS} = 2V_t$.

$$I_{DSS} = KV_t^2$$

◀ $K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$, μ_n - תנודתיות פנימית של אלקטרונים במעבר n.

$K = f(\text{geometry, the surface mobility of electrons in the } n \text{ channel})$

אופיין מוצא בתחום האומי:

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right) \frac{V_{DS}}{V_P} - \left(\frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right]$$

: Pinch-off parabola

$$V_{DS P} = V_{GS} - V_P \Rightarrow I_{DP} = I_{DSS} \left(\frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2$$

עבור V_{DS} קטנים אופייין המוצא הופך ל-:

$$I_D \approx 2I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right) \frac{V_{DS}}{V_P}$$

התנגדות מוצא עבור V_{DS} קטנים ו- $V_{GS} = \text{const}$:

$$\frac{1}{R_{DS}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)$$

$$R_{DS} \propto \frac{1}{V_{GS} - V_P}$$

אופיין מוצא בתחום הרוויה (התחום הפעיל ל מגברים)

(א) אופיין תיאורטי :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

(ב) אופיין מעשי:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

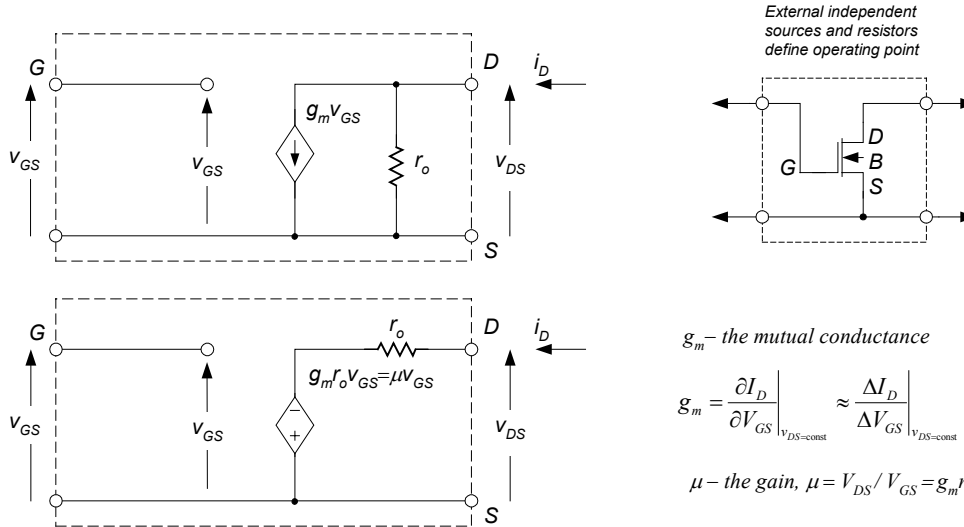
BJT עבוד טרנזיסטורים, V_A , מתח ארלי, $\lceil \textcircled{\text{R}} \sum \square \diamond \{ \textcircled{\text{C}} \} \rceil \diamond \sum^{\text{TM}} - 1/\lambda \blacktriangleleft$

(לפי הנוסחה, $I_D = 0|_{V_{DS} = -1/\lambda}$)

$$:r_o=\frac{dV_{DS}}{dI_D}\bigg|_{V_{GS}=const} :S-\{D\|\langle\mathbb{F}\|\square\mathbb{F}\odot\sum\mathbb{C}\mathbb{R}\square\mathbb{T}^M-r_o\blacktriangleleft$$

$$r_o = \frac{1/\lambda + V_{DS}}{I_D}$$

3.4.2 מעגל תמורה לאות קטן לטרנזיסטור אפקט השדה

חישוב g_m כפונקציה של I_D .

$$g_m \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{const}} = \frac{\partial [I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2]}{\partial V_{GS}} = -\frac{2}{V_P} I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)$$

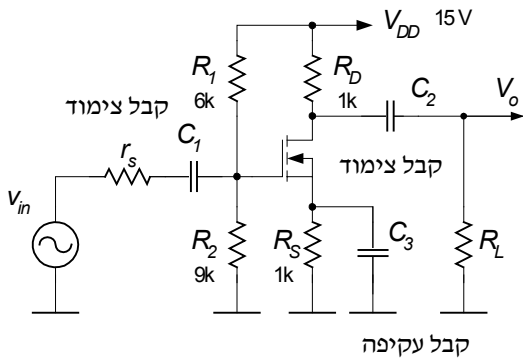
$$\left. \begin{aligned} g_m|_{no} &= \frac{2}{V_P} \sqrt{I_{DSS}} \sqrt{I_D} \\ g_m|_{nc} &= 2\sqrt{K} \sqrt{I_D}, \quad K = \frac{I_{DSS}}{V_t^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow g_m \propto \sqrt{I_D}$$

$$g_m|_{\text{BJT}} \equiv \left. \frac{i_C}{v_{BE}} \right|_{v_{CE}=0} \approx \frac{i_E}{v_{BE}} = \frac{1}{r_E}, \quad \Rightarrow g_m \propto I_C$$

ערך אופייני של g_m הוא 1/100–1/10000 S.

3.4.3 דוגמה לשימוש במעגל התמורה לטרנזיסטור אפקט השדה

נניח שנתון המעגל הבא.



$$\begin{aligned}
 I_D &= 5(V_{GS} - 3)^2 \text{ mA} \\
 &= (5 \cdot 3^2)(1 - V_{GS}/3)^2 \text{ mA} \\
 &= K V_t^2 (1 - V_{GS}/V_t)^2 \text{ mA} \\
 &= I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_t)^2 \text{ mA} \\
 V_t &= 3 \text{ V} \\
 I_{DSS} &= 45 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

$$A_v = ?$$

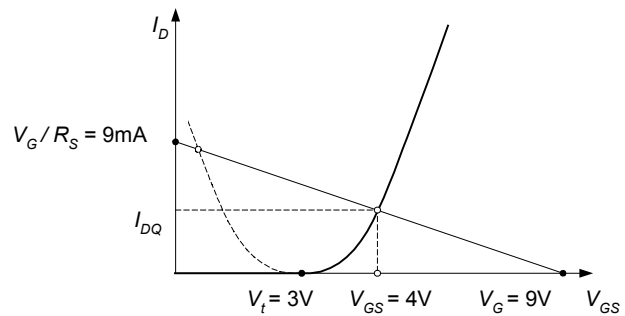
(א) ניתוח dc :

(1) מוציאים את נקודת העבודה $Q(I_D, V_{DS})$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D R_S = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_D R_S = 9 - 5(V_{GS} - 3)^2 \cdot 1 \Rightarrow V_{GS} = 4 \text{ [V]}$$

פתרון גרפי :

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S$$



$$I_D = 5(V_{GS} - V_t)^2 = 5(4 - 3)^2 = 5 \text{ [mA]}$$

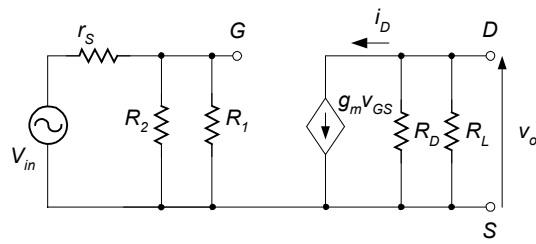
$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S - I_D R_D = 15 - 5(1 + 1) = 5 \text{ [V]}$$

(2) בודקים את התחום $V_{DS} > V_{GS} - V_t$:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_t; \quad 5 \text{ V} > 4 \text{ V} - 3 \text{ V}$$

(ב) ניתוח ac :

(1) בונים מעגל תמורה אות קטן למעגל הנתון :



$$R_G \equiv R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

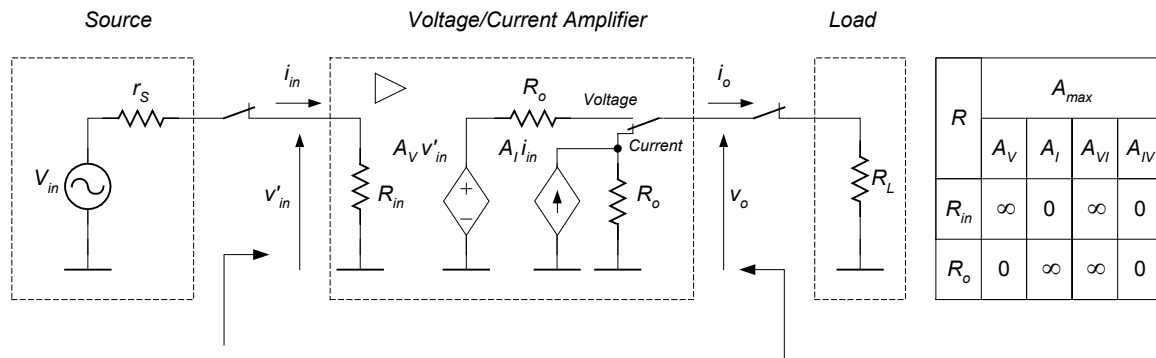
$$g_m = 2\sqrt{K} \sqrt{I_{DQ}} = 2\sqrt{5 \cdot 10^{-3}} \sqrt{5 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ mS}$$

(2) מחשבים את הגבר המתח :

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_{in}} = - \frac{\underbrace{v_{in} \frac{R_G}{r_s + R_G}}_{v_{GS}} \underbrace{g_m R_D \parallel R_L}_{i_D}}{v_{in}} \bigg|_{\substack{R_L \rightarrow \infty \\ r_s = 0}} = -10 \text{ mS} \cdot 1\text{k} = -10$$

4 תכונות חיבורים שונים של טרנזיסטורים מסוג BJT ו-FET

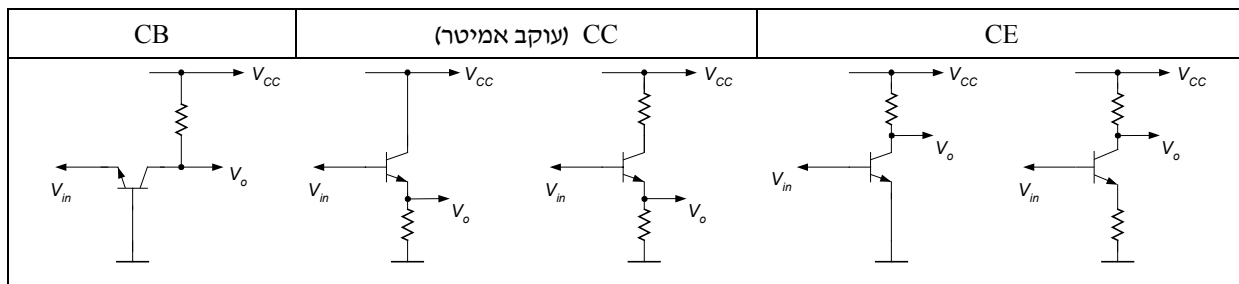
4.1 אפיון מגברים (מעגל תמורה של מגברים)



רואים שמעגל התמורה של הטרנזיסטור באות קטן, שפיתחנו לפני-כן, דומה למעגל התמורה המייצג מגבר. טרנזיסטור ניתן לחבר לפי שלוש תצורות שונות: CE/CS, CC/CD, CB/CG. יש לצפות שכל תצורה ותצורה מייצגת מגבר בעל תכונות מיוחדות.

כדי להבין מהם השימושים האפשריים של חיבורים שונים, חשוב למצוא את התכונות של כל החיבורים ולבדוק במה הם שונים ודומים.

4.2 חיבורים של טרנזיסטור BJT



סוג החיבור הוגדר עבור זוג מסוים של כניסה-מוצא.

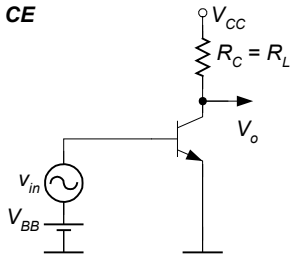
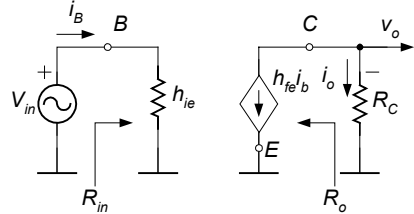
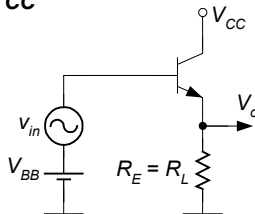
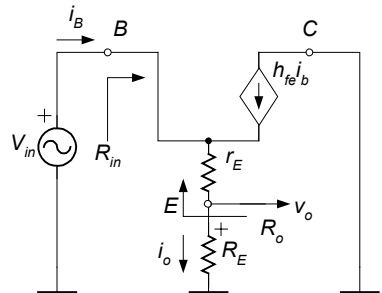
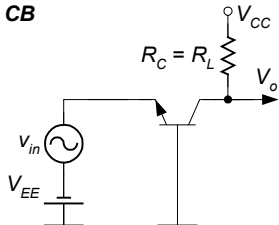
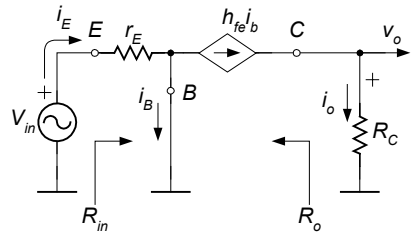
קיימים שלושה חיבורים מעשיים בלבד ("השלישייה", "trio"), משום ש-

(א) לא משתמשים בקולקטור בתור כניסה בגלל שצמתים CB ו-CE לא מבקרים את הטרנזיסטור ואם אפילו נהפוך את הטרנזיסטור אז נקבל $h_{fe r}$ קטן.

(ב) לא משתמשים בבסיס בתור מוצא (i_B קטן).

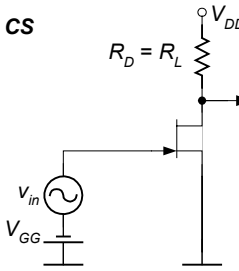
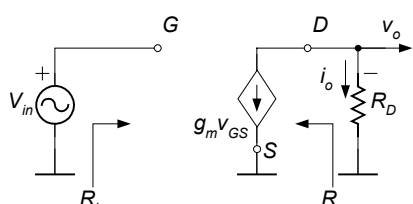
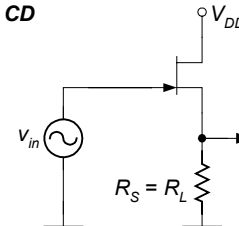
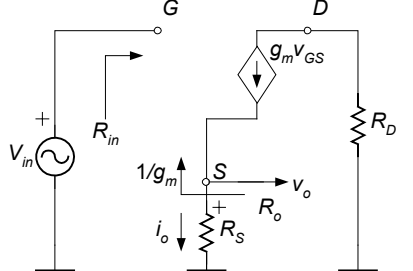
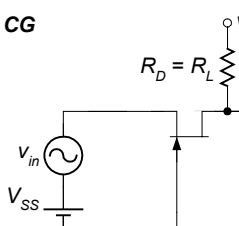
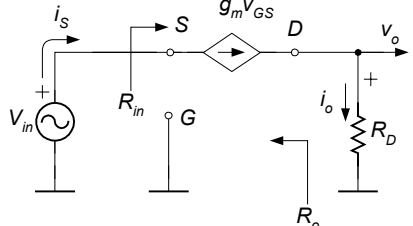
4.3 חישוב A_V, R_o, R_{in} ו- A_I עבור חיבורים שונים של טרנזיסטור BJT ו-FET

נניח שעבור הטרנזיסטור BJT $r_s = 0, h_{re} = 0, 1/h_{oe} \gg R_C, R_E$. נחשב A_V, R_o, R_{in} ו- A_I עבור החיבורים הבאים:

מעגל באות גדול	מעגל באדות קטן	A_V, A_I, R_o, R_{in}
CE 		$R_{in} = (1 + h_{fe})r_E$, medium $R_o = \infty$, high $A_I = -h_{fe}$, high $A_V = \frac{-h_{fe}i_B R_C}{(1 + h_{fe})i_B r_E} \Big _{h_{fe} \gg 1}$ $\approx -\frac{R_C}{r_E} = -\frac{R_C}{r_E + R_E}$, high
CC 		$R_{in} = (1 + h_{fe})(r_E + R_E)$, high $R_o = r_E$, low $A_I = 1 + h_{fe}$, high $A_V = \frac{R_E}{r_E + R_E} \Big _{R_E \gg r_E} \approx 1$, low
CB 		$R_{in} = r_E$, low $R_o = \infty$, high to very high $A_I = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = \alpha_f \approx 1$, low $A_V = \frac{h_{fe}i_B R_C}{(1 + h_{fe})i_B r_E} \Big _{h_{fe} \gg 1}$ $\approx \frac{R_C}{r_E}$, high

תכונות חיבורים שונים של טרנזיסטורים מסוג BJT ו-FET

נניח שעבור הטרנזיסטור FET $r_s = 0$, $r_o \gg R_D, R_S$ נחשב A_V, R_o, R_{in} ו- A_I עבור החיבורים הבאים:

מעגל באות גדול	מעגל באות קטן	A_V, A_I, R_o, R_{in}
CS 		$R_{in} = \infty$, very high $R_o = \infty$, high A_I , no sense $A_V = \frac{-g_m v_{GS} R_D}{v_{GS}}$ $= -\frac{R_D}{\underbrace{1/g_m}_{r_E \approx 1/g_m \text{ for BJT}}}$, high
CD 		$R_{in} = \infty$, very high $R_o = \frac{1}{g_m}$, $\propto r_E$ for BJT, low A_I , no sense $A_V = \frac{g_m v_{GS} R_S}{v_{GS} + g_m v_{GS} R_S}$ $= \frac{R_S}{1/g_m + R_S} \Big _{R_S \gg 1/g_m} \approx 1$, low
CG 		$R_{in} = \frac{1}{g_m}$, $\propto r_E$ for BJT, low $R_o = \infty$, high to very high $A_I = 1$, low $A_V = \frac{g_m v_{GS} R_D}{v_{GS}}$ $\approx \frac{R_D}{\underbrace{1/g_m}_{\propto r_E}}$, high

שילוב של מספר דרגות מאפשר תכנון מגבר מכל סוג (מגבר מתח, מגבר זרם, מגבר מוליכות, מגבר התנגדות) בעל פרמטרים המתקרבים לפרמטרים של המגבר האידיאלי.

5.1 ממתח בתכנון מעגלים בדידים

5.1.1 סוגים שונים של ממתח

Fixed-bias circuit	Fixed-bias circuit		Self-bias circuit
	with collector feedback	with collector and emitter feedback	
<p>$V_{BB}=V_{CC}$</p> <p>$V_{BB}=V_{CC}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2})$</p> <p>$V_{BB}=V_{CC}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2})$</p>		<p>$V_{BB}=V_{CC}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2})$</p>	
Large signal equivalent circuits			
Transformations used to construct equivalent input circuits			
Equivalent input circuits			
<p>$V_{BB}=V_{CC}$</p> <p>$V_{BB}=V_{CC}R_{B2}/(R_{B1}+R_{B2})$</p>			
$I_B=f(I_{CBo},V_{BE},\beta)$			
$I'_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}+I_{CBo}R_B}{R_B}$	$I'_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}+I_{CBo}R_B}{R_B+(\beta+1)(R_E+R_C)}$	$I'_B=\frac{V_{BB}-V_{BE}+I_{CBo}R_B}{R_B+(\beta+1)R_E}$	
$I_C=\beta I'_B+I_{CBo}\Rightarrow I_C=f(I_{CBo},V_{BE},\beta)$			

חישוב זרם הקולקטור כפונקציה של I_{CBo} , V_{BE} , β עבור מעגל ממתח עצמי.

$$I_C = \beta I'_B + I_{CBo} = \frac{\beta(V_{BB} - V_{BE}) + I_{CBo}(\beta + 1)(R_B + R_E)}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

$$\Delta I_C = f(\Delta I_{CBo}, \Delta V_{BE}, \Delta \beta)$$

$$\Delta I_{CBo} \approx \times 2 / 10^\circ \text{ C}$$

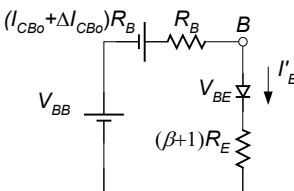
$$\Delta V_{BE} \approx -2.5 \text{ mV} / ^\circ \text{ C}$$

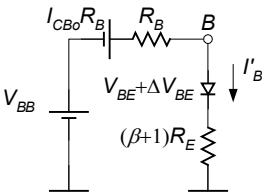
$$\Delta \beta \approx 0.1 - 0.3 \% / ^\circ \text{ C}; \quad \Delta \beta_{specimen} = 500 \dots 1000 \%$$

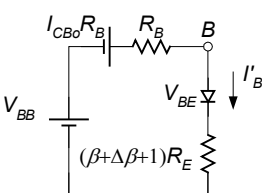
5.1.2 יציבות של ממתח (יציבות של I_C)

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBo}} \Delta I_{CBo} + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta \beta = S_{I_{CBo}} \Delta I_{CBo} + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} + S_\beta \Delta \beta$$

◀ S_i – גורמי היציבות עבור מעגל ממתח עצמי.

$R_B \downarrow \Rightarrow S_{I_{CBo}} \downarrow$ $R_E \uparrow \Rightarrow S_{I_{CBo}} \downarrow$	$S_{I_{CBo}} = \frac{(\beta + 1)(R_B + R_E)}{R_B + (\beta + 1)R_E}$	$S_{I_{CBo}}$
	$S_{I_{CBo}} \max = S_{I_{CBo}} \Big _{R_E \rightarrow 0} = \frac{(\beta + 1)R_B}{R_B} = (\beta + 1)$	
	$S_{I_{CBo}} \min = S_{I_{CBo}} \Big _{R_B \ll R_E} = \frac{(\beta + 1)R_E}{(\beta + 1)R_E} = 1$	

$R_E \uparrow \Rightarrow S_{V_{BE}} \downarrow$	$S_{V_{BE}} = \frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} \approx \frac{-1}{R_B / \beta + R_E}$	$S_{V_{BE}}$
	$\underbrace{S_{V_{BE}}}_{<0} \underbrace{\Delta V_{BE}}_{<0} > 0 !$	

$\beta \uparrow, R_E \uparrow \Rightarrow S \downarrow$	$S_\beta = \frac{(V_{BB} - V_{BE} + I_{CBo}R_B)(R_B + R_E)}{[R_B + (\beta + 1)R_E]^2}$	S_β
		

שינוי יחסי של I_C בתלות בשינוי יחסי של β

$$\Delta I_C \beta = S_\beta \Delta \beta \Big|_{I_{CBo} R_B \rightarrow 0} \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta + 1)R_E} \Delta \beta \approx I_B \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta + 1)R_E} \Delta \beta$$

$$\approx \frac{I_C}{\beta} \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta + 1)R_E} \Delta \beta \quad \Rightarrow$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{\Delta \beta}{\beta} \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta + 1)R_E} \Big|_{R_B \ll R_E} \approx \frac{\Delta \beta}{\beta} \frac{1}{\beta}$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \Big|_{R_B \ll R_E} \times 100\% \approx \frac{\Delta \beta}{\beta} \frac{1}{\beta} \times 100\%$$

לדוגמה: כאשר $R_B \ll R_E$, אזי שינוי של 100% ב- $\beta = 100$ גורם לשינוי I_C רק ב 1%.

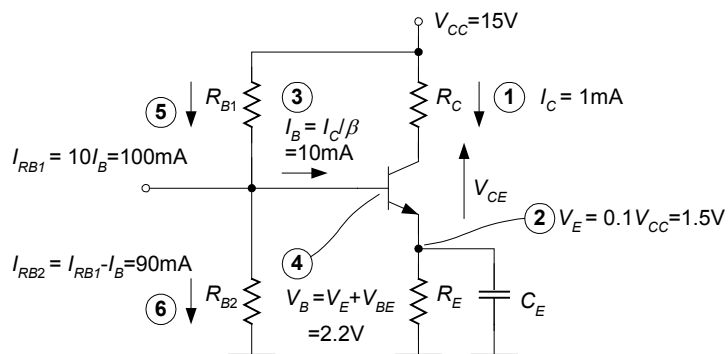
סיכום:

S	Fixed-bias circuit	Fixed-bias circuit		Self-bias circuit
		with collector feedback	with collector and emitter feedback	
$S_{I_{CBo}}$	$\beta + 1$	$\frac{(\beta + 1)(R_B + R_C)}{R_B + (\beta + 1)R_C}$	$\frac{(\beta + 1)(R_B + R_C + R_E)}{R_B + (\beta + 1)(R_C + R_E)}$	$\frac{(\beta + 1)(R_B + R_E)}{R_B + (\beta + 1)R_E}$
$S_{V_{BE}}$	$-\frac{\beta}{R_B}$	$\frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_C}$	$\frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)(R_C + R_E)}$	$\frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E}$
S_β	$\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_C)}{[R_B + (\beta + 1)R_C]^2}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_C + R_E)}{[R_B + (\beta + 1)(R_C + R_E)]^2}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_E)}{[R_B + (\beta + 1)R_E]^2}$
$S_{\beta_{specimen}}$	$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\Delta \beta}{\beta}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_C)}{\left([R_B + (\beta_1 + 1)R_C] \right) \left(\times [R_B + (\beta_2 + 1)R_C] \right)}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_C + R_E)}{\left([R_B + (\beta_1 + 1)(R_C + R_E)] \right) \left(\times [R_B + (\beta_2 + 1)(R_C + R_E)] \right)}$	$\frac{(V_{BB} - V_{BE})(R_B + R_E)}{\left([R_B + (\beta_1 + 1)R_E] \right) \left(\times [R_B + (\beta_2 + 1)R_E] \right)}$

$$1) I_E R_E \approx 0.1 V_{CC}$$

$$2) R_B \leq 0.1(\beta + 1)R_E$$

$$\Rightarrow I_{R_{B1}} \approx I_{R_{B2}} \approx 10 \cdot I_B$$

דוגמה מספרית

$$\beta = 100$$

$$I_C = 1\text{mA}$$

$$V_{CE} = V_{RC} = (V_{CC} - V_E)/2$$

$$R_{B1} = ?$$

$$R_{B2} = ?$$

$$R_E = ?$$

$$R_C = ?$$

$$⑦ R_{B1} = (V_{CC} - V_B) / I_{R_{B1}} = (15 - 2.2) / 100\text{mA} = 128\text{k}$$

$$⑧ R_{B2} = V_B / I_{R_{B2}} = 2.2 / 90\text{mA} = 24.4\text{k}$$

$$⑨ R_E = V_E / I_C = 1.5 / 1\text{mA} = 1.5\text{k}$$

$$⑩ R_C = [(V_{CC} - V_E) / 2] / I_C = [(15 - 1.5) / 2] / 1\text{mA} = 6.75\text{k}$$

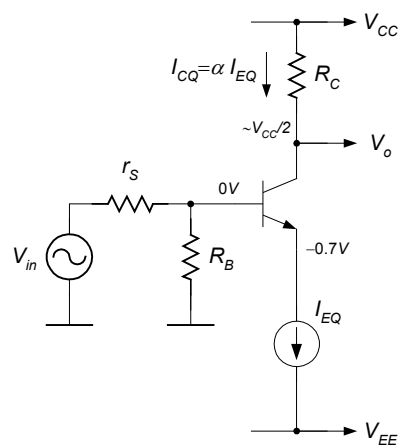
5.2 ממתח במעגלים משולבים (ראי זרם)

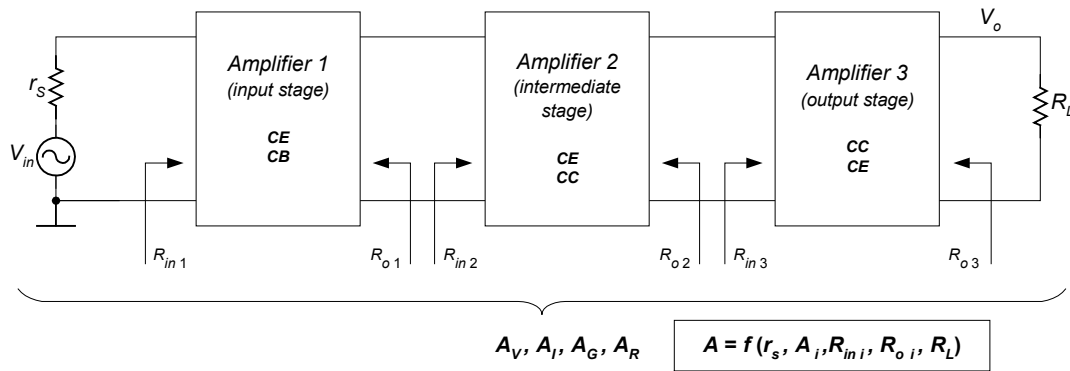
שיטות הממתח שנידונו קודם אינן מתאימות לתכנון מגברי מעגלים משולבים. החסרון הוא שצריך להשתמש בהרבה נגדים ובקבלי עקיפה וצימוד גדולים.

לעומת זאת, כאשר מתכננים מעגלים משולבים, ניתן להשתמש במספר רב של טרנזיסטורים זהים.

ביסודו של דבר, הממתח במעגלים משולבים מבוסס על השימוש במקורות זרם קבוע. אבן הבניין הבסיסית ביותר בתכנון מקורות זרם במעגלים משולבים הוא ראי זרם, אשר נלמד בהמשך הקורס.

דוגמה:





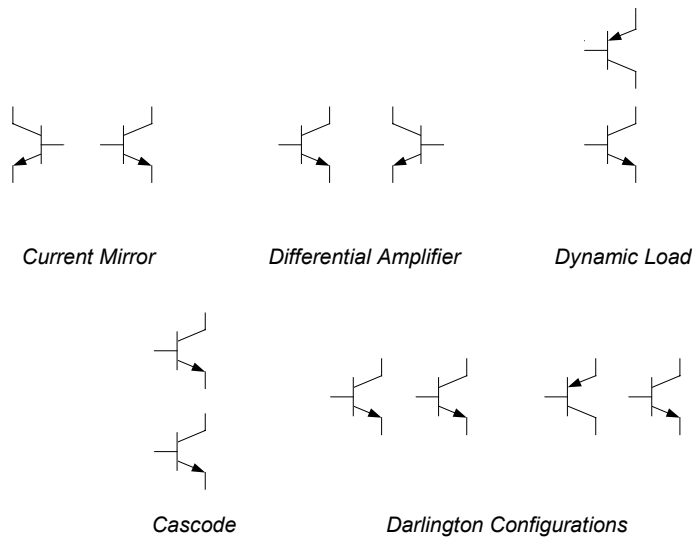
	R_{in}	Stage			R_o
		1	2	3	
A_V	high	CE	CE/CC	CC	low
A_I	low	CB	CE/CC	CE	high
A_{VI}	high	CE	CE/CC	CE	high
A_{IV}	low	CB	CE/CC	CC	low

תכנון מגברים רבי-דרגות בד"כ מבוסס על הסדר הבא של הדרגות. (תכנון מגברים המיועדים לשימושים מיוחדים יכול להפר את הסדר המומלץ).

(לפי הטבלה רואים שכדאי שדרגת מבוא תהייה בעלת הגבר גבוה. מה היא הסיבה המדויקת לכך נבין בהמשך הקורס.)

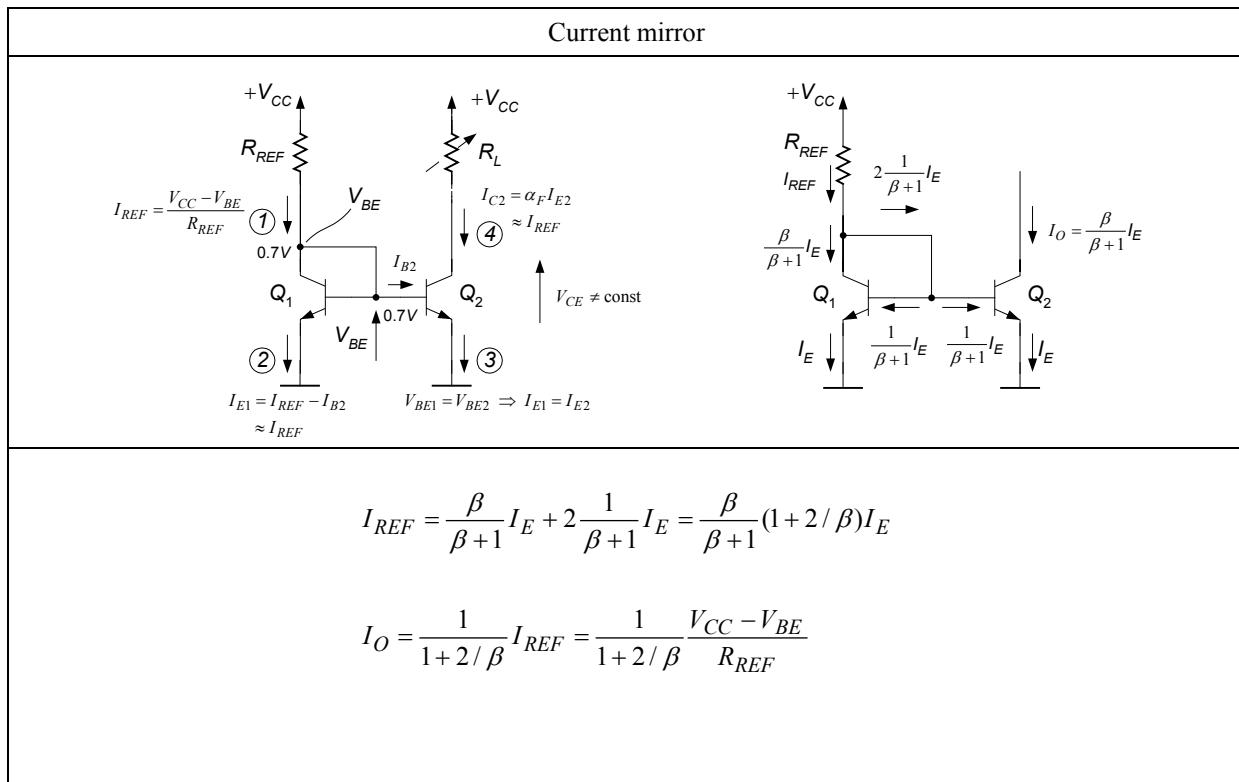
בנוסף למגברים רבי-דרגות, קיימים כמה חיבורים דו-טרנזיסטורים אשר בד"כ מנותחים (וגם כן ארוזים) כדרגות בודדות, כלומר, ראי זרם, חיבורי דרלינגטון, חיבור קסקוד (cascode), עומס דינמי ומגבר הפרש.

