

אלקטרוניקה תקבילית

ירון סליקטר

מהדורה 0.5

© 2015 Yaron Seliktar

Permission is granted to copy, distribute and/or modify this document under the terms of the GNU Free Documentation License, Version 1.3 or any later version published by the Free Software Foundation; with no Invariant Sections, no Front-Cover Texts, and no Back-Cover Texts. A copy of the license is included in the section entitled “GNU Free Documentation License”.

הקדמה

במאה שנים האחרונות האלקטרוניקה ראתה התפתחות שאין כדוגמתה בעולם הטכנולוגיה. זה בא לידי ביטוי ביכולת המזעור של רכיבים ומכשירים למיניהם, ובמגוון האפליקציות בהם מצויה האלקטרוניקה. אין היום כמעט מקום שהאלקטרוניקה לא חדרה אליו: בבית, במכונית, בחלל, בארנק, בתחום הרפואה, ועוד הרבה. מכשירים שאז תפסו נפח של חדר, כיום אפשר לייצרם בגדלים הלא נראים לעין.

מתי התחילה המהפכה הזו? מאות שנה של התפתחות בפיסיקה וחשמל כמובן מהווים בסיס חיוני לקיום האלקטרוניקה. אך אפשר לומר שהמאורע המהפכני ביותר הייחודי לאלקטרוניקה היתה המצאת הטרנזיסטור בשנת 1947. מאז, האלקטרוניקה תפסה תאוצה שהשלכותיה מורגשות עד היום, וכן תמשיך להשפיע ולהפתיע אותנו לדורות לבוא.

קיימים הרבה ספרים בנושא האלקטרוניקה הקלאסית, ואין ספר זה ייחודי במבחינה זו. אפשר אפילו לומר שכמות החומר והנושאים שבספר קטנה מאשר מצוי בספרות האקדמית הכללית. אז למה בחרתי לחבר ספר זה? ראשית, רציתי להביא לאור ספר בשפה העברית וברמה אקדמית הנגיש לכל אחד, ללא עלות רכישה, המביא בפני הקורא תאוריה בסיסית באלקטרוניקה תקבילית. הספר מופץ תחת הרשיון של גנו הידוע כ-"GNU Free Documentation License". רשיון זה מאפשר הפצה חינוכית תחת מגבלות מסוימות שמטרתם להגן על זכויות המחבר. (יש לפנות לנספח הכולל את תנאי הרשיון לפרטים נוספים.)

ישנו דגש חזק על פיתוח מלא של נוסחאות וניתוח מעגלים שלב שלב, מה שמקל בלימוד עצמי של החומר. עיון קל בספר מראה שברוב הפיתוחים לא מושמטים צעדים ושלבם, בין בפיתוח נוסחאות ובין בניתוח מעגלים. אפילו מניפולציות אלגבריות פשוטות נכללות, והכל כדי להקל על תהליך הלימוד.

המטרה הראשית של הספר היא להקנות לתלמיד את הכלים הדרושים לנתח מעגלים אלקטרוניים. זה כולל הכרת הדיודה והטרנזיסטור, פיתוח מודלים, וטכניקות ניתוח. הספר מבוסס על תכנים המצויים בטקסטים אקדמיים פופולריים.

הספר מתאים כטקסט עזר לקורס סמסטריאלי של שנה ב' או ג' בתואר ראשון באלקטרוניקה בסיסית. יש בהנחה שהתלמיד רכש רקע בפיסיקת החשמל, ומעגלים חשמליים. מהדורה זו אינה כוללת תרגילי בית, אך ישנם דוגמאות בגוף הטקסט, שמטרתם לחבר בין התאוריה למעשה.

עריכת הספר נעשתה באמצעות תוכנת $\text{\LaTeX}$, כאשר המעגלים שורטטו חלקית באמצעות חבילת לטק "circ" מאולטרת, וחלקית באמצעות תוכנת $\text{\xfig}$. הדיאגרמות שורטטו באמצעות חבילת לטק "epic" ותוכנת $\text{\xfig}$. חישוב של גרפים מתמטיים נעשה באמצעות התוכנה Octave.

כמו בכמעט כל ספר, ובפרט במהדורות מוקדמות, צפויות שגיאות. אשמח לקבל הערות ותיקונים שיעזרו לי לשפר את תוכן הספר לקראת מהדורות באות.

ירון סליקטר

תוכן עניינים

9	I	אלקטרוניקה בסיסית
10	1	מבוא לאלקטרוניקה תקבילית
10	1.1	מבוא
10	1.2	היסטוריה
11	1.3	אלקטרוניקה תקבילית כנגד אלקטרוניקה ספרתית
11	1.4	אלקטרוניקה תקבילית קלאסית ומיקרו־אלקטרוניקה
11	1.5	אותות
12	1.6	מודלים
12	1.7	רישום
14	2	הדיודה
14	2.1	המוליך למחצה
14	2.1.1	רקע
17	2.1.2	גביש מוליך למחצה
18	2.1.3	סימום
19	2.1.4	זרמי דיפוזיה וסחיפה
19	2.2	צומת pn
20	2.2.1	זרם סחיפה בצומת pn
22	2.2.2	מתח מובנה
23	2.3	הדיודה
23	2.3.1	צומת pn בממתח קדמי
25	2.3.2	צומת pn בממתח אחורי
25	2.3.3	צומת pn באזור הפריצה
26	2.3.4	אופיין $i-v$
27	2.4	ניסוח פורמלי
27	2.4.1	הגדרות כלליות
28	2.4.2	מוליך למחצה עצמותי
28	2.4.3	מוליך למחצה אל־עצמותי
29	2.4.4	צומת pn בשיווי משקל
29	2.4.5	דיודה בממתח קדמי
30	2.4.6	דיודה בממתח אחורי
30	2.5	הדיודה האידיאלית
33	2.6	שיטות ניתוח
33	2.6.1	ניתוח ישיר
34	2.6.2	ניתוח גרפי
34	2.7	מודלים נוספים
35	2.7.1	מודל מופשט

37	מודל מפל מתח קבוע	2.7.2
39	הדיודה - יישומים	3
39	ספק מתח ישר	3.1
39	שנאי	3.1.1
40	מיישר גל	3.1.2
43	מסנן	3.1.3
49	וסת מתח	3.2
50	דיודת הזנר	3.2.1
52	וסת מתח זנר	3.2.2
54	ביצועים	3.2.3
56	טרנזיסטור תוצא-שדה מסוג MOS	4
56	הקדמה	4.1
56	משפחת ה-FET	4.2
57	MOSFET	4.3
57	מבנה ועיקרון פעולה של E-MOSFET	4.4
58	אזור קיטעון של NMOS	4.4.1
59	אזור הטריודה - אזור אוהמי	4.4.2
60	אזור הטריודה - אזור לא-לינארי	4.4.3
60	אזור צביטה	4.4.4
61	צביטה חזקה	4.4.5
61	אפנון תעלה	4.4.6
61	PMOS	4.5
62	אזור קיטעון של PMOS	4.5.1
62	אזור הטריודה - אזור אוהמי	4.5.2
62	אזור צביטה	4.5.3
62	סימול סכמתי של ה-MOSFET	4.6
63	אופייני ה-MOSFET	4.7
66	טבלת אופיינים כוללת עבור ה-NMOS	4.7.1
67	טבלת אופיינים כוללת עבור ה-PMOS	4.7.2
67	אזורי הפעולה במישור ה- $v_{GS} - v_{GD}$	4.7.3
68	ניתוח DC	4.8
68	מוספת בצביטה	4.8.1
69	מוספת באזור טריודה	4.8.2
70	מקדם	4.9
71	מקדם קבוע	4.9.1
72	מקדם קבוע-עצמי	4.9.2
73	מקדם קבוע-עצמי עם מחלק מתח	4.9.3
73	הגבר	4.10
76	עיוות הרמוני	4.10.1
78	מודל אות קטן	4.11
78	מוליכות מעבר	4.11.1
79	התנגדות מבוא	4.11.2
79	מודל אות קטן של PMOS	4.11.3
80	ניתוח אות קטן	4.12
80	ניתוח DC	4.13
81	חישוב הפרמטרים של המודל פאיהברידי	4.14
81	ניתוח אות קטן	4.15
82	מתח מוצא כולל	4.15.1

82	הגבר	4.15.2
82	התנגדות מבוא	4.15.3
83	התנגדות מוצא	4.15.4
85	טרנזיסטור ביפולרי	5
85	מבנה הטרנזיסטור	5.1
86	פעולת הטרנזיסטור	5.2
86	מצבי פעולה	5.2.1
87	קידום	5.2.2
87	פעולת הטרנזיסטור במצב פעיל	5.2.3
89	טרנזיסטור ביפולרי pnp	5.3
91	מודל הטרנזיסטור	5.4
93	מתח ארלי	5.4.1
94	אופיין $i_C - v_{CE}$ של טרנזיסטור	5.4.2
94	ניתוח DC	5.5
96	ניתוח גרפי	5.5.1
99	הטרנזיסטור בקיטעון ורוויה	5.6
99	קיטעון	5.6.1
99	רוויה	5.6.2
101	הטרנזיסטור כמתג	5.7
101	הטרנזיסטור כמגבר	5.8
102	דוגמא	5.8.1
103	דוגמא נוספת	5.8.2
103	הגבר	5.8.3
104	מודל אות קטן של הטרנזיסטור	5.9
104	מוליכות המעבר של הטרנזיסטור	5.9.1
106	התנגדות מבוא הבסיס	5.9.2
106	התנגדות מוצא	5.9.3
107	המודל השלם לאות קטן	5.9.4
109	מודל פאזי-היברידי לטרנזיסטור PNP	5.9.5
110	ניתוח אות קטן	5.10
110	ניתוח DC	5.10.1
111	ניתוח AC	5.10.2
112	הגבר	5.10.3
113	התנגדות מבוא	5.10.4
113	התנגדות מוצא	5.10.5
113	מיקום נקודת העבודה	5.10.6
115	שיטות קידום	5.11
116	מעגל מקדם מחלק מתח	5.11.1
117	מעגל מקדם בסיס	5.11.2
118	טרנזיסטור תוצא-שדה צומתי (JFET)	6
118	עיקרון פעולה	6.1
119	תיאור איכותי	6.1.1
120	אופייני $i_D - v_{DS}$	6.1.2
122	אופיין $i_D - v_{GS}$	6.1.3
122	מצבי פעולה של ה-JFET	6.1.4
124	סמל סכמתי של ה-JFET	6.2
124	ניתוח DC	6.3
127	מקדום	6.4

128	מקדם קבוע	6.4.1
129	מקדם עצמי	6.4.2
131	מקדם קבוע-עצמי	6.4.3
133	מודל אות קטן	6.5
135	ה-JFET כמגבר	6.6
136	מגברי טרנזיסטור	7
136	מגברי MOSFET	7.1
136	מגבר מקור משותף	7.1.1
138	עוקב מקור	7.1.2
140	מגברי טרנזיסטור ביפולרי	7.2
140	מגבר אמיטר-משותף	7.2.1
143	דוגמא	7.2.2
144	מגבר קולט-משותף (עוקב אמיטר)	7.2.3
147	מגבר בסיס-משותף	7.2.4
149	מגברי JFET	7.3
149	מגבר מקור משותף	7.3.1
152	עוקב מקור	7.3.2
154	קו עומס DC וקו עומס AC	7.4
157	נושאים מתקדמים	II
158	מגברי שרת	8
158	מבוא	8.1
158	היסטוריה	8.1.1
159	מבנה	8.1.2
159	פעולת מגברי שרת	8.2
160	פעולה בתור משווה	8.2.1
160	משוב שלילי	8.2.2
161	מגבר מהפך	8.2.3
163	חוקי הזהב לניתוח מעגלים המכילים מגברי שרת	8.2.4
164	מגבר לא מהפך	8.2.5
164	ניתוח ע"י חוקי הזהב	8.2.6
165	מעגלים נפוצים	8.3
165	מגבר שרת בתור חוצץ	8.3.1
167	מסכם מהפך	8.3.2
167	אינטגרטור	8.3.3
169	גוזר	8.3.4
170	תגובת תדר	8.4
170	פונקציית התמסורת	8.4.1
171	תגובת תדר	8.4.2
172	אינטגרטור	8.4.3
173	תכונות מגברי שרת	9
173	המגבר הפרקטי	9.1
173	תכונות מגבר שרת	9.2
174	מגבר שרת פרקטי	9.2.1
174	תכונות DC	9.3

174	מתח היסט	9.3.1
176	שיטות פיצוי למתח היסט	9.3.2
178	זרם קידום	9.3.3
179	שיטת פיצוי עבור זרם קידום	9.3.4
180	זרם היסט	9.3.5
181	מדידות	9.3.6
183	סיכום	9.3.7
183	מכפילת הגבר-רוחב פס	9.4
183	הגבר חוג פתוח	9.4.1
184	הגבר חוג סגור	9.4.2
185	יציבות מגבר שרת מעשי	9.4.3
186	מגברי שרת ללא פיצוי תדר	9.4.4
187	10 מגברי הפרש	
187	מבוא	10.1
187	הגדרת אותות	10.2
188	מגבר הפרש	10.3
189	מעגל מגבר הפרש	10.4
190	ניתוח אות גדול	10.4.1
192	נגדי אמיטר	10.4.2
193	ניתוח אות קטן	10.5
194	ניתוח אות הפרש	10.5.1
195	ניתוח אות משותף	10.5.2
196	מידת ביטול אותות לא רצויים	10.6
197	התנגדות מבוא	10.7
197	התנגדות מבוא הפרש	10.7.1
198	התנגדות מבוא משותף	10.7.2
199	11 מקורות זרם קבועים	
199	מבוא	11.1
200	ייצוג מקור זרם נגדי	11.1.1
200	חסרונות של מקור זרם נגדי	11.1.2
201	משקף זרם פשוט	11.2
202	תלות מוצא זרם ב- β	11.2.1
203	שימוש במשקף זרם במעגל	11.2.2
203	התנגדות מוצא	11.3
204	משקף זרם עם קיזוז זרם בסיס	11.4
206	משקף וילסון	11.5
207	התנגדות מוצא	11.5.1
208	מגבלות של משקפי זרם	11.5.2
209	עומס פעיל	11.6
209	ניתוח AC	11.6.1
211	12 עקומות בודה	
211	ניתוח בתחום הלפס	12.1
212	מעגלים לינאריים	12.2
212	יציבות המעגל	12.3
213	עקומות בודה	12.4
214	עקומת אמפליטודה	12.4.1
215	עקומת מופע	12.4.2

219	דוגמא	12.4.3
221	מסננים פעילים	13
221	מבוא	13.1
222	כלי ניתוח	13.2
222	תגובת תדר	13.2.1
223	תגובת אמפליטודה	13.2.2
223	תגובת מופע	13.2.3
224	עקומת תגובת תדר	13.2.4
224	דציבל	13.2.5
225	התמרת לפלס	13.2.6
225	תכונות של מסננים	13.3
225	מסנן מעביר נמוכים	13.3.1
226	מסנן מעביר גבוהים	13.3.2
226	מסנן מעביר פס	13.3.3
226	מסנן חריץ	13.3.4
226	למה מסנן פעיל?	13.3.5
227	מסנן מעביר נמוכים	13.4
227	מסנן סביל	13.4.1
228	מסנן עם רכיבים פעילים חד-דרגתי	13.4.2
229	מסנן עם רכיבים פעילים מסדר שני	13.4.3
231	מסנני Sallen-Key	13.5
231	מסנן Sallen-Key עם הגבר אחיד	13.5.1
233	פיצוי תדר	13.5.2
233	מסנן Sallen-Key עם רכיבים שווים	13.5.3
236	מתנדים	14
236	מבוא	14.1
236	סיווג מתנדים	14.1.1
237	פעולת מתנד משוב	14.1.2
238	גשר-וויין	14.2
238	בקרה אוטומטית של ההגבר	14.2.1
239	Colpitts Oscillator	14.3
240	הגבר המעגל	14.3.1
241	מתנדים אחרים	14.3.2
243	מעגלים לא לינארים	15
243	מבוא	15.1
243	מחולל פונקציית תמסורת	15.2
243	פונקציית התמסורת	15.2.1
244	מחולל שתי קטעים	15.2.2
246	מחולל רב קטעים	15.2.3
247	הערות	15.2.4
248	מגבר לוגריתמי	15.3
249	מגברי הספק	16
249	מבוא	16.1
250	Class A	16.2
251	קו עבודה ונקודת עבודה	16.2.1
252	פיזור חום	16.3

253	Class B	16.4
254	מגבר דחף-סחף	16.4.1
255	מגבר דחף-סחף משופר	16.4.2
256	הספק	16.5
256	יעילות	16.6

257 III נספחים

258	א' ערך יעיל – RMS
260	ב' רשת זוגיים ומודל פאזייהברידי
260	ב'1 פרמטרים הברידיים
262	ב'2 פרמטרים הברידיים של טרנזיסטור ביפולרי
264	ב'3 מודל פאזייהברידי של ה-MOSFET
266	ג' נקודת עבודה של מגעל JFET נפוץ
266	ג'1 המעגל
267	ג'2 צביטה
267	ג'3 טריודה I
269	ג'4 טריודה II
271	ד' הרישיון לשימוש חופשי במסמכים של גנו
279	ה' נוסחאות

חלק I

אלקטרוניקה בסיסית

פרק 1

מבוא לאלקטרוניקה תקבילית

1.1 מבוא

ההבדל בין קורס במעגלי חשמל לקורס באלקטרוניקה תקבילית הוא השימוש ברכיבים פעילים. עד כה עסקתם ברכיבים סבילים שפעולתם ליניארית. דוגמאות של רכיבים סבילים:

- נגד (Resistor)
- קבל (Capacitor)
- סליל (Inductor)

בקורס זה נעסוק ברכיבים פעילים שפעולתם ככלל לא ליניארית. דוגמאות של רכיבים פעילים:

- דיודה (Diode)
- טרנזיסטור תוצא-שדה (FET)
- טרנזיסטור ביי-פולרי (BJT)

1.2 היסטוריה

נזכיר כמה מאורעות חשובות בהיסטוריה של האלקטרוניקה:

- 1904 A. Fleming בונה *שפופרת-ריק* (*Vacuum-Tube Diode*) המתירה מוליכות זרם בכיוון אחד בלבד. המצאה זאת הובילה לפתוח דיודת שפופרת-ריק.
- 1907 Lee DeForest מוסיף *סריג בקרה* (*Control-Grid*) לשפופרת-ריק ליצור את הרכיב הראשון בעל יכולת הגברה.
- 1947 William Shockley, John Bardeen, Walter Brattain ממציאים את הטרנזיסטור. עידן *מצב המוצק* (*Solid-State*) הגיעה.
- 1958 Jack Kilby מחברת Texas Instruments בונה את המעגל המשולב הראשון. על המצאה זאת מבוססת תקופת המחשב המודרני.

1.3. אלקטרוניקה תקבילית כנגד אלקטרוניקה ספפתק1. מבוא לאלקטרוניקה תקבילית

1965 Bob Widlar מחברת Fairchild Semiconductor מתכנן מגבר שרת במעגל משולב הנקרא $\mu A709$. הוא הראשון מסוגו שהצליח. זמן קצר לאחר מכן ה-741 הנפוץ מובא לשוק.

1971 המיקרובקר (*Microprocessor*) הראשון מוצג, והמהפכה הספרתית מתחילה.

1.3 אלקטרוניקה תקבילית כנגד אלקטרוניקה ספרתית

כיום ישנה חפיפה משמעותית בין נושאי האלקטרוניקה התקבילית והאלקטרוניקה הספרתית. ההבדל ביניהם מאופיין בעיקר ע"י סוג האותות ופעולות בסיסיות שמתבצעים על האותות.

- אלקטרוניקה ספרתית עוסקת באותות בינאריים (*Binary*), ופעולות חישוביות ולוגיות.
- אלקטרוניקה תקבילית עוסקת באותות רציפים, ופעולות הגבר, גזירה, אינטגרציה, ועוד.

1.4 אלקטרוניקה תקבילית קלאסית ומיקרו-אלקטרוניקה

לפני כחמישים שנה Jack Kilby מחברת Texas Instruments פיתח את המעגל המשולב הראשון, ובכך פתח את תחום המיקרו-אלקטרוניקה. תחום המיקרו-אלקטרוניקה שונה מתחום האלקטרוניקה הקלאסית בכמה אופנים. השניים העיקריים הינם תכנון מעגלים ובדיקתם.

אם כן נשאלת השאלה. כיום כאשר מעט מעוד מעגלים נבנים אך ורק עם רכיבים בדידים, למה לנו להתחיל ואפילו להדגיש את תחום האלקטרוניקה הקלאסית? התשובה לכך היא כמובן, שתפיסה חזקה של עקרונות האלקטרוניקה הקלאסית, מאפשרת לנו להתמודד לאחר מכן עם תכנון מעגלים משולבים. סיבה נוספת היא שבמעבדה זה לא פרקטי ללמוד ולהתנסות עם מעגלים משולבים. תחשבו מה היה המצב אם היה לוקח כמה שבועות לייצר ולבדוק מעגל פשוט!

הזכרנו שישנם הבדלים באופן התכנון של מעגלים הבנויים מכריבים בדידים וכאלו שבנויים במסגרת מעגל משולב. ההבדלים העיקריים הינם:

- במעגלים בדידים רכיבים סבילים הם זולים, ורכיבים פעילים יקרים. במעגלים משולבים זה להפך. לכן התכנון במעגלים משולבים מנצל טרנזיסטורים ודיודות לממש את פעולתם של רכיבים סבילים.
- במעגלים משולבים יש אפשרות לשלוט על גודל הטרנזיסטור ופרמטרים אחרים בדיוק רב. יכולת זו מוסיפה מגוון רב של מעגלים הניתנים ליישום כמעגלים משולבים, אבל אינם פרקטיים כמעגלים בדידים. דוגמא לכך: מעגלים הדורשים התאמה בין פרמטרים של רכיבים.

1.5 אותות

אות מגדירה מתח או זרם המשתנה עם הזמן. באלקטרוניקה ספרתית אותות לוקחים על עצמם שני ערכים (מצבים) משמעותיים בלבד: אפס ואחד.

בניגוד לכך, באלקטרוניקה תקבילית אותות לוקחים על עצמם אין ספור ערכים: מאינסוף שלילי עד אינסוף חיובי. שני סוגי אותות חשובים שנתייחס אליהם באופן קבוע, הינם:

- אות *DC* שהוא אות בעל ערך קבוע.
- אות *AC* שהוא אות בעל ערך משתנה.

- **אות גדול** מתייחס לאות כללי שהוא הרכב של אות DC ו-AC, ובעל שינויים קטנים או גדולים.
- **אות קטן** מתייחס לאות מסוג AC בעל שינויים קטנים בלבד.

1.6 מודלים

ישנם שני סוגי מודלים שנציג במהלך הקורס:

- **מודל DC:**
מודל זה מאפיין את התנהגות הרכיב עבור אותות המשתנים באופן אטי מאוד או כלל לא. מודל זה שימושי עבור קביעת נקודת עבודה.
 - **מודל אות קטן:**
מודל זה מאפיין את התנהגות הרכיב עבור אותות בעלי משרעת הקטנה יחסית לנקודת העבודה של הרכיב. מודל זה שימושי עבור חישוב של הגבר, התנגדות מבוא, התנגדות מוצא, ועוד.
- עבור רכיב מסוים קיימים מודלים לכל דרגת דיוק הנדרשת. זיהוי המודל המתאים, לפי הפרמטרים של הבעיה, הוא דבר חשוב מאוד בניתוח מעגלים. דרגת הדיוק של הניתוח תלויה בבחירה נכונה של המודל.
- בנוסף לזה קיימים מודלים שונים המפיקים את אותו דרגת דיוק אבל שונים במבנה. המודל המתאים במקרה זה, הוא זה שממעיט את סיבוך הבעיה.

1.7 רישום

חלקנו כבר נתקלנו במצב מבלבל ביותר כאשר אנשי מקצוע עושים שימוש בשיטות רישום שונות להתייחס לאותו דבר. זה מקשה עלינו בכמה אופנים, ובפרט בהבנת הספרות. כדי להקל בהבנת חומר ההרצאה וניתוח המעגלים שנציג, נאמץ את השיטה המקובלת אצל רוב מהנדסי חשמל, המסוכמת בטבלה שלפניכם. בטבלה נמצא רישום מקובל עבור: סוגי אותות, פרמטרים, ערכי רכיבים, וכו'. אם במהלך הספר ישנו ספק בשימוש ברישום מסוים, ניתן לפנות לטבלה הזו.

סוג כמות	רישום	הערות
DC ואות גדול		
מתח, זרם (DC)	V_X, I_X	$V_{X(rms)}$ כאשר מדובר בערך RMS
מתח, זרם (אות גדול)	$v_X(t), i_X(t)$	
הספק	P_x	
התנגדות	R_x	
קיבול	C_x	
השראות	L_x	
AC ואות קטן		
מתח, זרם	v_x, i_x	
מתח, זרם	$v_x(t), i_x(t)$	פונקציה של זמן
התנגדות דינמית	r_x	התנגדות סביב נקודת הפעולה
מוליכות דינמית	g_x	
קיבול פרזיטית	C_μ	
התנגדות מבוא	r_i, r_{in}	
התנגדות מוצא	r_o, r_{out}	
הגבר מתח אות קטן	A_v	
הגבר זרם אות קטן	A_i	
הגבר הספק אות קטן	A_p	

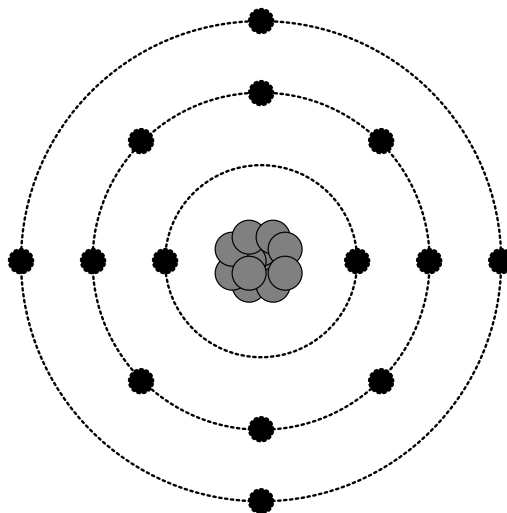
פרק 2

הדיודה

2.1 המוליך למחצה

משפחה של חומרים הידועה כמוליך למחצה (מל"מ) (*Semiconductor*) מהווה בסיס לתחום אלקטרוניקת מצב המוצק (*Solid-State*). חומרים אלו הם בעלי תכונות מיוחדות המאפשרות זרם חד-כיווני ושליטה על עוצמת זרם חשמלי בערוץ אחד ע"י זרם או מתח בערוץ אחר. לפני שנתאר את תכונותיו ופעולתו של המוליך למחצה נציג חומר רקע בסיסי בפיסיקה אטומית.

2.1.1 רקע



לפי מודל בוהר¹ (*Bohr Model*) של האטום, המוצג באיור, מבנה האטום מצויר כך:

- במרכז גרעין חיובי הבנוי מפרוטונים ונוטרונים.
- סביב לגרעין מסתובבים אלקטרונים במהירות רבה במסלולים קבועים.

¹אמנם בוהר פיתח את המודל שלו עבור אטום המימן בלבד, עדיין ניתן לתאר אטומים מסובכים יותר באופן פשטני זה.

- לגרעין מטען חיובי היחסי למספר הפרוטונים.
 - למסלולים מטען שלילי היחסי למספר האלקטרונים.
 - באטום ניטרלי מספר האלקטרונים שווה למספר הפרוטונים.
- בעקבות רעיונותיו של לואי דה-ברויי (*de Broglie*) בדבר אופיים הגלי של האלקטרונים, ופיתוח משוואת גלים על ידי שרודינגר (*Schroedinger*), תמונת האטום שנוצרה היא של גרעין המוקף ב"קליפות" המסוגלות להכיל אלקטרונים.
- הקליפה הראשונה (K) מסוגלת להכיל עד 2 אלקטרונים.
 - הקליפה השנייה (L) מסוגלת להכיל עד 8 אלקטרונים.
 - הקליפה ה- n מסוגלת להכיל עד $2n^2$ אלקטרונים.
 - כל קליפה מתמלאת בדרך כלל באלקטרונים לפני שקליפה אחרת מעליה נוצרת.
 - הקליפה החיצונית המאוכלסת באטום נקראת **קליפת הערכיות** (*Valence Shell*), והיא בדרך כלל לא מליאה.

מוליכות חשמלית נובעת מתכונות אנרגיה של קליפת הערכיות.

- כל קליפה מיוצגת ע"י תחום צר של אנרגיה. זאת אומרת ששני אלקטרונים השוכנים באותה קליפה, הם בעלי רמת אנרגיה דומה.
- קליפה מבודדת מחברתה ע"י ההפרש ברמת האנרגיה שביניהן. הפרש זה גדול בהרבה מתחום אנרגיה שקיים בתוך קליפה. זאת אומרת שאלקטרון שרוצה לעזוב את קליפתו דורש כמות אנרגיה זו כדי לעזוב את קליפתו ולהגיע לקליפה שמעליו.
- ככל שהקליפה מרוחקת מהגרעין לאלקטרונים המצויים בה יש אנרגיה גדולה יותר והם קשורים פחות חזק לגרעין. לכן, הקליפה החיצונית (קליפת ערכיות) היא בדרך כלל בעלת רמת האנרגיה הגבוהה ביותר, והאלקטרונים שבה קשורים באופן החלש ביותר לגרעין.
- כאשר יש אטומים רבים מאוד הסמוכים זה לזה, כמו למשל בגביש, קליפות האנרגיה מתפצלות ומקבלים "פסי אנרגיה" - כלומר תחומי אנרגיה שבהם פרמטר האנרגיה מתנהג באופן רציף. במצב זה נוצרים "פס ערכיות" ו"פס הולכה" שביניהם מרווח אסור של אנרגיה.
- לפעמים אלקטרון בפס הערכיות סופג די אנרגיה להיחלץ ממנה ובכך לחצות את המרווח האסור ולעבור לפס ההולכה. כמות האנרגיה הדרושה לבצע זאת נקראת **מירווח אנרגיה** (*Energy Gap*). היא זו המהווה את המרווח שביניהם.
- האלקטרונים בפס ההולכה נקראים **אלקטרונים חופשיים** (*Free Electrons*), מכיון שהם אינם שייכים לאטום מסוים. הם אחראים למוליכות חשמלית. כאשר מטילים שדה חשמלי בין שתי קצוות של מוליך, תנועת אלקטרונים החופשיים (הנעים בכיוון הפוך לשדה) יוצרת זרם חשמלי.
- לסיכום, ישנם שני פסי אנרגיה שקובעים את תכונות המוליכות של חומרים:
 - פס ערכיות: שבו תחום של רמות אנרגיה שבהם האלקטרונים קשורים לאטום.
 - פס הולכה: שבו תחום של רמות אנרגיה שבהן האלקטרונים אינם הדוקים לאף אטום.

מוליכות בחומרים שונים

- יש חומרים מרובי אלקטרונים חופשיים, יש חומרים מועטי אלקטרונים חופשיים, ויש חומרי ביניים.
- חומרים מרובי אלקטרוני הולכה נקראים מוליכים (Conductors).
- חומרים שפס ההולכה שלהם אינו מאוכלס באלקטרונים או שהוא מאוכלס באלקטרונים מועטים בלבד, נקראים מבודדים (Insulators).
- חומרי ביניים הם המוליכים למחצה (Semiconductors). בטמפרטורה נמוכה, מספר אלקטרוני ההולכה במוליכים למחצה הוא קטן מאוד, ולכן הם מבודדים. בטמפרטורה גבוהה יותר אלקטרונים יכולים "לקפוץ" מפס הערכיות לפס ההולכה, וכך חומרים אלו הופכים להיות מוליכים מבחיה חשמלית.
- בטבלה ישנם דוגמאות של כל אחד מסוגי החומרים הנ"ל.

סוג	אטומי	מורכב
מוליך	נחושת (Cu), כסף (Ag), זהב (Au)	
מוליך למחצה	צורן (Si), גרמניום (Ge), פחמן (C)	Gallium Arsenide (GaAs)
מבודד		זכוכית, ועוד הרבה אחרים

- כפי שממחיש האיור, מוליכות תלויה בפאר האסור של החומר.



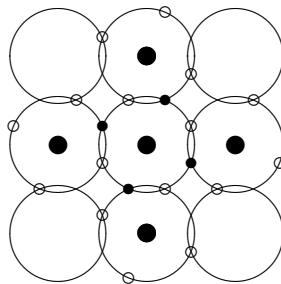
- מבודד הוא בעל מרווח אנרגיה רחב בין פס הערכיות לפס ההולכה, ולכן קשה לאלקטרונים להיחלץ מקליפת הערכיות ולהגיע לפס המוליכות.
- מוליך למחצה הוא בעל מרווח אנרגיה צר בין פס הערכיות לפס ההולכה, ולכן אלקטרונים יכולים לעבור לפס ההולכה בטמפרטורות מספיק גבוהות.
- במוליך מסוג אחד, קליפת הערכיות ופס המוליכות חופפים במידה מסוימת, ולכן יש אלקטרונים המסוגלים להוליד זרם חשמלי בפס ההולכה.
- במוליך מסוג אחר, קליפת הערכיות ופס המוליכות נראים כשל מוליך למחצה, אלא שפס המוליכות מאוכלס באלקטרונים.

2.1.2 גביש מוליך למחצה

קשרים קוולנטים ושיתוף אלקטרונים

במוליכים למחצה אטומים המאורגנים במבנה גבישי (*Crystal*) מתחברים יחד באמצעות קשר קוולנטי (*Covalent Bond*).

קשרים קוולנטים מהווים סוג אחד של חיבור בין אטומים. בחיבור זה אטומים שכנים מתחברים יחד ע"י שהם משתתפים עם אלקטרוני הערכיות של שכניהם. כל אטום משתתף עם אלקטרוני הערכיות של שכניו כפי שמודגם באיור:²

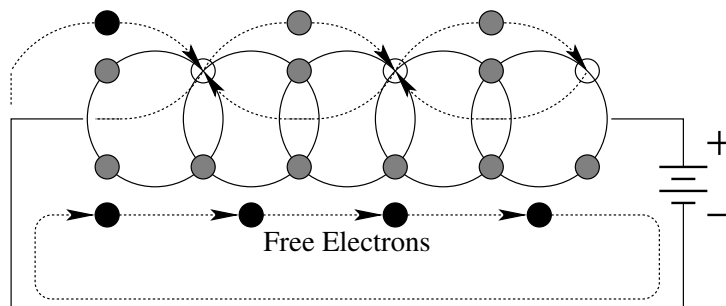


האלקטרונים של האטום האמצעי מודגשים בשחור, והאלקטרונים של שכניו בלבן. ניתן לראות שהאטום האמצעי משתתף עם כל שכן באלקטרון אחד. גם אפשר לראות שלכל אטום יש באופן אפקטיבי שמונה אלקטרונים בקליפת הערכיות שלו.

גביש עצמתי

גביש טהור, כזה שלא מכיל חומרים זרים (*Impurities*), נקרא גביש עצמתי (*Intrinsic Crystal*). בגביש עצמתי ב- 0°K כל האלקטרונים נמצאים בסמוך לאטומים שלהם, ומבחינת האנרגיה הם מצויים בפס הערכיות של הגביש. בטמפרטורת חדר (27°C) ישנם כמה אלקטרוני ערכיות המשתחררים אל פס ההולכה עקב תנודות תרמיות בגביש ונעשים אלקטרונים חופשיים.

אלקטרון שהשתחרר מהקשר קוולנטי שלו, משאיר אחריו חור (*Hole*). אלקטרון משוחרר והחור הנותר מכונה זוג אלקטרון-חור (*Electron-Hole Pair*). כאשר אלקטרון משוחרר מתחבר עם חור, זה נקרא שחבור (*Recombination*). בגביש עצמתי, מספר האלקטרונים החופשיים שווה למספר החורים, מכיון שלכל קשר קוולנטי שבור צריך להיות אלקטרון חופשי שהשתחרר ממנו. כאשר מפעילים מתח חשמלי על גביש עצמתי נוצרים שני זרמים חשמליים, כפי שרואים באיור, וכפי שמופרט להלן.



²האיור נועד להמחשה בלבד. במודל הקוונטי של האטום וחומרים מיקום האלקטרון ותנועתו הוא כמות סטטיסטית ולא ניתן לתארו ע"י מודלים כחשימים.

1. זרם אלקטרונים חופשיים מהקוטב השלילי לחיוב. זה הזרם הידוע שמתרחש במוליכים.
 2. זרם חורים הנובע ממילוי החורים ע"י אלקטרוני הערכיות השוכנים. כל פעם שנוצר חור כתוצאה מתנודות תרמיות נמשך אלקטרון מהקשר קוולנטי השכן למלא את החור. לאחר שנמשך אלקטרון זה, נוצר במקומו חור, והוא ממשיך את התהליך של משיכת אלקטרונים שוכנים. זרם זה הוא סוג חדש של זרם שעדיין לא נתקלנו בו. כיוון זרם חורים הוא מהקוטב החיובי לשלילי.
- שימו לב ששני הזרמים מתרחשים בשני פסי אנרגיה שונים.
- זרם האלקטרונים מתרחש בפס ההולכה.
 - זרם החורים מתרחש בפס הערכיות!

2.1.3 סימון

עד כה עסקנו במוליך למחצה עצמותי. זאת אומרת בגביש טהור ללא סימון (*Doping*). בטמפרטורת חדר ($300^{\circ}\text{K} \approx 27^{\circ}\text{C}$) מספר הזוגות אלקטרון-חור קטן מאוד, ואין אפשרות לזרימה משמעותית במוליך למחצה, ולכן אין הרבה תועלת בחומר זה. יש בידיו שני דרכים לשפר את המוליכות במוליך למחצה:

1. להזריק לתוכו אטומים בודדים בעלי חמישה אלקטרוני ערכיות (*Pentavalent Atoms*). ארבעה מחמישה אלקטרוני הערכיות של אטום הסמם משתתפים עם ארבעת שכניהם באלקטרוני הערכיות שלהם. אלקטרון הערכיות החמישי נעשה אלקטרון הולכה נייד מאחר ואין לו מקום בקשר הקוולנטי.
 2. להזריק לתוך המוליך למחצה אטומים בודדים בעלי שלשה אלקטרוני ערכיות (*Trivalent Atoms*). שלשת אלקטרוני ערכיות אטום הסמם מתחברים כרגיל עם שכניהם. אך אחד מהשכנים אין לו אלקטרון להשתתף בו ביצירת קשר קוולנטי ולכן נוצר חור.
- גם אלקטרון חופשי וגם חור הם נושאי מטען (*Charge Carriers*). נושאי מטען מאפשרים לזרימת זרם לפי המנגנון שהצגנו לפני כן. כל אטום סמם שמוזרק לתוך הגביש הטהור מוסיף נושא מטען אחד, ובכך מגדיל את יכולת הגביש להזרים זרם. הזרקת אטומי סמם לתוך הגביש הטהור נקרא **סימון**. יש אם כך שני סוגי סימון:
- **סוג N (*N-Type*)**: בסימון זה אטומים בעלי חמישה אלקטרוני ערכיות מוזרקים לתוך הגביש, ובוה מצטברים עודף אלקטרונים חופשיים. אטום סמם בעל חמש אלקטרוני ערכיות נקרא **אטום תורם** (*Donor Atom*) כי הוא תורם אלקטרון. בחומר מסוג N האלקטרונים הם נושאי הרוב (*Majority Carriers*). המעט חורים שנוצרים ע"י אנרגיה תרמית הם נושאי המיעוט (*Minority Carriers*).
- כמה חומרים נפוצים לסימון מסוג N הינם: Arsenic (As-33), Phosphorus (P-15), Bismuth (Bi-83), Antimony (Sb-51). שימו לב שאלו מופיעים בטור שימין לצורך בטבלה המחזורית (*Periodic Table*), ולכן יש להם אלקטרון ערכיות עודף על צורן וגרמניום.

- סוג P (*P-Type*): בסימון זה אטומים בעלי שלשה אלקטרוני ערכיות מוזרקים לתוך הגביש, ובוזה מצטברים עודף חורים. אטום סמם בעל שלשה אלקטרוני ערכיות נקרא אטום מקבל (*Acceptor Atom*) (או נוטל) מאחר והוא מקבל אלקטרון. בחומר מסוג P החורים הם נושאי הרוח. מעט האלקטרונים שמשותחרים ע"י אנרגיה תרמית הם נושאי המיעוט. כמה חומרים נפוצים לסימון מסוג P הינם: Aluminium (Al-13), Boron (B-5), Indium (In-49), Gallium (Gallium-31). שימו לב שאלו מופיעים בטור ששמאל לצורך בטבלה המחזורית ולכן יש להם אלקטרון ערכיות פחות מצורן וגרמניום.

2.1.4 זרמי דיפוזיה וסחיפה

ישנם שני מנגנונים לזרימת זרם במוליך למחצה:

- דיפוזיה (*Diffusion*)

- סחיפה (*Drift*)

זרם דיפוזיה

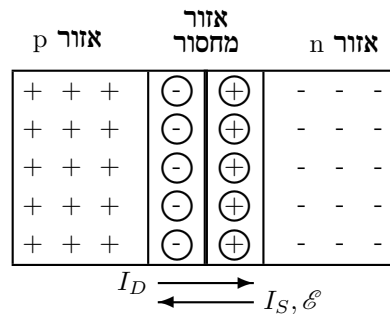
- בצורן בעל התפלגות אחידה של נושאי מטען (אלקטרונים חופשיים וחורים) אמנם יש תנועה אקראית של נושאי המטען, אך התנועות הללו לא מסתכמות בזרם נטו כלשהו, מכיון שאין לתנועות אלו כיוון אחיד.
- אם ע"י מנגנון כלשהו נוצר בגביש צורן גרדיאנט (*Gradient*) בריכוז נושאי המטען, אז ישנה נטייה לנושאי המטען באזור ריכוז גבוה יותר להתפזר (*Diffuse*) לכיוון ריכוז נמוך יותר.
- הזרם הנובע מדיפוזיה נקרא זרם דיפוזיה (*Diffusion Current*) ויחסי לשיפוע עקומת הריכוז.

זרם סחיפה

- כאשר מפעילים שדה חשמלי על גביש צורן, נושאי מטען (אלקטרונים חופשיים וחורים) מואצים ע"י השדה, ורוכשים רכיב של מהירות סחיפה (*Drift Velocity*) המורכב על המהירות התרמית שלהם.
- כפי שאמרנו, המהירות התרמית של נושאי המטען לא מסתכמת בזרם נטו כלשהו, אך מהירות הסחיפה המקבילה לכיוון השדה חשמלי, מסתכמת בזרם סחיפה (*Drift Current*), בכיוון זה.

2.2 צומת pn

אפשר לומר שאלקטרוניקת המצב המוצק מבוססת על ניסוי מחשבה זה: לוקחים גביש צורן מסוג n וגביש צורן מסוג p ויוצרים מגע ביניהם. נקודת (משטח) המגע נקראת צומת pn (*pn Junction*).
 כעת נציג את תכונות צומת ה-pn.



באיור אנו רואים צומת pn ללא חיבור חשמלי חיצוני.

- ברגע שנוצר מגע בין הגבישים נוצר גרדיאנט ריכוז, ולכן

– החורים באזור p מפעפעלים לתוך אזור n.

– האלקטרונים באזור n מפעפעלים לתוך אזור p.

זרם הדיפוזיה מורכב מזרם החורים וזרם האלקטרונים.

- החורים שמתפעפעלים לתוך אזור n משתחברים עם אלקטרונים הרוב שם. זה משאיר מטען נטו חיובי.

המטען החיובי נובע מזה שכל עוד שהיו באזור אלקטרונים חופשיים, הם איזנו את נוכחות הפרוטון העודף של אטומי המקבל, אך לאחר שחבור נותרו רק ארבעה אלקטרונים כנגד חמישה פרוטונים אצל כל אטום מקבל, ולכן נותר מטען נטו חיובי.

- האלקטרונים שמתפעפעלים לתוך אזור p משתחברים עם חורי הרוב שם. זה משאיר מטען נטו שלילי.

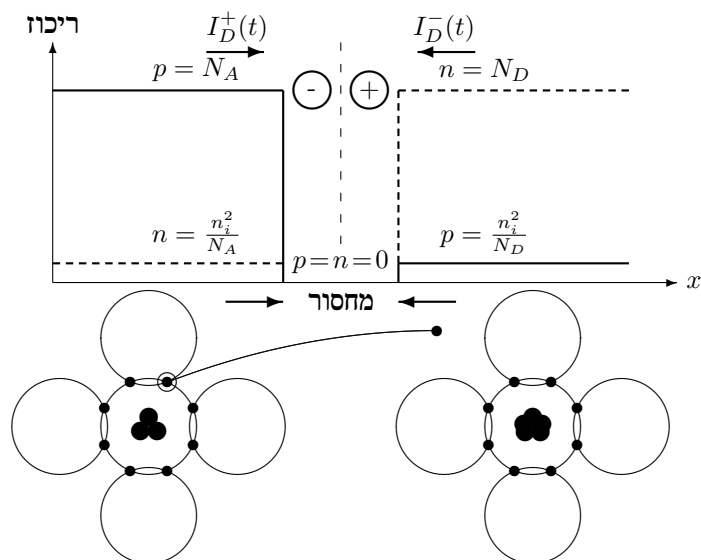
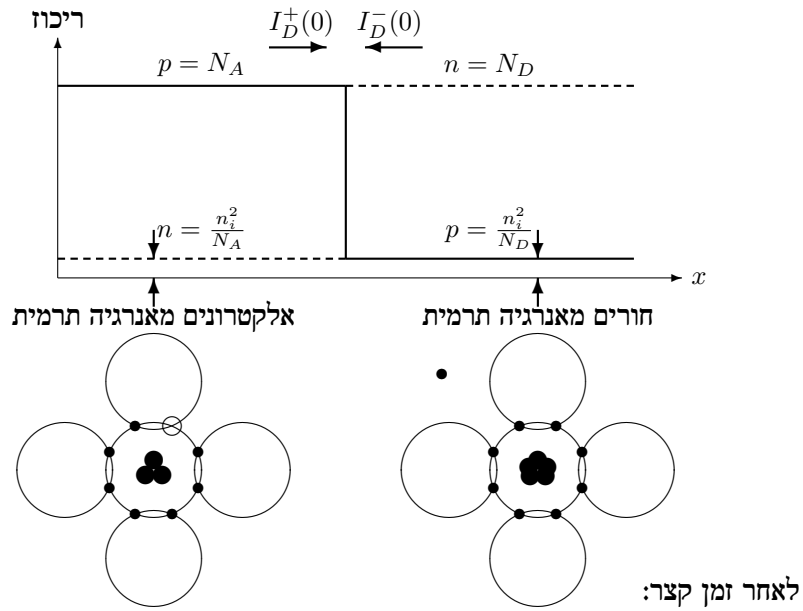
המטען השלילי נובע מזה שכל עוד שהיו באזור חורים, הם התאזנו ע"י חוסר האלקטרון הרביעי של אטומי התורם, אך לאחר שחבור, נוסף אלקטרון רביעי אצל אטום התורם, וזה יצר מצב שאצל אטומי התורם ישנם ארבעה אלקטרונים ושלושה פרוטונים, ולכן מטען נטו שלילי.

האזור ה"חשוף" שסובב את הצומת נקרא אזור המחסור (*Depletion Region*), מאחר והוא מרוקן מאלקטרונים הרוב וחורי הרוב שפעם היו שם.

2.2.1 זרם סחיפה בצומת pn

מי שעקב אחר ההסבר ישים לב שלפי הסבר זה (של היווצרות אזור המחסור) נראה לכאורה שאזור המחסור ימשיך להתרחב עד שיגיע לקצות הגביש.

כעת נראה מה מונע מתופעה זאת לקרות. נציג שני איורים נוספים לסייע בהסבר:



- מכיוון שנחשפו אטומי התורם באזור n, נוצר מטען נטו חיובי מימין לצומת. וכן מכיוון שנחשפו אטומי המקבל באזור p, נוצר מטען נטו שלילי משמאל לצומת. בין המטען החיובי מימין (באזור n) למטען השלילי משמאל (באזור p) נוצר שדה חשמלי המסומן $\mathcal{E}$ שכיוונו מתואר באיור הקודם.

זרם הסחיפה נוצר עקב השדה חשמלי באזור המחסור. האיור הראשון מתאר את המצב ברגע יצירת (חיבור) הצומת.

- הקו המלא מייצג את ריכוז החורים לאורך הגביש.
- הקו המקווקו מייצג את ריכוז האלקטרונים החופשיים לאורך הגביש.

כפי שרואים

- באזור p, ריכוז החורים מהווה את רוב נושאי המטען, משום אטומי המקבל. והאלקטרונים החופשיים הנוצרים ע"י אנרגיה תרמית מהווים את מיעוט נושאי המטען.
- באזור n, ריכוז האלקטרונים מהווה את רוב נושאי המטען משום אטומי התורם. והחורים הנוצרים ע"י אנרגיה תרמית מהווים את מיעוט נושאי המטען.
- מכיון שישנו גרדיאנט ריכוז של חורים ושל אלקטרונים, נוצרים שני רכיבי זרם הדיפוזיה, I_D^+ ו- I_D^- , ובעקבותם נוצר אזור המחסור המוצג באיור השני.
- מכיון שאזור המחסור ריק לגמרי מחורים, ישנו כעת גרדיאנט ריכוז חורים משני צידי הצומת (בהתחלה היה רק מצד אחד).
- וכן, מכיון שאזור המחסור ריק לגמרי מאלקטרונים חופשיים ישנו כעת גרדיאנט ריכוז אלקטרונים משני כיווני הצומת (בהתחלה היה רק מצד אחד).

ולכן

- לא רק חורי רוב מאזור p מפעפעעים כלפי הצומת, אלא גם חורי מיעוט מאזור n מפעפעעים כלפי הצומת. אך בניגוד לחורי הרוב, חורי המיעוט נסחפים ע"י השדה החשמלי באזור המחסור, לצד האזור p.
- וכן, לא רק אלקטרוני רוב מפעפעעים מאזור n כלפי הצומת, אלא גם אלקטרוני מיעוט מאזור p מפעפעעים כלפי הצומת. אך בניגוד לאלקטרוני הרוב, אלקטרוני המיעוט נסחפים ע"י השדה החשמלי באזור המחסור, לצד האזור n.

זרם הסחיפה (I_S , Drift Current), מורכב מ

- זרם סחיפה של אלקטרוני מיעוט המתחיל מצד ימין של הצומת
 - זרם סחיפה של חורי מיעוט המתחיל מצד שמאל של הצומת
- זרם הסחיפה הוא בעל כיוון הפוך לזרם הדיפוזיה, I_D , כפי שראינו באיור קודם.

2.2.2 מתח מובנה

בנוגע לשדה החשמלי באזור המחסור:

- השדה החשמלי באזור המחסור יוצר מתח בכיוון הפוך לזרם הדיפוזיה.
- ככל שאזור המחסור מתרחב, כך גדל המתח.
- ככל שהמתח גדל, נעשה יותר קשה לנושאי מטען הרוכזות את הצומת pn, למרות הגרדיאנט.

- ככל שהמתח גדל, נעשה יותר קל לנושאי מטען המיעוט לחצות את הצומת pn.
 - מגיעה נקודה שבה יכולת המתח למנוע חצייה של נושאי מטען הרוב, שווה ליכולת המתח לסחוף את נושאי מטען המיעוט. בנקודה זאת זרמי הדיפוזיה והסחיפה שווים, וזוהי נקודת השווי משקל.
הפרש הפוטנציאלים שמופיע על הצומת pn נקרא מתח מובנה (*Barrier Voltage*), ומסומן V_0 .
 - אמנם אם נחבר מד-מתח לקצוות הגביש הבודד, כפי שנצפה, המחוג יראה אפס וולט. היכן מתבטל מתח המובנה? הוא מתבטל בנקודות המגע של הגביש עם מגעי המתכת המחוברים לו, ע"י תופעה דומה לזאת שאנחנו מציגים לעניין צומת pn.
לולא היה מתבטל מתח המובנה היינו יכולים לחבר לגביש מערכת הצורכת אנרגיה, ובכך לסתור את חוק שימור האנרגיה.
- כעת ניתן לענות על השאלה ששאלנו בתחילת הסעיף: מה מונע מאזור המחסור להתרחב עד קצות הגביש?
וכן התשובה: המתח המובנה מונע מאזור המחסור להתרחב.

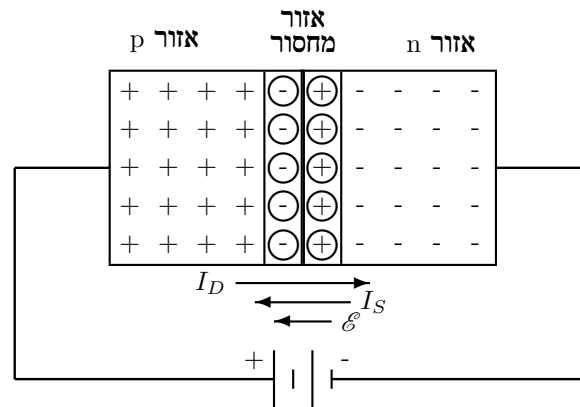
2.3 הדיודה

- אם ניקח את צומת ה-pn, ונחבר הדקים בשני צידי הגביש, נקבל רכיב פעיל הנקרא דיודה. אמנם לפני שנמשיך בהסבר פיסיקת הדיודה, ישנם כמה נקודות שצריך לציין:
- במציאות, הדיודה לא נבנית על ידי חיבור של גביש מסוג p לגביש מסוג n. אלא מתחילים עם גביש צורן עצמותי³ ומזריקים אזור אחד במקבילים ואזור הסמוך לו בתורמים. אזור המחסור נוצר מאליה ע"י המנגנון שתיארנו.
 - צד אחד בדרך כלל בעל סימום הגבוה בהרבה מהשני.
- נתאר את פיסיקת הדיודה עבור שלשות מצבי הפעולה הרלוונטיים לה:
- ממתח קדמי
 - ממתח אחורי
 - אזור הפריצה

2.3.1 צומת pn בממתח קדמי

עד כה תיארו את צומת ה-pn כאשר הדיודה מנותקת. נשאל מה קורה כאשר מטילים מתח בין שתי קצוות הדיודה?
נתחיל במקרה שהמתח המוטל על אזור p חיובי ביחס לאזור n, כפי שמוצג באיור.

³ גם תיאור זה פשטני למדי מאחר ובייצור מודרני המצע מיוצר אל-עצמותי.



• תהליך לגבי אזור n.

- מקור המתח דוחה אלקטרונים באזור n של הגביש כלפי הצומת.
- האלקטרונים מגיעים לאזור המחסור ובכך מנטרלים את היונים החיוביים. כתוצאה מהניטרול, אזור המחסור באזור n קטן.
- אזור המחסור ממשיך לקטון עד הנקודה שבה כוח הדחייה של מקור המתח לכיוון שמאל, שווה לכוח הדחייה של היונים השליליים באזור p לכיוון ימין. (הרי ככל שאזור המחסור מצטמצם לכיוון הצומת היונים השליליים מצד השני קרובים יותר ולכן בעלי כוח דחייה גדול יותר).
- צמצום אזור המחסור מנמיך את מתח המובנה, V_0 , ולכן מאפשר ליותר אלקטרונים לחצות את הצומת.
- האלקטרונים שחוצים את הצומת נעשים נושאי מיעוט. ריכוזם בצומת גבוה מריכוז שווי המשקל, ומתמעט עם מרחק מהצומת. לכן האלקטרונים מפעפעים הלאה, הרחק מהצומת, ולתוך הקוטב החיובי של ספק המתח.

• תהליך לגבי אזור p.

- המקור מתח דוחה חורים באזור p של הגביש כלפי הצומת.
- החורים מגיעים לאזור המחסור ובכך מנטרלים את היונים השליליים. כתוצאה מהניטרול, אזור המחסור באזור p קטן, וממשיך לקטון עד הנקודה שבה כוח הדחייה של מקור המתח לכיוון ימין, שווה לכוח הדחייה של היונים החיוביים באזור n לכיוון שמאל.
- צמצום אזור המחסור מנמיך את מתח המובנה, V_0 , ולכן מאפשר ליותר חורים לחצות את הצומת.
- החורים שחוצים את הצומת נעשים נושאי מיעוט. ריכוזם בצומת גבוה מריכוז שווי המשקל, ומתמעט עם מרחק מהצומת. לכן החורים מפעפעים הלאה, הרחק מהצומת, ולתוך הקוטב השלילי של הספק מתח.

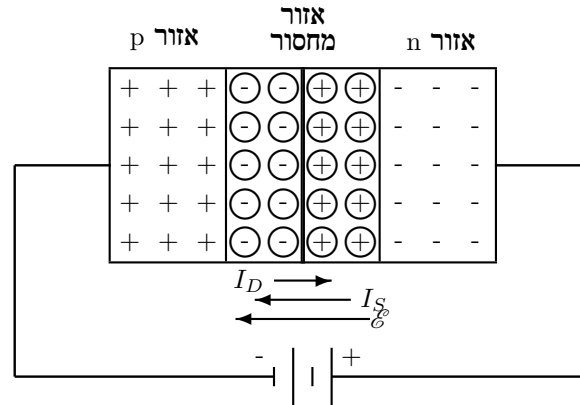
לכן ישנם זרמי דיפוזיה של אלקטרונים וחורים בתוך הגביש המסתכמים לזרם הנוטה כלפי המגע השלילי

$$I_D = I_D^+ + I_D^-$$

זרם הסחיפה, I_S , הנובע מסחיפה של אלקטרונים וחורים הנוצרים באופן תרמי לעבר הצומת, לא תלוי בערכו של מתח המובנה, V_0 , ולכן לא שונה ממה שהיה במצב עצמותי. ההפרש בין זרם הדיפוזיה (המוגדל) וזרם הסחיפה בגביש הוא הזרם המסופק ע"י מקור המתח.

2.3.2 צומת pn בממתח אחורי

כעת נחקור מה קורה שמציבים מתח שלילי, V_R , על אזור p (ביחס לאזור n).



• נתחיל אם התהליך לגבי אזור n

- הקוטב החיובי של ספק המתח מושך אלקטרונים מאזור n ובכך מרחיב את אזור המחסור מצידו הימני, עד לנקודה שבה כוח המשיכה של מקור המתח מאוזן ע"י כוח המשיכה של הוספת היונים החיוביים (ע"י הרחבת אזור המחסור).
- הרחבת אזור המחסור, מתבטא ע"י הגדלת מתח המובנה, V_0 .
- הגדלת מתח המובנה גורם להפחתה של זרם דיפוזיית אלקטרונים לאזור p, (מכיון שהשדה החשמלי פועל נגדם).

• התהליך לגבי אזור p

- הקוטב השלילי של ספק המתח מושך חורים מאזור p, ובכך מרחיב את אזור המחסור מצידו השמאלי, עד לנקודה שבה כוח המשיכה של מקור המתח מאוזן ע"י כוח המשיכה של הוספת היונים השליליים (ע"י הרחבת אזור המחסור).
- הרחבת אזור המחסור, מתבטא ע"י הגדלת מתח המובנה, V_0 .
- הגדלת מתח המובנה גורם להפחתה של זרם דיפוזיית חורים לאזור n, (מכיון שהשדה החשמלי פועל נגדם).

במצב שיווי משקל, זרמי הדיפוזיה נעשים זניחים, ונותר רק זרם הסחיפה, I_S , שאינו תלוי במתח המובנה, V_0 .
אזור המחסור מתרחב עד שמתח המובנה שווה למתח החיצוני

$$V_0 = V_R$$

2.3.3 צומת pn באזור הפריצה

בסעיף הקודם התייחסנו למצב שבו מתח ממקור חיצוני מוטל על הגביש pn באופן "אחורי". במצב זה אזור המחסור מתרחב עד מצב של איזון. התופעות ששולטות על הזרם דרך הגביש הם אלו של זרם דיפוזיה וזרם סחיפה.
אך, אם נציב מתח די גבוה במצב אחורי ישנם שתי תופעות נוספות שיכולות לקרות

- **תופעת זנר (Zener Effect)** בתופעת זנר, אזור המחסור מתרחב עד כדי כך, שהשדה החשמלי בתוכו מסוגל לפרק קשרים קוולנטים. פריקת הקשרים יוצר זוגות אלקטרון-חור. האלקטרונים שבזוג נישאים ע"י השדה כלפי אזור n, והחורים שבזוג נישאים ע"י השדה כלפי אזור p. זה מהווה רכיב של זרם אחורי, I_Z , שנוסף ל I_S . זרם הדיפוזיה, I_D , נשאר זניח ולכן הזרם דרך הגביש הוא

$$I = I_S + I_Z - I_D \simeq I_S + I_Z, \quad I_Z \gg I_S$$

ברגע ש"נפתחת הדלת" ע"י הצבת מתח חיצוני, V_Z , שינויים קלים במתח החיצוני (מעבר ל- V_Z) גורמים להרבה יותר קשרים להתפרק, ולכן ליותר זוגות אלקטרון-חור להיווצר, ובכך להגביר את I_Z באופן דרסטי.