ציור הבא מראה שזוג טרנזיסטורים ניתן לחבר בחמש תצורות קנוניות הבאות:



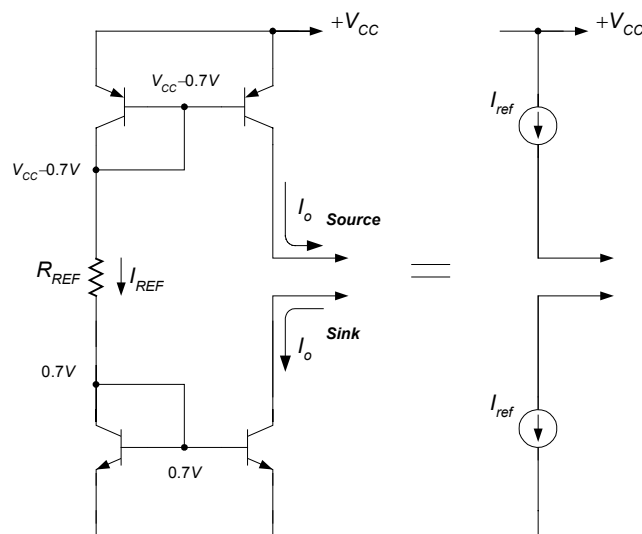
שימו לב: בראי זרם מכתיבים את I_{E2} באמצעות V_{BE1} , ובאמצעות I_{E2} מכתיבים את $I_{C2} = \alpha_F I_{E2}$.

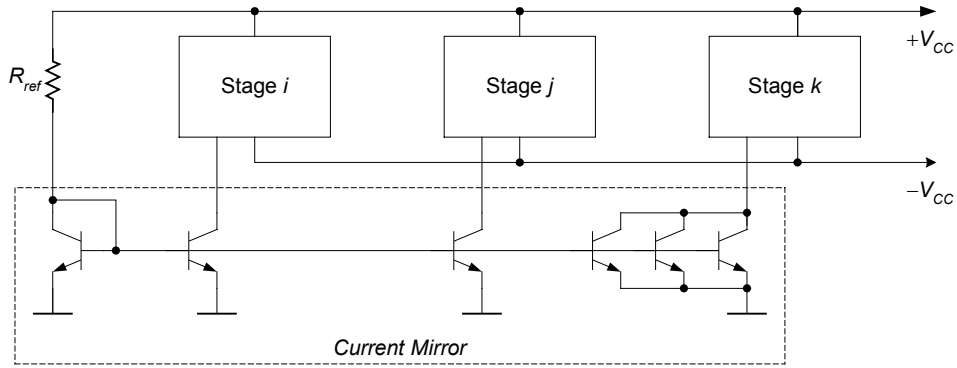
כתוצאה מכך, שינוי ב- β כמעט ולא משפיע על I_C ו- α_F .



שימו לב: טרנזיסטור Q_1 נמצא בתחום ליניארי (דיודה BE מוליכה ודיודה BC לא מוליכה) ומתפקד כטרנזיסטור ($I_C = \beta I_B$) למרות לקצר בין הקולקטור והבסיס.

ראי זרם דו-כיווני.

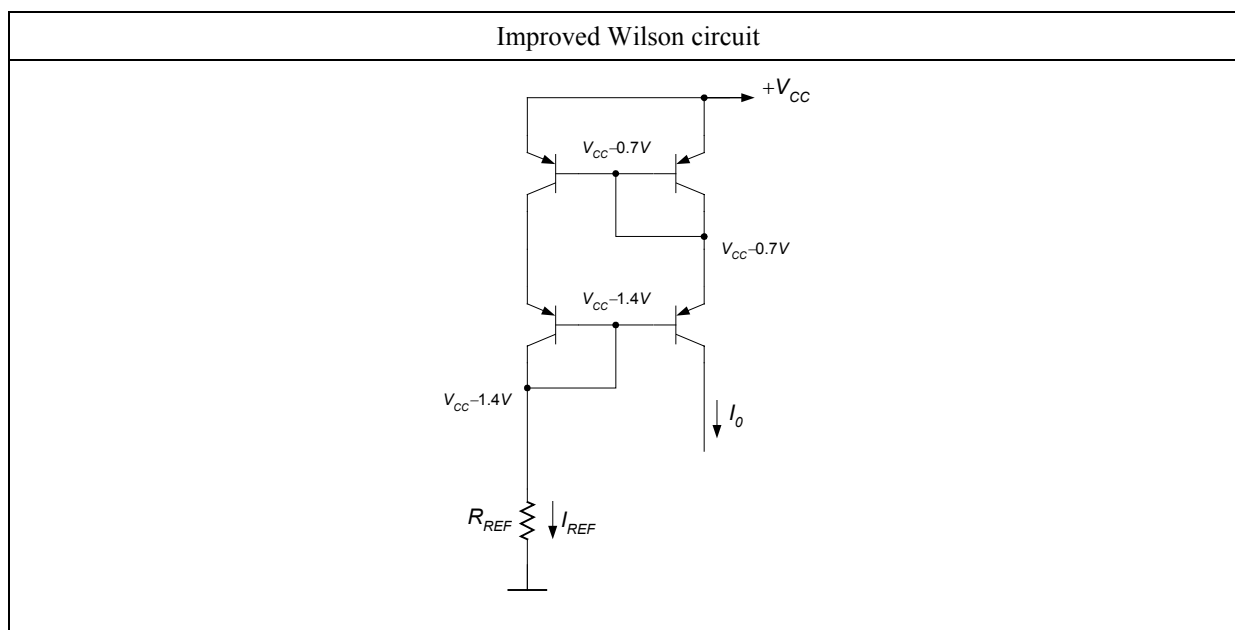
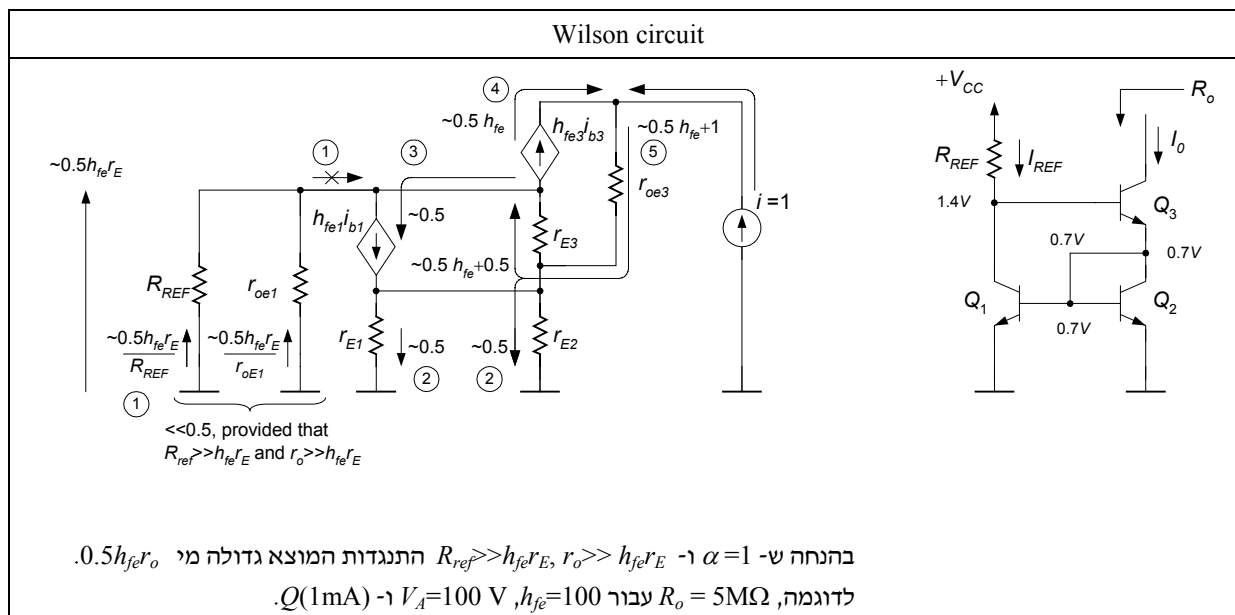


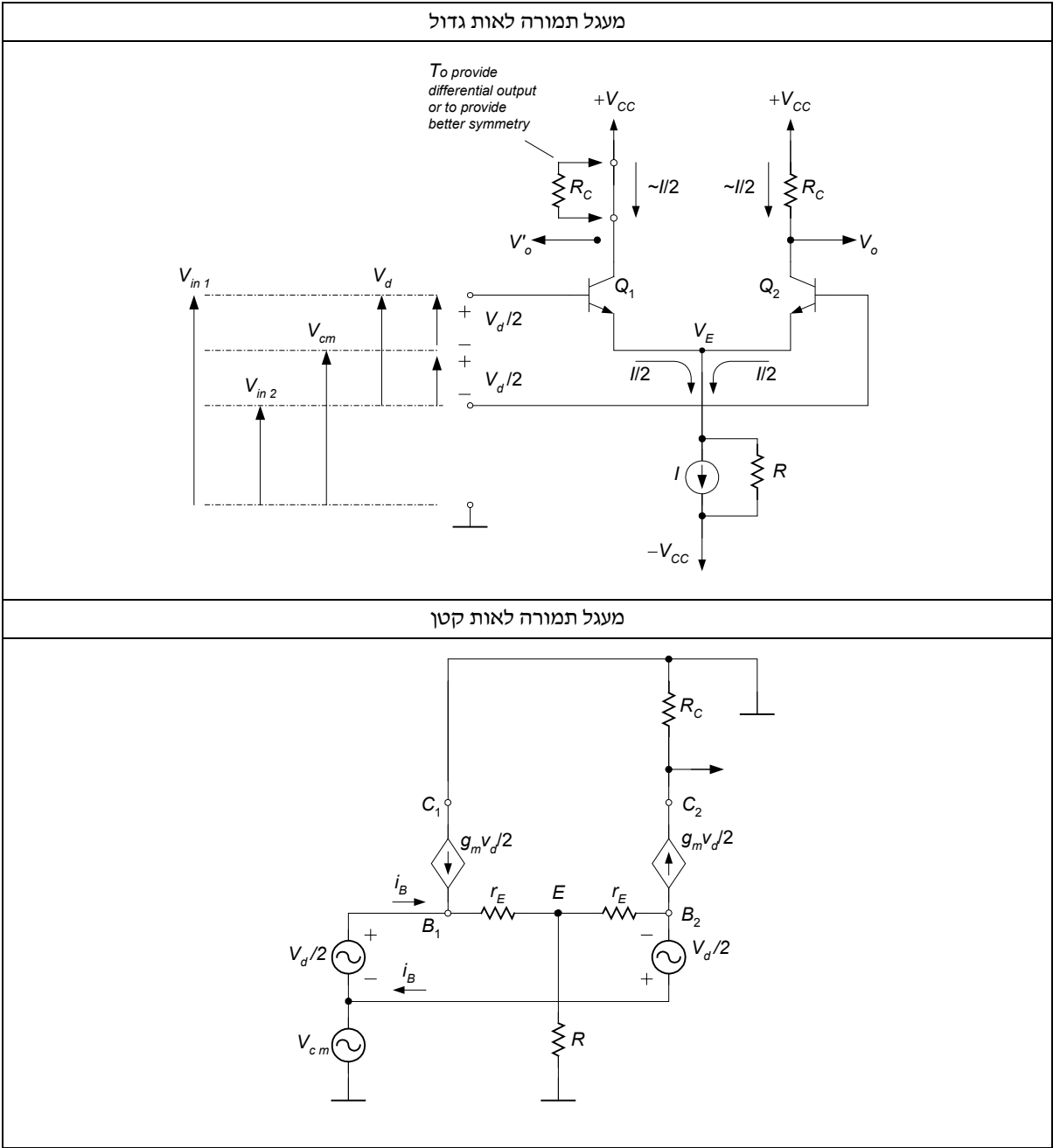


$$I_{E1} = \underbrace{\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{ref}}}_{I_{ref}} - \sum i_{B i} \approx I_{ref}$$

$$I_{Ci} = \alpha_i I_{Ei} = \alpha_i I_{ESi} (e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} - 1) = \alpha_i I_{ESi} \frac{I_{ES1}}{I_{ES1}} (e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} - 1) = \alpha_i \frac{I_{ESi}}{I_{ES1}} I_{E1} \approx \frac{I_{ESi}}{I_{ES1}} I_{ref}$$

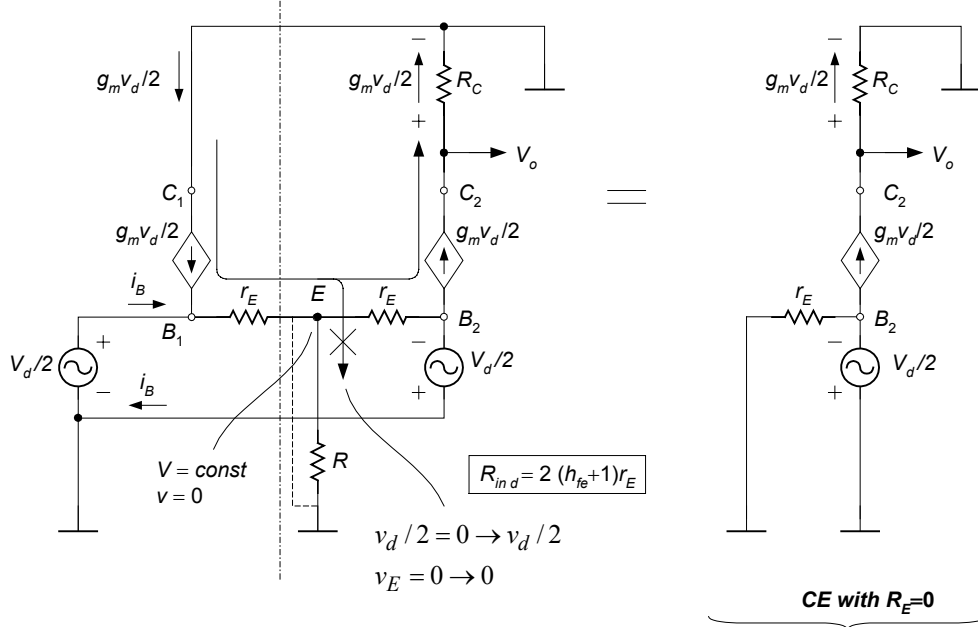
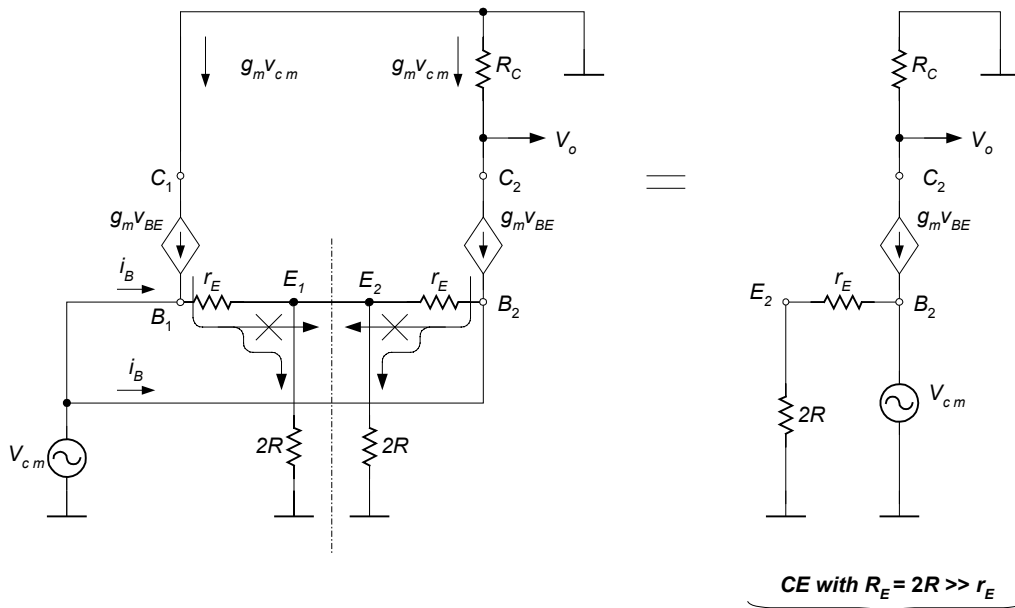
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{Ci} \neq f(\beta) !!! \\ I_{Ci}|_{V_{CC} \gg \Delta V_{BE}} \neq f(V_{BE}) !!! \\ S_{ICBo} = S_{ICBo \min} = 1 \Leftarrow R_B = 0 !!! \end{array} \right.$$





◀ הגדרות:

$A_d \equiv \frac{v_o}{V_d} \Big _{V_{CM}=0}$	הגבר האות ההפרשי: V_d – האות ההפרשי (differential signal)
$A_{cm} \equiv \frac{v_o}{V_{cm}} \Big _{V_d=0}$	הגבר האות המשותף: V_{cm} – האות המשותף (common mode signal)
$CMRR \equiv 20 \log \left \frac{A_d}{A_{cm}} \right $	יחס דחיית האות המשותף (common mode rejection ratio)

חישוב הגבר האות ההפרשי, A_d חישוב הגבר האות המשותף, A_{cm} 

$$A_d \equiv \left. \frac{v_o}{V_d} \right|_{V_{CM}=0} = \frac{g_m R_C}{2} \approx \frac{R_C}{2r_e} \gg 1$$

הגבר האות ההפרשי:

$$A_{cm} \equiv \left. \frac{v_o}{V_{cm}} \right|_{V_d=0} = \frac{R_C}{2R} \ll 1$$

הגבר האות המשותף:

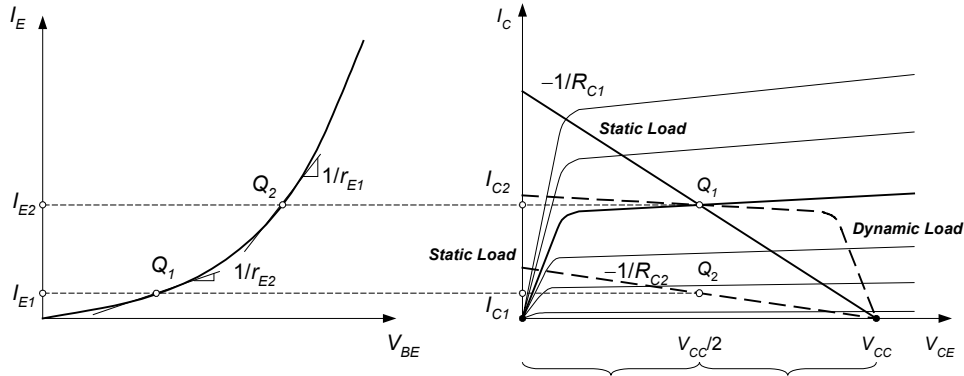
$$A_{CMRR} \equiv 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| \approx 20 \log |g_m R|, \quad A_{CMRR} \downarrow = f(f \text{ Hz } \uparrow)$$

6.3 שיפור רדיקלי של הגבר על-ידי שימוש בעומס פעיל (דינמי)

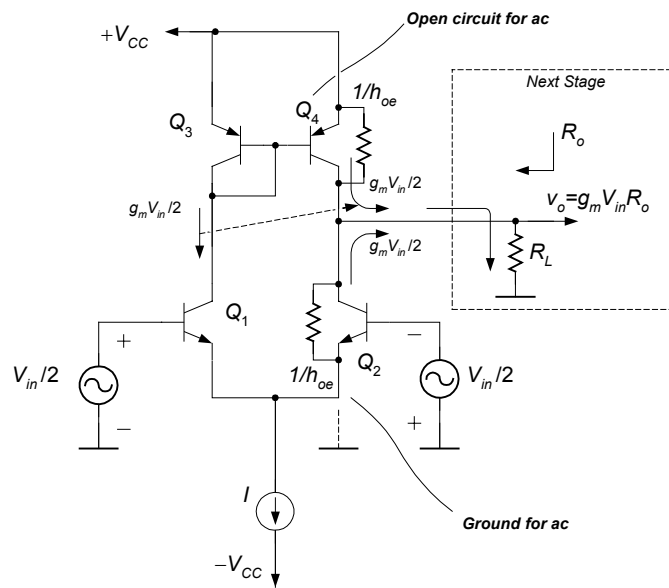
◀ עומס דינמי: $r = f(\text{Signal})$

◀ עומס סטטי: $R \neq f(\text{Signal})$

עיקרון השיטה



שימוש בעומס דינמי



Static load (CE)

$$|A_{vm}| \approx \frac{R_C}{r_E} \approx 20 \times V_{CC} \big|_{V_{CC}=10\text{ V}} = 200$$

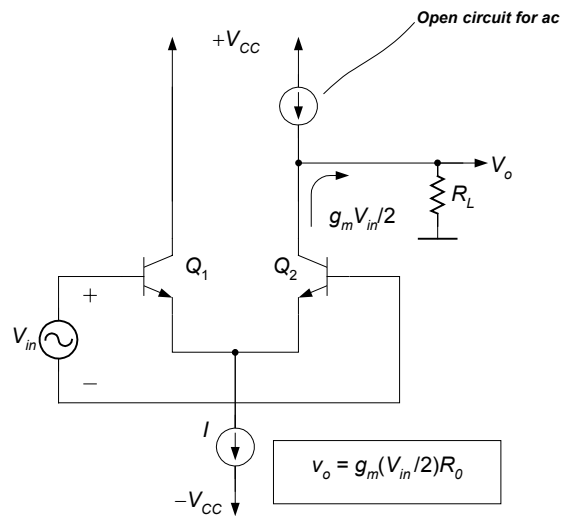
Active load (CE)

$$|A_{vm}|_{R_{in} \gg 1/h_{oe}} \approx \frac{1/(2h_{oe})}{r_E} \approx \frac{V_A}{2I_C} \frac{I_C}{V_T} = \frac{V_A}{2V_T} \bigg|_{V_A=100\text{ V}} \approx 2000$$

כדי להשיג הגברי מתח גדולים יותר, ניתן להשתמש בראי זרם משוכלל יותר, בעל $1/h_{oe}$ גדול יותר. כמו-כן, אפשר להשתמש במגבר הפרש בתצורה הקסקודית.

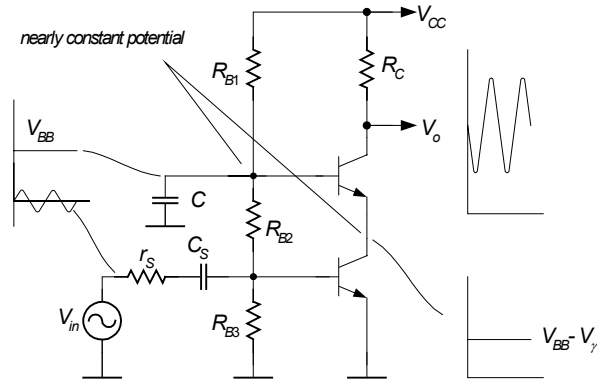
תפקיד ראי הזרם במעגל

ראי הזרם במגבר ההפרש משכפל את שינוי הזרם מהקולט של Q_1 אל הקולט של Q_2 . כדי להבין טוב יותר את התפקיד של ראי הזרם, נחליף אותו במקור זרם פשוט, וכתוצאה מכך, נקבל הגבר מתח מחצית מזה שהיה קודם לכן.



6.4 חיבור קסקוד (cascode)

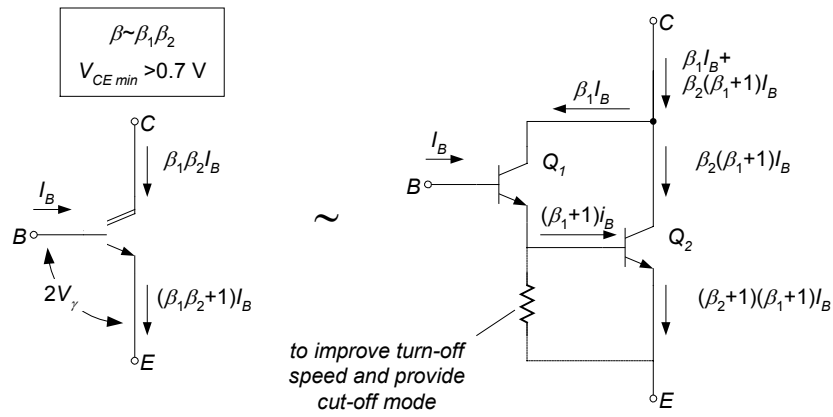
חיבור קסקוד הוא חיבור עם התנגדות מוצא גדולה במיוחד ורוחב הפס גדול.



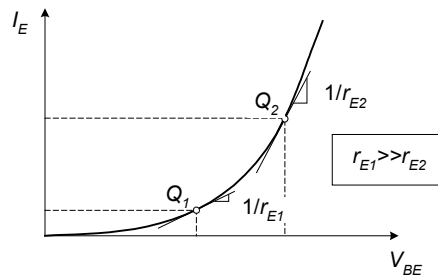
בחיבור קסקוד פוטנציאל הקולט של הטרנזיסטור התחתון מיוצב על-ידי חיבורו למוצא של עוקב הפולט. כתוצאה מכך, תופעת ארלי מתבטלת במידה רבה. (שימו לב: הטרנזיסטור העליון הוא בחיבור עוקב הפולט כלפי הטרנזיסטור התחתון, שהוא CE, ובחיבור CB כלפי המוצא.)

חשוב לציין, שבחיבור קסקוד קיבול שקול קולט-בסיס גם כן מתבטל במידה רבה (נחזור על התכונה הזאת בהמשך הקורס).

שאלה: חשב והשווה R_o של CE ושל Cascode.

חיבור דרלינגטון

שימו לב: שממתח של Q_1 שונה לחלוטין מממתח של Q_2 :



חיבור דרלינגטון משלים (complementary) או חיבור שיקלאי (Sziklai)

מסוג $p-n-p$: master $p-n-p$ – slave $n-p-n$	מסוג $n-p-n$: master $n-p-n$ – slave $p-n-p$
<p>$\beta \sim \beta_1 \beta_2$ $V_{CE \min} > 0.7 \text{ V}$</p>	<p>$\beta \sim \beta_1 \beta_2$ $V_{CE \min} > 0.7 \text{ V}$</p>

מעגל תמורה לאות קטן של חיבור דרלינגטון משלים	מעגל תמורה לאות קטן של חיבור דרלינגטון
$R_{in} = \frac{v_t}{i_t} = h_{ie1} = (h_{fe1} + 1)r_{E1} \Big _{h_{fe1} \gg 1}$ $\approx (h_{fe1} + 1) \underbrace{(h_{fe2} + 1)r_{E2}}_{h_{ie2}}$ $= (h_{fe1} + 1)h_{ie2}$	$R_{in} = \frac{v_t}{i_t} = h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)h_{ie2}$ $= (h_{fe1} + 1)r_{E1} + (h_{fe1} + 1)h_{ie2}$ $= (h_{fe1} + 1) \underbrace{(h_{fe2} + 1)r_{E2}}_{h_{ie2}} + (h_{fe1} + 1)h_{ie2}$ $= 2(h_{fe1} + 1)h_{ie2}$

שימו לב:

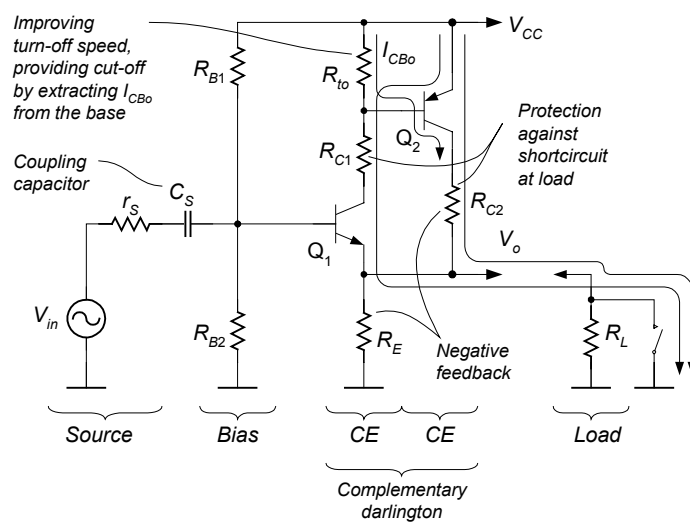
בהנחה ש- $\alpha_f = 1$: נקבל: $R_{in} = 2h_{fe1}h_{ie2}$ עבור חיבור דרלינגטון ו- $R_{in} = h_{fe1}h_{ie2}$ דרלינגטון משלים.

הערכת התנגדויות מוצא

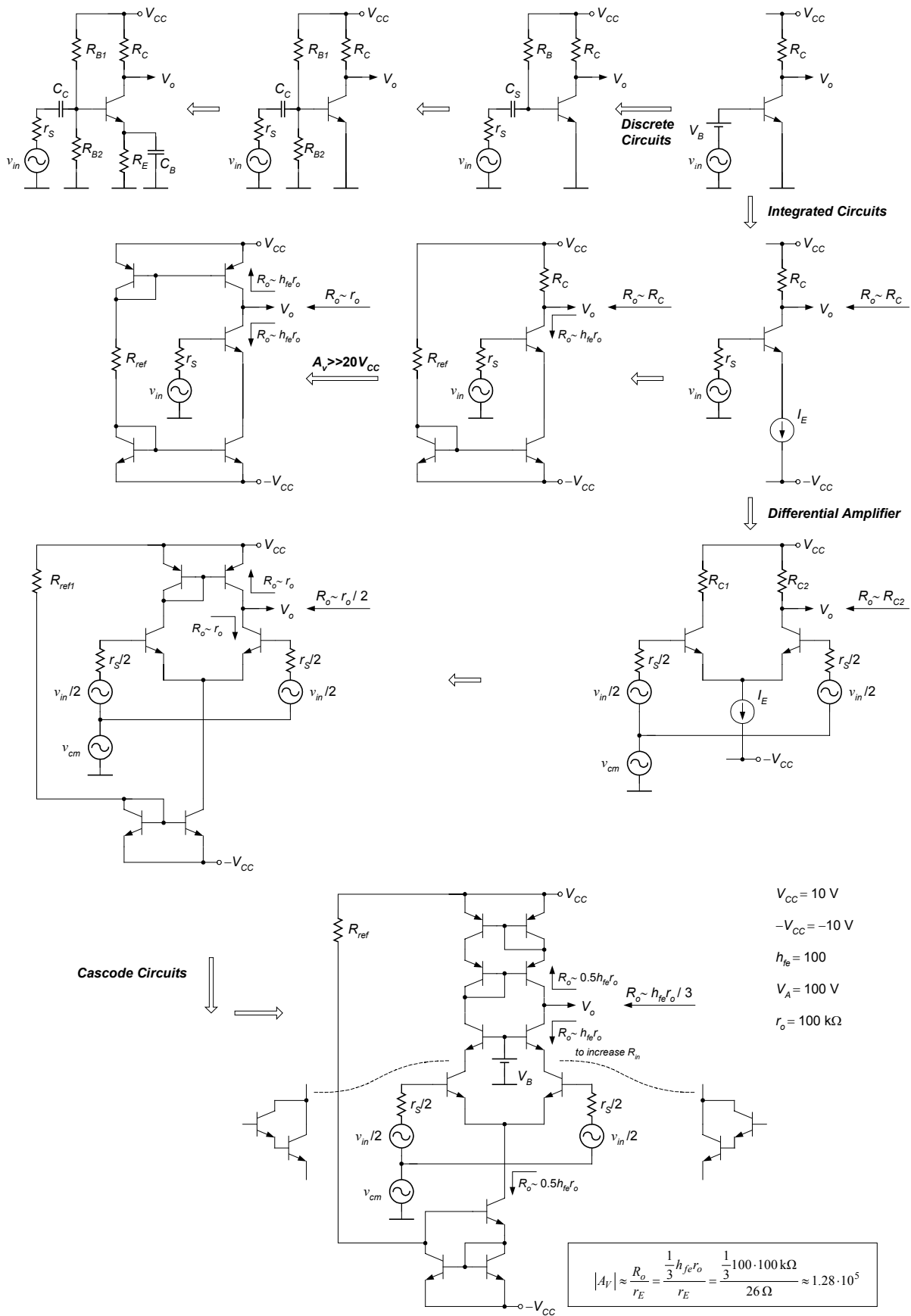
חיבור דרלינגטון, $R_o = (2/3)r_o$

The diagram shows a Darlington pair with a current mirror load. The input is at node B, and the output is at node C. The circuit includes a 260k resistor at the input, a 2.6k resistor at the emitter, and a 10⁷k resistor at the collector. The current mirror is implemented with a 10⁵k resistor and a 10⁵k resistor. The output is taken from node C. The circuit is biased with a 10⁷V source at the collector and a 10⁵V source at the emitter. The output voltage is 10⁵V. The output current is 10⁵A. The output resistance is $R_o = (2/3)r_o$.

דוגמה לשימוש בחיבור דרלינגטון משלים



Evolution of electronic circuits



”מעגלים מיקרואלקטרוניים”, האוניברסיטה הפתוחה,
 חלק ג', פרק 10 ”דרגות מוצא ומגברי הספק”
 (כולל דוגמאות ותרגילים), ע' 128-85 ו-143-142.

חומר להכנה עצמית:

7 מגברי משוב שלילי

ממציא של משוב שלילי: מהנדס חשמל Harold Black, 1928.

7.1 מבנה כללי של מגבר משוב שלילי

◀ הגדרות: A_{OL} – הגבר בחוג פתוח (הגבר המגבר ללא משוב), $\frac{S_o}{S_\varepsilon}$.

$-\beta$ – תמסורת המשוב, $\frac{S_f}{S_o}$.

Σ – המשווה, $S_\varepsilon = S_{in} - S_f$.

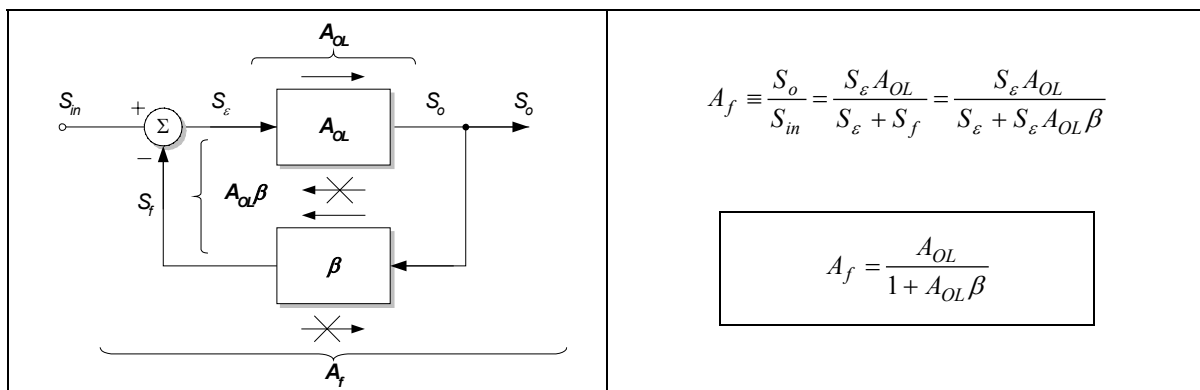
S_{in} – אות הכניסה, $S_{in} = S_\varepsilon + S_f$.

S_f – אות המשוב, $S_f = \beta \cdot S_o$.

S_ε – אות השגיאה, $S_\varepsilon = S_{in} - S_f$.

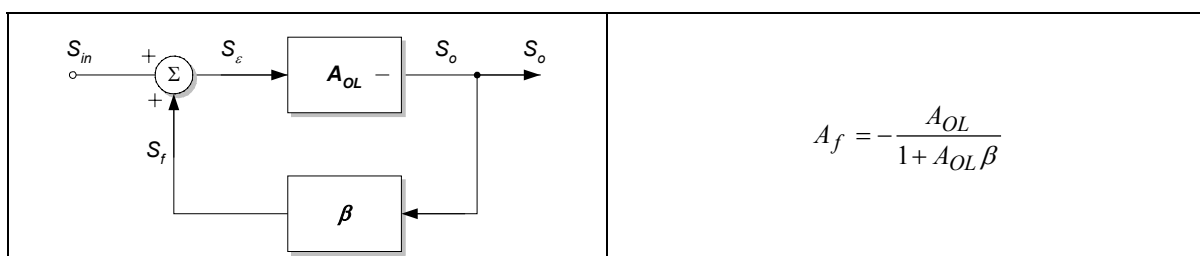
$A_{OL} - \beta$ – הגבר החוג. (יש לשים לב ש- $A_{OL}\beta = \frac{S_o}{S_\varepsilon} \frac{S_f}{S_o} = \frac{S_f}{S_\varepsilon}$ תמיד חסר יחידות).

A_f – הגבר בחוג סגור, $\frac{S_o}{S_{in}}$.



עבור משוב שלילי: $1 + A_{OL}\beta \geq 1$ (או שזה אותו דבר, $A_{OL}\beta \geq 0$), כך ש- $A_f = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}\beta} \leq A_{OL}$.

שימו לב: אם נעביר את ה- " – " בתוך המגבר אז:

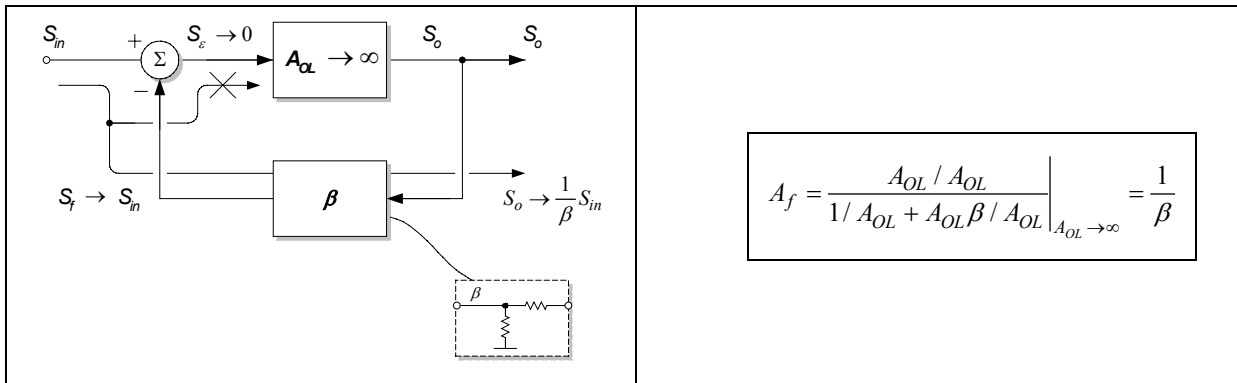


7.2 יתרונות של משוב שלילי

7.2.1 "נטרול המגבר"

עבור $A_{OL} \rightarrow \infty$ (ארץ אופייני עבור מגברי שרת 10^6), הגבר בחוג סגור תלוי ב- β : $\odot \langle \beta$:

(טווח אופייני ל- β : 10^{-3} - 1).



7.2.2 הקטנת רגישות ההגבר

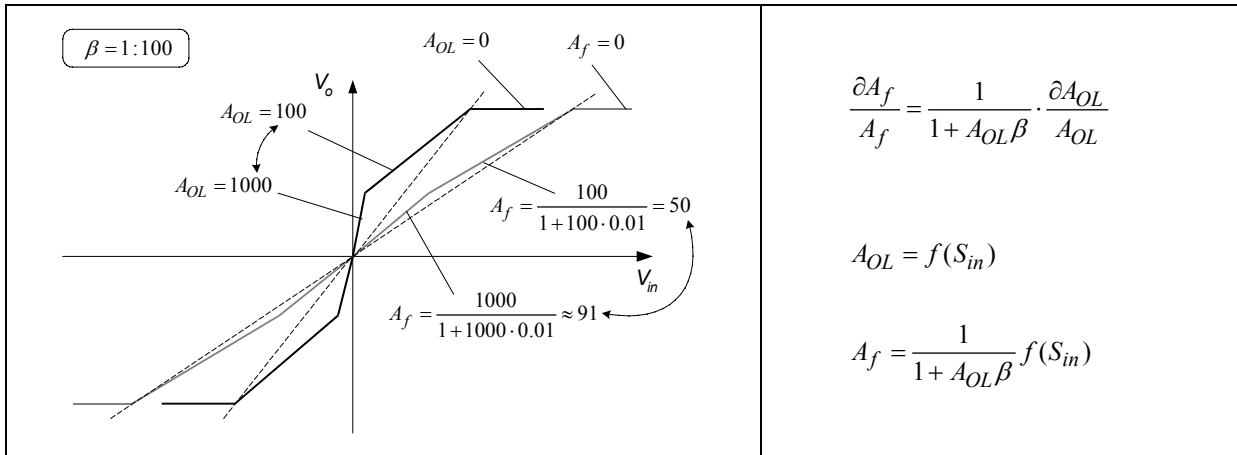
$$\frac{\partial A_f}{\partial A_{OL}} = \frac{\partial}{\partial} \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL} \beta} = \frac{1}{1 + A_{OL} \beta} - A_{OL} \beta \frac{1}{(1 + A_{OL} \beta)^2} = \frac{1 + A_{OL} \beta - A_{OL} \beta}{(1 + A_{OL} \beta)^2} = \frac{A_{OL}}{(1 + A_{OL} \beta)^2} = \underbrace{\frac{A_{OL}}{(1 + A_{OL} \beta)}}_{A_f} \frac{1}{(1 + A_{OL} \beta)} \frac{1}{A_{OL}}$$

$\underbrace{\frac{\partial A_f}{A_f}}_{\delta A_f} = \frac{1}{1 + A_{OL} \beta} \cdot \underbrace{\frac{\partial A_{OL}}{A_{OL}}}_{\delta A_{OL}}$	$\delta A_{OL} = f(Q, t^0, \text{specimen}, t)$ $\delta A_f = \frac{1}{1 + A_{OL} \beta} f(Q, t^0, \text{specimen}, t)$
---	---

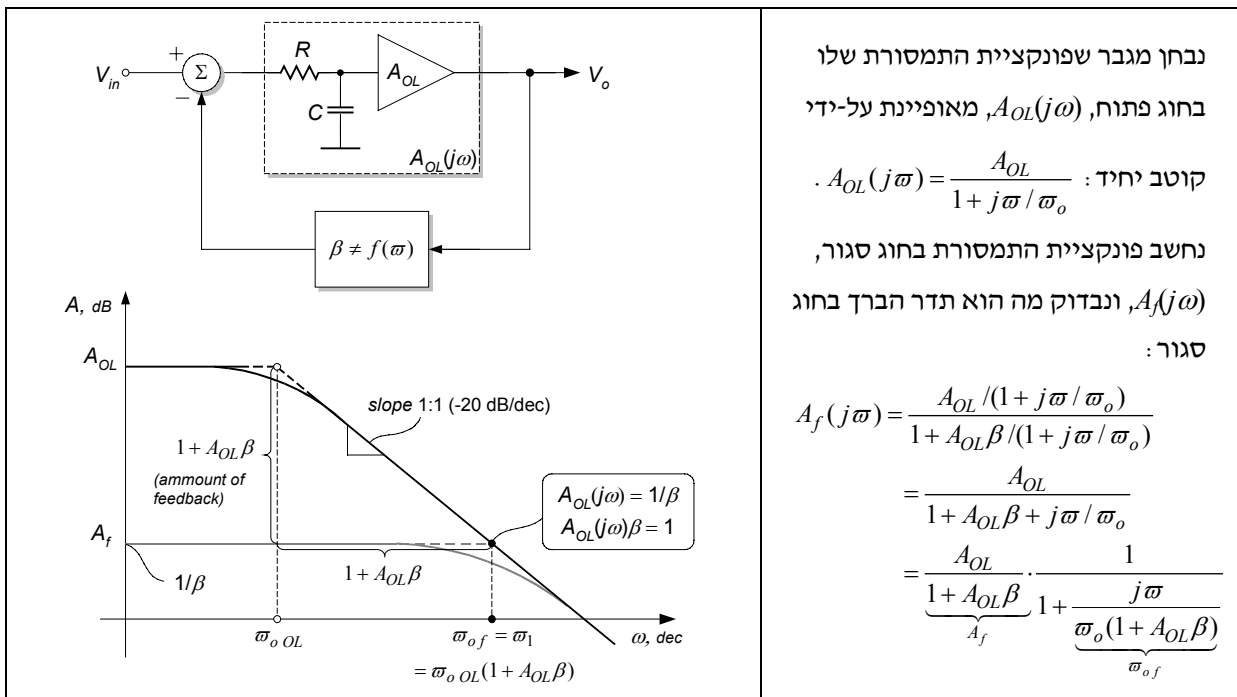
◀ נגדיר $1 + A_{OL} \beta$ ככמות המשוב.

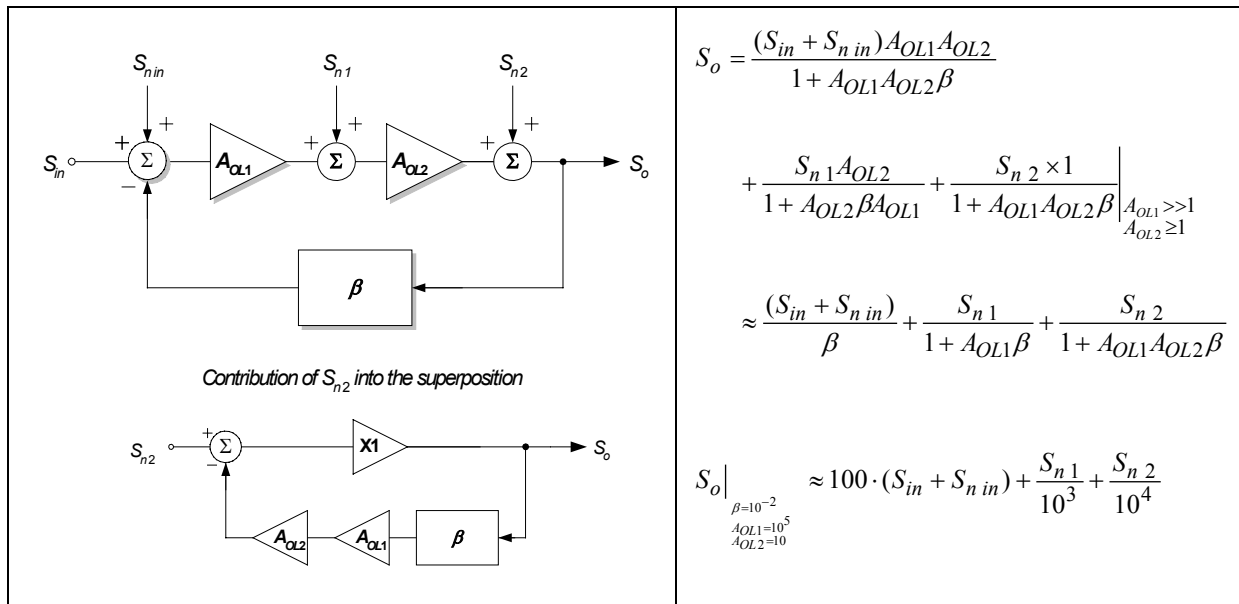
רואים שישנה הקטנה משמעותית, כלומר, פי כמות המשוב, בשינוי יחסי בהגבר בחוג סגור לעומת שינוי יחסי בהגבר בחוג פתוח.

7.2.3 שיפור הליניאריות (הקטנת עיוותים אי-ליניאריים)



7.2.4 הגדלת רוחב-פס





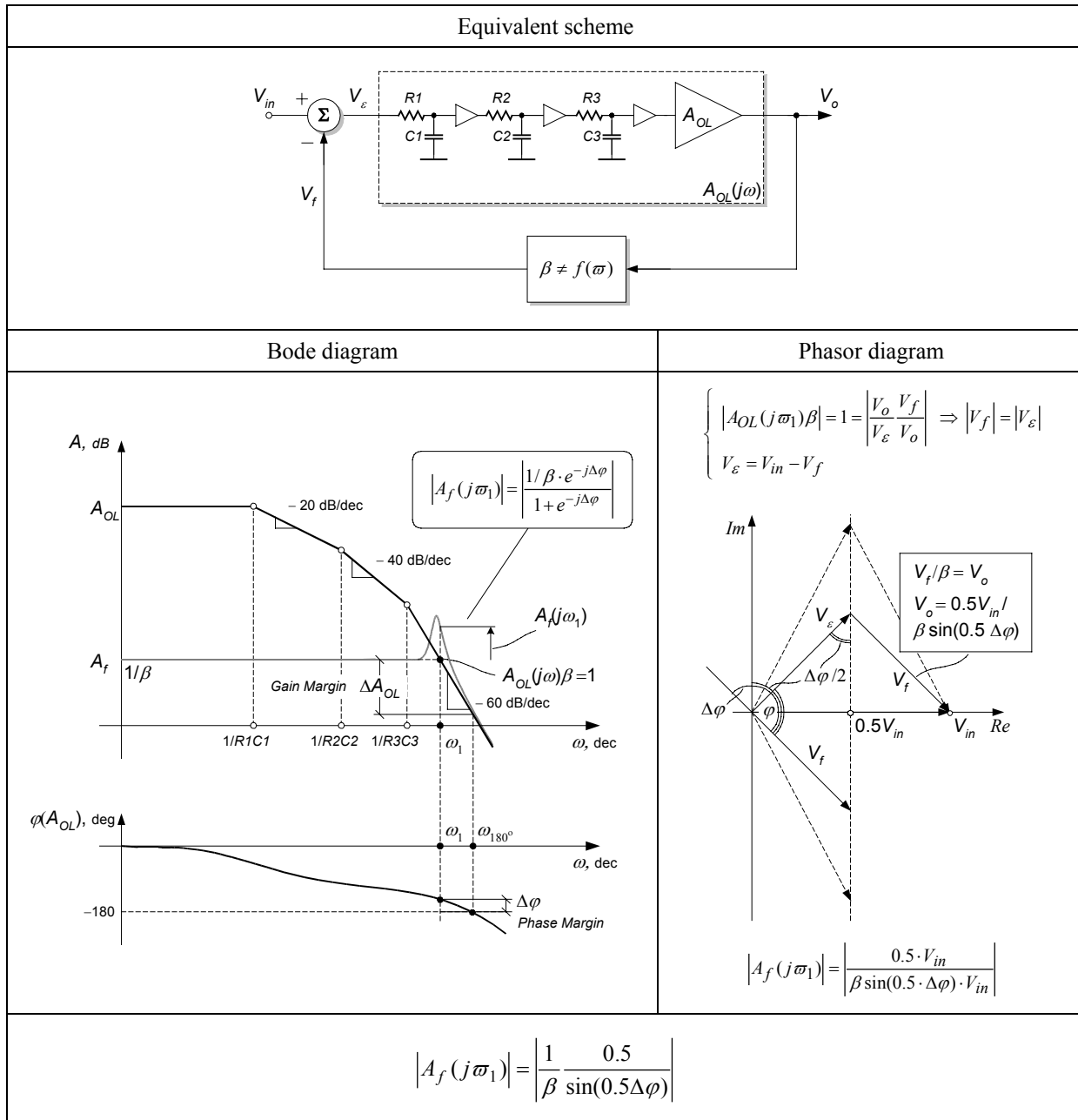
■ **מסקנה:** בתנאי שההגבר בחוג פתוח של דרגת הכניסה הוא גבוה, אפשר בדרך-כלל להזניח רעש והפרעות המתווספים בדרגות הבאות.

7.3 חסרונות של מגבר משותף שלילי

נבחן מגבר שפונקציית התמסורת שלו בחוג פתוח, $A_{OL}(j\omega)$, מאופיינת על-ידי שלושה קטבים.

◀ נגדיר את ההפרש בין ערכו של $|A_{OL}(j\omega)\beta|$ בתדר ω_{180} ל-1, בתדר ω_1 , כשולי ההגבר, ΔA_{OL} ,

וההפרש בין זווית המופע $\varphi(A_{OL})$, בתדר ω_1 ל- 180° כשולי המופע, $\Delta\varphi$.



■ **מסקנה:** כאשר שולי המופע, $\Delta\varphi$, מתקרבים ל- 0° , ההגבר בחוג סגור, $A_f(j\omega_1)$,

שואף ל- ∞ (משוב שלילי עלול להפוך למשוב חיובי).

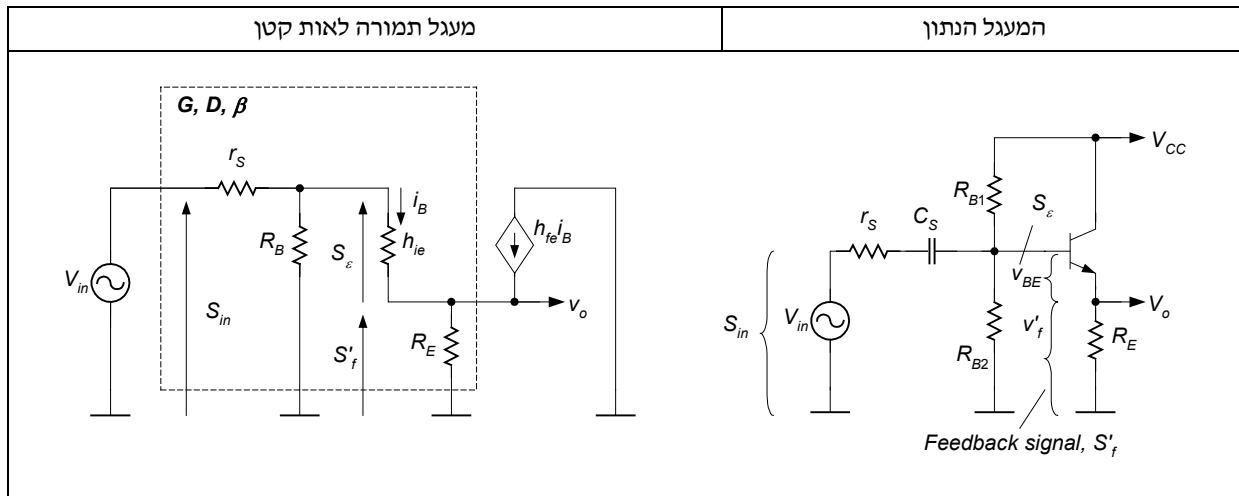
<p> $R_{in} = r_s + R_{in A} + R_o \beta$ $R_o = R_L \parallel R_o A \parallel R_{in \beta}$ </p>	<p><u>מגבר משותף מתח עם חיבור טורי בכניסה</u> voltage-series feedback</p> <p> $R_{in f} = R_{in}(1 + A_{OL}\beta)$ $R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{OL}\beta}$ </p>
<p> $R_{in} = r_s + R_{in A} + R_o \beta$ $R_o = R_L + R_o A + R_{in \beta}$ </p>	<p><u>מגבר משותף זרם עם חיבור טורי בכניסה</u> current-series feedback</p> <p> $R_{in f} = R_{in}(1 + A_{OL}\beta)$ $R_{of} = R_o(1 + A_{OL}\beta)$ </p>
<p> $R_{in} = r_s \parallel R_{in A} \parallel R_o \beta$ $R_o = R_L + R_o A + R_{in \beta}$ </p>	<p><u>מגבר משותף זרם עם חיבור מקבילי בכניסה</u> current-shunt feedback</p> <p> $R_{in f} = \frac{R_{in}}{1 + A_{OL}\beta}$ $R_{of} = R_o(1 + A_{OL}\beta)$ </p>
<p> $R_{in} = r_s \parallel R_{in A} \parallel R_o \beta$ $R_o = R_L \parallel R_o A \parallel R_{in \beta}$ </p>	<p><u>מגבר משותף מתח עם חיבור מקבילי בכניסה</u> voltage-shunt feedback</p> <p> $R_{in f} = \frac{R_{in}}{1 + A_{OL}\beta}$ $R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{OL}\beta}$ </p>

■ מסקנה כוללת:

משוב שלילי "משפר" התנגדויות (עכבות) המבוא והמוצא: מגדיל או מקטין אותם כך שהתנגדויות המבוא והמוצא של המגבר מכל סוג (ראה עמוד הבא) מתקרבות אל התנגדויות המבוא והמוצא של המגבר האידיאלי המתאים.

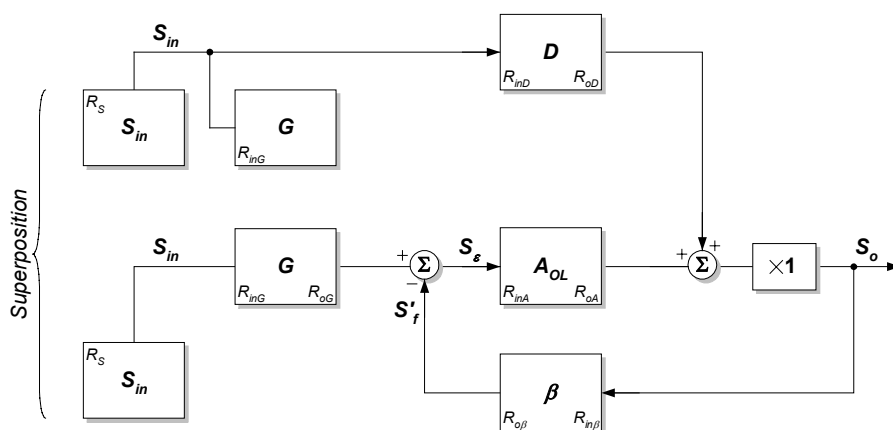
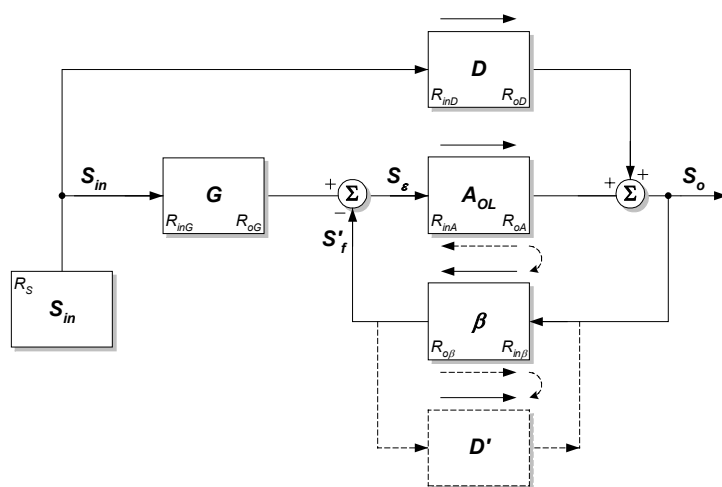
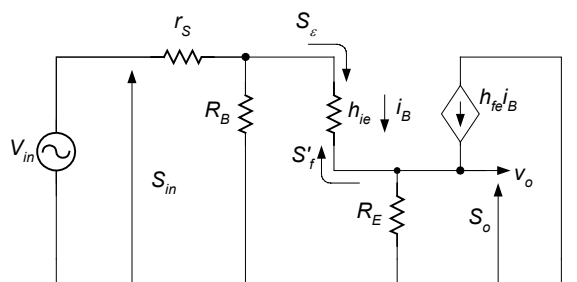
8 תמסורת של מערכת אלקטרונית מעשית עם משוב שלילי

דוגמה: מגבר עוקב אמיטר



◀ הגדרות:

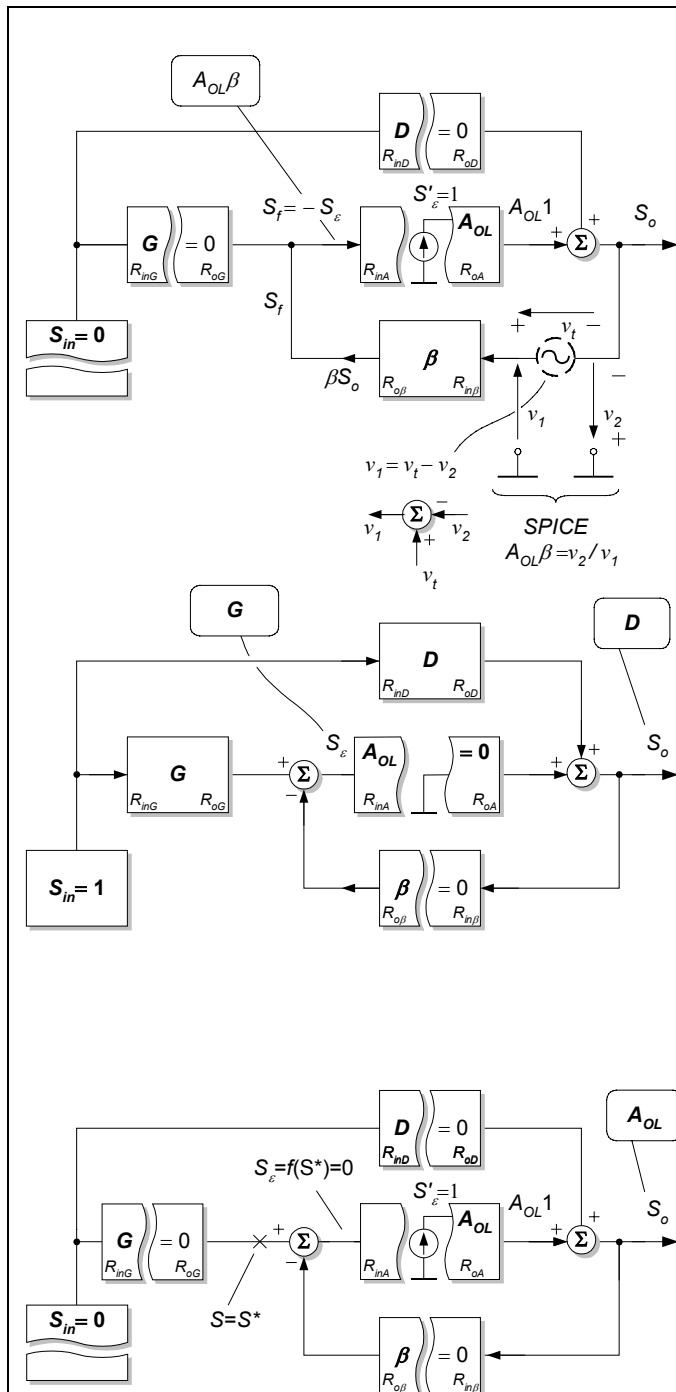
פרמטר	הגדרה	נוסחה	הערות
S_e	אות השגיאה	$S_e \equiv S_{in} - S_f$	i_B, v_{BE}, v_{GS}
S_f	אות המשוב	$S_f = S_e A_{OL} \beta \big _{S_{in}=0}$	i_f, v_f
S_{in}	אות הכניסה	$S_{in} = S_e + S_f = S_e (1 + A_{OL} \beta)$	i_{in}, v_{in}
A_{OL}	הגבר בחוג פתוח הגבר המגבר עצמו, ללא משוב	$A_{OL} \equiv \frac{S_o}{S_e} \bigg _{\substack{S_{in}=0 \\ S_e=0}}$	
G	תמסורת הכניסה תמסורת בין מקור האות למבוא המגבר	$G \equiv \frac{S_e}{S_{in}} \bigg _{A_{OL}=0} (\Rightarrow \beta=0)$	
D	התמסורת הישירה תמסורת בין מבוא המעגל למוצא	$D \equiv \frac{S_o}{S_{in}} \bigg _{A_{OL}=0} (\Rightarrow \beta=0)$	
β	תמסורת המשוב	$\beta \equiv \frac{S_f}{S_o} \bigg _{S_{in}=0}$	
$A_{OL} \beta$	הגבר החוג	$A_{OL} \beta \equiv \frac{S_f}{S_e} \bigg _{S_{in}=0}$	חסר יחידות
A_f	הגבר בחוג סגור	$A_f \equiv \frac{S_o}{S_{in}}$	$A_{Vf}, A_{If}, A_{Rf}, A_{Gf}$
S_o	אות המוצא	$S_o = S_{in} A_f$	i_o, v_o



תמסורת של מערכת אלקטרונית מעשית עם משוב שלי

$$A_f = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta}, \quad A_f \Big|_{\substack{A_{OL} \gg 1 \\ D \ll A_{OL}}} \approx \frac{G}{\beta} = f(\beta) \neq f(A_{OL}) \quad !!!$$

הכוונה המרכזית – לנתח את המערכת ללא ניתוק שום חיבור בתוכה (חוץ מהחיבורים שדרכם לא זורם זרם).



חישוב $A_{OL}\beta$ – הגבר החוג:

- קובעים $S_{in}=0$. (כתוצאה מכך, אין תמסורת באמצעות "G" ו-"D").
- מאלצים מקור תלוי במגבר להגיב כאילו הוא רואה אות יחידה, $S'_e=1$, בכניסתו, ללא יחס למה הוא אות הכניסה האמיתי, S_e . (במילים אחרות, מחליפים את המקור התלוי במגבר למקור בלתי תלוי $1 \times A_{OL}$).
- מחשבים $A_{OL}\beta = -S_e$.

חישוב G – תמסורת הכניסה

ו-D – תמסורת הישירה:

- קובעים $S_{in}=1$.
- מאלצים מקור תלוי במגבר להגיב כאילו הוא רואה אות אפס בכניסתו, ללא יחס למה הוא משביתים את המקור התלוי במגבר. (במילים אחרות, מחשבים $S_e=G$).
- מחשבים $D=S_o$.

חישוב A_{OL} – הגבר בחוג פתוח:

- קובעים $S_{in}=0$.
- מניחים שבכניסת המסכם מופיע אות S^* אשר מאפס את S_e (הדקי הבקרה של המגבר).
- מאלצים מקור תלוי במגבר להגיב כאילו הוא רואה אות יחידה, $S'_e=1$, בכניסתו, ללא יחס למה הוא אות הכניסה האמיתי, S_e . (במילים אחרות, מחליפים את המקור התלוי במגבר למקור בלתי תלוי $1 \times A_{OL}$).
- מחשבים $A_{OL} = S_o$.

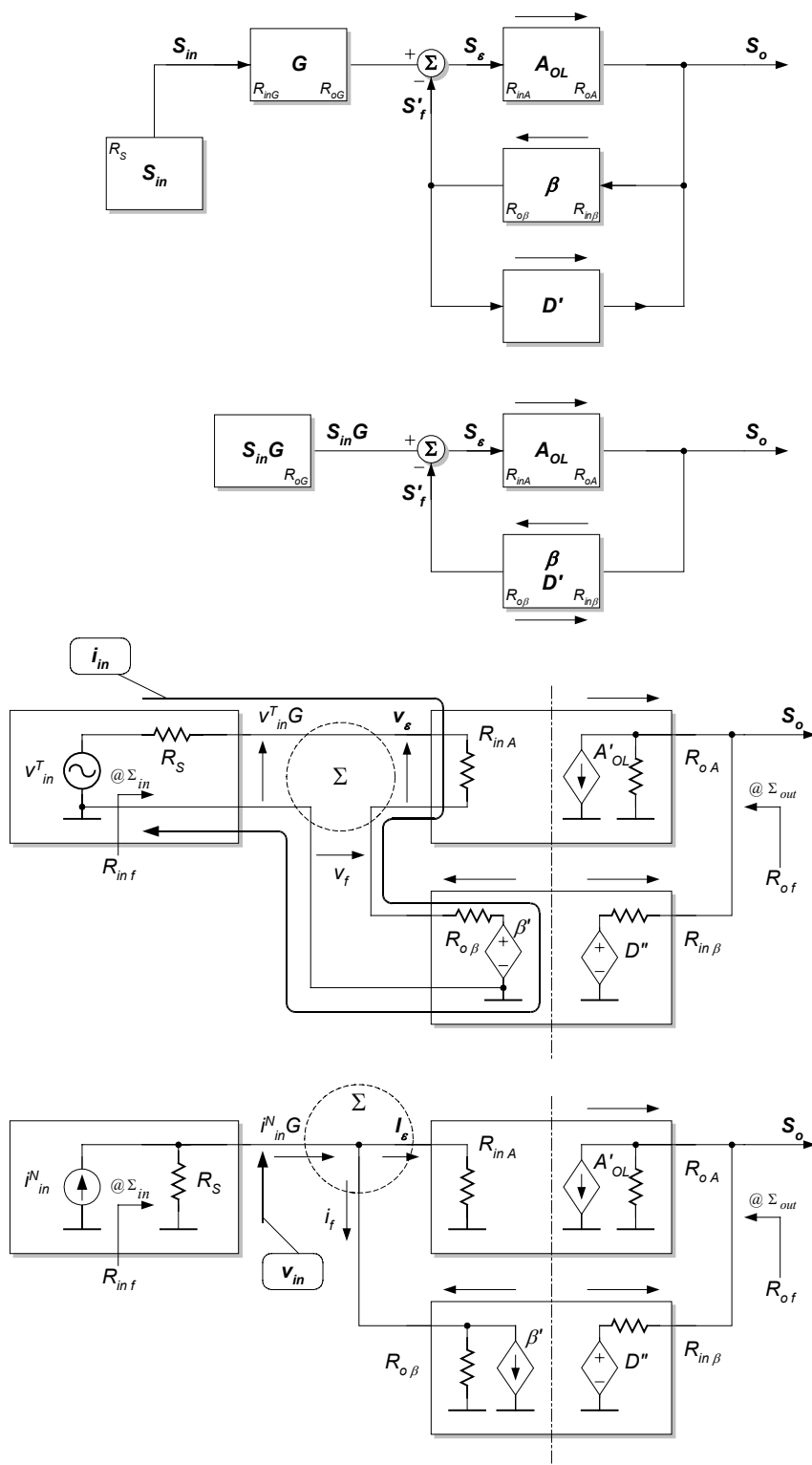
שימו לב: רק אם יש תלות בין S_o ו- S^* אז מחשבים S^* כדי למצוא את S_o ו- A_{OL} .