- **תופעת מפולת (Avalanche Breakdown)** בתופעת מפולת, אלקטרונים מיעוט שחוצים את אזור המחסור ע"י השדה החשמלי (מצד p לצד n), צוברים די אנרגיה קינטית כדי להתנגש עם אטומים אחרים, ולפרק קשרים קוולנטים בהם. ההתנגשות משחררת אלקטרונים אחרים, שבעצמם נסחפים ע"י השדה החזק, וצוברים מספיק אנרגיה כדי לשחרר כמה נושאי מטען אחרים. כמו במפולת, מהר מאוד מצטברים הרבה אלקטרונים בעלי אנרגיה גבוהה, הנסחפים כלפי הקוטב החיובי של הספק. אך כמו שבמפולת עוצמת מפולת האבנים מוגבלת ע"י שיפוע ההר, כך עוצמת הזרם בתופעת המפולת מוגבל ע"י עוצמת השדה החשמלי החיצוני.

המתח שבו מתחילה תופעת המפולת מסומן V_A , וכמו בתופעת זנר, שינויים קלים במתח זה גורמים לשינויים דרסטיים בשחרור נושאי מטען, וכן בזרם המפולת, I_A . הזרם הכולל דרך הגביש ניתן ע"י

$$I = I_S + I_A - I_D \simeq I_S + I_A, \quad I_A \gg I_S$$

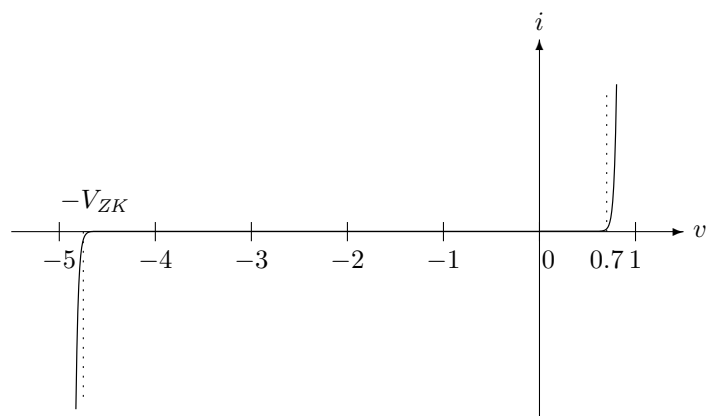
אחד משני מנגנונים אלו קובעים את אזור הפריצה (Breakdown Region) של הגביש.

- אם על אזור הפריצה מופעל מתח של פחות מחמש וולט, אז התופעה המכריעה היא תופעת זנר.
- אם על אזור הפריצה מופעל מתח של למעלה משבע וולט, אז התופעה המכריעה היא תופעת המפולת.
- בין חמש לשבע וולט, אחת משהשתיים מכריעות, או שניהם פועלות יחדיו.

תופעות הזנר ותופעת המפולת לא בהכרח הרסניות. כל עוד הזרם דרך הדיודה מוגבל, הדיודה מסוגלת לתפקד באזור הפריצה. כפי שנראה במהלך הקורס, ישנם דיודות הבנויות במיוחד לתפקוד באזור הפריצה.

2.3.4 אופייני $i-v$

עד כה תיארנו את פיזיקת המוליכים למחצה והדיודה באופן איכותי (Qualitative). בסעיף הבא נכמת את המושגים שהצגנו, ע"י הגדרות, נוסחאות, ומודלים. אך לפני שנעשה זאת נסכם את פעולת הדיודה, ונציג באופן איכותי את אופייני הדיודה. כפי שאמרנו ישנם שלשה אזורי פעולה: ממתח קדמי, ממתח אחורי, ואזור פריצה. הצגנו הסבר פיזיקלי מה קורה בכל אחד מאזורי פעולה אלו. כדי לקבל תחושה ביחס לפעולת הדיודה נתווה את זרם הדיודה ביחס לממתח הדיודה, או אופייני $i-v$ של הדיודה (Diode $i-v$ Characteristic Curve).



- אזור ממתח הקדמי מתקיים מ-0 V ומעלה. מוליכות הדיודה מתחילה בסביבות $0.6 - 0.8 \text{ V}$. במצב זה שינויים זהירים בממתח הממתח מתבטאים בשינויים גדולים של זרם. כפי שנראה הלאה, היחס באזור זה הוא מעריכי.
- אזור ממתח אחורי מתקיים בטווח $-V_{ZK} < v < 0$. באזור זה הזרם דרך הדיודה הוא בערך $-I_S$.
- אזור הפריצה מתקיים כאשר $v < -V_{ZK}$. באזור זה הזרם השלילי רגיש מאוד לשינויים בממתח.

2.4 ניסוח פורמלי

בשלב זה נציג ניסוח מתמטי של המושגים האלו, ונתמקד במוליך למחצה צורן.

2.4.1 הגדרות כלליות

נתחיל בהגדרת פרמטרים שונים

- n מייצג ריכוז (Concentration) אלקטרונים
- p מייצג ריכוז חורים
- n_i מייצג ריכוז אלקטרונים במצב עצמותי
- כל אלו בעלי יחידות $[\text{carriers}/\text{cm}^3]$.
- פרמטרים אלו מוגדרים עבור מוליך למחצה אל-עצמותי
 - N_A מייצג ריכוז מקבלים
 - N_D מייצג ריכוז תורמים
 - n_n מייצג ריכוז אלקטרוני רוב
 - p_n מייצג ריכוז חורי מיעוט
 - p_p מייצג ריכוז חורי רוב
 - n_p מייצג ריכוז אלקטרוני מיעוט

2.4.2 מוליך למחצה עצמותי

במוליך למחצה עצמותי אמרנו שמספר האלקטרונים החופשיים שווה למספר החורים

$$n = p = n_i$$

ריכוז האלקטרונים במצב עצמותי ניתן לחישוב מתוך נוסחה זו

$$n_i^2 = BT^3 e^{-E_G/kT}$$

כאשר

• B הוא פרמטר התלוי בחומר המוליך למחצה. עבור צורן

$$B = 5.4 \times 10^{31} \text{cm}^{-6} \text{K}^{-3}$$

• E_G זה הפאר האסור (*Energy Gap*). עבור צורן ערכו

$$E_G = 1.11 \text{eV}$$

• T הוא הטמפרטורה ב- $^\circ\text{K}$

• k הוא קבוע בולצמן (*Boltzmann's Constant*)

$$k = 8.62 \times 10^{-5} \text{eV/K}$$

עבור צורן בטמפרטורת חדר

$$n_i = 1.5 \times 10^{10} \text{ carriers/cm}^3$$

כאשר ריכוז האטומים בגביש צורן הוא

$$5 \times 10^{22} \text{ atoms/cm}^3$$

לכן אחד מתוך מיליארד אטומים בגביש מיונן (*Ionized*).

2.4.3 מוליך למחצה אל-עצמותי

במצב של שיווי משקל תרמי (*Thermal Equilibrium*) מתקיים

$$n_{n0} p_{n0} = n_{p0} p_{p0} = n_i^2$$

כאשר האפס מייצג שיווי משקל. המשוואה מתקיימת בין שמדובר במל"מ עצמותי ובין שמדובר במל"מ אל-עצמותי. לכן ניתן לחשב באמצעותה את ריכוז האלקטרונים הרוב ואלקטרונים המיעוט, וכן את ריכוז חורי הרוב וחורי המיעוט, במל"מ אל-עצמותי.

• סוג n

$$n_{n0} \simeq N_D \implies p_{n0} \simeq \frac{n_i^2}{N_D}$$

• סוג p

$$p_{p0} \simeq N_A \implies n_{p0} \simeq \frac{n_i^2}{N_A}$$

2.4.4 צומת pn בשיווי משקל

בצומת pn ללא מתח חיצוני, המתח המובנה הינו

$$V_0 = V_T \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$

כאשר המתח תרמי (Thermal Voltage) מוגדר:

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

בטמפרטורת חדר $V_T \approx 25.9 \text{ mV}$ (300°K), והמתח המובנה, V_0 , בין 0.6 V ל- 0.8 V .

רוחב אזור המחסור

נניח את רוחב אזור המחסור בכל צד ע"י

$$\bullet x_n \text{ באזור } n$$

$$\bullet x_p \text{ באזור } p$$

נניח כי בין רוחב אזור המחסור בצד n ו-p

$$qx_p A N_A + (-q)x_n A N_D = 0 \implies \frac{x_n}{x_p} = \frac{N_A}{N_D}$$

כאשר A הוא שטח חתך-רוחב הגביש, ו- $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ הוא ערכו המוחלט של מטען אלקטרון או חור.

המשוואה אומרת שקיים מטען נטו אפסי באזור המחסור. זאת אומרת שהמטען בצד אחד של אזור המחסור מתאזן ע"י המטען בצד השני של אזור המחסור. והרי זה הגיוני מאחר וביצירת אזור המחסור לא סופק מטען ממקור חיצוני. הרוחב המלא של אזור המחסור הינו:

$$W_{dep} = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) V_0}$$

כאשר הקבוע הדיאלקטרי (Dielectric Permittivity) של צורן הוא

$$\epsilon_s = 11.7\epsilon_0 = 11.7(8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}) = 1.04 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$$

2.4.5 דיודה בממתח קדמי

נדלג על הפיתוח ונציג ישירות את המשוואה המייחסת זרם לממתח קדמי ע"י פרמטרים פיסיקליים של הדיודה

$$I = Aqn_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) (e^{V/V_T} - 1)$$

כאשר

• A הוא שטח חתך-רוחב של גביש הצורן.

- D_p הוא קבוע הדיפוזיה לחורי מיעוט
(Diffusion Constant for Minority Holes)
 - D_n הוא קבוע הדיפוזיה לאלקטרונים מיעוט
(Diffusion Constant for Minority Electrons)
 - L_p הוא מרחק דיפוזיה (Diffusion Length) לחורי מיעוט, ומייצג את השיפוע המעריכי של גרדיאנט ריכוז חורי המיעוט באזור n
 - L_n הוא מרחק דיפוזיה לאלקטרונים מיעוט, ומייצג את השיפוע המעריכי של גרדיאנט ריכוז חורי המיעוט באזור n
 - $V_T \simeq 25\text{mV}$ הוא המתח תרמי (Thermal Voltage)
- ניתן לכתוב את משוואת הדיודה

$$I = I_S (e^{V/V_T} - 1)$$

כאשר

$$I_S = Aqn_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right)$$

I_S נקרא זרם רוויה (Saturation Current) המשוואה מאמת את ההתנהגות המעריכית שראינו באופיין ה- $i-v$ של הדיודה. שימו לב שבאזור הממתח הקדמי, לאחר כמה עשרות מיליוולט ניתן להזניח את הגורם של "1" במשוואת הדיודה, כך ש

$$I \simeq I_S e^{V/V_T}$$

2.4.6 דיודה בממתח אחורי

משוואת הדיודה שהצגנו בסעיף הקודם גם מתארת את התנהגות הדיודה באזור ממתח אחורי (שלא באזור הפריצה). בממתח אחורי של כמה עשרות מיליוולטים (כאשר האקספוננציאל נהיה זניח) זרם הדיודה מתייצב על זרם הרוויה

$$I \simeq -I_S$$

מכאן אנחנו גם רואים למה הוא נקרא זרם רוויה: משום שהזרם בכיוון האחורי מגיע למלואו. זאת אומרת "למלואו" עד אזור הפריצה, שקורה בממתח אחורי של $-V_{ZK}$. מתח זה יושב ב"כרך" (Knee) אופיין ה- $i-v$ של הדיודה. האות Z כמובן מתייחס לתופעת זנר, אך כפי שאמרנו אזור הפריצה יכול להיווצר כתוצאה של תופעת המפולת.

2.5 הדיודה האידיאלית

כפי שראינו הדיודה היא רכיב פעיל לא ליניארי בעל שלשה אזורי פעולה ניכרים:

- ממתח חיובי $v > 0$ V באזור זה אופיין ה- $i-v$ מעריכי.
- ממתח אחורי $-V_{ZK} < v < 0$ V באזור זה אופיין ה- $i-v$ קבוע אצל $-I_S$ (לאחר כמה עשרות מיליוולט).

- אזור הפריצה $v < -V_{ZK}$

באזור זה האופיין נופל באופן חריף, ולא מאופיין ע"י פונקציה ספציפית.

אך כדי לקבל תחושה לפעולת הדיודה נציג עבורה מודל פשוט הנקרא הדיודה האידיאלית (Ideal Diode), ושימוש הנובע ממנה. מודל זה מייצג איך היינו רוצים שהדיודה תתנהג. הדיודה מיוצגת ע"י סימן תרשים (Schematic Symbol)

(קתודה) – —  – (אנודה)

המשולש מסמל את כיוון הזרם בדיודה, והקו האנכי מסמל מחסום לזרם בכיוון ההפוך. לדיודה האידיאלית יש אופיין $i-v$ כזה



משמעות האופיין הוא כך

- כאשר מטילים מתח שלילי על הדיודה ($v < 0$) אז הזרם דרכה אפס. במצב זה אומרים שהדיודה במימתח אחורי (Reverse Bias) או במצב קיטעון (Cutoff). מכיון שהדיודה לא מוליכה אפשר להתייחס אליה כמתג פתוח (Open Switch).

- כאשר מכריחים זרם חיובי לזרום דרך הדיודה אז המתח המופיע עליה הוא $v = 0$. במצב זה אומרים שהדיודה במימתח קדמי (Forward Bias) או במצב פעיל (On). מאחר והמתח סביב הדיודה בהכרח אפס אפשר להתייחס אליה כמתג סגור (Closed Switch).

שימו לב שבדיודה האידיאלית לא קיים מצב שישנו סביבה מתח חיובי ($v > 0$) ולא קיים מצב שזורם דרכה זרם שלילי ($i < 0$). כפי שרואים, כל אחד משני אזורי הפעולה מאופיין ע"י קו ישר. לכן אפשר לומר שהדיודה פועלת באופן ליניארי למקוטעין (Piece-Wise Linear). זאת אומרת, שכל עוד שפעולת הדיודה מאולצת לאחד מאזורי הפעולה

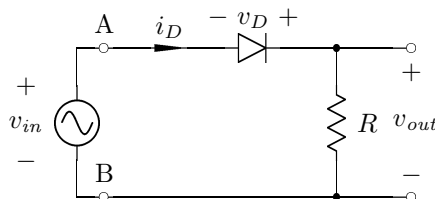
- $v < 0$ - תמיד בקיטעון, או

- $i > 0$ - תמיד פעיל,

ניתן להתחשב בה כרכיב לינארי, ולהשתמש בטכניקות לינאריות לנתח את המעגל. אם האילוף הזה לא קיים, והדיודה עוברת הלוך וחזור ממצב פעיל לקיטעון, אז אנחנו נאלצים להשתמש בטכניקות לא לינאריות לנתח את המעגל.

דוגמא : מיישר גל

מובא באיור מעגל פשוט המשתמש בדיודה אחת, הנקרא מיישר (Rectifier).



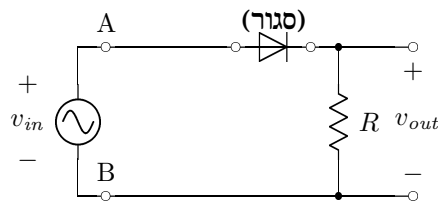
שרטט על ציר זמן את המתח במוצא, $v_{out}(t)$, כאשר במבוא אות סינוסי בתדר 1000 Hz

$$v_{in}(t) = \sin(2\pi 1000t)$$

פתרון:

ננתח את המעגל בשני שלבים:

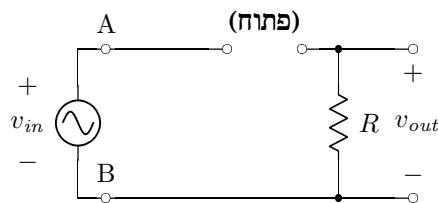
- נתייחס תחילה לחצי המחזור החיובי של הסינוסואיד. אז המתח בקוטב החיובי של מקור המתח (נקודה A) חיובי ביחס לקוטב השלילי שלו (נקודה B). לכן הדיודה במיתח קדמי ומוליכה, ונוהגת כמתג סגור



ובכך

$$v_{out}(t) = v_{in}(t)$$

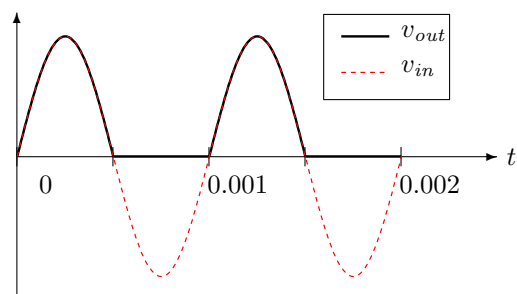
- שנית, נתייחס לחצי המחזור השלילי של הסינוסואיד. אז המתח בקוטב החיובי של מקור המתח שלילי ביחס לקוטב השלילי. לכן הדיודה במיתח אחורי וחוסמת זרם, ונוהגת כפתוח



ובכך

$$v_{out}(t) = 0$$

כעת נשלב את שני הניתוחים (של שני חציי מחזור הסינוס).



כפי שרואים מהגרף התוצאה היא סינוסואיד קטוע.

2.6 שיטות ניתוח

בדוגמא שהצגנו היה קל לנתח את המעגל משתי סיבות:

- ישנה במעגל עניבה (Loop) אחת בלבד.

- השתמשנו במודל דיודה פשוט.

כעת נשאל בנוגע לנקודה השנייה:

איך ניתן לנתח את המעגל בעזרת מודל הדיודה המדויק?
נציג שתי שיטות לכך:

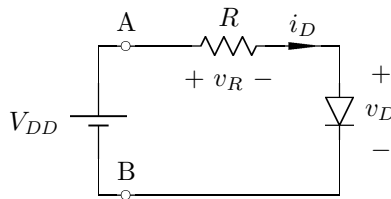
- ניתוח ישיר ע"י פתרון משוואות.

ניתוח זה נותן לנו תוצאות מדויקות של פעולת המעגל.

- ניתוח גרפי (Graphical Analysis).

ניתוח זה נותן לנו "תמונה" של פעולת המעגל.

בשביל שיטות הניתוח שנציג בסעיף זה נשתמש במשוואת הדיודה (שפותחה לעיל). נציין שהתוצאות המתקבלות באמצעות משוואת הדיודה מדויקות בהרבה מהתוצאות שניתן לקבל ממודל הדיודה האידיאלי! אך מאחר וברוב יישומי הדיודה לא דרושה דרגת דיוק זו יש מקום למודלים פשוטים יותר מהמודל המדויק אבל מתוחכמים יותר מהמודל האידיאלי. כעת נציג את שתי שיטות הניתוח ע"י דוגמא. נתייחס למעגל באיור.



2.6.1 ניתוח ישיר

בניתוח ישיר מתחילים עם חוק קירכוף (Kirchhoff) לסיכום מתחים סביב עניבה.

$$V_{DD} - v_R - v_D = 0$$

נייחס את המתח סביב הנגד לזרם דרכו באמצעות חוק אוהם (Ohm's Law)

$$v_R = i_D R$$

משוואת הדיודה נותנת את המתח על הדיודה:

$$i_D \simeq I_S e^{v_D/V_T} \implies v_D \simeq V_T \ln \frac{i_D}{I_S}$$

שימו לב, כפי שמשפט אוהם מייחס בין זרם דרך נגד למתח סביבו, כך משוואת הדיודה מייחסת בין הזרם דרך דיודה למתח סביבה. נציב את הביטוי של מתח הנגד ואת הביטוי של מתח הדיודה במשוואת העניבה ונקבל:

$$V_{DD} - i_D R - V_T \ln \frac{i_D}{I_S} = 0$$

כפי שצפוי משוואה זו היא משוואה לא ליניארית ולא ניתנת לפתרון אנליטי.

2.6.2 ניתוח גרפי

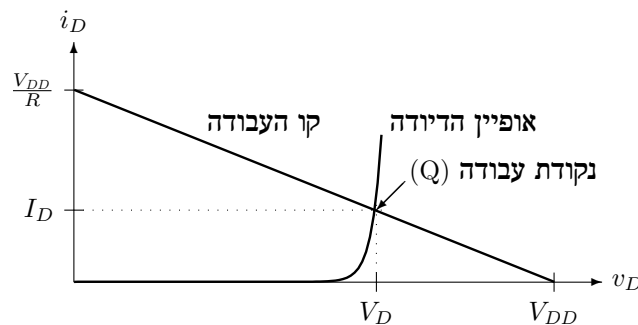
ניתוח גרפי מבוסס על העיקרון ששני משוואות ב- x ו- y , כאשר משורטטים על מישור ה- $x-y$, אז נקודת המפגש של העקומות הוא פתרון המשוואה.⁴ בניתוח גרפי של מעגל חשמלי המשתנים הם בדרך כלל מתח, v , וזרם, i . בדוגמא שלנו אנחנו מעוניינים במתח המופיע על הדיודה, v_D , והזרם דרך המעגל, i_D . נתחיל ע"י שנשרטט את משוואת העניבה ומשוואת הדיודה על צירי ה- $i-v$. משוואת העניבה (לאחר מניפולציה) נותנת

$$i_D = \frac{V_{DD} - v_D}{R}$$

משוואת הדיודה היא

$$i_D \simeq I_S e^{v_D/V_T}$$

כעת נשרטט את המשוואות על מישור $i-v$



- **קו העבודה (Load Line)** הוא האילוי של משוואת העניבה $i_D = \frac{V_{DD} - v_D}{R}$
- **אופיין הדיודה (Diode Characteristic)** הוא האילוי הנובע מהדיודה $i_D \simeq I_S e^{v_D/V_T}$
- המתח על הדיודה והזרם דרכה מוכרח לקיים את תנאי האילוי, ולכן הם נקבעים בנקודת המפגש של שני העקומות המאלצות. נקודה זו נקראת **נקודת העבודה (Q-Point)**.

אמנם, ניתוח גרפי אינו פרקטי אלא עבור מעגלים פשוטים, אך לפעמים יש צורך לראות את פעולת המעגל כ"תמונה", ואז ניתוח גרפי מאוד שימושי. נחזור לניתוח גרפי כאשר נעסוק בטרנזיסטורים ומגברים.

2.7 מודלים נוספים

המעגל שניתחנו בסעיף הקודם היה יחסית פשוט, אבל בכל זאת ראינו שלא קל לנתח אותו באמצעות משוואת הדיודה. ישנם מודלים למיניהם המהווים קירוב למשוואת הדיודה ונוחים יותר לשימוש. וכן, ברוב המקרים ניתן להפיק מהם דרגת דיוק סבירה.

⁴ כאשר ישנם כמה נקודות מפגש, אז מספר הפתרונות הוא כמספר המפגשים.

2.7.1 מודל מופשט

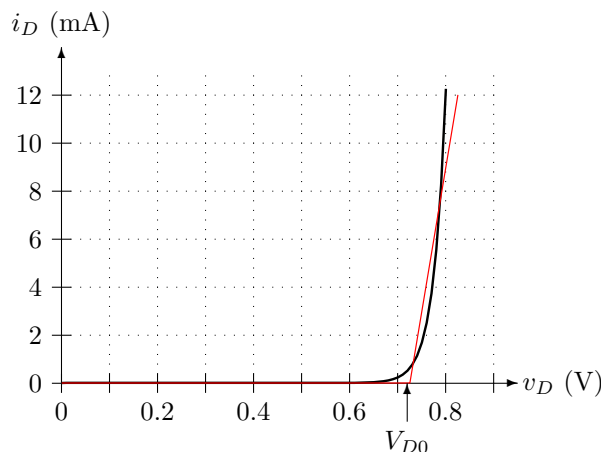
נחזור לאופיין הדיודה ונשרטט אותו בקנה מידה המתאים לאזור הפעולה של המעגל. ברוב המקרים מדובר בזרמים בטווח ה- mA עד ה- A . בקנה מידה זה נבחין:

- זרם משמעותי זורם דרך הדיודה רק כאשר המתח סביבה גדול מ- 0.6 V .
 - מעבר ל- 0.8 V הזרם דרך הדיודה גבוה מהצפוי במעגל רגיל (וגם מאשר אפשרי לדיודה לעמוד בו).
 - חשוב לציין שהערכים הללו טיפוסיים לדיודה מסוג צורן וזרם בסדר גודל של מיליאמפרים או עשרות מיליאמפרים. לדיודות אחרות, או לזרם בסדר גודל אחר, הערכים הללו שונים.
- לכן, אנחנו מעוניינים במודל פשוט המאפיין את פעולת הדיודה בדיוק סביר בשתי אזורי פעולה:

1. עד סביבות ה- 0.6 V

2. מסביבות ה- 0.6 V עד 0.8 V

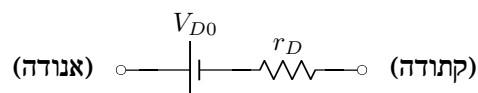
נחלק את האופיין לשני אזורים לינאריים.



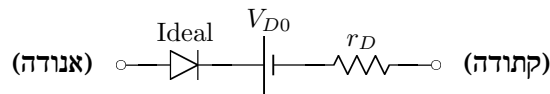
1. האזור האחד מיוצג ע"י קו אופקי המסתיים ב- V_{D0} , שהוא בטווח $0.6 - 0.8 \text{ V}$.
 2. הקו השני מתחיל ב- V_{D0} ובעל שיפוע $\frac{1}{R_D}$ (כלפי מעלה). הפרמטרים V_{D0} ו- r_D נבחרים כך שתהיה התאמה טובה בין האזורים הלינאריים הללו ואופיין הדיודה.
- המודל המופשט הוא מודל ליניארי לקטועין עם שתי אזורי פעולה. משתמשים בו כך:

- כאשר $v_D \leq V_{D0}$ מציבים נתק במקום הדיודה.

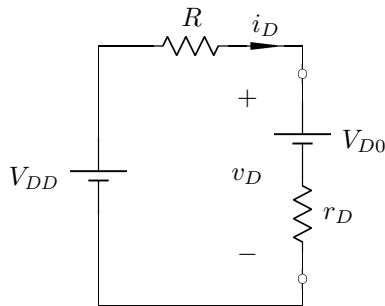
- כאשר $v_D > V_{D0}$ מציבים מעגל זה במקום הדיודה:



- אפשר לייצג את המודל בשלמותו ע"י המעגל:



כעת נפתור את הדוגמא שלנו ע"י המודל המופשט. נניח שהדיודה מצויה באזור הפעיל. הנחה זו נכונה עבור מעגל זה, כאשר הקוטב החיובי של מקור המתח מכוון כלפי האנודה של הדיודה, ובנוסף, $V_{DD} > V_{D0}$. בסכמה הבאה משורטט המעגל שלנו כאשר במקום הדיודה המעשית הצבנו את התחליף שלה באזור הפעיל (המוקף במלבן מקווקו) ע"פ מודל הדיודה המופשט.



נבצע סיכום מתחים ונחליץ את הזרם:

$$V_{DD} - i_D R - V_{D0} - i_D r_D = 0 \implies i_D = \frac{V_{DD} - V_{D0}}{R + r_D}$$

דוגמא

במעגל שלנו הנח רכיבים ופרמטרים:

$$V_{DD} = 5 \text{ V}, \quad R = 1 \text{ k}\Omega, \quad V_{D0} = 0.65 \text{ V}, \quad r_D = 20 \text{ }\Omega$$

נחשב את הזרם במעגל:

$$i_D = \frac{V_{DD} - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{5 - 0.65 \text{ V}}{1 + 0.02 \text{ k}\Omega} = 4.26 \text{ mA}$$

נבחין בשני דברים:

- כל עוד ש- $V_{DD} > V_{D0}$ אז הזרם דרך המעגל חיובי כפי שצפוי.
- כאשר $V_{DD} < V_{D0}$ אז צריך להניח שהדיודה במצב קיטעון.

הנחות מוטעות

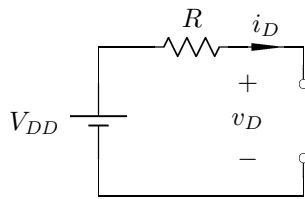
עד כה האינטואיציה הדריכה אותנו בדרך הנכונה. אך מה קורה כאשר האינטואיציה מטעה (או שאנחנו בחוסר אינטואיציה משום הרכב המעגל). בפרט, מה קורה כאשר ההנחה שהדיודה באזור הפעיל שגויה, והדיודה אכן באזור הקיטעון. נדגים:

דוגמא

נתייחס למעגל הקודם, אלא שנהפוך את קטביות הספק, זאת אומרת $V_{DD} = -5 \text{ V}$.

$$i_D = \frac{V_{DD} - V_{D0}}{R + r_D} = \frac{-5 - 0.65 \text{ V}}{1 + 0.02 \text{ k}\Omega} = -5.54 \text{ mA}$$

אך לפי ההנחה המוטעית (שהדיודה במצב פעיל) יוצא שהזרם במעגל בכיוון הפוך למוליכות הדיודה. והרי זה בלתי אפשרי! לכן בהכרח הדיודה במצב קיטעון,



ואז

$$i_D = 0$$

מעגלים מורכבים יותר

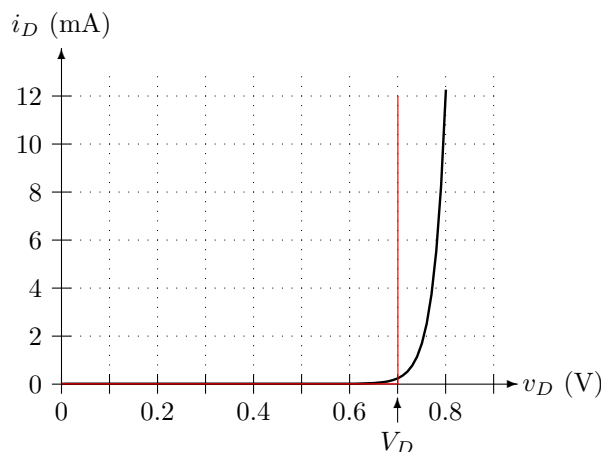
בדוגמא הפשוטה שהצגנו היה ברור (באופן אינטואיטיבי) שהדיודה פעילה. במעגלים מורכבים יותר לא תמיד קל לזהות אם הדיודה אכן פעילה או בנתק. במקרים אלו צריך להתחיל עם הנחה מסוימת, וע"י ניסוי לבדוק אם ההנחה מפיקה תוצאות הגיוניות, ואם לא, להניח אחרת, ולהמשיך כך בניסוי וטעייה (Trial and Error), עד שנמצא את מצב הפעולה של כל הרכיבים הלא ליניאריים במעגל. עם הזמן ורכישת ניסיון בניתוח מעגלים פעילים נראה שה-"ניסוי" יגבר על ה-"טעייה".

2.7.2 מודל מפל מתח קבוע

במודל המופשט כללנו:

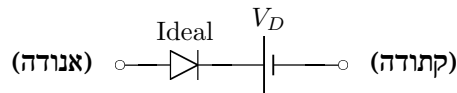
- הממתח המינימלי הדרוש להכניס את הדיודה לאזור הפעיל.
- ההתנגדות המקורבת של הדיודה באזור הפעיל.

כאשר יש צורך בחישוב מהיר, וכן, ניתן להזניח שינויים קלים במתח הדיודה באזור הפעיל, אז אפשר להתחשב רק בנקודה הראשונה. המודל המבוסס על זה נקרא מודל מפל מתח קבוע (Constant Voltage Drop Model). אופיינו משורטט באדום.

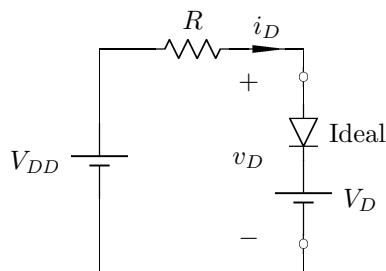


במודל זה הדיודה נכנסת לאזור הפעיל כאשר המתח סביבה V_D . בניגוד למודל המופשט, כאשר הדיודה בהולכה מפל המתח סביבה נשאר קבוע על V_D , בלי קשר לזרם הקדמי דרכה. נציין שמבחינת הרכב המודל וקושי ניתוח מעגלים באמצעותו מודל זה מהווה פשרה בין המודל האידיאלי והמודל המופשט. ההבדל בין המודלים הוא שבמודל האידיאלי לא

מתחשבים כלל במפל המתח סביב הדיודה המוליכה, ובמודל מפל המתח הקבוע מתחשבים בו באופן שטחי. הסכמה של דיודה מעשית לפי מודל זה מובאת כאן.



כעת נפתור את הדוגמא שלנו באמצעות מודל מפל מתח קבוע.



נבצע סיכום מתחים ונחליץ את הזרם:

$$V_{DD} - i_D R - V_D = 0 \quad \Rightarrow \quad i_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R}$$

דוגמא

במעגל שלנו:

$$V_{DD} = 5 \text{ V}, \quad R = 1 \text{ k}\Omega, \quad V_D = 0.7 \text{ V}$$

נחשב את הזרם במעגל:

$$i_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{5 - 0.7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 4.3 \text{ mA}$$

הרי התוצאה מהווה קרוב טוב לתוצאה שהתקבלה באמצעות המודל המופשט.

פרק 3

הדיודה - יישומים

3.1 ספק מתח ישר

ספק מתח ישר (*DC Power Supply*) הוא חלק חיוני של מכשיר אלקטרוני המתחבר לשקע. ספק מתח בסיסי כולל ארבעה שלבים, כפי שמוצג באיור המלבני.¹



• שנאי (*Transformer*)

• מיישר גל (*Rectifier*)

• מסנן (*Filter*)

• וסת מתח (*Voltage Regulator*)

3.1.1 שנאי

תפקיד השנאי הוא להמיר את מתח החילופין (*Alternating Current*) המצוי בקו הרשת, שהוא 220 VRMS (120 V בארה"ב), לסדר גודל הדרוש לפעולת המכשיר האלקטרוני. השנאי מסוגל להמיר את אמפליטודת המתח בלבד. המרת המתח מ-AC ל-DC מתבצע בשלבים האחרים.

שנאי בנוי משני סלילים הכרוכים על ליבה פרומגנטית. כאשר מוטל מתח AC על הסליל האחד אז צימוד מגנטי גורם להיווצרות מתח על הסליל השני. היחס בין המתח במוצא למתח במבוא נתון ע"י:

$$V_i(t) = \frac{N_2}{N_1} V_{line}(t)$$

כאשר N_1 הוא מספר הכריכות של הסליל הראשון, ו- N_2 הוא מספר הכריכות של הסליל השני.

¹אנו לא דנים כאן במשפחת ספקים המכונה switching power supply שפעולתה יותר מורכבת מהספק הבסיסי.

3.1.2 מיישר גל

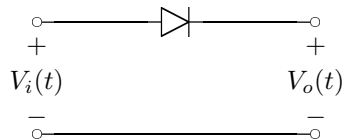
השלב השני בהמרת זרם החילופין לזרם ישר הוא לעשותו *חד קטבי* (*Unipolar*). דבר זה נעשה באמצעות מיישר גל (*Rectifier*). דיודות מאפשרות המרה לזרם חד קטבי באחד משני אופנים:

- איפוס קטעים שליליים במבוא.
מעגל הממש זאת נקרא *מיישר חצי-גל* (*Half-Wave Rectifier*).
- הפיכת קטעים שליליים במבוא לחיוביים.
מעגל הממש זאת נקרא *מיישר גל-שלם* (*Full-Wave Rectifier*).

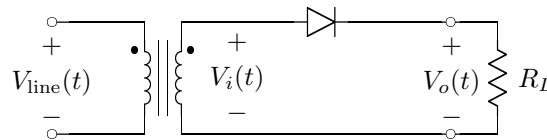
בניגוד לגל AC (במבוא המיישר), הגל החד קטבי (במוצא המיישר) מכיל רכיב DC. ההבדל בין שני היישומים הוא, שהמיישר גל-שלם מנצל את כל המחזור להפיק רכיב DC, והמיישר חצי-גל מנצל רק חצי מחזור להפיק רכיב DC. לכן רכיב ה-DC היוצא ממיישר הגל-השלם פי שניים מזה של מיישר חצי-הגל.

מיישר חצי-גל

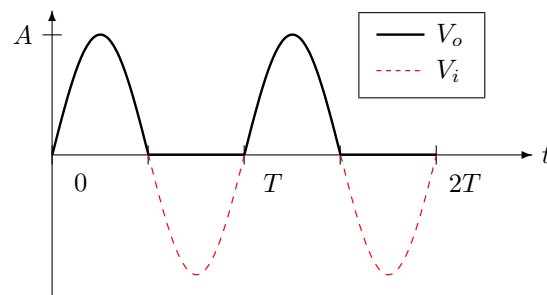
כבר פגשנו יישום פשוט של מיישר חצי-גל. המבנה כולל דיודה אחת בלבד.



כך הוא יושב בתוך המעגל להמרת AC ל-DC:



השנאי מספק למיישר את מתח החילופין המונחת, $V_i(t)$. פעולת הדיודה קוטעת את הגל הנכנס בחצי המחזורים שבו הגל שלילי. לכן, נופל על העומס (R_L , Load) גל סינוסי קטוע כפי שמוצג בגרף.



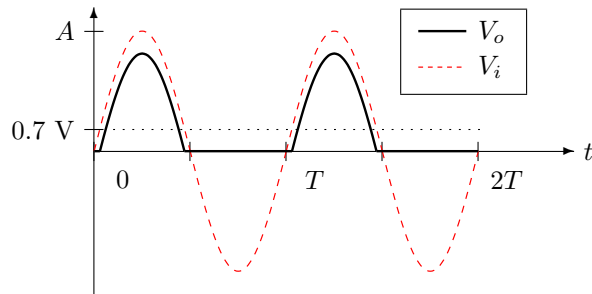
ניתוח מדויק יותר לוקח בחשבון את המתח הנופל על הדיודה בקטע הפעיל.

- כדי להכניס את הדיודה למצב פעיל צריך $V_i(t) \geq 0.7 \text{ V}$, ואז

$$V_o(t) = V_i(t) - 0.7$$

- בשאר מחזור הגל הדיודה במצב קיטעון, ואז

$$V_o(t) = 0$$



שימו לב שקטע המחזור שבו המוצא חיובי אינו $[0, T/2]$ כפי שהיה בהנחה של דיודה אידאלית. בניתוח הנוכחי כאשר המבוא מגיע ל- 0.7 V , רק אז הדיודה מוליכה והמוצא מתחיל לעלות מאפס. חישוב גבולות הקטע שבו המוצא אינו אפסי נשאר כתרגיל.

חישוב רכיב DC: רכיב DC של גל שרירותי הוא ממוצע המתח הנלקח על מחזור אחד. רכיב ה-DC של מיישר-הגל הינו:

$$\begin{aligned} V_{o(dc)} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} A \sin(2\pi t/T) dt \\ &= -\frac{A}{2\pi} \cos(2\pi t/T) \Big|_0^{T/2} \\ &= \frac{A}{\pi} \end{aligned}$$

כל זאת בשימוש מודל הדיודה האידאלית. חישוב רכיב ה-DC של המיישר באמצעות מודל לא אידאלי נשאר כתרגיל.

בנוגע לדיודה: נציין שלשה קריטריונים בבחירת רכיב דיודה למיישר חצי-גל:

- הדיודה צריכה לעמוד בדרישות ההספק של המיישר. מאחר והמיישר מספק לעומס R_L מתח RMS של²

$$V_{o(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{i(rms)}$$

אז הזרם דרך המעגל ובכך דרך הדיודה הוא

$$I_{o(rms)} = V_{o(rms)} / R_L$$

²כאשר המוצא פעיל במחצית המחזור בלבד, המתח RMS הוא $\frac{1}{\sqrt{2}}$ מאשר אם היה המוצא פעיל למשך מחזור שלם. דבר זה מוכח בנספח א'.

ההספק לדיודה הוא

$$\begin{aligned} P_D &= V_D I_{o(rms)} \\ &= V_D \frac{V_{o(rms)}}{R_L} \\ &= V_D \frac{V_{i(rms)}}{\sqrt{2} R_L} \end{aligned}$$

כאשר $V_D \approx 0.7 \text{ V}$ הוא המתח הנופל על הדיודה כאשר היא פעילה.

- הדיודה צריכה לעמוד בזרם המרבי הצפוי לזרם דרכה, שהוא

$$I_{D(\max)} = \frac{A - 0.7}{R_L}$$

- כאשר הדיודה בממתח אחורי גבוה היא נכנסת לאזור הפריצה, ומוליכה בכיוון ההפוך. אם זה קורה, המיישר חצי-גל מפיק זרם שלילי בחלק מהמחזור השלילי, והרי זו תופעה לא רצויה. המתח המרבי שבה הדיודה צריכה לעמוד בממתח אחורי ללא פריצה נקרא **ממתח אחורי מרבי** (*Peak Inverse Voltage*) (PIV). לכן צריך לבחור דיודה בעלת

$$\text{PIV} > A$$

עצה טובה היא לבחור PIV שהוא חמישים אחוז מעבר לאמפליטודת המבוא.

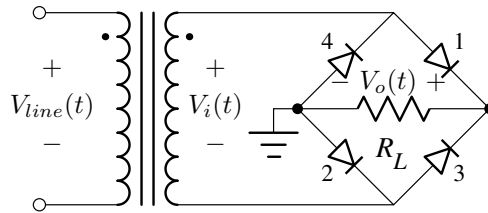
מיישר גשר

ישנם שני מימושים נפוצים של מיישר גל-שלם:

- מיישר גל-שלם עם (*Center-Tapped Transformer*)

- מיישר גשר (*Bridge Rectifier*)

בהרצאה נתמקד במיישר הגשר. מבנה מיישר הגשר מובא באיור.



גם פה ניתן לחלק את פעולת המיישר לשני קטעים:

חצי המחזור החיובי: דיודות 1 ו-2 מזרימות דרך העומס, R_L . דיודות 3 ו-4 בקיטעון משום שהמתח הנופל עליהם שלילי. אם ניקח בחשבון את מפל המתח המופיע על הדיודות, אז דיודות 1 ו-2 נכנסות למצב פעיל רק כאשר נופל על כל אחת V_D . לכן הן מתחילות להוליך כאשר

$$V_i(t) \geq 2V_D \approx 1.4 \text{ V}$$

נחשב את המתח הנופל על R_L בקטע זה ע"י סיכום מתחים על העניבה הכוללת את: דיודה 1, העומס R_L , ודיודה 2.

$$V_i(t) - V_D - V_o(t) - V_D = 0 \implies V_o(t) = V_i(t) - 2V_D$$

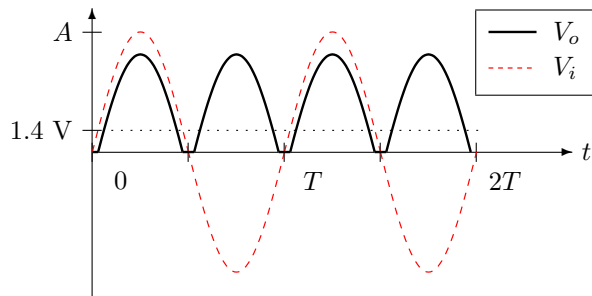
חצי המחזור השלישי: דיודות 3 ו-4 מזרימות דרך העומס, R_L . דיודות 1 ו-2 בקיטעון משום שהמתח הנופל עליהם שלילי. אם ניקח בחשבון את מפל המתח המופיע על הדיודות, אז דיודות 3 ו-4 נכנסות למצב פעיל רק כאשר נופל על כל אחת V_D . לכן הן מתחילות להוליך כאשר

$$V_i(t) \leq -2V_D \approx -1.4 \text{ V}$$

נחשב את המתח הנופל על R_L בקטע זה ע"י סיכום מתחים על העניבה הכוללת את: דיודה 3, העומס R_L , ודיודה 4.

$$-V_i(t) - V_D - V_o(t) - V_D = 0 \implies V_o(t) = -V_i(t) - 2V_D$$

אך מאחר ו- $V_i(t)$ שלילי בקטע זה של המחזור, אז $V_o(t)$ חיובי. נשרטט את צורת האות במוצא מיישר הגשר ונלביש עליו את צורת האות במבוא.



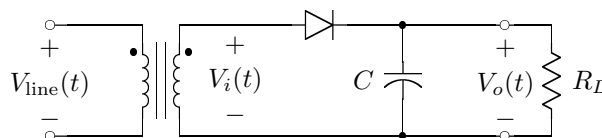
חישוב רכיב DC: נקבל ביטוי עבור רכיב ה-DC של מיישר הגשר בהנחה של דיודות אידאליות:

$$\begin{aligned} V_{o(dc)} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/2} (A \sin 2\pi t/T) dt - \int_{T/2}^T A \sin (2\pi t/T) dt \right\} \\ &= -\frac{A}{2\pi} \left\{ \cos (2\pi t/T) \Big|_0^{T/2} - \cos (2\pi t/T) \Big|_{T/2}^T \right\} \\ &= \frac{2A}{\pi} \end{aligned}$$

מכאן רואים שרכיב ה-DC של מוצא מיישר גשר פיי-שניים מזה של מיישר חצי-גל. לכן סוג זה של מיישר הוא הנפוץ ביותר, ואפילו מזווד (Packaged) כרכיב בפני עצמו.

3.1.3 מסנן

אמנם המיישר גל (חצי או גשר) מפיק גל עם רכיב DC ניכר, הוא עדיין לא שימושי כספק מתח ישר, מאחר והוא מכיל רכיב חזק של AC המתבטא ע"י דופק מחזורי. דחיית רכיב ה-AC נעשית ע"י מסנן מעביר נמוכים (Lowpass Filter). מימוש פשוט ונפוץ, המוצג באיור, מצריך הוספת קבל אלקטרוליטי במקביל לעומס



נתאר באופן איכותי את השפעתו של הקבל:

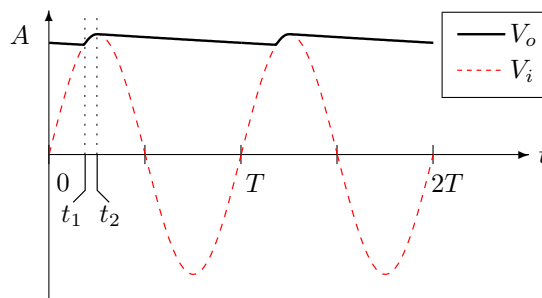
- כאשר המבוא בקטע החיובי של המחזור הדיודה מוליכה, ואז המוצא עוקב אחר המבוא

$$V_o(t) = V_i(t)$$

אם כן, העומס מוזן ישירות ממקור מתח החילופין, והקבל נטען גם הוא ממנו.

- כאשר המבוא בקטע השלילי של המחזור או הדיודה בקיטעון. אילו לא היה הקבל אז המתח סביב העומס היה יורד לאפס. אך מאחר והקבל טעון (הרי הוא נטען בחצי המחזור החיובי) הוא מסוגל לפרוק את מטענו לעומס עד המחזור הבא.

כך נראה המתח במוצא המיישר:



יש לציין כמה דברים:

- בזמן שהדיודה בקיטעון אז הקבל לבדו מזין את העומס.
- הקבל פורק את מטענו באופן מעריכי עם קבוע זמן $R_L C$ (Time-Constant). זאת אומרת, שללא טעינה, המתח על הקבל נופל ל- $0.37V_i(t)$ בפרק זמן $R_L C$. לכן, כדי שלא תהיה נפילה משמעותית במתח על העומס במהלך המחזור, קבוע הזמן צריך להיות גדול פי כמה ממחזוריות גל המבוא, T . נפילות במתח סביב העומס הנובעות מפריקת הקבל בקטעי המחזור השליליים נקראות אדווה (Ripples).
- ככל שהקבל גדול יותר אפשר להגדיל את העומס ללא גירעון באדווה.

ניתוח

המעגל מתפעל בשני מצבים:

- הדיודה פעילה.
- במצב זה ישנו צימוד ישיר בין המוצא למבוא, ולכן

$$V_o(t) = V_i(t), \quad t_1 < t \leq t_2$$

- הדיודה בקיטעון.
- במצב זה המתח על העומס נובע מפריקת הקבל בלבד

$$V_o(t) = V_i(t_2)e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}}, \quad t_2 < t < t_1 + T$$

הזמנים שבהם מתחלף מצבה של הדיודה הם:

t_2 , המייצג את הזמן שבו הדיודה יוצאת ממצב פעיל ונכנסת למצב קיטעון.

t_1 , המייצג את הזמן שבו הדיודה יוצאת ממצב קיטעון ונכנסת למצב פעיל.

כעת נחשב את הזמנים t_1 ו- t_2 .

- הדיודה יוצאת ממצב פעיל ונכנסת למצב קיטעון כאשר נפילת המבוא יותר מהירה מהנפילה המעריכית ההתחלתית של הקבל.³ קצב נפילת המבוא בכל רגע הוא השיפוע של עקומת מתח המבוא:

$$m_i(t) = \frac{d}{dt} V_i(t) = \frac{d}{dt} A \sin(2\pi t/T) = \frac{2\pi A}{T} \cos(2\pi t/T)$$

הקבל מתחיל לפרוק באופן קבוע ברגע שמגיע t_2 , ומשם והלאה הנפילה היא

$$m_c(t) = \frac{d}{dt} V_i(t_2) e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}} = -\frac{V_i(t_2)}{R_L C} e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}} = -\frac{A \sin(2\pi t_2/T)}{R_L C} e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}}$$

בזמן t_2

$$\begin{aligned} m_i(t_2) &= \frac{2\pi A}{T} \cos(2\pi t_2/T) \\ m_c(t_2) &= -\frac{A \sin(2\pi t_2/T)}{R_L C} \end{aligned}$$

הדיודה יוצאת ממצב פעיל ונכנסת למצב קיטעון כאשר השניים שווים

$$m_i(t_2) = m_c(t_2) \implies t_2 = \frac{T}{2\pi} \left[\pi - \arctan\left(\frac{2\pi}{T} R_L C\right) \right]$$

- כאשר הדיודה נכנסת לקיטעון הקבל פורק את מטענו עד שהמבוא, שמתחיל לעלות מעלה עוד פעם, גובר עליו. אז הדיודה יוצאת ממצב קיטעון ונכנסת למצב פעיל. זה קורה כאשר מתח הפריקה (המוצא) שווה למתח המבוא

$$V_o(t_1) = V_i(t_1)$$

את מתח המוצא אפשר לבטא באמצעות מתח המבוא של המחזור הקודם ופריקת הקבל

$$V_o(t_1) = V_i(t_2 - T) e^{-\frac{t_1 - (t_2 - T)}{R_L C}}$$

לכן

$$\begin{aligned} A \sin(2\pi[t_2 - T]/T) e^{-\frac{t_1 - (t_2 - T)}{R_L C}} &= A \sin(2\pi t_1/T) \\ \sin(2\pi t_2/T) e^{-\frac{t_1 - t_2 + T}{R_L C}} &= \sin(2\pi t_1/T) \\ \sin(2\pi t_2/T) e^{\frac{t_2 - T}{R_L C}} &= \sin(2\pi t_1/T) e^{\frac{t_1}{R_L C}} \end{aligned}$$

³ כל עוד שהקבל פורק מהר יותר מקצב נפילת המבוא, אז הדיודה לא יכולה להיכנס לממתח אחורי. כדי להדגים זאת נניח שהדיודה בממתח אחורי. אבל אמרנו שהקבל פורק מהר יותר מקצב נפילת המבוא, ולכן תוך רגע המתח על הקבל יקטן מזה של המבוא, והדיודה תחזור חזרה למצב פעיל.

הרי זו משוואה לא ליניארית ודורשת פתרון חישובי.
אם נניח שקבוע הזמן (של הפריקה) גדול בהרבה מזמן המחזור

$$R_L C \gg T$$

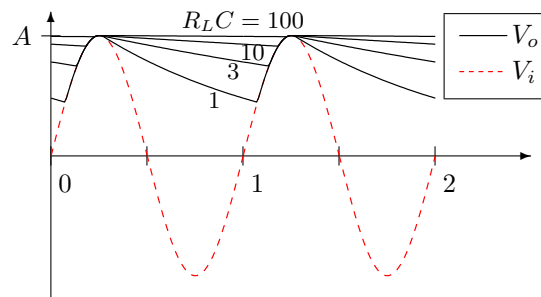
אז ארגומנט ה- $\arctan$ גדול מאוד וה- $\arctan$ עצמו שואף ל- $\pi/2$. עם הנחה זו

$$t_2 = \frac{T}{2\pi} \arctan \left(\frac{2\pi}{T} R_L C \right) \simeq \frac{T}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{2} = T/4$$

המשמעות של זה הוא שכאשר המבוא מגיע לשיאו הדיודה נכנסת ישר ממצב טעינה למצב פעיל.
את חישובו של t_1 נשאיר לסעיף הבא.

אדווה

בגרף משורטט מוצא של מיישר חצי-גל עבור כמה ערכים של קבוע זמן עם מחזוריות אות הכניסה מנורמלת ($T = 1$).



שימו לב: כאשר קבוע הזמן נמוך מידי אז אדוות המוצא ניכרת ביותר, דבר המביא לדופק בלתי רצוי. גורם איכות (*Quality Factor*) של ספק מתח ישר הוא יציבות ה-DC. יתר אדווה גורעת מיציבות ה-DC ובכך מאיכות הספק.
כעת נכמת את גודל האדווה במיישר חצי-גל. נתחיל עם הביטוי שקבלנו עבור מתח המוצא (בעת פריקה) כפונקציה של זמן

$$V_o(t) = V_i(t_2) e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}}$$

נניח ש- $R_L C \gg T$, ואז הפריקה מתחילה ישר בשיא המבוא (בזמן $T/4$), ומסתיימת בזמן המחזור $t_f \simeq T + T/4$ שהוא כערך בשיא המבוא של המחזור הבא. בהנחה זו המתח לקראת סוף המחזור

$$V_o(t_f) \simeq A e^{-\frac{T}{R_L C}}$$

גודל האדווה, V_r , מוגדר: ההפרש בין שיא המוצא למינימום שלו:

$$\begin{aligned} V_r &= \max \{V_o(t)\} - \min \{V_o(t)\} \\ &\simeq A - A e^{-\frac{T}{R_L C}} \\ &\simeq A \left(1 - e^{-\frac{T}{R_L C}} \right) \end{aligned}$$

ע"י שימוש בקירוב של האקספוננציאל נגיע לביטוי פשוט יותר

$$V_r \simeq A \left[1 - \left(1 - \frac{T}{R_L C} \right) \right] \simeq A \frac{T}{R_L C}$$

מאחר והמתח מינימלי ב- t_1 , ניתן להשתמש באדווה לחשבו:

$$\begin{aligned} A \sin(2\pi t_1/T) &= A - V_r \\ A \sin(2\pi t_1/T) &\simeq A - A \left[1 - e^{-\frac{T}{R_L C}} \right] \\ \sin(2\pi t_1/T) &\simeq e^{-\frac{T}{R_L C}} \\ 2\pi t_1/T &\simeq \arcsin \left(e^{-\frac{T}{R_L C}} \right) \\ t_1 &\simeq \frac{T}{2\pi} \arcsin \left(e^{-\frac{T}{R_L C}} \right) \end{aligned}$$

זרם ממוצע

כפי שראינו, כאשר קבוע הזמן גבוה בהרבה מזמן המחזור, $RC \gg T$, אז העומס ניוון מהקבל במרבית המחזור. מכיון שהמתח על העומס במשך המחזור נשאר קרוב ל- A , אז הזרם דרכו נשאר קרוב ל- $I_L \simeq A/R_L$. מצד שני ראינו שהדיודה מוליכה בחלק קטן מהמחזור בלבד. אם כן המיישר (דיודה) צריך להזרים זרם גדול מאוד לתוך הקבל בזמן המועט שהוא נטען, כך שהקבל עצמו יצבור מספיק מטען כדי להזרים לעומס זרם I_L בשאר המחזור. ברצוננו לפתח ביטוי עבור הזרם הממוצע העובר דרך הקבל בזמן הטעינה. הפיתוח מתבסס על עיקרון שימור מטען. זאת אומרת המטען שמצטבר בקבל בעת הטעינה, Q_C , שווה למטען המשתחרר ממנו לעומס בעת הפריקה, Q_L .

$$Q_C = Q_L$$

• נסמן את זמן הטעינה $\Delta t \equiv t_2 - t_1$

• לפי זה זמן הפריקה הינו $T - \Delta t$

• נסמן את הזרם הממוצע בקבל בזמן הטעינה I_C

כמות המטען הנכנס לקבל בזמן הטעינה הוא הזרם הממוצע דרכו כפול זמן הטעינה:

$$Q_C = I_C \Delta t$$

כמות המטען העובר דרך העומס הוא זרם העומס כפול זמן הפריקה:

$$Q_L = I_L (T - \Delta t)$$

נשווה ביניהם ונקבל:

$$I_C \Delta t = I_L (T - \Delta t) \implies I_C = \frac{T - \Delta t}{\Delta t} I_L = \left(\frac{T}{\Delta t} - 1 \right) I_L$$

היחס בין זמן הטעינה במחזור לזמן המחזור כולו הינו (ללא הוכחה)

$$\frac{\Delta t}{T} \simeq \frac{1}{2\pi} \sqrt{2V_r/A}$$

אם כן הזרם הממוצע שמטעין המיישר את הקבל הינו

$$\begin{aligned} I_C &\simeq \left(\frac{T}{\Delta t} - 1 \right) I_L \\ &\simeq \left(\frac{2\pi}{\sqrt{2V_r/A}} - 1 \right) I_L \\ &\simeq \left(\pi \sqrt{\frac{2A}{V_r}} - 1 \right) I_L \end{aligned}$$

זרם מרבי

הזרם המרבי דרך הדיודה הוא בתחילת הטעינה. ניתן להסיק אותו מהמשוואה הדיפרנציאלית $I_D(t) = C \frac{dV(t)}{dt} + I_L(t)$. התוצה המתקבלת הינה (ללא הוכחה):

$$I_{D(\max)} = \left(2\pi \sqrt{\frac{2A}{V_r}} + 1 \right) I_L$$

הזרם הרגעי המרבי שהדיודה צריכה להיות מסוגלת להזרים הוא $I_{D(\max)}$.

דוגמא

עליך לתכנן מיישר חצי גל המתחבר לשנאי המפיק 25 V (אמפליטודה) ב-50 Hz. חשב את ערך הקבל הדרוש כך שהאדווה לא תעבור 1 V. העומס המינימלי הצפוי הוא $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

פתרון: זמן המחזור:

$$T = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 0.02 \text{ S}$$

המשוואה המייחסת בין ערך הקבל לאדווה:

$$V_r = A \frac{T}{R_L C}$$

מכאן נחשב את ערך הקבל:

$$\begin{aligned} C &= A \frac{T}{R_L V_r} \\ &= (25 \text{ V}) \frac{(0.02 \text{ S})}{(1000 \Omega)(1 \text{ V})} \\ &= 500 \mu\text{F} \end{aligned}$$

מיישר גשר

כל התוצאות שהוסקו עבור מיישר חצי-הגל ניתן בקלות להתאים למיישר גשר ע"י שינויים קלים.

• האדווה:

$$V_r = \frac{1}{2} A \frac{T}{R_L C}$$

• הזרם הממוצע להטעין את הקבל:

$$I_C = \left(\pi \sqrt{\frac{A}{2V_r}} + 1 \right) I_L$$

• הזרם המרבי דרך הדיודה:

$$I_{D(\max)} = \left(2\pi \sqrt{\frac{A}{2V_r}} + 1 \right) I_L$$

3.2 וסת מתח

בשלב זה אפשר לומר שהצלחנו להפיק ממקור מתח חילופין מתח ישר יחסית יציב. כעת נראה שהתמונה עדיין לא מושלמת.

דוגמא

תכנון ספק מתח DC של 1 A המתחבר לשנאי המוציא 12 V אמפליטודה. הגבל את האדווה ל-1%.

פתרון: נשתמש במיישר גל שלם להפיק גל חד קטבי, וקבל אלקטרוליטי ליישר את המוצא.

• מחזור הגל הוא $T = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 0.02 \text{ sec}$

• אדווה של 1% עבור כניסה של 12 V היא 0.12 V

• צריך לחשב את התנגדות העומס הכבד ביותר שצפוי

$$R_{L(\min)} = \frac{V_o}{I_{L(\max)}} = \frac{12 \text{ V}}{1 \text{ A}} = 12 \Omega$$

נחשב את ערך הקבל הדרוש להגביל את האדווה ל-0.12 V:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2} A \frac{T}{R_L V_r} \\ &= \frac{1}{2} (12 \text{ V}) \frac{0.02 \text{ sec}}{(12 \Omega)(0.12 \text{ V})} \\ &= 83,333 \mu\text{F} \end{aligned}$$

הרי צריכים קבל בסביבות $83,000 \mu\text{F}$ או 177 קבלים של $470 \mu\text{F}$

כאשר רצויה אדווה נמוכה (או אפילו בינונית), כפי שבדוגמא, שיטת התכנון שהצגנו אינה פרקטית. אך עדיין ישנה תקנה לזה. הגישה היא כך: נאפשר אדווה גדולה במוצא המיישר,

אלא שנוסיף שלב הקוטס את המתח לערך יציב כלשהו היושב מתחת למתח הנמוך ביותר הצפוי ממוצא המיישר. קטימת המתח לערך יציב כלשהו פשוט בהרבה ליישום מאשר מניעת ירידת המתח משיא המתח בכניסה. השלב הזה נקרא וסת מתח (Voltage Regulator) או מייצב מתח. באופן זה נוכל להשתמש במסנן בגודל סביר (כגון $470 \mu F$) ולקבל מתח יציב באמצעות הקטימה. כמוכן נשלם מחיר בצריכת הספק גדולה יותר מאחר ופעולת הקטימה היא בזבזנית. את מימוש הוסת נעשה באופן הפשוט ביותר: ע"י דיודת זנר. אבל חשוב לציין שספקי מתח איכותיים משתמשים בוסתי מתח מורכבים יותר, המזוודים כמעגל משולב. גם אלו מנצלים דיודות זנר במבנה הפנימי שלהם, אך כוללים בנוסף לזה מעגלי משוב המאפשרים בקרה יותר מתוחכמת של מתח המוצא.

3.2.1 דיודת הזנר

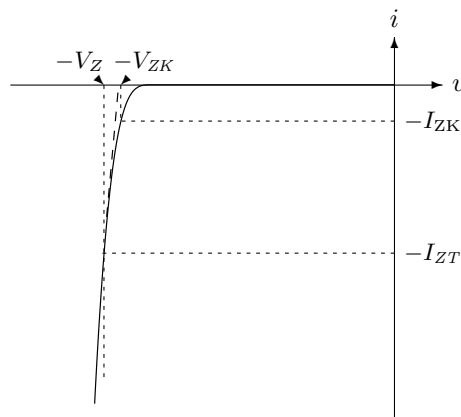
כאשר הצגנו את אופיין הדיודה המעשית תיארנו אזור פעולה שלה הנקרא אזור הפריצה (Breakdown Region). הדיודה נכנסת למצב פעולה זה כאשר המתח השלילי סביב הדיודה עולה מעבר לערך מסוים, V_{ZK} . המנגנונים האחראים לפריצה בדיודה הינם

- תופעת זנר
- תופעת מפולת

ישנה סוג דיודה, הנקראת דיודת זנר (Zener Diode), המיוצרת במיוחד לפעולה באזור הפריצה ע"י אחד או שני המנגנונים הללו. דיודת הזנר מיוצגת ע"י הסמל הסכמתי:



אזור הפריצה מאופיין ע"י רגישות גבוהה בהולכה לשינויים קלים במתח סביב הדיודה, ולכן פעולה באזור הפריצה שומרת על מתח יחסית קבוע בין הדקי הדיודה. כעת נציג מודל של דיודת הזנר במצב פריצה, ונציב אותה במעגל שבו היא מתפקדת כוסת מתח. באיור מוצג אופיין ה- $i-v$ של אזור הפריצה.



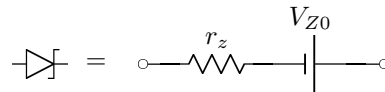
מעבר לנקודה הנקראת מתח הכרך (Knee Voltage), ומסומנת V_{ZK} , אופיין ה- $i-v$ יורד באופן חריף. אופן הירידה קרוב להיות ליניארי. יצרני דיודות זנר כוללים בדפי הנתונים שלהם שלשה פרמטרים חשובים:

- זרם הבדיקה (I_{ZT} , Test Current)

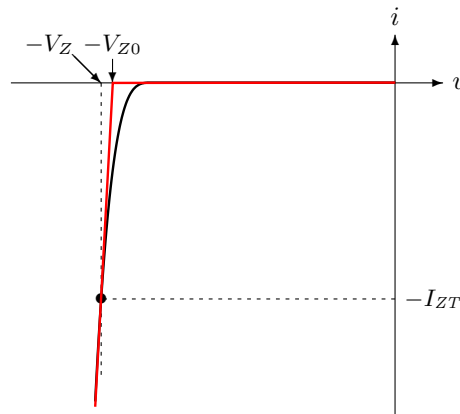
- מתח הבדיקה (V_Z , Test Voltage) הוא המתח הנופל על הדקי הדיודה כאשר זורם דרכה I_{ZT} . זהו גם מתח הפריצה.
- התנגדות דינמית של הדיודה, r_z שיפוע העקומה הוא מוליכות הדיודה באזור הפריצה, או אחד חלקי ההתנגדות הדינמית של דיודת הזנר, $\frac{1}{r_z}$. ההתנגדות, r_z , בדרך כלל בסביבות כמה אוהם עד כמה עשרות אוהם, ולכן שינויים גדולים בזרם דרך הדיודה מתלווים בשינויים קלים במתח. תכונה זו - שהדיודה שומרת על מתח כמעט קבוע למרות שינויים גדולים בזרם - אומרת שדיודת הזנר מתאימה ליישום של וסת מתח.

מודל דיודת זנר

מודל פשוט של דיודת הזנר באזור הפריצה מוצג באיור.



האנודה בשמאל והקטודה בימין. מודל זה מבוסס על ההתנהגות הקרובה ללינארית של דיודת הזנר באזור הפריצה.



- הקו המשופע מייצג את אופיין ה- $i-v$ של דיודת הזנר באזור הפריצה. הוא חותך את עקומת האופיין $i-v$ של דיודת הזנר בזרם הבדיקה, I_{ZT} , ובעל שפוע של האופיין בנקודת החתך, שהוא $1/r_d$.
- המתח V_{Z0} מוגדר כהמתח במפגש של הקו המשופע עם ציר ה- v , וערכו קרוב לערכו של מתח הברך: $V_{Z0} \approx V_{ZK}$.
- הדיודה מוליכה בכיוון ההפוך כאשר המתח סביבה קטן מ- $-V_{Z0}$,
- המודל אינו שימושי כאשר הזרם ההפוך דרכה קטן מ- I_{ZK} .

השימוש במודל הוא פשוט:

- יש לחשב את V_{Z0} מהפרמטרים המצויים בדף הנתונים:

$$V_{Z0} = V_Z - I_{ZT} \cdot r_z$$

• לחשב כל נקודת עבודה באזור הפריצה:

$$V = -V_{Z0} + I r_z$$

דוגמא

דיודת זנר היא בעלת פרמטרים:

V_Z	I_{ZT}	r_z
6.8 V	5 mA	20 Ω

(א) חשב את V_{Z0}

(ב) באיזה ממתח אחורי יוצאת הדיודה ממצב פריצה?

(ג) חשב את המתח סביב הדיודה כאשר זורם דרכה -7 mA ?

פתרון:

(א)

$$V_{Z0} = V_Z - I_{ZT} \cdot r_z = 6.8 \text{ V} - (0.005 \text{ A})(20 \Omega) = 6.7 \text{ V}$$

(ב) הדיודה יוצאת ממצב פריצה כאשר הממתח האחורי הוא מתח הברך. אמנם לא נתון לנו מתח הברך, אך אפשר לומר:

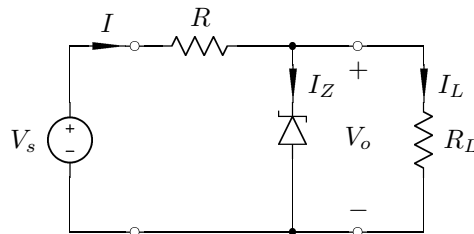
$$V_{ZK} \simeq V_{Z0} = 6.7 \text{ V}$$

(ג) מתח הדיודה בזרם הנתון הינו:

$$V = -V_{Z0} + I r_z = -6.7 \text{ V} + (-0.007 \text{ A})(20 \Omega) = -6.84 \text{ V}$$

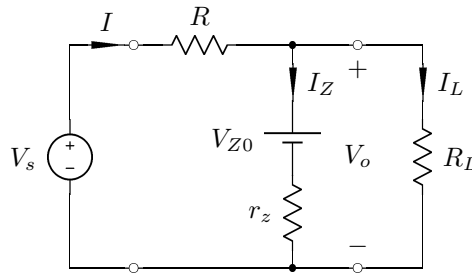
3.2.2 וסת מתח זנר

המטרה של וסת המתח הוא לשמור על מתח יציב סביב העומס. כעת נציג יישום פשוט שלו באמצעות דיודת זנר.



פעולת המעגל היא כך:

- המתח הרצוי סביב העומס הוא V_Z .
 - הנגד, R , סופג את הפרש המתח בין מתח הספק, V_s , למתח הרצוי, V_Z .
 - כל עוד שדיודת הזנר באזור הפריצה המתח סביבה, ולכן סביב העומס, קבוע V_Z . כל זאת למרות שינויים במתח הכניסה (כגון אדווה) או שינויים בצריכת העומס.
- כעת נחקור את מגבלותיו של וסת המתח. נעזר בשרטוט של וסת המתח כאשר במקום דיודת הזנר מוצב מודל דיודת הזנר.



נבצע סיכום מתחים על העניבה הכוללת את V_s ודיודת הזנר (העניבה השמאלית).

$$V_s - IR - V_{Z0} - \underbrace{(I - I_L)r_z}_{I_Z} = 0$$

נבצע סיכום מתחים על העניבה החיצונית, ונקבל:

$$V_s - IR - V_o = 0 \quad \Rightarrow \quad I = \frac{V_s - V_o}{R}$$

לאחר הצבה ומניפולציה מתקבל:

$$V_o = \frac{R}{R + r_z} V_{Z0} + \frac{r_z}{R + r_z} V_s - \frac{Rr_z}{R + r_z} I_L$$

נוזהה שבאיבר האחרון ניתן להציב את האופרטור "||":

$$V_o = \frac{R}{R + r_z} V_{Z0} + \frac{r_z}{R + r_z} V_s - (r_z || R) I_L$$

מהמשוואה רואים שהמתח במוצא תלוי בשלשה גורמים:

- מתח המפגש, V_{Z0} תלות זו היא הגורם העיקרי והרצוי, שהרי אנחנו רוצים שמתח המוצא יהיה כמה שיותר קרוב למתח הפריצה של דיודת הזנר.
- מתח הספק, V_s התלות ב- V_s בלתי רצויה, ויש למעט אותה ככל האפשר ע"י בחירת דיודת זנר עם r_z נמוך, ונגד, R , גבוה.
- זרם העומס, I_L התלות ב- I_L היא גם בלתי רצויה. יש למעט אותה ע"י בחירת דיודת זנר עם r_z נמוך.

כדי לייצב את מתח המוצא ביחס לספק המתח ולעומס ראינו שרצוי:

• למעט ככל היותר את התנגדות דיודת הזנר, r_z .

• להגדיל ככל היותר את הנגד R .

אך חשוב לציין שערכו הגבוה של R מוגבל ע"י הזרם המינימלי שצריך לזרום דרך דיודת הזנר כך שהיא תהיה באזור הפריצה, שהוא זרם הברך I_{ZK} . לדוגמא, אם R גבוה מידי אז I קטן, ומכיון ש- I_L נשאר קבוע, I_Z בהכרח קטן. כאשר I_Z קרב לזרם הברך, אז התנגדות דיודת הזנר גדלה, והדיודה מפסיקה לשמור על מתח קבוע, ובמהרה נופלת לאפס. באופן פורמלי, המגבלה על R מתרחשת כאשר הזרם דרך הדיודה היא במינימום המותר. נסמן אותו ע"י $I_{Z(\min)}$. אפשר להבחין מהסכמה שהזרם דרך דיודת הזנר הוא מינימום כאשר

• V_s הוא מינימום, $V_{s(\min)}$

• ו- I_L הוא מקסימום, $I_{L(\max)}$

נחזור למשוואת העניבה השמאלית:

$$V_s - IR - V_{Z0} - I_Z r_z = 0 \implies V_s - (I_L + I_Z)R - V_{Z0} - I_Z r_z = 0$$

נפתור עבור $R_{\max}$ באמצעות הצבה של המתחים וזרמים הללו:

$$V_{s(\min)} - (I_{L(\max)} + I_{Z(\min)}) R_{\max} - V_{Z0} - I_{Z(\min)} r_z = 0$$

$$R_{\max} = \frac{V_{s(\min)} - V_{Z0} - I_{Z(\min)} r_z}{I_{Z(\min)} + I_{L(\max)}}$$

המינימום שאפשר להציב עבור $I_{Z(\min)}$ הוא זרם הברך, I_{ZK} , אך לא נהוג כך מאחר ואופיין הזנר בכרך אינו משופע מספיק עבור ייצוב מתח טוב. כחוק אצבע מקובל לבחור זרם מינימלי

$$I_{Z(\min)} = \frac{I_{ZT}}{10}$$

במקרה זה בחירת נגד הגדול מ- $R_{\max}$ יגרום לזרם דרך דיודת הזנר ליפול מתחת לזרם זה, ודיודת הזנר תחל לצאת מאזור הפריצה, והמתח סביבה ירד מהרה מתחת למתח הרצוי. כאשר דיודת הזנר יוצאת ממצב פריצה אז היא מהווה נתק ואז מתח המוצא עוקב אחר מתח המיישר ללא ייצוב.

3.2.3 ביצועים

מקובל לכמת את ביצועו של וסת מתח באמצעות שני מדדי ביצוע:

• **ייצוב מתח קו** (*Line Regulation*)

זהו מדד של שינוי במתח המוצא עקב שינוי במתח המבוא

$$\text{Line regulation} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} = \frac{r_z}{R + r_z}$$

• **ייצוב עומס** (*Load Regulation*)

זהו מדד של שינוי במתח המוצא עקב שינוי בצריכת זרם העומס

$$\text{Load regulation} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = -(r_z \parallel R)$$

הפחתה של שני אלו מפיק מתח מוצא פחות רגיש לשינויים במתח הקו ועומס.

דוגמא

תכנן וסת מתח של 10 V ו-50 mA, המתחבר למיישר גל של 20 V ובעל אדווה של 5 V. ברשותך דיודת זנר בעלת פרמטרים:

V_Z	I_{ZT}	r_z	I_{ZK}
10 V	10 mA	10 Ω	0.5 mA

בפרט, חשב:

(א) $R_{\max}$

(ב) ייצוב מתח הקו

(ג) ייצוב העומס

פתרון:

(א) נתחיל בחישוב הכמותים:

$$\begin{aligned} V_{Z0} &= V_Z - I_{ZT} \cdot r_z = 10 \text{ V} - (0.010 \text{ A})(10 \Omega) = 9.9 \text{ V} \\ V_{s(\min)} &= 20 - 5 \text{ V} = 15 \text{ V} \\ I_{L(\max)} &= 0.05 \text{ A} \\ I_{Z(\min)} &= \frac{I_{ZT}}{10} = \frac{10 \text{ mA}}{10} = 1 \text{ mA} = 0.001 \text{ A} \end{aligned}$$

נחשב את:

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \frac{V_{S(\min)} - V_{Z0} - I_{Z(\min)} r_z}{I_{Z(\min)} + I_{L(\max)}} \\ &= \frac{15 \text{ V} - 9.9 \text{ V} - (0.001 \text{ mA})(10 \Omega)}{0.001 + 0.05 \text{ A}} \\ &= 99.8 \Omega \end{aligned}$$

(ב)

$$\text{Line regulation} = \frac{r_z}{R + r_z} = \frac{10 \Omega}{99.8 + 10 \Omega} = 91 \text{ mV/V}$$

(ג)

$$\text{Load regulation} = -(r_z \parallel R) = -(10 \parallel 99.8) \Omega = -9.1 \text{ mV/mA}$$

פרק 4

טרנזיסטור תוצא-שדה מסוג MOS

4.1 הקדמה

הטרנזיסטור מהווה את הרכיב האלקטרוני החשוב ביותר בתחום האלקטרוניקה. שימושיו רבים ומגוונים. הטרנזיסטור הוא התקן תלת-הדקי (*Three Terminal Device*). עיקרון פעולת הטרנזיסטור היא: שליטה על מתח או זרם בין שני הדקים, ע"י מתח או זרם בהדק שלישי. שימושיו העיקריים של הטרנזיסטור הינם:

- הגברת אותות (*Signal Amplification*)
 - מפסק אלקטרוני המכונה מתג (*Electronic Switch*)
 - אלקטרוניקה תקבילית עוסקת בעיקר בשימוש הטרנזיסטור כמגבר. ישנן שתי משפחות של טרנזיסטורים:
 - טרנזיסטור צומת דו-נושאי המכונה גם טרנזיסטור ביפולרי (*Bipolar Junction Transistor – BJT*)
 - טרנזיסטור תוצא-שדה (*Field Effect Transistor – FET*)
- שניהם חשובים מכיון שכל אחד בעל תכונות מתאימות ליישומים מסוימים. בתחום המיקרו-אלקטרוניקה הטת"ש נפוץ יותר, ולכן נדון בו תחילה.

4.2 משפחת ה-FET

טרנזיסטור תוצא שדה - טת"ש (*Field-Effect*) מהווה משפחה של טרנזיסטורים המבוססים על מבנה ועיקרון פעולה זה:

- הטת"ש מוליך זרם דרך אזור מסומם (במצע) המוכנה "תעלה".
- אזור הגובל את התעלה ונקרא שער מסומם הפוך לתעלה.
- ע"י הטלת מתח על השער ניתן ליצור ממתח אחורי בין השער לתעלה. רוחב אזור המיחסור בתעלה קובע את העובי האפקטיבי של התעלה, והרי הוא נקבע בהתאם לממתח האחורי ביניהם.
- מוליכות התעלה משתנה בהתאם לעובי האפקטיבי שלה, ובכך אי-ישירות ע"י מתח השער.

טרנזיסטור התוצא-שדה הוא התקן מקור זרם מבוקר-מתת. במובן זה ישנו דמיון בין הטת"ש לטרנזיסטור הביפולרי שיוצג בפרק נפרד. בביפולרי הזרם לבסיס שולט על הזרם דרך הקולט-פולט, ובטת"ש מתח השער שולט על הזרם בתעלה. ההבדלים העיקריים בין הביפולרי והטת"ש הינם:

- בטת"ש התנגדות המבוא מאוד גבוהה, מה שאין כן בביפולרי.
- הטת"ש מוגבל זרם. הביפולרי אינו מוגבל זרם.

ישנם שני סוגים עיקריים של טת"ש:

- **טת"ש צומתי** (*Junction Field Effect Transistor – JFET*)
טת"ש זה הוא הפשוט ביותר. שימושו כיום מוגבל למעגלים עם רכיבים בדידים. במעגלים משולבים הוא בעיקר הוחלף ע"י הסוג השני.

- **טת"ש MOSFET** (*Metal-Oxide FET – MOSFET*)
טת"ש זה נפוץ במעגלים משולבים, ובעל יתרון של התנגדות מבוא מאוד גבוהה. הוא הטרנזיסטור המצוי כמעט בלעדית במעגלים משולבים דיגטאליים. וכן הוא בשימוש ברוב מעגלים אנלוגיים בהספק נמוך. שימושו בהספקים גבוהים, גם הוא תפס תאוצה בעשור האחרון.

בפרק זה נציג את ה-MOSFET, תכונותיו, ושימושו כבסיס למגברים.

4.3 MOSFET

משפחת ה-MOSFET כוללת שני תת-משפחות עיקריות:

- **E-MOSFET**
הטת"ש הצומתי ידוע כ**התקן מיחסור** (*Depletion Device*) משום שבמצב הנח שלו קיימת תעלה מוליכה, ורק ע"י מתח השער ניתן לדלל את התעלה. ישנו סוג טת"ש שבמצבו הנח לא קיימת תעלה כלל, אלא כאשר מטילים מתח על השער התעלה נוצרת, וכן מתרחבת עם הגדלת המתח. סוג זה נקרא E-MOSFET. ה-"E" הוא קיצור של "Enhancement" - עידוד. בסוג זה הגדלת מתח השער מעודדת את הרחבתה של התעלה, ובכך הזרם דרכה.

- **D-MOSFET**
סוג זה הוא התקן מיחסור. פעולתו דומה לטת"ש הצומתי.

בכל תת-משפחה ישנם שני סוגים.

- **NMOS**: טת"ש עם תעלה מסוג n
- **PMOS**: טת"ש עם תעלה מסוג p

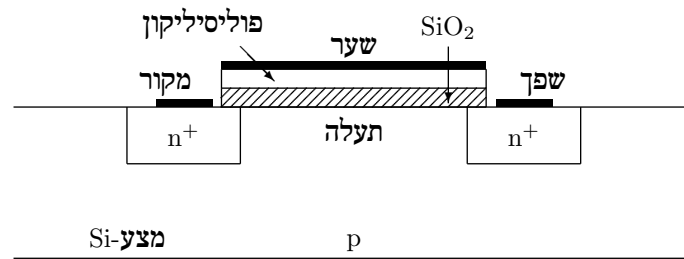
הטכנולוגיה הידועה כ-CMOS (*Complementary-MOS*) משלבת NMOS ו-PMOS על מצע אחד.

המשוואות ופרמטרים המאפיינים את המוספת, וכן המגברים המבוססים על המוספת, מאוד דומים לאלו של ה-JFET, אך כפי שנראה ישנם מספר הבדלים.

4.4 מבנה ועיקרון פעולה של E-MOSFET

המבנה הבסיסי של E-MOSFET מסוג NMOS מובא באיור.

4.4. מבנה ועיקרון פעולה של E-MOSFET פרק 4. טרנזיסטור תוצא-שדה מסוג MOS

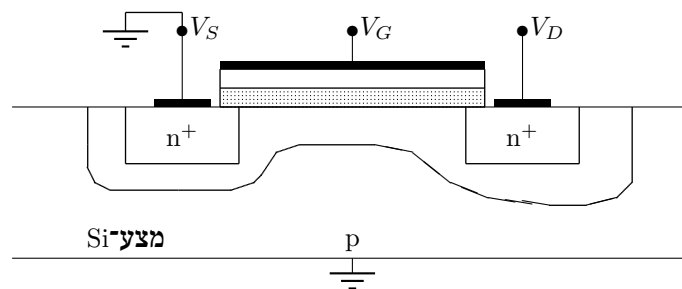


נגדיר את האזורים העיקריים בהתקן:

- מצע (Substrate) מסוג P
 - שני אזורים n^+ המופרדים אחד מהשני ומהווים מגע חשמלי לאזורי המקור (Source) ושפך (Drain).
 - האזור בין שפך למקור זמין להיווצרות מסלול הולכה בין מקור לשפך. נכנה את האזור הזה תעלה (Channel).
 - שכבת תחמוצת (SiO_2) בין תעלה לשער (Gate).
 - אזור של פוליסיליקון מעל התחמוצת המהווה את השער.
- חשוב לציין, מאחר והמצע הוא מסוג p אז הוא מוכרח להיות בפוטנציאל נמוך יותר מהמקור ושפך כדי ליצור ממתח אחורי בין המצע וביניהם, אחרת הוא עצמו יוליך. כעת נתאר את אופן הפעולה של ה-NMOS תחת מתחים שונים. בתיאור נניח שהמתח שאליו מחובר המצע וכן המתח שאליו מחובר המקור שווים לאפס:

$$v_S = v_B = 0 \text{ V}$$

4.4.1 אזור קיטעון של NMOS



נניח שהמתח בין שער למקור¹ הוא בין אפס לאיזה מתח, V_t , שנכנה מתח הסף (Threshold Voltage):

$$0 \leq v_{GS} < V_t$$

במצב זה ישנו ממתח אחורי בין מקור לאזור התעלה, וכן בין השפך לאזור התעלה. כאשר השער במתח גדול מאפס, מצטבר מטען חיובי על הלוח המתכתי המהווה את השער. כפי שידוע לנו הצטברות מטען על לוח מתכתי היא תופעה קיבולית, ואכן כאן השער מבודד מהמצע ע"י שכבה דקה של SiO_2 בדומה לקבל.

¹ בתיאור שמוכח כאן המתח בין שער למקור, v_{GS} , שווה למתח השער, v_G , מאחר ו- $v_S = 0$.

4.4. מבנה ועיקרון פעולה של E-MOSFET פרק 4. טרנזיסטור תוצא-שדה מסוג MOS

כתגובה להצטברות המטען החיובי בשער ישנה הצטברות של מטען שלילי (אלקטרונים) בצד השני של התחמוצת שהוא אזור התעלה. האלקטרונים הללו משתחררים עם חורים שם, ובכך נוצר אזור מיחסור המתפרש לאורך כל התעלה. ככל ש- v_G גדל אזור המיחסור מתרחב כלפי מטה. בשלב זה קיים:

- ממתח אחורי בין מקור למצע.
 - ממתח אחורי בין שפך למצע.
 - אזור מיחסור בין מקור לשפך סמוך לממשק התחמוצת.
- מאחר ואין מסלול הולכה כלשהו בין מקור לשפך אין אפשרות הולכה, ולכן

$$i_D = 0$$

רק כאשר המתח בשער מגיע למתח הסף מתחיל להתרחש דבר מעניין.

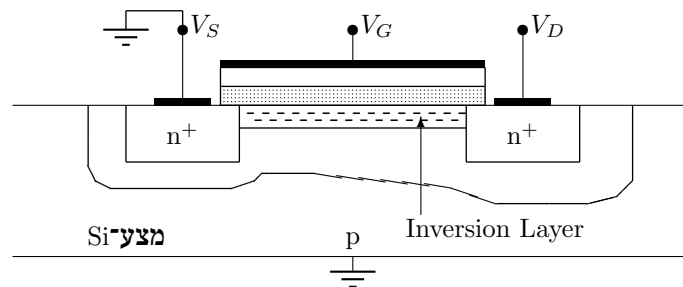
4.4.2 אזור הטריודה – אזור אוהמי

כאשר מגיעים למתח הסף

$$v_{GS} \geq V_t$$

אז מתחילים להצטבר אלקטרונים בתעלה סמוך לממשק התחמוצת בכמויות הקרובות או אפילו גדולות מאשר כמויות החורים באזור. אז לא רק שרוב רובם של החורים יעלמו עקב שחבור, אלא תישאר אוכלוסיה גדולה של אלקטרונים חופשיים ללא זוג. האלקטרונים החופשיים הללו מהווים מסלול הולכה בתעלה המכונה שכבת היפוך (*Inversion Layer*). הכינוי מתייחס לתופעה שבה התעלה שבמקור היתה מסוג p נהגת כעת באזור זה כשכבה מסוג n.

כאשר $v_D \approx v_S$ אז הפס הצר של אלקטרונים בתעלה חודר לתעלה באופן אחיד כפי שמתואר באיור.



במצב זה:

$$i_D \approx k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS}$$

באופן זה אפשר לומר שהמוספת נוהג כנגד שערך מבוקר ע"י v_{GS} :

$$r_{DS} \triangleq \frac{v_{DS}}{i_D} = \frac{1}{k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)}$$

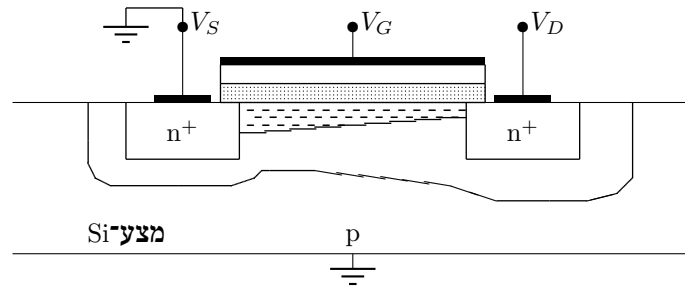
בביטויים הנ"ל הפרמטר k'_n נקרא פרמטר המוליכות (*Transconductance parameter*) וקשור לטכנולוגיית הייצור. הפרמטרים W ו- L הם רוחב ואורך התעלה.

4.4. מבנה ועיקרון פעולה של E-MOSFET פרק 4. טרניסטור תוצא-שדה מסוג MOS

מאחר וישנו יחס לינארי בין הזרם i_D למתח v_{GS} האזור מכונה אזור אוהמי (*Ohmic Region*). אך כפי שנראה, היחס רק קרוב ללינארי כאשר v_{GS} קטן. עבור v_{GS} כללי היחס אינו כך, והשם הכללי הנתון לאזור פעולה זה הוא טריודה (*Triode*). מקורו של הכינוי "טריודה" הוא אצל שפופרת הריק עם סריג בקרה המכונה "טריודה". אכן האופיינים של המוספת באזור זה ושל התקן הטריודה דומים.

4.4.3 אזור הטריודה – אזור לא-לינארי

כאשר $v_D > v_S$ אז הפס הצר של אלקטרונים בתעלה חודר לתעלה באופן לא-אחיד כפי שמובא באיור.



מאחר והפוטנציאל בין השער לאזור השפך קטן מאשר בין השער לאזור המקור ($v_{GD} < v_{GS}$) אז שכבת ההיפוך בקרבת המקור עמוקה יותר מאשר בקרבת השפך. באזור פעולה זו היחס בין i_D ל- v_{DS} הינו:

$$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right]$$

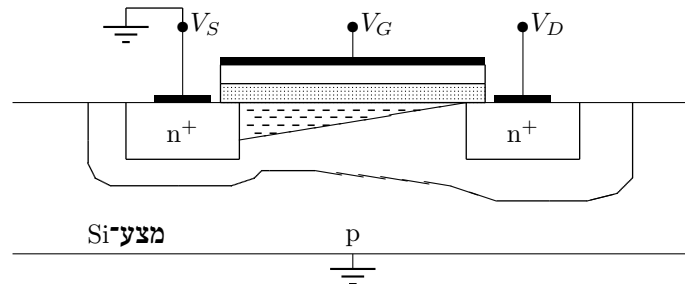
האזור הלא-לינארי והאזור הלא-לינארי מכונים טריודה (*Triode*).

4.4.4 אזור צביטה

כאשר v_D גדל כך ש:

$$v_{GD} = V_t$$

אז שכבת ההיפוך נעלמת בצד המקור כפי שמובא באיור.



אזור פעולה זה מכונה צביטה (*Pinch-off*). המשוואה המאפיינת של מצב פעולה זה הינה:

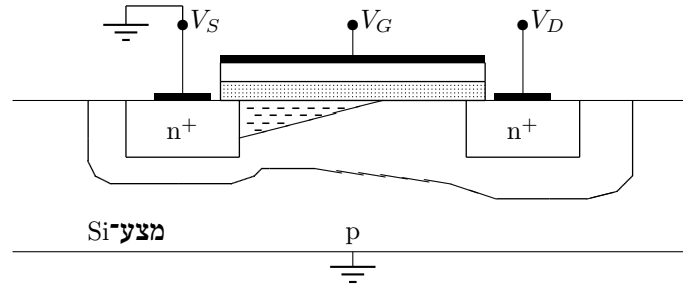
$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2$$

4.4.5 צביטה חזקה

כאשר v_D גדל עוד יותר:

$$v_{GD} > V_t$$

ההתקן נכנס לצביטה חזקה, ושכבת ההיפוך תופסת רק חלק מהתעלה, כפי שמובא באיור.



זרם עדיין זורם דרך התעלה עקב השדה החזק, אבל העלאה של v_D אינו משפיע באופן משמעותי על i_D . במצב זה, ובקרב ראשון, המשוואה המאפיינת היא כמו זאת של אזור צביטה.

4.4.6 אפנון תעלה

לפעמים דרוש דיוק רב יותר באפיון הזרם בתעלת המוספת. באזור הטריודה ובאזור הצביטה ישנה תלות של אפיון ה- i_D ב- v_{DS} , שלא התחשבנו בתיאור הקודם. באזור הצביטה:

$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

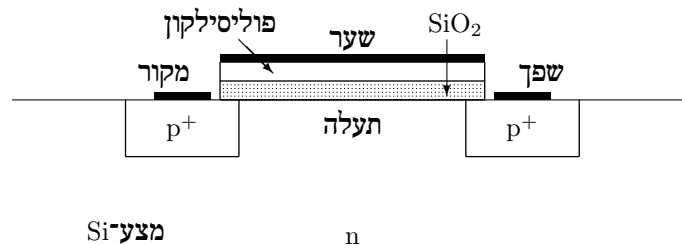
באזור הטריודה:

$$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] (1 + \lambda v_{DS})$$

הפרמטר λ נקרא גורם אפנון אורך התעלה (Channel Length Modulation) ומיוחס למתח ארלי ע"י $\lambda = V_A^{-1}$.

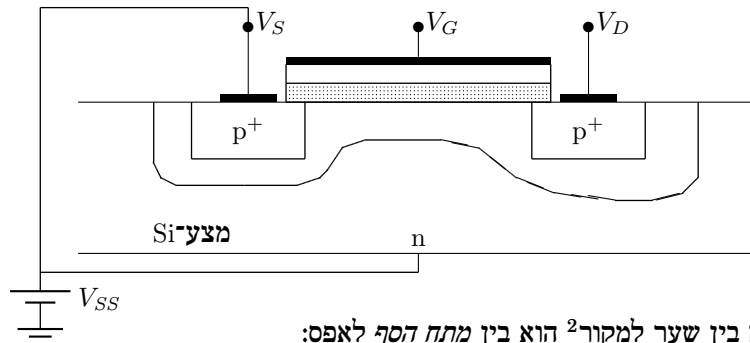
PMOS 4.5

תאור המוספת שניתן היה עבור ה-NMOS שהוא בעל תעלה מסוג n. ה-PMOS בעל תעלה מסוג p. מבנהו זהה לשל ה-NMOS אלא שאזורי n הוחלפו ב-p, ולהיפך, כפי שמובא באיור.



המצע מסוג n. היפוכו של המצע באמצעות הפרשי מתח בין מקור\שפך והמצע יוצר תעלה מסוג p סמוך למבודד. שליטה על התעלה נעשה באופן זהה לשל ה-NMOS, אלא שהמצע מקבל את המתח הגבוה יותר במעגל, והשפך את המתח הנמוך ביותר.

4.5.1 אזור קיטעון של PMOS



נניח שהמתח בין שער למקור² הוא בין מתח הסף לאפס:

$$0 \leq v_{GS} < V_t$$

במקרה של PMOS מתח הסף בעל ערך שלילי. במצב זה ישנו ממתח אחורי בין מקור לאזור התעלה, וכן בין השפך לאזור התעלה. כאשר השער במתח הקטן מ- V_{SS} , מצטבר מטען שלילי על הלוח המתכתי המהווה את השער. כתגובה להצטברות המטען השלילי בשער ישנה הצטברות של מטען חיובי (חורים) בצד השני של התחמוצת שהוא אזור התעלה. החורים הללו משתחררים עם אלקטרונים שם, ובכך נוצר אזור מיחסור המתפרש לאורך כל התעלה. ככל שההפרש בין v_G ל- V_{SS} גדל אזור המיחסור מתרחב כלפי מטה. בשלב זה קיים ממתח אחורי בין מקור למצע, ממתח אחורי בין שפך למצע, ואזור מיחסור בין מקור לשפך סמוך לממשק התחמוצת. מאחר ואין מסלול הולכה כלשהו בין מקור לשפך אין אפשרות הולכה, ולכן

$$i_D = 0$$

4.5.2 אזור הטריודה – אזור אוהמי

יש להשלים.

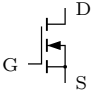
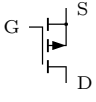
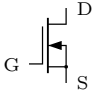
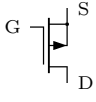
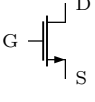
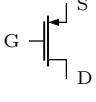
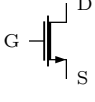
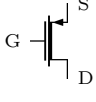
4.5.3 אזור צביטה

יש להשלים.

4.6 סימול סכמתי של ה-MOSFET

מצויים בשימוש מספר סימולים סכמתיים למוספת. נציג שניים, ובשניהם נניח שהמקור מקוצר למצע, וזאת בכדי שהמצע לא יהווה מסלול הולכה למקור ושפך.

²בתיאור שמובא כאן $v_S = V_{SS}$ והוא המתח הגבוה במעגל. לכן $v_{GS} = V_g - V_{SS} < 0$

E-NMOS	E-PMOS	D-NMOS	D-PMOS	
				סימול 1
				סימול 2

בנוגע לסימול הראשון:

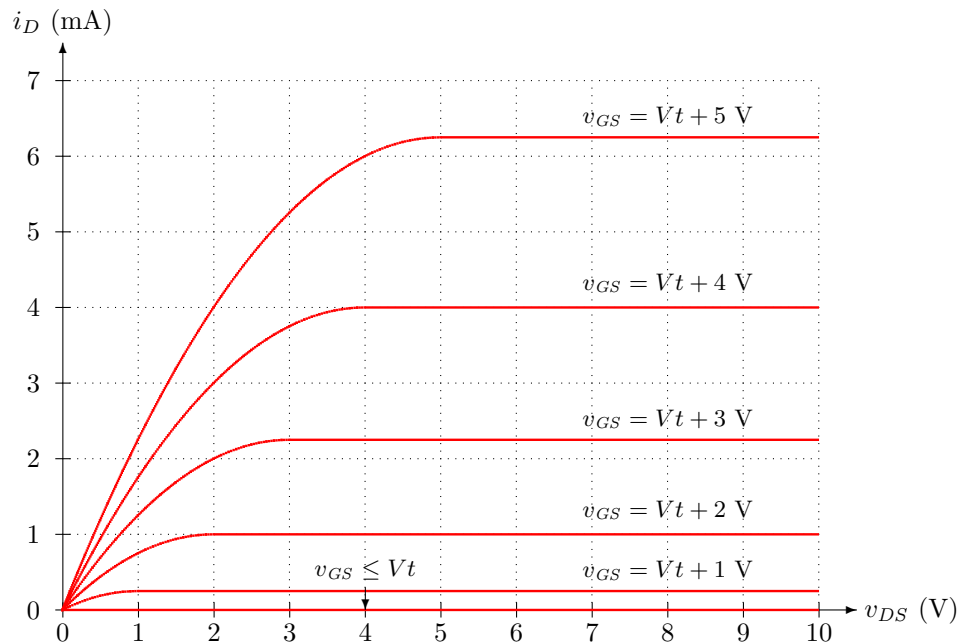
- ההבדל בין מוספת העידוד ומוספת המיחסור ניכר ע"י הקו האנכי השבור במוספת העידוד.
- המצע מסומן ע"י החץ, כאשר כיוון החץ מסמל את סוג המצע: חץ פנימה מסמל מצע מסוג P ובכך NMOS, וחץ המכוון כלפי חוץ מסמל מצע מסוג N ובכך PMOS.

בנוגע לסימול השני:

- ההבדל בין מוספת העידוד ומוספת המיחסור ניכר ע"י הקו האנכי העבה במוספת המיחסור.
- כאן המצע לא מצוין באופן מפורש, אלא זה מובן כאן שהמקור מקוצר למצע.
- כיוון החץ מייצג את כיוון הזרם בהתקן. נבחין שהזרם ב-NMOS זורם משפך למקור וב-PMOS ממקור לשפך.

4.7 אופייני ה-MOSFET

בסעיף 4.4 התקבלו יחסים בין זרם השפך, i_D , למתחים v_{DS} ו- v_{GS} , באזורי הפעולה השונים של המוספת. ניתן לייצג את התוצאות באופן גרפי באמצעות גרף תלת ממדי, כאשר ציר ה- x ו- y מייצגים את המשתנים v_{DS} ו- v_{GS} , וציר ה- z מייצג i_D . אך מאחר וייצוג זה אינו נוח לשרטוט או לשימוש, מקובל להציג כמה אופייני $i_D - v_{DS}$ על מישור דו ממדי עבור כמה ערכים נבחרים של v_{GS} . כדוגמא, אופייני $i_D - v_{DS}$ של NMOS בעל $V_t = 2 \text{ V}$, $K = 0.5 \text{ mA/V}^2$ מובאים באיור.



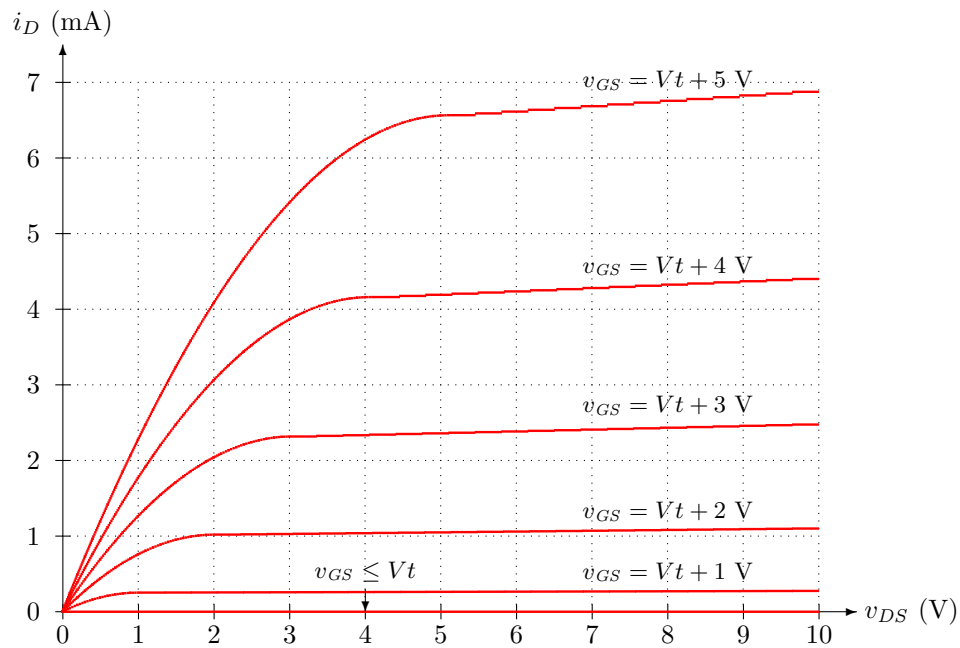
השימוש בגרף הוא בעיקר לניתוח גרפי של מעגלים וקביעת טווח פעולה, אך ישנם שימושים אחרים. לדוגמא, נשתמש בו בהמשך לאליסטריציה של מושג ההגבר. האופייני המסומן $v_{GS} \leq V_t$ מתייחס למצב הקיטעון בו $i_D = 0$. האופיינים האחרים מייצגים את אזורי הטריודה והצביטה. בכל אופייני הקטע המטפס מתייחס לאזור הטריודה והקטע השטוח מתייחס לצביטה. כפי שצפוי, אצל כל אופייני המוספת נכנס לצביטה במתח אחר. מהגרף ניכר שהמתח שבו המוספת נכנס לצביטה הינו:

$$V_{GS} - V_t$$

אפשר להראות שמתח זה הוא גם שיא הפרבולה בקטע האופייני המיוחס למצב טריודה. ניקח את האופייני באזור הטריודה, נגזור, ונשווה לאפס:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dV_{DS}} i_D &= \frac{d}{dV_{DS}} k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \\ &= k'_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_t) - V_{DS}] \\ &= 0 \\ \Rightarrow V_{DS} &= V_{GS} - V_t \end{aligned}$$

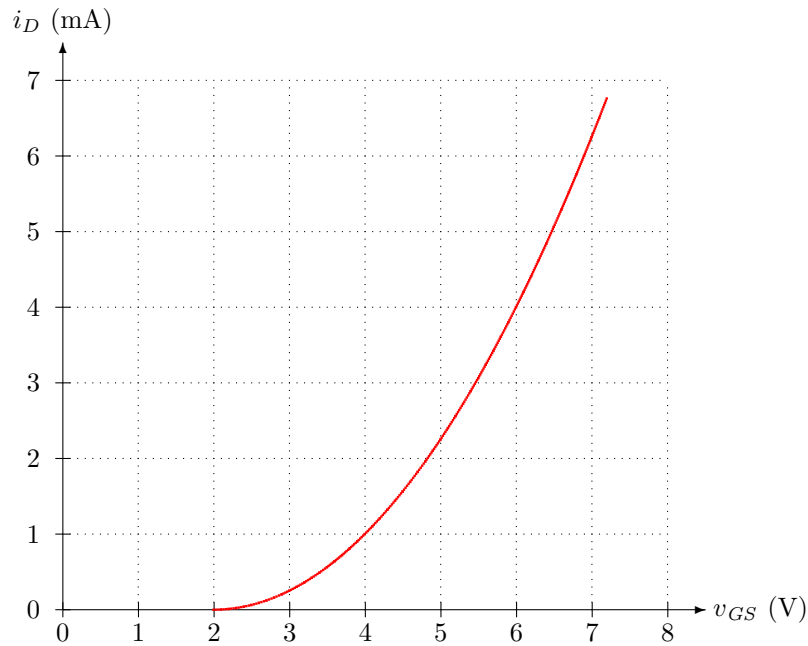
אופייני ה- $i_D - v_{DS}$ אשר הובאו בשרטוט לא כוללים את השפעת אפנון התעלה, ואכן באזור הצביטה האופיינים שטוחים מה שאומר שהאופייני אינו תלוי ב- V_{DS} . שרטוט מדויק יותר מתייחס לאפנון התעלה.



ראשית, ניכר השיפוע בקטע של האופיינים המיוחסים למצב צביטה. השיפוע גדל בהתאם למתח הצביטה, וניתן לחשבו ע"י לקיחת הנגזרת של אופיין המוספת במצב הצביטה:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dv_{DS}} i_D &= \frac{d}{dv_{DS}} \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \\ &= k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \lambda \end{aligned}$$

שנית, אזור הטריודה עצמו מושפע מאפנון התעלה, אמנם באופן פחות ניכר. בהמשך נשתמש באופיין גרפי לנתח מעגל המכיל מוספת. אופיין נוסף, המקשר בין זרם במוספת למתח v_{GS} , מובא באיור.



בהמשך הפרק נשתמש באופיין ה- $i_D - v_{GS}$ לפתח מודל אות קטן של המוספת.

4.7.1 טבלת אופיינים כוללת עבור ה-NMOS

נסכם את מצבי הפעולה של ה-NMOS ואת האופיינים הנוהגים שם. כאן הזרם מוגדר כיוצא מהמקור.

מצב פעולה	תנאים	אופיינין
קיטעון	$0 \leq v_{GS}, v_{GD} < V_t$	$i_D = 0$
טריודה (אוהמי)	$V_t \leq v_{GS} \approx v_{GD}$	$i_D \approx k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS}$
טריודה (כללי)	$V_t \leq v_{GD} < v_{GS}$	$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right]$
(עם אפנון)		$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] (1 + \lambda v_{DS})$
צביטה/צביטה חזקה	$v_{GD} \leq V_t \leq v_{GS}$	$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2$
(עם אפנון)		$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$

ניתן לפרט את התנאים באמצעות v_{DS} במקום v_{GD} ע"י השימוש ב- $v_{DS} = v_{GS} - v_{GD}$.

4.7.2 טבלת אופיינים כוללת עבור ה-PMOS

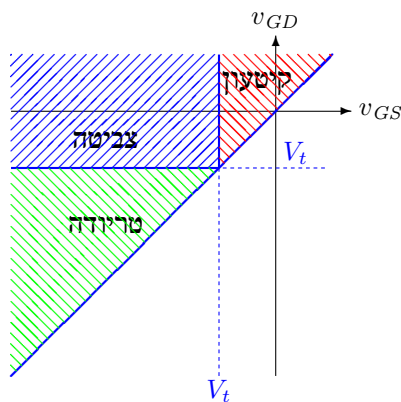
נציג אופיינים עבור ה-PMOS. אמנם האופיינים זהים לאלו של NMOS, יש לציין שהמתחים v_{GS} , v_{GD} ו- v_{DS} והפרמטר λ שליליים, וכן i_D מוגדר כיוצא מהשפך.

מצב פעולה	תנאים	אופיינין
קיטעון	$0 \geq v_{GS}, v_{GD} > V_t$	$i_D = 0$
טריודה (אוהמי)	$V_t \geq v_{GS} \approx v_{GD}$	$i_D \approx k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) v_{DS}$
טריודה (כללי)	$V_t \geq v_{GD} > v_{GS}$	$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right]$
(עם אפנון)		$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] (1 + \lambda v_{DS})$
צביטה/צביטה חזקה	$v_{GD} \geq V_t \geq v_{GS}$	$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2$
(עם אפנון)		$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$

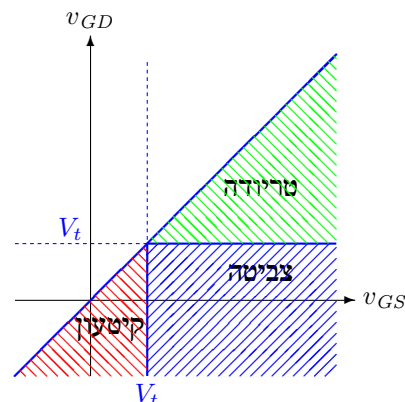
לחילופין, אפשר להשתמש בטבלה של NMOS, אך בנוסף להגדרתו של i_D כיוצא מהשפך יש להחליף את הקוטביות של המתחים. זאת אומרת v_{GS} הופך ל- v_{SG} וכו', וכן V_t הופך ל- $-V_t$ או לערך מוחלט שלו $|V_t|$, וכן λ הופך ל- $-\lambda$ או לערך מוחלט שלו $|\lambda|$.

4.7.3 אזורי הפעולה במישור ה- $v_{GS} - v_{GD}$

נתאר בצורה גרפית את מיקומם של מצבי הפעולה של המוספת על מישור ה- $v_{GS} - v_{GD}$.



אזורי פעולה של ה-PMOS



אזורי פעולה של ה-NMOS

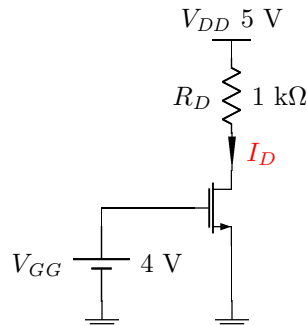
ראוי לציין שעבור ה-NMOS רק החצי מתחת לקו האלכסון מסומן כמכיל את אזורי הפעולה של המוספת. וכן עבור ה-PMOS רק החצי מעל לקו האלכסון מסומן כמכיל את אזורי הפעולה של המוספת. אך באמת, בשני המקרים אזורי הפעולה של המוספת מופיעים גם בצידו השני של קו האלכסון, אך מאחר ובמקרה זה השפך הופך להיות מקור והמקור לשפך, אז בעצם חזרנו להיות הצד של האלכסון המסומן.

4.8 ניתוח DC

עכשיו שבידנו אופייני המוספת ניתן לנתח מעגל המכיל מוספתים. בשלב ראשון ננתח מעגלים המכילים מקורות DC בלבד. בשלב מאוחר יותר נתייחס למעגלים המכילים אותות קטנים וננתח אותם באמצעות מודלים לינאריים כפי שעשינו עבור מעגלים עם הטרנזיסטור הביפולרי.

4.8.1 מוספת בצביטה

נדגים ניתוח DC על המעגל הבא.



נניח $k'_n \frac{W}{L} = 0.5 \text{ mA/V}^2$, $V_t = 2 \text{ V}$

$$V_{GG} - V_{GS} = 0 \implies V_{GS} = V_{GG}$$

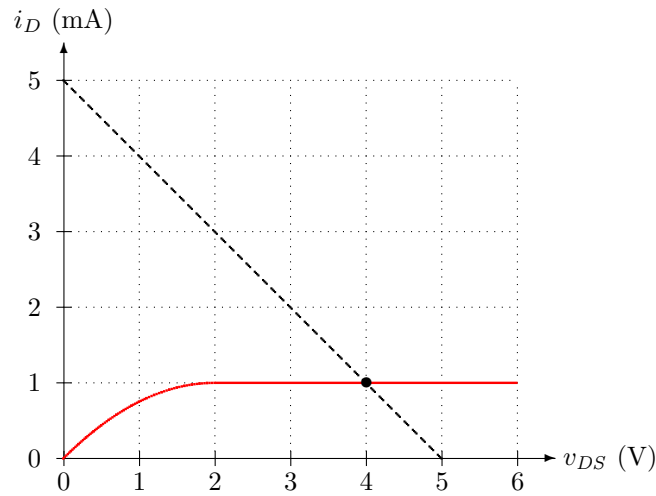
נניח צביטה:

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \\ &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GG} - V_t)^2 \\ &= \frac{1}{2} (0.5 \text{ mA/V}^2) (4 - 2 \text{ V})^2 = \boxed{1 \text{ mA}} \\ V_{DS} &= V_{DD} - I_D R_D = 5 \text{ V} - (1 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = \boxed{4 \text{ V}} \end{aligned}$$

נבדוק אם מתקיים תנאי הצביטה.

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{GG} = 4 \text{ V} \\ V_{GD} &= V_{GS} - V_{DS} = 4 - 4 \text{ V} = 0 \text{ V} \\ V_{GD} \leq V_t \leq V_{GS} &\implies 0 \text{ V} \leq 2 \text{ V} \leq 4 \text{ V} \quad \checkmark \end{aligned}$$

נציג פתרון גרפי:



בגרף משורטט באדום אופיין המוספת עבור $v_{GS} = 4 \text{ V}$. עד $v_{DS} = 2 \text{ V}$ המוספת באזור הטריודה, ומשם והלאה המוספת בצביטה מה שאומר ש- i_D נשאר קבוע על 1 mA . נציין שבדוגמא הזנחנו את השפעתה של אפנון התעלה. קו העומס, המובא בשחור, הינו:

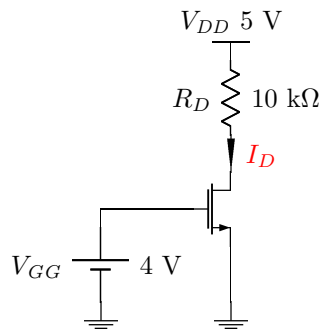
$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D \implies i_D = \frac{5 \text{ V} - v_{DS}}{1 \text{ k}\Omega}$$

קו זה חותך את ציר ה- v_{DS} ב- 5 V ואת ציר ה- i_D ב- 5 mA . $\frac{5 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega}$ נקודת העבודה היא חתך בין שתי העקומות:

$$I_D = 1 \text{ mA}, \quad V_{DS} = 4 \text{ V}$$

4.8.2 מוספת באזור טריודה

נבצע ניתוח DC על המעגל הבא.



- נניח צביטה. עם זאת זרם השפך הוא כפי שהיה במעגל הקודם: $I_D = 1 \text{ mA}$. נחשב:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 5 \text{ V} - (1 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega) = -5 \text{ V}$$

התוצאה אינה מקיימת את תנאי הצביטה.

• נניח טריודה.

$$\begin{aligned}
 I_D &= k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \\
 I_D &= k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GG} - V_t)(V_{DD} - I_D R_D) - \frac{1}{2} (V_{DD} - I_D R_D)^2 \right] \\
 I_D &= (0.5 \text{ mA/V}^2) \left[(4 - 2 \text{ V})[5 \text{ V} - I_D(10 \text{ k}\Omega)] - \frac{1}{2} [5 \text{ V} - I_D(10 \text{ k}\Omega)]^2 \right] \\
 I_D &= 0.5 [10 - 20I_D - 0.5(25 - 100I_D + 100I_D^2)] \\
 I_D &= 0.5 [10 - 20I_D - 12.5 + 50I_D - 50I_D^2] \\
 I_D &= 5 - 10I_D - 6.25 + 25I_D - 25I_D^2 \\
 I_D &= -25I_D^2 + 15I_D - 1.25 \\
 0 &= -25I_D^2 + 14I_D - 1.25
 \end{aligned}$$

נפתור עבור I_D :

$$I_D = \frac{-14 \pm \sqrt{(-14)^2 - 4(-25)(-1.25)}}{2(-25)} = \{0.111 \text{ mA}, 0.449 \text{ mA}\}$$

נבחון איזה משני הזרמים מקיים את תנאי הטריודה.

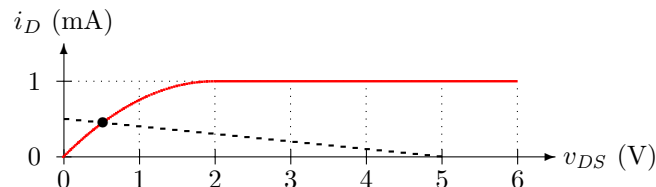
$$\begin{aligned}
 V_{GS} &= 4 \text{ V} > V_t \checkmark \\
 V_{GD}(0.111 \text{ mA}) &= V_G - V_D = V_{GG} - (V_{DD} - I_D R_D) \\
 &= 4 \text{ V} - (5 \text{ V} - (0.111 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega)) = 0.115 \text{ V} \not\geq V_t \times \\
 V_{GD}(0.449 \text{ mA}) &= 4 \text{ V} - (5 \text{ V} - (0.449 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega)) = 3.485 \text{ V} \geq V_t \checkmark
 \end{aligned}$$

תנאי הטריודה מתקיים עבור:

$$I_D = \boxed{0.449 \text{ mA}}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D = 5 \text{ V} - (0.449 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega) = \boxed{0.515 \text{ V}}$$

נציג פתרון גרפי:

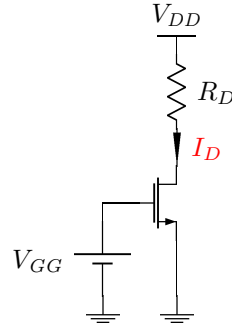


4.9 מקדום

כפי שהוזכר בנוגע לטרנזיסטור ביפולרי מטרת המקדום היא לדאוג לכך שהטרנזיסטור יישאר במצב פעולה רצוי. במגברים מצב הפעולה הרצוי הוא המצב הפעיל שבמוספת הוא מצב הצביטה.

4.9.1 מקדום קבוע

הדרך הפשוטה ביותר לקדם מוספת הוא לחבר בין שער למקור מקור מתח קבוע.



ניתן לקבל את קו העבודה על מישור ה- $i_D - v_{GS}$ של מקדם זה ע"י סיכום מתחים בכניסת המעגל:

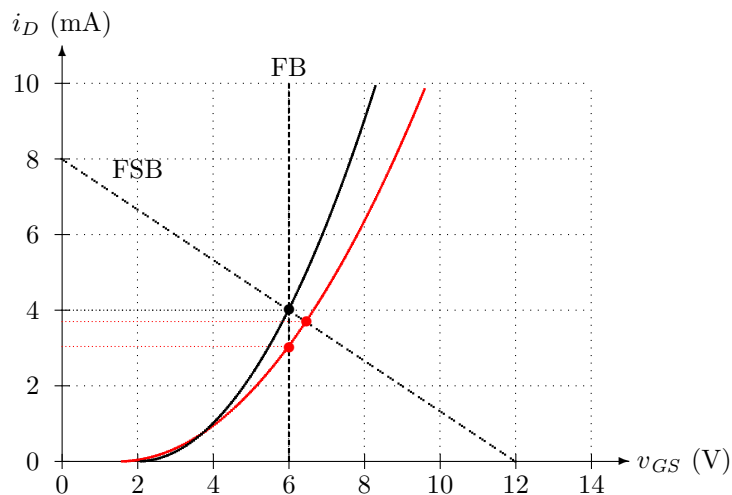
$$V_{GG} - v_{GS} = 0 \implies v_{GS} = V_{GG}$$

במקדום מוספת צריך שהמתח בין שער למקור יהיה גדול ממתח הסף ($V_{GS} > V_t$), ובכך נצטרך $V_{GG} > V_t$. תחת הנחה זו המוספת בצביטה (כל עוד ו- R_D לא גדול מדי), וחשוב הזרם בנקודת העבודה נעשה באמצעות המשוואה:

$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \Big|_{v_{GS}=V_{GG}} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GG} - V_t)^2$$

החיסרון העיקרי של שיטת מקדום זו היא התלות הישירה של נקודת העבודה בפרמטרים k'_n ו- V_t . מאחר ושני פרמטרים אלו בעלי שונות ניכרת ותלויים בטמפרטורה מקדם קבוע אינו נחשב עקבי מספיק לשימוש בהרבה יישומים.

נדגיש נקודה זו ע"י דוגמא. נרצה לתכנן מקדם קבוע של 4 mA כאשר בידנו מוספת בעל $k'_n \frac{W}{L} = 0.5 \text{ mA/V}^2$ ו- $V_t = 2 \text{ V}$

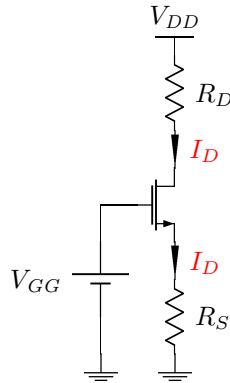


אופיין המוספת מובא בשרטוט בשחור. קו העבודה מסומן בגרף "FB". אפשר לראות מהמשוואה ומהגרף שקו העבודה אינו תלוי כלל ב- v_{GS} . נקודת העבודה היא המפגש בין אופיין המוספת וקו העבודה. כדי לקבל 4 mA נצטרך לבחור $V_{GG} = 6 \text{ V}$ כפי שמוכא בשרטוט.