שימו לב: אם נאלץ $S_e=1$ אז $S_o=A_{OL}+D/G$.

$$A_f = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta}$$

חישוב הגבר בחוג סגור:

8.3 התנגדויות המבוא והמוצא של מגבר משוב שלילי

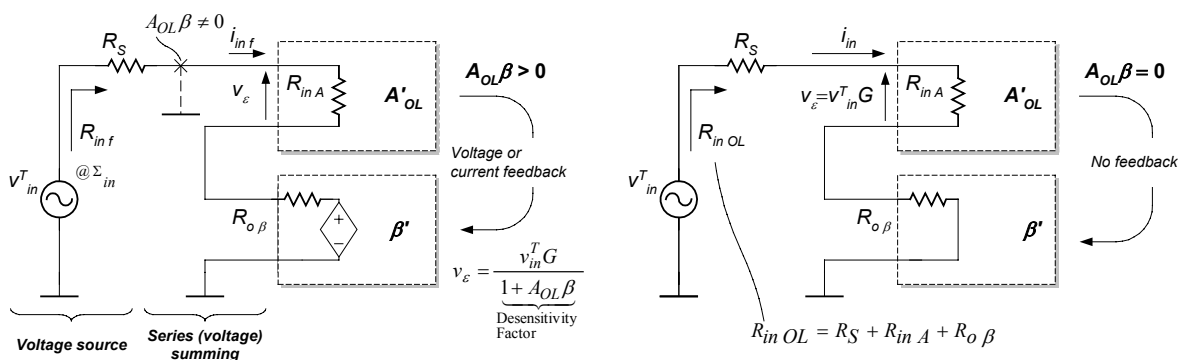


שים לב: משוב שלילי מקטין את האות ששולט במגבר (אות השגיאה) פי מקדם הורדת הרגישות, $1+A_{OL}\beta$.

$$\begin{aligned}
 S_\epsilon &= S_{in}G - S_f = S_{in} - S_\epsilon A_{OL}\beta \\
 S_\epsilon + S_\epsilon A_{OL}\beta &= S_{in}G \\
 S_\epsilon &= \frac{S_{in}G}{1 + A_{OL}\beta} \cdot \underbrace{S_{\epsilon OL}}_{\substack{\text{Desensitivity} \\ \text{Factor}}} = S_{in}G \big|_{A_{OL}\beta=0}
 \end{aligned}$$

פי אותו מספר קטנים i_{in} או v_{in} במעגלים שלמעלה. v_{in}^T ו- i_{in}^N נשארים קבועים, ולכן התנגדות כניסה עולה פי $1+A_{OL}\beta$ במעגל עם חיבור טורי (אידיאל) בכניסה ויורדת פי $1+A_{OL}\beta$ במעגל עם חיבור מקבילי (אידיאל).

(א) התנגדות המבוא, R_{inf} , עבור חיבור טורי בכניסה (השוואת מתח).



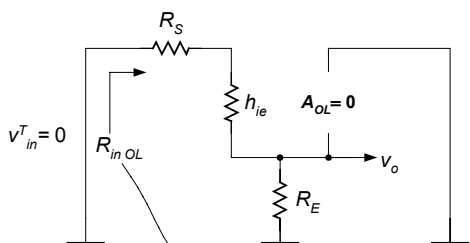
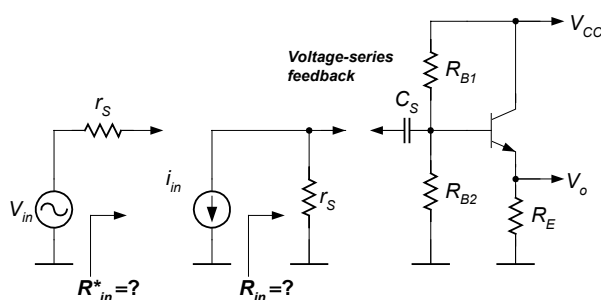
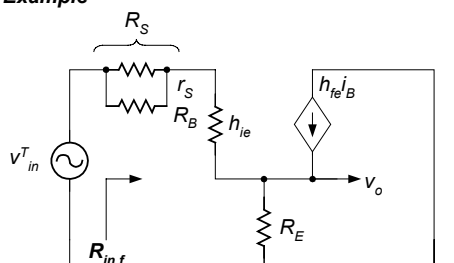
$$R_{in\ f} = \left. \frac{v_{in}^T}{i_{in}} \right| = \frac{v_{in}^T}{v_{\varepsilon}/R_{in\ A}} = \frac{v_{in}^T R_{in\ A}}{\frac{v_{in}^T G}{1 + A_{OL}\beta}} = \frac{R_{in\ A}}{G} (1 + A_{OL}\beta); \quad G = \left. \frac{v_{\varepsilon}}{v_{in}^T} \right|_{A_{OL}=0} = \frac{R_{in\ A}}{R_S + R_{in\ A} + R_o \beta} = \frac{R_{in\ A}}{R_{in\ OL}}$$

$$\Rightarrow R_{in\ f} = R_{in\ OL} (1 + A_{OL}\beta)$$

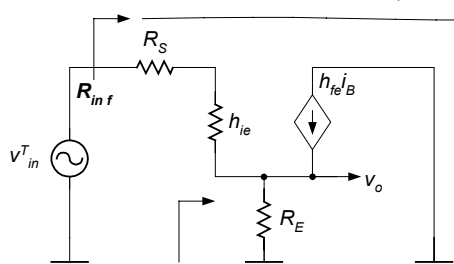
Note that the above equation for R_{in_f} is obtained for the voltage input source that sees all the loads in series. Current input source should be replaced with its Thevenin equivalent.

Series summing decreases the voltage, v_o , seen by the R_{inA} by a factor of $1+A_{OL}\beta$. The input current of the circuit decreases by the same factor. As a result, the output resistance increase by a factor of $1+A_{OL}\beta$.

Example



$$R_{in OL} = \underbrace{R_S} + \underbrace{h_{ie}} + \underbrace{R_E}$$

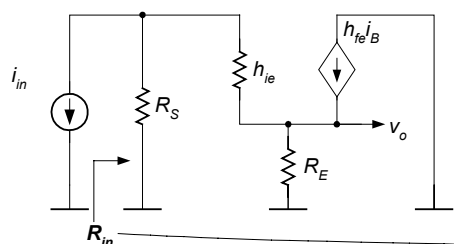


$$R_{in} f = (R_S + R_E + h_{ie}) \left(1 + h_{fe} \underbrace{\frac{R_E}{R_E + h_{ie} + R_S}}_{A_{OL}\beta} \right)$$

$$= R_S + R_E + h_{ie} + h_{fe}R_E$$

$$= R_S + h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E$$

$$R'_{in} = R_{in} f - R_S = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E = (1 + h_{fe})(r_E + R_E)$$

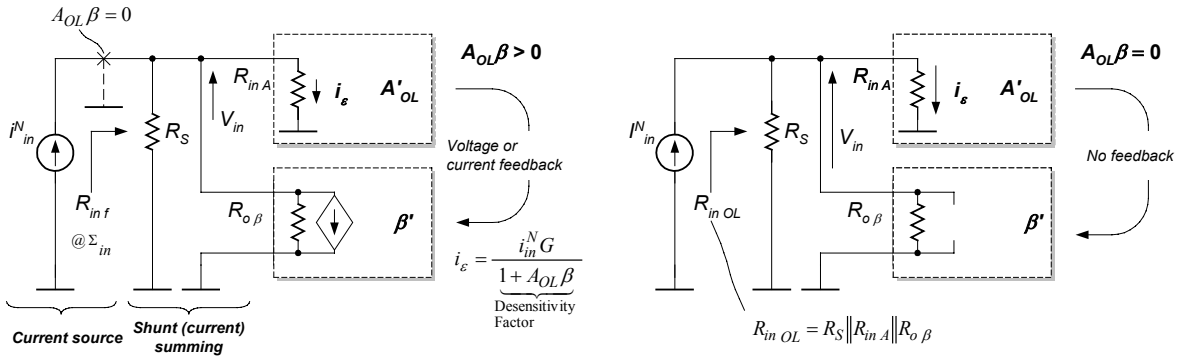


$$R^*_{in} = R'_{in} \| R_B + r_S$$

NB!!! $R^*_{in} \neq R_{inf}$

$$R_{in} = R_S \| R'_{in} = R_S \| [(1 + h_{fe})(r_E + R_E)]$$

(ב) התנגדות המבוא, $R_{in f}$, עבור חיבור מקבילי בכניסה (השוואת זרם).



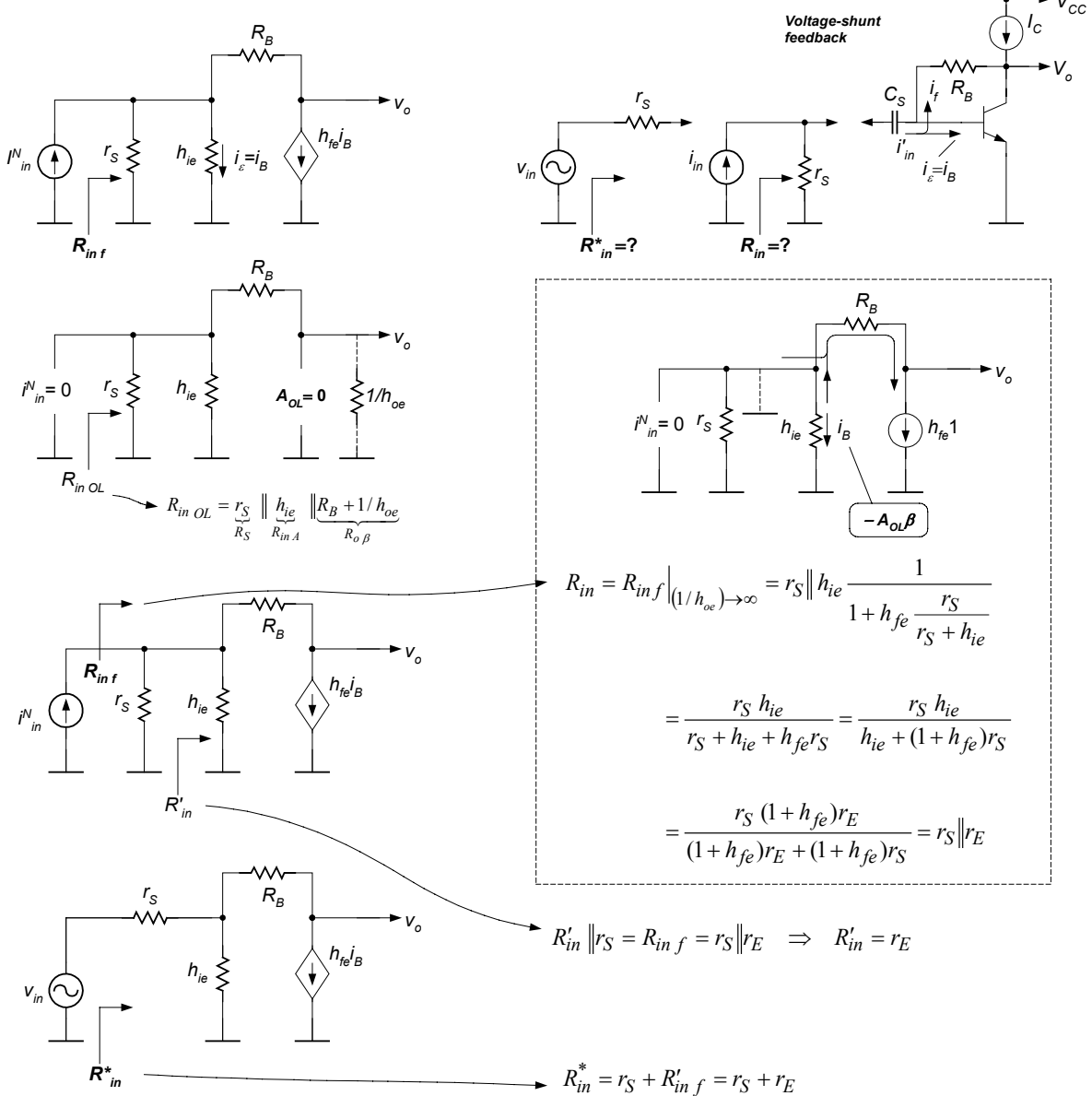
$$R_{in f} = \frac{v_{in}}{i_{in}^N} = \frac{i_e R_{in A}}{i_{in}^N} = \frac{i_{in}^N G}{1 + A_{OL}\beta} R_{in A} / i_{in}^N = \frac{G R_{in A}}{1 + A_{OL}\beta}; \quad G = \frac{i_e}{i_{in}^N} \Big|_{A_{OL}=0} = \frac{(R_S \parallel R_o \beta) R_{in A}}{(R_S \parallel R_o \beta) + R_{in A}} \times \frac{1}{R_{in A}}$$

$$\Rightarrow R_{in f} = R_{in OL} / (1 + A_{OL}\beta)$$

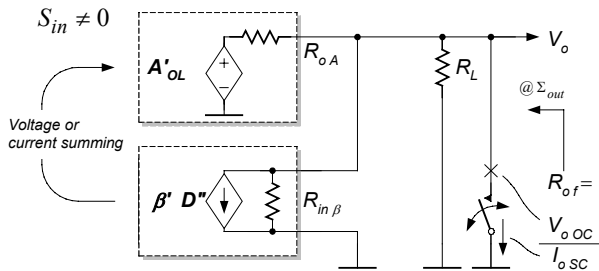
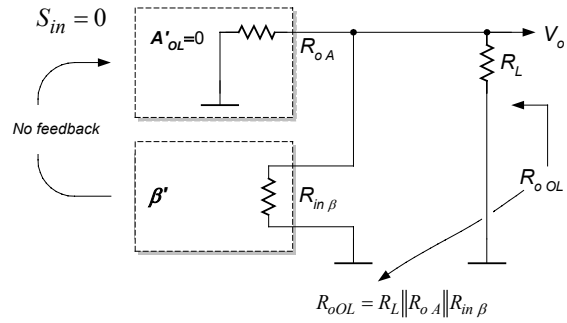
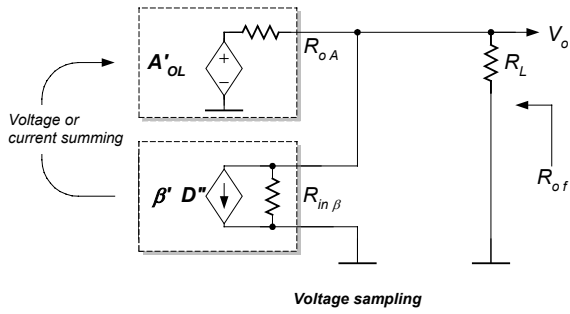
Note that the above equation for $R_{in f}$ is obtained for the current input source that sees all the loads in parallel. Current input source should be replaced with its Norton equivalent.

Shunt summing decreases the current, i_e , seen by the $R_{in A}$ by a factor of $1+A_{OL}\beta$. The input voltage of the circuit decreases by the same factor. As a result, the output resistance decreases by a factor of $1+A_{OL}\beta$.

Example



ג) התנגדות המוצא, R_{of} , עבור חיבור מקבילי במוצא (דוגמא מתח).



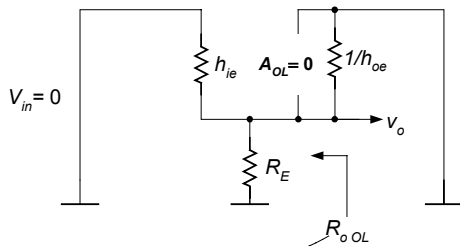
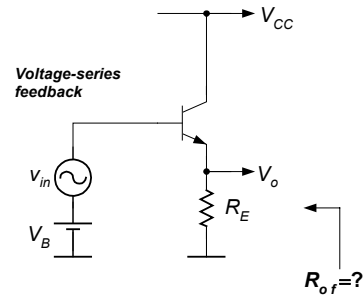
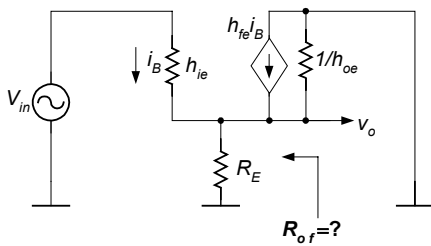
$$R_{of} = \frac{V_{oOC}}{I_{oSC}} = \frac{V_{in} \frac{A_{V OL} G_V + D_V}{1 + A_{OL} \beta}}{I_{in} A_{I OL} G_I + D_I}$$

$$= \frac{V_{in} A_{V OL} G_V + D_V}{I_{in} A_{I OL} G_I + D_I} \frac{1}{\frac{1}{R_{oOL}} + A_{OL} \beta}$$

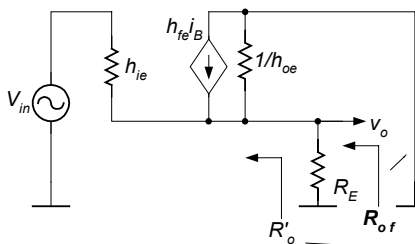
$$= R_{oOL} \frac{1}{1 + A_{OL} \beta}$$

Voltage feedback decreases the V_{ooc} of the circuit without feedback while keeping the output current unchanged. As a result, the output resistance decreases.

Example



$$R_{oOL} = R_E \parallel \left(\frac{1}{h_{oe}} \parallel \frac{h_{ie}}{R_{in\beta}} \right)$$



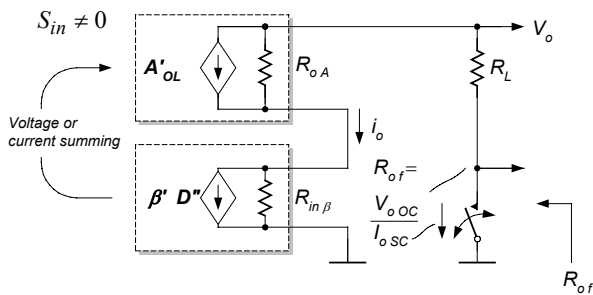
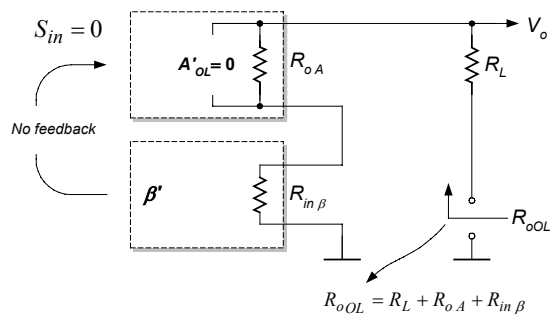
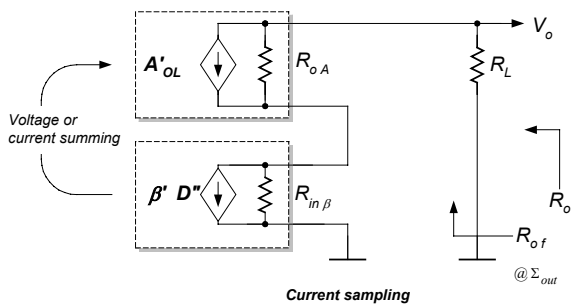
$$R_{of} = R_E \parallel \frac{1}{\frac{1}{h_{oe}} \parallel \frac{h_{ie}}{R_{in\beta}}}$$

$$= \frac{R_E h_{ie}}{R_E + h_{ie}} \frac{1}{1 + h_{fe} \frac{R_E \parallel \frac{1}{h_{oe}}}{R_E \parallel \frac{1}{h_{oe}} + h_{ie}}}$$

$$= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E} = R_E \parallel r_E$$

$$R_{of} \parallel R_E = R_{of} \Rightarrow R'_{of} = r_E$$

ד) התנגדות המוצא, R_{of} , עבור חיבור טורי במוצא (דוגמא זרם).



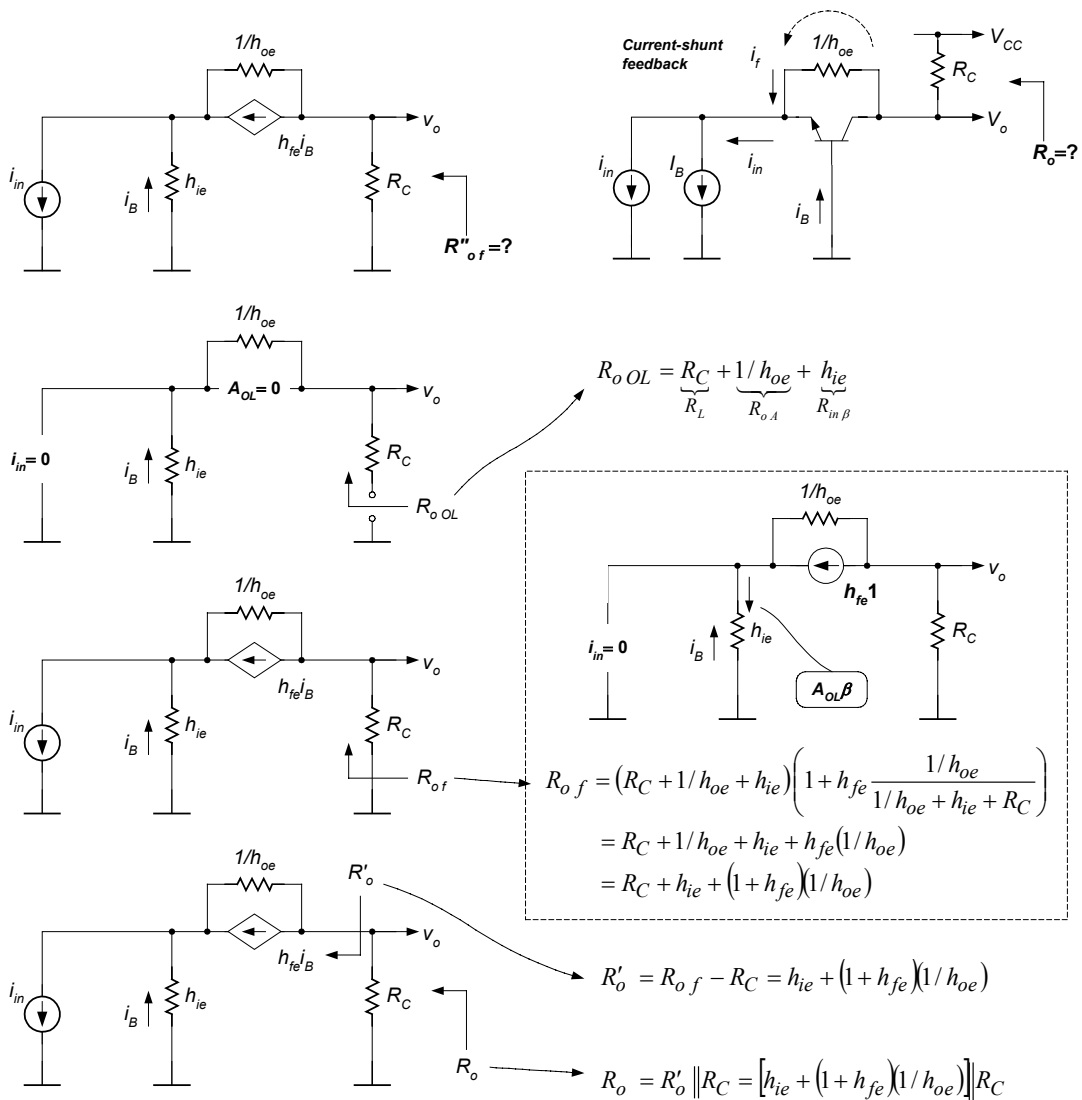
$$R_{of} = \frac{V_o OC}{I_o SC} = \frac{V_{in}(A_{V OL} G_V + D_V)}{I_{in} \frac{A_{I OL} G_I + D_I}{1 + A_{OL} \beta}}$$

$$= \frac{V_{in}(A_{V OL} G_V + D_V)}{I_{in}(A_{I OL} G_I + D_I)} (1 + A_{OL} \beta)$$

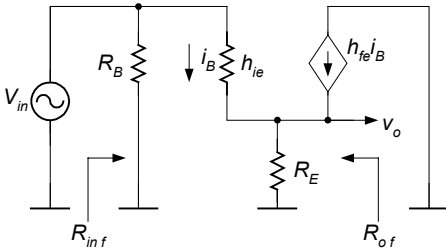
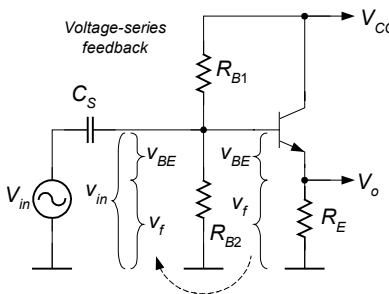
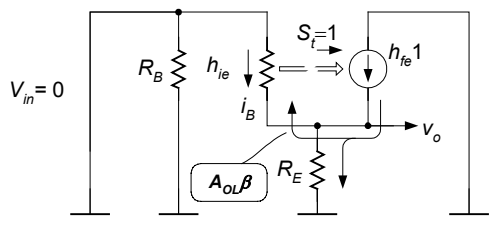
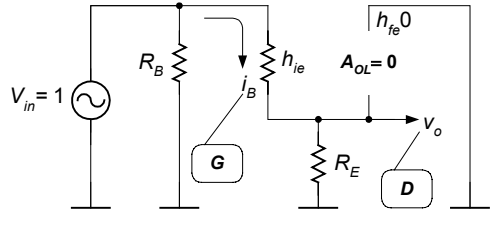
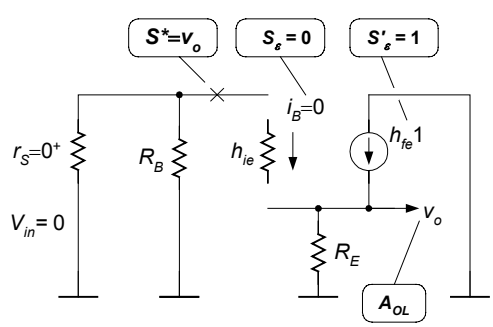
$$= R_{oOL}(1 + A_{OL} \beta)$$

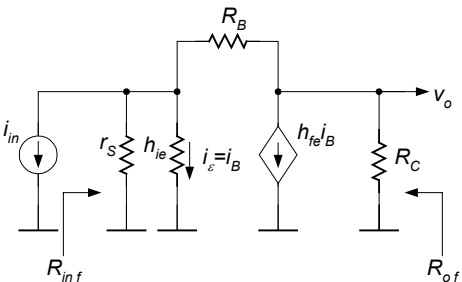
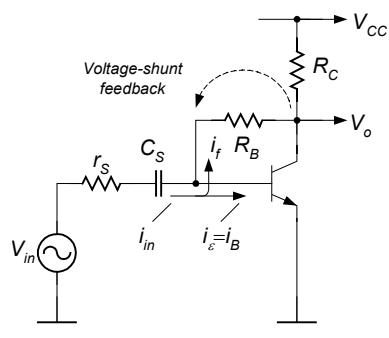
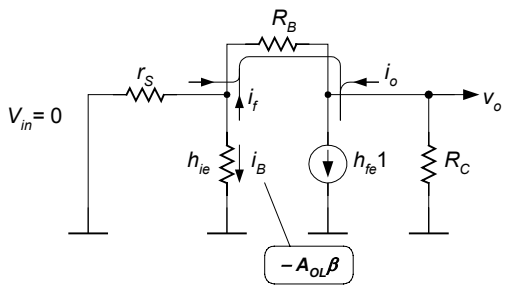
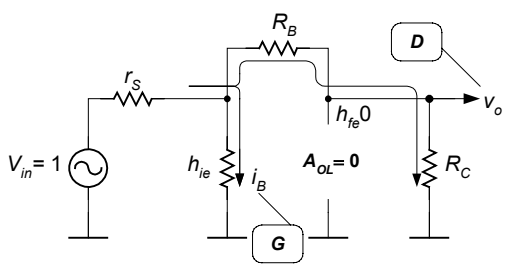
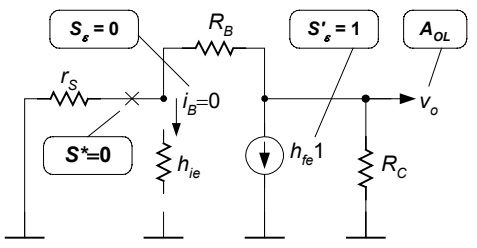
Current feedback decreases the $I_{o sc}$ of the circuit without feedback while keeping the output voltage unchanged. As a result, the output resistance increases.