כעת נראה מה קורה לנקודת העבודה כאשר מחליפים את המוספת במוספת אחר בעל $V_t = 1.5 \text{ V}$ ו- $k'_n \frac{W}{L} = 0.3 \text{ mA/V}^2$. האופיין של המוספת השני משורטט באדום. המפגש שלו עם קו העבודה FB הוא ב- 3 mA . מדובר בסטייה של 25% מערכו המתוכנן של I_D .

4.9.2 מקדם קבוע-עצמי

אפשרות נוספת לקדם מוספת הוא להוסיף נגד למקור.



כדי לקבל את קו העבודה על מישור ה- $i_D - v_{GS}$ נסכם מתחים בכניסת המעגל:

$$V_{GG} - v_{GS} - i_D R_S = 0 \quad \Rightarrow \quad i_D = \frac{V_{GG} - v_{GS}}{R_S}$$

כעת נחזור לדוגמא. נבחר $V_{GG} = 12 \text{ V}$ ונחשב את R_S כך שיתקבל זרם 4 mA בנקודת העבודה. קו העבודה מסומן בגרף "FSB" ואופיין המוספת משורטט בשחור. כדי שיתקבל הזרם הרצוי קו העבודה צריך לפגוש את ציר ה- i_D ב- 8 mA , כפי שמוצג בשרטוט. ניתן לראות ממשוואת קו העבודה שהשיפוע של קו העבודה הוא $\frac{1}{R_S}$, ובכך

$$R_S = \frac{1}{\text{שיפוע}} = \frac{1}{\frac{8-0 \text{ mA}}{12-0 \text{ V}}} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

אפשר גם להראות זאת באופן זה. אופיין המוספת הינו:

$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} (0.5 \text{ mA/V}^2) (v_{GS} - 2 \text{ V})^2$$

נשווה לזרם הרצוי:

$$4 \text{ mA} = \frac{1}{2} (0.5 \text{ mA/V}^2) (v_{GS} - 2 \text{ V})^2 \quad \Rightarrow \quad v_{GS} = 6 \text{ V}$$

נציב $i_D = 4 \text{ mA}$ ו- $v_{GS} = 6 \text{ V}$ במשוואת קו העבודה:

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{V_{GG} - v_{GS}}{R_S} \\ 4 \text{ mA} &= \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{R_S} \end{aligned}$$

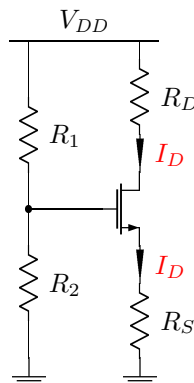
מכאן נקבל:

$$R_S = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

גם כאן נרצה לבחון מהי הסטייה כאשר מציבים מוספת בעל פרמטרים שונים. אפשר לראות מהגרף שהמפגש בין קו העבודה והאופיין האדום מתרחש בזרם 3.7 mA . מדובר בסטייה של 7.7% מערכו המתוכנן של I_D . רואים מכאן שהשימוש במקדם קבוע-עצמי מפחית את התלות של נקודת העבודה בפרמטרים של המוספת, והרי זה דבר רצוי. כאשר נגדיל את V_{GG} עוד יותר, אז הסטייה בין המתקבל והמתוכנן יופחת עוד יותר. כמובן ישנה מגבלה לגודלו של V_{GG} , אך לא נדון בזה כאן.

4.9.3 מקדם קבוע-עצמי עם מחלק מתח

במקום לקבוע את מתח השער באמצעות מקור מתח נפרד אפשר לחבר את השער למחלק מתח נגדי, כפי שמובא בסכמה,



ואז:

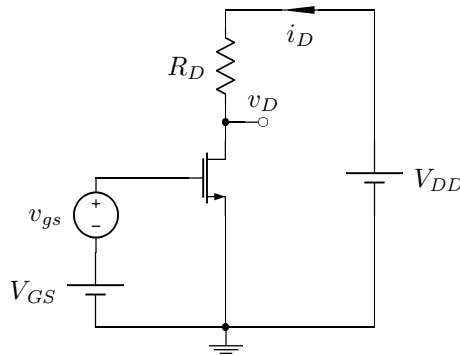
$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

מאחר והתנגדות המבוא של המוספת מאוד גבוהה אז הזליגה לתוך השער זניחה. אם זאת אפשר להציב נגדים גדולים מאוד ללא הפרת חלוקת המתח. ראינו שבמקדם מחלק מתח לטרנזיסטור ביפולרי הנגדים הללו יכולים להיות בסדר גודל של קילואוהמים בלבד, וב-JFET בסדר גודל של מאות קילואוהמים או אפילו מגה-אוהמים, כאשר זרם הזליגה של ה-JFET עומד על פחות ממיקרו-אמפר. אצל ה-MOSFET זרם הזליגה כמעט ולא קיים, ובכך נגדים אלו יכולים להיות גדולים בהרבה מכך, אך ישנן מגבלות אחרות על גודלם, דבר שלא נדון בו כאן.

4.10 הגבר

בסעיפים קודמים עסקנו בקביעת נקודת עבודה באמצעות מעגל מקדם, אך עדיין לא עסקנו ב"בשר" הבעיה שהיא פעולת ההגבר. ההגבר שעליו נשוחח הוא הגבר אות קטן. אות קטן הוא אות בעל אמפליטודה יחסית קטנה.³ בשרטוט הוספנו למעגל המקדם מקור מתח אות קטן (Small Signal Voltage Source).

³הסיבה להתייחסות לאות AC עם אמפליטודה קטנה, ומה נחשב "קטן" בהקשר למוספת, יתברר בהמשך.



נרצה לחקור את ההשפעה של מקור האות הקטן v_{gs} על המוצא v_D . נתעלם מתופעת ארלי. נתחיל בזרם שבענף המוצא:

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \\ I_D + i_d &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2v_{gs}(V_{GS} - V_t) + v_{gs}^2] \end{aligned}$$

בשורה השנייה פרקנו את האות הגדול למרכיביו שהם אות קטן ואות DC, ובשורה השלישית פתחנו סוגריים. בשלב זה ניתן לחשב את v_D :

$$\begin{aligned} v_D &= V_{DD} - i_D R_D \\ V_D + v_d &= V_{DD} - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2v_{gs}(V_{GS} - V_t) + v_{gs}^2] R_D \\ &\approx V_{DD} - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2v_{gs}(V_{GS} - V_t)] R_D \end{aligned}$$

באגף השמאלי של השורה השנייה פרקנו את האות הגדול למרכיביו. באגף הימני הצבנו עבור i_D . בשורה השלישית, הזנחנו את v_{gs}^2 . זה אפשרי במידה ו- $v_{gs} \ll (V_{GS} - V_t)$, אחרת v_{gs}^2 באותו קנה מידה של האיבר הקודם לו, ואז אין להזניחו. מכאן אפשר להסיק שהקריטריון לאות קטן במוספת הוא:

$$v_{gs} \ll (V_{GS} - V_t)$$

נבחין שאפשר להפריד בין האיברים הקבועים והמשתנים. זאת אומרת להשוות בין DC ל-DC, ואות קטן לאות קטן.

$$\begin{aligned} V_D &= V_{DD} - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 R_D \\ v_d &= -k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) R_D v_{gs} \end{aligned}$$

מאחר והמוצא הוא הרכב של אות ה-DC והאות הקטן, אפשר להסיק שבמוצא ישנו אות משתנה המורכב על מתח DC, שערכו נתון בשורה הראשונה.

כדי להבין את משמעות הדבר, ננקוט בדוגמא בה

$$V_{DD} = 10 \text{ V}, \quad V_{GS} = 4 \text{ V}, \quad R_D = 5 \text{ k}\Omega, \quad V_t = 2 \text{ V}, \quad k'_n \frac{W}{L} = 0.5 \text{ mA/V}^2$$

והמתח המשתנה בכניסה

$$v_{gs} = (50 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 100t)$$

בהנחה שהמוספת בצביטה, נחשב את מתח ה-DC ואות ה-AC במוצא המעגל:

$$V_D = V_{DD} - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 R_D = 5 - \frac{1}{2} (0.5) (4 - 2)^2 (5) = 5 \text{ V}$$

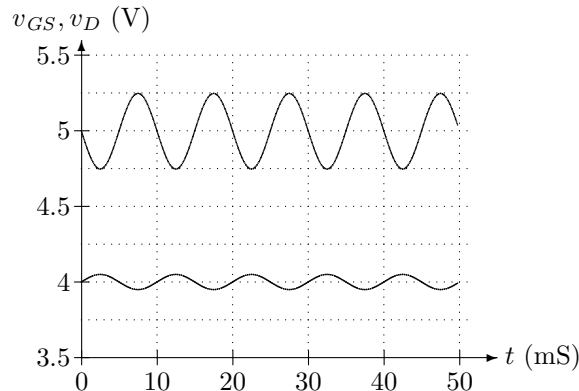
$$v_d = -k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) R_D v_{gs} = -(0.5) (4 - 2) (5) v_{gs} = -50 v_{gs}$$

נבחין שרכיב ה-AC מופיע במוצא ובעל אמפליטודה פי 5 מאשר בכניסה. בפרט:

$$v_d = -(250 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 100t)$$

למעשה, יישמנו באמצעות המוספת מגבר לאות AC. סימן המינוס המקדם את הביטוי מראה שישנו היפוך מופע.

כדי להמחיש זאת, נשרטט את v_{GS} ואת v_D על אותו הגרף.



גל הסינוס התחתון, בעל אמפליטודה 50 mV ורוכב על $V_{GS} = 4 \text{ V}$, הוא מתח השער שהוא מבוא המעגל. המוצא הוא גל הסינוס העליון בעל אמפליטודה 250 mV הרוכב על $V_D = 5 \text{ V}$. מה שמעניין כאן זה היחס בין האמפליטודה במוצא לאמפליטודה בכניסה והרי זה ההגבר שהוזכר (ה-DC שעליו רוכב הגל פחות מעניין). אפשר לראות בגרף את היפוך המופע בין כניסה ליציאה.

אם הרכיב v_{gs}^2 ניתן להזנחה אז אפשר לומר שהמוספת פועל באופן ליניארי. זאת אומרת יש יחס קבוע בין אות הכניסה לאות המוצא, שנכנה אותו הגבר המעגל. עבור מעגל שבו v_D הוא מתח המוצא, ו- v_{gs} הוא מתח הכניסה הגבר המתח מוגדר באופן זה:

$$A_v = \left. \frac{dv_D}{dv_{gs}} \right|_{v_{gs}=0}$$

אם המוספת היתה נוהגת באופן ליניארי לחלוטין (לא רק בקירוב), אז ההנגזרת היתה נותנת קבוע ולא היה צורך להציב $v_{gs} = 0$. אך מאחר והמוספת אינה ליניארית, הביטוי של v_D

אינו לינארי (כפי שכבר ראינו), ויש צורך לחשב את ההגבר בנקודת העבודה. זאת אומרת להציב $v_{gs} = V_{GS}$ או אלטרנטיבית $v_{gs} = 0$. נשתמש בהגדרה זו לקבל ביטוי עבור הגבר המעגל:

$$\begin{aligned} A_v &= \left. \frac{d}{dv_{gs}} \left\{ V_{DD} - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2v_{gs}(V_{GS} - V_t) + v_{gs}^2] R_D \right\} \right|_{v_{gs}=0} \\ &= - \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_t) + 2v_{gs}] R_D \Big|_{v_{gs}=0} \\ &= -k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) R_D \end{aligned}$$

נציב את הערכים שניתנו בדוגמא.

$$A_v = -(0.5)(4 - 2)(5) = -5$$

הערך המוחלט של A_v הוא ההגבר, וסימן המינוס מתייחס להיפוך מופע. תוצאה זו תואמת את התוצאה החישובית שהתקבלה קודם לכן וכן הגרף. נזכיר התוצאה שהתקבלה קודם הראתה שכאשר בכניסה סינוס של 50 mV, מתקבל במוצא סינוס של 250 mV בהיפוך מופע, והרי זה הגבר של -5.

4.10.1 עיוות הרמוני

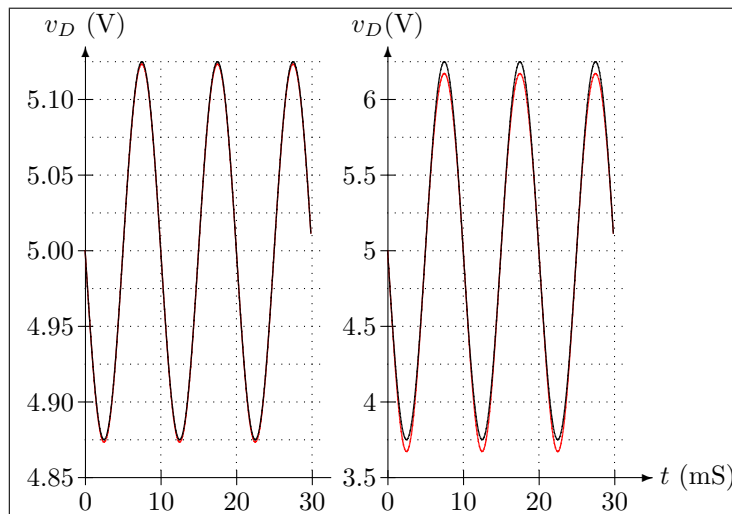
מגבר אדיאלי מגדיל את האות בלי לשנות את צורת האות, המוספת אינו נוהג כמגבר אידאלי מבחינה זו מאחר והאופיין שלו אינו לינארי. אם נתחשב ברכיב ה- v_{gs}^2 שהוזנח, אז ה-AC במוצא:

$$v_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_t)v_{gs} + v_{gs}^2] R_D$$

בהתייחס לדוגמא,

$$\begin{aligned} v_d &= -\frac{1}{2} (0.5) [2(2)0.05 \sin(2\pi \cdot 100t) + (0.05 \sin(2\pi \cdot 100t))^2] (5) \\ &= -(0.25 \text{ V}) \sin(2\pi \cdot 100t) - 0.003125 \sin^2(2\pi \cdot 100t) \quad (4.1) \\ &= -(0.25 \text{ V}) \sin(2\pi \cdot 100t) - 0.003125 \frac{1 - \cos(2\pi \cdot 200t)}{2} \end{aligned}$$

רואים שבנוסף לסינוס הבסיסי של 100 Hz, התווספו למוצא רכיב DC ורכיב 200 Hz. יש עתה לשאול, האם העיוות במוצא ניכר? נשרטט את המוצא האמיתי באדום ואת המוצא לאחר לינאריזציה (זאת אומרת ללא v_{gs}^2) בשחור. נעשה זאת עבור אות כניסה 50 mV (גרף שמאלי), ועבור אות כניסה 0.25 V (גרף ימני).



בשני המקרים ניכר שההגבר הנומינלי -5 , כפי שחושב לעיל. לכן בגרף השמאלי אמפליטודת המוצא הינה $5 \times 50 \text{ mV} = 250 \text{ mV}$, ובגרף הימני $5 \times 0.25 \text{ V} = 1.25 \text{ V}$. בשני המקרים אות ה-AC מורכב על 5 V שהוא ה-DC במוצא המגבר. נבחין בגרף השמאלי שאין הבדל משמעותי בין המוצא האמיתי (אדום) והמוצא לאחר לינאריזציה (שחור). לכן נסיק שלינאריזציה אינה גורעת מדיוק התוצאות כאשר אות הכניסה 50 mV .

מצד שני, בגרף השמאלי ההבדל בהחלט ניכר, ובכך נסיק שהלינאריזציה שבצענו אינה מדויקת כאשר אות הכניסה 0.25 V .

כעת נחזור לתנאי אות קטן כדי לראות אם אכן הוא מתקיים עבור הדוגמא של הגרף השמאלי, ואינו מתקיים עבור הדוגמא של הגרף הימני. במקרה הראשון התנאי מתקיים, $25 \text{ mV} \ll 2 \text{ V}$, ובמקרה השני התנאי אינו מתקיים, $0.25 \text{ V} \not\ll 2 \text{ V}$, כפי שצפוי. ראוי לציין שהמוצא האמיתי נראה כמוזז כלפי מטה ובעל DC שונה מאשר המוצא הלינארי. אמנם כאשר נעיין במשוואה 4.1 נבחין שלא מדובר בהזזה בלבד, אלא בעיוות האות, זאת אומרת שינוי צורת האות. האפקט של הזזה נובע מזה שהרכיב $\sin^2(2\pi 100t)$ שווה לאחד כאשר הסינוס הבסיסי מצוי גם בשיאו (1) וגם בשפלו (-1). לכן, עבור אות כניסה של 50 mV , מוחסר 3.125 mV גם בנקודות השיא של הסינוס וגם בנקודות השפל. עבור אות כניסה של 0.25 V

$$\begin{aligned} v_d &= -\frac{1}{2}(0.5) [2(2)0.05 \sin(2\pi \cdot 100t) + (0.25 \sin(2\pi \cdot 100t))^2] \quad (5) \\ &= -(0.25 \text{ V}) \sin(2\pi \cdot 100t) - 0.078125 \sin^2(2\pi \cdot 100t) \end{aligned}$$

ובכך מוחסר 78.1 mV , שהיא הזזה פי 5^2 מזו של ה- 50 mV . וכן אם נגדיל את אות הכניסה בפי X , אז ההזזה תהיה פי X^2 . כמובן יש לזכור שהשפעת האופיין הריבועי הוא גם לעוות את צורת האות, וגם להזיז, אך ההזזה בפני עצמה אינה מזיקה, אלא רק העיוות. מדד ביצוע נפוץ למגברי שמע הוא עיוות הרמוני כולל (*Total Harmonic Distortion*). הגדרה מצויה למדד זה הינה:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{i>1} \sigma_i^2}}{\sigma_1}$$

כאשר σ_1 הוא הערך היעיל של התדר הבסיסי, ו- σ_i הוא הערך היעיל של הרמוניה i .

בהתייחס לדוגמא, כאשר המבוא 50 mV:

$$\begin{aligned}\sigma_1 &= (0.25 \text{ V})/\sqrt{2} = 0.1768 \text{ V} \\ \sigma_2 &= (0.003125 \text{ V})/2/\sqrt{2} = 0.0011049 \text{ V} \\ \text{THD} &= \frac{\sqrt{0.0011049^2}}{0.1768} = 0.62\%\end{aligned}$$

יש לציין שבעיוות הרמוני רכיב DC שמתווסף לא נכנס לכיטוי מאחר והזזה אינה נחשבת לעיוות.

4.11 מודל אות קטן

ראינו בסעיף הקודם שכאשר בכניסת המוספת ישנו אות משתנה בעל אמפליטודה קטנה, המוספת נוהג בקרוב כרכיב לינארי כלפי האות הקטן. בסעיף זה נרצה לפתח מודל סכמתי לינארי של המוספת שיעזור לנו לנתח מעגלי מוספת כאשר מתקיים התנאי של אות קטן בכניסת המוספת.

מודל כזה נקרא "מודל אות קטן" ושימושי רק לניתוח מתחים וזרמים משתנים במעגל. ניתוח DC נפרד יהיה דרוש לניתוח מתחים וזרמים מסוג DC, וכפי שנראה, גם לקביעת הפרמטרים של המודל אות קטן.

המודל שנפתח נקרא **מודל פאיי-היברידי** (*Hybrid- π Model*), ומתאים לפעולה באזור הצפיטה של המוספת. מודל זה מבוסס על רשת זוגיים היברידיים. נספח ב' דן לעומק בנושא רשת זוגיים בנוגע לטרנזיסטורים, ומציג פיתוח מלא של המודל פאיי-היברידי של המוספת ושל הטרנזיסטור הביפולרי. נסתפק כאן בפיתוח מקוצר. שלשה הפרמטרים החשובים של מודל הפאיי-היברידי בתדרים נמוכים הינם.

- מוליכות המעבר: g_m
פרמטר זה מייחס בין i_d ל- v_{gs} בנקודת העבודה: $i_d = g_m v_{gs}$
- התנגדות מבוא: r_π
פרמטר זה מייחס בין i_g ל- v_{gs} בנקודת העבודה: $v_{gs} = r_\pi i_g$
- התנגדות מוצא: r_o
פרמטר זה מייחס בין i_d ל- v_{ds} בנקודת העבודה: $v_{ds} = r_o i_d$

4.11.1 מוליכות מעבר

מוליכות המעבר שווה לשיפוע של אופיין ה- $i_D - v_{GS}$ בנקודת העבודה, V_{GS} . מתמטית,

$$\begin{aligned}g_m &\triangleq \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \\ &= \left. \frac{\partial}{\partial v_{GS}} \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \\ &= \left. k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \\ g_m &= \boxed{k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)}\end{aligned}$$

4.11.2 התנגדות מבוא

מכיון שהשער במוספת מבודד מהתעלה ע"י חומר דיאלקטרי הזרם הנכנס לשער אפס, ולכן

$$r_{\pi}^{-1} = \left. \frac{\partial i_G}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} = 0$$

ובכך

$$r_{\pi} \rightarrow \infty$$

התנגדות מוצא

כדי לקבל ביטוי עבור התנגדות המוצא של המוספת נכלול באופיין i_D את השפעתה של אפנון התעלה.

$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})$$

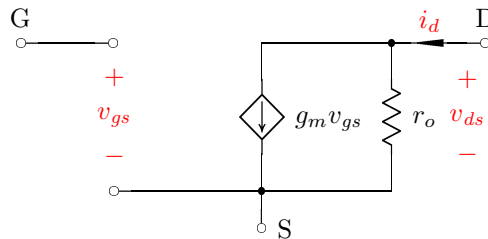
בכך

$$\begin{aligned} r_o^{-1} &\triangleq \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \\ &= \left. \frac{\partial}{\partial v_{DS}} \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \\ &= \left. \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \lambda \right|_{V_{GS}, V_{DS}} \\ &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \lambda \\ &= I_D \lambda \end{aligned}$$

לכן

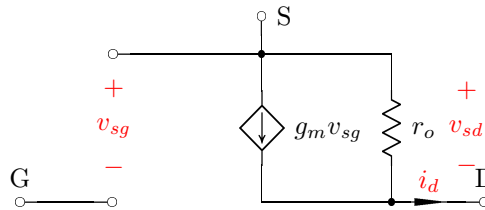
$$r_o = \frac{1}{I_D \lambda}$$

המודל הפא-היברידי של מוספת מסוג NMOS מובא באיור.



4.11.3 מודל אות קטן של PMOS

אפשר לפתח את המודל פא-היברידי של ה-PMOS ישירות מהאופיינים, כפי שנעשה עבור ה-NMOS. אלטרנטיבית, אפשר לקבלו ממודל ה-NMOS ע"י הפיכת כיווני זרמים וקטוביות מתחים, כפי שמובא באיור.

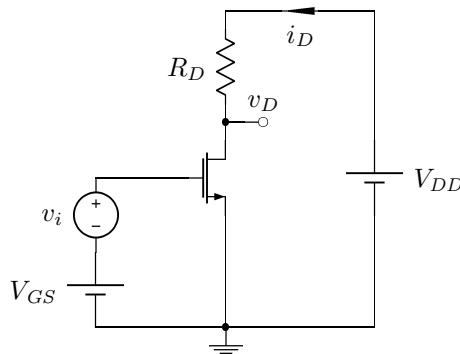


חישוב הפרמטרים נעשה באמצעות:

$$g_m = k'_p \frac{W}{L} (V_t - V_{GS}) \quad r_o = \frac{1}{I_D \lambda}$$

4.12 ניתוח אות קטן

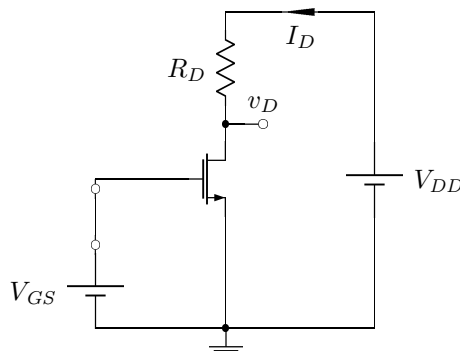
נבצע ניתוח אות קטן על המעגל שהובא בסעיף הקודם.



נרצה לקבל ביטוי עבור המתח במוצא המגבר שהוא המתח בשפך. הניתוח מתחלק לשני שלבים: ניתוח DC וניתוח AC, שהוא בעצם יישום עיקרון הסופרפוזיציה שהוזכר לעיל.

4.13 ניתוח DC

בניתוח DC נפאס מקורות AC ונחשב נקודת עבודה. מקור ה-AC היחיד הוא מקור המתח v_{gs} . לאפס מקור מתח זה לקצר אותו, כפי שמובא באיור.



4.14. חישוב הפרמטרים של המודל פאי-הבתדק 4. טרנזיסטור תוצא-שדה מסוג MOS

אופן ביצוע ניתוח DC כבר תואר בסעיף 4.8. מה שחשוב לנו כאן הוא זרם השפך והמתח במוצא:

$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

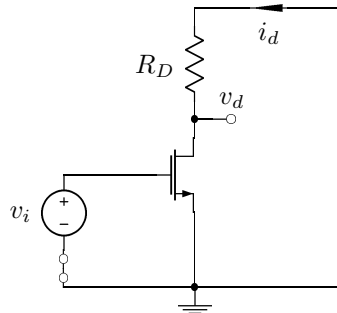
4.14 חישוב הפרמטרים של המודל פאי-הברידי

מהניתוח DC נפיק את V_{GS} ו- I_D . עם זאת אפשר לחשב את הפרמטרים של המודל פאי-הברידי:

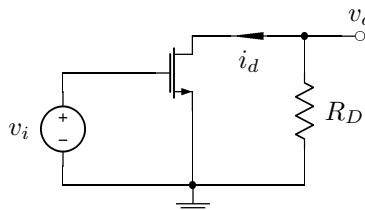
$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t), \quad r_o \simeq \frac{1}{I_D \lambda}$$

4.15 ניתוח אות קטן

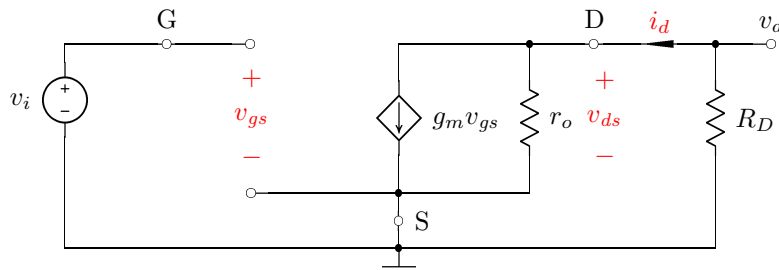
ניתוח אות קטן של המעגל כרוך באיפוס מקורות DC והצבת מודל אות קטן במקום המוספת. במעגל שתי מקורות מתח DC, ולאפסם זהו לקצרם. יש לציין שאם מדובר במקור זרם DC אז לאפסו זה להציב נתק במקומו. המעגל לאחר איפוס המקורות מובא באיור.



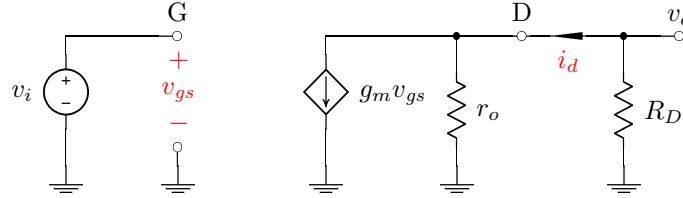
נסדר את המעגל קצת אחרת.



נציב את המודל פאי-הברידי במקום המוספת.



אפשר ליפות קצת את השרטוט.



מעגל זה יחסית פשוט לנתח. נתחיל בחצי המעגל השמאלי. נבחין שהנגדים r_o ו- R_D מקבילים, ובכך אפשר לצרפם לנגד שקול $r_o \parallel R_D$. המתח v_d הוא המתח המצוי על הנגד השקול כתוצאה מהזרם $g_m v_{gs}$. מאחר והזרם זורם ממינוס לפלוס של v_d אז המתח הינו שלילי.

$$v_d = -g_m v_{gs} (r_o \parallel R_D)$$

כעת נזהה ש- $v_{gs} = v_i$, ובכך

$$v_d = -g_m (r_o \parallel R_D) v_i$$

ובזה סיימנו לייחס בין מתח המוצא למתח הכניסה.

4.15.1 מתח מוצא כולל

הביטוי שהתקבל בסעיף הקודם עבור מתח המוצא, v_d , הוא רק עבור רכיב ה-AC. המתח במוצא הוא סופרפוזיציה של רכיב ה-DC ורכיב ה-AC.

$$v_{OUT} = V_D + v_d = \underbrace{V_{DD} - I_D R_D}_{DC} \underbrace{- g_m (r_o \parallel R_D) v_i}_{AC}$$

4.15.2 הגבר

הביטוי הסופי שקבלנו עבור אות המוצא, v_{OUT} , כולל את רכיבי ה-DC ו-AC. אך בדרך כלל מתייחסים לתוצאות של ניתוח ה-DC בנפרד, ולתוצאות של ניתוח ה-AC בנפרד. בפרט כאשר מעוניינים בהגבר המעגל.
נגדיר הגבר מתח:

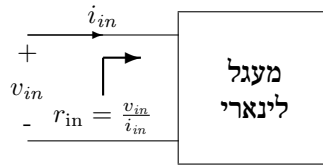
$$A_v \triangleq \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

במעגל הנתון, $v_{out} = v_d$, ו- $v_{in} = v_i$, ולכן

$$A_v = \frac{v_d}{v_i} = \frac{-g_m (r_o \parallel R_D) v_i}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_D)$$

4.15.3 התנגדות מבוא

מדד ביצוע נוסף ובעל חשיבות רבה הוא התנגדות המבוא (Input Resistance) של המגבר. התנגדות המבוא מוגדר כהתנגדות תבנית מנקודת ראות של מבוא המעגל (מקור הכניסה). ניתן לחשב את התנגדות תבנית ע"י הצבת מקור מתח מבחן, v_{in} , במבוא המעגל, ולמדוד את הזרם הנכנס, i_{in} , כפי שמתואר באיור.



ההתנגדות היא היחס מתח לזרם.

$$r_{in} \triangleq \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

משמעותו היא ההתנגדות ש"רואה" מקור הכניסה בהביטו פנימה. התנגדות המבוא בעל משמעות רק עבור מעגל לינארי. עם מדובר במגבר טרנזיסטורי אז המעגל הלינארי צריך להיות מעגל התמורה לאות קטן. התנגדות המבוא של מעגל טרנזיסטורי הוא בעצם ההתנגדות הדימנית סביב נקודת העבודה. חשוב לציין שבחישוב התנגדות תבנית יש צורך לאפס מקורות מתח בלתי-תלויים במעגל לפני חישוב הזרם. אך מאחר שבדרך כלל המקור הבלתי-תלוי היחיד במעגל תמורה של מגבר הוא המקור בכניסה, והרי זה ה- v_{in} שאנו משתמשים כמתח המבחן ליצור את i_{in} , אין צורך לאפס כלום. חשיבותו של התנגדות המבוא בעיקר כלפי התאמת עכבות. בפרט, חשוב למהנדס שהמגבר לא יעמיס מידי על מקור הכניסה, v_i . במעגל שלנו:

$$r_{in} = \frac{v_i}{i_g} = \infty$$

ההתנגדות האינסופית שנותן לנו המוספת, הוא יתרון חשוב בשימוש המוספת כמגבר על הטרנזיסטור הביפולרי, כפי שנראה בסעיף 5.10.4.

4.15.4 התנגדות מוצא

מדד ביצוע חשוב שלישי הוא התנגדות המוצא (Output Resistance) של המגבר. התנגדות המוצא מוגדרת כהתנגדות תבנית מנקודת ראות של מוצא המעגל (העומס). ניתן לחשב את התנגדות תבנית כך:

1. לאפס מקורות בלתי-תלויים.

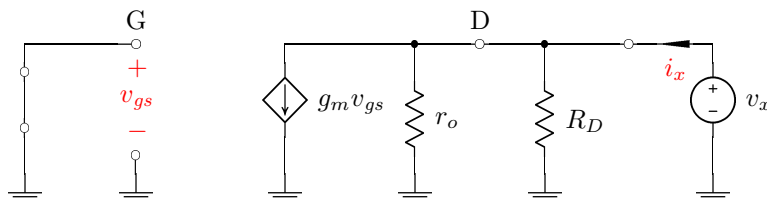
2. להציב מקור מתח מבחן, v_x , במוצא המעגל במקום העומס. (אם אין עומס, אז יש להציבו בין המוצא לאדמה).

3. למדוד את הזרם הנכנס, i_x .

ההתנגדות היא היחס ביניהם

$$r_{out} \triangleq \frac{v_x}{i_x}$$

משמעותו היא ההתנגדות ש"רואה" העומס בהביטו אחורנית אל תוך המעגל. חשיבותו בעיקר כלפי התאמת עכבות. בפרט, חשוב למהנדס שהעומס, R_L , לא יעמיס ביתר מידה על המגבר ובכך יגרום להפחתת ההגבר. לדוגמא, למוצא של מגבר בעל התנגדות מוצא 100Ω מחובר רמקול 8Ω . חוסר ההתאמה בין המגבר לעומס יגרום להפחתה משמעותית בהגבר האפשרי. נדגים את הפרוצדורה עבור המעגל שלנו:



נסכם זרמים בצומת השפך:

$$i_x = g_m v_{gs} + \frac{v_x}{r_o} + \frac{v_x}{R_D}$$

נבחין ש- $v_{gs} = 0$ ובכך

$$i_x = \frac{v_x}{r_o} + \frac{v_x}{R_D} = \frac{v_x}{r_o \parallel R_D}$$

עם זאת

$$r_{\text{out}} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{v_x}{\frac{v_x}{r_o \parallel R_D}} = r_o \parallel R_D$$

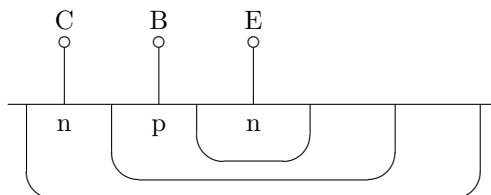
פרק 5

טרנזיסטור ביפולרי

הניסוי המוצלח של היינס שוקלי וברטיין במעבדות בל ב-1947 אשר הדגים לעולם את האפשרות להגבר אותות באמצעות התקן מבוסס מוליך למחצה הנקרא point contact transistor פתח את עידן אלקטרוניקת המוצב המוצק. הטרנזיסטור הביפולרי הוא תוצא של ניסוי זה. למשך כמה עשורים הטרנזיסטור הביפולרי היה הבסיס לכמעט כל האלקטרוניקה. בעשורים האחרונים הוא הוחלף כמעט לגמרי ביישומים דיגיטאליים ע"י ה-MOSFET. היסטורית

5.1 מבנה הטרנזיסטור

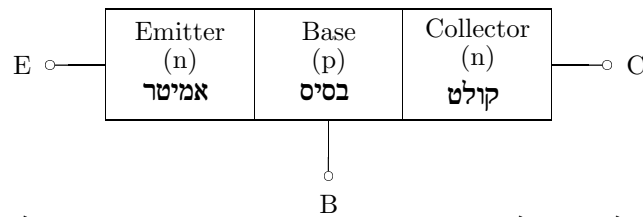
טרנזיסטור ביפולרי בנוי על מצע מוליך למחצה (כגון צורן). דוגמא של המבנה של טרנזיסטור ביפולרי מובא באיור.



על המצע ישנם שלשה אזורי סימון ניכרים הצמודים אחד לשני. נבחין שהאזורים המשווקעים נמשכים גם כלפי מעלה בצידם. זאת מאחר והחיבור המתכתי אפשרי רק במשטח המצע. הטרנזיסטור המובא באיור בעל מבנה אנכי (Lateral). נבחין שישנם שני צמתי pn בין האזורים, האחד בין העליון והאמצעי והשני בין האמצעי והתחתון. ישנם שני סוגים של טרנזיסטור ביפולרי כאשר ההבדל ביניהם הוא סדר הסימון:

- npn: בסוג זה האזורים הקיצוניים מסוג n והאמצעי מסוג p.
- pnp: בסוג זה האזורים הקיצוניים מסוג p והאמצעי מסוג n.

הטרנזיסטור המובא באיור הוא מסוג npn. התכונות החשמליות של שני הסוגים זהות, אלא שתפקיד החורים והאלקטרונים מוחלף זה בזה, והרי זה מתבטא בשינוי קוטביות הזרמים והמתחים הצפויים. מכיון שניתן להבין את מנגנון הפעולה של האחד משל השני נסתפק בהעמקה באחד ותיאור קצר של השני. מכיון שה-npn נפוץ יותר נתייחס בעיקר אליו. מבנה פשטני של טרנזיסטור npn מוצג באיור.



נשים לב שניתן להתייחס לטרנזיסטור כשני צמתי pn או שתי דיודות גב-אל-גב. שלושת אזורי הטרנזיסטור מכונים:

- **אמיטר או פולט (Emitter).** מטרת האמיטר הוא לפלוט או להזריק אלקטרונים. לכן האמיטר הוא אזור בינוני בעל סימון כבד מסוג n.
- **קולט (Collector).** מטרת הקולט הוא לאסוף או לקלוט אלקטרונים. לכן אזור זה רחב ובעל סימון בינוני.
- **בסיס (Base).** מטרת הבסיס הוא להעביר אלקטרונים מאמיטר לקולט. לכן אזור זה הוא צר ובעל סימון קל.

שני הצמתיים בטרנזיסטור הינם:

- **צומת בסיס-אמיטר (Base-Emitter Junction)** המסומן BE או EB
- **צומת בסיס-קולט (Base-Collector Junction)** המסומן BC או CB

5.2 פעולת הטרנזיסטור

5.2.1 מצבי פעולה

לטרנזיסטור הביפולרי יש ארבעה מצבי פעולה. מצבי הפעולה מובדלים אחד מהשני לפי הממתחים בשני צמתי הטרנזיסטור. נתייחס לכל אחד בנפרד.

- **מצב קיטעון (Cutoff Mode)**
- **מצב פעיל (Active Mode)**
- **פעיל הפוך (Saturation Mode)**
- **מצב רוויה (Saturation Mode)**

בטבלה מובאים מצבי הפעולה והממתחים בשני הצמתיים המגדירים את מצב הפעולה.

BC	BE	
אחורי	אחורי	קיטעון
אחורי	קדמי	פעיל
קדמי	אחורי	פעיל הפוך
קדמי	קדמי	רוויה

ברוב המקרים:

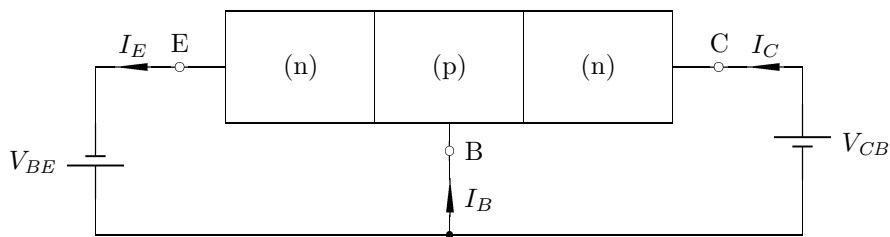
- נתייחס לצומת שהמתח סביבה קטן מ- 0.5 V כצומת בממתח אחורי.
- כאשר המתח גדול או שווה ל- 0.5 V אז נאמר שהצומת בממתח קדמי.

5.2.2 קידום

כדי להפיק תועלת מהטרנזיסטור צריך להציב אותו בתוך מעגל תומך. תפקיד המעגל התומך הוא להכניס ולשמור על הטרנזיסטור במצב פעולה רצוי. הצבת הטרנזיסטור במעגל התומך נקראת *קידום* (Biasing). המעגל התומך נקרא *מעגל מקדם* (Biasing Circuit). אמנם לא נתקלנו במושג הקידום בנוגע למעגלים סבילים מאחר ורכיב סביל בעל אופן פעולה אחת בלבד, אבל כן נתקלנו בו בנוגע לדיודה. לדוגמא, בתכנון וסת המתח הושקע מאמץ רב להציב רכיבים ולחשב את ערכם כך שדיודת הזנר תישאר באזור הפריצה תחת טווח גדול של שינויי מתח מבוא וצריכת עומס.

5.2.3 פעולת הטרנזיסטור במצב פעיל

כעת נתאר את פעולתו של ה-npn במצב פעיל. במצב פעיל צומת BE בממתח קדמי וצומת BC בממתח אחורי. כדי להכריח שהצמתים יהיו בממתחים הללו נציב את הטרנזיסטור במעגל המקדם המובא באיור.



- מקור המתח על צומת ה-BE יוצר ממתח קדמי בתנאי ש-

$$V_{BE} \geq 0.5 \text{ V}$$

- מקור המתח V_{BC} על צומת ה-BC יוצר ממתח אחורי בתנאי ש-

$$V_{CB} \geq 0 \text{ V}$$

אם נתייחס אל הטרנזיסטור כשתי דיודות רגילות המוצבות גב-אל-גב, אז סביר להניח שיזרום זרם מהבסיס אל האמיטר מאחר והצומת בממתח קדמי, אבל לא יזרום זרם מהבסיס אל הקולט מאחר והצומת ביניהם בממתח אחורי. לפי זה הקולט חסר תועלת. אך כפי שנראה פעולתו של הטרנזיסטור מסתמכת על זה שהבסיס צר (כפי שהוזכר קודם) ולכן לא מדובר בשתי דיודות רגילות גב-אל-גב. תיאור התהליך:

- אלקטרוני רוב באזור האמיטר (בעל סימום כבד), מתפעפעים לכיוון הבסיס (בעל סימום קל), ובכך נובע רכיב הזרם (I_E) . האלקטרונים בקלות חוצים את אזור המיחסור הצר ונכנסים לבסיס ונעשים אלקטרוני מיעוט (מכיון שהבסיס מסוג p).

- כאשר בבסיס, לאלקטרוני המיעוט ישנן שתי אפשרויות:

1. להשתחרר עם חורים בבסיס, ובכך ליצור זרם חורים לבסיס (I_B) .
2. להיסחף הלאה לכיוון הקולט, ובכך ליצור זרם אלקטרונים לקולט (I_C) .

- מאחר והבסיס צר הזמן שהאלקטרונים המתפעפעים שוהים בו קטן מידי בשביל שכולם ישתחררו. לכן, רק מספר קטן של אלקטרונים משתחררים, ובכך נוצר רק זרם קטן, I_B .
- שאר האלקטרונים (שלא השתחררו) נסחפים (בעזרת הממתח האחורי) כלפי הקולט. שם הם נעשים אלקטרוני רוב, ונמשכים החוצה ע"י משיכת הקוטב החיובי של מקור המתח, V_{CB} , ובכך יוצרים זרם גדול, I_C .
- מכיון שזרם הבסיס קטן ביחס לזרם האמיטר, אז

$$I_E = I_C + I_B \simeq I_C$$

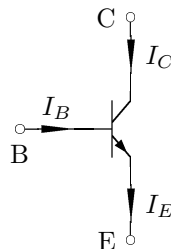
- שימו לב: לולי היה הבסיס צר, כל האלקטרונים הנכנסים לבסיס מהאמיטר היו משתחררים עם חורי הבסיס, ולא היה נוצר רכיב זרם דרך הקולט. רק מזה שהבסיס צר הטרנזיסטור פועל כטרנזיסטור!
- אמנם, הוסברו מנגנוני הזרמים בטרנזיסטור, אך עדיין לא הוסבר התועלת באופן פעולה זו. כדי להבין את התועלת צריך להתחשב במה שמתרחש כאשר משנים מעט את המתח V_{BE} .
- הזרם מאמיטר לבסיס גדל לפי משוואת הדיודה,

$$I_E = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$

- מספר האלקטרונים הנכנסים לבסיס עדיין מוצאים מספר מועט של חורים לשחבור, אבל מאחר ונכנסים יותר אלקטרונים לבסיס זמן החיפוש אחר חורים קטן, וחורים חדשים מגיעים בתגבורת גדולה יותר אל תוך הבסיס להחליף את החורים שהשתחררו. יוצא מזה שהגדלת הזרם I_E מגדילה את I_B באופן יחסי. אבל עדיין I_B קטן ביחס ל- I_E , ולכן עדיין מתקיים $I_C \simeq I_E$.
- היחס בין I_B ל- I_E נשאר בערך קבוע.¹ נציין את היחס בין I_B ל- I_C ע"י פרמטר

$$I_C = \beta I_B$$

- למסכנה: כאשר מגדילים את זרם הבסיס (ע"י הגדלת הממתח הקדמי על צומת BE) זרם האמיטר גדל. היחס ביניהם קבוע ב- β . במובן זה זה רואים איך ניתן להשתמש בטרנזיסטור כמגבר זרם!
- טרנזיסטור ביפולרי מסוג npn בעל תיאור סכמתי:

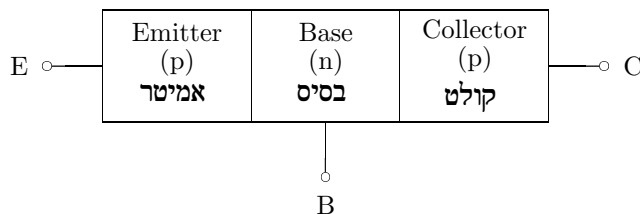


החץ המכוון כלפי חוץ מייצג את האמיטר ומסמן את כיוון הזרם.

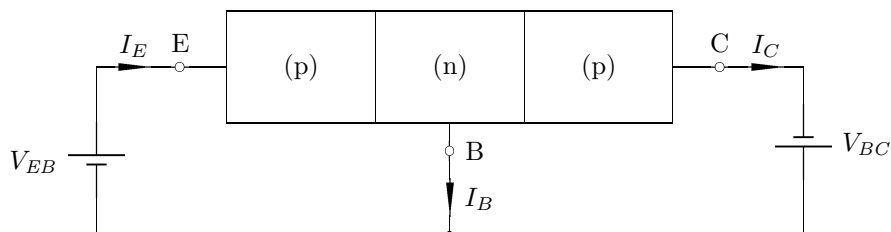
¹ אבל לא לגמרי! בהמשך נתייחס לגורם נוסף המשפיע על היחס ביניהם, אך בינתיים נניח יחס קבוע.

5.3 טרנזיסטור ביפולרי pnp

מבנה פשוטני של טרנזיסטור pnp מוצג באיור.



נתאר את פעולתו של ה-npn במצב פעיל. במצב פעיל צומת BE בממתח קדמי וצומת BC בממתח אחורי. כדי להכריח שהצמתים יהיו בממתחים הללו נציב את הטרנזיסטור במעגל המקדם המובא באיור.



- מקור המתח על צומת ה-BE יוצר ממתח קדמי בתנאי ש-

$$V_{EB} \geq 0.5 \text{ V}$$

- מקור המתח V_{BC} על צומת ה-BC יוצר ממתח אחורי בתנאי ש-

$$V_{BC} \geq 0 \text{ V}$$

כמה הבחנות:

- מתחי הקידום בעלי קוטביות הפוכה לאלו שבמעגל המקדם של ה-npn.
- הזרמים בכיוון הפוך לאלו שבמעגל המקדם של ה-npn.
- פעולתו דומה לפעולת ה-npn, אלא ב-pnp חורים בעיקר אחראים לזרמים. כעת נתאר את פעולת הטרנזיסטור:
- חורי רוב באזור האמיטר (בעל סימום כבד), מתפעפעים לכיוון הבסיס (בעל סימום קל), ובכך נובע רכיב זרם האמיטר (I_E) . האלקטרונים בקלות חוצים את אזור המחסור הצר ונכנסים לבסיס ונעשים חורי מיעוט (מכיוון שהבסיס מסוג n).
- כאשר בבסיס, לחורי המיעוט ישנן שתי אפשרויות:
 1. להשתחרר עם אלקטרונים בבסיס, ובכך ליצור זרם אלקטרונים לבסיס (I_B) כלפי חוץ.
 2. להיסחף הלאה לכיוון הקולט, ובכך ליצור זרם חורים לקולט (I_C) .

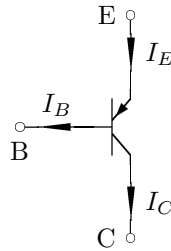
- מאחר והבסיס צר הזמן שהחורים המתפעפעים שוהים בו קטן מידי בשביל שכולם ישתחררו. לכן, רק מספר קטן של חורים משתחררים, ובכך נוצר רק זרם קטן, I_B .
- שאר החורים שלא השתחררו נסחפים (בעזרת הממתח האחורי) כלפי הקולט. שם הם נעשים חורי רוב, ונמשכים החוצה ע"י הקוטב השלילי של מקור המתח, V_{BC} , ובכך יוצרים זרם גדול, I_C .
- מכיון שזרם הבסיס קטן ביחס לזרם האמיטר, אז

$$I_E = I_C + I_B \simeq I_C$$

גם פה ניתן לייחס בין זרם הקולט לזרם הבסיס ע"י:

$$I_C = \beta I_B$$

טרנזיסטור ביפולרי מסוג pnp בעל תיאור סכמתי:



נסכם עם ההבדלים בין ה-pnp ל-npn:

- הזרמים מוגדרים הפוך מאשר עבור ה-npn.
- מתחי הקידום של ה-pnp הפוכים בקוטביות מאשר עבור ה-npn.
- הזרמים דרך ה-pnp הם בעיקר זרמי חורים. מכיון שחורים נעים יותר לאט מאשר אלקטרונים השחבור בבסיס גדול יותר ובכך ערכי ה- β נמוכים יותר.

5.4 מודל הטרנזיסטור

עד כה תיארנו את פעולת הטרנזיסטור באופן איכותי, ואפילו הצגנו פרמטר חשוב, β , המייחס בין זרם הבסיס לזרם הקולט. כדי לפתח מודלים שימושיים עבור הטרנזיסטור הביפולרי באזור הפעיל נצטרך להציג פרמטרים נוספים ומשוואות נוספות המקשרות בין מתחים וזרמים בהדקי הטרנזיסטור.

- מחוק כירכוף לזרמים בצומת:

$$i_E = i_C + i_B$$

- כבר ייחסנו בין זרם הקולט לזרם הבסיס ע"י פרמטר.

$$i_C = \beta i_B$$

- היחס בין זרם האמיטר לזרם הבסיס הינו:

$$i_E = i_C + i_B = \beta i_B + i_B = (\beta + 1)i_B$$

$$i_E = (\beta + 1)i_B$$

- נייחס בין זרם הקולט לזרם האמיטר:

$$\frac{i_C}{i_E} = \frac{\beta i_B}{(\beta + 1)i_B} = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

נגדיר פרמטר חדש:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

בעזרת פרמטר זה נייחס בין זרם הקולט לזרם האמיטר.

$$i_C = \alpha i_E \quad \Rightarrow \quad i_E = \alpha^{-1} i_C$$

- היחס בין הזרמים למתח הבסיס-אמיטר. במצב פעיל צומת ה- BE בממתח קדמי, ולכן מוליכה בהתאם למשוואת הדיודה.

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

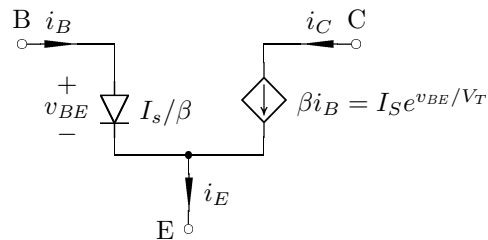
$$i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$$

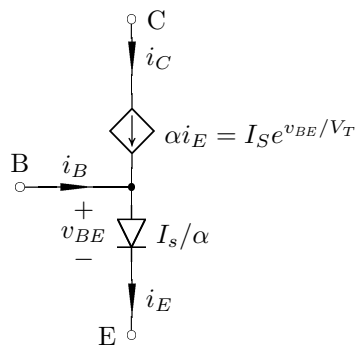
- טרנזיסטור pnp אותן משוואות מאפיינות את ה- pnp אלא שמציבים v_{EB} במקום v_{BE} .

באמצעות משוואות אלו ניתן לייצג טרנזיסטור ביפולרי במצב פעיל ע"י אחד משני מודלים:

- מודל המבוסס על יחס זרם קולט לזרם בסיס.



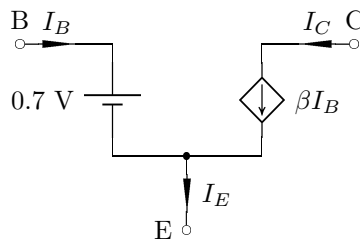
- מודל המבוסס על יחס זרם קולט לזרם אמטר.



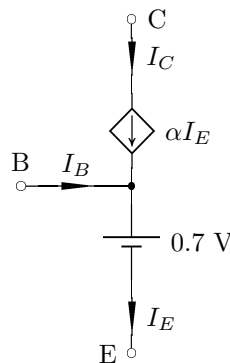
יש לציין:

- שימוש במודל אחד על השני לא מפיק תוצאות שונות בניתוח מעגלים. נשאל, אם כן, למה צריכים שני מודלים? התשובה לכך היא שיש מעגלים שבהם יותר נוח לבצע את הניתוח עם האחד מאשר עם השני.
- בכל מודל אפשר לייחס בין זרם הקולט לאחד משני כמותים:
 - לזרם הבסיס (במודל הראשון) או לזרם האמיטר (במודל שני).
 - למתח הנופל על הדיודה.
- במובן הכללי המודלים אינם לינאריים, מאחר והם כוללים דיודה. לכן לא נצפה להשתמש עמם כפי שהם בניתוח מעגלים המכילים טרנזיסטורים. אלא נעזר בהם בפיתוח מודלים פשוטים יותר.
- המודלים של טרנזיסטור ה-pnp בעלי מבנה זהה, אלא שצריך להחליף את כיווני הזרמים, כיוון הדיודה וקטבי המתחים (v_{EB} במקום v_{BE}).

המודלים שהוצגו הינם כלליים עבור המצב הפעיל. זאת אומרת הם מתאימים לניתוח אותות מסוג DC ו-AC. אבל זה שישנה דיודה במודל שולל את האפשרות של ניתוח לינארי. לכן נציג במקומם מודלים פשוטים יותר המתאימים לאותות DC בלבד או לאותות AC בלבד. נתחיל במודל DC. במודל זה די לייצג את הדיודה כמקור מתח של 0.7 V. עם זאת המודל הראשון עבור אות DC הינו:



המודל השני עבור אות DC הינו:



5.4.1 מתח ארלי

כאשר נעיין במודל הטרנזיסטור נראה לכאורה שהזרם דרך הקולט לא תלוי כלל במתח סביב צומת CE כל עוד שהוא חיובי, ובכך

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

והתלות היא ב- v_{BE} בלבד.

אך במציאות כאשר מגדילים את v_{CE} אז גדל הממתח האחורי על צומת BC, ובכך גדל אזור המחסור בבסיס (בפרט שהבסיס בעל סימום קל ביחס לקולט). כאשר גדל אזור המחסור בבסיס קטן הרוחב האפקטיבי של הבסיס, W ככל ש- W קטן הפרמטר I_S גדל. יוצא מזה שהגדלת v_{CE} מגדילה את I_S ובכך את זרם הקולט. כעת נוסיף לביטוי של i_C גורם המתייחס לתלות ב- v_{CE} :

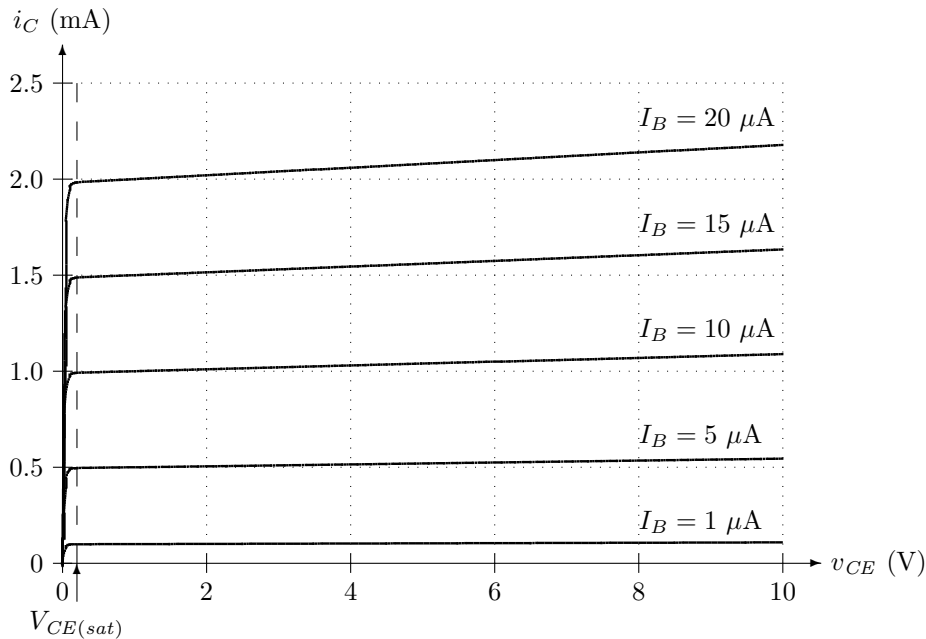
$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) = \beta i_B \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right)$$

יש לציין:

- הגורם החדש "מתקן" את I_S .
 - V_A נקרא מתח ארלי (Early Voltage). ערך טיפוסי שלו 100 V.
 - התלות של i_C ב- v_{CE} לינארית. עקומת $i_C - v_{CE}$ נפגשת עם ציר ה- v_{CE} ב- $-V_A$.
- ² הרוחב הבסיס נמדד מקצה אחד לשני שבו הושתל הסמם. הרוחב האפקטיבי של הבסיס אינו כולל את אזורי המחסור.

5.4.2 אופייין $i_C - v_{CE}$ של טרנזיסטור

כעת נתאר את היחס בין זרם הקולט, i_C , ומתח הקולט-אמיטר, v_{CE} , באופן גרפי. נניח שמדובר בטרנזיסטור עם $\beta = 100$, ומתח ארלי $V_A = 50 \text{ V}$.



בגרף מופיעים חמישה אופייני $i_C - v_{CE}$ עבור חמישה זרמי בסיס. העקומה העליונה, לדוגמא, מאפיינת את היחס בין i_C ל- v_{CE} כאשר זרם הבסיס $20 \mu\text{A}$.

- חישוב קל מראה שבאזור הפעיל צפוי

$$i_C = \beta i_B = 100(20 \mu\text{A}) = 2 \text{ mA}$$

אך כפי שרואים מהגרף אין זה מתקיים אלא כאשר v_{CE} קרוב לציר i_C . כאשר v_{CE} גדל אז בעקבות תופעת ארלי i_C גדל עמו באופן לינארי. באזור הפעיל העקומה בעלת שיפוע $-\beta i_B / V_A$.

אם נמשוך את כל אחד מהעקומות בכיוון המינוס, כולם יפגשו עם ציר ה- v_{CE} ב- $-V_A$.

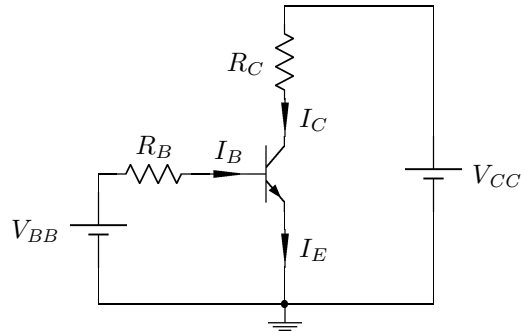
- אפשר גם לראות מהגרף שכאשר מכפילים את i_B בגורם כל שהוא i_C גדל באותו יחס, והרי זו תכונת ההגבר של טרנזיסטור.

- הקו המקווקו, המסומן $V_{CE(sat)}$, מייצג את פעולת הטרנזיסטור באזור הרוויה. נרחיב בנושא זה בהמשך.

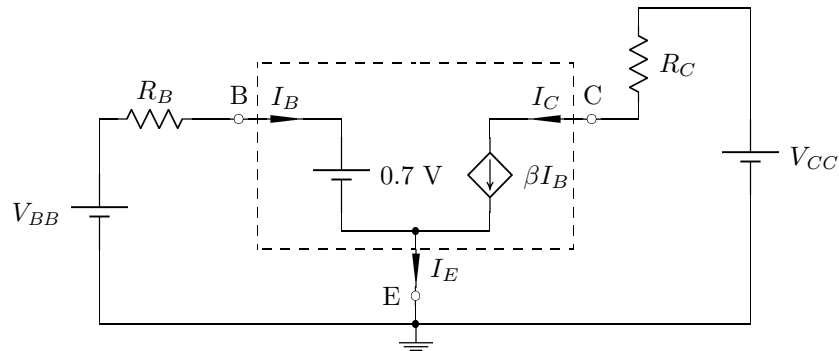
5.5 ניתוח DC

מטרתו של ניתוח DC היא לקבוע נקודת עבודה (Operating Point) במעגל המכיל טרנזיסטורים.

נקודת עבודה מתייחסת למתחים וזרמים מסוג DC בטרנזיסטור. לדוגמא, נהוג לנקוט בזוג I_C - V_{CE} לייצג נקודת עבודה. כעת נציב את הטרנזיסטור בתוך מעגל ונחשב מתחי DC וזרמי DC בנקודות שונות.



כדי להקל בניתוח, בפעם הראשונה נציב את מודל ה-DC של הטרנזיסטור במקום הסכמה שלו.



צומת BC בממתח קדמי ולכן

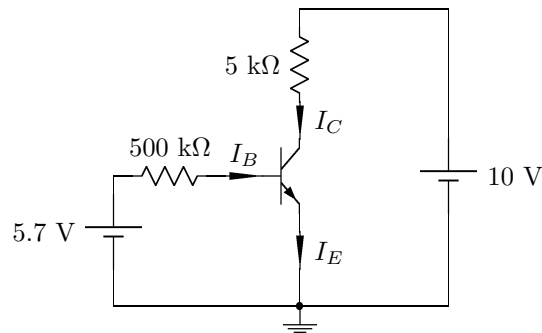
$$V_{BE} \simeq 0.7 \text{ V}$$

שאר המתחים וזרמים ניתן לחשב בעזרת חוקי קירכוף והפרמטר β .

- זרם בסיס: $I_B = (V_{BB} - V_{BE})/R_B$
- זרם קולט: $I_C = \beta I_B$
- מתח קולט-אמיטר: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$
- מתח קולט-בסיס: $V_{CB} \equiv V_C - V_B = V_{CE} - V_{BE}$

דוגמא

חשב את המתחים וזרמים מסוג DC במעגל.



• זרם בסיס: $I_B = (V_{BB} - V_{BE})/R_B = (5.7 - 0.7 \text{ V})/500 \text{ k}\Omega = 10 \mu\text{A}$

• זרם קולט: $I_C = \beta I_B = 100(10 \mu\text{A}) = 1 \text{ mA}$

• מתח קולט-אמיטר: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - (1 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 5 \text{ V}$

• מתח קולט-בסיס: $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 5 - 0.7 \text{ V} = 4.3 \text{ V}$

שימו לב שנקטנו באותיות גדולות לסמן את מתחים וזרמים. הרי זה בהתאם לנוהג המקובל שכמות DC מסומנת ע"י אות גדולה.

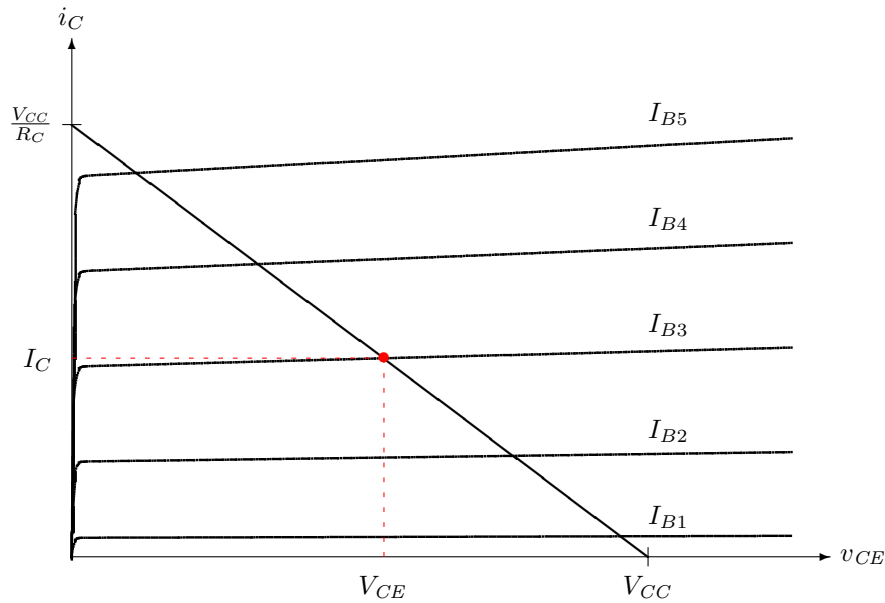
5.5.1 ניתוח גרפי

ראינו שאפשר לנתח מעגל הכולל דיודה באחד משני אופנים:

- פתרון משוואות
- ניתוח גרפי

כמו כן במעגל טרנזיסטורי. בסעיף הקודם נתחנו מעגל ע"י פתרון משוואות בעזרת מודל טרנזיסטור פשטני. השימוש במודל הפיק תוצאות לא מדויקות. כאשר ננתח את המעגל באופן גרפי ובעזרת מאפייני הטרנזיסטור המדויקים התוצאות תהינה מדויקות יותר מאחר וניקח בחשבון את תופעת ארלי.

יתרון נוסף של ניתוח גרפי הוא האינטואיציה המתקבלת עבור פעולת המעגל. ע"י ניתוח גרפי אפשר לראות בקלות מה קורה כאשר משנים מתחים וזרמים במעגל. נתחיל בניתוח גרפי של המעגל של הסעיף הקודם.



• נסכם מתחים על עניבת הקולט-אמיטר:

$$V_{CC} - i_C R_C - v_{CE} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{R_C}$$

המשוואה היא פונקציה לינארית של המשתנים v_{CE} ו- i_C . נשרטט את המשוואה על צירי $i_C - v_{CE}$

- המפגש עם ציר ה- v_{CE} הוא V_{CC} .
- המפגש עם ציר ה- i_C הוא V_{CC}/R_C .
- שיפוע העקומה הוא $-\frac{1}{R_C}$.

העקומה נקראת קו העומס (Load Line).

• ברצוננו להרכיב על הגרף את אופיין ה- $i_C - v_{CE}$ של הטרנזיסטור, המייחס בין זרם הקולט למתח הקולט-אמיטר, כפי שעשינו בניתוח גרפי של מעגל דיודה. אך בניגוד לדיודה, שהיא בעלת אופיין אחד קבוע, הטרנזיסטור הוא בעל אופיין משתנה התלוי בזרם הבסיס. לכן נצטרך את ערכו של I_B כדי לדעת את צורת האופיין.

$$I_B = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_B}$$

• על הגרף הרכבנו מספר אופיינים עבור זרמי בסיס שונים. נניח ש- I_{B3} . אז האופיין המתאים הוא השלישי בסדרת האופיינים ששרטטנו. אם כן, נקודת העבודה היא נקודת המפגש בין קו העומס והאופיין המסומן I_{B3} . הפתרון עבור מתח הקולט-אמיטר וזרם הקולט מסומנים בגרף V_{CE} ו- I_C .

נציין:

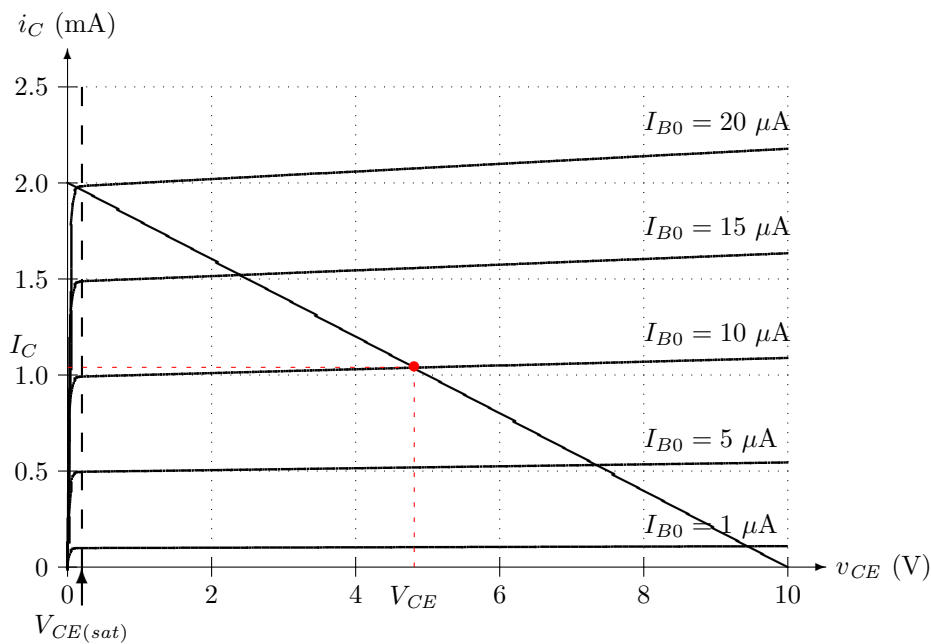
- שינוי ב- I_B מערכו המתוכנן, גורם לנקודת המפגש לסטות הצידה על קו העומס. לדוגמא, שינינו את זרם הבסיס כך ש- $I_B = I_{B4}$. עם זאת נקודת העבודה תסטה שמאלה ומעלה לנקודה שבה נפגשים קו העבודה והאופיין המסומן I_{B4} . הרכבת אות קטן על מקור המתח V_{BB} גורם לשינויים ב- i_B , ובכך לסטיות מתח וזרם סביב נקודת העבודה. הסטיות יחסיות לאלו שסביב I_B . בצורה זו אפשר להשתמש בטרנזיסטור כמגבר אות קטן. נחזור לזה בנושא ניתוח אות קטן.
- קו העומס נקרא כך משום שהוא מייצג את העניבה הכוללת את העומס, R_C . כאשר נגיע לנושא של מגברים יתברר למה נגד זה נחשב לעומס.

דוגמא

חשב את נקודת העבודה של המעגל בדוגמא הקודמת ע"י ניתוח גרפי.
פתרון:
משוואת קו העומס הינה:

$$i_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{R_C} = \frac{10 \text{ V} - v_{CE}}{5 \text{ k}\Omega}$$

הקו חוצה את ציר ה- i_C ב- 2 mA ואת ציר ה- v_{CE} ב- 10 V .



כבר חושב בדוגמא הקודמת ש- $I_B = 10 \mu\text{A}$. נקודת העבודה המסומנת בגרף היא המפגש בין קו העומס והאופיין $I_B = 10 \mu\text{A}$. מהגרף רואים שהערכים המדויקים הינם:

$$V_{CE} = 4.81 \text{ V}, \quad I_C = 1.04 \text{ mA}$$

5.6 הטרנזיסטור בקיטעון ורוויה

עד כה הצגנו את פעולת הטרנזיסטור באופן פעיל. בסעיף זה נתייחס לטרנזיסטור ב-

• קיטעון (Cutoff)

• רוויה (Saturation)

בנוסף לזה נציג שיטה לזיהוי מצב פעולה של טרנזיסטור בתוך מעגל. נתחיל בתיאור כמותי של מצבי הפעולה.

5.6.1 קיטעון

מהטבלה טרנזיסטור הוא בקיטעון כאשר הצמתים BE ו-BC בממתח אחורי.

$$V_{BE} \leq 0.5 \text{ V} \bullet$$

$$V_{BC} \leq 0.5 \text{ V} \bullet$$

במצב זה כל הזרמים בטרנזיסטור זניחים ואפשר לומר שהטרנזיסטור אינו מוליך, או בקיטעון (Cutoff). במישור ה- $v_{CE} - i_C$ אזור הקיטעון הוא ציר ה- v_{CE} החיובי.

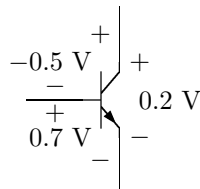
5.6.2 רוויה

מהטבלה טרנזיסטור הוא ברוויה כאשר הצמתים BE ו-BC בממתח קדמי.

$$V_{BE} \geq 0.5 \text{ V} \bullet$$

$$V_{BC} \geq 0.5 \text{ V} \bullet$$

כאשר טרנזיסטור הוא בסף הרוויה, זאת אומרת הוא גובל בין פעיל לרוויה, אז הפרשי המתחים בין רגליו הם כפי שמובא באיור.



לפני שנסביר מה מתרחש במצב רוויה, נסביר איך הגענו למספרים הללו. כאשר הטרנזיסטור עדיין במצב פעיל, אז הגדלת V_{BE} מגדילה את I_B ובכך מגדילה את I_C באופן יחסי. כאשר הקולט מגיע ל-

$$I_C = \frac{V_{CC} - 0.2}{R_C}$$

אז המתח הנופל על הקולט הינו:

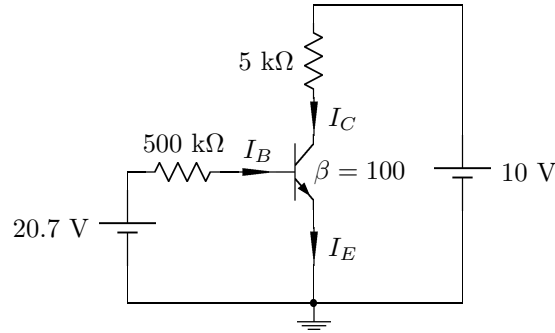
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 0.2 \text{ V}$$

כאשר $V_C = 0.2 \text{ V}$ אז המתח על צומת BC הוא:

$$V_{BC} = V_B - V_C = V_{BE} - V_C = 0.7 - 0.2 \text{ V} = 0.5 \text{ V}$$

והרי זו הנקודה שבה הצומת יוצא מממתח אחורי ונכנס לממתח קדמי. זה מגדיר טרנזיסטור במצב רוויה.

נשאל כעת, כאשר הצמתים בממתח קדמי האם ממשיך להתקיים היחס $I_C = \beta I_B$? ההיגיון אומר שלא מכיון שכאשר שני הצמתים בממתח קדמי אז גם הקולט וגם האמיטר רוצים לנהוג כאמיטר. כדי לתמוך בהגיון נתחיל בהנחה השגויה שהיחס מתקיים, ודרך דוגמא נדגים שהתוצאות המתקבלות בלתי אפשריות.



מתח הבסיס: $V_B = 0.7 \text{ V}$

זרם בסיס: $I_B = \frac{20.7 - 0.7}{500 \text{ k}\Omega} = 40 \text{ }\mu\text{A}$

זרם קולט (לפי הנחה שגויה): $I_C = \beta I_B = 100(40 \text{ }\mu\text{A}) = 4 \text{ mA}$

מתח הקולט: $V_C = 10 - (4 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = -10 \text{ V}$

אבל אם צומת BC בממתח קדמי אז

$$V_{BC} \equiv V_B - V_C \implies V_C = V_B - V_{BC} \simeq 0.7 - 0.5 \text{ V} = 0.2 \text{ V}$$

והרי זה בניגוד למה שהתקבל עבור V_C . יש להסיק מהדוגמא שלשה דברים:

- היחס בין I_C ל- I_B ברוויה שונה מאשר היחס ביניהם במצב פעיל.
- המתח בקולט לא יכול לרדת מתחת למתח באמיטר, שבדוגמא שלנו היה אפס.
- הדרך לבדוק באיזה מצב פעולה נמצא הטרנזיסטור: מניחים שהטרנזיסטור במצב פעולה אחד, ואם התוצאות המתקבלות דרך ניתוח המעגל הגיוניות אז נשארים עם ההנחה הזו, ואם לא, יש להניח מצב פעולה אחר ולבדוק. נזכור שהשיטה היא זו שהצגנו לניתוח מעגלים עם דיודות.

כעת נתאר את המנגנון הפיזי של רוויה. לפני שצומת BC נכנס לממתח קדמי, כל זרם הבסיס מופנה לאמיטר. אבל עכשיו, בגלל ששני הצמתים בממתח קדמי, חלק מזרם הבסיס מופנה לכיוון האמיטר, וחלק לכיוון הקולט. בשלבים ההתחלתיים רכיב הזרם לקולט קטן משום שהממתח הקדמי שם קטן. ככל שהממתח על צומת BC גדל (בעקבות ש- V_{CE} קטן) רכיב I_B לקולט גדל, ובכך מבטל קצת מ- I_C , ובכך מגדיל בקצת חזרה את V_{CE} . בצורת משוב זו מובטח שכאשר V_{CE} נוטה כלפי האפס, יותר מזרם הבסיס יופנה כלפי הקולט כדי להוריד את I_C , ובכך להגדיל חזרה את V_{CE} .

נציין נקודה אחרונה. בנקודת הסף, כאשר הטרנזיסטור עובר ממצב פעיל לרוויה, הגבר הזרם של הטרנזיסטור β . משם ואילך ההגבר קטן בהתאם לערכו של I_B . לדוגמא, אם $I_{C(\max)} = 2 \text{ mA}$ ונכריח ש- $I_B = 0.2 \text{ mA}$ (ע"י נגד הבסיס או ספק הבסיס) אז זה מכריח ש- $\beta = 10$.

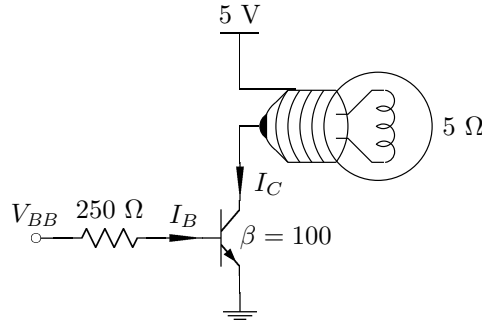
5.7 הטרנזיסטור כמתג

לאחר שהצגנו את מצבי הקיטעון ורוויה נבין את פעולת הטרנזיסטור כמתג. למתג ישנם שני מצבים ניכרים: מכובה (OFF) ודלוק (ON). במונחים חשמליים:

$$\bullet \text{ OFF} = 0 \text{ V}$$

$$\bullet \text{ ON} = 5 \text{ V}$$

המעגל שבאיור נוהג כמתג.



נתאר את פעולתו:

• כאשר מציבים במבוא $V_{BB} = 0 \text{ V}$ (OFF), הטרנזיסטור בקיטעון (אינו מוליך), ובכך הנורה מכובת.

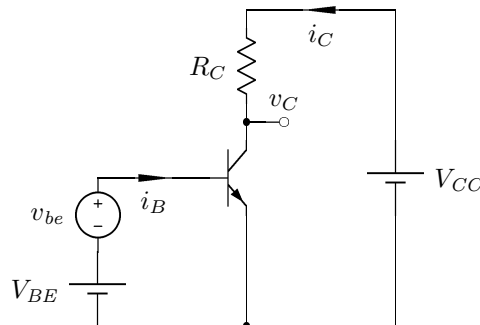
• כאשר מציבים במבוא $V_{BB} = 5 \text{ V}$ (ON), הטרנזיסטור ברוויה, והנורה דולקת. כדי להראות זאת נניח שהטרנזיסטור במצב פעיל. אז

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 5 \text{ V} - (\beta I_B)(5 \Omega) = 5 \text{ V} - 100 \frac{5 - 0.7 \text{ V}}{250 \Omega} 5 \Omega = -3.6 \text{ V}$$

והרי זה לא יתכן, לכן הטרנזיסטור ברוויה, ו- $V_C \simeq 0.2 \text{ V}$, ובכך המתח סביב הנורה 4.8 V והיא דולקת במלוא העוצמה.

5.8 הטרנזיסטור כמגבר

בסעיפים קודמים עסקנו בקביעת נקודת עבודה באמצעות מעגל מקדם, והרי זה חלק חשוב בתכנון מגברים. אך עדיין לא עסקנו ב"בשר" הבעיה שהיא פעולת ההגבר. ההגבר שעליו נשוחח הוא הגבר אות קטן. אות קטן הוא אות בעל אמפליטודה יחסית קטנה למתח התרמי V_T ³. בשרטוט הוספנו למעגל המקדם מקור מתח אות קטן (Small Signal Voltage Source).



³הסיבה להתייחס לאות AC עם אמפליטודה קטנה יתברר בהמשך.

נרצה לחקור את ההשפעה של מקור האות הקטן v_{be} על המוצא v_C . נתעלם מתופעת ארלי.

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} = \frac{I_S}{\beta} e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T} = \underbrace{\frac{I_S}{\beta} e^{V_{BE}/V_T}}_{I_B} e^{v_{be}/V_T} = I_B e^{v_{be}/V_T}$$

$$i_C = \beta i_B$$

$$v_C = V_{CC} - i_C R_C = V_{CC} - \beta i_B R_C = V_{CC} - \beta I_B R_C e^{v_{be}/V_T}$$

5.8.1 דוגמא

נשרטט את מוצא המגבר כאשר במבוא

$$v_{be} = (10 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 50t)$$

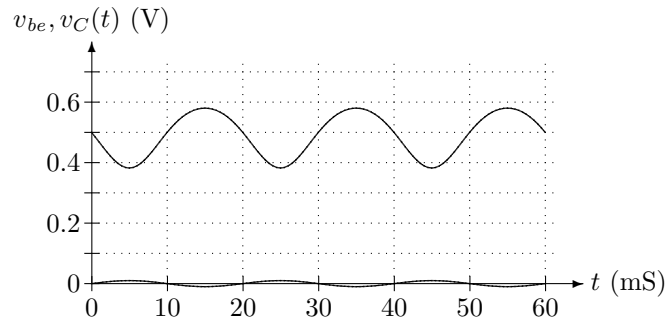
נניח

$$I_B = 5 \mu\text{A}, \quad R_C = 1 \text{ k}\Omega, \quad V_{CC} = 0.75 \text{ V}, \quad \beta = 50$$

עם זאת:

$$\begin{aligned} v_C &= V_{CC} - \beta I_B R_C e^{v_{be}/V_T} \\ &= 0.75 \text{ V} - 50(5 \mu\text{A})(1 \text{ k}\Omega) e^{v_{be}/25.9 \text{ mV}} \\ &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{v_{be}/25.9 \text{ mV}} \\ &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{\frac{(10 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 50t)}{25.9 \text{ mV}}} \\ &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{0.3861 \sin(2\pi \cdot 50t)} \end{aligned}$$

נשרטט את המבוא ואת המוצא על אותו גרף,



ונבצע כמה חישובים:

$$v_C|_{v_{be}=0} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{0/25.9 \text{ mV}} = 0.5 \text{ V} \bullet$$

$$v_C|_{\min} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{10 \text{ mV}/25.9 \text{ mV}} = 0.382 \text{ V} \bullet$$

$$v_C|_{\max} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V}) e^{-10 \text{ mV}/25.9 \text{ mV}} = 0.580 \text{ V} \bullet$$

גם מהגרף וגם מהחישובים ניתן לראות שהמוצא אינו סימטרי סביב נקודת העבודה (0.5 V) ומעוות בהתייחס למבוא. המבוא הרי סינוס טהור. אמנם, המוצא דומה לסינוס, אך הוא לא! אפשר לראות זאת בהבחין שהקטעים העליונים של המוצא בעלי אמפליטודה קטנה יותר מאשר הקטעים התחתונים. זה כמו שלקחנו סינוס ודחסנו את הקטעים העליונים ומתחנו את ההקטעים התחתונים.

5.8.2 דוגמא נוספת

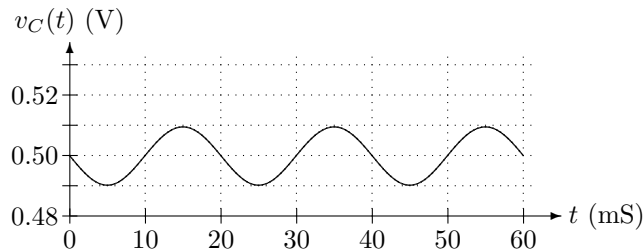
ניקח דוגמא נוספת ובה נקטין את אמליטודת המבוא.

$$v_{be} = (1 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 50t)$$

עם זאת:

$$\begin{aligned} v_C &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{v_{be}/25.9 \text{ mV}} \\ &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{\frac{(1 \text{ mV}) \sin(2\pi \cdot 50t)}{25.9 \text{ mV}}} \\ &= 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{0.03861 \sin(2\pi \cdot 50t)} \end{aligned}$$

נשרטט את המוצא,



ונבצע כמה חישובים.

$$v_C|_{v_{be}=0} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{0/25.9 \text{ mV}} = 0.5 \text{ V} \bullet$$

$$v_C|_{\min} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{1 \text{ mV}/25.9 \text{ mV}} = 0.4902 \text{ V} \bullet$$

$$v_C|_{\max} = 0.75 \text{ V} - (0.25 \text{ V})e^{-1 \text{ mV}/25.9 \text{ mV}} = 0.5095 \text{ V} \bullet$$

נבחין שאכן המוצא יותר סימטרי סביב נקודת העבודה ופחות מעוות. למה זה? ההבדל היחיד בין שני המקרים הוא בגודל אות הכניסה (מבוא), ואכן זה המפתח!

- כאשר המבוא גדול אז חוסר הליניאריות של המגבר ניכר יותר. זה מתבטא ע"י חוסר סימטריות ועיוות משמעותי.
- כאשר המבוא קטן אז חוסר הליניאריות של המגבר אינו ניכר כל כך. זה מתבטא ע"י סימטריות טובה ועיוות כמעט לא מורגש.

5.8.3 הגבר

במקרה השני אפשר לומר שהאות המקורי הוגבר בערך כלשהו. בדוגמא, הערך הזה הוא 10. זאת אומרת האות הסינוסי במוצא בעל אמפליטודה פי 10 משל אות הכניסה. מאחר וכמעט אין עיוות אפשר לומר שהטריזיסטור פועל באופן ליניארי. תכונה זו מאפשרת לנו להתייחס לטריזיסטור כרכיב ליניארי כאשר מדובר באותות כניסה קטנים. לכן, נרצה לפתח עבור הטריזיסטור מודל ליניארי. את המודל הזה נציב במעגל במקום הטריזיסטור, ואז נשאר רק לנתח מעגל ליניארי, דבר שיקל עלינו ביותר.

אך לפני שנעשה זאת נחזור למושג החשוב של הגבר (*Amplification*). הגבר המעגל צריך לכמת בכמה גדל אות המוצא ביחס לאות הכניסה. נצטרך להתחשב בשני דברים:

- מאחר ואות המוצא מורכב על DC כלשהו נצטרך להתייחס לכמה גדל האות ללא ה-DC.

- מאחר וישנם עיוותים, ובכך צורת האות במוצא אינה זהה לצורת האות במבוא, נצטרך להתייחס להגבר האות באופן נקודתי.

נגדיר את הגבר המעגל:

$$A_v \equiv \left. \frac{dv_C}{dv_{be}} \right|_{v_{be}=0}$$

הגדרה זו נותנת מענה לשני הנקודות הנ"ל.

- ההגבר הוא היחס בין השינוי באות המוצא לשינוי באות הכניסה. כאשר מדברים על שינויים אז DC לא משפיע על התוצאה.

$$A_v = \left. \frac{d(V_C + v_C)}{dv_{be}} \right|_{v_{be}=0} = \left. \frac{dv_C}{dv_{be}} \right|_{v_{be}=0}$$

- השינויים הללו נמדדים בנקודת העבודה. נקודת העבודה היא כאשר $v_{be} = 0$. כאשר אין עיוותים אז גם אם נחשב את A_v עבור ערך אחר של v_{be} נקבל את אותה תוצאה. כאשר ישנם עיוותים אז כל ערך אחר של v_{be} יפיק הגבר קצת שונה. אך אם תחום אות הכניסה קטן אז v_{be} קרוב לאפס, ואז חישוב ההגבר פחות או יותר אחיד על תחום אות הכניסה.

כעת, נשתמש בהגדרה זו לחשב את ההגבר של שתי הדוגמאות הקודמות:

$$\begin{aligned} A_v &= \left. \frac{dv_C}{dv_{be}} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \left. \frac{d}{dv_{be}} \left[V_{CC} - \beta I_B R_C e^{v_{be}/V_T} \right] \right|_{v_{be}=0} \\ &= \left. \frac{-\beta I_B R_C}{V_T} e^{v_{be}/V_T} \right|_{v_{be}=0} \\ &= \frac{-\beta I_B R_C}{V_T} \end{aligned}$$

עבור שתי הדוגמאות:

$$A_v = \frac{-\beta I_B R_C}{V_T} = \frac{-50(5 \mu A)(1 \text{ k}\Omega)}{0.0259 \text{ V}} = 9.65$$

שימו לב, בשתי הדוגמאות קבלנו הגבר של 10. אך הבחנו שהתוצאה יותר רלוונטית לגבי דוגמא 2 מאשר לגבי דוגמא 1 כפי שניתן לראות מהשרטוטים שם. הסיבה לכך היא מאחר ובדוגמא השנייה התנאי של אות כניסה קטן מתקיים יותר, ובכך העיוותים קטנים יותר. כללו של דבר: כמה שיש יותר עיוותים פחות משתייך לדבר על הגבר ובכך התוצאה של A_v פחות משמעותית.

5.9 מודל אות קטן של הטרנזיסטור

5.9.1 מוליכות המעבר של הטרנזיסטור

האות הגדול בכניסת המגבר מורכב ממתח DC V_{BE} שהוא נקודת העבודה, ומהאות הקטן v_{be} :

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

הזרם בקולט הינו:

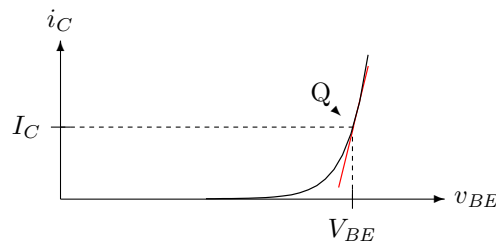
$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{BE}/V_T} \\ &= I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T} \\ &= \underbrace{I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T}}_{I_C} \cdot e^{v_{be}/V_T} \\ &= I_C e^{v_{be}/V_T} \end{aligned}$$

שימו לב שכאשר המבוא אפס ($v_{be} = 0$) אז

$$i_C|_{v_{be}=0} = I_C \cdot e^{0/V_T} = I_C$$

שהיא נקודת העבודה.

נשרטט את העקומה עבור i_C . הרי זה אופיין ה- $i_C - v_{BE}$ של הטרנזיסטור.



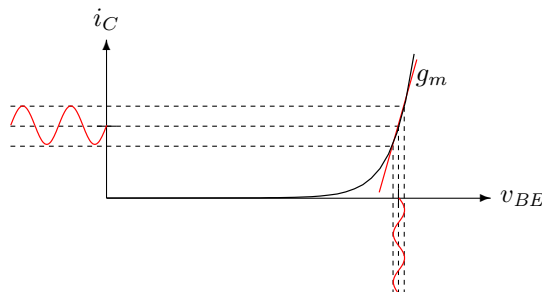
האופיין הוא זה של צומת pn או דיודה. לכן היחס בין i_C ל- v_{BE} הוא מעריכי. נתאים קו ישר המשיק לאופיין בנקודת העבודה (כפי שעשינו עבור הדיודה). בנקודת העבודה שיפוע הקו והאופיין שווים. לכן נגדיר פרמטר שהוא השיפוע שם

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{be}} \right|_{v_{be}=0} = \left. \frac{\partial I_C e^{v_{be}/V_T}}{\partial v_{be}} \right|_{v_{be}=0} = \left. \frac{I_C}{V_T} e^{v_{be}/V_T} \right|_{v_{be}=0} = \frac{I_C}{V_T}$$

הפרמטר g_m נקרא מוליכות המעבר (Transconductance) של הטרנזיסטור. כאשר v_{BE} מוגבל לשינויים של מספר מיליוולטים סביב נקודת העבודה אז מוליכות המעבר מאפיינת את היחס בין זרם האות הקטן בקולט, i_c , למתח האות הקטן בצומת BE, v_{be} .

$$i_c = g_m v_{be}$$

נמחיש את משמעות הפרמטר g_m ע"י השרטוט:



• נניח $g_m = 25 \text{ mA/V}$

• נניח שסינוס המבוא בעל אמפליטודה 5 mV

• אות המבוא מופיע בניצב לציר v_{BE}

לאות המוצא (המופיע בניצב לציר i_C) יש אמפליטודה

$$g_m(5 \text{ mV}) = (25 \text{ mA/V})(5 \text{ mV}) = 125 \mu\text{A}$$

5.9.2 התנגדות מבוא הבסיס

בתת סעיף זה נפתח פרמטר המייחס בין i_B ל- v_{BE} . הפיתוח דומה לקודם.

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S e^{v_{BE}/V_T}}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} = \frac{I_S}{\beta} e^{V_{BE}/V_T} e^{v_{be}/V_T} \\ &= I_B e^{v_{be}/V_T} \end{aligned}$$

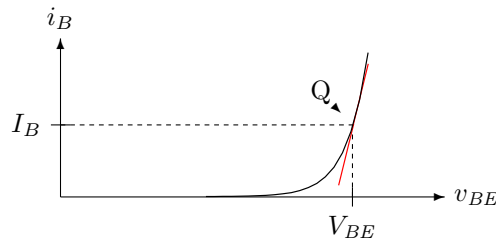
נשים לב שכאשר המבוא אפס ($v_{be} = 0$) אז

$$i_B|_{v_{be}=0} = I_B \cdot e^{0/V_T} = I_B$$

שהיא נקודת העבודה.

אופיין ה- $i_B - v_{BE}$ דומה לזה של אופיין ה- $i_C - v_{BE}$, אלא, ש- i_B מתחלק ב- β . כמו כן, היחס בין i_B ל- v_{BE} הוא מעריכי.

גם כאן נתמקד על האזור הסובב את נקודת העבודה. נתאים קו ישר המשיק לאופיין בנקודת העבודה כדי לקבל יחס מקורב בין i_B ל- v_{BE} .



בנקודת העבודה שיפוע הקו ושיפוע האופיין שווים, ובכך נגדיר את השיפוע שם:

$$r_\pi^{-1} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{be}} \right|_{v_{be}=0} = \left. \frac{\partial I_B e^{v_{be}/V_T}}{\partial v_{be}} \right|_{v_{be}=0} = \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C/\beta}{V_T} = \frac{1}{\beta} g_m$$

הפרמטר r_π נקרא **התנגדות מבוא הבסיס** (*Base Input Resistance*). כאשר v_{BE} מוגבל לשינויים של מספר מיליוולטים סביב נקודת העבודה אז התנגדות המבוא מאפיינת את היחס בין מתח אות הקטן בצומת BE, v_{be} , לזרם אות הקטן בבסיס, i_b .

$$v_{be} = r_\pi i_b$$

5.9.3 התנגדות מוצא

מודל הטרנזיסטור לאות קטן כמעט מושלם. ברוב המקרים אפשר להתשמש בו לנתח מעגלים ולקבל תוצאות התואמות את הנמדד במעגל המעשי בדיוק סביר. אך לפעמים ישנו צורך להתחשב בפרמטר נוסף בניתוח המעגל והוא התנגדות מוצא הטרנזיסטור.

ראינו בסעיף קודם, ששינוי ב- v_{CE} מתלווה בשינוי ב- i_C , אפילו כאשר i_B קבוע. ציינו שהתופעה האחראית לכך היא תופעת ארלי. התנגדות המוצא שנגדיר כאן מתייחסת לתופעה זו.

$$\begin{aligned} r_o^{-1} &\equiv \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_C} \\ &= \frac{\partial}{\partial v_{CE}} I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \\ &= \frac{1}{V_A} I_S e^{v_{BE}/V_T} \\ &\simeq \frac{I_C}{V_A} \end{aligned}$$

התנגדות המוצא הינה:

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

היא מייחסת בין מתח מוצא הטרנזיסטור, v_{ce} , לזרם מוצא הטרנזיסטור, i_c :

$$v_{ce} = r_o i_c$$

עבור טרנזיסטור ביפולרי עם $I_C = 1 \text{ mA}$, r_o בסביבות $100 \text{ k}\Omega$.

5.9.4 המודל השלם לאות קטן

כעת ישנן בידנו את כל הפרמטרים העיקריים הדרושים לאפיין את התנהגות הטרנזיסטור לגבי אות קטן.

• מוליכות הטרנזיסטור, g_m

• התנגדות מבוא הטרנזיסטור, r_π

• התנגדות מוצא הטרנזיסטור, r_o

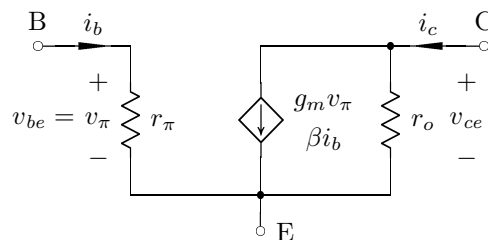
צריך לזכור שהפרמטרים הללו:

• רלוונטיים רק למעגל עם נקודת עבודה I_C . אם משתנה נקודת העבודה צריך לחשב את הפרמטרים לפי נקודת העבודה החדשה.

• מפיקים תוצאות מדויקות רק עבור אותות קטנים: $v_{be} \ll V_T \simeq 25 \text{ mV}$

מודל פאיי-היברידי

כעת נציג מעגל תמוזה (Equivalent Model) של הטרנזיסטור עבור אות קטן, המקיים את היחסים המוסגרים במלבנים.



מעגל תמורה זה נקרא מודל פאיהיברידי (Hybrid- π Model)⁴, ודומה למודל הכללי הראשון שהצגנו עבור הטרנזיסטור, אלא שהדיודה הוחלפה בנגד, r_π .

מודל-T

מודל שני, המדגיש את היחס בין זרם האמיטר, i_e , למתח הבסיס-אמיטר, v_{be} , נקרא מודל-T⁵. לפני שנציג אותו צריכים להגדיר פרמטר חדש המייחס ביניהם, והוא התנגדות האמיטר (Emitter Resistance).

$$r_e \equiv \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_E} \right|_{I_E} = \frac{V_T}{I_E}$$

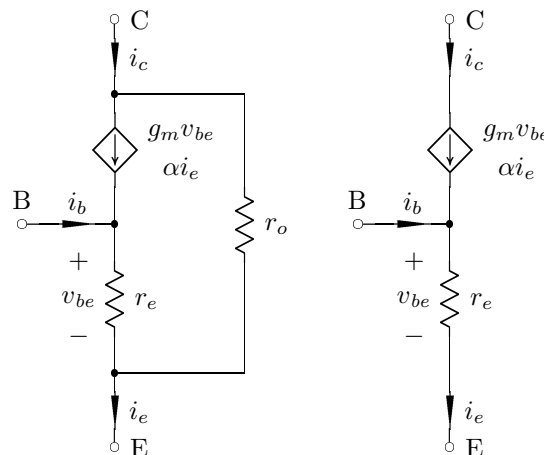
שימו לב ש-

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \simeq \frac{1}{g_m}$$

התנגדות האמיטר מייחסת בין זרם האמיטר למתח הבסיס-אמיטר:

$$v_{be} = r_e i_e$$

מודל-T, המבוסס על יחס זה, מובא באיור הימני.



המעגל השמאלי הוא גם מודל-T אלא שהוא כולל את השפעתה של תופעת ארלי באמצעות הנגד r_o . לסיכום, נציין:

• שני המודלים (פאיהיברידי ו-T) מפיקים תוצאות זהות. הנוחיות של אחד על השני קובע באיזה להשתמש עבור מעגל מסוים.

• בכל אחד מהמודלים ישנן שתי אפשרויות לייצג את מקור הזרם התלוי:

– מקור הזרם התלוי במודל הפאיהיברידי יכול ליחס את הזרם i_c ל-

v_{be} דרך הפרמטר g_m

i_b דרך הפרמטר β

– מקור הזרם התלוי במודל-T יכול ליחס את הזרם i_c ל-

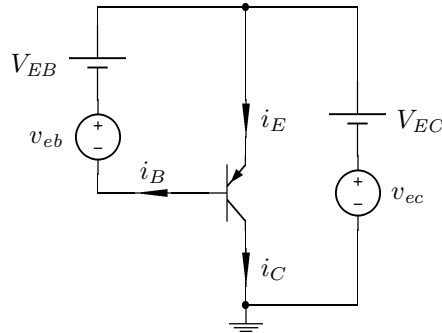
v_{be} דרך הפרמטר g_m

i_e דרך הפרמטר α

⁴הכינוי Hybrid נובע מזה שהמודל מייחס בין מתח (המבוא) לזרם (המוצא), ו- π על צורתו.
⁵הכינוי נובע מצורת המעגל שהיא כהאות "T".

5.9.5 מודל פאזי-היברידי לטרנזיסטור PNP

נפתח את המודל הפאזי-היברידי עבור טרנזיסטור ביפולרי מסוג PNP. נתייחס למעגל באיור.



נשים לב שהגדרנו את כיווני הזרמים הפוך לכיוונים ב-NPN. וכן סימנו את המתחים בקוטביות הפוכה מאשר ב-NPN. זאת מאחר והזרמים ומתחים ב-PNP אכן הפוכים בכיוון ובקוטביות מאשר ב-NPN. התועלת בבחירת קונבנציה זו היא שנקבל ערכים חיוביים עבור הזרמים והמתחים הללו כאשר ניגש לפתור בעיות פרקטיות.

האות הגדול בכניסת המגבר מורכב ממתח V_{EB} DC שהוא נקודת העבודה, ומהאות הקטן v_{eb} :

$$v_{EB} = V_{EB} + v_{eb}$$

לפי זה:

$$\begin{aligned} i_C &= I_S e^{v_{EB}/V_T} \\ &= I_S e^{(V_{EB} + v_{eb})/V_T} \\ &= \underbrace{I_S \cdot e^{V_{EB}/V_T}}_{I_C} \cdot e^{v_{eb}/V_T} \\ &= I_C e^{v_{eb}/V_T} \end{aligned}$$

וכן

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C e^{v_{eb}/V_T}}{\beta} = I_B e^{v_{eb}/V_T}$$

מעבר המוליכות הינו:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{EB}} \right|_{v_{eb}=0} = \left. \frac{\partial I_C e^{v_{eb}/V_T}}{\partial v_{eb}} \right|_{v_{eb}=0} = \frac{I_C}{V_T} e^{v_{eb}/V_T} \Big|_{v_{EB}=0} = \frac{I_C}{V_T}$$

התנגדות מבוא הבסיס הינה:

$$r_\pi^{-1} = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{EB}} \right|_{v_{eb}=0} = \left. \frac{\partial I_B e^{v_{eb}/V_T}}{\partial v_{eb}} \right|_{v_{eb}=0} = \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C/\beta}{V_T} = \frac{1}{\beta} g_m$$

היפוך התנגדות המוצא הינו:

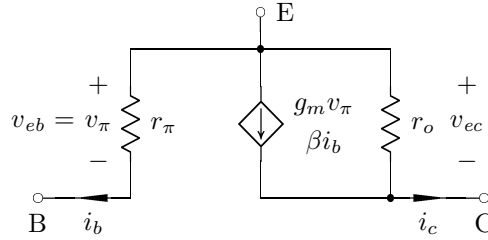
$$r_o^{-1} \equiv \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_C} = \frac{\partial}{\partial v_{EC}} I_S e^{v_{EB}/V_T} \left(1 + \frac{v_{EC}}{V_A} \right) = \frac{1}{V_A} I_S e^{v_{EB}/V_T} \simeq \frac{I_C}{V_A}$$

נבחין שהפרמטרים של המודל הפאזי-היברידי לטרנזיסטור PNP זהים לאלו של ה-NPN.

נשתמש בפרמטרים אלו ליחס בין הזרמים והמתחים בטרנזיסטור:

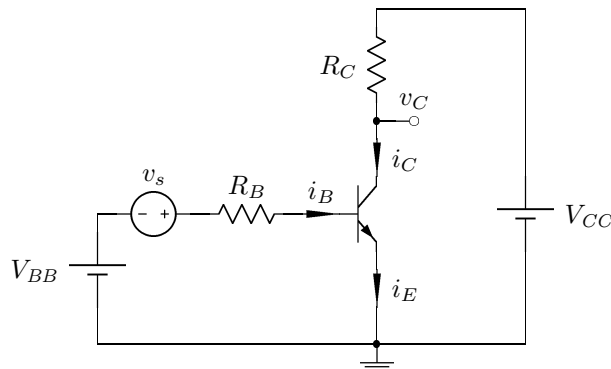
$$i_c = g_m v_{eb}, \quad v_{eb} = r_\pi i_b, \quad v_{ec} = r_o i_c$$

יש לזכור שיחסים אלו רלוונטיים לאות קטן בלבד. המודל הפאיהיברידי מובא באיור.



5.10 ניתוח אות קטן

באמצעות המודל אות קטן שפתחנו ניתן לנתח מגבר אות קטן. נדגים זאת על המגבר באיור. נקבל ביטוי עבור המתח במוצא המגבר שהוא המתח בקולט.



מכיון שבמעגל ישנן כמויות DC ו-AC נשתמש בעקרון ההרכבה (Superposition Principle). זאת אומרת נחלק את הבעיה לשניים:

- נאפס מקורות מסוג AC ונחשב את V_C .

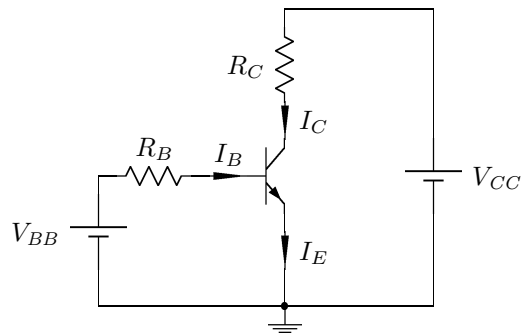
- נאפס מקורות מסוג DC ונחשב את v_c .

המתח במוצא הוא "ההרכב" של השניים:

$$v_{OUT} = v_C = V_C + v_c$$

5.10.1 ניתוח DC

חישוב של V_C דורש את איפוסו של v_s , שהוא מסוג AC. לאפס מקור מתח AC זה לקצר אותו. מעגל התמורה לאות DC מובא באיור.

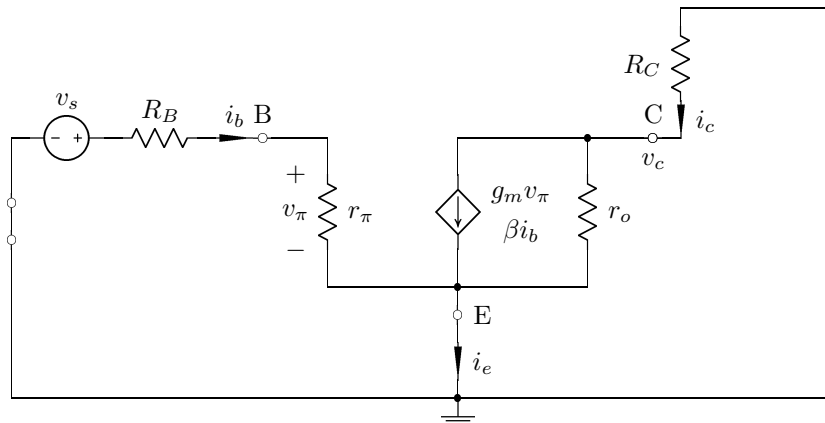


ניתוח זה כבר נעשה בניתוח DC קודם. שם התקבל

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - \beta I_B R_C$$

5.10.2 ניתוח AC

חישוב של v_c דורש את איפוסם של מקורות המתח DC, V_{BB} ו- V_{CC} , והצבת המודל אות קטן של הטרנזיסטור במקום הטרנזיסטור.



ישנן שתי אפשרויות לנתח את המעגל. נציג את שתיהן.

1. שימוש בפרמטר β

• סיכום מתחים על העניבה השמאלית נותן

$$v_s - i_b(R_B + r_\pi) = 0$$

ולכן

$$i_b = \frac{v_s}{R_B + r_\pi}$$

• סיכום מתחים על העניבה הימנית נותן

$$-i_c R_C \parallel r_o - v_c = 0$$

ולכן

$$\begin{aligned}
 v_c &= -i_c R_C \parallel r_o \\
 &= -\beta i_b R_C \parallel r_o \\
 &= -\beta \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s
 \end{aligned}$$

2. שימוש בפרמטר g_m

• ע"י חלוקת מתח

$$v_\pi = \frac{r_\pi}{R_B + r_\pi} v_s$$

• מתח הקולט הינו:

$$\begin{aligned}
 v_c &= -i_c R_C \parallel r_o \\
 &= -g_m v_\pi R_C \parallel r_o \\
 &= -g_m \frac{(R_C \parallel r_o) r_\pi}{R_B + r_\pi} v_s \\
 &= -g_m r_\pi \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s \\
 &= -g_m \left(\frac{\beta}{g_m} \right) \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s \\
 &= -\beta \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s
 \end{aligned}$$

ע"י סופרפוזיציה המתח במוצא הוא:

$$v_{OUT} = V_C + v_c = \underbrace{V_{CC} - \beta I_B R_C \parallel r_o}_{DC} - \underbrace{\beta \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s}_{AC}$$

5.10.3 הגבר

הביטוי הסופי שקבלנו עבור אות המוצא, v_{OUT} , כולל את רכיבי ה-DC ו-AC יחדיו. אך בדרך כלל מתייחסים לתוצאות של ניתוח ה-DC בנפרד, ולתוצאות של ניתוח ה-AC בנפרד. בפרט כאשר מעוניינים בהגבר המעגל. נגדיר הגבר מתח:

$$A_v \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

במעגל הנתון, $v_{out} = v_c$, ו- $v_{in} = v_s$, ולכן

$$A_v = \frac{v_c}{v_s} = \frac{-\beta \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi} v_s}{v_s} = -\beta \frac{R_C \parallel r_o}{R_B + r_\pi}$$

5.10.4 התנגדות מבוא

מדד ביצוע נוסף ובעל חשיבות רבה הוא **התנגדות המבוא** (*Input Resistance*) של המגבר. התנגדות המבוא מוגדרת כהתנגדות תבנית מנקודת ראות של מבוא המעגל (מקור הכניסה). ניתן לחשב את התנגדות תבנית ע"י הצבת מקור מתח מבחן, v_{in} , במבוא המעגל, ולמדוד את הזרם הנכנס, i_{in} . ההתנגדות היא היחס ביניהם.

$$r_{in} \equiv \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

משמעותו היא ההתנגדות ש"רואה" מקור הכניסה בהביטו פנימה. חשיבותו בעיקר כלפי התאמת עכבות. בפרט, חשוב למהנדס שהמגבר לא יעמיס ביתר מידה על מקור הכניסה, v_s . במעגל שלנו:

$$r_{in} = \frac{v_s}{i_b} = R_B + r_\pi$$

5.10.5 התנגדות מוצא

מדד ביצוע חשוב שלישי הוא **התנגדות המוצא** (*Output Resistance*) של המגבר. התנגדות המוצא מוגדרת כהתנגדות תבנית מנקודת ראות של מוצא המעגל (העומס). ניתן לחשב את התנגדות תבנית כך:

1. לאפס מקורות בלתי-תלויים.

2. להציב מקור מתח מבחן, v_x , במוצא המעגל במקום העומס. (אם אין עומס פשוט להציבו בין המוצא לנקודה המשותפת או אדמה).

3. למדוד את הזרם הנכנס, i_x .

ההתנגדות היא היחס ביניהם

$$r_{out} \equiv \frac{v_x}{i_x}$$

משמעותו היא ההתנגדות ש"רואה" העומס בהביטו אחורנית אל תוך המעגל. חשיבותו בעיקר כלפי התאמת עכבות. בפרט, חשוב למהנדס שהעומס, R_L , לא יעמיס ביתר מידה על המגבר ובכך יגרום להפחתת ההגבר. לדוגמא, למוצא של מגבר בעל התנגדות מוצא 100Ω מחובר במקול 8Ω . חוסר ההתאמה בין המגבר לעומס יגרום להפחתה משמעותית בהגבר האפשרי. במעגל שלנו:

$$r_{out} = \frac{v_c}{i_c} = \frac{i_c R_C \parallel r_o}{i_c} = R_C \parallel r_o$$

5.10.6 מיקום נקודת העבודה

מיקום נקודת העבודה הוא קריטריון חשוב בתכנון מגבר. אמנם, נעמיק בנושא בגדר הדוגמאות, נציג כעת כמה כללים בשיקול מיקום נקודת העבודה:

- כאשר מתכננים מגבר חשוב לבחור נקודת עבודה כך שהאות המוגבר לא ייקטם. לכן, צריך לדאוג שעבור טווח האות הצפוי הטרנזיסטור יתפקד במצב פעיל. קטימה יכולה לקרות כאשר נקודת העבודה קרובה מדי לאזורי הקיטעון או רוויה.

- כאשר לא מפורט גודל האות אז יש לבחור את נקודת העבודה

$$V_{CE} = \frac{1}{2} V_{CC}$$

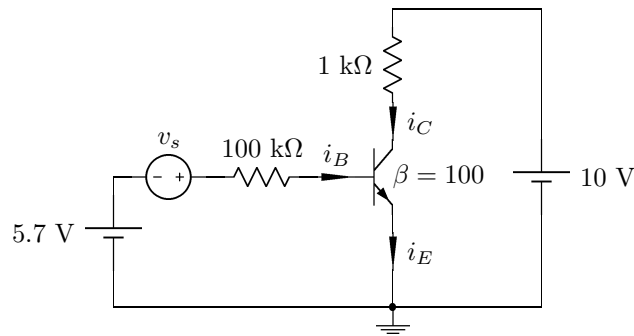
חשוב לציין שאפילו בנקודת עבודה זו, קטימה עדיין אפשרית כאשר אות המבוא גדול מידי. בפרט כאשר האמפליטודה גדולה מ- $V_{CC}/2$.

- כאשר ידוע לנו הגודל המרבי של האות אז יש לבחור את נקודת העבודה בהתאם להספק מינימלי. זה נעשה ע"י בחירת V_{CE} , הנוטה לקיטעון, אבל עם מספיק רווח כך שהאמפליטודה המרבית של אות המבוא לא תכניס את הטרנזיסטור לקיטעון. צריכת הספק המעגל במוצא הינה:

$$P = V_{CC} I_C$$

צריכת ההספק במבוא המעגל בדרך כלל זניחה.

דוגמא



התייחס למעגל באיור לחשב:

(א) נקודת עבודה

(ב) פרמטרים של המודל הפאיהיברידי

(ג) הגבר, התנגדות מבוא, התנגדות מוצא

(ד) צריכת הספק

הנח $V_A \rightarrow \infty$.

פתרון:

(א) נקודת עבודה:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{5.7 - 0.7}{100 \text{ k}\Omega} = 50 \mu\text{A} \\ I_C &= \beta I_B = 100(50 \mu\text{A}) = 5 \text{ mA} \\ V_C &= 10 - (5 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 5 \text{ V} \end{aligned}$$

(ב) פרמטרים של המודל הפאיי-היברידי:

$$\begin{aligned}
 g_m &= \frac{I_C}{V_T} = \frac{5 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.2 \text{ S} \\
 r_\pi &= \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{0.2 \text{ S}} = 500 \text{ } \Omega \\
 r_o &= \frac{V_A}{I_C} = \infty \text{ } \Omega
 \end{aligned}$$

(ג) הגבר וכו':

$$\begin{aligned}
 v_\pi &= \frac{r_\pi}{100 \text{ k}\Omega + r_\pi} = \frac{0.5 \text{ k}\Omega}{100 + 0.5 \text{ k}\Omega} = 0.005 v_s \\
 v_o &= -(g_m v_\pi)(R_C \parallel r_o) v_s = -(0.2 \text{ S})(0.005 v_s)(1 \text{ k}\Omega) v_s \\
 A_v &= \frac{v_o}{v_s} = -1 \\
 r_{in} &= \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_B + r_\pi = 100.5 \text{ k}\Omega \\
 r_{out} &= \frac{v_c}{i_c} = R_C \parallel r_o = 1 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

לפי התוצאות המעגל אינו מגביר אלא נותן *המרת עכבות*. כאשר ברצוננו להפיק הגבר משמעותי יש צורך להקטין את התנגדות המבוא, וזה נעשה ע"י שיטת קידום שונה, כפי שיוצג בסעיף הבא.

(ד) הספק:

$$P = V_{CC} I_C = (10 \text{ V})(5 \text{ mA}) = 50 \text{ mW}$$

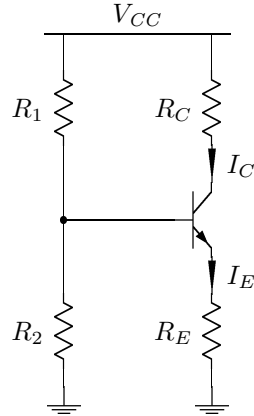
אפשר להקטין את צריכת ההספק ע"י הקטנת I_C , אך יש להיזהר שעבור הגודל הצפוי של אות הכניסה הטרנזיסטור לא יכנס לקיטעון.

5.11 שיטות קידום

כבר מוכר לנו המעגל המקדם שבמגבר שלנו. אך יש לו שתי חסרונות:

- הוא דורש שתי מקורות DC.
- הוא בעל התנגדות מבוא גבוהה הגורם להנחתה משמעותית של אות קטן במבוא. בסעיף זה נחקור מעגלים אחרים לקדם טרנזיסטור המובססים על מקור DC אחד.

5.11.1 מעגל מקדם מחלק מתח



ללא החיבור לבסיס או הנגדים R_1 ו- R_2 נוהגים כמחלק מתח פשוט:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

החיבור לבסיס גורם לזרם ב- R_1 להתפצל לשניים: ל- R_2 ולבסיס הטרנזיסטור. האפקט של זה הוא להוריד את ההתנגדות האפקטיבית של הענף התחתון. כל עוד והבסיס צורך זרם מועט בהשוואה לזרם בנגדים אז הנוסחה לעיל שימושית לחישוב מקורב. אך זה לא תמיד המצב, ולכן נרצה לבקל ביטוי מדויק יותר של V_B . אפשר להתייחס לענף הבסיס כקופסה שחורה (כזו שתכולתה אינה ידועה) בעלת מתח והתנגדות תבנית (Thevenin). אך כדי להקל על הניתוח נתעלם ממתח תבנית (בהנחה שהוא זניח⁶) ונתייחס רק להתנגדות תבנית של הטרנזיסטור בבסיס, R_{IN} . לפי זה מתקבל על פי חלוקת מתח:

$$V_B \simeq \frac{R_2 \parallel R_{IN}}{R_1 + R_2 \parallel R_{IN}} V_{CC}.$$

התנגדות תבנית של הטרנזיסטור הינה:

$$R_{IN} = \frac{V_B}{I_B} = \frac{V_E + 0.7}{I_B} \simeq \frac{V_E}{I_B} = \frac{I_E R_E}{I_B} \simeq \frac{(\beta + 1) I_B R_E}{I_B} \simeq \beta R_E$$

לכן

$$V_B \simeq \frac{R_2 \parallel \beta R_E}{R_1 + R_2 \parallel \beta R_E} V_{CC}$$

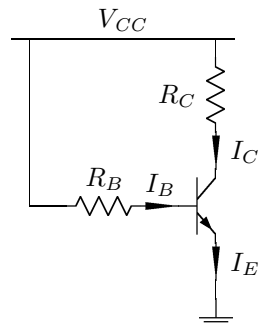
יש לציין שכאשר $\beta R_E > 10 R_2$ אז אפשר להתעלם מהשפעתו. זרם הקולט הינו:

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_B - 0.7}{I_E}$$

נבחין שהתלות של I_C ב- β היא דרך V_B . אבל לפי הביטוי שקבלנו V_B עצמו אינו תלוי משמעותית ב- β . לכן גם זרם הקולט אינו תלוי משמעותית ב- β .

⁶הנחה זו סבירה מכיון שמקור המתח הקבוע היחיד בענף הבסיס הוא מפל המתח הקטן של 0.7 V סביב צומת ה-BE.

5.11.2 מעגל מקדם בסיס



במעגל זה הזרם דרך הבסיס הינו:

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

זרם הקולט הינו:

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

בגלל התלות הישירה של I_C ב- β סוג זה של מעגל מקדם אינו שימושי במגברים, אלא במעגלים ספרתיים.

פרק 6

טרנזיסטור תוצא-שדה צומתי (JFET)

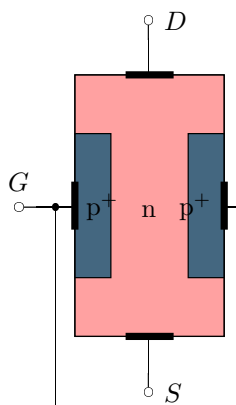
הטרנזיסטור תוצא-שדה צומתי (JFET) שייך למשפחת התקני הטת"ש. ההבדל העיקרי בינו לבין ה-MOSFET (שהוא גם שייך למשפחת הטת"ש) הוא שער המבודד ע"י קבל. הבידוד הזה נותן ל-MOSFET יתרון של התנגדות מבוא גבוהה מאוד ביחס לטת"ש הצומתי, ובכך נחשב ה-JFET לנחות ביחס ל-MOSFET. אך מאחר ועדיין נעשה בו שימוש ביישומים בודדים נציגו.

6.1 עיקרון פעולה

ה-JFET מסווג על פי סוג התעלה:

- תעלה מסוג n (n-Channel). סוג זה מקביל לטרנזיסטור מסוג npn.
- תעלה מסוג p (p-Channel). סוג זה מקביל לטרנזיסטור מסוג pnp.