Example

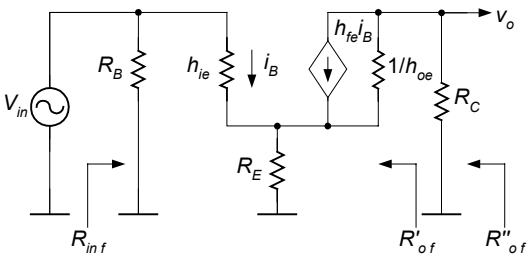
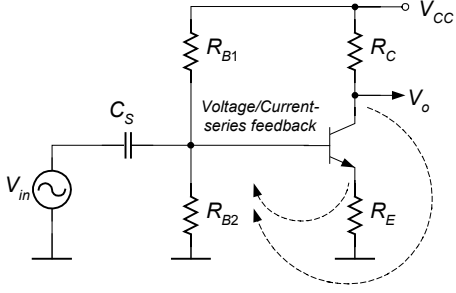
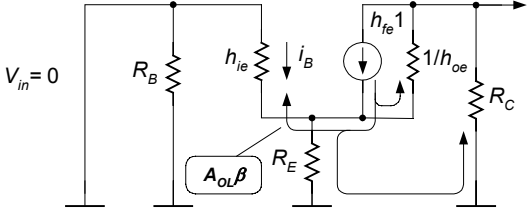
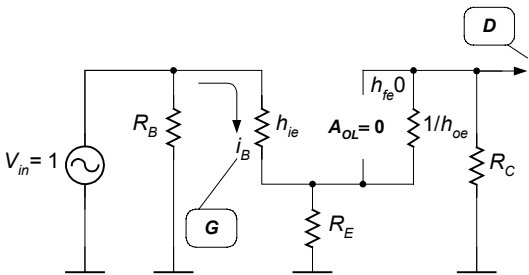
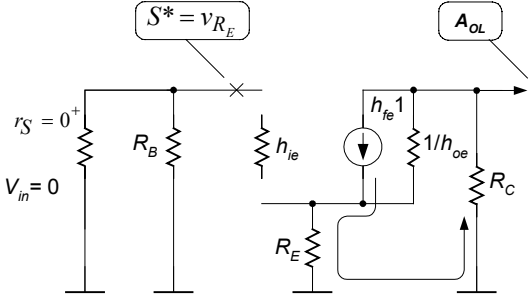


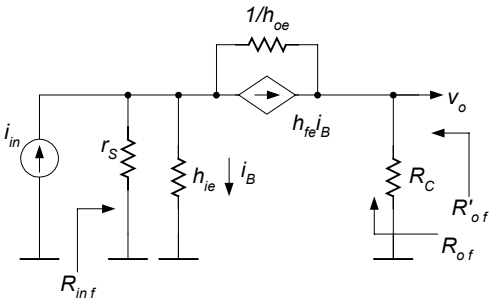
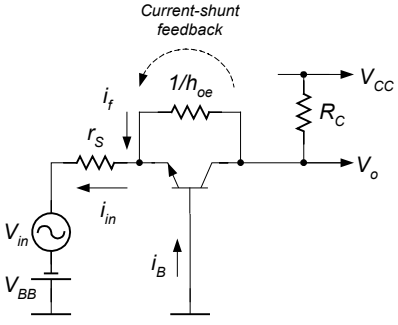
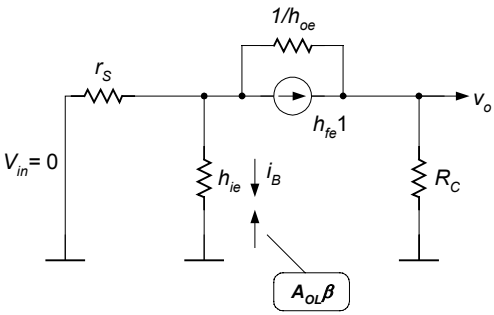
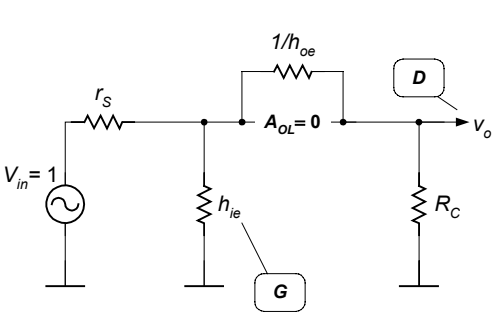
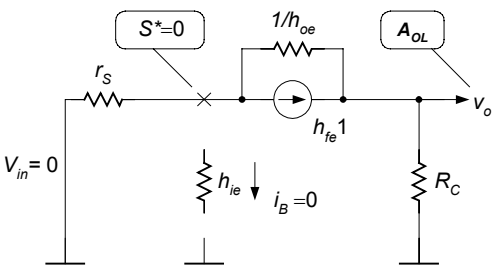
(א) מגבר CC, עוקב פולט (משותב מתח עם חיבור טורי בכניסה)

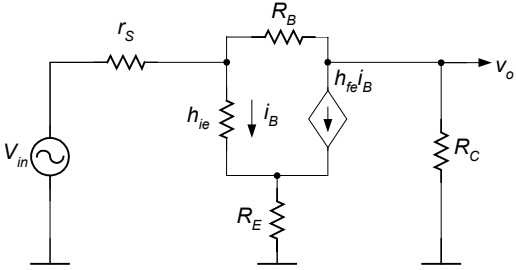
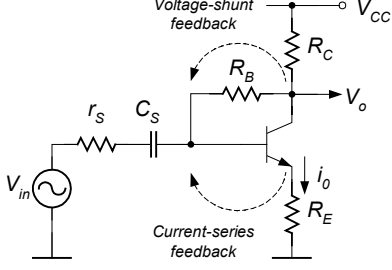
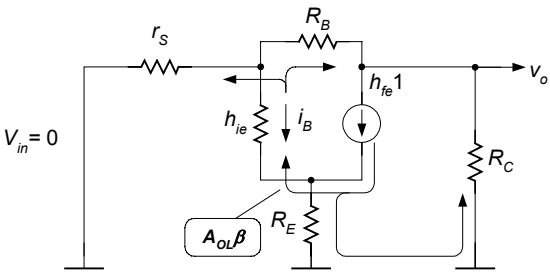
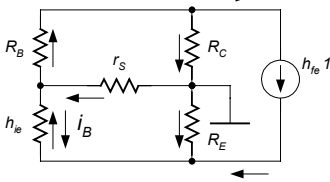
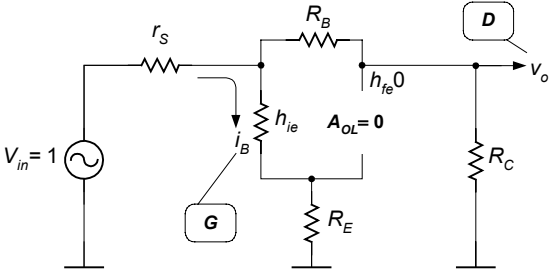
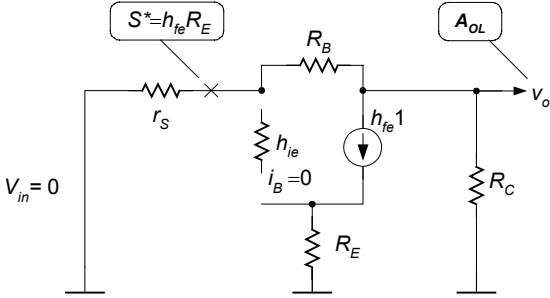
מגבר משותב שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	$A_{OL}\beta = \frac{-i_B}{1} = h_{fe} \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \text{ [A/A]}$
חישוב תמסורת הכניסה, G, והתמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{i_B}{1} = \frac{1}{h_{ie} + R_E} \text{ [A/V]}$ $D = \frac{v_o}{1} = \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \text{ [V/V]}$
חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{1} = h_{fe} R_E \text{ [V/A]}$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} = \frac{\frac{1}{h_{ie} + R_E} \frac{h_{fe} R_E}{A_{OL}} + \frac{R_E}{h_{ie} + R_E}}{1 + h_{fe} \frac{R_E}{h_{ie} + R_E}} = \frac{h_{fe} R_E + R_E}{h_{ie} + R_E + h_{fe} R_E} = \frac{(h_{fe} + 1) R_E}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_E} \text{ [V/V]}$	

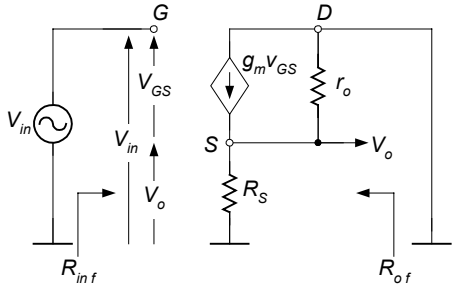
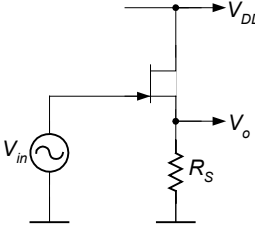
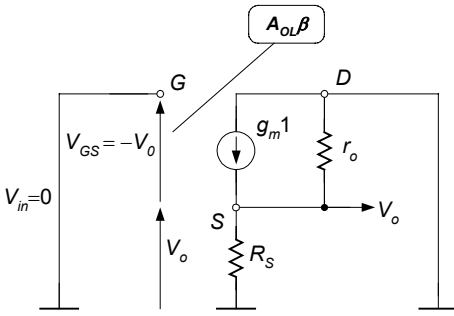
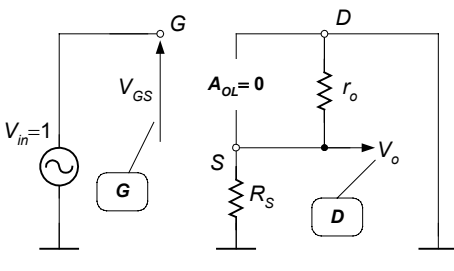
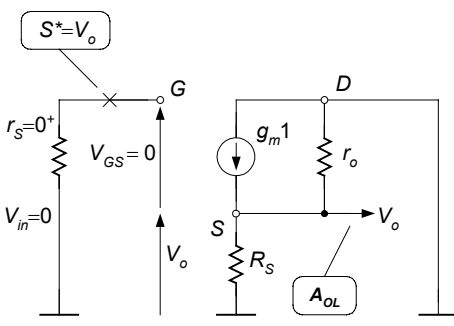
מגבר משותב שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	$A_{OL}\beta = \frac{i_B}{1}$ $= h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_B + r_s} \frac{r_s}{r_s + h_{ie}} =$ $h_{fe} \frac{r_s R_C}{h_{ie}(R_C + R_B) + r_s(h_{ie} + R_C + R_B)} \text{ [A/A]}$
חישוב תמסורת הכניסה, G , והתמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{i_B}{1} = \frac{1}{r_s + h_{ie} \parallel (R_B + R_C)} \frac{R_B + R_C}{h_{ie} + R_B + R_C}$ $= \frac{R_B + R_C}{r_s(h_{ie} + R_B + R_C) + h_{ie}(R_B + R_C)} \text{ [A/V]}$ $D = \frac{v_o}{1} = \frac{1}{r_s + h_{ie} \parallel (R_B + R_C)} \frac{h_{ie} R_C}{h_{ie} + R_B + R_C} \text{ [V/V]}$ $= \frac{h_{ie} R_C}{r_s(h_{ie} + R_B + R_C) + h_{ie}(R_B + R_C)}$
חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{1} = -h_{fe} \frac{R_C R_B}{R_C + R_B} \text{ [V/A]}$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} = - \frac{\frac{R_B + R_C}{r_s(h_{ie} + R_B + R_C) + h_{ie}(R_B + R_C)} h_{fe} \frac{R_C R_B}{R_C + R_B} - \frac{h_{ie} R_C}{r_s(h_{ie} + R_B + R_C) + h_{ie}(R_B + R_C)}}{1 + h_{fe} \frac{r_s R_C}{h_{ie}(R_C + R_B) + r_s(h_{ie} + R_C + R_B)}}$	

ג) מגבר CE עם נגד במעגל הפולט (משוב זרם עם חיבור טורי בכניסה)

מגבר משותב שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	$A_{OL}\beta = \frac{-i_B}{1}$ $= h_{fe} \cdot 1 \cdot \frac{1/h_{oe}}{1/h_{oe} + h_{ie} \parallel R_E + R_C} \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \quad [\text{A/A}]$
חישוב תמסורת הכניסה, G , והתמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{i_B}{1} = \frac{1}{h_{ie} + R_E \parallel (1/h_{oe} + R_C)} \quad [\text{A/V}]$ $D = \frac{v_o}{1}$ $= \frac{R_E \parallel (1/h_{oe} + R_C)}{h_{ie} + R_E \parallel (1/h_{oe} + R_C)} \frac{R_C}{1/h_{oe} + R_C} \quad [\text{V/V}]$
חישוב הגבר ללא משוב, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{1}$ $= -h_{fe} \cdot 1 \cdot \frac{1/h_{oe}}{1/h_{oe} + R_E + R_C} R_C \quad [\text{V/A}]$
חישוב הגבר עם משוב, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} [\text{V/V}]$	

מעגל תמורה לאות קטן	מגבר משותב שלילי
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	$A_{OL}\beta = \frac{-i_B}{1} = h_{fe} \frac{1/h_{oe}}{1/h_{oe} + R_C + h_{ie} \parallel r_s} \frac{r_s}{r_s + h_{ie}} \quad [\text{A/A}]$
חישוב תמסורת הכניסה, G , והתמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{i_B}{v_{in}} = \frac{1}{r_s + h_{ie} \parallel (1/h_{oe} + R_C)} \times \frac{1/h_{oe} + R_C}{1/h_{oe} + R_C + h_{ie}} \quad [\text{A/V}]$ $D = \frac{v_o}{-v_{in}} = \frac{1}{r_s + h_{ie} \parallel (1/h_{oe} + R_C)} \times \frac{h_{ie}}{1/h_{oe} + R_C + h_{ie}} R_C \quad [\text{V/V}]$
חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{1} = h_{fe} (1/h_{oe} \parallel R_C) \quad [\text{V/A}]$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} = \frac{1}{r_s + h_{ie} \parallel (1/h_{oe} + R_C)} \left(h_{fe} (1/h_{oe} \parallel R_C) + \frac{h_{ie}}{1/h_{oe} + R_C + h_{ie} \parallel r_s} R_C \right) \frac{1}{1 + h_{fe} \frac{1/h_{oe}}{1/h_{oe} + R_C + h_{ie} \parallel r_s}}$	

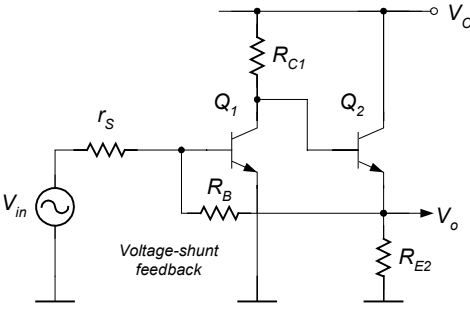
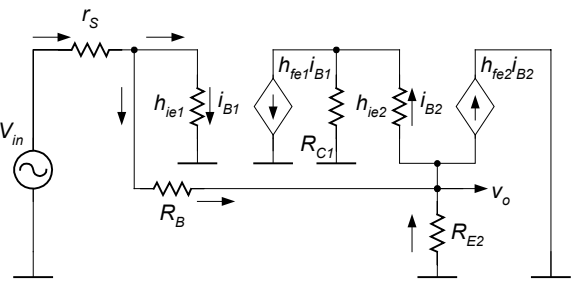
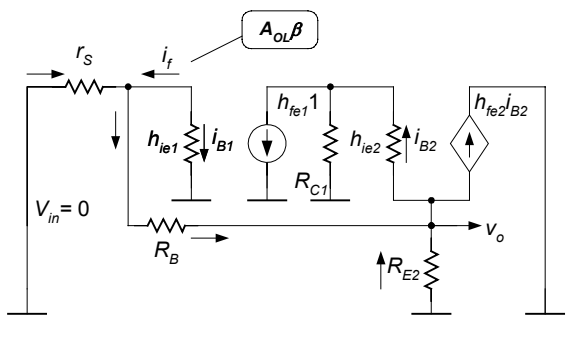
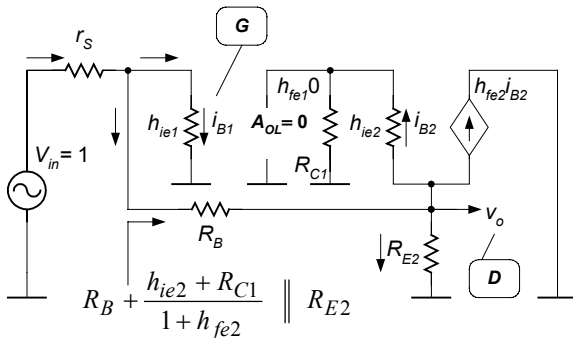
מגבר משותב שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	 $A_{OL}\beta = \frac{-i_B}{1}$ $= h_{fe} \cdot 1 \cdot \frac{(R_B + R_C)R_E + (R_C + R_E)r_s}{(R_B + R_C)(h_{ie} + R_E) + (R_B + R_C + h_{ie} + R_E)r_s}$ <p>[A/A]</p>
חישוב תמסורת הכניסה, G , והתמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{i_B}{1}$ $= \frac{1}{r_s + (h_{ie} + R_E) \parallel (R_B + R_C)}$ $\times \frac{R_B + R_C}{R_B + R_C + h_{ie} + R_E} \text{ [A/V]}$ $D = \frac{v_o}{1} = \frac{(h_{ie} + R_E) \parallel (R_B + R_C)}{r_s + (h_{ie} + R_E) \parallel (R_B + R_C)} \cdot \frac{R_C}{R_B + R_C} \text{ [V/V]}$
חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = -h_{fe} \frac{R_B}{R_B + R_C} R_C + h_{fe} R_E \frac{R_C}{R_B + R_C} \text{ [V/A]}$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} \text{ [V/V]}$	

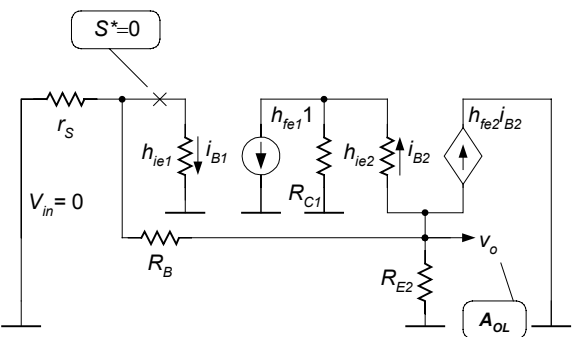
מגבר משותף שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
	$A_{OL}\beta = \frac{-v_{GS}}{1} = g_m(r_o \parallel R_S) \text{ [V/V]}$
חישוב תמסורת הכניסה, G, ותמסורת הישירה, D	
	$G = \frac{v_{GS}}{v_{in}} = \frac{1}{1} = 1 \text{ [V/V]}$ $D = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{0}{v_{in}} = 0 \text{ [V/V]}$
חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{1} = g_m(R_S \parallel r_o) \text{ [V/V]}$ $\Rightarrow \beta = 1$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} = \frac{1 \cdot g_m \frac{r_o R_S}{r_o + R_S} + 0}{1 + g_m \frac{r_o R_S}{r_o + R_S}} = \frac{g_m r_o R_S}{r_o + R_S + g_m r_o R_S} = \frac{R_S}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_m} \frac{R_S}{r_o} + R_S} = \frac{R_S}{1/g_m (1 + R_S/r_o) + R_S}$	

■ מסקנה:

כל התוצאות שקיבלנו בפרק הנוכחי הן מדויקות ושוות לאלה שמקבלים בדרך שגרתית (לפי משפטי קירכוף).

דוגמה לניתוח מגבר עם שני טרנזיסטורים

מגבר משותב שלילי	מעגל תמורה לאות קטן
	
חישוב הגבר החוג, $A_{OL}\beta$	
 $A_{OL}\beta = \frac{-i_B}{1}$ $= h_{fe1} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie2} + (1 + h_{fe2})[R_{E2} \parallel (R_B + r_S \parallel h_{ie1})]} \downarrow i_{B2}$ $\times (1 + h_{fe2})[R_{E2} \parallel (R_B + r_S \parallel h_{ie1})] \downarrow v_o$ $\times \frac{1}{R_B + r_S \parallel h_{ie1}} \downarrow i_{RB} \times \frac{r_S}{r_S + h_{ie1}} \downarrow i_{h_{ie} = -i_{B1}} \quad [A/A]$	
חישוב תמסורת הכניסה, G , והתמסורת הישירה, D	
 $G = \frac{i_B}{1} = \frac{1}{r_S + h_{ie1} \parallel \left(R_B + \frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} \parallel R_{E2} \right)} \downarrow i_{r_S}$ $\times \frac{R_B + \left(\frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} \right) \parallel R_{E2}}{R_B + \left(\frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} \right) \parallel R_{E2} + h_{ie1}} \downarrow i_{h_{ie1} = i_{B1}} \quad [A/V]$ $D = \frac{v_o}{1} = \frac{1}{r_S + h_{ie1} \parallel \left(R_B + \frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} \parallel R_{E2} \right)} \downarrow i_{r_S}$ $\times \frac{h_{ie1}}{h_{ie1} + R_B + \frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} \parallel R_{E2}} \downarrow i_{RB}$ $\times \frac{\frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}}}{\frac{h_{ie2} + R_{C1}}{1 + h_{fe2}} + R_{E2}} \times R_{E2} \downarrow v_o \quad [V/V]$	

חישוב הגבר בחוג פתוח, A_{OL}	
	$A_{OL} = \frac{v_o}{i_{B2}} = -h_{fe1} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie2} + (1 + h_{fe2})(R_B \parallel R_{E2})} \times (1 + h_{fe2})(R_B \parallel R_{E2}) \downarrow v_o \text{ [V/A]}$
חישוב הגבר בחוג סגור, A_f	
$A_{Vf} = \frac{GA_{OL} + D}{1 + A_{OL}\beta} \text{ [V/V]}$	

9.1 מעגלים בעלי מיקום קטבים מיוחד

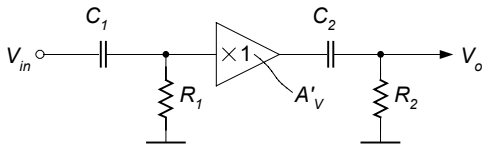
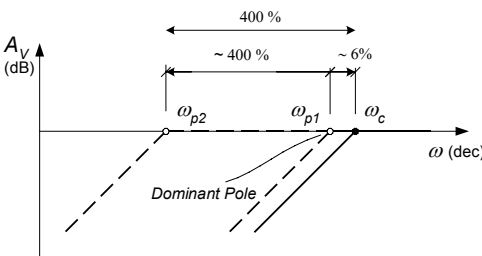
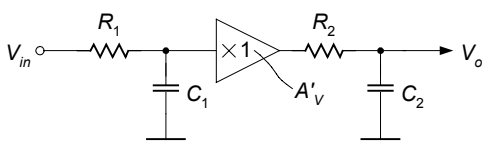
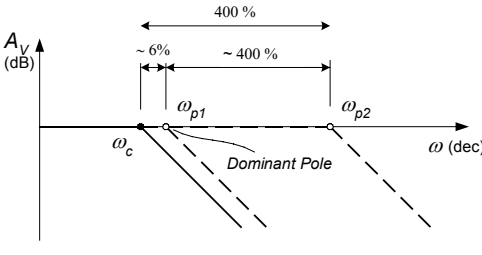
9.1.1 מעגל עם קוטב דומיננטי

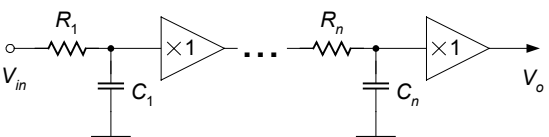
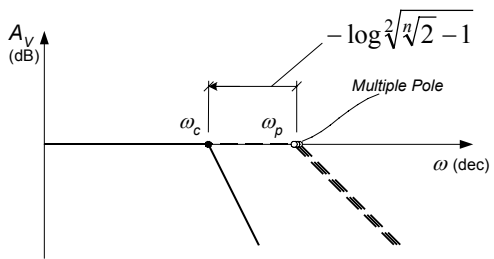
◀ הגדרה: קוטב דומיננטי הוא הקוטב המרוחק מהקוטב השני בשתי אוקטבות בכיוון LF עבור LPF

ובכיוון HF עבור HPF (אוקטבה אחת שווה להבדל פי 2 בתדר, שתי אוקטבה = פי 4).

דוגמה: נתונים HPF ו-LPF בעלי שני קטבים: $\omega_{p1} = 1/(R_1 C_1)$, $\omega_{p2} = 1/(R_2 C_2)$.

נעריך את תדר הברך, ω_c , עבור כל אחד מהמעגלים בהנחה שהמרחק בין הקטבים שווה בערך לשתי אוקטבות.

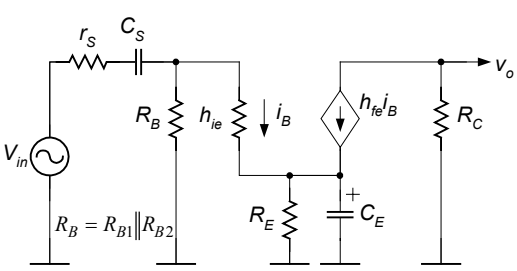
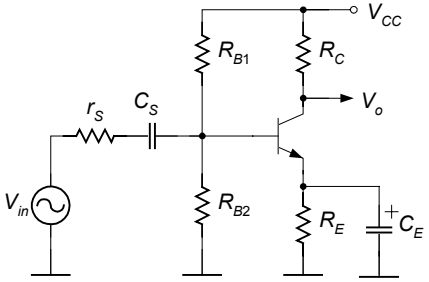
HPF	הערכת ω_c
 $H(j\omega) = \frac{1}{1 + \omega_{p1} / j\omega} \frac{1}{1 + \omega_{p2} / j\omega}$ 	<p>Suppose $\omega_c = 4\omega_{p2}$, then</p> $ H(j\omega = j\omega_c) ^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_{p1}}{\omega_c}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_{p2}}{\omega_c = 4\omega_{p2}}\right)^2}$ $= \frac{1}{1 + (\omega_{p1} / \omega_c)^2} \frac{1}{1 + 1/16} \equiv \frac{1}{2}$ $\left(\frac{\omega_{p1}}{\omega_c}\right)^2 = \frac{2}{1 + 1/16} - 1 = \frac{15}{17}$ $\omega_c = \sqrt{\frac{17}{15}} \cdot \omega_{p1} \approx 1.06 \cdot \omega_{p1}$ <p>$\omega_c \approx \omega_{p1} !!!$</p>
LPF	הערכת ω_c
 $H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega / \omega_{p1}} \frac{1}{1 + j\omega / \omega_{p2}}$ 	<p>Suppose $\omega_c = \omega_{p2}/4$, then</p> $ H(j\omega = j\omega_c) ^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{p1}}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_c = \omega_{p2}/4}{\omega_{p2}}\right)^2}$ $= \frac{1}{1 + (\omega_c / \omega_{p1})^2} \frac{1}{1 + (1/4)^2} \equiv \frac{1}{2}$ $\left(\frac{\omega_c}{\omega_{p1}}\right)^2 = \frac{2}{1 + 1/16} - 1 = \frac{32/16 - 17/16}{17/16} = \frac{15}{17}$ $\omega_c = \sqrt{\frac{15}{17}} \cdot \omega_{p1} \approx 0.94 \cdot \omega_{p1}$ <p>$\omega_c \approx \omega_{p1} !!!$</p>

LPF בעל n קטבים שווים	הערכת ω_c
 <div style="border: 1px solid black; padding: 10px; margin: 10px 0;"> $H(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega / \omega_p)^n}$ </div> 	$ H(j\omega_c) ^2 = \left(\frac{1}{1 + (\omega_c / \omega_p)^2} \right)^n \equiv \frac{1}{2}$ $1 + (\omega_c / \omega_p)^2 = \sqrt[n]{2}$ <div style="border: 1px solid black; padding: 10px; margin: 10px 0;"> $\omega_c = \omega_p \sqrt[n]{\sqrt{2} - 1} \quad !!!$ </div> $\omega_c _{n=2} = 0.64 \cdot \omega_p$ $\omega_c _{n=3} = 0.51 \cdot \omega_p$ $\omega_c _{n=4} = 0.43 \cdot \omega_p$ $\omega_c _{n=5} = 0.39 \cdot \omega_p$

9.2 הענות לתדר נמוך ותדר ביניים (השפעת קבלי עקיפה וצימוד)

המטרה – לבדוק השפעת קבלי עקיפה וצימוד על פונקציית התמסורת של המגבר בתדר נמוך ובתדר ביניים, אשר לא מספיק גבוה כדי להרגיש השפעת קבלים פרזיטיים של הטרנזיסטור.

נבחן מגבר בעל הטופולוגיה הבאה:

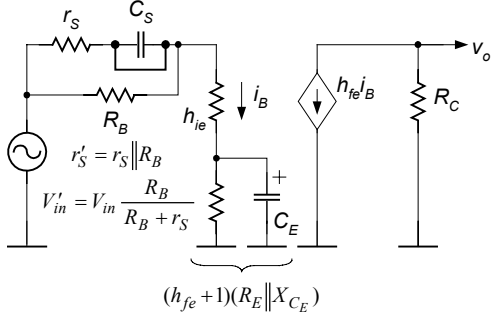
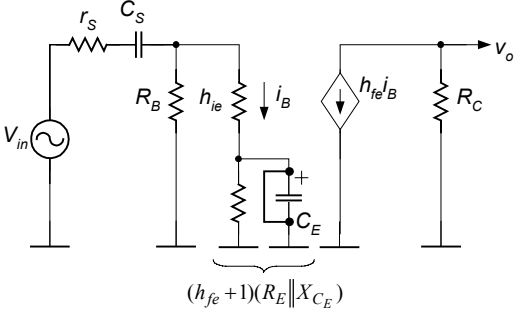
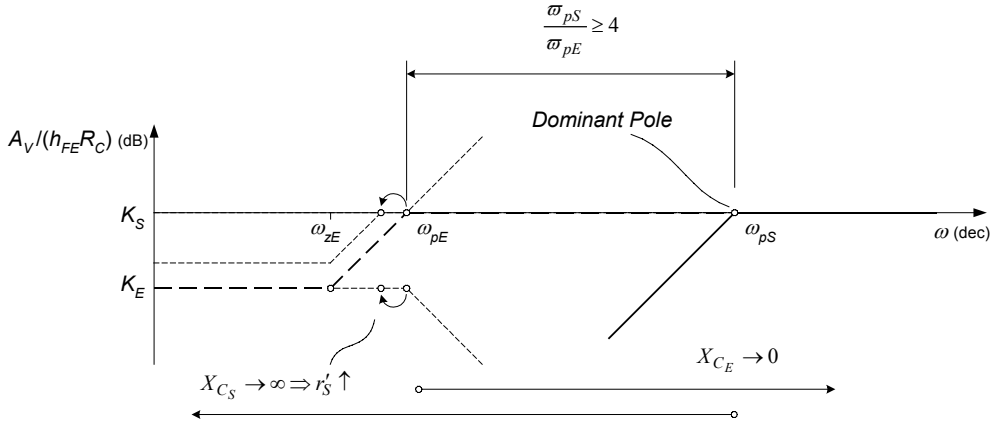
מגבר	מעגל תמורה לאות קטן
	

באופן כללי, כל אחד מהקבלים, (קבל הצימוד) C_S ו- (קבל העקיפה) C_E , משפיע על תדר הברך הנמוך של המגבר. כדי להגדיל את רוחב הפס, דבר הכרחי הוא להגדיל את הקיבולים של שני הקבלים. מאותה סיבה, כדאי גם כן להגדיל את הכיבול של אחד מהקבלים במידה רבה יותר לעמת הגדלת הקיבול של הקבל השני ולהגיע בדרך הזאת להבדל פי 4 או יותר בין תדרי הברך הקשורים לקבלים.

בד"כ, מגדילים את הכיבול של קבל העקיפה, C_E , במידה רבה יותר לעמת הגדלת קבל הצימוד, C_S . בד"כ, קבל העקיפה, C_E , רואה התנגדות קטנה בהרבה ממה שרואה קבל הצימוד, C_S . כתוצאה מכך, אם נשתמש עבור קבל C_E בקבלים אלקטרוליטיים, בעלי מצד אחד, קיבול גדול במיוחד, ומצד אחר, זרם זליגה גדול במיוחד, זה לא יגרום להגדלה משמעותית בזמן הפעלת המגבר הקשור לטעינת הקבלים. חוץ מזה, זרם זליגה גדול של C_E לא ישפיע על מיקומה של נקודת העבודה.

נחשב את תדרי הברך הקשורים לכל אחד מהקבלים. נניח שישנה הפרדה פי 4 או יותר בין תדרי הברך, ובעת חישוב תדר הברך עבור אחד מהקבלים נקצר את הקבל השני.

(שימו לב: תמסורת המגבר פרופורציונלית לתמסורת בין מקור האות, V_{in} , לזרם הבסיס, i_b .)

<p>C_E, (bypass) השפעת קבל עקיפה קבל הצימוד, C_S, מקוצר</p>	<p>C_S, (coupling) השפעת קבל הצימוד קבל עקיפה, C_E, מקוצר</p>
 <p style="text-align: center;">$(h_{fe} + 1)(R_E \parallel X_{C_E})$</p>	 <p style="text-align: center;">$(h_{fe} + 1)(R_E \parallel X_{C_E})$</p>
$\frac{i_B}{v_{in}'} = \frac{1}{v_{in}'} \frac{v_{in}'}{r_s' + h_{ie} + (h_{fe} + 1) \left(R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} \right)}$ $= \frac{R_E + \frac{1}{j\omega C_E}}{(r_s' + h_{ie}) \left(R_E + \frac{1}{j\omega C_E} \right) + \frac{(h_{fe} + 1)R_E}{j\omega C_E}}$ $= \frac{j\omega C_E R_E + 1}{j\omega C_E R_E (r_s' + h_{ie}) + r_s' + h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E}$ $= \frac{1}{r_s' + h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E} \times \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\omega C_E \frac{R_E (r_s' + h_{ie})}{r_s' + h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_E}}$ $= K_E \frac{1 + j\omega / \omega_{zE}}{1 + j\omega / \omega_{pE}}$ $K_E = \frac{1}{(r_s' + h_{ie}) + (h_{fe} + 1)R_E}$ $\omega_{zE} = \frac{1}{R_E C_E}$ $\omega_{pE} = \frac{1}{\{[(h_{fe} + 1)R_E] \parallel (r_s' + h_{ie})\} \frac{C_E}{(h_{fe} + 1)}}$	$\frac{i_B}{v_{in}} = \frac{1}{v_{in}} \frac{v_{in}}{r_s + \frac{1}{j\omega C_S} + R_B \parallel h_{ie}} \underbrace{\frac{R_B}{R_B + h_{ie}}}_{\downarrow i_{in} \text{ current divider}}$ $= \frac{R_B}{(R_B + h_{ie})(r_s + R_B \parallel h_{ie})} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_S (r_s + R_B \parallel h_{ie})}}$ $= K_S \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{pS}}{\omega}}$ <p style="text-align: center;">HPF</p> $K_S = \frac{R_B}{(R_B + h_{ie})r_s + R_B h_{ie}}$ $\omega_{pS} = \frac{1}{(r_s + R_B \parallel h_{ie})C_S}$
דיאגרמת בודה	
 <p style="text-align: center;">$\frac{\omega_{pS}}{\omega_{pE}} \geq 4$</p> <p style="text-align: center;">Dominant Pole</p> <p style="text-align: center;">$X_{C_S} \rightarrow \infty \Rightarrow r_s' \uparrow$</p> <p style="text-align: center;">$X_{C_E} \rightarrow 0$</p>	

9.3 משפט מילר. תופעת מילר

9.3.1 משפט מילר עבור מגבר מתח-מתח

מעגל הנתון

מעגל תמורה

המשפט מתייחס לשאלה כיצד נראה האימפדנס, Z_μ , המחובר בין הדקי הכניסה והמוצא של מגבר מתח

(א) מצד הכניסה למגבר, $Z_{\mu in}$, ו-

(ב) מצד מוצא המגבר, $Z_{\mu o}$.

תשובה:

$$Z_{\mu in} = \frac{v'_{in}}{i_\mu} = \frac{v'_{in}}{(v'_{in} - A'_V v'_{in}) / Z_\mu} = \frac{Z_\mu}{1 - A'_V}$$

$$Z_{\mu o} = \frac{v'_o}{i_\mu} = \frac{v'_o}{(v'_o - v'_o / A'_V) / Z_\mu} = \frac{Z_\mu}{1 - 1/A'_V}$$

בדיקת מקרים פרטיים

$A'_V = 1$		$A'_V = -1 \dots -100$	
$Z_{\mu in} = \frac{Z_\mu}{1-1} = \infty$	$Z_{\mu o} = \frac{Z_\mu}{1-1/1} = \infty$	$Z_{\mu in} = \frac{Z_\mu}{1-(-1 \dots -100)} = 0.5 \cdot Z_\mu \dots 101 \cdot Z_\mu$	$Z_{\mu o} = \frac{Z_\mu}{1-(-1/1 \dots -1/100)} = 0.5 \dots 0.99 \cdot Z_\mu$

שימו לב: כאשר $A'_V > 1$ זה הוא מיקרה של משוב חיובי.

9.3.2 תופעת מילר (דוגמה)

■ מסקנות:

חיבור מושפע מתופעת מילר: CE.