ה-JFET מסוג n הוא הנפוץ יותר ולכן נתמקד בו. מבנה ה-JFET מסוג n מוצג באיור.



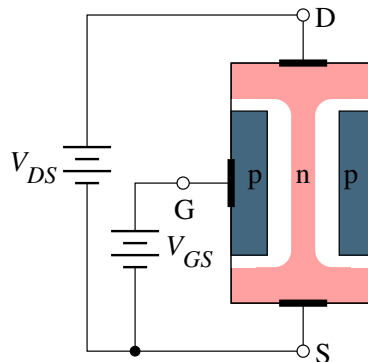
- מתחילים עם גביש מל"מ בעל סימון n.
- מזריקים סמם מסוג p בריכוז כבד לשני צדדיו.

- המעבר בין אזורי הסימון הצדדיים מכונה תעלה (Channel). שני עברי התעלה מכונים מקור (Source) ושפך (Drain).
 - האזורים הצדדיים מקוצרים אחד לשני ומכונים שער (Gate).
 - ה-JFET בעל מבנה סימטרי ולכן סימון המקור ושפך שרירותיים.
- כדי לתאר את פעולת ה-JFET נציב ונחקור אותו תחת מספר מצבי קידום.

6.1.1 תיאור איכותי

מתח שפך-מקור קטן

באיור מוצג ה-JFET בממתח כללי.



- כאשר $V_{GS} = 0$ אז צומת ה-pn בין השער לתעלה בסף הממתח האחורי. באיור, האזור הלבן סביב אזור השער מסמל את אזור המיחסור.
 - ככל ש- V_{GS} גדל בכיוון השלילי הממתח האחורי גדל, ובכך מתרחב אזור המיחסור.
 - מאחר והתעלה בעלת סימון n כבד, ובכך מוליכה, אז כאשר נטיל מתח V_{DS} קטן סביבה יזרמו דרכה אלקטרונים חופשיים.
 - אך ככל ש- V_{GS} גדל אזור המיחסור חודר יותר ויותר פנימה לתוך התעלה. מאחר ואזור המיחסור שולל מהתעלה את האלקטרונים החופשיים שלה אז כתוצאה מהגדלת V_{GS} אזור התעלה האפקטיבי (המוליך) מצטמצם.
 - ככל שאזור התעלה מצטמצם עקב הגדלת V_{GS} (בכיוון השלילי) חתך שטח התעלה קטן ובכך גם הזרם דרכה.
 - מגיעה נקודה שהממתח האחורי על צומת השער-תעלה גורם לאזור המיחסור להתפרש על כל נפח התעלה. בנקודה זו ה-JFET מפסיק לנהוג כמוליך. המתח V_{GS} הדרוש לקטוע את התעלה נקרא מתח הצביטה (Pinch-Off Voltage), ומסומן V_p . עבור JFET בעל תעלה מסוג n ערכו שלילי.
- כאשר V_{DS} קטן אז אזור המיחסור מתרחב באופן אחיד כלפי המרכז. מכיון שאזור המיחסור יחסי ל- V_{GS} , וחתך השטח של התעלה יחסי לאזור המיחסור, אז קיים יחס לינארי בין V_{GS} לזרם ה-JFET.

מתח שפך-מקור גדול

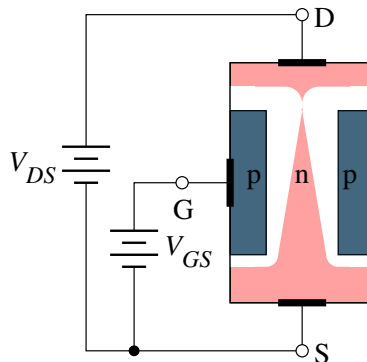
בסעיף הקודם הנחנו V_{DS} קטן כך שהיה אפשר להתעלם מהשפעתו על אזור המיחסור. כעת נניח V_{DS} כללי ונחקור את השפעתו על אזור המיחסור. מכיון שהמתח בשפך הוא V_{DS} והמקור מוארק, הממתח האחורי בצומת השפך גדול יותר מאשר בצומת המקור.

• בצומת השפך הממתח האחורי הוא $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$

• בצומת המקור הממתח האחורי הוא V_{GS}

• באזור הביניים הממתח האחורי יחסי למרחק מהקצוות.

לכן אזור המיחסור בצומת השפך רחב יותר מאזור המיחסור בצומת המקור, כפי שמתואר באיור.



שימו לב שלא דרוש $V_{GS} = V_P$ כדי לקטוע או "לצבט" את התעלה באזור השפך, אלא רק $V_{GS} = V_{DS} + V_P$ שהוא מתח קטן יותר (מאחר ו- V_P שלילי).

ככל ש- V_{DS} גדל אז אזור המיחסור גדל ובכך התעלה מצטמצמת ובכך מוליכות התעלה קטנה. הזרם אמנם ממשיך לגדול (למרות המוליכות הפחותה) מכיון שהמתח סביב התעלה גדל, אבל לא באותו קצב לינארי שתואר עבור V_{DS} קטן.

כאשר $V_{DS} = V_{GS} - V_P$ (שהוא $V_{GD} = V_P$) אז אזור המיחסור בשפך קוטע את התעלה שם (זה המצב המובא באיור). בשלב זה של צביטה (Pinch-Off) הגדלת V_{DS} לא משפיעה יותר על צורת אזור המיחסור, והזרם דרך התעלה מגיע למצב רוויה.

אמנם, יש לציין שמצב צביטה זה לא דומה למצב הצביטה שבו $V_{GS} = V_P$ ו- V_{DS} קטן. שם אזור המיחסור התפשט על כל התעלה ולא נותרו אלקטרונים חופשיים להוליך. כאן התעלה צבטה רק בצומת השפך, ולכן בשאר התעלה ישנם די אלקטרונים חופשיים להוליך. האלקטרונים בקרבת הצומת הצבטה צריכים פשוט להיסחף דרך אזור המיחסור כדי להגיע לאזור התעלה המכילה אלקטרונים חופשיים.

יש עוד לציין שהזרם דרך ה-JFET מורכב מנושאי רוב בלבד! ב-JFET מסוג n הזרם הוא של אלקטרונים. ב-JFET מסוג p הזרם הוא של חורים.

6.1.2 אופייני $i_D - v_{DS}$

עד כה תיארו את פעולת ה-JFET באופן איכותי. כעת נתאר את ה-JFET באופן כמותי ונציג מאפייני $i_D - v_{DS}$ ¹. בתיאור פעולת ה-JFET ישנם שלשה אזורי פעולה ניכרים. אזורי הפעולה והתנאים המאפיינים אותם הינם:

¹אופיינים אלו מקבילים לאופייני ה- $i_C - v_{CE}$ של הטרנזיסטור הביפולרי.

1. קיטעון (Cutoff):
מצב קיטעון מתרחש כאשר

$$V_{GS} \leq V_p, \quad V_{GD} \leq V_p$$

2. טריודה (Triode):
מצב טריודה מתרחש כאשר

$$V_p < V_{GD} < V_{GS} \leq 0$$

באזור הטריודה אפשר להתייחס לשני תת-אזורים:

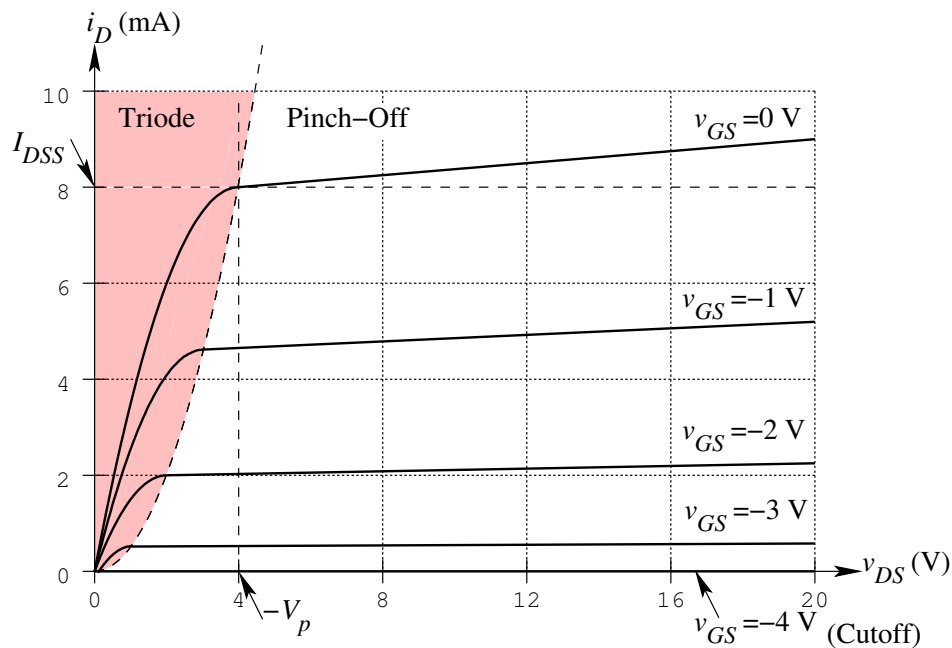
- אזור לינארי המתרחש כאשר V_{DS} קטן. אז I_D יחסי ל- V_{DS} (בקירוב).
- אזור לא-לינארי המתרחש כאשר V_{DS} גדול אבל לפני צביטה. באזור זה האופיינים הולכים ומתיישרים ככל ש- V_{DS} גדל. אז I_D תלוי ב- V_{DS} באופן לא לינארי.

3. צביטה (Pinch-Off):
אזור פעולה זה מאופיין ע"י

$$V_p < V_{GS} \leq 0, \quad V_{GD} < V_p$$

באזור זה הזרם דרך ה-JFET לא גדל בעקבות הגדלת V_{DS} . לכן אזור זה מכונה גם רוויה.

אופייני ה- $i_D - v_{DS}$ מובאים באיור.



בגרף מסומנים שלושת אזורי הפעולה. כעת נפנה לאזור המסומן צביטה (Pinch-Off). באזור זה האופיינים קרובים להיות אופקיים. כפי שנראה להלן פעולת ה-JFET באזור הצביטה מקביל לפעולת הביפולרי באזור הפעיל. הדמיון וההבדלים ביניהם:

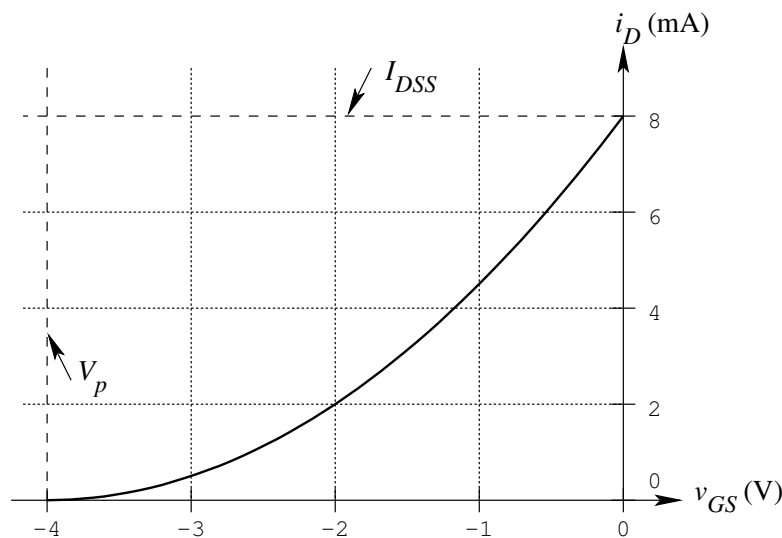
- הביפולרי נכנס למצב פעיל במתח קבוע המסומן $V_{CE(sat)}$.
- ה-JFET נכנס למצב של צביטה לאחר שהוא יוצא ממצב טריודה. כפי שרואים מהגרף, וכן יבואר להלן, אזור הטריודה אינו מתחיל במתח אחיד כפי שאזור הפעיל של הביפולרי מתחיל במתח קבוע. אלא תחילת אזור הטריודה של כל אופייין תלוי במתח v_{GS} .
- יש עוד לציין לגבי אזור הצביטה שאופייני ה-JFET לא לגמרי אופקיים כפי שהיה צפוי במצב רוויה. אלא, האופיינים רוכשים שיפוע קל בעקבות תופעת ארלי. שני פרמטרים חשובים המאפיינים את ה-JFET הינם:

- מתח הצביטה: V_p
הוא המתח של v_{GS} שבו מתרחשת הצביטה כאשר $v_{DS} = 0$.

- זרם הרוויה: I_{DSS}
הוא הזרם דרך התעלה כאשר $v_{GS} = 0$ ו- $v_{DS} = -V_p$.

6.1.3 אופייין $i_D - v_{GS}$

מאפייין חשוב נוסף של ה-JFET הוא אופייין $i_D - v_{GS}$ באזור הצביטה המובא בגרף.²



6.1.4 מצבי פעולה של ה-JFET

כעת נגדיר פורמלית את שלשת מצבי הפעולה של ה-JFET:

- מצב פעיל (צביטה)
- מצב קיטעון
- מצב טריודה

²אופייין זה מקביל לאופייין ה- $i_C - v_{BE}$ של הטרנזיסטור הביפולרי.

מצב פעיל

מצב פעיל מתרחש לאחר טריודה ומקביל לפעולת הביפולרי במצב פעיל. מצב פעולה זה בפרט חשוב למימוש מגברים. כאשר ה-JFET במצב פעיל היחס בין i_D ל- v_{GS} ניתן לקירוב ע"י הביטוי:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2$$

יש לציין שה-JFET נכנס למצב פעיל במתח V_{DS} התלוי ב- V_{GS} , דבר שקל לראות מאופייני ה-JFET. סף האזור הפעיל מתרחש כאשר $V_{GD} = V_p$, ואז

$$V_{GD} \equiv V_G - V_D = V_{GS} - V_{DS} = V_p \implies V_{DS} = V_{GS} - V_p$$

לכן, בתכנון מגברים צריך להקפיד ש- $V_{DS} > V_{GS} - V_p$ כדי שה-JFET יישאר פעיל. זה מקביל לתנאי במגבר ביפולרי ש- $V_{CE} > V_{CE(sat)}$. יש עוד לציין שכפי שאופייני הביפולרי מופרדים אחד מהשני באופן לא יחסי עבור מכפלות של I_B (מכיון ש- β משתנה עם הגדלת I_C), כך גם אופייני ה-JFET מופרדים אחד מהשני באופן לא יחסי עבור מכפלות של V_{GS} . עבור ה-JFET ההפרדה בין קווי האופייין מצטמצם ביחס ריבועי ל- V_{GS} .

קיטעון

מצב פעולה זה מקביל לקיטעון בביפולרי. במצב זה התעלה צבוטה לכל אורכה ובכך לא מתאפשר זרם דרכה.

$$i_D = 0$$

מצב קיטעון מתרחש כאשר:

$$V_{GS} \leq V_p, \quad V_{GD} \leq V_p$$

התנאי השמאלי אומר שהמקור צבוט והתנאי הימני אומר שהשפך צבוט.

טריודה

כאשר ה-JFET במצב טריודה היחס בין i_D ל- v_{GS} ניתן לקירוב ע"י הביטוי

$$i_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right) \frac{v_{DS}}{-V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$$

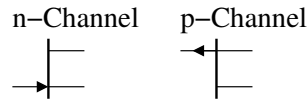
הרי זו משוואת הפרבולה היוצאת מהראשית. עבור V_{DS} קטן האיבר השני זניח ולכן ניתן לקבל את הקירוב הליניארי:

$$i_D \simeq \frac{2I_{DSS}}{-V_p} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right) v_{DS}$$

במצב פעולה זה אפשר להתייחס ל-JFET כנגד משתנה המבוקר ע"י v_{GS} . גם קיטעון וגם טריודה שימושיים בעיקר ביישומים ספרתיים, ובכך לא נעמיק בהם. חשוב לנו בעיקר לדעת מתי הם מתרחשים כדי שנוכל להשתמר מהם.

6.2 סמל סכמתי של ה-JFET

הסימון הסכמתי של JFET מסוג n ושל JFET מסוג p מוצגים באיור.



בסימון השער מיוצג ע"י חץ, והתעלה ע"י קו אנכי. בסימנו של JFET מסוג n

- החץ מופנה פנימה ומייצג את כיוון הצומת: מהשער שהוא מסוג p לתעלה שהיא מסוג n (מחיובי לשלילי).
- החץ מופיע למטה כדי לסמן שמקדום ה-JFET דורש שהמקור יהיה במתח שלילי ביחס לשפך.
- החץ מופיע סמוך למקור. למרות שהמתקן סימטרי ופיזית השער לא ממוקם יותר סמוך לצד אחד של התעלה מאשר לשני, בסימון הוא מופיע כך כעזר סכמתי. זאת אומרת: המעיין בסכמה של מעגל המכיל JFET יכול בקלות לזהות לפי החץ איזה צד של ה-JFET משמש כמקור ואיזה כשפך.

6.3 ניתוח DC

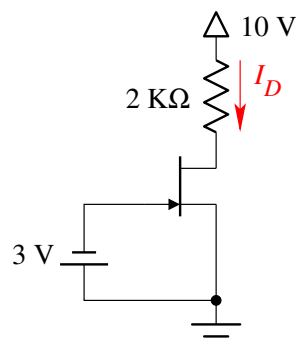
כעת נפנה לשימוש ב-JFET במעגל המכיל מקורות מתח DC בלבד. מטרת ניתוח זרם ישיר היא חישוב וקביעה של נקודת עבודה. השיטה לבצע זאת דומה לשל הביפולרי.

- מניחים מצב פעולה כלשהו עבור כל JFET במעגל.
- מציבים את המודל המתאים עבור מצב הפעולה המונח.
- בוחנים את התוצאות: האם יש התאם ביניהם להנחה? אם אין התאמה חוזרים ומניחים אחרת.

נציג כמה דוגמאות.

דוגמא 1

חשב את נקודת העבודה של ה-JFET.



הנח:

$$V_p = -4 \text{ V}, \quad I_{DSS} = 8 \text{ mA}$$

פתרון:

- נבחין

$$V_{GS} = -3 \text{ V}$$

- מאחר ו- $V_{GS} \not\leq V_p$ ה-JFET אינו בקיטעון.

- נניח צביטה ונחשב את I_D .

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \\ &= (8 \text{ mA}) \left(1 - \frac{-3 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right)^2 \\ &= \frac{1}{2} \text{ mA} \end{aligned}$$

- מתח השפך הינו:

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 10 \text{ V} - (0.5 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 9 \text{ V}$$

- מתח השער־שפך הינו:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_{GS} - V_D = -3 - 9 \text{ V} = -12 \text{ V}$$

- נבחן אם אכן מתקיימים התנאים של צביטה.

$$V_p < V_{GS} \leq 0 \quad \Rightarrow \quad -4 \text{ V} < -3 \text{ V} \leq 0 \quad \checkmark$$

$$V_{GD} < V_p \quad \Rightarrow \quad -12 \text{ V} < -4 \text{ V} \quad \checkmark$$

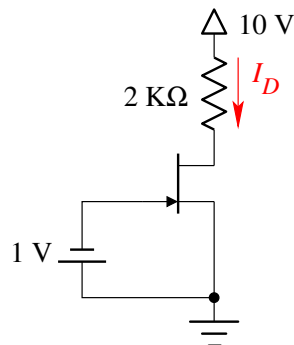
מאחר ומתקיימים התנאים הנחנו נכון.

- לסיכום, נקודת העבודה היא:

$$I_D = \frac{1}{2} \text{ mA}, \quad V_{DS} = 9 \text{ V}$$

דוגמא 2

חשב את נקודת העבודה של ה-JFET במעגל.



הנח:

$$V_p = -4 \text{ V}, \quad I_{DSS} = 8 \text{ mA}$$

פתרון:

• נבחין

$$V_{GS} = -1 \text{ V}$$

• מאחר ו- $V_{GS} \not\leq V_p$ ה-JFET אינו בקיטעון.• נניח צביטה ונחשב את I_D .

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \\ &= (8 \text{ mA}) \left(1 - \frac{-1 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right)^2 \\ &= 4.5 \text{ mA} \end{aligned}$$

• מתח השפך הינו:

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 10 \text{ V} - (4.5 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 1 \text{ V}$$

• מתח השער־שפך הינו:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = V_{GS} - V_D = -1 - 1 \text{ V} = -2 \text{ V}$$

• נבחן אם אכן מתקיימים התנאים של צביטה.

$$\begin{aligned} V_p < V_{GS} \leq 0 &\implies -4 \text{ V} < -1 \text{ V} \leq 0 \quad \checkmark \\ V_{GD} < V_p &\implies -2 \text{ V} \not< -4 \text{ V} \quad \times \end{aligned}$$

מאחר והתנאי השני אינו מתקיים הנחתנו שגויה.

• נניח טריודל. נחשב את זרם ה-JFET באזור הטריודה לפי המשוואה:

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \frac{V_{DS}}{-V_p} - \left(\frac{V_{DS}}{V_p}\right)^2 \right] \\ &= (8 \text{ mA}) \left[2 \left(1 - \frac{-1 \text{ V}}{-4 \text{ V}}\right) \frac{V_{DS}}{4 \text{ V}} - \left(\frac{V_{DS}}{-4 \text{ V}}\right)^2 \right] \\ &= 3V_{DS} - 0.5V_{DS}^2 \end{aligned}$$

• סיכום מתחים על ענף השפך־מקור נותן:

$$V_{DS} = 10 - I_D(2 \text{ k}\Omega) \implies I_D = \frac{10 - V_{DS}}{2}$$

- הצבה במשוואה הקודמת נותן:

$$\frac{10 - V_{DS}}{2} = 3V_{DS} - 0.5V_{DS}^2 \implies V_{DS}^2 - 7V_{DS} + 10 = 0$$

- ישנן שתי פתרונות למשוואה זו:

$$V_{DS} = \{5, 2\}$$

- מתח השער־שפך לפי כל פתרון הוא:

$$V_{DS} = 5 \text{ V} : \quad V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 5 \text{ V} = -6 \text{ V}$$

$$V_{DS} = 2 \text{ V} : \quad V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -1 - 2 \text{ V} = -3 \text{ V}$$

- נבחן עבור איזה פתרון מתקיימים התנאים של טריודה.

$$\text{עבור פתרון } V_{DS} = 5 \text{ V} :$$

$$V_p < V_{GD} < V_{GS} \leq 0 \implies -4 \text{ V} \not< -6 \text{ V} < -1 \text{ V} \leq 0 \times$$

$$\text{עבור פתרון } V_{DS} = 2 \text{ V} :$$

$$V_p < V_{GD} < V_{GS} \leq 0 \implies -4 \text{ V} < -3 \text{ V} < -1 \text{ V} \leq 0 \checkmark$$

לכן הפתרון הנכון הוא

$$V_{DS} = 2 \text{ V}$$

- זרם השפך הינו:

$$I_D = \frac{10 - V_{DS}}{2 \text{ k}\Omega} = \frac{10 - 2 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ mA}$$

- לסיכום, נקודת העבודה הינה:

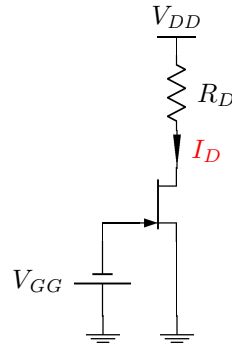
$$I_D = 4 \text{ mA}, \quad V_{DS} = 2 \text{ V}$$

6.4 מקדום

לאחר שהתנסינו בניתוח DC של מעגל JFET, אנחנו מוכנים לדון בנושא המקדום. כפי שהזכרנו בנוגע לטרנזיסטור ביפולרי מטרת המקדום היא לשמור על הטרנזיסטור במצב פעולה רצוי. במגברים מצב הפעולה הרצוי הוא המצב הפעיל. ב-JFET המצב הפעיל מכונה צביטה.

6.4.1 מקדום קבוע

במקדום JFET (וכן כל מתקן מייחסור) צריך שהשער יהיה שלילי ביחס למקור ($V_{GS} < 0$). הדרך הפשוטה ביותר לממש זאת הוא להציב מקור מתח שלילי קבוע בשער, כפי שראינו בדוגמאות וכפי שמוצג באיור.



כדי להכניס את ה־JFET לצביטה צריך לקיים $0 < V_{GG} < |V_p|$. נקודת העבודה הינה:

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

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

החיסרון העיקרי של שיטת מקדום זו היא התלות הישירה בפרמטרי ה־JFET. מאחר ושני הפרמטרים הללו:

- בעלי שונות רבה (משתנים מרכיב אחד לשני באופן משמעותי)
- מושפעים מאוד מטמפרטורה

מקדם קבוע אינו נחשב כיציב (אמין).
נדגיש נקודה זו ע"י דוגמא.

דוגמא

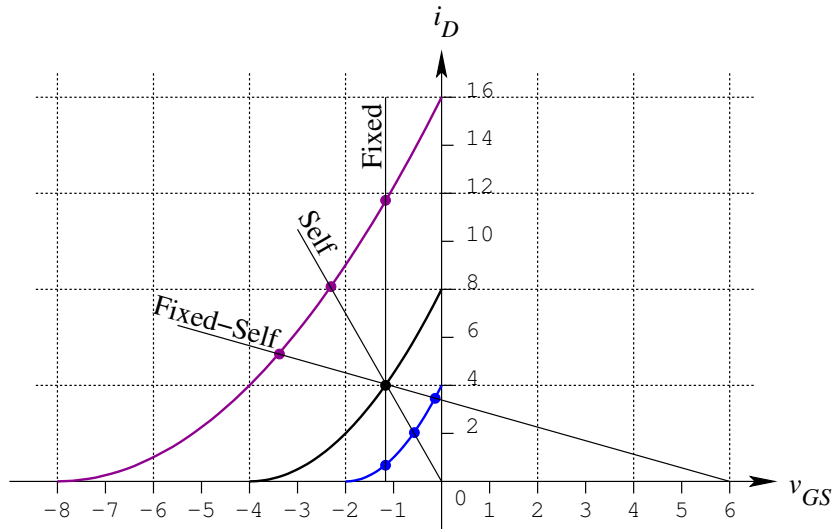
נרצה לתכנן מעגל מקדום קבוע כך שנקודת העבודה תהיה $I_D = 4 \text{ mA}$. נתעזר בשיטה הגרפית.
נשרטט על מישור ה־ $i_D - v_{GS}$ אופיין המבוסס על פרמטרי ה־JFET הנומינליים:

$$V_p = -4 \text{ V}, \quad I_{DSS} = 8 \text{ mA} \quad \bullet$$

בנוסף לזה נשרטט את אופייני ה־JFET עבור שני מקרים קיצוניים של פרמטרי ה־JFET, הלוקחים מדפי הנתונים:

$$V_p = -2 \text{ V}, \quad I_{DSS} = 4 \text{ mA} \quad \bullet$$

$$V_p = -8 \text{ V}, \quad I_{DSS} = 16 \text{ mA} \quad \bullet$$



אפשר לצפות ש-JFET עם ערך גבוה של V_p יהיה גם בעל ערך גבוה של I_{DSS} , לכן המקרים שבחרנו הם קיצוניים בשני הפרמטרים. כפי שנראה הלאה, התכונה הזו עוזרת בייצוב מקדום מעגלי JFET. בגרף מופיע המקרה הממוצע וכן מופיעים שני אופייניים הקיצוניים.

אנחנו מעוניינים כעת לתכנן את המעגל המקדם. משמעות: למצוא את V_{GG} שיקבע לנו את נקודת העבודה ב- $I_D = 4 \text{ mA}$. הזרם i_D מתקבל ע"י פתרון משוואת ה-JFET עם משוואת העבודה. משוואת העבודה היא המשוואה המייחסת בין i_D ל- v_{GS} , והרי היא נלחקת על עניבת השער-מקור:

$$-V_{GG} - v_{GS} = 0 \implies v_{GS} = -V_{GG}$$

בגרף, משוואה זו מיוצגת ע"י קו עבודה האנכי המסומן "Fixed". אם נניח שהאופיין האמצעי מייצג את ה-JFET שלנו, אז צריך $V_{GG} = -1.2 \text{ V}$ כדי לקבל את נקודת העבודה הרצויה של $I_D = 4 \text{ mA}$.

אך מה קורה כאשר ה-JFET אינו בעל הפרמטרים הנומינליים? לענות על זה נבחן איך האופיין משפיע על נקודת העבודה. נתייחס לאופיינים הקיצוניים. ניתן לקבל את נקודת העבודה ישירות מהגרף. היא הנקודה שבה קו העבודה חותך את אופיין ה-JFET. כפי שרואים:

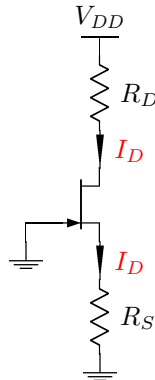
• אם ל-JFET האופיין התחתון, אז נקבל $I_D = 11.7 \text{ mA}$.

• אם ל-JFET האופיין העליון, אז נקבל $I_D = 0.7 \text{ mA}$.

הסטיות מהנומינלי (4 mA) הינן בין 82% ל-192%. יש לציין שעבור הביפולרי, אפילו עם מקדם קבוע, לא נתקלנו בטווח סטייה גדול כזה, אפילו כאשר היתה תלות ישירה ב- β .

6.4.2 מקדם עצמי

כדי להתמודד עם בעיית היציבות של המקדם הקבוע, נציג מעגל הנקרא מקדם עצמי (Self-Biasing Circuit).



במעגל זה נגד המקור נוהג כמשוב מתת. נתאר את תהליך המשוב באופן איכותי:

- כאשר I_{DSS} או V_p גדלים אז I_D גדל.
 - כאשר I_D גדל אז המתח על נגד המקור גדל.
 - כאשר המתח על נגד המקור גדל אז V_{GS} נעשה יותר שלילי.
 - כאשר V_{GS} נעשה יותר שלילי אז הזרם I_D קטן.
- סיכום מתחים על עניבת השער־מקור נותן את משוואת העבודה.

$$0 - v_{GS} - i_D R_S = 0 \quad \Rightarrow \quad i_D = -\frac{v_{GS}}{R_S}$$

נקודת העבודה הינה:

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

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

אמנם, מהמשוואה קשה לראות איך הפחתנו את תלות נקודת העבודה בפרמטרי ה־JFET, אך כאשר נחזור לדוגמא זה יתברר.

דוגמא

גם כאן אנחנו מעוניינים בזרם $I_D = 4 \text{ mA}$. נחזור כעת למישור ה־ $i_D - v_{GS}$ ונניח שהאופייין האמצעי מייצג את ה־JFET שלנו. נשרטט על המישור את קו העבודה:

- רואים מתבנית משוואת העבודה $i_D = -\frac{v_{GS}}{R_S}$ שקו העבודה בהכרח חוצה את ראשית המישור.
- כדי לקבל את נקודת העבודה הרצויה צריך שקו העבודה יחצה את אופייין ה־JFET ב־ 4 mA .

הקו המקיים את שני התנאים הללו הוא זה המסומן "Self". ממשוואת העבודה ניתן לראות ששיפוע קו העבודה הוא $-\frac{1}{R_S}$. נחלץ את השיפוע ישירות מהגרף: $\frac{4 \text{ mA}}{-1.2 \text{ V}}$.

נשווה ביניהם כדי לקבל את ערכו של R_S המפיק את נקודת העבודה הרצויה:

$$-\frac{1}{R_S} = \frac{4 \text{ mA}}{-1.2 \text{ V}} \quad \Rightarrow \quad R_S = \frac{1.2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 300 \Omega$$

נראה זאת חישובית. כדי שיזרום ב-JFET 4 mA דרוש

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

$$4 \text{ mA} = (8 \text{ mA}) \left(1 - \frac{V_{GS}}{-4 \text{ V}}\right)^2$$

$$\Rightarrow V_{GS} = -1.2 \text{ V}$$

כדי לממש נקודת עבודה זו דרוש נגד מקור

$$R_S = -\frac{V_{GS}}{I_D} = -\frac{-1.2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 300 \Omega$$

עכשיו נראה איך משפיע שינוי באופיין על נקודת העבודה. נתייחס לשני המקרים הקיצוניים של פרמטרי ה-JFET. הפתרון עבור כל אחד הוא החתך בין האופיין וקו העבודה. נבצע את הפתרון גפריית. קו העבודה לא השתנה ומסומן על הגרף (של הדוגמא הקודמת) "Self". נקבל פתרון עבור כל אופיין:

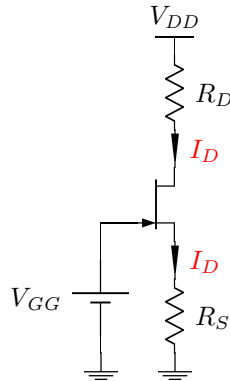
• החתך עם האופיין התחתון הוא $I_D = 2 \text{ mA}$.

• החתך עם האופיין העליון הוא $I_D = 8 \text{ mA}$.

הסטיות מהנומינלי הינם -50% ו- $+100\%$. זה בהחלט מהווה שיפור ביציבות המקדם, אבל עדיין לא מספיק בשביל תכנון מגבר.

6.4.3 מקדם קבוע-עצמי

כעת נשלב את המקדם הקבוע והמקדם העצמי. נקרא למעגל מקדם קבוע-עצמי.



סיכום מתחים על עניבת השער-מקור נותן את משוואת העבודה.

$$V_{GG} - v_{GS} - i_D R_S = 0 \Rightarrow i_D = \frac{V_{GG} - v_{GS}}{R_S}$$

בהנחה של צביטה, נקודת העבודה של ה-JFET הינה:

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

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

דוגמא

גם כאן אנחנו מעוניינים בזרם $I_D = 4 \text{ mA}$. וכן נניח JFET עם האופיין האמצעי. במקדם העצמי V_{GG} בהכרח אפס. עבור המקדם הקבוע-עצמי בידנו חופש לבחור V_{GG} שרירותי. נבחר $V_{GG} = 6 \text{ V}$. עם זאת משוואת העבודה הינה:

$$i_D = \frac{6 - v_{GS}}{R_S}$$

כדי לשרטטה נבחין:

- חתך קו העבודה עם ציר ה- v_{GS} הוא ב- 6 V .
- כדי לקבל את נקודת העבודה הרצויה צריך שקו העבודה יחצה את אופיין ה-JFET ב- 4 mA .

הקו המקיים את שני התנאים הללו הוא זה המסומן "Fixed-Self". ממשוואת העבודה ניתן לראות ששיפוע קו העבודה הוא $-\frac{1}{R_S}$. נחליף את השיפוע ישירות מהגרף: $-\frac{4 \text{ mA}}{-(1.2+6) \text{ V}}$. נשווה ביניהם כדי לקבל את ערכו של R_S המפיק את נקודת העבודה הרצויה:

$$-\frac{1}{R_S} = \frac{4 \text{ mA}}{-(1.2 + 6) \text{ V}} \implies R_S = \frac{1.2 + 6 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = \frac{7.2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 1.8 \text{ k}\Omega$$

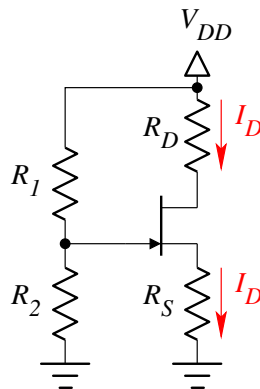
אפשר לראות זאת חישובית. כבר הסקנו קודם לכן שלקבל $I_D = 4 \text{ mA}$ עבור האופיין האמצעי דרוש $V_{GS} = -1.2 \text{ V}$. לכן

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{V_{GG} - v_{GS}}{R_S} \\ \implies 4 \text{ mA} &= \frac{6 \text{ V} - (-1.2 \text{ V})}{R_S} \\ \implies R_S &= \frac{6 \text{ V} - (-1.2 \text{ V})}{4 \text{ mA}} = \frac{7.2 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 1.8 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

רואים מהגרף שבמקרים הקיצוניים הזרמים הינם 3.46 mA ו- 5.3 mA . הסטיות הם -14% ו- $+32\%$. הרי זה שיפור משמעותי ביותר. נבחין שכל ש- R_S גדול יותר נקודת העבודה יציבה יותר (הסטיות מהנומינלי קטנות יותר). אך ככל שנגדיל את R_S נזדקק להגדיל את V_{GG} .

מחלק מתח

עד כה השתמשנו במקור מתח נפרד לממש את מקדם המתח הקבוע. הסיבה לכך היא משום שצריך לקדם את השער עם מתח שלילי. כאשר דרוש מתח חיובי, כגון עבור מקדם המתח הקבוע-עצמי, אז ניתן להשתמש במחלק מתח לקבוע נקודת מתח קבוע, כפי שמובא באיור.



מתח השער הינו:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

יש לציין: מכיון שהשער צורך זרם קטן מאוד (זרם הזליגה של הצומת בממתח אחורי) נגדי מחלק המתח יכולים להיות עד סדר גודל של $M\Omega$. שאר הכמותים שבהם תלויה נקודת העבודה והים לזה של המקדם קבוע-עצמי.

6.5 מודל אות קטן

כדי לבצע ניתוח אות קטן דרוש מודל מתאים. מכיון שמגברים מתוכננים לפעולה באזור הצפיטה של ה-JFET, נתמקד על אזור זה בלבד. ראינו בביפולרי שתי אפשרויות של מודלים:

- מודל פייהברידי

- מודל T

נציג את המודל הפייהברידי של ה-JFET. ישנם שלשה פרמטרים חשובים במודל הפייהברידי:

- מוליכות המעבר: g_m

- התנגדות מבוא: r_π

- התנגדות מוצא: r_o

מוליכות מעבר

בהנחה שהמבוא "קטן" מוליכות המעבר שווה לשיפועו של אופיין ה- $i_D - v_{GS}$ בנקודת העבודה, V_{GS} .

$$\begin{aligned} g_m &\equiv \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \\ &= \left. \frac{\partial}{\partial v_{GS}} I_{DSS} \left[1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right]^2 \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \\ &= \frac{2I_{DSS}}{-V_p} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] \\ &= \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] \end{aligned}$$

הביטוי עם הערך המוחלט מתאים גם ל-JFET מסוג p.

התנגדות מבווא

מכיון שצומת ה-pn בין השער לתעלה בכל מצבי פעולת ה-JFET בממתח אחורי הזרם הנכנס לשער כמעט אפס, ולכן

$$r_{\pi}^{-1} = \left. \frac{\partial i_G}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}} \simeq 0$$

ובכך

$$r_{\pi} \rightarrow \infty$$

התנגדות מוצא

כדי לקבל ביטוי עבור התנגדות המוצא של ה-JFET נכלול במשוואת i_D את תופעת ארלי.

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$$

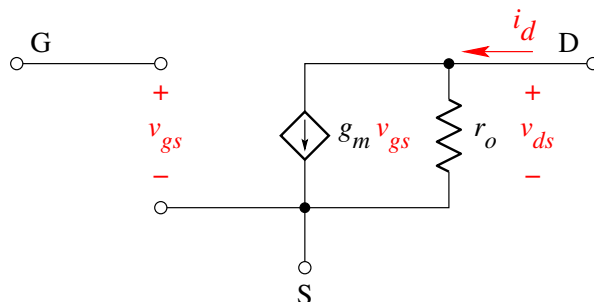
בכך

$$\begin{aligned} r_o^{-1} &\equiv \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q \\ &= \left. \frac{\partial}{\partial v_{DS}} I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right) \right|_Q \\ &= \left. \frac{1}{V_A} I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \right|_Q \\ &= \frac{1}{V_A} I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \\ &\simeq \frac{I_D}{V_A} \end{aligned}$$

לכן

$$r_o \simeq \frac{V_A}{I_D}$$

המודל הפיזיברדי של JFET מובא באיור.



6.6 ה-JFET כמגבר

הקורא מופנה לסעיף 7.3.

פרק 7

מגברי טרנזיסטור

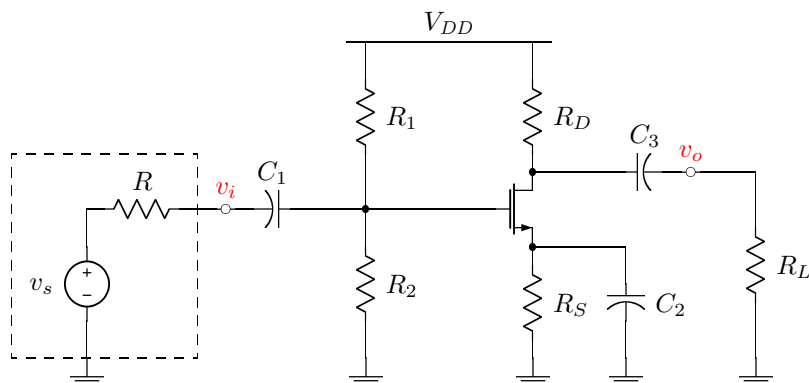
כבר ניתחנו מגברי טרנזיסטורי בפרקים קודמים. כעת נציג כמה תצורות חשובות של מגברים המהוות יסודות בניין לניתוח ופיתוח של מגברי טרנזיסטור מורכבים יותר. נעשה זאת עבור ה-MOSFET, טרנזיסטור ביפולרי וה-JFET.

7.1 מגברי MOSFET

סעיף זה ידון בתצורות בסיסיות של מגברי MOSFET.

7.1.1 מגבר מקור משותף

התצורה הראשונה מבוססת מוספת שנדון בה נקראת *מקור-משותף* (*Common Source*). תצורה זו מקבילה לתצורת האמיטר-משותף מבוסס הביפולרי שתוצג בהמשך, בסעיף 7.2.1.



ניתוח DC

כדי לבצע ניתוח DC ננתק קבלים ונאפס מקורות AC. המתח בשער:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

מתח השער-מקור הינו:

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

לחשב את זרם השפך יש לפתור את המשוואה הריבועית:

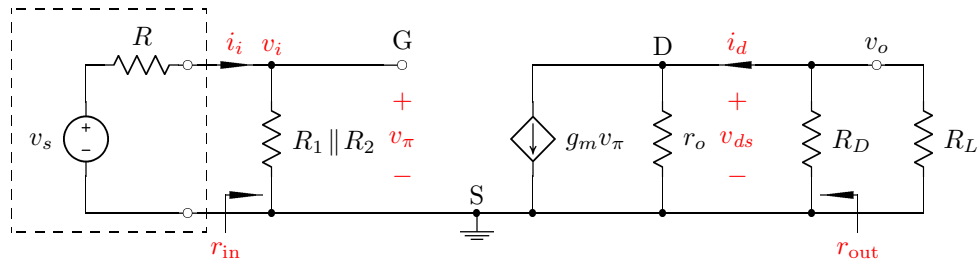
$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GG} - I_D R_S - V_t)^2$$

ישנן שתי פתרונות, וצריך לבדוק איזה מהם מתאים לצביטה כפי שתואר לעיל. כאשר בידנו I_D אפשר לחשב:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

ניתוח אות קטן

את הפרמטרים של המודל הפיזיברדי יש לחשב באמצעות הנוסחאות שפותרו לעיל. כדי לבצע ניתוח אות קטן נעזר במעגל התמורה המתקבל ע"י קיצור קבלים והצבת המודל פיזיברדי במקום המוספת.



• הגבר:

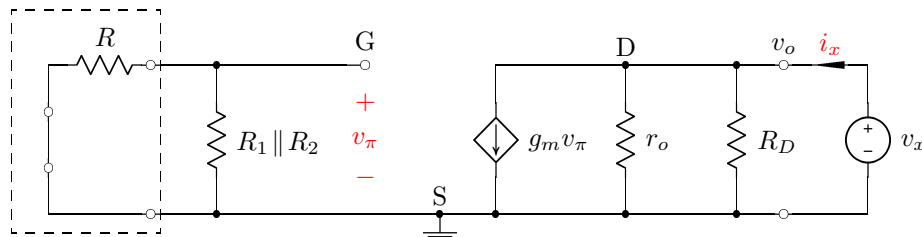
$$\begin{aligned} v_o &= -g_m v_\pi (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ &= -g_m v_i (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ A_v &\equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \end{aligned}$$

• התנגדות מבוא:

$$r_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_1 \parallel R_2$$

• התנגדות מוצא:

נציב מקור מתח מבחן במקום העומס, נאפס את v_s , ונחשב את זרם המבחן.



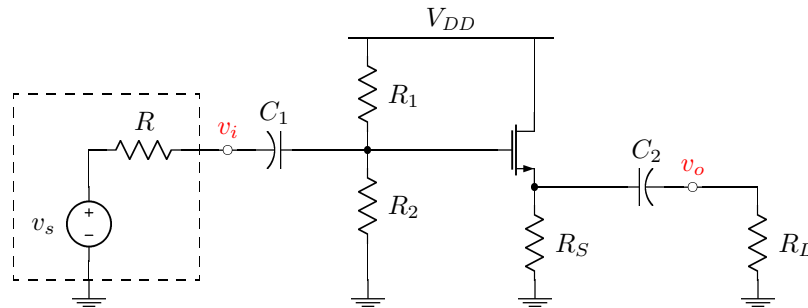
$$v_\pi = 0 \implies g_m v_\pi = 0$$

ערכו של מקור הזרם התלוי הוא אפס, והרי זה מייצג נתק. אם כן

$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = r_o \parallel R_D$$

7.1.2 עוקב מקור

תצורת נוספת של מגבר מוספת שנדון בה הוא **עוקב מקור** (*Source Follower*). מגבר זה מקביל לעוקב-אמיטר, ובעל תכונות דומות לו.



ניתוח DC

ניתוח ה-DC של עוקב המקור כמעט זהה לניתוח של המקור המשותף. ננתק קבלים ונאפס מקורות AC. המתח בשער:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

מתח השער-מקור הינו:

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

לחשב את זרם השפך יש לפתור את המשוואה הריבועית:

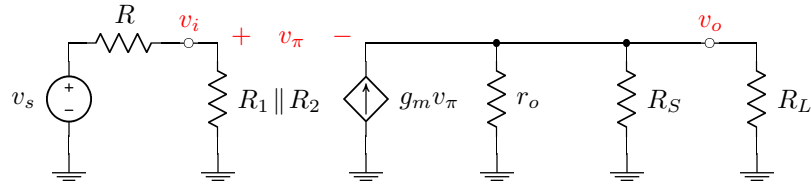
$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GG} - I_D R_S - V_t)^2$$

ישנן שתי פתרונות, וצריך לבדוק איזה מהם מתאים לצביטה כפי שתואר לעיל. כאשר בידנו I_D אפשר לחשב:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S$$

ניתוח אות קטן

את הפרמטרים של המודל הפיזיברידני יש לחשב באמצעות הנוסחאות שפותחו לעיל. כדי לבצע ניתוח אות קטן נעזר במעגל התמורה המתקבל ע"י קיצור קבלים והצבת המודל פיזיברידני במקום המוספת.



• הגבר:

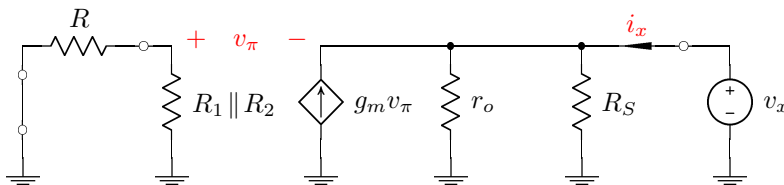
$$\begin{aligned}
 v_o &= g_m v_\pi (r_o \parallel R_S \parallel R_L) \\
 v_\pi &= v_i - v_o \\
 v_o &= g_m (v_i - v_o) (r_o \parallel R_S \parallel R_L) \\
 v_o [1 + g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)] &= g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L) v_i \\
 A_v &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)}{1 + g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)}
 \end{aligned}$$

• התנגדות מבוא:

$$r_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_1 \parallel R_2$$

• התנגדות מוצא:

נציב מקור מתח מבחן במוצא, נאפס את v_s , ונחשב את זרם המבחן.

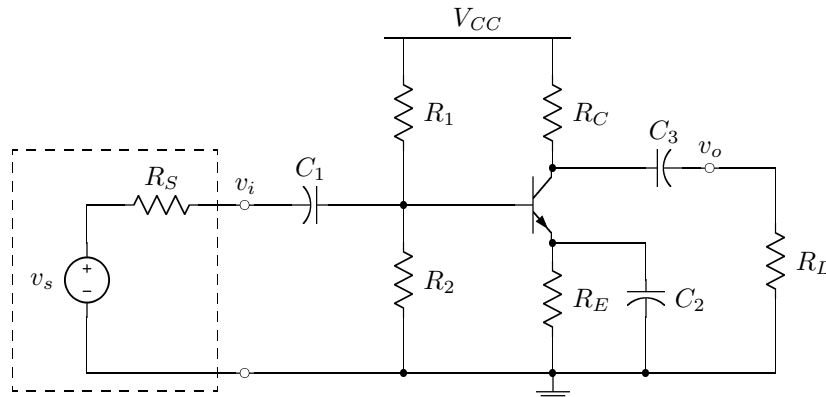


$$\begin{aligned}
 v_\pi &= -v_x \\
 i_x &= \frac{v_x}{r_o \parallel R_S} - g_m v_\pi = \frac{v_x}{r_o \parallel R_S} + g_m v_x \\
 v_x \left(\frac{1}{r_o \parallel R_S} + g_m \right) &= i_x \\
 r_{out} &= \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{\frac{1}{r_o \parallel R_S} + g_m} = \frac{r_o \parallel R_S}{1 + g_m (r_o \parallel R_S)}
 \end{aligned}$$

7.2 מגברי טרנזיסטור ביפולרי

7.2.1 מגבר אמיטר-משותף

התצורה הראשונה שנציג ממשפחת הביפולרי נקראת אמיטר-משותף (*Common-Emitter*) והיא הנפוצה ביותר. המבנה הבסיסי של האמיטר-משותף מובא באיור.



המאפיין את האמיטר-משותף מתוצרות אחרות הוא שהאמיטר משותף למבוא ולמוצא ב-AC. אפשר להבחין שהמגבר שהתעסקנו בו בפרק הקודם גם הוא מסוג האמיטר משותף, אלא בתצורה הנוכחית הוספנו קבלים, וכן קידום המגבר נעשה באמצעות מקדם מחלק המתח שבו דנו בסוף הפרק הקודם. מטרת הקבלים היא כך:

- הקבל המקביל לנגד האמיטר, C_2 , נקרא קבל מעקף (*Bypass Capacitor*). מטרתו היא לקצר את אות ה-AC באמיטר לאדמה, ובכך "לעקוף" את נגד האמיטר. הסיבה שרצוי שרכיב ה-AC לא "יראה" נגד יבואר בהמשך.

מצד שני, כלפי אות ה-DC הקבל נוהג כפתוח, ובכך מתאפשר לנגד האמיטר למלא את תפקידו כלפי קידום המעגל.

- קבל C_1 נקרא קבל צימוד (*Coupling Capacitor*). מטרתו היא להצמיד את אות מבוא ה-AC לבסיס הטרנזיסטור, אך באותו זמן להפריד בין ה-DC שלהם. הסיבה לנתק את ה-DC היא מניעת הארקה הבסיס ע"י מקור ה-AC. מכיון שכלפי DC הקבל נוהג כפתוח, הוא מנתק בין מקור ה-AC והבסיס ובכך מונע ממנו לקצר את הבסיס לאדמה, דבר שהיה מבטל את קידום הבסיס.

- קבל C_3 גם הוא קבל צימוד, ומטרתו להצמיד את אות המוצא לעומס, אך למנוע מהעומס להשפיע על נקודת העבודה.

ננתח את המעגל בשני שלבים:

- נבצע ניתוח DC כדי לחשב את נקודת העבודה.
- נבצע ניתוח AC כדי לחשב את ההגבר, התנגדות מבוא והתנגדות מוצא של המגבר.

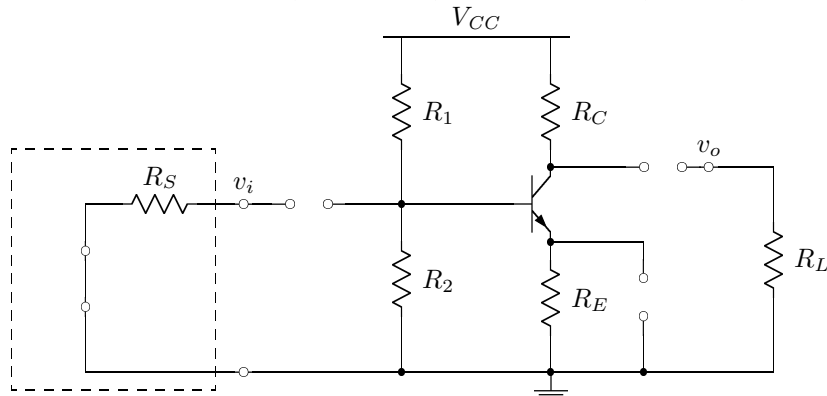
ניתוח DC

ניתוח DC דורש:

- ניתוק הקבלים

- איפוס מקורות AC

- הצבת מודל DC מופשט במקום הטרנזיסטור בסכמה ניתקנו את הקבלים שהרי ב-DC קבל נוהג כנתק.



הרי המעגל הוא מעגל קידום מחלק מתח, ובכך

$$V_B = \frac{R_2 \parallel (\beta R_E)}{R_1 + R_2 \parallel (\beta R_E)} V_{CC}$$

זרם הקולט הינו

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_B - 0.7}{R_E}$$

המתח בין קולט לאמיטר הינו

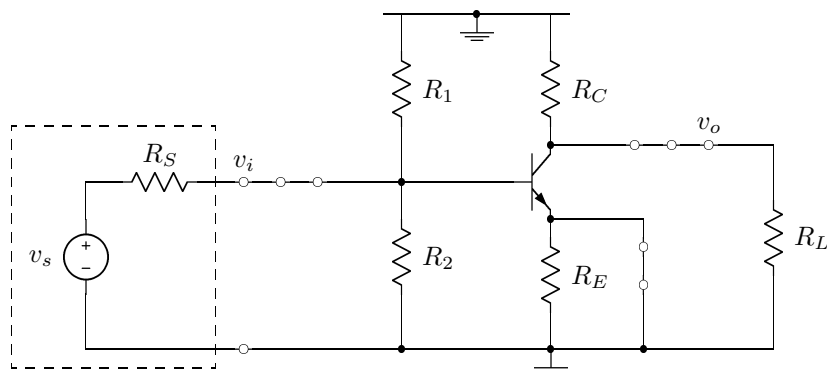
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C)$$

ובזה סיימנו את ניתוח ה-DC.

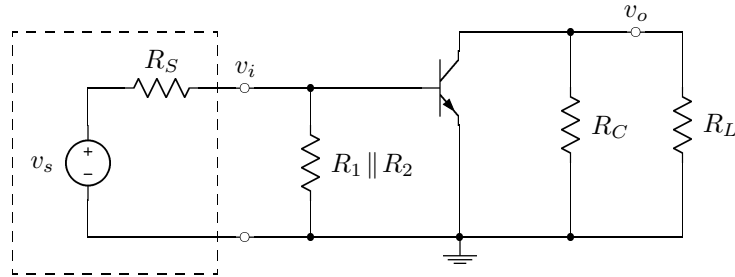
ניתוח AC

כדי לבצע ניתוח AC

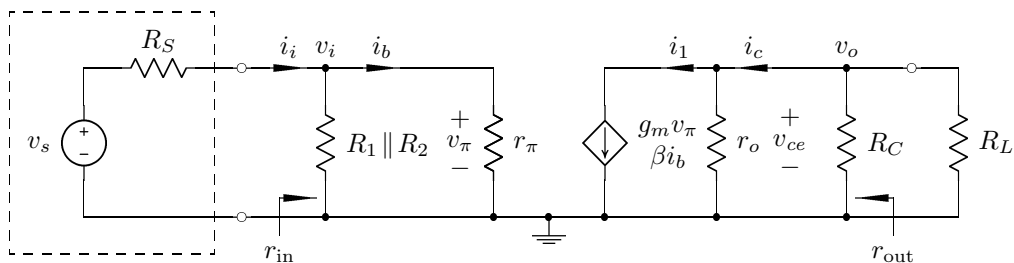
- נאפס את מקורות ה-DC
- נקצר קבלים
- נציב את המודל הפיזיבידי של הטרנזיסטור במקום הטרנזיסטור נתחיל באיפוס מקורות DC וקיצור קבלים.



נסדר קצת אחרת.



נציב את מעגל התמורה הפיזיברדי במקום הטרנזיסטור.



ניחס בין v_o ל- v_i .

$$v_o = -i_1 (r_o \parallel R_C \parallel R_L) = -g_m v_\pi (r_o \parallel R_C \parallel R_L) = -g_m (r_o \parallel R_C \parallel R_L) v_i$$

ובכך נקבל:

• הגבר: $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_C \parallel R_L)$

• התנגדות מבוא: $r_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi$

• התנגדות מוצא: $r_{out} = r_o \parallel R_C$

בהנחה ש- $r_o \rightarrow \infty$ נקבל:

• הגבר: $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (R_C \parallel R_L)$

• התנגדות מוצא: $r_{out} = R_C$

יש לציין כמה דברים:

- ההגבר של האמיטר-משותף שלילי. המשמעות של זה שהמוצא בעל מופע הפוך למבוא.

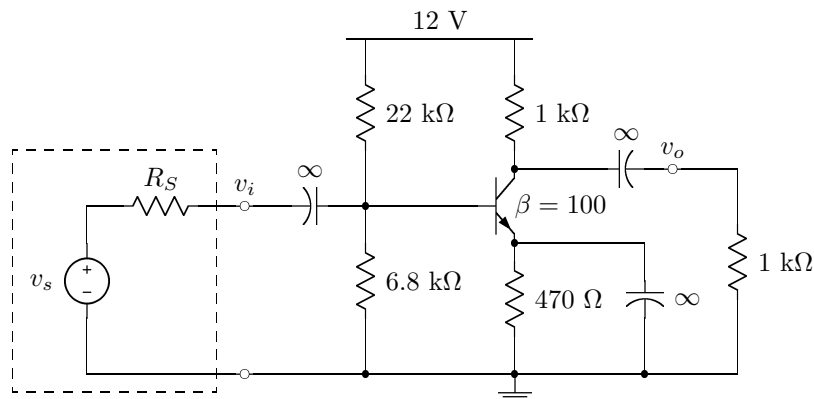
- מאחר וההגבר יחסי ל- g_m שהוא יחסי ל- β , ההגבר תלוי ישירות ב- β . משמעות הדבר שעבור שני מגברים זהים, רק שלאחד יש טרנזיסטור עם חצי ה- β של השני, אז ההגבר שלו גם יהיה חצי משל השני. וכן שינויים בטמפרטורה המשפיעים באופן משמעותי על ערכו של β גורמים לשינויים בהגבר של האמיטר-משותף. במהלך התרגול נציג פתרון לבעיה זו באמצעות מעקף חלקי של נגד האמיטר.

- השפעתו של r_o על ההגבר קטנה, ולכן ניתן להזניח אותו בהרבה מקרים.

7.2.2 דוגמא

עבור המגבר באיור חשב:

- הגבר, A_v
- התנגדות מבוא, r_{in}
- התנגדות מוצא, r_{out}



ניתוח DC

נתחיל בניתוח DC. המעגל המקדם הוא מסוג מחלק מתח, ובכך

$$\begin{aligned}
 V_B &= \frac{R_2 \parallel (\beta R_E)}{R_1 + R_2 \parallel (\beta R_E)} V_{CC} \\
 &= \frac{6.8 \text{ k}\Omega \parallel (100 \cdot 0.47 \text{ k}\Omega)}{22 \text{ k}\Omega + 6.8 \text{ k}\Omega \parallel (100 \cdot 0.47 \text{ k}\Omega)} 12 \text{ V} \\
 &= 2.55 \text{ V}
 \end{aligned}$$

נחשב את זרם הקולט.

$$I_C \simeq I_E = \frac{V_B - 0.7}{R_E} = \frac{2.55 - 0.7}{0.47 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ mA}$$

נחשב את המתח בין קולט לאמיטר.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) = 12 - (4 \text{ mA})(0.47 + 1 \text{ k}\Omega) = 6.15 \text{ V}$$

ניתוח AC

הפרמטרים של המודל הפיזיברדי של הטרנזיסטור הינם

- מוליכות המעבר: $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{4 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.16 \text{ S}$
- התנגדות המבוא בבסיס: $r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{0.16 \text{ S}} = 625 \text{ }\Omega$
- התנגדות המוצא: $r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 25 \text{ k}\Omega$

כעת בידנו לחשב את מדדי הביצוע של המגבר:

• הגבר:

$$\begin{aligned} A_v &= -g_m (r_o \parallel R_C \parallel R_L) \\ &= -(0.16) (25 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega) \\ &= -78 \end{aligned}$$

לכן ההגבר מנקודת מבוא המגבר עד לנקודת המוצא הינו 78, וכן הוא מהפך מופע. שימו לב שההגבר כולל את השפעת העומס. שינוי עומס היה משנה את ההגבר.

• התנגדות מבוא:

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi = 22 \text{ k}\Omega \parallel 6.8 \text{ k}\Omega \parallel 0.625 \text{ k}\Omega = 560 \Omega$$

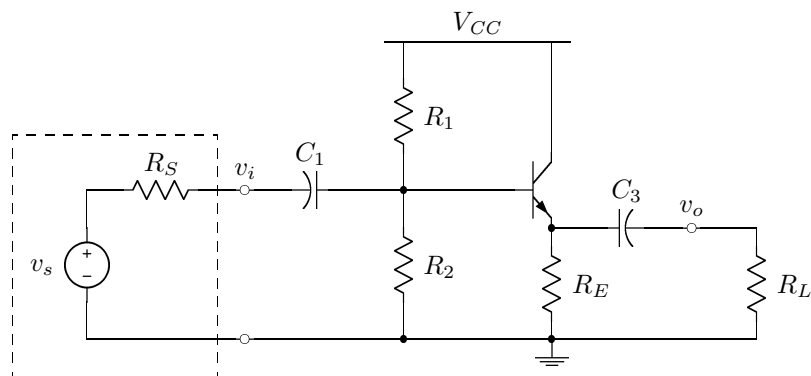
• התנגדות מוצא:

$$r_{out} = R_C \parallel r_o = 1 \text{ k}\Omega \parallel 25 \text{ k}\Omega = 0.96 \text{ k}\Omega$$

יש לזכור שהתנגדות המוצא היא ההתנגדות במבט אחורי לתוך המגבר, ולכן לא כוללת את התנגדות העומס. העברת הספק יעילה בין המגבר לעומס דורשת תאום עכבות בין המוצא לעומס. העברת הספק אופטימלית מתקבלת כאשר התנגדות המוצא של המגבר שווה לעומס.

7.2.3 מגבר קולט-משותף (עוקב אמיטר)

התצורה השנייה שנציג נקראת באחת משתי שמות: קולט-משותף (*Common Collector*) או עוקב אמיטר (*Emitter-Follower*). התצורה הבסיסית של העוקב-אמיטר מוצגת באיור.

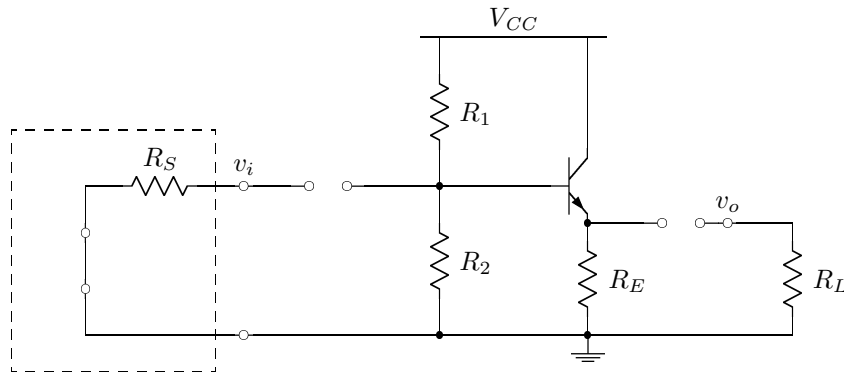


המאפיין את העוקב-אמיטר זה שהקולט משותף למבוא ולמוצא ב-AC. כפי שנראה מגבר זה מאופיין ע"י:

- הגבר מתח הקרוב לאחד וללא הפיכת מופע
- הגבר זרם גבוה
- התנגדות מבוא גבוהה
- התנגדות מוצא נמוכה

ניתוח DC

נתחיל בניתוח DC. בסכמה נותקו הקבלים, ואופס מקור המתח AC.



הרי המעגל המקדם את הטרנזיסטור הוא מסוג המחלק מתח, ובכך

$$V_B = \frac{R_2 \parallel (\beta R_E)}{R_1 + R_2 \parallel (\beta R_E)} V_{CC}$$

בהנחה של טרנזיסטור פעיל זרם הקולט הינו

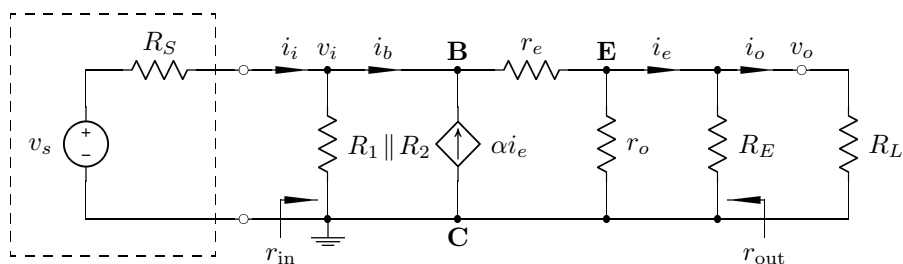
$$I_C \simeq I_E = \frac{V_B - 0.7}{R_E}$$

המתח בין קולט לאמיטר הינו

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E R_E$$

ניתוח AC

נאפס מקורות DC בלתי תלויים ונציב את המודל T של הטרנזיסטור במקום הטרנזיסטור.



שימו לב שהתנגדות המוצא של הטרנזיסטור במודל T מצויה בין הדקי הקולט ואמיטר.

הגבר מתח

נבחין שהיחס בין v_o ל- v_i הוא זה הנתון ע"י מחלק מתח נגדי, כאשר הנגד התחתון הוא הנגד השקול $r_o \parallel R_E \parallel R_L$, הנגד העליון הוא r_e , והמתח המתחלק הוא v_o .

$$v_o = \frac{r_o \parallel R_E \parallel R_L}{r_e + r_o \parallel R_E \parallel R_L} v_i$$

עם זאת מתקבל הגבר המתח

$$A_v = \frac{r_o \parallel R_E \parallel R_L}{r_e + r_o \parallel R_E \parallel R_L}$$

התנגדות מבוא

התנגדות המבוא היא זו של נגדי המקדום במקביל להתנגדות תבנית של הכניסה לטרנזיסטור. נתחיל בחישוב התנגדות תבנית. התנגדות תבנית היא המתח בבסיס הטרנזיסטור חלקי הזרם הנכנס אליו. נקבל ביטוי פשוט עבור שתי כמותים אלו:

$$\begin{aligned} v_i &= i_e(r_e + R_E \parallel R_L) \\ i_b &= i_e - \alpha i_e = (1 - \alpha)i_e \end{aligned}$$

עם זאת:

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel \left(\frac{v_i}{i_b} \right) = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{r_e + R_E \parallel R_L}{1 - \alpha} \simeq R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_E \parallel R_L)$$

נבחין שהתנגדות המבוא של עוקב האמיטר מושפעת מהעומס.

התנגדות מוצא

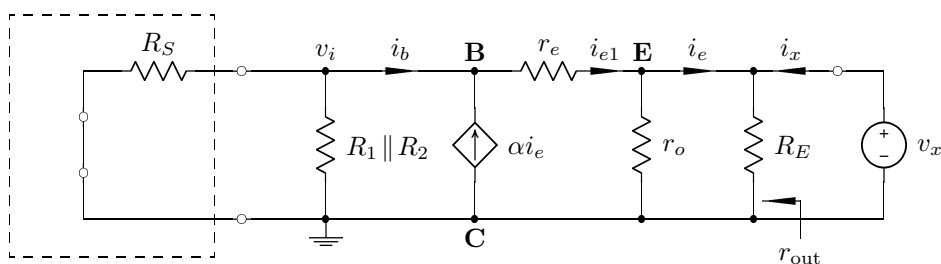
כדי לחשב את התנגדות המוצא¹

• נאפס מקורות בלתי-תלויים במעגל ($v_s = 0$)

• נציב מקור מתח מבחן במוצא, v_x

• נמדוד את זרם המבחן הנכנס למעגל, i_x

המעגל מובא באיור.



בניתוח זה נחזור להתחשב ב- r_o . נסכם זרמים אצל צומת הבסיס.

$$i_b = i_{e1} - \alpha i_e \simeq (1 - \alpha)i_{e1}$$

¹נזכיר, השיטה לחשב התנגדות מוצא מבוססת על חישוב התנגדות תבנית. מציבים מקור מתח מבחן בין שתי נקודות ייחוס (אצלנו הן במוצא המעגל), ומודדים את זרם המבחן הנכנס למעגל כאשר מקורות המתח והזרם במעגל מאופסים.

נסכם מתחים בעניבה החיצונית.

$$\begin{aligned} v_x &= -i_{e1}r_e - i_b(R_s \parallel R_1 \parallel R_2) \\ &\simeq -i_{e1}r_e - (1-\alpha)i_{e1}(R_s \parallel R_1 \parallel R_2) \\ &= -i_{e1}[r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)] \\ i_{e1} &= -\frac{v_x}{r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)} \end{aligned}$$

זרם המבחן הינו:

$$\begin{aligned} i_x &= \frac{v_x}{r_o \parallel R_E} - i_{e1} \\ &= \frac{v_x}{r_o \parallel R_E} + \frac{v_x}{r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)} \\ &= v_x \left[\frac{1}{r_o \parallel R_E} + \frac{1}{r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)} \right] \\ &= v_x \frac{1}{r_o \parallel R_E \parallel [r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)]} \end{aligned}$$

התנגדות המוצא הינה:

$$\begin{aligned} r_{out} &= \frac{v_x}{i_x} = r_o \parallel R_E \parallel [r_e + (1-\alpha)(R_s \parallel R_1 \parallel R_2)] \\ &= r_o \parallel R_E \parallel \left[r_e + \frac{R_s \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta + 1} \right] \end{aligned}$$

נבחין שהתנגדות המוצא של עוקב האמיטר מושפעת מנגדי המבוא ומקור המתח במבוא.

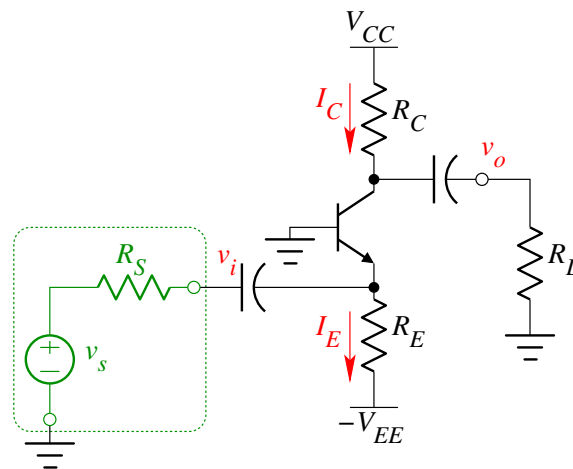
הגבר זרם

הגבר זרם מוגדר: $A_i \equiv \frac{i_o}{i_i}$ בעוקב-אמיטר

$$A_i = (\beta + 1) \frac{r_o}{r_o + R_L}$$

7.2.4 מגבר בסיס-משותף

המגבר שבאיור נקרא בסיס-משותף מכיון שב-AC הבסיס משותף למבוא ולמוצא.



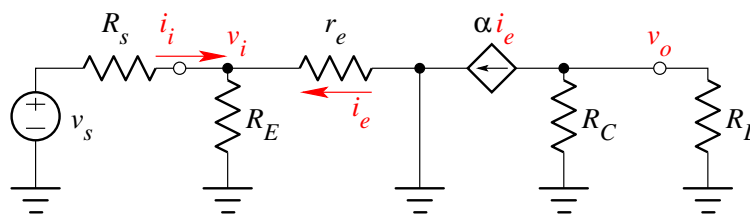
ניתוח DC

ב-DC הקבלים פתוחים.

$$\begin{aligned}
 V_E &= -0.7 \text{ V} \\
 I_C &\simeq I_E = \frac{V_E + V_{EE}}{R_E} \\
 V_C &= V_{CC} - I_C R_C \\
 V_{CE} &= V_C - V_E
 \end{aligned}$$

ניתוח AC

כדי לקבל את מעגל התמורה נאפס מקורות בלתי-תלויים, נקצר קבלים, ונציב מודל T.



הגבר מתח

נחשב את ההגבר בעזרת מעגל התמורה.

$$\begin{aligned}
 v_o &= \alpha i_e R_C \parallel R_L \\
 i_e &= -\frac{v_i}{r_e} \\
 v_o &= -\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e} v_i
 \end{aligned}$$

ולכן

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$$

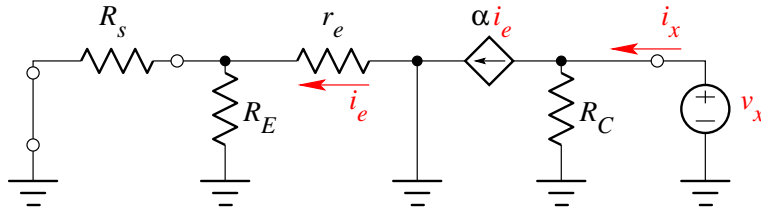
התנגדות מבווא

מכיון שהבסיס מוארק המעגל משמאל לבסיס מבודד מחבירו בימין. לכן

$$r_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_E \parallel r_e$$

התנגדות מוצא

נציב מקור מתח מבחן במוצא, נאפס מקורות בלתי-תלויים במעגל, ונמדוד את זרם המבחן (הנכנס למעגל).



את המעגל ניתן להפריד לשניים:

- מימין לבסיס המוארק.
- משמאל לבסיס המוארק.

המעגל השמאלי לא תלוי כלל בחבירו מימין, ומכיון שאין בו מקורות בלתי-תלויים הזרם $i_e = 0$. מכיון ש- $i_e = 0$ מקור המתח התלוי מימין אפס (נתק), ובכך

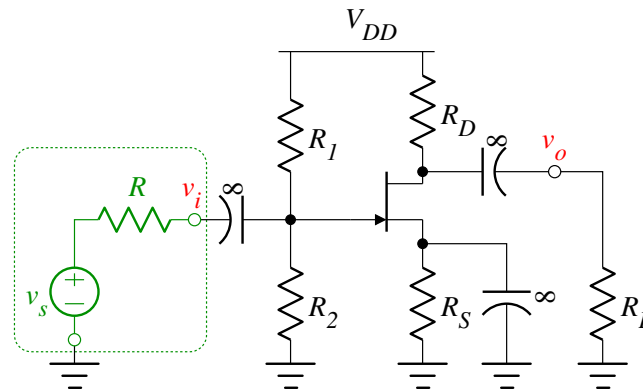
$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = \frac{i_x R_C}{i_x} = R_C$$

7.3 מגברי JFET

התצורות של מגברי JFET דומות לאלו של MOSFET ושל הביפולרי. התצורות של JFET קרויות על אותן שמות של MOSFET.

7.3.1 מגבר מקור משותף

התצורה הראשונה שנדון בה נקראת מקור-משותף (Common Source). תצורה זו מקבילה לתצורת האמיטר-משותף.



ניתוח DC

ננתק קבלים ונאפס מקורות AC.
מתח השער הינו:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

מתח השער-מקור הינו:

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

לחשב את זרם השפך נתחיל כאן:

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

לאחר קצת מניפולציה נקבל:

$$I_D^2 + I_D \left(2 \frac{V_p}{R_S} - 2 \frac{V_{GG}}{R_S} - \frac{V_p^2}{R_S^2 I_{DSS}} \right) + \left(\frac{V_p - V_{GG}}{R_S} \right)^2 = 0$$

אחד מהפתרונות של המשוואה הריבועית הוא המתאים ל-JFET במצב צביטה. מתח השפך-מקור הינו:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S)$$

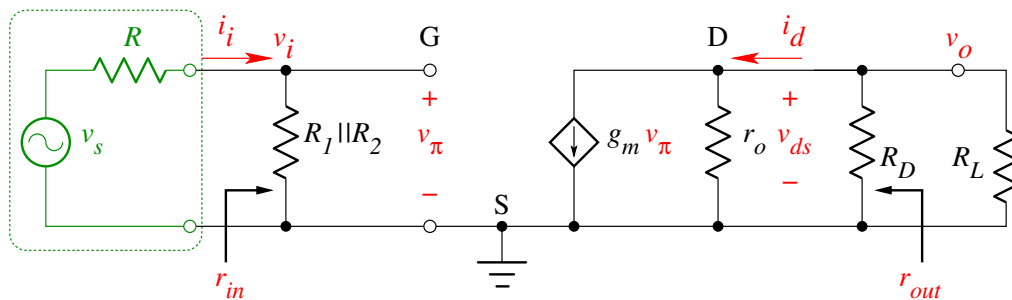
ניתוח אות קטן

פרמטרי מודל הפייהיברידי הינם:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

כדי לצבוע ניתוח אות קטן נעזור במעגל תמורה.



• הגבר:

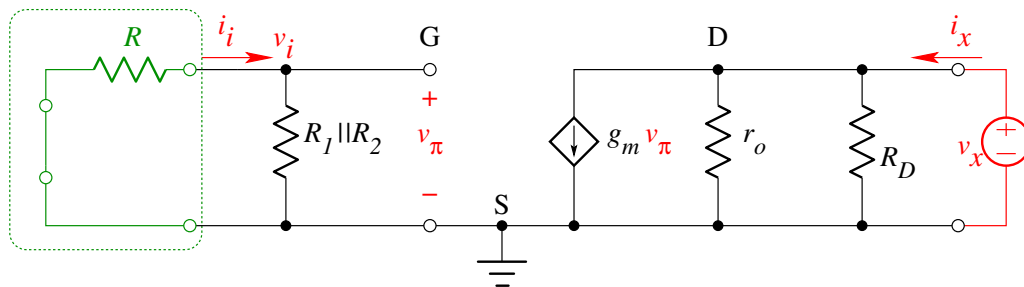
$$\begin{aligned} v_o &= -g_m v_\pi (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ &= -g_m v_i (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \\ A_v &\equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L) \end{aligned}$$

• התנגדות מבווא:

$$r_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_1 \parallel R_2$$

• התנגדות מוצא:

כדי להגיע לביטוי של התנגדות המוצא נציב מקור מתח מבחן במוצא, נאפס את v_s , ונמדוד את זרם המבחן.



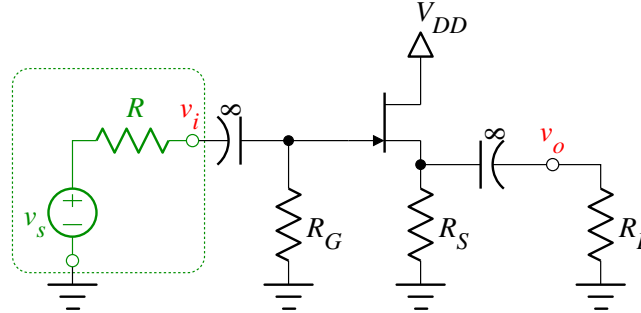
$$v_\pi = 0 \implies g_m v_\pi = 0$$

ערכו של מקור הזרם התלוי הוא אפס, והרי זה מייצג נתק. אם כן

$$r_{out} = \frac{v_x}{i_x} = r_o \parallel R_D$$

7.3.2 עוקב מקור

העוקב המקור (*Source Follower*) היא תצורת JFET המקבילה לעוקב-האמיטר, ובעלת תכונות הדומות לו.



ניתוח DC

קידום המעגל נעשה ע"י המקדם העצמי שהוצג בסעיף קודם עם $V_G = 0$. אך יש לשים לב שהוסף נגד R_G בין שער לאדמה. מטרת הנגד היא למנוע מלקצר את מקור המבוא לאדמה ב-AC.

כפי שנראה בהמשך, התנגדות המבוא של המגבר הינה R_G , ולכן יש לבחור עבורו ערך גדול ככל היותר. מצד שני, יש להימנע מ- R_G גדול מידי כך שייפול עליו מתח DC משמעותי בעקבות זרם הזליגה של צומת השער-תעלה. מפל מתח משמעותי יכול לקלקל את קידום המעגל. בניתוח, נוניח את המתח הנופל עליו. נסכם מתחים סביב עניבת השער-מקור.

$$V_{GS} = I_G R_G - I_D R_S$$

כאשר I_G הוא זרם הזליגה של צומת השער-תעלה בממתח אחורי. בהנחה ש- $I_G R_G \simeq 0$

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

נחשב את זרם השפך בהנחה שה-JFET במצב צביטה (פעיל).

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 - \frac{-I_D R_S}{V_p}\right)^2 \\ &= I_{DSS} \left(1 + 2\frac{I_D R_S}{V_p} + \frac{I_D^2 R_S^2}{V_p^2}\right) \\ 0 &= I_{DSS} + \left(2\frac{R_S}{V_p} I_{DSS} - 1\right) I_D + \frac{I_D^2 R_S^2 I_{DSS}}{V_p^2} \\ 0 &= R_S^2 I_{DSS} I_D^2 + (2R_S I_{DSS} - V_p) V_p I_D + V_p^2 I_{DSS} \end{aligned}$$

ישנן שתי פתרונות:

$$I_D = \frac{V_p}{2R_S^2 I_{DSS}} \left[V_p - 2R_S I_{DSS} \pm \sqrt{(V_p - 2R_S I_{DSS})^2 - 4R_S^2 I_{DSS}^2} \right]$$

לאחר שנבחן ונקבע את הפתרון המתאים לפעולה באזור הציטה, נוכל לחשב את מתח השפך-מקור מהביטוי:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_S$$

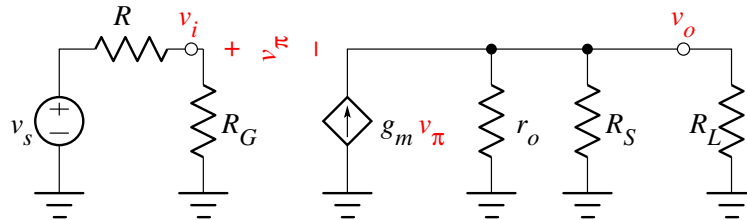
ניתוח אות קטן

פרמטרי מודל הפייהיברידי הינם:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

כדי לבצע ניתוח אות קטן נעזר במעגל תמורה המתקבל ע"י קיצור קבלים והצבת המודל פייהיברידי במקום ה-JFET.



• הגבר:

$$v_o = g_m v_\pi (r_o \parallel R_S \parallel R_L)$$

$$v_\pi = v_i - v_o$$

$$v_o = g_m (v_i - v_o) (r_o \parallel R_S \parallel R_L)$$

$$v_o [1 + g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)] = g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L) v_i$$

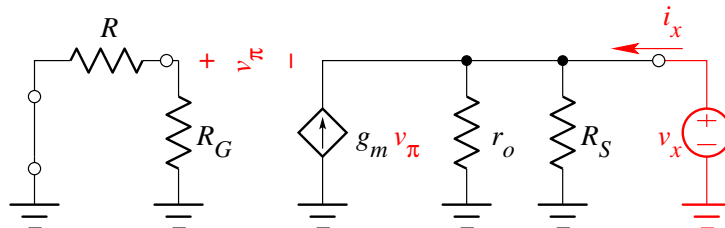
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)}{1 + g_m (r_o \parallel R_S \parallel R_L)}$$

• התנגדות מבווא:

$$r_{in} \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_G$$

• התנגדות מוצא:

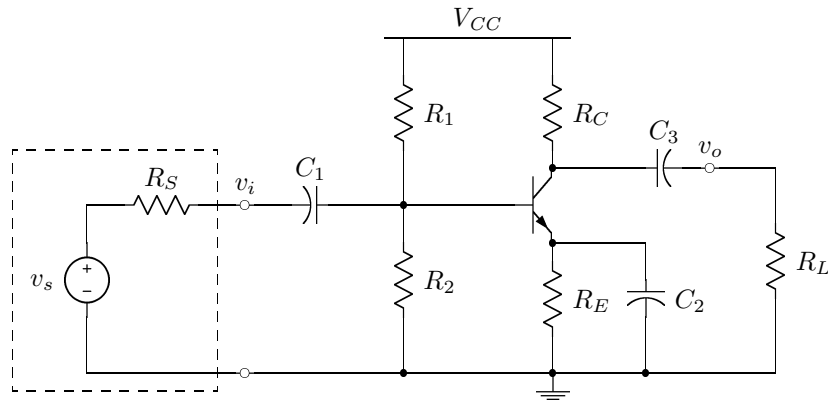
כדי להגיע לביטוי של התנגדות המוצא נציב מקור מתח מבחן במוצא, נאפס את v_s , ונמדוד את זרם המבחן.



$$\begin{aligned}
 v_\pi &= -v_x \\
 i_x &= \frac{v_x}{r_o \parallel R_S} - g_m v_\pi = \frac{v_x}{r_o \parallel R_S} + g_m v_x \\
 v_x \left(\frac{1}{r_o \parallel R_S} + g_m \right) &= i_x \\
 r_{out} &= \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_o \parallel R_S}{1 + g_m(r_o \parallel R_S)}
 \end{aligned}$$

7.4 קו עומס DC וקו עומס AC

בגלל שימוש בקבלים נוצר מצב שרכיבים מסוימים "נראים" רק ב-DC ואחרים רק ב-AC.



באמיטר-משותף באיור

- נגד האמיטר נראה רק ב-DC
- העומס נראה רק ב-AC

תופעה זו מתבטאת ע"י זה שישנם קווי עומס נפרדים ל-DC ול-AC.

- את קו העומס המאפיין את התנהגות המעגל ב-DC ניתן לקבל בעזרת ניתוח DC של המעגל. ב-DC הקבלים נתקים. סכום מתחים על עניבת העומס מפיק

$$i_C = \frac{V_{CC} - v_{CE}}{R_C + R_E}$$

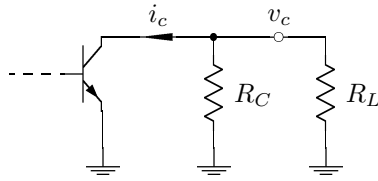
לקו העומס יש שיפוע

$$m_{DC} = -\frac{1}{R_C + R_E}$$

הקו עובר דרך נקודת העבודה (I_C, V_{CE}) .

התלות של שיפוע קו העומס ב- R_C ו- R_E נובע מזה שקבל המעקף אינו עוקף את R_E ב-DC. מצד שני קבל הצימוד מנתק את העומס, R_L , ולכן אין תלות בעומס.

- את קו העומס המאפיין את התנהגות המעגל ב-AC ניתן לקבל באמצעות ניתוח AC. ב-AC מקורות המתח מסוג DC מאופסים, וכן הקבלים מקוצרים. מעגל התמורה (ללא הצבת המודל) נראה כך:



נסכום מתחים על עניבת העומס:

$$v_{ce} - i_c R_C \parallel R_L = 0$$

ובכך:

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{R_C \parallel R_L}$$

זו היא המשוואה המייחסת בין מתח הקולט-פולט וזרם הפולט עבור אות קטן. יותר שימושי לנו הוא קו עומס זה כאשר הוא מורכב על נקודת העבודה. מהגדרות אות גדול:

$$i_C = I_C + i_c, \quad v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

ובכך המשוואה של קו העומס AC ניתנת ע"י

$$i_C - I_C = -\frac{v_{CE} - V_{CE}}{R_C \parallel R_L} \implies i_C = I_C + \frac{V_{CE}}{R_C \parallel R_L} - \frac{v_{CE}}{R_C \parallel R_L}$$

לקו עומס זה יש שיפוע

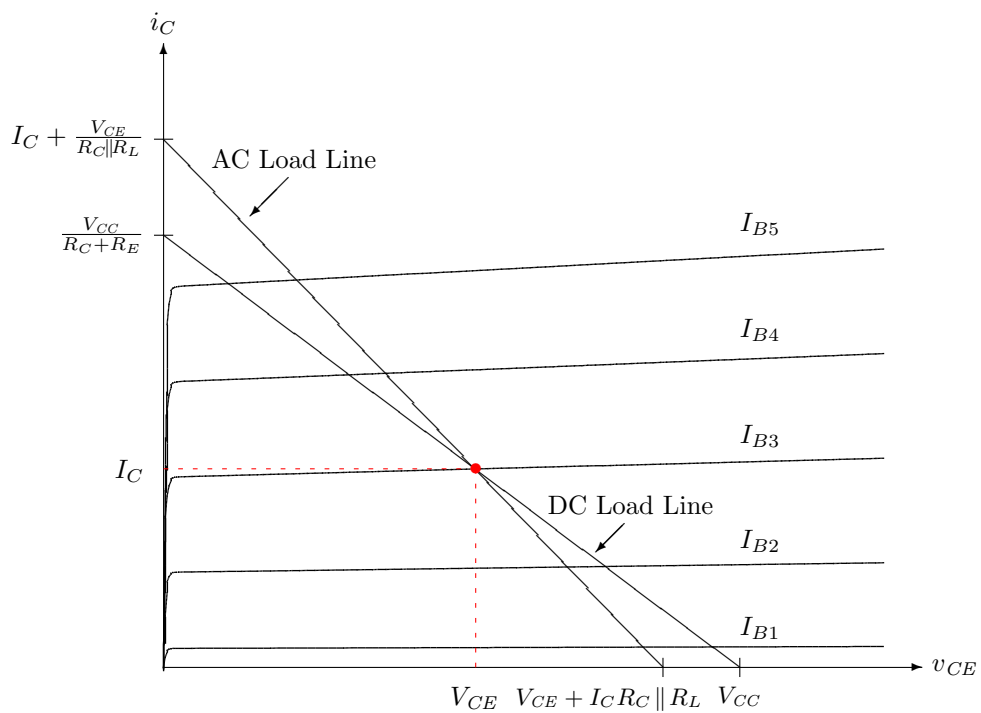
$$m_{AC} = -\frac{1}{R_C \parallel R_L}$$

התלות של שיפוע קו העומס בנגד R_C ו- R_L אך לא ב- R_E נובע מזה שקבל המעקף עוקף את R_E , ולכן R_E אינו מופיע ב-AC, וקבל הצימוד מצמיד את העומס, R_L , אל R_C במקביל.

נקודת המפגש של קווי העומס היא בנקודת העבודה: (V_{CE}, I_C) . זה מוכרח להתקיים כי כאשר מבוא ה-AC אפס, המתח קולט-פולט הינו

$$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce} = V_{CE} + 0 = V_{CE}$$

והרי זו נקודת העבודה.



איך זה נוגע לתכנון מגבר? כפי שהזכרנו, ברצוננו לתכנן את נקודת העבודה כך שהתנודה המרבית במבוא לא תכניס את הטרנזיסטור לקיטעון או לרוויה. כעת, עלנו להתבונן גם בקו ה-AC לוודא שזה לא יקרה.

חלק II

נושאים מתקדמים

פרק 8

מגברי שרת

8.1 מבוא

המעגל המשולב האנלוגי הנפוץ והידוע ביותר הוא **מגבר השרת** (*Operational Amplifier*). מגבר השרת שייך לסיווג מגברים הנקראים **מגברי הפרש** (*Differential Amplifiers*). זאת אומרת מגבר שרת מגביר את הפרש המתח המוטל בין שני מבואות. שימושו רבים, וביניהם:

- מגבר אנלוגי
- מגבר הפרש אנלוגי
- **משווה** (*Comparator*)
- **מסנן פעיל** (*Active Filter*)
- **מגביל** (*Limiter*)
- **חוצץ** (*Buffer*)
- מחשב אנלוגי: מסכם, מחסר, אינטגרטור, גזור

8.1.1 היסטוריה

1940 Lovell של Bell Labs תכנן את המגבר שרת הראשון בשביל לשלוט על תוזות תותחים במלחמת העולם השנייה

1948 Philbrick מציג מגבר שרת הבנוי משפופרת-ריק אחת

1960 בשנות השישים המוקדמות המגבר שרת מיוצר ע"י טרנזיסטורים

1965 המגבר שרת הראשון הבא במעגל משולב – ה 709 – מוצג ע"י Fairchild

1968 המגבר שרת 741 בא לשימוש

ה-741 עדיין נפוץ מאוד. אמנם כיום ניתן לרכוש מגוון רב של מגברי שרת העונים על דרישות גבוהות יותר. לדוגמא ישנם מגברי שרת עם צריכת הספק נמוך, או פס רוחב גבוה, או התנגדות מבוא גבוהה, או הספק זרם גבוה במוצא, וכו'. כמעט לכל דרישת ביצוע קיים מגבר שרת מתאים.

8.1.2 מבנה

לפני שנתאר את פעולת מגבר השרת, נתייחס למבנה המגבר. למגבר שרת 741 יש:

- מבוא לא מהפך (Noninverting Input)

- מבוא מהפך (Inverting Input)

- מוצא

- הידק ספק חיובי

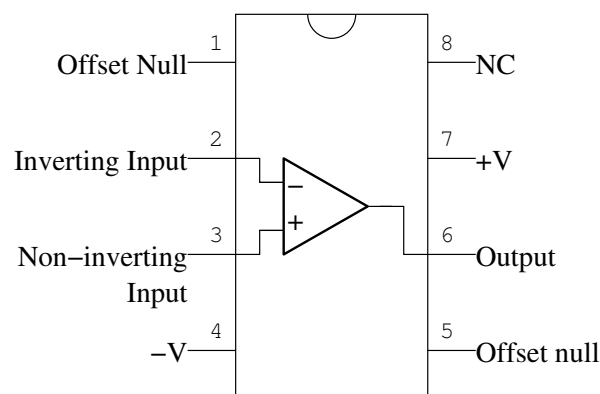
- הידק ספק שלילי

- שני מאפסי היסט (Offset Nulls)

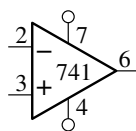
המגבר שרת מזווד בכמה אופנים, וביניהם:

- בעל 14 הדקים (Dual-Inline-Package – DIP)

- בעל 8 הדקים (Mini-DIP)



הסכמה שלו הינה



8.2 פעולת מגברי שרת

כפי שציינו מגבר שרת הוא סוג של מגבר הפרש. זאת אומרת המתח במוצא יחסי להפרש במבוא:

$$v_o = A_{OL}(v^+ - v^-)$$

כאשר:

- A_{OL} הוא הגבר חוג פתוח, זאת אומרת ההגבר ב-DC ללא משוב.

- v^+ הוא המתח במבוא הלא מהפך של המגבר (המסומן +).

- v^- הוא המתח במבוא המהפך של המגבר (המסומן $-$).

ולא עוד, אלא ההגבר שלו ללא משוב, הנקרא **הגבר חוג פתוח** (*Open Loop Gain*), שואף לערכים של מאה אלף ומעלה. להבין את פעולת מגבר השרת, הכי פשוט להתייחס לתכונותיו האידאליים. נציג כאן את התכונות הנוגעות לסעיף זה:

- הגבר חוג פתוח אינסופי: $A_{OL} \rightarrow \infty$.

- צריכת זרם אפסית בהדקי המבוא.

- הספק זרם בלתי מוגבל במוצא.

משמעות התכונות הללו נבין רק במהלך ההרצאה לאחר שננתח מעגלים המכילים מגברי שרת.

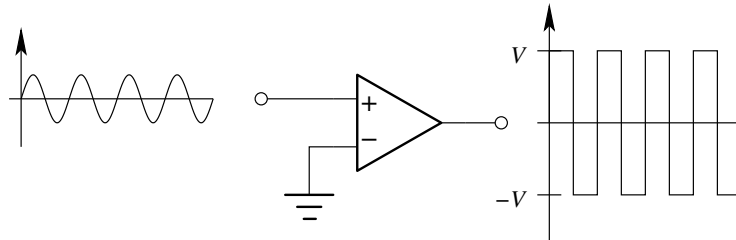
8.2.1 פעולה בתור משווה

נניח מגבר שרת אידאלי, עם חוסר אידאליות אחת: מחוץ לטווח של $\pm V$ המגבר נכנס לרוויה.

בהינתן זה, נשאל: מה קורה כאשר משתמשים במגבר שרת **בחוג פתוח** (*Open-Loop*)? מכיון שההגבר חוג-פתוח אינסופי כל סטייה חיובית של ההפרש מאפס שולחת את המוצא לרוויה חיובית, $+V$, וכל סטייה שלילית של ההפרש מאפס שולחת את המוצא לרוויה שלילית, $-V$. פעולה זאת היא פעולתו של משווה.

דוגמא

למעגל באיור נתון מבוא סינוס בעל אמפליטודה של 1 mV . שרטט את מוצא המגבר.

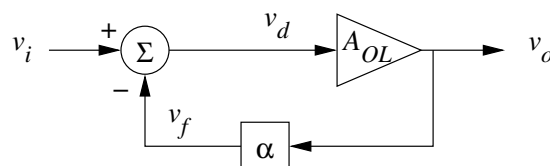


המוצא כמובן גל מרובע הנע בין שני הערכים V ו- $-V$ בהתאם לסימן הסינוס.

8.2.2 משוב שלילי

בשימושים תקביליים לא ניתן להשתמש במגבר שרת באופן חוג פתוח, כי הרי הפעולה הנובעת משימוש בחוג פתוח היא הפעולה הלא לינארית של המשווה. כדי להגביל את ההגבר לערך "סביר" צריך להשתמש במשוב שלילי. כפי שנראה, המשוב השלילי גם מייצב את ההגבר ביחס להגבר חוג פתוח.

נציג כעת את הנושא של משוב שלילי. במעגל משוב כללי ישנו מגבר, שממוצאו נלקח קצת מתח או זרם שמונחת ע"י מנחית בעל ערך $\alpha < 1$ ומושב למבוא ונחסר ממנו.



כדי להמחיש את פעולת המשוב, וייצוב ההגבר הנובע ממנו, נתאר איכותית את המתרחש כאשר ההגבר חוג פתוח משתנה. כאשר A_{OL} עולה:

- מתח המוצא, v_o , גדל בעקבות תוספת ההגבר
 - מתח המושב, v_f , גדל בעקבות תוספת המוצא
 - הגדלת מתח המושב גורם ליותר מתח להחסר מהמבוא, v_i
 - כאשר יותר מתח נחסר מהמבוא, האות ההפרשי, v_d , קטן
 - כאשר האות ההפרשי קטן, אות המוצא קטן
 - זה מחזיר את אות המוצא לבערך אותו גודל שהיה לפני העלאת A_{OL}
- התיאור הנ"ל בעיקר ממחיש לנו את יכולת המשוב לייצב את הגבר המעגל, אבל הוא לא אומר לנו מהו ההגבר? חישבו ההגבר הוא פשוט:

$$\begin{aligned} v_d &= v_i - v_f \\ &= v_i - \alpha v_o \\ v_o &= A_{OL} v_d \\ &= A_{OL} (v_i - \alpha v_o) \\ v_o (1 + \alpha A_{OL}) &= A_{OL} v_i \\ v_o &= \frac{A_{OL} v_i}{(1 + \alpha A_{OL})} \end{aligned}$$

נגדיר הגבר חוג סגור (Closed Loop Gain):

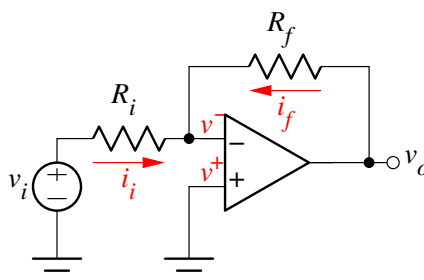
$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_{OL}}{1 + \alpha A_{OL}}$$

נבחין שכאשר A_{OL} גדול אז $A_v \approx \frac{1}{\alpha}$. ישנן שתי אפשרויות להצבת מגבר שרת במשוב שלילי:

- מגבר מהפך (Inverting Amplifier)
- מגבר לא מהפך (Noninverting Amplifier)

8.2.3 מגבר מהפך

התצורה הקלסית של מגבר שרת מהפך מובא באיור.



במגבר מהפך גם ענף המבוא וגם ענף המשוב מתכנסים במבוא המהפך של מגבר השרת. המבוא הלא מהפך מוארק. ישנו נגד כניסה, R_i , המצמד את מקור המבוא לכניסת המגבר. וכן נגד משוב, R_f , המספק מסלול משוב למבוא. נתחיל לנתח את המעגל. לפי ההנחה של מגבר שרת אידאלי, מבואות המגבר לא צורכים זרם. לכן ישנם שני זרמים המתכנסים בצומת v^- , ולפי חוק הזרמים של כירכוף מסתכמים לאפס.

$$i_i + i_f = 0$$

ניתן לבטא את הזרמים הללו ביחס למתחים v_o ו- v_i :

$$i_f = \frac{v_o - v^-}{R_f}$$

$$i_i = \frac{v_i - v^-}{R_i}$$

ובכך משוואת הצומת הינה:

$$\frac{v_o - v^-}{R_f} + \frac{v_i - v^-}{R_i} = 0$$

בסופו של דבר אנחנו מעוניינים לייחס את המתח במוצא, v_o , למתח במבוא, v_i . והרי ברור שלא די במשוואת הצומת בלבד, כי ישנו משתנה מיותר, v^- , שצריך להעלים. בנוסף לזה שמגבר השרת אינו צורך זרם, ידוע לנו היחס בין המוצא להפרש המבואות:

$$v_o = A_{OL}(v^+ - v^-)$$

מכיון שהמבוא הלא מהפך מוארק, הביטוי מצטמצם:

$$v_o = A_{OL}(-v^-) \implies v^- = -\frac{1}{A_{OL}}v_o$$

כאשר מציבים את הביטוי עבור v^- במשוואת הצומת מקבלים:

$$\frac{v_o + \frac{v_o}{A_{OL}}}{R_f} + \frac{v_i + \frac{v_o}{A_{OL}}}{R_i} = 0$$

לאחר קצת מניפולציה מתקבל:

$$v_o \left(1 + \frac{1}{A_{OL}} + \frac{R_f/R_i}{A_{OL}} \right) = -\frac{R_f}{R_i}v_i$$

כעת נזכור שתחת תנאים אידאליים $A_{OL} \rightarrow \infty$, ולכן האיבר השני והאיבר השלישי בסוגריים מתאפסים, ונותר

$$v_o = -\frac{R_f}{R_i}v_i$$

ההגבר חוג סגור עבור המעגל הינו:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i}$$

דוגמא

$$R_f = 100 \text{ k}\Omega \quad R_i = 1 \text{ k}\Omega$$

מהנוסחה שפתחנו מתקבל הגבר חוג סגור

$$A_v = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -100$$

8.2.4 חוקי הזהב לניתוח מעגלים המכילים מגברי שרת

בניתוח הקודם ניתחנו את המעגל ע"י שימוש במשוואת ההגבר. אך כפי שנראה אין צורך להשתמש במשוואה זו כלל כאשר מדובר במעגל עם משוב שלילי, והגבר חוג פתוח אינסופי. נראה שניתן לנתח מעגלים עם משוב שלילי ע"י שני חוקי זהב. נחקור מה קורה במבואות מגבר השרת. ראינו שעבור המגבר שלנו

$$v^- = -\frac{1}{A_{OL}} v_o$$

מכיון ש- $A_{OL} \rightarrow \infty$ ו- v_o סופי, אז בהכרח $v^- = 0$. נשים לב שגם $v^+ = 0$ מאחר והוא מוארק. לכן במעגל שלנו $v^+ = v^-$. אך אם ניתן לזה קצת מחשבה נראה שבמעגל עם משוב שלילי תמיד צריך להיווצר מצב שבו $v^+ = v^-$, אחרת המוצא ישאף לאינסוף, והרי זה סותר את תכונתו של משוב שלילי המייצב את המוצא. עם זאת נציג את שני חוקי הזהב של ניתוח מעגל המכיל מגברי שרת במשוב שלילי.

- ניתן להניח שהזרם הזולג לתוך המבואות הוא אפס

$$i^- = i^+ = 0$$

- ניתן להניח שהמתח בין המבואות הוא אפס

$$v^- = v^+$$

מצב זה נקרא קצר מדומה (Virtual Short).

שתי המשוואות הללו מאפשרות ניתוח מעגלים עם מגברי שרת ע"י כלים מוכרים שהם כללי קירכוף: KVL ו-KCL. לפני שנמשיך בניתוח מעגלים ע"י כללי הזהב, נצדיק את שני התנאים.

- ההנחה הראשונה נובעת מזה שדרוש מעט מאוד זרם לקדם את בסיסי הטרנזיסטורים של מגבר ההפרש הפנימי במבוא מגבר השרת.

- ההנחה השנייה נובעת מהמשוב השלילי כפי שהוסבר למעלה.

נשים לב שאפשר בקלות רבה לנתח את המגבר המהפך ע"י חוקי הזהב שהצגנו:

- משוואת הצומת נובעת מזה שהזרמים המתכנסים בצומת מסתכמים לאפס.
- נציב במשוואת הצומת: $v^- = v^+ = 0$ (הנובע מחוק הזהב השני ומזה ש- v^+ מוארק, ונקבל

$$\frac{v_o}{R_f} + \frac{v_i}{R_i} = 0 \implies v_o = -\frac{R_f}{R_i} v_i$$

והרי זו התוצאה הרצויה.

מגבר פרקטי

במגבר פרקטי (בעל הגבר חוג פתוח סופי) הפרש המתח במבוא המגבר אינו אפסי. אך נדגים ע"י דוגמא, שעבור טווח המתחים שבהם המגבר מתפקד, וערך טיפוסי של הגבר חוג פתוח, ההפרש במבואות מגבר השרת המוצב במעגל עם משוב שלילי קרוב להיות אפס, כך שניתן להתייחס להפרש כאפס, ללא טעות משמעותית בתוצאה.

דוגמא

מהו מתח ההפרש המרבי שיכול להיות במבוא כדי לקיים פעולה לינארית, כאשר

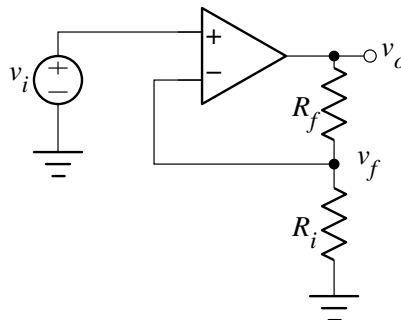
$$V^+ = 10 \text{ V}, \quad V^- = -10 \text{ V}, \quad A_{OL} = 100,000$$

המתח המרבי שיכול להיות במוצע הוא $\pm 10 \text{ V}$. לכן המתח בהפרש מוגבל ל:

$$v_{d(\max)} = \frac{v_{o(\max)}}{A_{OL}} = \frac{\pm 10 \text{ V}}{100,000} = \pm 0.1 \text{ mV}$$

8.2.5 מגבר לא מהפך

כאשר מציבים מנחת מתח בענף המשוב של מעגל המשוב השלילי הכללי שהוצג בתחילת הסעיף מקבלים מגבר לא מהפך. את מנחת המתח אפשר לממש ע"י מחלק מתח נגדי, כפי שמוצג באיור.



נתייחס לתוצאה שקבלנו עבור מעגל המשוב הכללי. דרגת הנחתת המתח במשוב הינה:

$$\alpha = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

כאשר A_{OL} שואף לאינסוף

$$A_v = \frac{1}{\alpha} = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

8.2.6 ניתוח ע"י חוקי הזהב

כעת נשתמש בחוקי הזהב לנתח את המעגל ולהגיע לאותה תוצאה. משוואת הצומת v_f הינה:

$$\frac{v_o - v_f}{R_f} + \frac{0 - v_f}{R_i} = 0$$

שימו לב שהזרם אינו אפסי בענפים R_f ו- R_i המתכנסים לצומת. מצד שני הזרם למבוא המהפך של המגבר הוא אפס על פי חוק מס' 1. לפי חוק מס' 2:

$$v_f = v_i$$

נציב עבור v_f במשוואה ונקבל

$$\frac{v_o - v_i}{R_f} + \frac{0 - v_i}{R_i} = 0$$

לאחר מניפולציה נקבל

$$\begin{aligned} v_o - v_i &= \frac{R_f}{R_i} v_i \\ v_o &= \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) v_i \end{aligned}$$

לכן ההגבר חוג סגור עבור המעגל הינו:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

דוגמא

מה הגבר המעגל של המגבר הלא מהפך כאשר

$$R_f = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_i = 1 \text{ k}\Omega$$

מהנוסחה שפתחנו

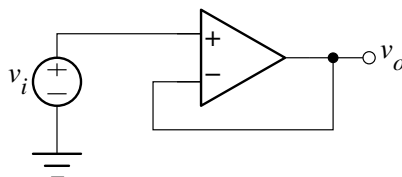
$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 1 + \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 101$$

8.3 מעגלים נפוצים

בסעיף זה נציג כמה מעגלים נוספים הכוללים מגברי שרת. יש לציין שאין גבול למגוון המעגלים השימושיים שאפשר לממש ע"י מגברי שרת. לכן נגביל עצמנו לתצורות הקלאסיות, והטכניקה לנתח אותם.

8.3.1 מגבר שרת בתור חוצץ

התצורה הפשוטה ביותר של מגבר שרת עם משוב שלילי מובא באיור



בתצורה זו המוצא מחובר ישירות למבוא המהפך. מכיון שאין למתח המשוב הנחתה ביחס למתח המוצא כלל ($v_o = v_f$), אז $\alpha = 1$, ולכן

$$A_v = \frac{1}{\alpha} = 1$$

כמובן זאת בהנחה ש- A_{OL} שואף לאינסוף. נדגים מה הטעות בחישוב כאשר A_{OL} בעל ערך מוחלט.

דוגמא

מה הסטייה מהגבר של 1, כאשר החוצץ מורכב ממגבר שרת בעל $A_{OL} = 20,000$?
כאן צריך להשתמש בנוסחה המדויקת.

$$A_v = \frac{A_{OL}}{1 + \alpha A_{OL}} = \frac{20,000}{1 + 1 \cdot 20,000} = 0.99995$$

הסטייה היא

$$\text{אחוז סטייה} = \frac{1 - 0.99995}{1} \times 100\% = 0.005\%$$

ניתן לראות ישירות מחוקי הזהב שהמוצא עוקב אחר המבוא: המתח במבוא הלא־מהפך הוא v_i . המתח במבוא המהפך הוא שווה למתח במבוא הלא־מהפך, ולכן גם הוא v_i . המוצא מחובר ישירות למבוא המהפך, ולכן הוא שווה לו, $v_o = v_i$.
מעגל זה ידוע כעוקב מתח ומשמש כחוצץ או ממיר התנגדות.

• החציצה היא בין העומס המתחבר למוצא (לא כלול כאן) והמקור המספק את אות הכניסה.

• המרת התנגדות מגדיר מצב שמעגל או רכיב רואה התנגדות גבוהה יותר ע"י מעגל המקשר בינו לבין העומס, מאשר ע"י חיבור ישיר לעומס. מקור המתח במבוא רואה את התנגדות המבוא של מגבר השרת, שהיא יחסית גבוהה, במקום התנגדות העומס שהיא יחסית נמוכה.

דוגמא

בידנו מיקרופון ומגבר הספק (כגון עוקב אמיטר) המניע רמקול. ההתנגדות הפנימית של המיקרופון $100 \text{ k}\Omega$, והתנגדות המבוא של מגבר ההספק הינה 500Ω .
חיבור ישיר בין המיקרופון למגבר ההספק אינו פרקטי כפי שנראה. מצד שני, כאשר מציבים חוצץ בין שלב המיקרופון למגבר ההספק, המיקרופון רואה את התנגדות המבוא של החוצץ שהוא גבוה בהרבה מזה של מגבר ההספק, וזו אכן עצה פרקטית למימוש המגבר.
חשב את המתח במבוא מגבר ההספק כאשר:

(א) ישנו חיבור ישיר בין המיקרופון למגבר ההספק.
ישנה חלוקת מתח בין המיקרופון למבוא מגבר ההספק.

$$v_o = \frac{R_L}{R_S + R_L} v_i = \frac{500}{100,000 + 500} v_i = 0.005 v_i$$

מזה רואים ש-99.5% מהמתח שמפיק המיקרופון הולך לאיבוד.

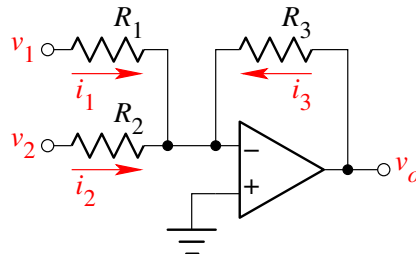
(ב) עוקב המתח חוצץ בין המיקרופון לרמקול.
כאן המיקרופון רואה רק את ההתנגדות הפנימית של מגבר השרת שהוא $1 \text{ M}\Omega$, ולכן

$$v_o = \frac{R_L}{R_S + R_L} v_i = \frac{1,000,000}{100,000 + 1,000,000} v_i = 0.909 v_i$$

מזה רואים שרק 9% מהמתח שמפיק המיקרופון הולך לאיבוד.

8.3.2 מסכם מהפך

באיור מובא מעגל המכונה **מסכם מהפך** (Inverting Summer).



ננתח את המעגל בעזרת חוקי הזהב וחוקי כירכוף לייחס בין מתח המוצא למתחי המבוא, v_1 ו- v_2 . נתחיל עם משוואת הצומת של המבוא המהפך. לפי חוק מס' 1 המבוא המהפך של מגבר השרת אינו מושך זרם מהצומת. לכן שלושת הזרמים, i_1 , i_2 ו- i_3 , מסתכמים לאפס.

$$\frac{v_1 - v^-}{R_1} + \frac{v_2 - v^-}{R_2} + \frac{v_o - v^-}{R_3} = 0$$

על פי חוק מס' 2

$$v^- = v^+ = 0$$

הצבת $v^- = 0$ במשוואת הצומת נותן:

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_o}{R_3} = 0$$

לאחר מניפולציה מתקבל:

$$v_o = -\frac{R_3}{R_1}v_1 - \frac{R_3}{R_2}v_2$$

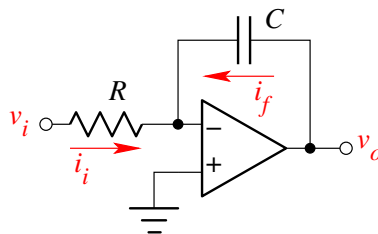
נתייחס למקרה הפרטי שבו נגדי המעגל שווי ערך: $R_1 = R_2 = R_3 = R$, ואז

$$v_o = -(v_1 + v_2)$$

והרי זה מימוש של פעולת **מסכם מהפך**.

8.3.3 אינטגרטור

באיור מובא מעגל המממש פעולת אינטגרציה (סכימה).



גם פה נשתמש במשוואת הצומת וחוקי הזהב כדי להגיע לביטוי המייחס בין המוצא למבוא. נתחיל עם משוואת הצומת במבוא המהפך. לפי חוק מס' 1 המבוא המהפך של מגבר השרת אינו מושך זרם מהצומת. לכן

$$i_i + i_f = 0$$

הזרמים הינם:

$$\begin{aligned} i_i &= \frac{v_i - v^-}{R} \\ i_f &= C \frac{d}{dt}(v_o - v^-) \end{aligned}$$

נציב את הביטויים הללו במשוואת הצומת:

$$\frac{v_i - v^-}{R} + C \frac{d}{dt}(v_o - v^-) = 0$$

לפי חוק מס' 2 ומזה ש- v^+ מוארק:

$$v^- = v^+ = 0$$

נציב עבור v^- במשוואת הצומת ונקבל:

$$\frac{v_i(t)}{R} + C \frac{d}{dt} v_o(t) = 0$$

נבודד את dv_o :

$$dv_o(t) = -\frac{1}{RC} v_i(t) dt$$

נבצע אינטגרציה על שני צידי המשוואה, ונזה נקבל את הביטוי הרצוי.

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_i(t) dt$$

תנאי התחלה

בביטוי שקבלנו האינטגרציה מיוחסת לזמן תחילה של $-\infty$. נרצה כעת ביטוי המיוחס לזמן תחילה שרירותי. נפריד את האינטגרל שבביטוי לשני אינטגרלים משלימים ונציב תנאי התחלה.

$$\begin{aligned} v_o(t) &= -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t v_i(t) dt \\ &= -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^{t_0} v_i(t) dt - \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_i(t) dt \\ &= v_o(t_0) - \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_i(t) dt \end{aligned}$$

דוגמא

במעגל האינטגרטור:

$$R = 1 \text{ M}\Omega, \quad C = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

קבל ביטוי עבור המוצא כאשר במבוא

$$v_i(t) = \sin(2\pi \cdot 100t)$$

הנח שבזמן אפס הקבל אינו טעון.

פתרון: בזמן אפס הקבל אינו טעון ולכן המתח סביבו אפס

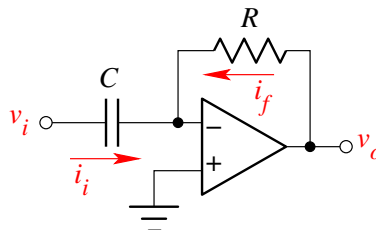
$$v_o(0) - v^-(0) = 0$$

מכיון ש- $v^- = v^+ = 0$ אז $v_o(0) = 0$

$$\begin{aligned} v_o(t) &= v_o(t_0) - \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_i(t) dt \\ &= v_o(0) - \frac{1}{(1 \text{ M}\Omega)(1 \mu\text{F})} \int_0^t v_i(t) dt \\ &= 0 - \int_0^t \sin(2\pi \cdot 100t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 100} \cos(2\pi \cdot 100t) \Big|_0^t \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 100} [\cos(2\pi \cdot 100t) - 1] \end{aligned}$$

8.3.4 גזר

באיור מובא מעגל המממש פעולת גזירה.



ננתח את המעגל בעזרת חוקי הזהב ומשוואת הצומת. נתחיל עם משוואת הצומת במבוא המהפך. לפי חוק מס' 1 המבוא המהפך של מגבר השרת אינו מושך זרם מהצומת. לכן

$$i_i + i_f = 0$$

הזרמים הינם

$$\begin{aligned} i_i &= C \frac{d}{dt} (v_i - v^-) \\ i_f &= \frac{v_o - v^-}{R} \end{aligned}$$

נציב את הביטויים הללו במשוואת הצומת:

$$C \frac{d}{dt} (v_i - v^-) + \frac{v_o - v^-}{R} = 0$$

לפי חוק מס' 2: $v^- = v^+ = 0$

נציב עבור v^- במשוואת הצומת ונקבל

$$\frac{v_o(t)}{R} + C \frac{d}{dt} v_i(t) = 0$$

נבודד את v_o , ובזה נקבל את הביטוי הרצוי:

$$v_o(t) = -RC \frac{d}{dt} v_i(t)$$

8.4 תגובת תדר

תגובת תדר במעגלים אלקטרוניים הוא נושא חשוב ורחב. אמנם נעמיק בו כאשר נעסוק בתכונותיו של מגבר השרת וכן במסננים פעילים, בכל אופן נציגו בקצרה בהקשר למעגל הגזור.

במעגל הגזור ראינו שהמבוא מיוחס למוצא ע"י פעולת זמן. באופן כללי זה נכון עבור מעגלים המכילים רכיבי היגב (*Reactive Components*). במעגלים אלה ישנה תועלת רבה לאפיין את תמסורת המעגל (היחס בין v_o ל- v_i) בתחום הלפּלס (*Laplace Domain*) או בתחום התדר.

- בתחום הלפּלס תמסורת המעגל מכונה פונקציית התמסורת (*Transfer Function*), ומוגדרת כהיחס בין מוצא למבוא בתחום הלפּלס.

$$T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

נשים לב שפונקציית התמסורת מהווה הגבר בתחום הלפּלס.

- בתחום התדר תמסורת המעגל מכונה תגובת תדר (*Frequency Response*), ומוגדרת כהיחס בין מוצא למבוא בתחום התדר.

$$H(\omega) \equiv \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}$$

8.4.1 פונקציית התמסורת

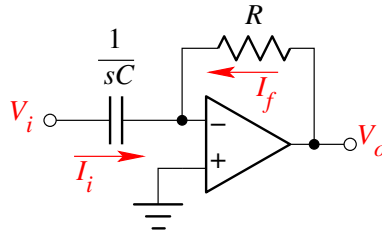
אפשר להגיע ישירות מהמשוואה הדיפרנציאלית אל פונקציית התמסורת ע"י התמרת לפּלס (*Laplace Transform*). נבצע התמרת לפּלס על שתי צדי המשוואה ונקבל:

$$V_o(s) = -sRCV_i(s)$$

ובכך:

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -sRC$$

שיטה זו מצריכה תחילה את ניתוח המעגל בתחום הזמן. נדגים כעת שאפשר לנתח את המעגל ישירות בתחום הלפּלס ולהפיק ישירות את פונקציית התמסורת. נחזור על הניתוח כאשר הצבנו עבור הקבל את העכבה בתחום הלפּלס.