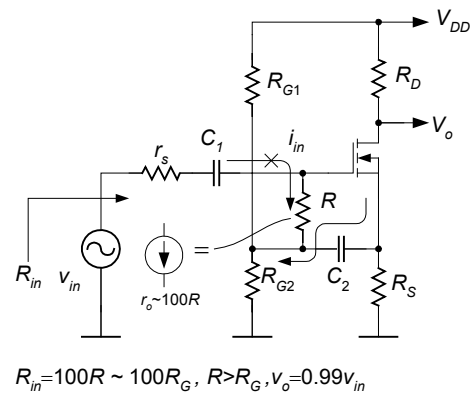
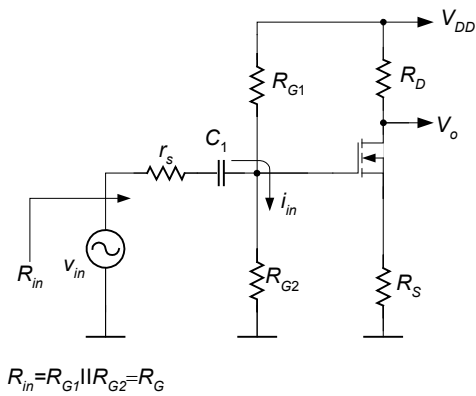
חיבורים לא מושפעים מתופעת מילר: CB, Cascode, CC, בלי נגד בקולקטור, מגבר הפרש בלי נגד בקולקטור.

$$Z_\mu = \frac{1}{j\omega C_\mu}; \quad A'_V = -100$$

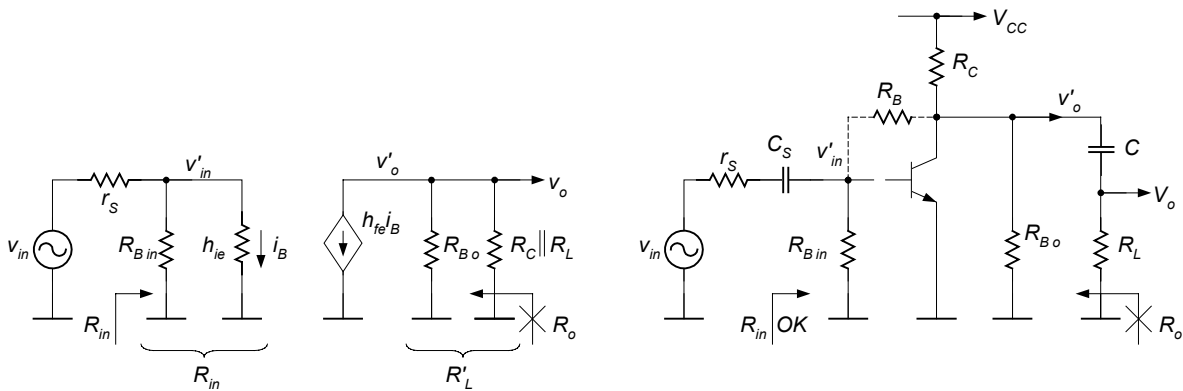
$$\frac{1}{j\omega C_{\mu in}} = \frac{1}{j\omega C_\mu (1 - (-100))} = \frac{1}{j\omega \cdot (101 \cdot C_\mu)}$$

$$\Rightarrow C_{\mu in} = 101 \cdot C_\mu \text{ (effect Miller)}$$

9.3.3 שימוש בקשר עוקב (Bootstrapping)



9.3.4 דוגמה לשימוש במשפט מילר



יש לשים לב שאחרי שימוש במשפט מילר, לא ניתן לחשב אימפדנס מוצא של המעגל.

רק המגבר רואה אותם אימפדנסים.

$$1) \quad A'_V = \frac{v'_o}{v'_{in}} = - \frac{h_{fe} i_B \frac{R_B}{1 - 1/A'_V} \parallel R_C \parallel R_L}{h_{ie} i_B} \bigg|_{A'_V \gg 1} \approx - \frac{h_{fe} R_B \parallel R_C \parallel R_L}{h_{ie}} = - \frac{h_{fe} R'_L}{h_{ie}} \bigg|_{h_{fe} \gg 1} \approx - \frac{R'_L}{r_E}$$

$$2) \quad R_{B\,in} = \frac{R_B}{1 - A'_V} \approx \frac{R_B}{1 + \frac{h_{fe} R'_L}{h_{ie}}}, \quad R_{B\,o} = \frac{R_B}{1 - 1/A'_V} \bigg|_{A'_V \gg 1} \approx R_B$$

$$3) \quad R_{in} \approx R_{B\,in} \parallel h_{ie}$$

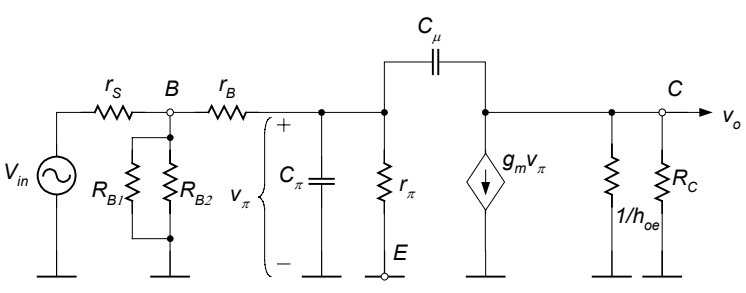
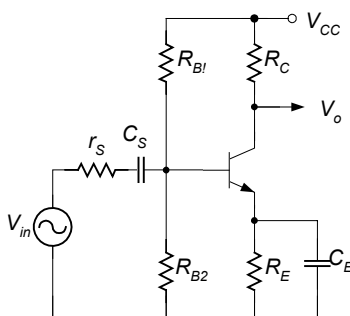
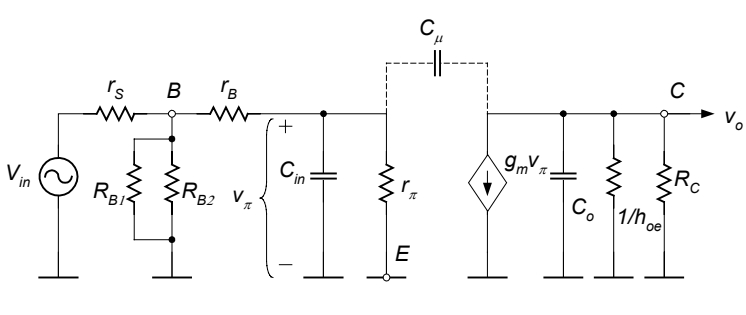
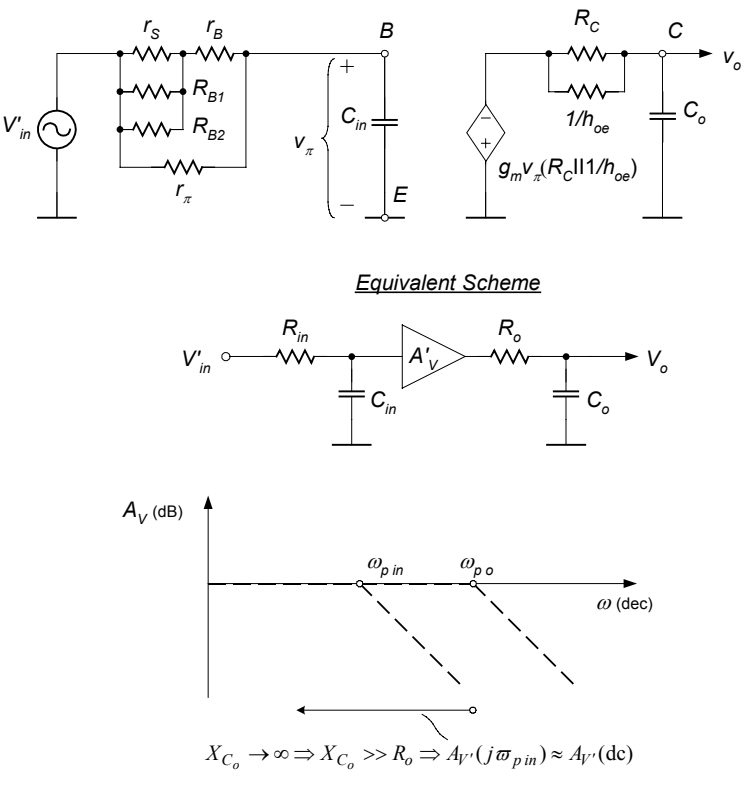
$$4) \quad A_V = \frac{v_o}{v_{in}} \approx - \frac{h_{fe} i_B R'_L}{\frac{h_{ie} i_B}{\frac{r_S + R_{in}}{v'_{in}}}} = - \frac{R_{in}}{r_S + R_{in}} \frac{h_{fe} R'_L}{h_{ie}} \bigg|_{h_{fe} \gg 1} \approx - \frac{R_{in}}{r_S + R_{in}} \times \frac{R'_L}{r_E} \bigg|_{A'_V}$$

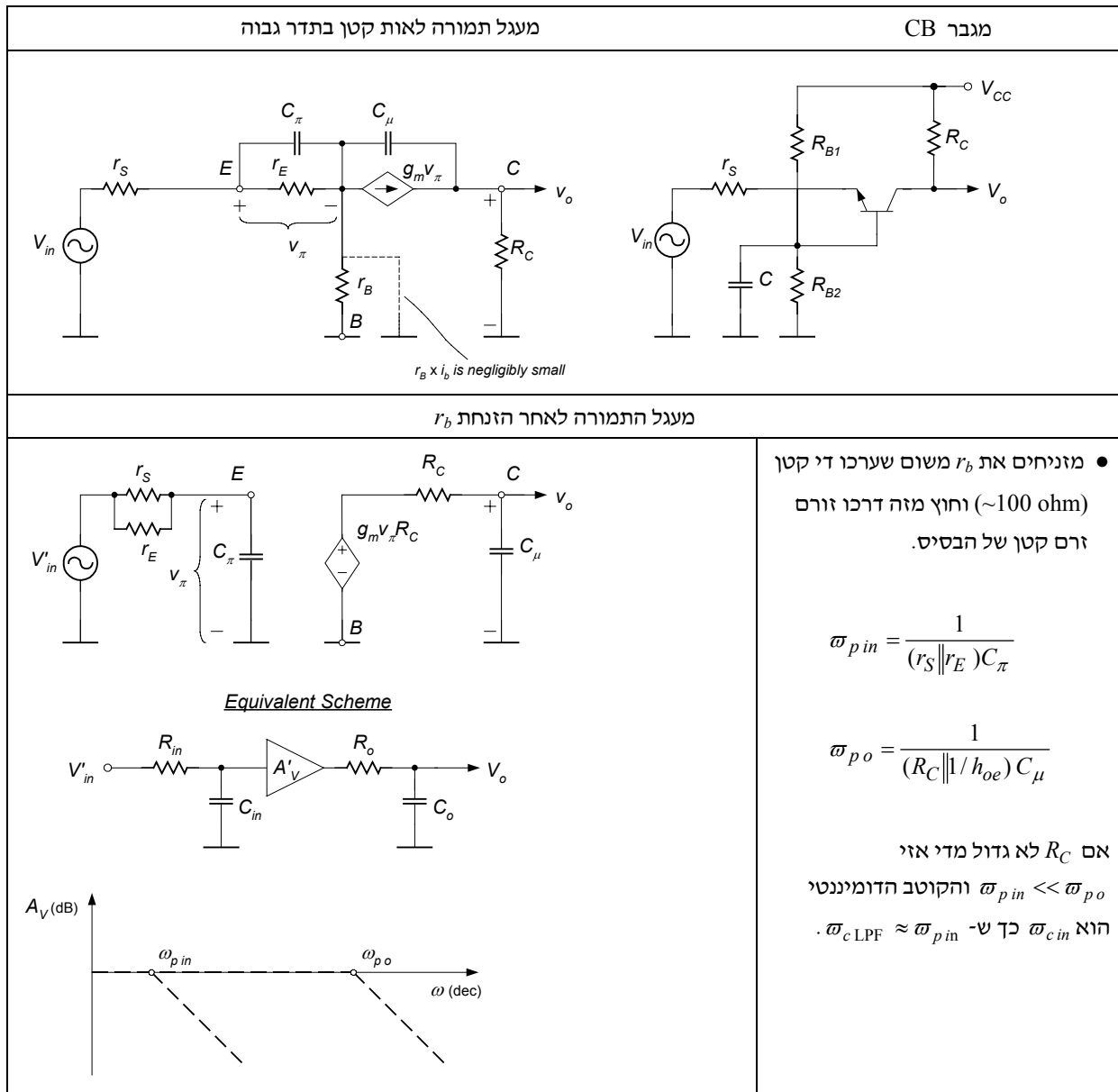
9.4 הענות לתדר גבוה (השפעת קבילים פוזיטים של הטרנזיסטור)

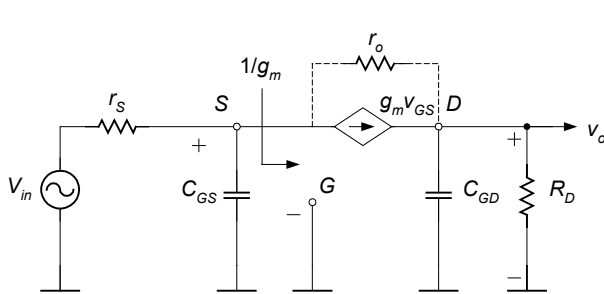
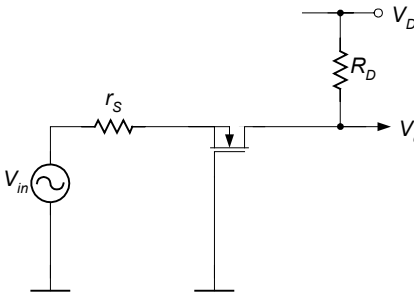
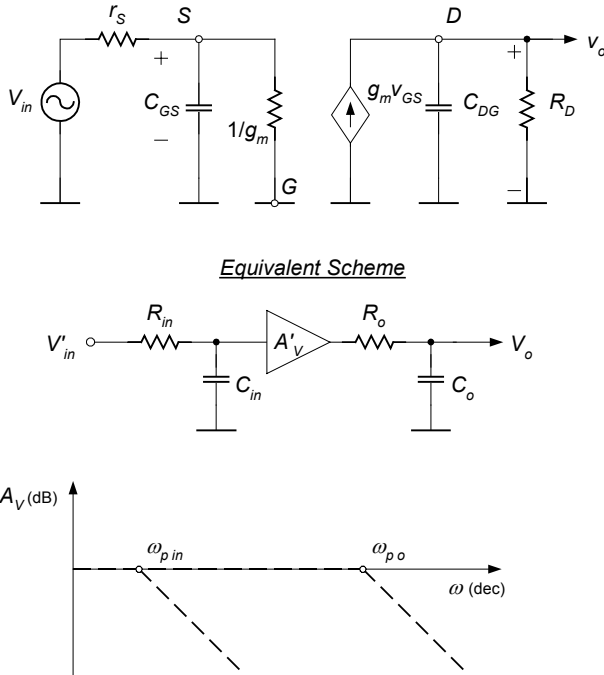
המטרה – למצוא את תדר הברך הקובע רוחב הפס של המעגל בתדר גבוה.

9.4.1 תלות הגבר הזרם בתדר עבור חיבור עם קצר בין הקולט והפולט, $A_{Is} = f(\omega)$

מדידת הגבר הזרם	מעגל תמורה לאות קטן בתדר גבוה
<p>הגדרת הפרמטרים החדשים: (index μ stands for index BC, index π stands for index BE) ◀</p> <p>r_B is the ohmic base resistance</p> <p>r_π is the dynamic resistance of the base-emitter junction, $r_\pi = (h_{fe} + 1)r_E$; $r_E = V_T / I_E$</p> <p>$h_{ie} = r_B + r_\pi$</p> <p>C_π is the capacitance of the base-emitter junction, $C_\pi = C_{diff} + C_j$</p> <p>C_μ is the depletion capacitance of the base-collector junction, $C_\mu = C_j \Rightarrow C_\mu \ll C_\pi$</p>	
Short-circuit current gain as a function of frequency	
$A_{Is}(j\omega) = \frac{A_{Is}(j \cdot 0)}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{h_{fe}}{1 + j \omega \times \underbrace{\frac{r_\pi}{C_\pi + C_\mu}}_{\substack{R \text{ seen by } C_{in} \\ \text{when } i_{in}=0}}}; \quad \omega_c = \frac{1}{r_\pi(C_\pi + C_\mu)}$	
Current gain-bandwidth product (GBP)	
<p>ω_t (GBP) is defined as the frequency at which h_{fe} extrapolates to unity: ◀</p> <p>extrapolates to unity:</p>	
	$A(j\omega_t) = \frac{h_{fe}}{1 + j \frac{\omega_t}{\omega_c}} \equiv 1 \Rightarrow$ $\left 1 + j \frac{\omega_t}{\omega_c} \right = h_{fe} \Big _{h_{fe} \gg 1} \Rightarrow$ $\frac{\omega_t}{\omega_c} \approx h_{fe}; \quad \omega_t \approx \underbrace{h_{fe}}_{\text{Gain}} \times \underbrace{\omega_c}_{\text{product BW}} \underbrace{\omega_c}_{\text{GBP}}$
<p>ω_t is also defined as the unity-gain frequency.</p>	
$\omega_t (t \text{ stands for test}) \approx h_{fe} \omega_c = \frac{h_{fe}}{r_\pi(C_\pi + C_\mu)} \approx \frac{1}{r_E(C_\pi + C_\mu)} = \frac{I_E / V_T}{C_\pi + C_\mu} \approx \frac{I_C / V_T}{C_\pi + C_\mu}$	
<p>High-frequency parameters given by manufacturer: h_{ie}, C_μ, and ω_t (GBP)</p>	

מגבר CE	מעגל תמורה לאות קטן בתדר גבוה
	
מעגל התמורה לאחר שימוש במשפט מילר	
	$A'_V = \frac{v_{CE}}{v_\pi} \bigg _{R_C \ll 1/h_{oe}} \approx -g_m R_C$ $C_{in} = C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_C)$ $C_o = C_\mu[1 + 1/(g_m R_C)]$ $\Rightarrow C_{in} \big _{ A'_V \gg 1} \gg C_o$
מעגל התמורה לאחר שימוש במשפט תבנית	
 <p style="text-align: center;"><u>Equivalent Scheme</u></p> $V'_{in} \rightarrow R_{in} \rightarrow A'_V \rightarrow R_o \rightarrow V_o$ $X_{C_o} \rightarrow \infty \Rightarrow X_{C_o} \gg R_o \Rightarrow A'_V(j\omega_{p in}) \approx A'_V(dc)$	$\omega_{p in} = \frac{1}{[(r_s \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} + r_\pi) C_{in}]}$ $\omega_{p o} = \frac{1}{[R_C \parallel 1/h_{oe}] C_o}$ <p>אם R_C לא גדול מדי אזי $\omega_{p in} \ll \omega_{p o}$ והקוטב הדומיננטי הוא $\omega_{c LPF} \approx \omega_{p in}$ כך ש-</p>



מגבר CG	מעגל תמורה לאות קטן בתדר גבוה
	
מעגל התמורה החדש	
 <p style="text-align: center;"><u>Equivalent Scheme</u></p>	<p>• מוניהים r_o</p> <p>בהנחה ש- $R_D \ll r_o$</p> $\omega_{pin} = \frac{1}{[r_s \parallel (1/g_m)] C_{GS}}$ $\omega_{po} = \frac{1}{R_D C_{DS}}$ <p>אם R_D לא גדול מדי אזי $\omega_{pin} \ll \omega_{po}$ והקוטב הדומיננטי הוא ω_{cin} כך ש- $\omega_{cLFF} \approx \omega_{pin}$.</p>

10 עקרונות בסיסיים של מתנדים סינכואידליים

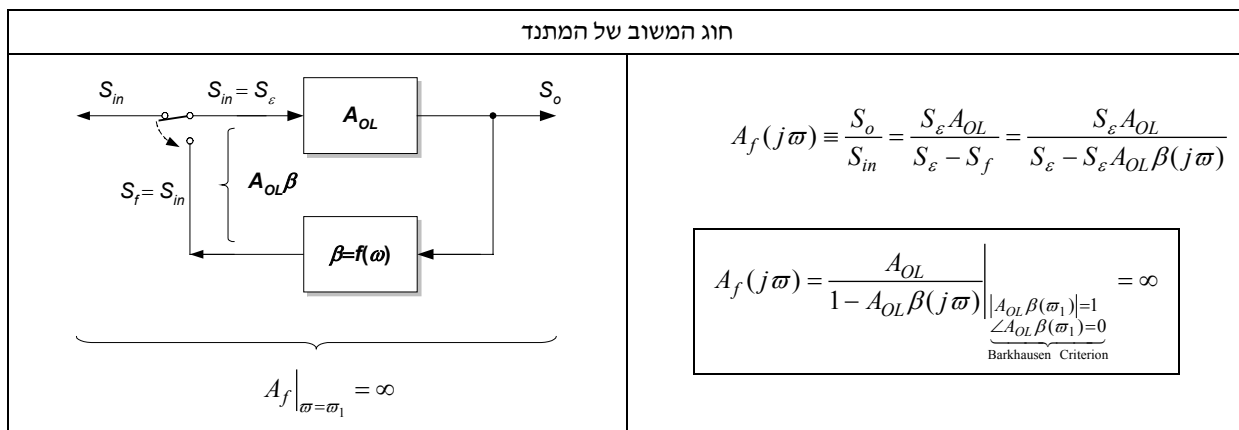
◀ הגדרה: מתנד הוא התקן אלקטרוני המיועד ליצור אות חשמלי מחזורי.

10.1 מבנה בסיסי של המתנד הליניארי

● נניח ש-:

- המגבר ורשת המשוב הם ליניאריים.
 - הגבר המגבר, A_{OL} , לא תלוי בתדר, ותמסורת רשת המשוב, β , כן תלויה בתדר.
 - נניח שאות הכניסה הוא גל מחזורי.
 - נניח שבינתיים, אות הכניסה מחובר ישיר לכניסת המגבר, ומוצא רשת המשוב הוא בנתק (ראה ציור).
 - נניח שאות המשוב, S_f , זהה בצורה, גודל ומופע לאות הכניסה, S_{in} .
- לפי הנחות א' ו-ב', הצורה היחידה של גל מחזורי שעבורו התנאי הנוכחי מתקיים הוא גל סינכואידלי. אז, נניח ש- S_{in} ו- S_f הם גלים סינכואידליים בעלי אותם תדר, גודל ומופע.

משום שהמגבר אינו מסוגל להבדיל בין מקורות של אותות זהים, ניתן לעביר את המפסק שבציור למצב החדש ולהחליף את האות S_{in} בכניסת המגבר לאות S_f . במצב החדש של המפסק, המגבר ימשיך לייצר גל סינכואידלי ללא צורך במקור האות החיצוני.



שימו לב: רשת המשוב היא רשת סלקטיבית (רשת ברירת-תדר), והמגבר הוא בעל תמסורת קבועה.

10.2 תנאי היווצרות התנודות

תנאי Barkhausen (Barkhausen criterion) – תנאי התנודות במצב המתמיד.

תנאי המופע: $\angle A_{OL} \beta(\omega_1) = 0$

תנאי האמפליטודה (תיאורטי): $|A_{OL} \beta(\omega_1)| = 1$

◀ תנאי היווצרות התנודות בתדר ω_1 :

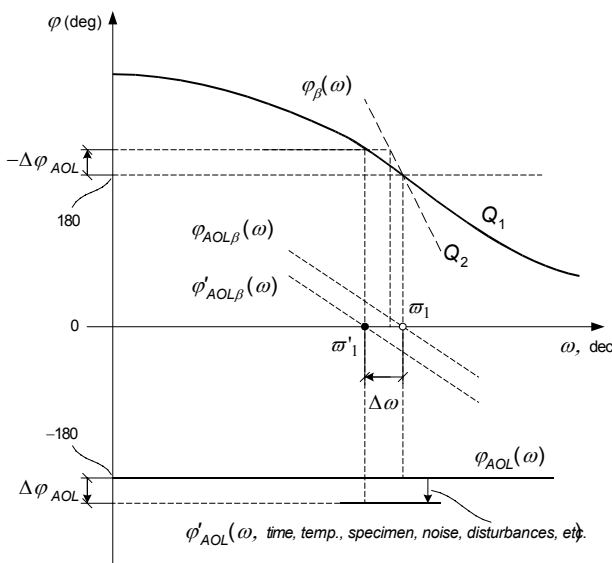
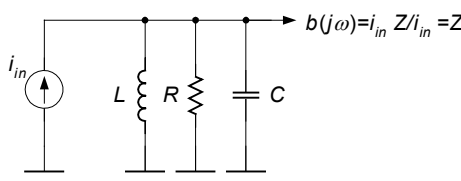
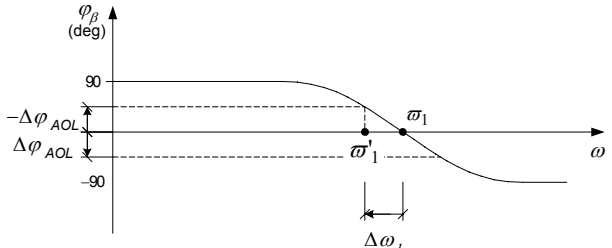
$$|A_{OL} \beta(\omega_1)| > 1$$

10.3 מתנדנים לתדר נמוך (מתנדי RC), $f < 1 \text{ MHz}$

10.3.1 מתנדי הזזת מופע

מעגל תמורה לאות קטן	מבנה בסיסי
מציאת $A_{OL}\beta$	
	<p>• נניח ש-</p> $C_1 R_1 = C_2 R_2 = C_3 R_3 = RC$ $R_1 \ll R_2 \ll R_3$ $h_{ie} \gg R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$ $R_C \ll R_1 + 1/j\omega C_1 $ <p>אז,</p> $A_{OL}\beta(j\omega) \equiv \frac{S_f}{1} = \frac{+v_{BE}}{1}$ $\approx -g_m \cdot 1 \cdot R_C \left(\frac{1}{1 + 1/j\omega RC} \right)^3 \frac{R_B}{R_B + R_{B3}}$ $= \frac{-g_m R_C R_B}{R_B + R_{B3}} \frac{1}{1 - \frac{3}{(\omega RC)^2} + \frac{3}{j\omega RC} - \frac{1}{j(\omega RC)^3}}$
מציאת תדר התנדדות, ω_1 , והגבר בחוג פתוח, A_{OL} , לפי Barkhausen criterion	
	<p>תנאי המופע</p> $\angle A_{OL}\beta(j\omega_1) \equiv 0 \Rightarrow \frac{3}{j\omega_1 RC} - \frac{1}{j(\omega_1 RC)^3} = 0$ $\Rightarrow -3 + \frac{1}{(\omega_1 RC)^2} = 0; \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3}RC}$ <p>תנאי האמפליטודה</p> $ A_{OL}\beta(j\omega_1) \approx -g_m R_C \frac{R_B}{R_B + R_{B3}} \frac{1}{1 - \frac{3}{(\omega_1 RC)^2}}$ $= -g_m R_C \frac{R_B}{R_B + R_{B3}} \frac{1}{1 - \frac{3 \cdot 3(RC)^2}{(RC)^2}}$ $= g_m R_C \frac{R_B}{R_B + R_{B3}} \frac{1}{8} > 1 \Rightarrow g_m R_C \frac{R_B}{R_B + R_{B3}} \approx 8 + 5\%$ <p>בוחרים $C_1, R_1, C_2, R_2, C_3, R_3$ לפי תנאי המופע ו- R_{B3}, R_B, R_C, g_m לפי תנאי האמפליטודה.</p>

10.3.2 ייצוב התדר במתנדים

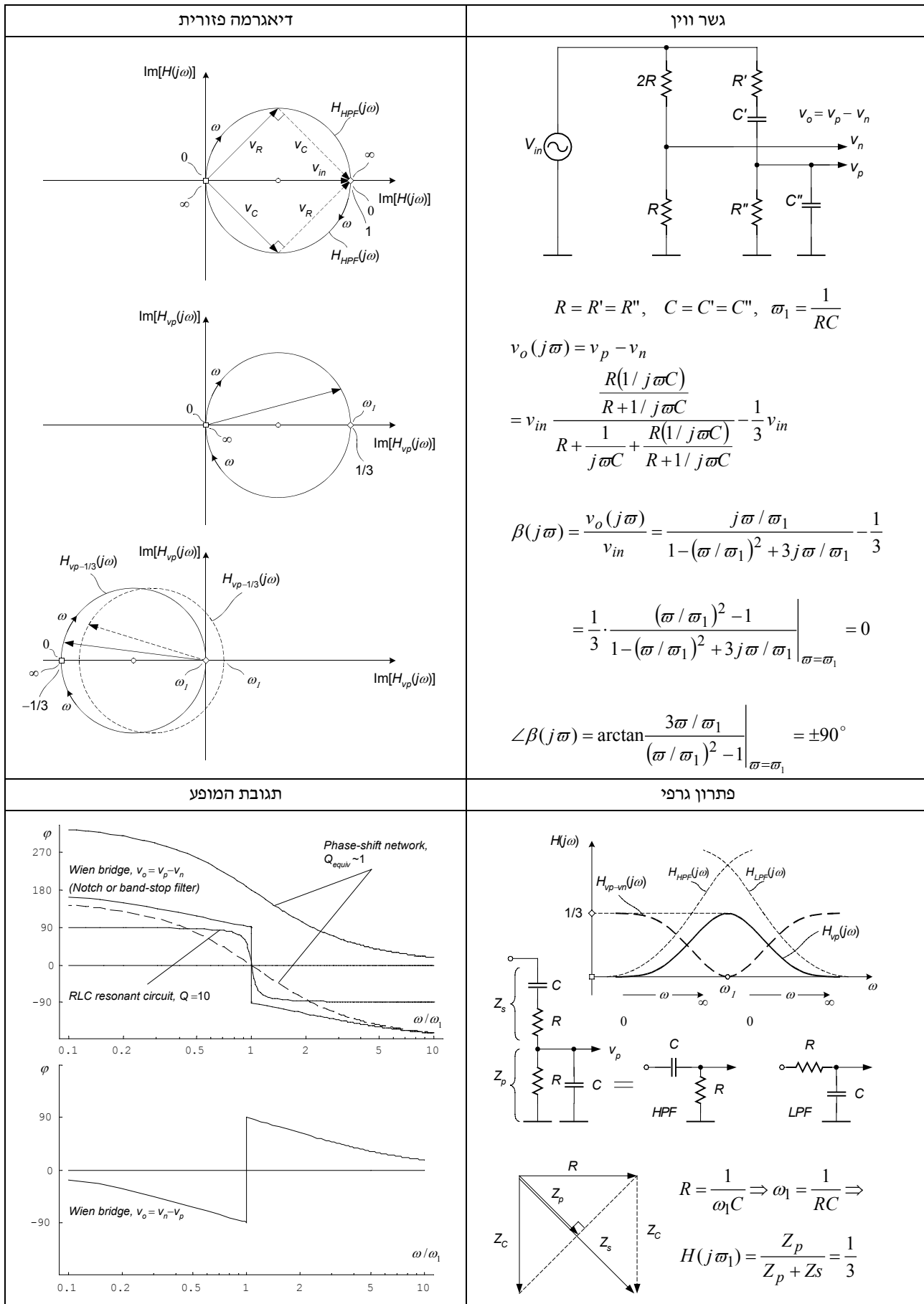
השפעת שיפוע אופיין המופע של רשת המשוב על יציבות התדר	ניתוח של מעגל התמורה
 <p style="text-align: center;"><i>Equivalent circuit for calculating $\varphi_\beta = f(\omega)$</i></p>  	$\beta(j\omega) = R \ Z_L \ Z_C = \frac{\frac{Rj\omega L}{R + j\omega L} \frac{1}{j\omega C}}{\frac{Rj\omega L}{R + j\omega L} + \frac{1}{j\omega C}}$ $= \frac{Rj\omega L}{-R\omega^2 LC + R + j\omega L} = \frac{R}{jR\omega C - j\frac{R}{\omega L} + 1}$ $\varphi \equiv \angle H(j\omega)^* = \arctan \frac{\frac{R}{\omega L} - R\omega C}{1} \Big _{\angle H(j\omega) < 1}$ $\approx \frac{R}{\omega L} - R\omega C$ $\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega_1} \approx \frac{d\left(\frac{R}{\omega L} - R\omega C\right)}{d\omega} = -\frac{R}{\omega^2 L} - RC \Big _{\omega^2 = \omega_1^2}$ $= -\frac{R}{\omega_1^2 L} - RC \frac{LC}{LC} \Big _{\omega_1^2 = \frac{1}{LC}}$ $= -\frac{R}{\omega_1^2 L} - \frac{R}{\omega_1^2 L} = -\frac{2R}{\omega_1^2 L} \Big _{Q = \frac{R}{\omega_1 L}} = -\frac{2Q}{\omega_1}$
$\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} = -\frac{\Delta\varphi}{2Q} = -\frac{\Delta\varphi^\circ 2\pi}{360^\circ 2Q} 100\% \approx -\frac{\Delta\varphi^\circ}{Q} [\%]$	

*

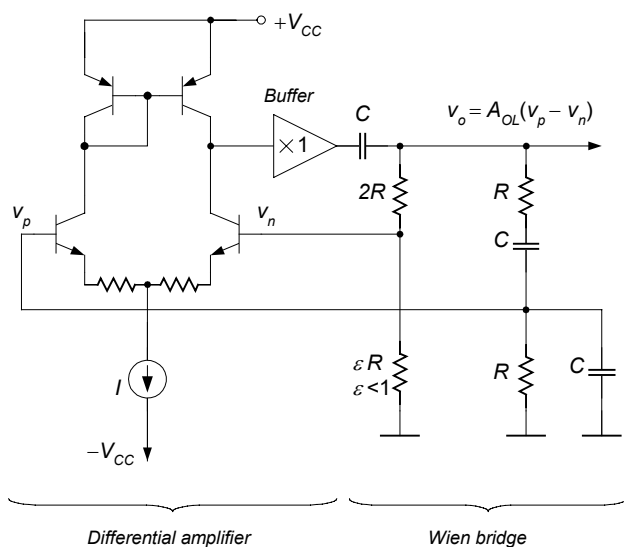
$$c = \frac{1}{a + jb} = \frac{1}{a + jb} \frac{a - jb}{a - jb} = \frac{a}{a^2 + b^2} - j \frac{b}{a^2 + b^2}; \quad c = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}}, \quad \angle c = \arctan \frac{-b}{a}$$

10.3.3 מתנד גשר ויין

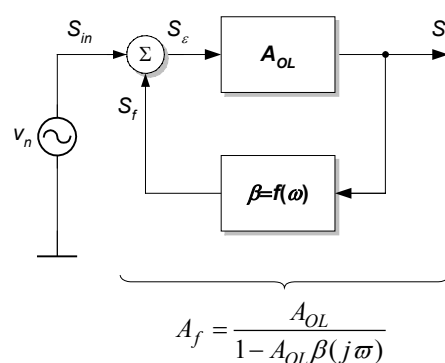
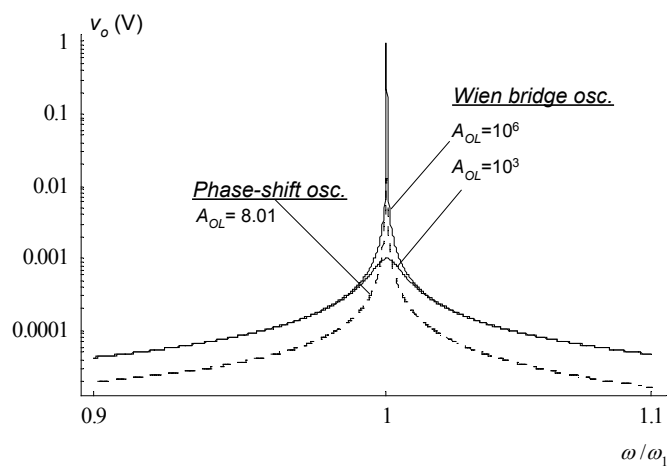
Wien bridge is a resonant RC network (originated by Max Wien in 1891). ◀ א. גשר ויין



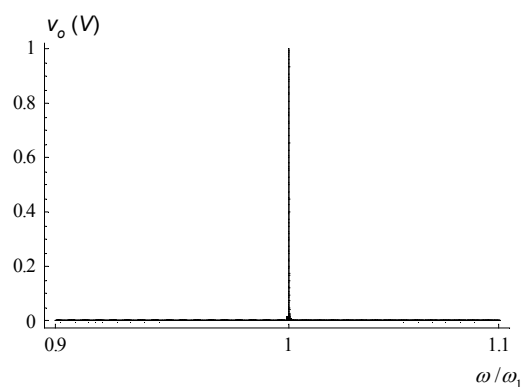
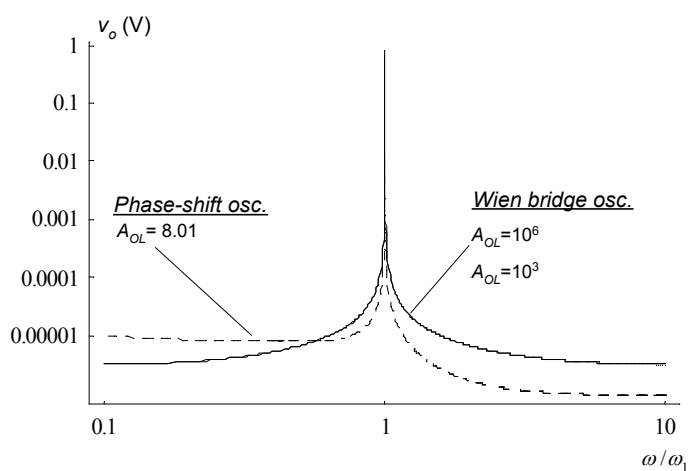
מתנד גשר ווין



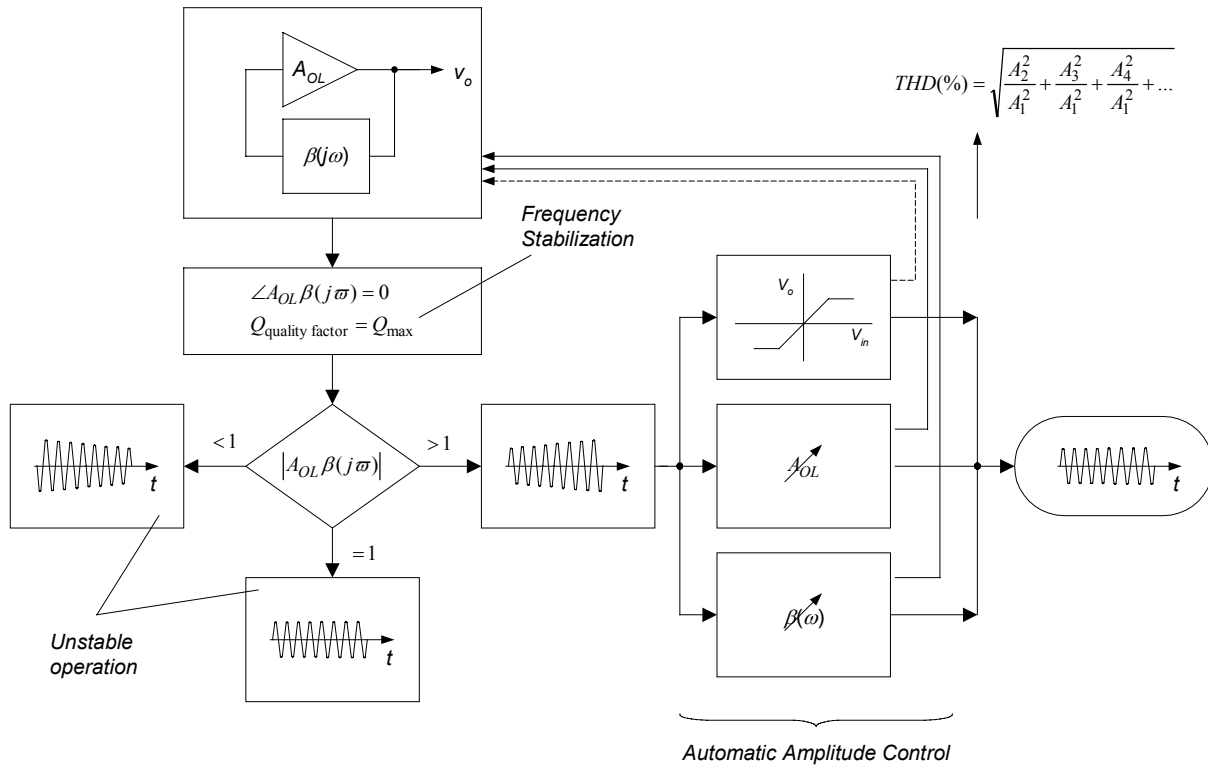
$$A_{OL}\beta|_{\omega=\omega_1} = A_{OL}\left(\frac{1}{3} - \frac{\varepsilon R}{\varepsilon R + 2R}\right) = 1$$

תגובת אמפליטודה לרעש לבן $1 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ בכניסת המגבר

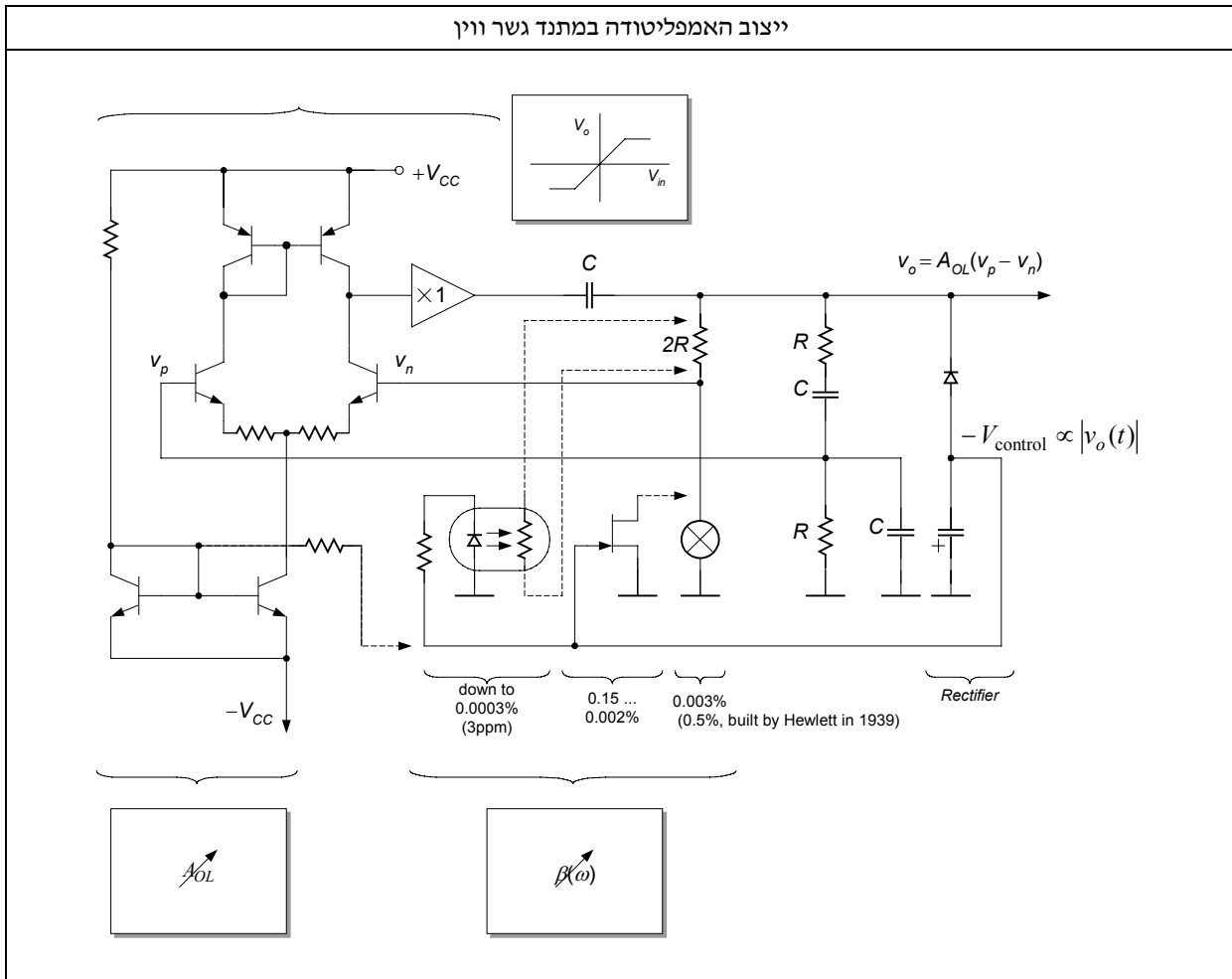
תגובת האמפליטודה (ציר מתח ליניארי)



10.3.4 ייצוב האמפליטודה במתנדנים

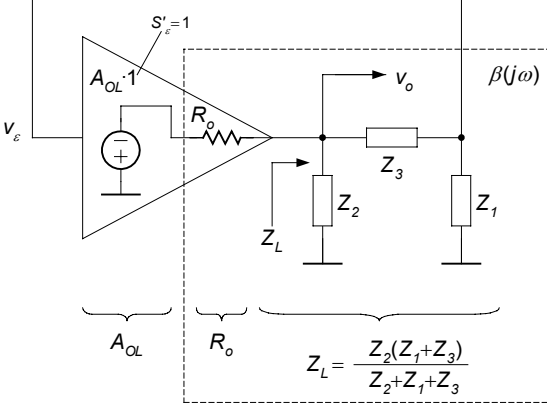
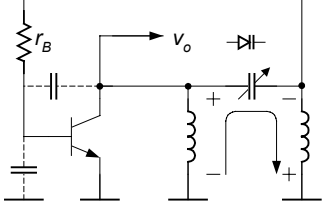
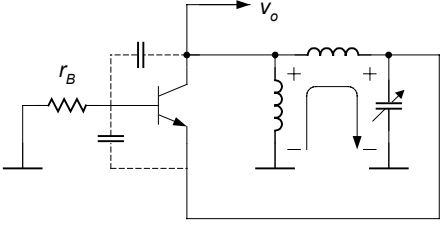
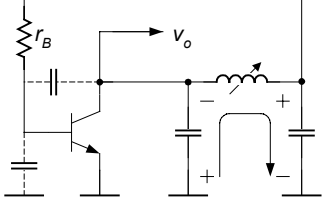
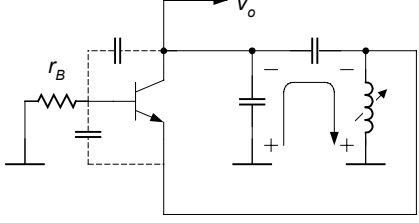


ייצוב האמפליטודה במתנד גשר ווין

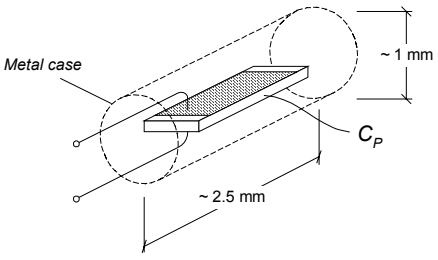
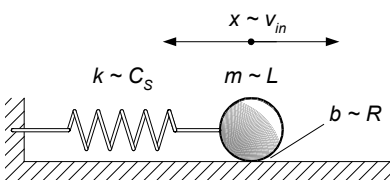
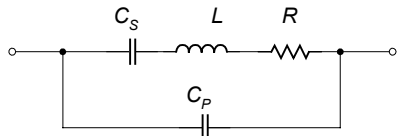
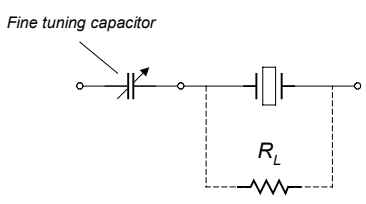
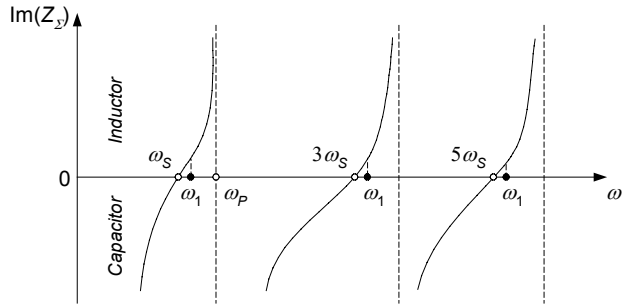
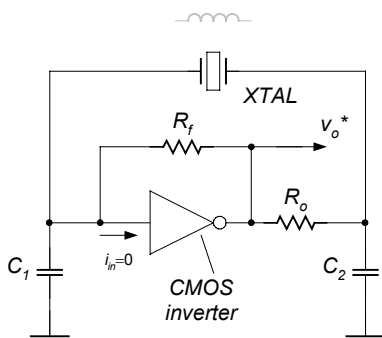
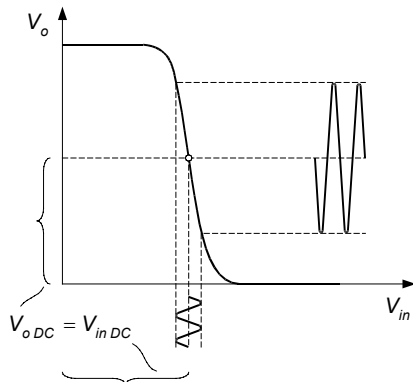


10.4 מתנדנים לתדר גבוה

10.4.1 מבנה בסיסי של מתנד לתדר גבוה, מתנדי Hartley ו-Colpitts

מבנה בסיסי של מתנד לתדר גבוה	מציאת תנאי היווצרות התנודות, $A_{OL}\beta(j\omega_1) = 1$
	<p>• נניח ש-</p> <p>א. המגבר הוא מסוג הופך מופע. *</p> <p>ב. עכבה Z_i מייצגת או קבל, $\frac{1}{j\omega C}$, או סליל, $j\omega L$.</p> <p>נחשב את $A_{OL}\beta$:</p> $A_{OL}\beta(j\omega) \Big _{S'_e=1} \equiv \frac{+v_{in}}{1} = -A_{OL} \cdot 1 \cdot \frac{Z_L}{R_o + Z_L} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}$ $= -A_{OL} \frac{\frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_2 + Z_1 + Z_3}}{R_o + \frac{Z_2(Z_1 + Z_3)}{Z_2 + Z_1 + Z_3}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3}$ $= -A_{OL} \frac{\frac{Z_2 Z_1}{\text{Re}}}{\underbrace{R_o}_{\neq 0} \underbrace{(Z_2 + Z_1 + Z_3)}_{\text{Im}} + \underbrace{Z_2(Z_1 + Z_3)}_{\text{Re}}}$
מתנד Hartley באות קטן*	
<p>CE</p>  <p>CB</p>  <p>* מעגל באות גדול מכיל רכיבים נוספים: רשת ממתח וקבלי צימוד, עקיפה, וכד'.</p>	$\angle A_{OL}\beta(j\omega) \Big _{\omega=\omega_1} \equiv 0 = Z_2 + Z_1 + Z_3 \Rightarrow Z_1 + Z_3 = -Z_2$ $A_{OL}\beta(j\omega) \Big _{\omega=\omega_1} = -A_{OL} \frac{\frac{Z_2 Z_1}{\text{Re}}}{\underbrace{R_o}_{\neq 0} \underbrace{(Z_2 + Z_1 + Z_3)}_{\text{Im}=0} + \underbrace{Z_2(Z_1 + Z_3)}_{\text{Re}}}$ $= -A_{OL} \frac{Z_2 Z_1}{Z_2(Z_1 + Z_3)} = -A_{OL} \frac{Z_1}{\underbrace{Z_1 + Z_3}_{=-Z_2}} = A_{OL} \frac{Z_1}{Z_2} \equiv 1$ <p>\Rightarrow both Z_1 and Z_2 should be or capacitors or inductors; Z_3 should be an inductor when Z_2 and Z_1 are capacitors and Z_3 should be a capacitor when Z_2 and Z_1 are inductors.</p>
מתנד Colpitts באות קטן	
<p>CE</p>  <p>CB</p> 	<p>* שימו לב: כאשר המגבר הוא מסוג לא הופך מופע:</p> $-A_{OL} \frac{Z_1}{Z_2} \equiv 1$ <p>$\Rightarrow Z_1$ should be a capacitor and Z_2 should be an inductor or on the contrary; Z_3 should be or an inductor or capacitor to make $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$.</p>

10.4.2 מתנדי גביש קוורץ

גביש קוורץ כמערכת אלקטרו-מכנית	תהודה טורית ומקבילית
<p><u>Quartz crystal</u></p>  <p><u>Equivalent mechanical scheme</u></p>  <p><u>Equivalent electrical circuit</u></p> 	$Z_{\Sigma} _{R \rightarrow 0} = \frac{\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C_S}\right) \frac{1}{j\omega C_P}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_S} + \frac{1}{j\omega C_P}}$ $= \frac{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_S}}{-\omega^2 LC_P + \frac{C_P}{C_S} + 1} \times \frac{j\omega C_S}{C_S} \times \frac{1}{j\omega}$ $= \frac{\underbrace{-\omega^2 LC_S + 1}_{=0 \Rightarrow \text{Serial resonance}}}{\underbrace{-\omega^2 LC_P C_S + C_P + C_S}_{=0 \Rightarrow \text{Parallel resonance}}} \times \frac{1}{j\omega}$ <p>$\omega_S = \frac{1}{\sqrt{LC_S}}$, C_S is stable and predictable $\Rightarrow \omega_S$ is stable and predictable!!!</p> <p>$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{LC_S}} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \Big _{C_P \gg C_S} \approx \omega_S$</p> <p>$C_P$ is much less stable and predictable than C_S $\Rightarrow \omega_P$ is not stable!!!</p> <p>* $Q_{\text{quartz equiv}} = 10 \times 10^3 \dots 100 \times 10^3$ (provided that R_L seen by the crystal approaches zero or infinity)</p>
סימול חשמלי	תגובת עכבה טיפוסית
<p><u>Quartz resonator</u></p> 	
(Colpitts topology) מתנד פירס	אופיין מעבר של השער הלוגי
 <p>* Large phase noise with respect to a single transistor Colpitts oscillator</p>	

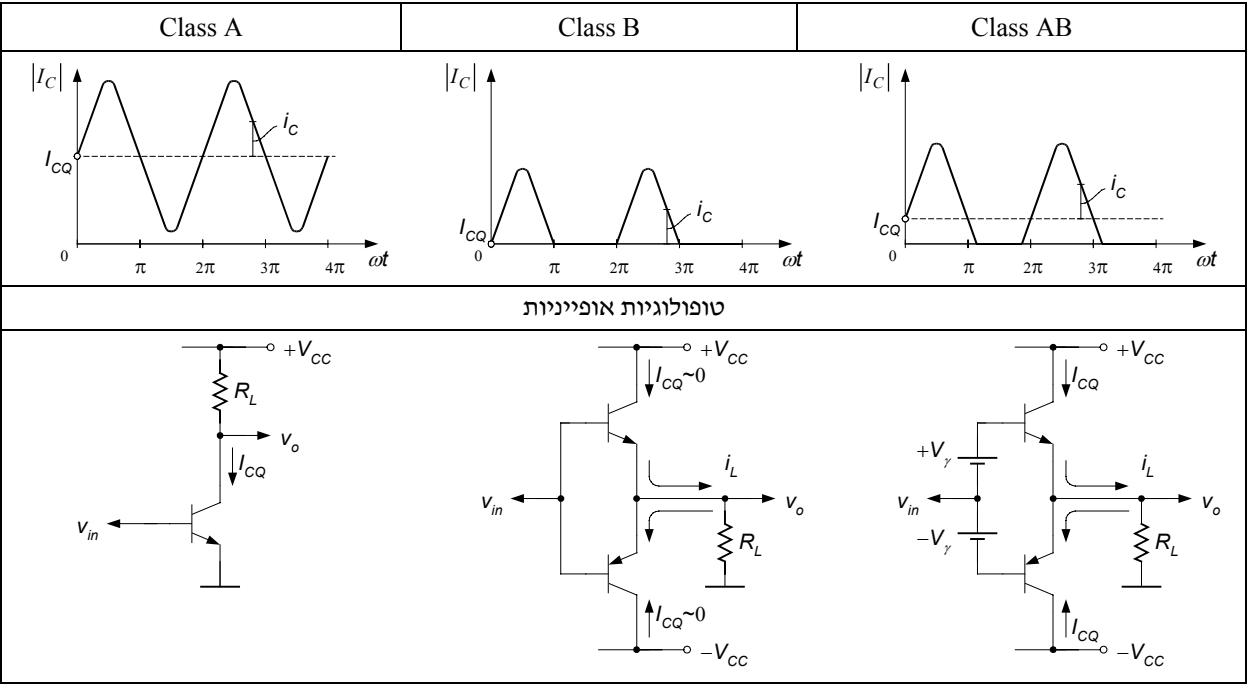
11 דרגות מוצא ומגברי הספק

● בד"כ, תפקיד דרגת המוצא הוא להקנות למגבר התנגדות מוצא נמוכה, כך שהוא יוכל להעביר את אות המוצא לעומס ללא הפסד של הגבר.

מאחר שדרגת המוצא היא הדרגה הסופית של המגבר, היא מעבירה בדרך-כלל אותות גדולים. לכן קירובים ומעגלי תמורה לאות קטן אינם ישימים כלל, או שיש להשתמש בהם בזהירות. הלינאריות (THD) קטן היא, בכל מקרה, דרישה חשובה ביותר.

11.1 סיווג דרגות מוצא

דרגות המוצא מסווגות בהתאם לצורת הגל של הזרם בקולט של כל אחד מהטרנזיסטורים המעבירים הספק:



11.2 נצילות המרת ההספק

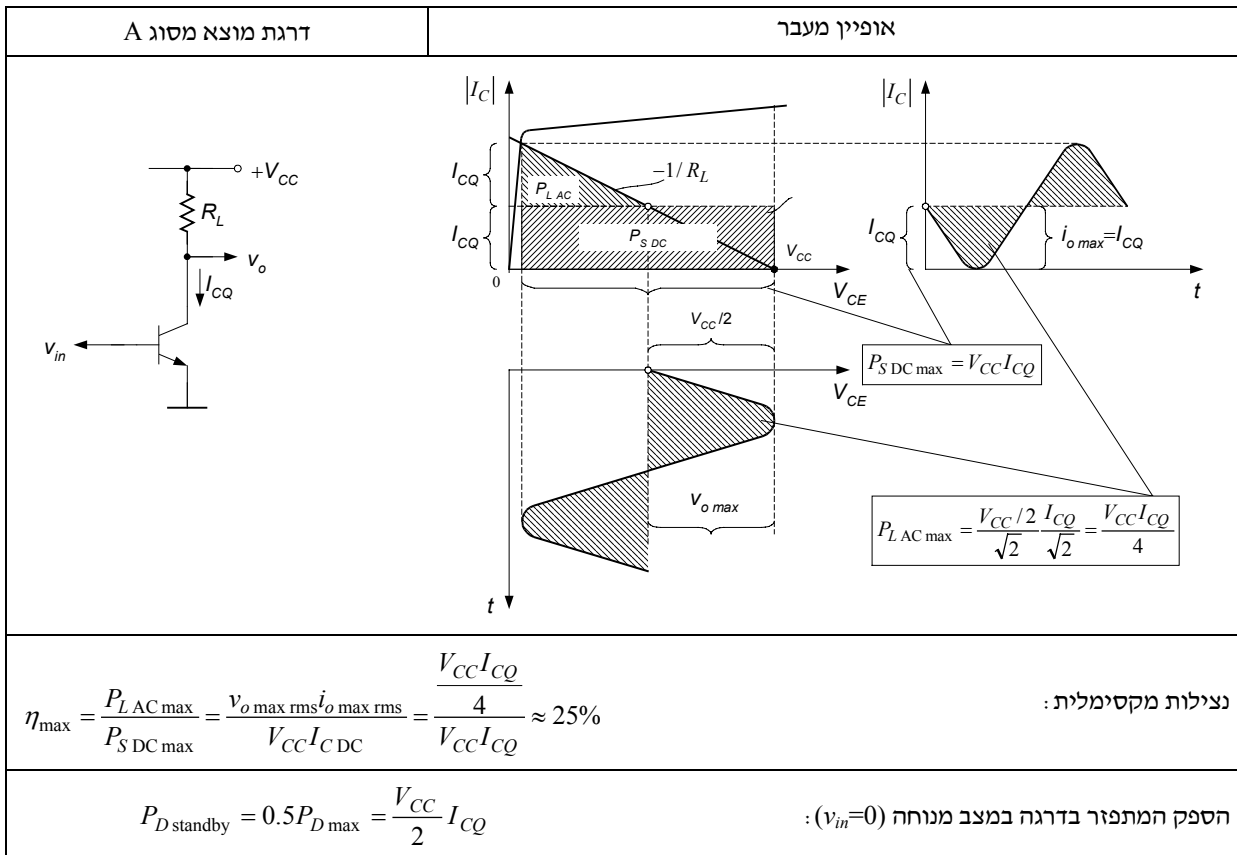
$$\eta \equiv \frac{P_{LAC}}{P_{SDC}} \times 100\% = \frac{\text{AC power delivered to load}}{\text{total DC power supplied}} \times 100\%$$

$$\text{נצילות} \equiv \frac{\text{הספק עומס AC}}{\text{הספק ספק DC}} \times 100\%$$

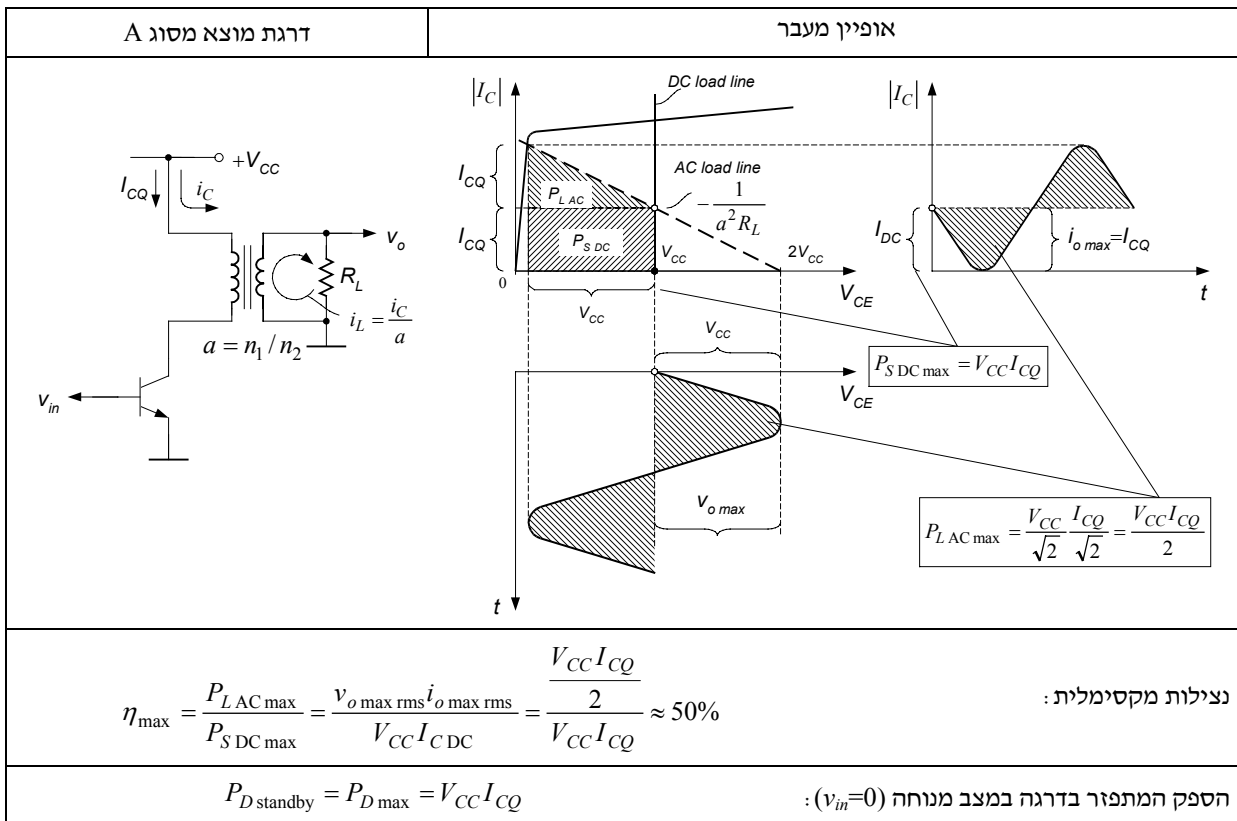
* בד"כ, לא לוקחים בחשבון את ההספק המתפזר בחוג הכניסה של דרגת המוצא.

11.3 נצילות המרת ההספק המקסימלית של דרגת מוצא מסוג A

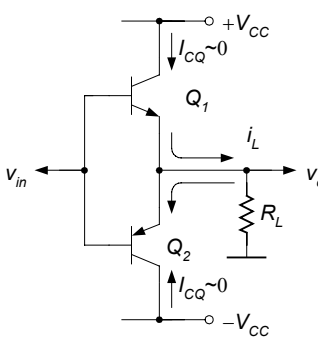
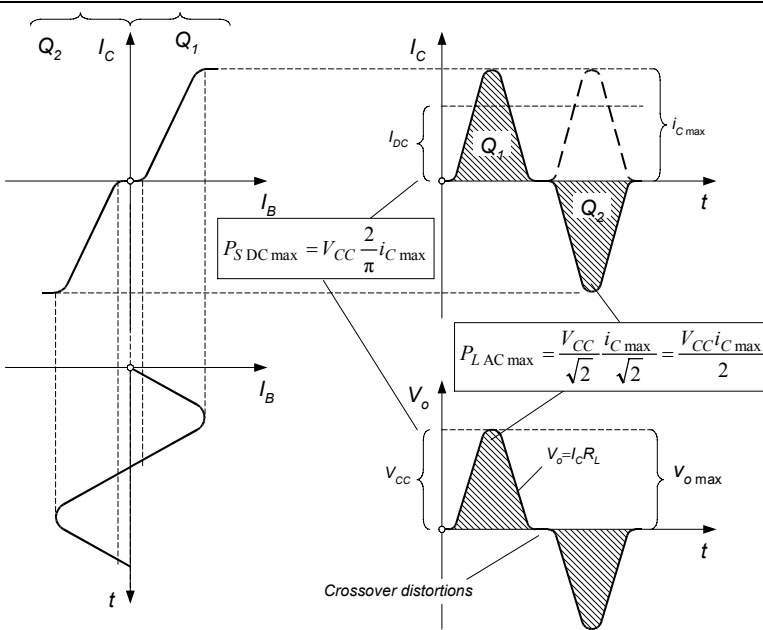
11.3.1 דרגת מוצא מסוג A בעלת קשר DC עם העומס



11.3.2 דרגת מוצא מסוג A עם שנאי (ללא קשר DC עם העומס)



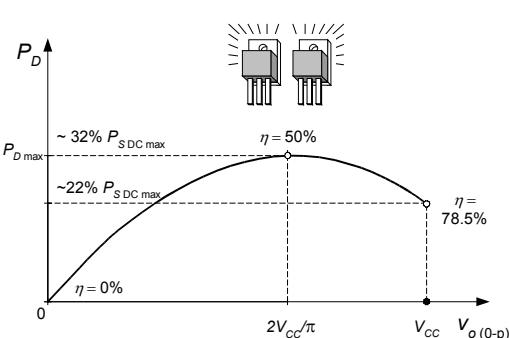
11.4 נצילות המרת ההספק המקסימלית של דרגת מוצא מסוג B

דרגת מוצא מסוג B	אופיין מעבר
	 <div>$P_{S\text{DC max}} = V_{CC} \frac{2}{\pi} i_{C\text{ max}}$$P_{L\text{AC max}} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \frac{i_{C\text{ max}}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC} i_{C\text{ max}}}{2}$</div>
$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{L\text{AC max}}}{P_{S\text{DC max}}} = \frac{v_{o\text{ max rms}} i_{o\text{ max rms}}}{V_{CC} I_{C\text{DC}}} = \frac{\frac{V_{CC} i_{C\text{ max}}}{2}}{V_{CC} \frac{2}{\pi} i_{C\text{ max}}} = \frac{\pi}{4} \approx 78\%$	
$P_{D\text{ standby}} \approx 0$ הספק המתפזר בדרגה במצב מנוחה ($v_{in}=0$):	

11.4.1 פיזור הספק מקסימלי בדרגת מוצא מסוג B

$$P_D = P_{S\text{DC}} - P_{L\text{AC}} = f(v_{o(0-p)}, R_L)$$

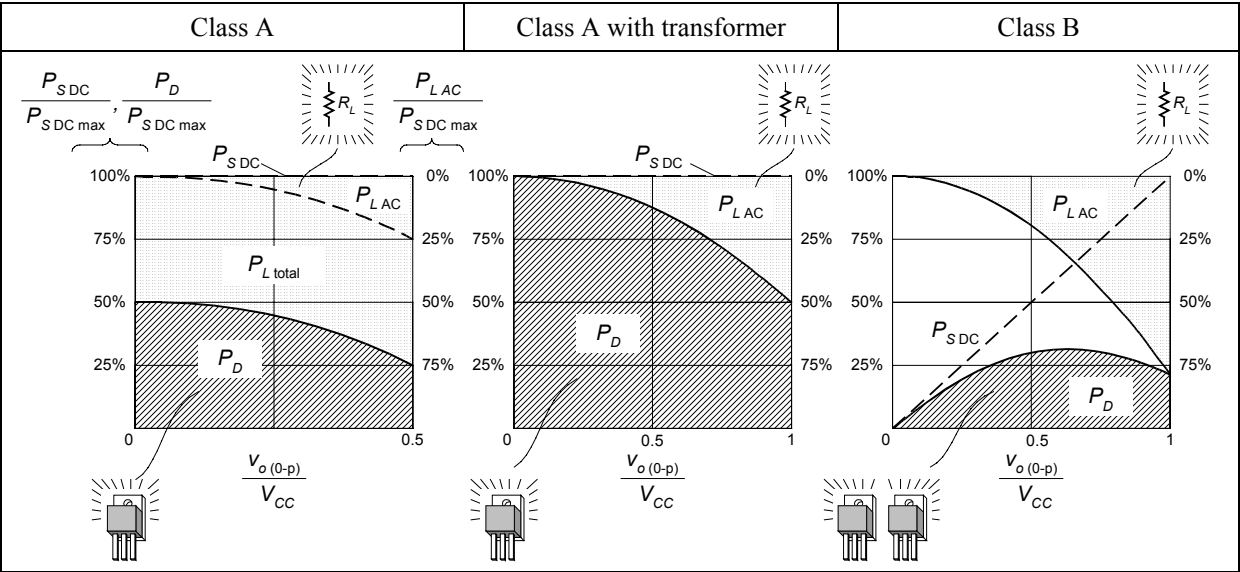
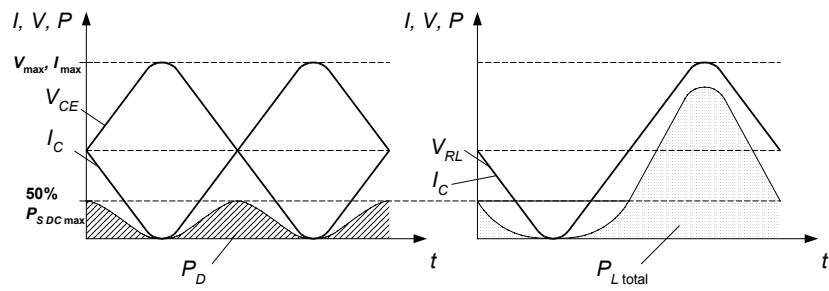
• $v_{o(0-p)}$ – משמעות אמפליטודה, zero-to-peak.

$P_{D\text{ max}}$ כפונקציה של $v_{o(0-p)}$	מציאת $P_{D\text{ max}}$
	$P_{S\text{DC}} = \underbrace{V_{CC}}_{V_{DC}} \underbrace{\frac{2}{\pi} \frac{v_{o(0-p)}}{R_L}}_{I_{AC(0-p)} = I_{DC}}; \quad P_{L\text{AC}} = \frac{v_{o(0-p)}}{\sqrt{2}} \frac{v_{o(0-p)}}{\sqrt{2} R_L} = \frac{v_{o(0-p)}^2}{2 R_L}$ $\frac{\partial P_D}{\partial v_{o(0-p)}} = \frac{\partial (P_{S\text{DC}} - P_{L\text{AC}})}{\partial v_{o(0-p)}} = V_{CC} \frac{2}{\pi} \frac{1}{R_L} - \frac{v_{o(0-p)}^{P_{D\text{ max}}}}{R_L} = 0$ $\Rightarrow v_{o(0-p)}^{P_{D\text{ max}}} = \frac{2}{\pi} V_{CC}$ $P_{D\text{ max}} = P_D \Big _{v_{o(0-p)}^{P_{D\text{ max}}}} = V_{CC} \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} - \frac{\left(\frac{2}{\pi} V_{CC}\right)^2}{2 R_L} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$ $P_{S\text{DC max}} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \Rightarrow P_{D\text{ max}} = \frac{1}{\pi} P_{S\text{DC max}} \approx 32\% P_{S\text{DC max}}$

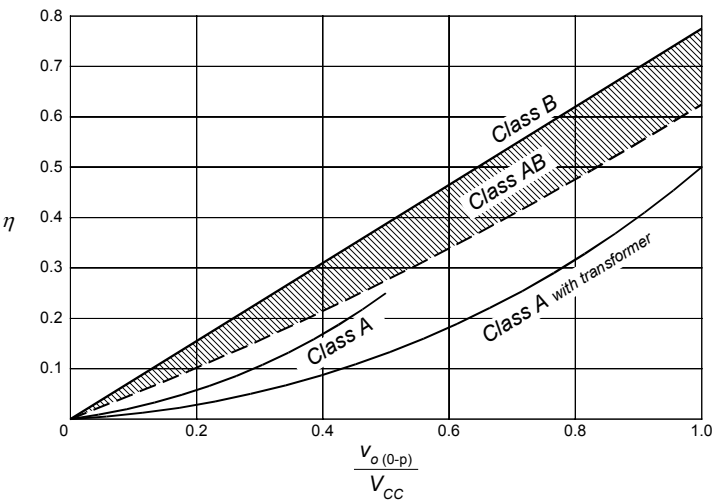
11.5 פיזור הספק בדרגות מוצא מסוג A, B ו- AB כפונקציה של אמפליטודת אות המוצא

שים לב שעבור מגבר מסוג A ללא שנאי:

$$P_D \neq P_{SDC} - P_{LAC}; \quad P_D = P_{SDC} - P_{Ltotal}$$

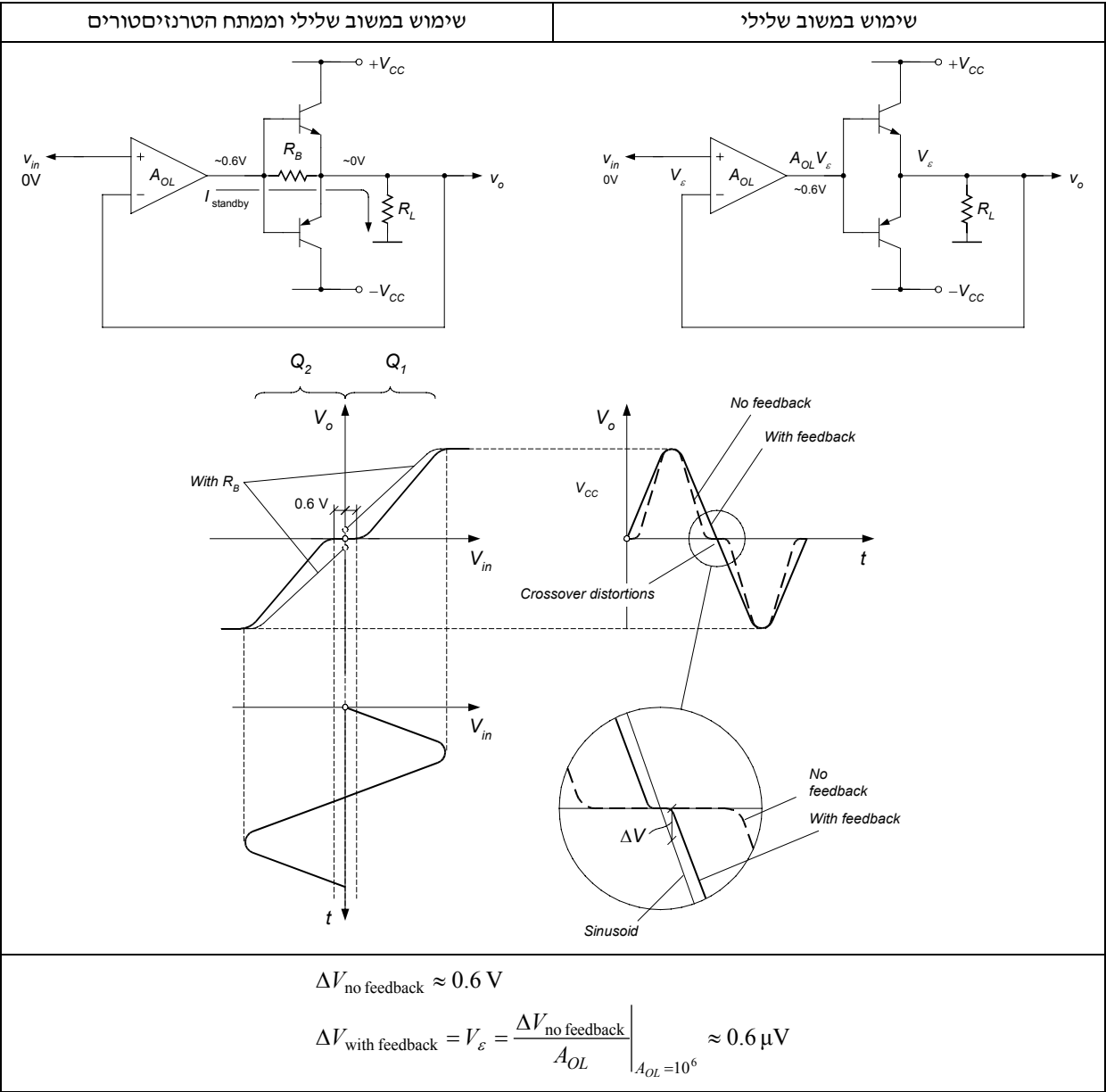


11.6 נצילות המרת ההספק כפונקציה של אמפליטודת אות המוצא

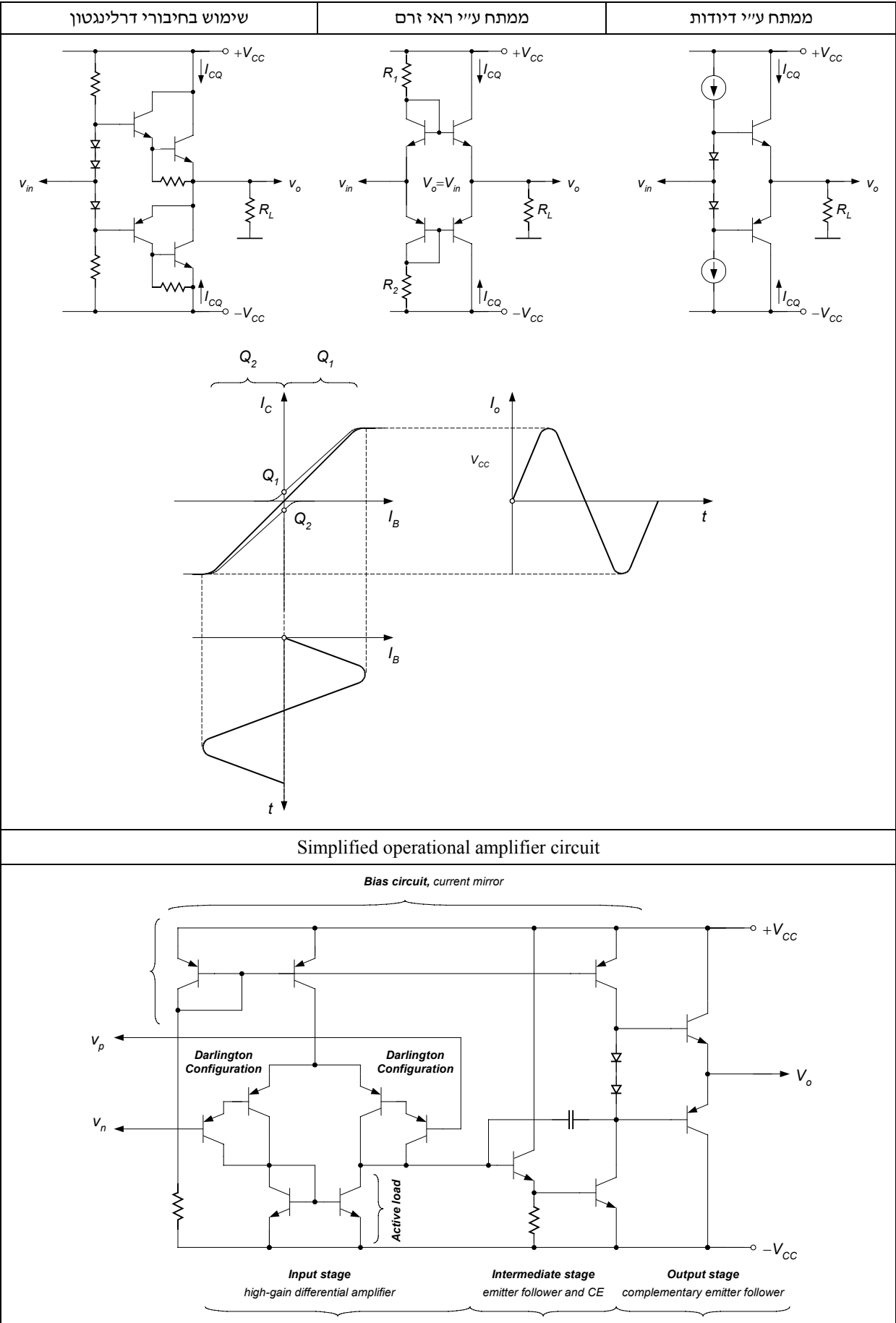


11.7 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא

11.7.1 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא מסוג B על ידי שימוש במשוב שלילי



11.7.2 הקטנת עיוות המעבר בדרגת המוצא מסוג AB



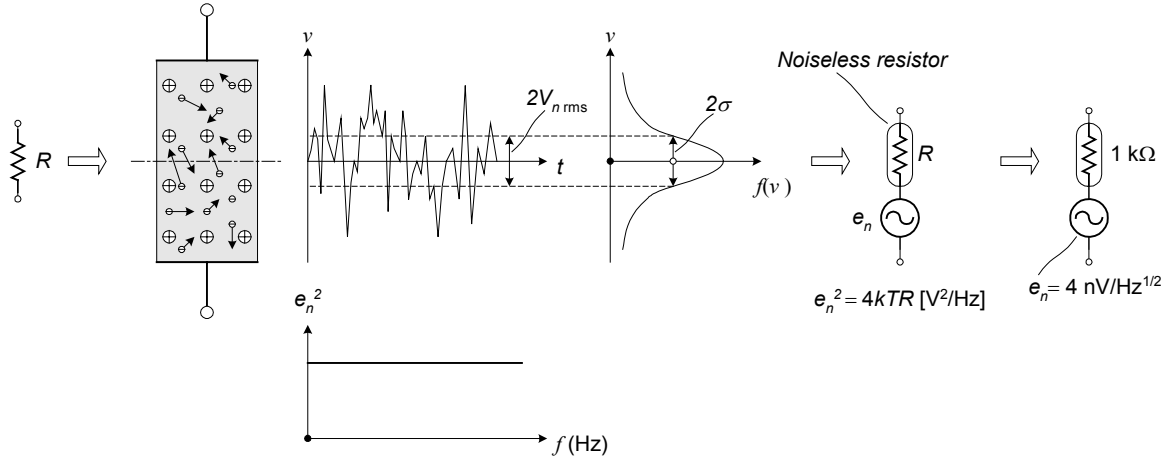
A P P E N D I X

APPENDIX

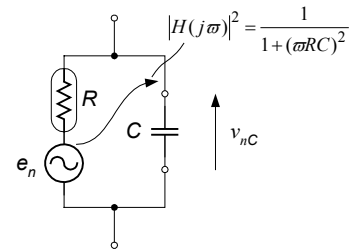
Noise**Thermal Noise (Johnson–Nyquist Noise)**

Thermal noise is caused by thermal (Brownian) motion of electrons and occurs in any impedance having an active resistance component, R .

Purely reactive impedances, capacitors and inductances, generate no thermal noise (no thermal losses in a system means no thermal noise).



To calculate the thermal noise power density of a resistor, let us temporarily connect a capacitor to the resistor:



- 1) Any system in the thermal equilibrium possesses a mean energy per degree of freedom equal to $kT/2$.
Therefore,

$$\frac{C \overline{v_{nC}^2}}{2} = \frac{kT}{2}$$

$$2) \quad \overline{v_{nC}^2} \equiv \sigma_{nC}^2 = \frac{kT}{C}$$

$$3) \quad \sigma_{nC}^2 = R_{nC}(\tau) \Big|_{\tau=0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e_n^2 |H(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega \Big|_{\tau=0} = \frac{e_n^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} d\omega = \frac{e_n^2}{2RC}$$

$$4) \quad \frac{e_n^2}{2RC} = \frac{kT}{C} \Rightarrow e_n^2 = 2kTR \Big|_{0 < \omega < \infty} = 4kTR$$

Nyquist formula (proved at the end of 1920-th) for thermal noise power density and noise rms voltage:

$$e_n^2 \Big|_{0 < \omega < \infty} = 4kTR \text{ [V}^2/\text{Hz]}, \quad v_{n \text{ rms}} = \sqrt{4kTRB} \text{ [V}/\sqrt{\text{Hz}}]$$

APPENDIX

Shot* Noise

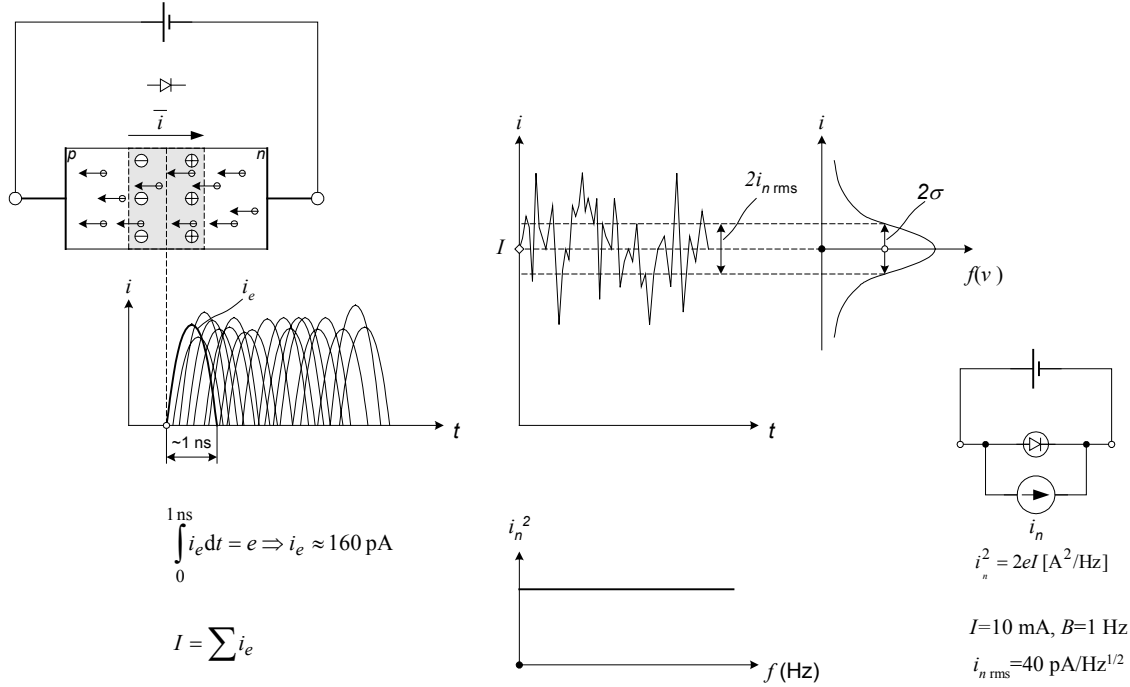
*Shot here means small shrapnel (in Hebrew: שטרן).

Discovered by Schottky in vacuum tubes in 1918.

“Shot noise results from the fact that the current is not a continuous flow but the sum of discrete pulses in time, each corresponding to the transfer of an electron through the conductor. Its spectral density is proportional to the average current, I , and is characterized by white noise spectrum up to a certain cut-off frequency, which is related to the time taken for an electron to travel through the conductor. In contrast to thermal noise, shot noise cannot be eliminated by lowering the temperature.” [Physics World, p. 22, 1996].

Shot noise occurs in p - n junctions and in very short conductors, such as mesoscopic (microscopic) resistors and nanostructures.

Shot noise is absent in macroscopic, metallic resistors where electron scattering smoothes out current fluctuations that result from the discreteness of the electrons.



- 1) $I = eN$, where N is the average number of electrons reaching the anode during 1 s.
- 2) Let us assume that electrons reach the anode one by one, and A is the event of reaching the anode by an electron in the time interval $(t, t+\Delta t)$. The probability of the above event, neglecting values of the order of Δt^2 ,

$$P_A = N\Delta t.$$

- 3) Let us denote $P_0(t)$ the probability of not reaching the anode by any electron in the time interval $(0, t)$. Then,

$$P_0(t+\Delta t) = P_0(t) (1-N\Delta t)$$

For $\Delta t \rightarrow 0$, and taking into account that $P_0(0)=1$,

$$\frac{dP_0(t)}{dt} = -NP_0(t) \quad \Rightarrow \quad P_0(t) = e^{-Nt}$$

APPENDIX

- 4) Let us denote $P_n(t)$ the probability of reaching the anode by n electrons in the time interval $(0, t)$. Then,

$$P_n(t+\Delta t) = P_n(t) (1-N\Delta t) + P_{n-1}(t) N\Delta t$$

For $\Delta t \rightarrow 0$, and taking into account that $P_n(0) = 0$,

$$\frac{dP_n(t)}{dt} = -NP_n(t) + NP_{n-1}(t) \Rightarrow P_n(t) = \frac{(Nt)^n}{n!} e^{-Nt},$$

which is the Poisson distribution law.

- 5) The average number of electrons, $\overline{n_T}$, reaching the anode during time interval T

$$\overline{n_T} = \sum_{n=0}^{\infty} n \frac{(NT)^n}{n!} e^{-NT} = NT e^{-NT} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(NT)^{n-1}}{(n-1)!} = NT.$$

- 6) The average squared number of electrons, $\overline{n_T^2}$, reaching the anode during time interval T

$$\begin{aligned} \overline{n_T^2} &= \sum_{n=0}^{\infty} n^2 \frac{(NT)^n}{n!} e^{-NT} = \sum_{n=0}^{\infty} [n(n-1) + n] \frac{(NT)^n}{n!} e^{-NT} = \\ &= nT + (nT)^2 \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(NT)^{n-2}}{(n-2)!} e^{-NT} = nT + (nT)^2 \end{aligned}$$

- 7) The variance of the number of electrons

$$\sigma_n^2 = \overline{n_T^2} - (\overline{n_T})^2 = NT.$$

- 8) The average current during time interval T

$$I = \frac{e\overline{n_T}}{T} = eN.$$

- 9) The variance of the current

$$\sigma_i^2 = \frac{e^2}{T^2} \sigma_n^2 = \frac{e}{T} I.$$

Considering the Nyquist criterion $T = 1/2f_H$,

$$\sigma_i^2 = 2eIf_H \Rightarrow i_{n\text{rms}} = \sqrt{2eIf_H}.$$

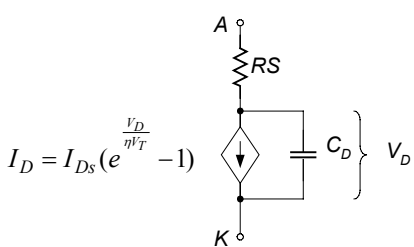
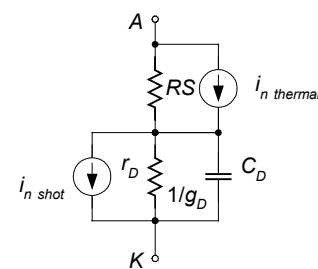
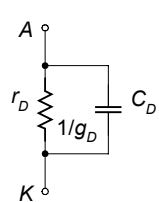
- 10) The spectral density of the current noise

$$i_n^2 = 2eI.$$

$$i_n^2 \Big|_{0 < \omega < \infty} = 2eI \text{ [A}^2\text{/Hz]}, \quad i_{n\text{rms}} = \sqrt{2eI} \text{ [A}/\sqrt{\text{Hz}}]$$

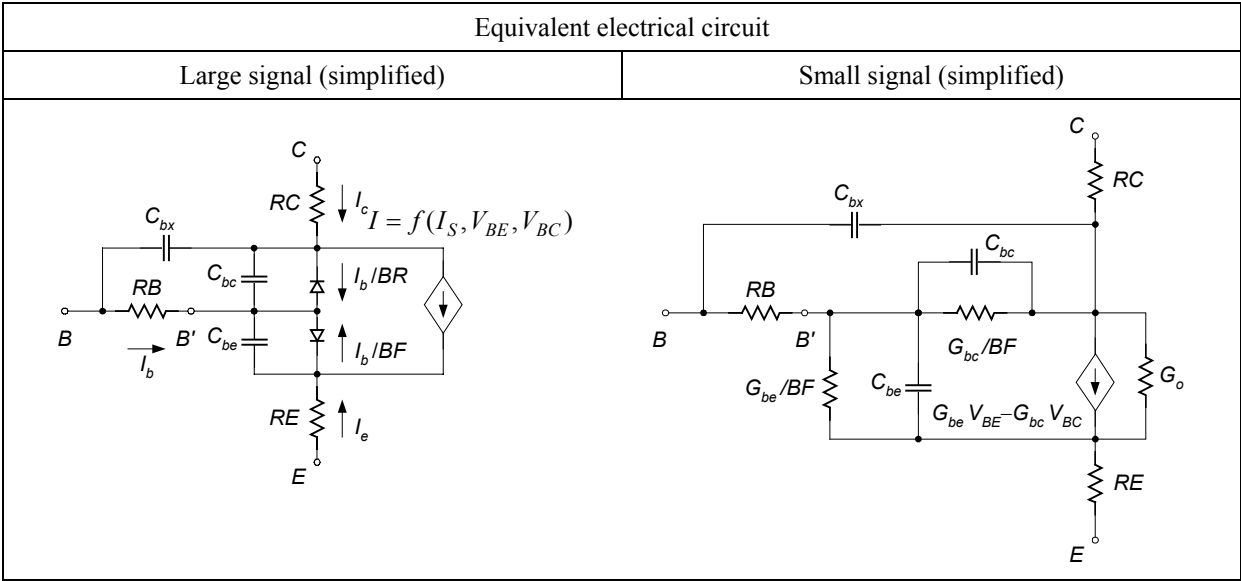
Mathematical models of analog parts

Diode

Equivalent electrical circuit		
Large signal	Small signal	
	full	simplified
		

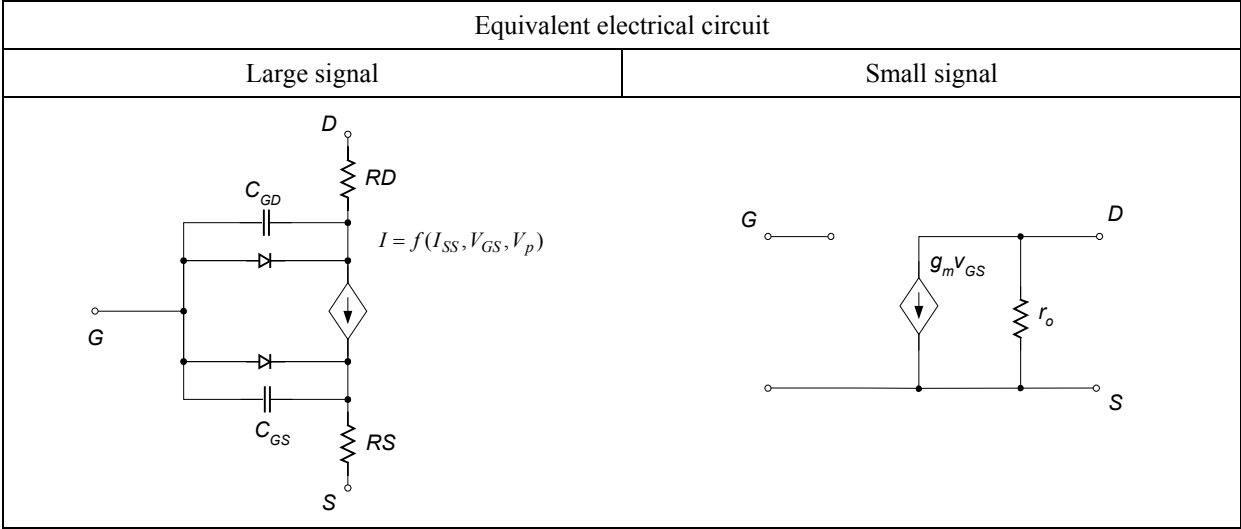
Parameter		Meaning	Units	Default
Theory	SPICE			
I_S	IS	saturation current at 27 °C	A	1E-14
η	N	emission coefficient	—	1
—	RS	ohmic resistance	Ω	0
C_{j0}	CJO	zero-bias p - n capacitance	F	0
V_o	VJ	p - n potential	V	1
m	M	grading coefficient	—	0.5
FC	FC	forward-bias depletion capacitance coefficient	—	0.5
τ	TT	transit time	s	0
t°	T_MEASURED	temperature of measurements	°C	

Bipolar Transistor



Parameter		Meaning	Units	Default
Theory	SPICE			
I_S	IS	saturation current at 27 °C	A	1E-14
η	N	emission coefficient	—	1
r_b	RB	base ohmic resistance	Ω	0
—	RE	emitter ohmic resistance	Ω	0
—	RC	collector ohmic resistance	Ω	0
β_F	BF	ideal maximum forward beta	—	100
β_R	BR	ideal maximum reverse beta	—	1
V_A	VA	Early voltage	V	∞
	CJC	base-collector zero-bias p - n capacitance farad	F	0
	CJE	base-emitter zero-bias p - n capacitance	F	0
	TF	ideal forward transit time	s	0
	VJC	base-collector built-in potential	V	0.75
	VJE	base-emitter built-in potential	V	0.75
t°	T_MEASURED	temperature of measurements	$^\circ\text{C}$	

Junction FET

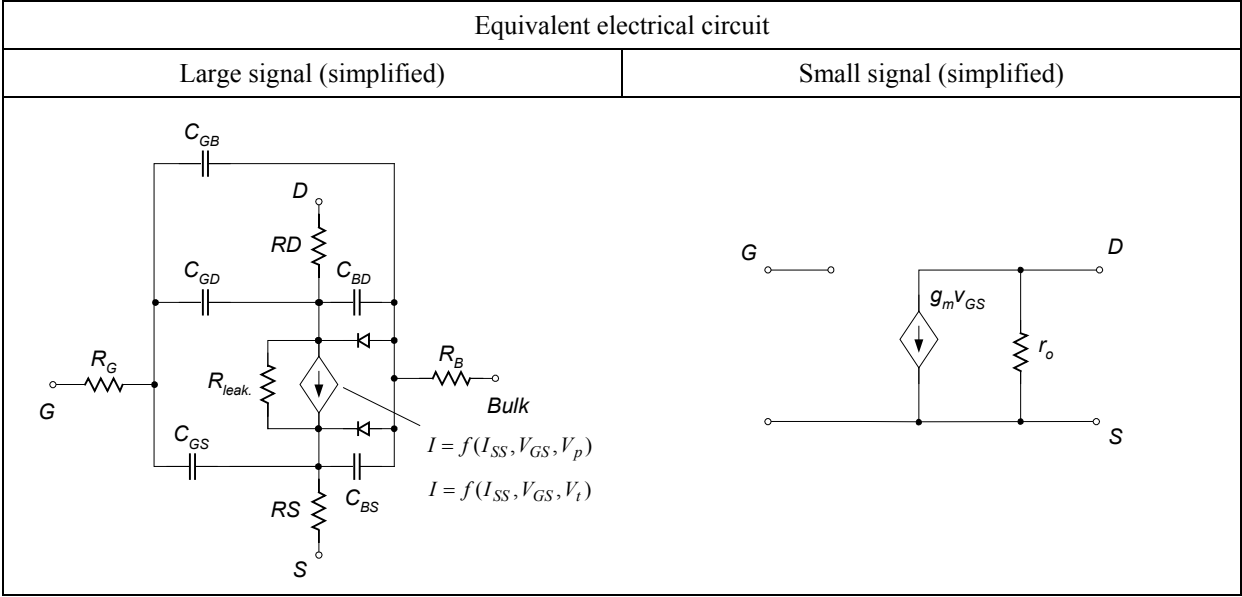


Parameter		Meaning	Units	Default
Theory	SPICE			
—	BETA	transconductance coefficient	A/V	1E-4
λ	LAMBDA	channel-length modulation	V	0
η	N	gate p - n emission coefficient	—	1
m	M	gate p - n grading coefficient	—	0.5
V_p	VTO	threshold voltage	V	-2.0
C_{GS}	CGS	zero-bias gate-source p - n capacitance	F	0
C_{GD}	CGD	zero-bias gate-drain p - n capacitance	F	0
t°	T_MEASURED	measured temperature	°C	

$$I_D = BETA (1 + LAMBDA \cdot V_{DS}) (V_{GS} - VTO)^2$$

$$BETA = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}.$$

MOSFET



Parameter		Meaning	Units	Default
Theory	SPICE			
—	KP	transconductance coefficient	A/V	1E-4
w	W	channel width	m	DEFW
l	L	channel length	m	DEFL
λ	LAMBDA	channel-length modulation	V	0
η	N	gate <i>p-n</i> emission coefficient	—	1
m	M	gate <i>p-n</i> grading coefficient	—	0.5
V _p	VTO	threshold voltage	V	-2.0
C _{GS}	CGS	zero-bias gate-source <i>p-n</i> capacitance	F	0
C _{GD}	CGD	zero-bias gate-drain <i>p-n</i> capacitance	F	0
t°	T_MEASURED	measured temperature	°C	

$$I_D = \frac{W}{L} \frac{KP}{2} (1 + LAMBDA \cdot V_{DS}) (V_{GS} - VTO)^2$$

$$KP = 2 \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \text{ for no MOSFET;}$$
$$KP = 2K = 2 \frac{I_{DSS}}{V_t^2} \text{ for nc MOSFET.}$$

APPENDIX

PSpice Analysis Types

<i>Standard analyses</i>				
Analysis		Signal type	Analysis type or Option	Swept variable
DC	DC sweep	Large signal	DC Sweep	source parameter, temperature
	Bias point	Large signal	Bias Point	
	Small-signal DC transfer	Small signal	Bias Point	
	DC sensitivity	Small signal	Bias Point	
AC		Small signal	AC Sweep	frequency
Transient		Large signal	Time domain (transient)	time
<i>Simple multi-run analyses</i>				
Parametric Sweep				component's parameter
Temperature Sweep				temperature
<i>Statistical Analyses</i>				
Monte Carlo				
Sensitivity/Worst Case				