נבצע סיכום זרמים בצומת המבוא המהפך

$$\frac{V_o(s) - V^-(s)}{R} + \frac{V_i(s) - V^-(s)}{1/(sC)} = 0$$

ע"פ חוק מס' 2

$$V^-(s) = V^+(s) = 0$$

ולכן

$$\frac{V_o(s)}{R} + \frac{V_i(s)}{1/(sC)} = 0$$

לאחר מניפולציה נקבל:

$$V_o(s) = -sRCV_i(s)$$

פונקציית התמסורת הינה

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -sRC$$

8.4.2 תגובת תדר

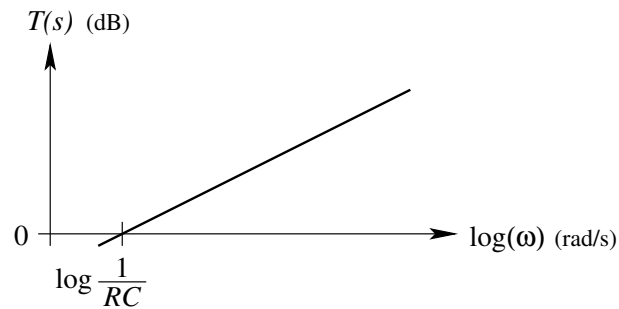
כדי לקבל ביטוי לתגובת התדר של מעגל נציב בפונקציית התמסורת

$$s \rightarrow j\omega$$

לפי זה תגובת התדר של הגזור הינה:

$$H(\omega) = T(j\omega) = -j\omega RC$$

נשרטט את הערך המחולט של התגובה, $A(\omega) \equiv |H(\omega)|$, הנקרא תגובת אמפליטודה (Amplitude Response):



משמעות הגרף: המעגל מגביר יותר את התדרים הגבוהים מאשר את התדרים הנמוכים. פעולתו דומה למסנן מעביר גבוהים, אלא שככל שהתדר גבוה יותר, כך גם ההגבר שלו. מאחר והגזור מדגיש תדרים גבוהים, הוא רגיש מאוד לרעש לבן.¹ לולא תגובתו הפנימית של מגבר השרת עצמו (הפועל כמעביר נמוכים) הרעש הלבן הקיים ברכיבי המעגל בכל תדר היה מוגבר ללא גבול, ובכך מרווה את מגבר השרת. בגלל הרגישות של פעולת הגזירה לרעש, יש ברצוננו להימנע ככל היותר בשימושה במעגלים אלקטרוניים. לדוגמא, כאשר יש צורך לממש משוואה דיפרנציאלית, עדיף להמיר אותה למשוואה אינטגרלית ולממש אותה ע"י אינטגרטורים.

8.4.3 אינטגרטור

בניגוד לגזור, האינטגרטור מדגיש תדרים נמוכים ובכך לא רגיש לרעש. מצד שני התגובה ב-DC אינסופית ולכן נוכחות רכיב ה-DC באות המבוא גורמת למוצא האינטגרטור להתבדר. בתרגיל נתונה שאלה שבה הוסף נגד בענף המשוב במקביל לקבל המאפשר פריקה אטית של הקבל. בצורה זו רכיב DC קטן אינו גורם להצטברות בלתי־מוגבלת של מטען בקבל ובכך להתבדרות המוצא.

¹רעש המצוי בכל התדרים במידה שווה.

פרק 9

תכונות מגברי שרת

9.1 המגבר הפרקטי

עבור רוב מעגלים פשוטים אפשר להתעלם ממגבלותיו של המגבר השרת הפרקטי. זאת מאחר והסטיית בזרמים ובמתחים המצויים במגבר הפרקטי אינן מספיק משמעותיות לשבש את פעולתו התקינה של המעגל בו מצוי מגבר השרת. מצד שני, כאשר מתכננים מכשור מדידה, וכן מעגלים איכותיים, וכן מעגלים הפועלים על רוחב פס גבוהה, צריך להבין ולהתחשב במגבלותם של מגברי השרת למיניהם. כאשר נתכנן מעגל לייצור המוני נצפה ל:

- פעולה יציבה לזמן רב.
 - פעולה יציבה תחת שינויים בטמפרטורה.
 - להגיב למרחב רב של תדרים בבת אחת: DC, שמע ו-RF.
 - להגיב לפולסים (דפקים) קצרים.
 - להגיב לאותות בעלי מיליוולטים אחדים, ממקורות בעלי התנגדות מוצא גבוהה (כגון מיקרופונים ואנטנות).
 - מתחי הזנה קטנים.
- כאן נחקור את תכונותיו של מגבר השרת הרלוונטיות לחלק מהנקודות ברשימה. בנוסף, נציג שיטות המפצות על סטיות למיניהם במגבר השרת.

9.2 תכונות מגבר שרת

נציג פורמלית את תכונותיו של מגבר השרת האידאלי:

- הגבר חוג-פתוח: $A_{OL} \rightarrow \infty$
משמעות: בתפעול חוג סגור הפרש המבואות שואף לאפס.
- התנגדות מוצא אפסית: $Z_{out} = 0$
משמעות: מגבר השרת האידאלי יכול להניע כל עומס המוטל עליו.
- התנגדות מבוא אינסופית: $Z_{in} \rightarrow \infty$
משמעות: מגבר השרת האידאלי אינו מעמיס כלל במבואות.

- מתח היסט וזרם היסט: $I_{os} = 0, V_{os} = 0$ נציגם בהמשך.

- טווח תדר אינסופי: $BW = \infty$ משמעות: ההגבר חוג פתוח אינו משתנה עם תדר.

9.2.1 מגבר שרת פרקטי

נציג טבלה המשווה בין תכונותיו האידיאליים של מגבר שרת ובין תכונותיו של מגבר שרת פרקטי מסוים, ה-741.

תכונה	סימן	אידיאלי	פרקטי (741C)
הגבר-חוג	A_{OL}	∞	2×10^5
התנגדות מוצא	Z_{out}	0	75Ω
התנגדות מבוא	Z_{in}	∞	$2 M\Omega$
זרם היסט	I_{os}	0	20 nA
מתח היסט	V_{os}	0	2 mV
מכפילת הגבר רוחב-פס	GBW	∞	1 MHz

בהמשך נדון לעומק בהשפעה של חריגת הפרמטרים הנ"ל מהאידיאל.

9.3 תכונות DC

אפשר לחלק את תכונותיו של מגבר שרת לשני קבוצות: DC ו-AC. בסעיף זה נדון בתכונות ה-DC של מגבר השרת.

9.3.1 מתח היסט

חלק חשוב בביצוע של מגבר שרת זה המתח הישר הקטן ביותר שניתן לזהות במוצא כמשתייך למבוא. מתח זה הוא המתח במוצא כאשר במבוא אפס. מתח זה מכונה *מתח היסט במוצא (Output Offset Voltage)*.

נשאל מהו הגורם למתח לא אפסי להופיע במוצא כאשר במבוא המגבר ישנו אפס? התשובה היא כך. המבנה הפנימי של מגבר השרת כולל כמה שלבים של מגברי הפרש בצימוד ישיר. אי-תאום רכיבים במגברי ההפרש הללו יוצר מצב שבו מתח אפסי במבוא מופיע כמתח לא אפסי במוצא.

ניתן לשקף את מתח ההיסט במוצא למבוא. מתח ההיסט במבוא הוא פשוט מתח ההיסט במוצא חלקי ההגבר. נכנה מתח זה *מתח ההיסט (Offset Voltage)* ונסמנו V_{os} . משמעותו היא כך: המוצא הוא ההגבר של הפרש ההמתח בין כניסות מגבר השרת בתוספת של V_{os} :

$$v_o = A_{ol}(v^+ - v^- + V_{os})$$

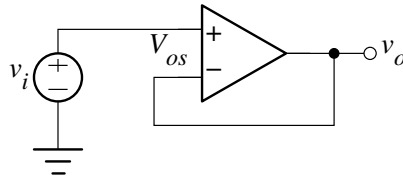
כדי לאפס את המוצא צריך להציב $v^+ - v^- = -V_{os}$ במבוא.

$$v_o = A_{ol}(v^+ - v^- + V_{os}) = A_{ol}(-V_{os} + V_{os}) = 0$$

כדי לנתח מעגל המכיל מגבר שרת מעשי עם מתח היסט V_{os} דרוש שינוי קל באחד מחוקי הזהב. במקום להניח שהמבוא המהפך (v^-) שווה למבוא הלא מהפך (v^+) יש להניח שקיים הפרש מתח ביניהם השווה למתח ההיסט:

$$v^- - v^+ = V_{os}$$

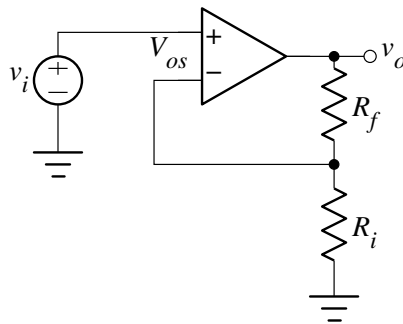
ערך טיפוסי של מתח היסט ב-741 הוא 2 mV . אמנם, ערך כה קטן של מתח היסט בדרך כלל ניתן להזנחה. אך נזכור שישנם יישומים הדורשים דיוק רב, כגון מכשירי מדידה, ואז לא ניתן להזניחו. כאשר מגבר שרת מהווה מבוא למכשיר מדידה כלשהו, סטייה של 2 mV אינה מתקבלת על הדעת. נניח שהשלב הראשון של מכשיר המדידה הוא עוקב מתח.



אז המתח במוצא הינו:

$$v_o = v^- = v^+ + V_{os} = v_i + V_{os}$$

לכן קיימת סטייה של V_{os} במתח המוצא. אבל לא רק במכשירי מדידה יש לחוש למתח היסט. נעיין בהשפעתו של מתח ההיסט על מוצא של מגבר לא מהפך.



במגבר זה, המתח במפגש הנגדים R_i ו- R_f הוא $v^- = v_i + V_{os}$. ע"י חלוקת מתח נקבל:

$$v^- = \frac{R_i}{R_i + R_f} v_o$$

נפתור עבור מתח המוצא:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) v^- = A_v v^-$$

כאשר $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i}$ הוא ההגבר חוג סגור של המעגל. נציב עבור v^-

$$v_o = A_v(v_i + V_{os}) = A_v v_i + A_v V_{os}$$

לכן, במגבר לא מהפך ההיסט במבוא מוגבר פי A_v .

דוגמא א

חשב את היסט המתח במוצא עבור עוקב המתח, כאשר $V_{os} = 2.3 \text{ mV}$.

פתרון: כפי שראינו ההיסט במוצא שווה להיסט במבוא, ולכן

$$v_{o(os)} = V_{os} = 2.3 \text{ mV}$$

דוגמא ב

חשב את היסט המתח במוצא עבור מגבר לא מהפך, כאשר $V_{os} = 2.3 \text{ mV}$ ונגדי המעגל הינם:

$$R_f = 100 \text{ k}\Omega, \quad R_i = 1 \text{ k}\Omega$$

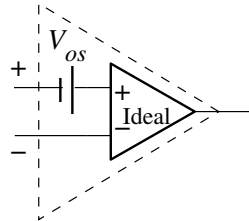
פתרון:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 101$$

מתח ההיסט במוצא מוגבר פי A_v ממתח ההיסט במבוא:

$$v_{o(os)} = A_v V_{os} = (101)(2.3 \text{ mV}) = 232.3 \text{ mV}$$

כלפי מתח ההיסט ניתן לייצג מגבר שרת פרקטי באמצעות מודל זה:



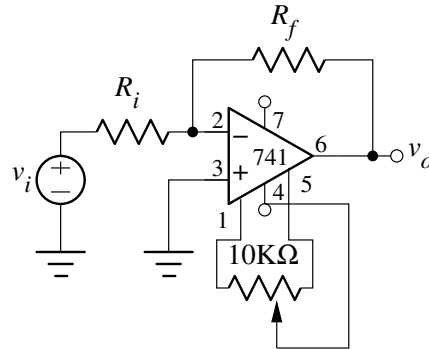
המשולש המקווקו מייצג את מגבר השרת הפרקטי. המגבר שרת שבתוך המשולש המקווקו הוא מגבר שרת אידיאלי.

9.3.2 שיטות פיצוי למתח היסט

ישנן שתי שיטות לפצות על מתח היסט:

פיצוי פנימי

בהרבה מגברי שרת ישנה אפשרות של **פיצוי פנימי** (*Internal Compensation*). הפיצוי נעשה באמצעות שני הדקי פיצוי המסומנים "Offset Null". השימוש בהדקי הפיצוי שונה ממגבר למגבר. ב-741 יש לחבר פוטנציומטר של $10 \text{ k}\Omega$ בין הדקי הפיצוי. זחלן הפוטנציומטר מחובר ל- V^- כפי שמובא באיור.



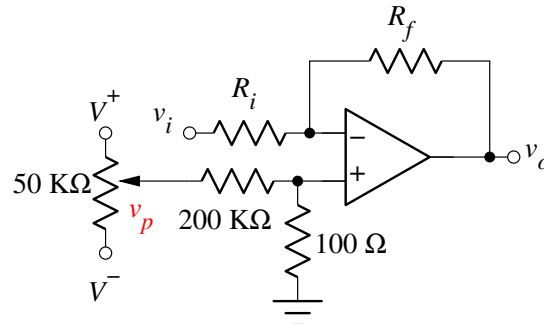
הפיצוי נעשה ידענית באופן זה:

- מאפסים (מאריקים) את המבוא $(v_i = 0)$.
- מכוונים את הזחלן עד שבמוצא נמדד אפס.

פיצוי זה הוא היעיל ביותר, כאשר הוא עובד. ייתכן מצב שבו מתח ההיסט מחוץ לתחום מסוים ואז הפיצוי באמצעות הדקי הפיצוי אינו מסוגל לאפס לגמרי את המוצא.

פיצוי חיצוני

לפעמים מגבר שרת לא מזווד עם הדקי פיצוי, או אלו שישנם לא בעלי טווח מספיק רחב כדי לפצות עבור מתח ההיסט. במקרה זה צריך להשתמש בפיצוי חיצוני (*External Biasing*). המעגל הדרוש לפיצוי חיצוני תלוי ביישום. ננקוט במעגל פיצוי המתאים לתצורה של המגבר המהפך.



במקום להאריק את המבוא הלא מהפך נחבר אותו למקור מתח קטן. נעשה זאת באמצעות מחלק מתח נגדי.

חלוקת המתח נעשית בשני שלבים: ראשית על זחלן הפוטנציומטר, ושנית בין הנגד של $100\ \Omega$ ו- $200\ \text{k}\Omega$. ניתן לכוון את המתח על הזחלן באופן גס בין המתחים $-V$ ו- $+V$ (הבאים מהספק המזין את מגבר השרת). מאחר והפיצוי עצמו דורש מתח בסדר גודל של מיליוולטים נגביל את הטווח הרצוי באמצעות מחלק המתח המורכב מנגדי $100\ \Omega$ ו- $200\ \text{k}\Omega$.

מטרת הפיצוי היא לגרום ל- v_o להיות אפס כאשר $v_i = 0$. במצב זה:

$$v_i = v_o = 0 \implies v^- = 0$$

עם זאת אפשר לחשב את המתח הדרוש ב- v^+ :

$$V_{os} = v^- - v^+ = 0 - v^+ \implies v^+ = -V_{os}$$

שימוש בשיטת פיצוי זו אפשרית גם בתצורות אחרות.

דוגמא ג

מגבר מהפך הוא בעל $A_v = -100$. כאשר המבוא מוארק מודדים במוצא 200 mV . לאיזה מתח צריך לכוון את הזחלן כך שיתאפס המוצא?
נתחיל בחישוב של מתח ההיסט במבוא:

$$V_{os} = \frac{v_{o(os)}}{-100} = \frac{200 \text{ mV}}{-100} = -2 \text{ mV}$$

כדי לאפס את המוצא צריך

$$v^+ = -V_{os} = -(-2 \text{ mV}) = 2 \text{ mV}$$

המתח המופיע במבוא הלא מהפך ביחס למתח הזחלן, v_p , הוא

$$v^+ = \frac{100}{200,000 + 100} v_p$$

נהפוך את המשוואה ונקבל:

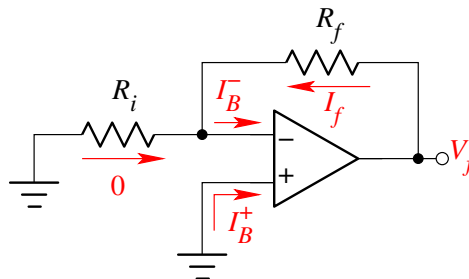
$$v_p = 2001 v^+ = (2001)(2 \text{ mV}) = 4.001 \text{ V}$$

9.3.3 זרם קידום

מגבר הפרש מורכב מכמה שלבים של מגברי הפרש. בסיסי הטרנזיסטורים של מגבר ההפרש שבכניסת מגבר השרת זקוקים לזרם קידום כדי למקד את הטרנזיסטורים באזור הפעולה הלינארי. נסמן את שני הזרמים I_B^+ ו- I_B^- . היצרנים מפרטים בדפי הנתונים פרמטר הנקרא **זרם הקידום** (*Bias Current*) שהוא הממוצע של הזרמים הללו:

$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2}$$

ב-741, המורכב מטרנזיסטורים ביפולריים, הזרם בדרך כלל קטן מ- 500 nA . במגברי שרת המבוססים על ה-MOSFET הזרמים הללו קטנים עוד יותר. מה השפעתם של זרמים כאלו קטנים? כדי לענות על השאלה, נתייחס לתצורת המגבר מהפך.



כאשר מאפסים את המבוא, אז צפוי להיות 0 V במוצא. אבל בגלל הזרם I_B^- שזורם לתוך המבוא המהפך ישנו זרם I_f השווה לו שזורם דרך R_f .

$$I_f = I_B^-$$

יש לשים לב שהזרם דרך R_i הוא אפס מאחר וגם המבוא מוארק, וכן המבוא המהפך של מגבר השרת, v^- , באדמה מדומה. לכן אין לומר שחלק מהזרם I_B^- בא מהמבוא. בכך נוצר מתח על נגד המשוב:

$$V_f = I_f R_f = I_B^- R_f$$

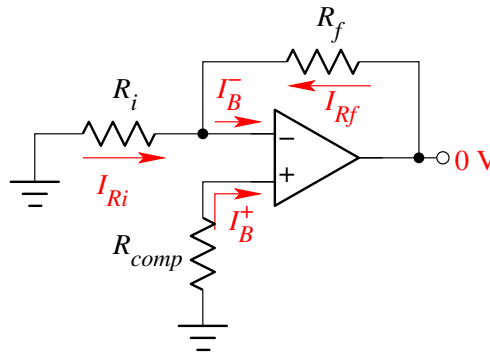
דוגמא ד

חשב את מתח ההיסט במוצא, כאשר $R_f = 1 \text{ M}\Omega$, וזרמי הקידום הם 500 nA .

$$V_f = I_B^- R_f = (500 \text{ nA})(1 \text{ M}\Omega) = 0.5 \text{ V}$$

9.3.4 שיטת פיצוי עבור זרם קידום

שיטת הפיצוי עבור זרם קידום במגבר המהפך היא להוסיף נגד פיצוי למבוא הלא מהפך. נפתח ביטוי עבור ערכו האופטימלי של נגד זה.



המתח במבוא הלא מהפך הינו:

$$v^+ = -I_B^+ R_{\text{comp}}$$

נבצע סיכום זרמים בצומת v^- :

$$\frac{-v^-}{R_f} + \frac{-v^-}{R_i} = I_B^- \implies v^- = -I_B^- (R_f \parallel R_i)$$

מכיון ש- $v^+ = v^-$

$$-I_B^+ R_{\text{comp}} = -I_B^- (R_f \parallel R_i)$$

בהנחה ש- $I_B^+ = I_B^-$ ניתן לצמצם את המשוואה:

$$R_{\text{comp}} = R_f \parallel R_i$$

9.3.5 זרם היסט

בביטוי של נגד הפיצוי הנחנו שזרמי הקידום זהים.

$$I_B^+ = I_B^-$$

אך באמת אין להניח זאת. כפי שישנו מתח היסט במגבר שרת, כך ישנו זרם היסט (*Offset Current*). זרם ההיסט מוגדר הערך המוחלט של ההפרש בין זרמי הקידום:

$$I_{os} \equiv |I_B^+ - I_B^-|$$

זרם ההיסט, הנובע מאי-תאום רכיבים, בדרך כלל אינו אפסי. עבור ה-741 זרם ההיסט קטן מ-200 nA. לכן, למרות השימוש בנגד פיצוי, עדיין מופיע מתח לא רצוי במוצא המגבר הלא מהפך. ברצוננו קעת לחשב מתח זה. המתח במבוא הלא מהפך הוא:

$$v^+ = -I_B^+ R_{comp}$$

נבצע סיכום זרמים בצומת v^- :

$$\frac{v_o - v^-}{R_f} + \frac{-v^-}{R_i} = I_B^-$$

נציב במשוואת הצומת $v^- = v^+$, ונקבל

$$\frac{v_o + I_B^+ R_{comp}}{R_f} + \frac{I_B^+ R_{comp}}{R_i} = I_B^-$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{R_f} + \frac{I_B^+ R_{comp}}{R_f \parallel R_i} = I_B^-$$

נציב $R_{comp} = R_f \parallel R_i$, ונקבל

$$\frac{v_o}{R_f} = I_B^- - I_B^+ = \pm I_{os}$$

לכן

$$v_o = \pm I_{os} R_f$$

סיכומו של דבר: כדי להקטין את השפעתו של זרם ההיסט צריך להשתמש בנגד משוב קטן. אך כדי לשמור על הגבר קבוע צריכים להקטין את R_i בהתאם. מכיון ש- R_i מהווה את התנגדות המבוא של התצורה המהפכת, הוא אשר מגביל בכמה אפשר להפחית את השפעתו של זרם ההיסט.

דוגמא ה

במגבר מהפך: $R_i = 1 \text{ k}\Omega$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$

• מה נגד הפיצוי R_{comp} שיפצה על זרמי הקידום?

• חשב את המתח במוצא כאשר המבוא מוארק.

הנח $I_{os} = 200 \text{ nA}$.

פתרון:

$$R_{\text{comp}} = R_f \parallel R_i = 100 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 0.99 \text{ k}\Omega$$

כאשר המבוא מוארק, אז

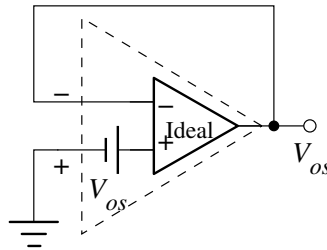
$$v_o = I_{os} R_f = (200 \text{ nA})(100 \text{ k}\Omega) = 20 \text{ mV}$$

9.3.6 מדידות

בדוגמאות שבצענו עד כה הנחנו ערכים מסוימים עבור מתח ההיסט, זרם קידום, וזרם היסט. אך צריך לציין שבדפי הנתונים מובאים רק ערכים טיפוסיים או מרביים עבור פרמטרים אלו. מצד שני כיוול מעגל דורש ידע ייחודי של הפרמטרים הללו. כעת נדון באופן מדידתם. לפני שנתחיל, חשוב לציין שכל הסטיות משתלבות יחד להפיק סטייה כוללת במוצא המגבר. לכן, מוטל עלינו לבצע סדרת מדידות המבודדות בכל שלב ושלב את פרמטר הסטייה תחת בחינה.

מתח היסט

מדידת מתח היסט נעשית ע"י עוקב מתח. מכיון שאין נגדים במעגל, המתח במוצא הוא ההפרש בין המבוא המהפך והמבוא הלא מהפך, כפי שמובא בשרטוט.



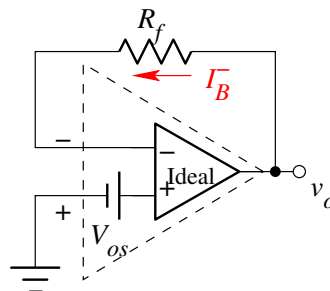
לכן

$$V_{os} = v_o$$

זרם קידום

כדי למדוד את זרמי הקידום נשתמש בנגד גדול.

- למדוד את I_B^- נציב את הנגד בענף המשוב.



המתח במוצא הינו:

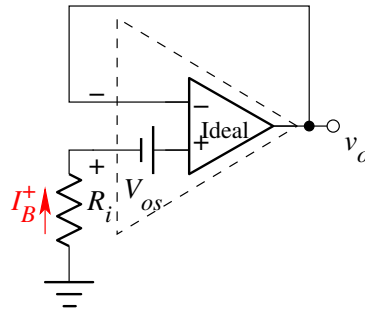
$$v_o = V_{os} + I_B^- R_f$$

לכן

$$I_B^- = \frac{v_o - V_{os}}{R_f}$$

חשוב ש- R_f יהיה גדול, אחרת v_o יהיה קטן ובכך לא ימדד במספיק דיוק.

- כדי למדוד את I_B^+ נציב את הנגד בענף המבוא שהוא מחבר בין אדמה למבוא החיובי.



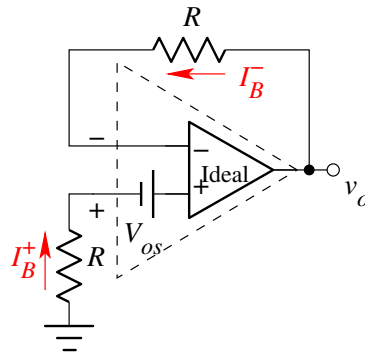
המתח במוצא הינו:

$$v_o = V_{os} - I_B^+ R_i$$

לכן

$$I_B^+ = \frac{V_{os} - v_o}{R_i}$$

- את זרם ההיסט ניתן למדוד ישירות ע"י הצבת נגדים גדולים שווי ערך בענף המשוב וענף המבוא.



המתח הנופל על הנגדים שווה והפוך עבור זרמי קידום שווים. לכן, המתח במוצא מורכב מהחלק ההפרשי של זרמי הקידום וממתח ההיסט

$$\begin{aligned} v_o &= (I_B^- - I_B^+) R + V_{os} = I_{os} R + V_{os} \\ \Rightarrow I_{os} &= \frac{v_o - V_{os}}{R} \end{aligned}$$

9.3.7 סיכום

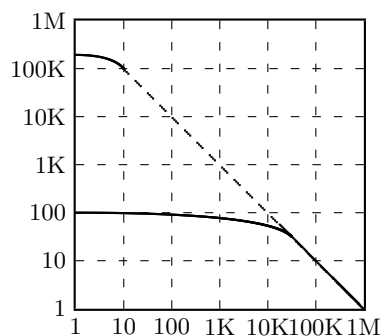
תופעה	גורם	ערך טיפוסי ל-741	שיטת פיצוי
מתח היסט	איתאום טרנזיסטורים	2 mV	פנימי/חיצוני
זרם קידום	קידום טרנזיסטורים	500 nA	חיצוני
זרם היסט	איתאום טרנזיסטורים	200 nA	הקטנת נגד המשוב

9.4 מכפילת הגבר-רוחב פס

עד כה עסקנו בתכונות ה-DC של מגבר השרת. כעת נעמיק בתכונות ה-AC. מגבר השרת האידאלי בעל הגבר בלתי מוגבל ורוחב פס אינסופי. כמובן שני אידאליים אלו אינם מתקיימים במגבר שרת מעשי. היחס בין הגבר האות ותדר האות הוא שמעניין אותנו.

9.4.1 הגבר חוג פתוח

תגובת האמפליטודה של ה-741 מובאת באיור.



העקומה העליונה מייצגת את התגובה בחוג פתוח והעקומה התחתונה מייצגת את התגובה בחוג סגור. ניתן להבחין בכמה דברים:

- ההגבר חוג-פתוח של 200,000 מתקיים רק עבור תדרים הנמוכים מ-10 Hz.
- מעבר ל-10 Hz ההגבר נופל ב-20 dB לדקה, או במילים אחרות כאשר התדר גדל פי עשר, ההגבר פוחת בגורם של 10.
- מעבר ל-1 MHz ישנה הנחתה.

התדר 10 Hz הוא *תדר הקיטעון* (Cutoff Frequency) של מגבר השרת כאשר הוא מתפקד בחוג פתוח. תדר הקיטעון הוא התדר שבו התגובה נופלת ב-3 dB (שהיא נפילה של 30% מההגבר המרבי) ונסמנו באחד משני אופנים:

$$f_H = f_{-3dB}$$

מעבר לתדר הקיטעון אין למגבר שרת תגובה אחידה, אלא התגובה נופלת ב-20 dB לדקה. נפילת התגובה מאופיינת ע"י *מכפלת הגבר רוחב-פס* (Gain-Bandwidth Product) של

$$GBW = 1 \text{ MHz}$$

זאת אומרת שהמכפלה של ההגבר בתדר מסוים בתדר הוא

$$A_v(f) \times f = \text{GBW} = 1 \times 10^6, \quad f \gg 10 \text{ Hz}$$

ברוב יישומים התפקוד בחוג פתוח אינו שימושי משום התגובה הגרועה. בדרך כלל דרושה תגובה אחידה בטווח תדרים הרחב מ-10 Hz! לכן נפנה לתפקוד בחוג סגור.

9.4.2 הגבר חוג סגור

כאשר משתמשים במגבר שרת בחוג סגור אז תדר הקיטעון עולה ככל שהגבר החוג סגור יורד. תדר הקיטעון ניתן לחישוב ע"י:

$$f_H = \frac{\text{GBW}}{A_{CL}}$$

מעבר לתדר הקיטעון התגובה נופלת ב-20 dB לדקדה, כפי שהיה עבור חוג פתוח. מהשרטוט רואים שעבור הגבר חוג סגור של 100 תדר הקיטעון הינו:

$$f_H = \frac{1 \text{ MHz}}{100} = 10 \text{ KHz}$$

לפעמים אנחנו מעוניינים לבנות מגבר שעבור טווח תדרים מסוים ההגבר לא נופל תחת אחוז מסוים. ננקוט באחוז אחד ועשרה אחוזים. התדרים המקיימים דרישות אלו מיוחסים לתדר הקיטעון באופן זה:

$$f_{1\%} \simeq \frac{1}{7} f_H, \quad f_{10\%} \simeq \frac{1}{2} f_H$$

דוגמא 1

תכנן מעגל בעל הגבר חוג סגור של $125 \pm 10\%$ על טווח תדרי השמע. דרישה נוספת היא התנגדות מבוא הגבוהה מ-560 Ω.

פתרון: תדרי השמע כלים ב-20 KHz. לכן דרוש $f_{10\%} = 20 \text{ KHz}$. לפי הנוסחה:

$$f_{10\%} = \frac{f_H}{2} = \frac{1}{2} \frac{\text{GBW}}{A_{CL}} = \frac{1}{2} \frac{\text{GBW}}{125} = 20 \text{ KHz}$$

לכן

$$\text{GBW} = 2 \times 125 \times 20 \text{ KHz} = 5 \text{ MHz}$$

למגבר השרת 741 אין מספיק רוחב-פס כדי לספק הגבר אחיד של 125 על הטווח המלא של תדרי השמע. ישנן שתי אפשרויות:

- להשתמש בשני מגברי שרת בטור, כל אחד עם הגבר של 11.
- להשתמש בשלב אחד של מגבר שרת 318CN המיועד לתדרי שמע.

נתייחס לאפשרות השנייה. המגבר הרצוי הוא מגבר מהפך בעל:

$$R_i = 560 \Omega, \quad R_f = 70 \text{ k}\Omega$$

9.4.3 יציבות מגבר שרת מעשי

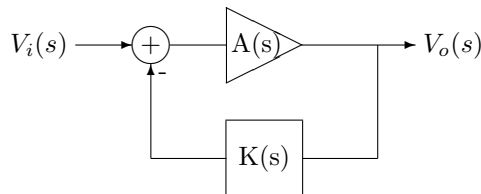
נשאל מה מגביל באופן כה חמור את התגובה של מגבר שרת מעשי? התשובה לכך היא שבטרנזיסטורים הפנימיים של מגבר שרת מעשי ישנם קיבולים פרזיטים למיניהם המפריעים לפעולתו היציבה של המגבר כבר בתדרים נמוכים. לכן, מגבר שרת פרקטי מכיל מסנן מעביר נמוכים בעל תדר קיטעון נמוך (כגון 10 Hz) הבא לייצב אתו. פונקציית התמסורת של מגבר שרת מעשי הינה זו של מסנן מעביר נמוכים מסדר אחד עם תדר קיטעון ω_0 והגבר A_{OL} :

$$T(s) = \frac{A_{OL}}{1 + s/\omega_0}$$

תגובת התדר הינה:

$$H(\omega) = \frac{A_{OL}}{1 + j\omega/\omega_0}$$

נשאל כעת איך ניתן להגדיל את רוחב הפס השימושי של מגבר השרת בחוג סגור. בשביל זה נצטרך לפנות למערכת משוב כללית המובאת באיור:



במערכת זו $A(s)$ מייצג את פונקציית התמסורת של מגבר השרת בחוג פתוח, ו- $K(s)$ מייצג את מערכת המשוב. עבור המגבר שלנו:

$$A(s) = \frac{A_{OL}}{1 + s/\omega_0}$$

אם מדובר במגבר מהפך או במגבר לא מהפך אז $K(s)$ בעל תבנית פשוטה

$$K(s) = \frac{1}{A_{CL}}$$

כאשר A_{CL} הוא ההגבר חוג סגור. עם זאת נפתח ביטוי סגור למוצא המגבר:

$$\begin{aligned} V_o(s) &= A(s) [V_i(s) - K(s)V_o(s)] \\ V_o(s) &= A(s)V_i(s) - A(s)K(s)V_o(s) \\ V_o(s) [1 + A(s)K(s)] &= A(s)V_i(s) \\ V_o(s) &= \frac{A(s)V_i(s)}{1 + A(s)K(s)} \end{aligned}$$

לכן

$$T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)K(s)}$$

כעת נציב עבור $A(s)$ ו- $K(s)$:

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{\frac{A_{OL}}{1+s/\omega_0}}{1 + \frac{A_{OL}}{1+s/\omega_0} \frac{1}{A_{CL}}} \\ &= \frac{A_{OL}}{1 + s/\omega_0 + A_{OL}/A_{CL}} \\ &= \frac{A_{OL}}{(1 + A_{OL}/A_{CL}) + s/\omega_0} \\ &= \frac{A_{OL}/(1 + A_{OL}/A_{CL})}{1 + s/\omega_0(1 + A_{OL}/A_{CL})} \\ &= \frac{1/(A_{OL}^{-1} + A_{CL}^{-1})}{1 + s/\omega_0(1 + A_{OL}/A_{CL})} \\ &\approx \frac{A_{CL}}{1 + s/\omega_0(1 + A_{OL}/A_{CL})} \end{aligned}$$

נבחין:

• ב-DC

$$T(0) \approx \frac{A_{CL}}{1 + 0/\omega_0(1 + A_{OL}/A_{CL})} = A_{CL}$$

• פונקציית התמסורת היא זו של מסנן מעביר נמוכים מסדר גודל אחד עם תדר קיטעון

$$\omega_{-3dB} = \omega_0(1 + A_{OL}/A_{CL}) \approx \omega_0 A_{OL}/A_{CL}$$

$$\Rightarrow f_{-3dB} \approx f_0 A_{OL}/A_{CL} = \frac{\text{GBW}}{A_{CL}}$$

והרי זה מאמת את הגרף של תגובת התדר בחוג סגור שהוצג במבוא הסעיף.

9.4.4 מגברי שרת ללא פיצוי תדר

ישנם מגברי שרת הבאים ללא מסנן מעביר נמוכים. לא ניתן להפעיל מגברים אלו ישירות, אלא דרוש פיצוי תדר חיצוני כלשהו כדי למנוע היווצרות תנודות. פיצוי זה נעשה ע"י הוספת מסנן מתאים. מגברי שרת אלו בדרך כלל נועדים לתפקוד בתדרים גבוהים ולכן היצרן משאיר את פיצוי התדר בידי של המתכנן כך שיוכל להפיק את מירב הביצוע מהמגבר.

פרק 10

מגברי הפרש

10.1 מבוא

מגבר שמגביר את הפרש הפוטנציאל בין שני מבואות מכונה *מגבר הפרש*. אפשר לומר שגם המגברים הטרנזיסטוריים שהצגנו עד כה פועלים על עקרון זה, אלא שההפרש נמדד בין המבוא האחד לנקודת ייחוס קבועה שכנינו *אדמה*. במגבר הפרש לא קיים האילוף שאחד המבואות בפוטנציאל קבוע. לדינא, בדינו גל סינוס וגל משולש, ואנחנו מעוניינים להגביר את ההפרש ביניהם. כמובן לא ניתן לממש פעולה זו ע"י מגבר אחד פשוט. לכן נאלץ להשתמש במערכת מגברים: שני מגברים בעלי הגבר A והופך מופע. פעולתם יחד נותנת:

$$V_o = AV_1 + (-AV_2) = A(V_1 - V_2)$$

והרי במוצא הגברו של ההפרש בלבד! התיאור שלנו מהווה מבנה בסיסי של מגבר הפרש. אך כפי שנראה בהמשך אין צורך במגבר נפרד עבור פעולת היפוך המופע, ובכך ניתן לממש מגבר הפרש ע"י שני טרנזיסטורים בלבד. לפני שנציג מושגים הנחוצים להבנת מגברי הפרש והמעגלים עצמם, נציין מספר יישומים שבהם מגבר מסוג זה בעל חשיבות:

- ביטול רעש
- פעולת חיסור אנלוגי
- ביצוע מדידות ביחס לנקודת ייחוס בלתי-קבועה או צפה

10.2 הגדרת אותות

בידינו שני אותות, v_1 ו- v_2 . במקום להתייחס לאותות המוחלטים, יש ברצוננו להתייחס לרכיב ההפרש שביניהם ולרכיב המשותף שביניהם. נגדיר זוג אותות אלו:

- אות הפרש, v_d
- אות משותף, v_c

היחס שלהם כלפי v_1 ו- v_2 ניתן ע"י:

$$\begin{aligned} v_d &= v_1 - v_2 \\ v_c &= \frac{1}{2}(v_1 + v_2) \end{aligned}$$

מניפולציה אלגבראית פשוטה מפיקה את ההמרה ההפוכה:

$$\begin{aligned} v_1 &= v_c + \frac{v_d}{2} \\ v_2 &= v_c - \frac{v_d}{2} \end{aligned}$$

10.3 מגבר הפרש

האיור המלבני מייצג מגבר הפרש. אותות המבוא מסומנים v_{i1} ו- v_{i2} , ואותות המוצא מסומנים v_{o1} ו- v_{o2} .



מגבר הפרש הוא סוג של רשת זוגיים לינארי. במגבר הפרש היחס בין אותות המוצא והמבוא מאופיין ע"י תבנית זו:

$$v_{o1} - v_{o2} = A_{dm} (v_{i1} - v_{i2}) \quad (10.1)$$

$$\frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} = A_{cm} \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} \quad (10.2)$$

משמעות המשוואות:

(10.1) ההפרש במוצא הוא ההפרש במבוא מוגבר פי A_{dm}

(10.2) המשותף למוצא הוא המשותף למבוא מוגבר פי A_{cm}

נשים לב שההפרש במוצא תלוי אך ורק בהפרש במבוא והמשותף למוצא תלוי אך ורק במשותף למבוא. מגבר הפרש שמתקיים בו שני תנאים אלו נקרא מאוזן (Balanced). מאידך, כאשר ההפרש במבוא תלוי במשותף למבוא או המשותף למבוא תלוי בהפרש במבוא אז המגבר אינו מאוזן. בדרך כלל חוסר איזון במגבר הפרש אינו רצוי. הפרמטרים המאפיינים את הרשת המאוזנת הינם:

• A_{dm} נקרא הגבר אות הפרש (Differential-Mode Gain)

• A_{cm} נקרא הגבר אות משותף (Common-Mode Gain)

מטרתו של מגבר הפרש הוא להדגיש את רכיב ההפרש ולהנחית את רכיב המשותף. לכן בתכנון מגבר הפרש שואפים לקבל A_{dm} גבוה ו- A_{cm} נמוך.

• A_{dm} גבוה גורם להדגשת רכיב ההפרש

• A_{cm} נמוך גורם להפחתת רכיב המשותף

כעת נבטא את אותות ההפרש ומשותף במבוא ובמוצא באמצעות האותות המוחלטים.

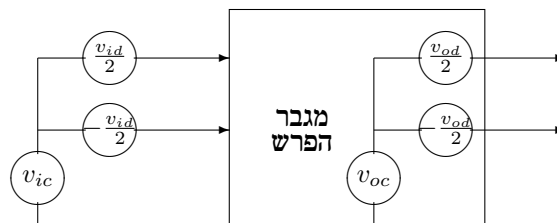
• הפרש:

$$\begin{aligned} v_{id} &= v_{i1} - v_{i2} && \text{של מבוא:} \\ v_{od} &= v_{o1} - v_{o2} && \text{של מוצא:} \end{aligned}$$

• משותף:

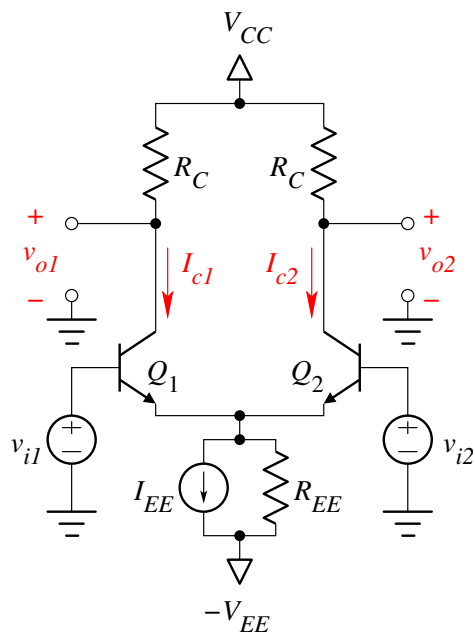
$$\begin{aligned} v_{ic} &= \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} && \text{של מבוא:} \\ v_{oc} &= \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} && \text{של מוצא:} \end{aligned}$$

ניתן לייצג את האיור המלבני הקודם באמצעות אותות ההפרש ומשותף.



10.4 מעגל מגבר הפרש

מימוש נפוץ של מגבר הפרש מוצג באיור.



כעת נציין כמה דברים בנוגע לתצורה זו:

• ניתן לקדם את האמיטרים עם נגד בלבד (מקור זרם מאופס)

• במצב אידאלי הטורנזיסטורים ונגדי הקולט זהים

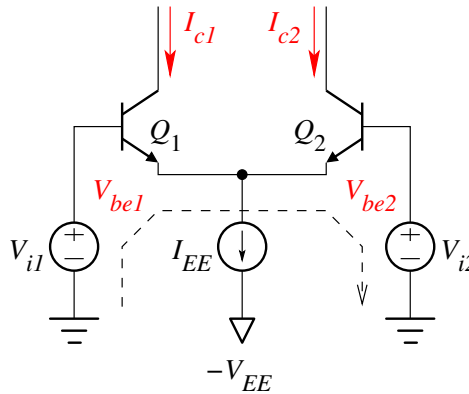
נתחיל בניתוח אות גדול עבור תצורה זו.

10.4.1 ניתוח אות גדול

בניתוח המעגל לפי מודל האות גדול נניח $R_{EE} \rightarrow \infty$. הנחה זו תקל בניתוח המעגל ללא השפעה משמעותית על התוצאה.

המטרה היא לחשב את I_{c1} ו- I_{c2} ביחס לאות ההפרש במבוא $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$. בשביל זה נצבע סיכום מתחים על עניבת המבואות, וסיכום זרמים על צומת האמיטר.

סיכום מתחים על עניבת המבואות:



משוואת העניבה הינה:

$$(10.3) \quad V_{id} \equiv V_{i1} - V_{i2} = V_{be1} - V_{be2}$$

כאשר הגדרנו כאן את אות מבוא ההפרש, V_{id} , ממשוואות אברס-מול¹ (Ebers-Moll)

$$V_{be1} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{S1}}$$

$$V_{be2} = V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{S2}}$$

נציב את הביטויים עבור V_{be} במשוואת העניבה (10.3)

$$V_{id} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{S2}}$$

נניח שהטורנזיסטורים זהים ולכן $I_S = I_{S1} = I_{S2}$. אז

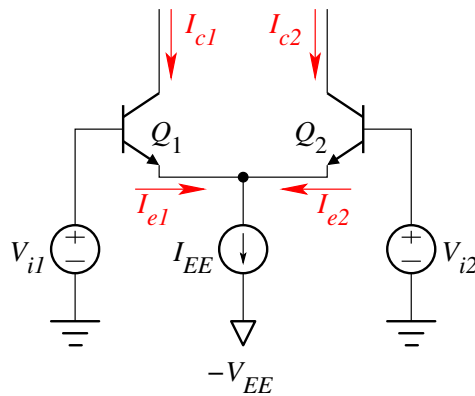
$$V_{id} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{c2}}$$

¹משוואות אברס-מול מייחסות בין מתח הבסיס-פולט לזרם הקולט. הנוסח המוכר יותר הינו: $I_c = I_S \exp \frac{V_{be}}{V_T}$

ולכן

$$(10.4) \quad \frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \exp \frac{V_{id}}{V_T}$$

סיכום זרמים בצומת האמיטר:



נגיע למשוואת הצומת ע"י סיכום זרמים

$$I_{EE} = I_{e1} + I_{e2}$$

היחס בין זרם הקולט לפולט עבור כל טרנזיסטור הינו

$$I_{e1} = \frac{1}{\alpha} I_{c1}$$

$$I_{e2} = \frac{1}{\alpha} I_{c2}$$

נציב את הביטויים הללו במשוואת הצומת

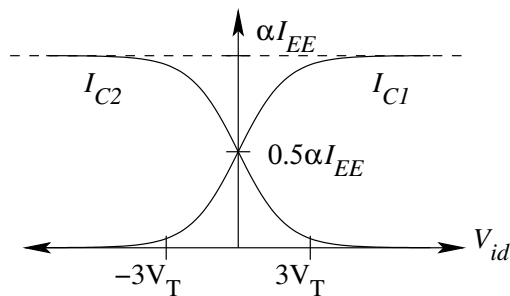
$$(10.5) \quad I_{EE} = \frac{1}{\alpha} (I_{c1} + I_{c2})$$

הפתרון של משוואות (10.4) ו-(10.5) הוא:

$$I_{c1} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$$

$$I_{c2} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$$

נשרטט את שתי המשוואות:

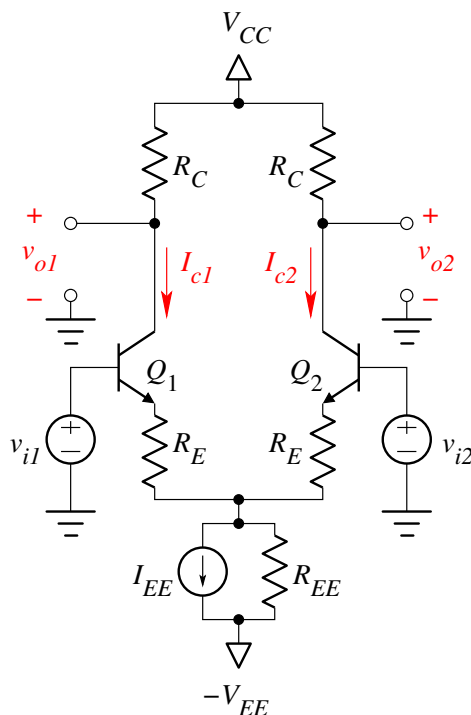


משמעות העקומות היא כך:

- כאשר V_{id} בטווח $(-2V_T, 2V_T)$ מתקיים יחס הקרוב להיות לינארי בין V_{id} לזרמי הקולט.
- כאשר $|V_{id}|$ בטווח $(2V_T, 3V_T)$ אז מתקיים יחס בלתי-לינארי בין V_{id} לזרמי הקולט.
- כאשר $|V_{id}| > 3V_T$ זרמי הקולט כמעט שאינם מגיבים לשינויים ב- V_{id} .
- במצב האחרון יש לשים לב שאחד מהטרנזיסטורים פעיל ואחד בקיטעון. לא קיים מצב שאחד או שני הטרנזיסטורים ברוויה. (איזה בקיטעון ואיזה ברוויה?) לכן מגבר הפרש מכונה **מגבר לא מרווה** (*Non-Saturating Amplifier*).

מאחר וברוב יישומי מגברים רצויה פעולה לינארית, נתייחס לטווח שבו מתקיים יחס לינארי בין מבוא למוצא. לפי שיקול זה הטווח המותר עבור אות המבוא במגבר הפרש שנתחנו הינו: $\pm 2V_T$ או $\pm 50 \text{ mV}$.

10.4.2 נגדי אמיטר



בתצורה שבאיור הוספנו נגד אמיטר אצל כל אמיטר. מכיון שלא ניתן להגיע לביטוי אנליטי המייחס בין V_{id} ל- V_{od} , נסתפק בלציין את השפעתם של נגדי האמיטר על ביצוע המגבר. שתי תופעות מתרחשות:

- אזור הפעולה הלינארי גדל בגורם של $I_{EE}R_E$
- הגבר ההפרש קטן בגורם של $I_{EE}R_E$

הקטנת ההגבר במגבר ההפרש עם נגדי אמיטר נובע מאותה תופעת משוב שמקטינה את ההגבר במגבר אמיטר משותף עם נגד אמיטר.

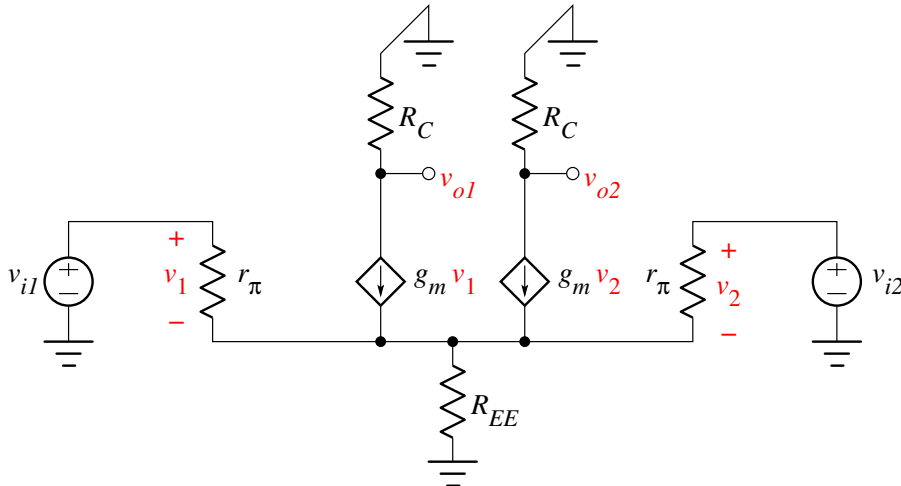
10.5 ניתוח אות קטן

עד כה עסקנו בהתנהגות הכללית של מגבר הפרש כלפי אות גדול. הבחנו בכמה אזורי פעולה: לינארי, לא לינארי, וקיצעון. בסעיף זה נתמקד על התנהגות המגבר באזור הלינארי (כאשר המבוא בטווח של $\pm 50 \text{ mV}$). נשתמש בניתוח אות קטן לפתח ביטויים להגבר הפרש והגבר משותף. וכן, נציג כמה מדדי ביצוע. כדי לפשט את הבעיה ננקוט בכמה צעדים מפשיטים:

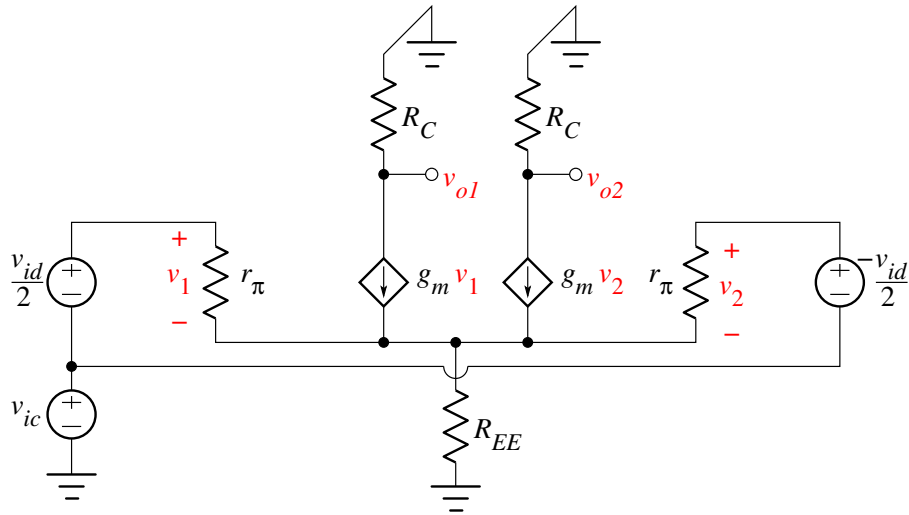
- מכיון שקיימים שני מבואות נפיק יותר משמעות מהניתוח בהתייחס לאות הפרש ראות משותף.

- נבחין שניתן להקל בניתוח ע"י שימוש בעיקרון הסופרפוזיציה.

בנוסף לזה נתחשב בנגד האמיטר, R_{EE} , המקביל למקור הזרם הקבוע מאחר ויש לו השפעה על ביצוע המעגל (בניגוד לניתוח אות גדול). מעגל התמורה השלם מובא בשרטוט.



כעת נציב אותות הפרש ומשותף במקום האותות המוחלטים.

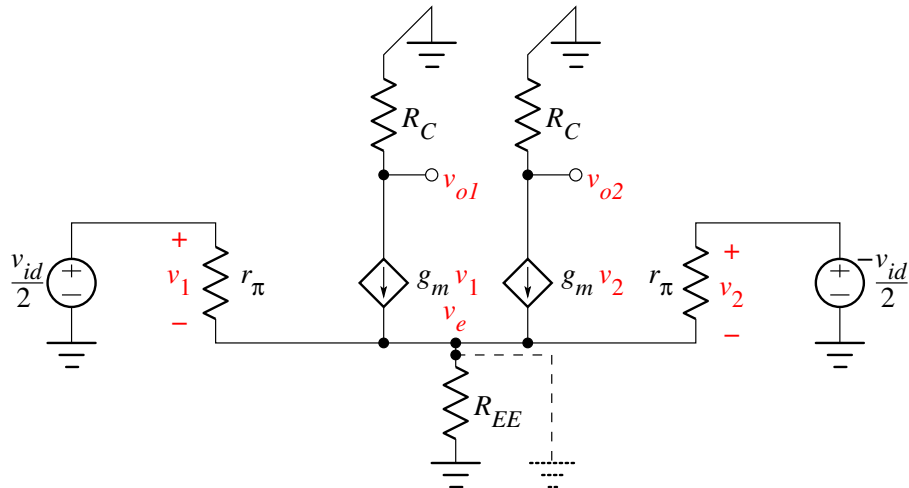


ע"י עקרון הסופרפוזיציה ניתן לחלק את הניתוח לשניים:

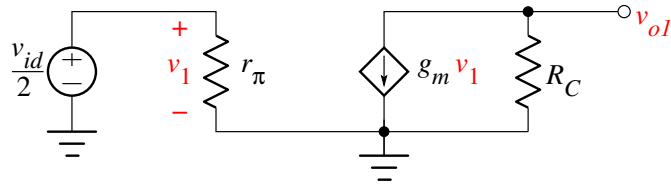
- ניתוח של אות הפרש
- ניתוח של אות משותף

10.5.1 ניתוח אות הפרש

מאפסים את רכיב האות המשותף כדי לקבל את מעגל התמורה עבור אות ההפרש.



מכיון שהמעגל סימטרי ומתחי המבוא הפוכים, המתח בצומת האמיטרים, v_e , נשאר קבוע. ולא רק זה, אלא שהוא אפס מאחר ורכיב DC במעגל אות קטן בהכרח אפס. באופן איכותי אפשר להסביר זאת ע"י איזון המעגל. כאשר $\frac{v_d}{2}$ גדל קצת $-\frac{v_d}{2}$ גדל באותה מידה אלא בכיוון השלילי. מכיון ש- v_e במרכז המעגל, לא מתרחש אצלו שינוי נטו. לכן אפשר להציב אדמה מדומה (Virtual Ground) בצומת v_e . האדמה המדומה מיוצגת ע"י הקו המקווקו המוארק. מכיון שצומת זו מוארקת, המעגל הימני כאילו מנותק מהמעגל השמאלי ובכך נותרים שני חציי מעגל בעלי מבנה זהה ומבואות הפוכים. כל אחד מהמעגלים הזהים הוא מגבר אמיטר משותף.



מוצא המגבר השמאלי הינו:

$$v_{o1} = -g_m R_C \frac{v_{id}}{2}$$

וכן מוצא המגבר הימני הינו:

$$v_{o2} = -g_m R_C \frac{-v_{id}}{2} = g_m R_C \frac{v_{id}}{2}$$

הפרש המוצא הינו:

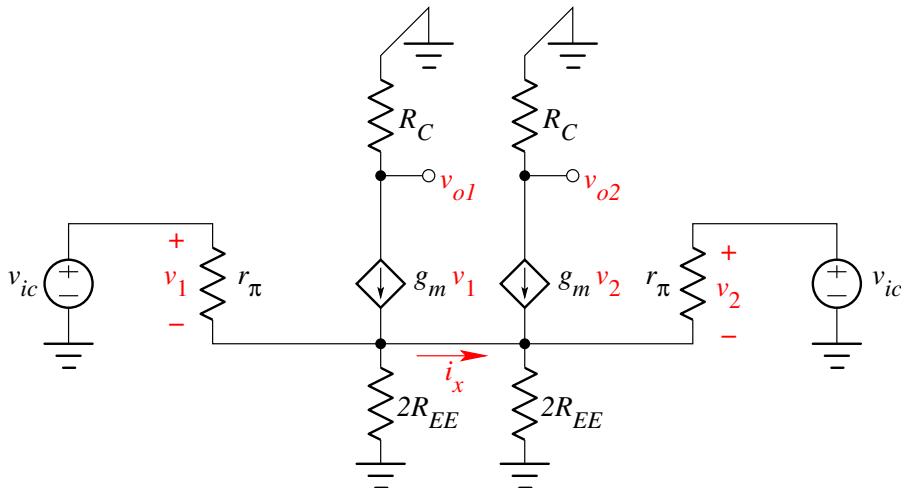
$$v_{od} = v_{o1} - v_{o2} = -g_m R_C \frac{v_{id}}{2} - g_m R_C \frac{v_{id}}{2} = -g_m R_C v_{id}$$

נגדיר הגבר אות ההפרש, ונקבל עבורו ביטוי:

$$A_{dm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_m R_C$$

10.5.2 ניתוח אות משותף

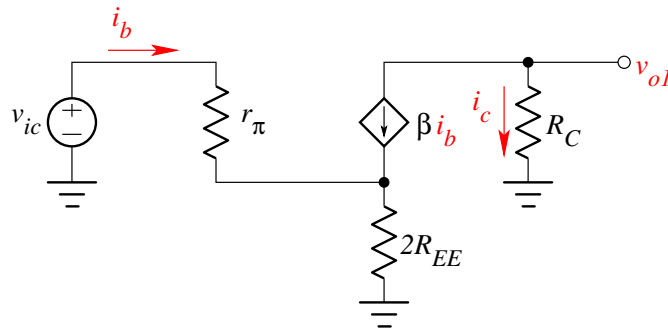
מאפסים את רכיב אות ההפרש כדי לקבל את מעגל התמורה עבור האות המשותף. בנוסף לזה נפריד את הנגד R_{EE} לשני נגדים מקבילים של $2R_{EE}$.



שימו לב שהמעגל סימטרי בצומת האמיטרים. זאת אומרת שחצי המעגל הימני זהה לחצי המעגל השמאלי, גם במבנה וגם באות המבוא של כל אחד. מכיון שהצדדים זהים לא ייתכן שיזרום זרם מצד אחד לשני (אחרת צד אחד בהכרח לא שווה לצד השני כי הוא צורך והשני מספק).

באופן פורמלי: $i_x = 0$. אם זאת אפשר להתייחס לענף המחובר את שני הנגדים באמיטר כנתק. זה מפיק שני חציי מעגל זהים ובלתי-תלויים. בשרטוט מובא חצי המעגל השמאלי (הימני זהה לו).

$$A_{dm} = -g_m R_C \parallel r_o \text{ או } A_{dm} = -g_m R_C \parallel r_o$$



נחשב את v_{o1} עבור חצי המעגל. נסכם מתחים

$$v_{ic} - i_b r_\pi - i_b (\beta + 1) 2R_{EE} = 0$$

פותרים עבור זרם הבסיס

$$i_b = \frac{v_{ic}}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta + 1)}$$

מתח המוצא הינו:

$$v_{o1} = -i_c R_C = -\beta i_b R_C = -\frac{\beta R_C}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta + 1)} v_{ic}$$

מאחר והמעגל השמאלי זהה לימני (במבנה ובמבוא) אז $v_{o2} = v_{o1}$, ובכך,

$$v_{oc} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} = v_{o1} = -\frac{\beta R_C}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta + 1)} v_{ic}$$

כעת נגדיר הגבר אות משותף, ונקבל עבורו ביטוי:

$$\begin{aligned} A_{cm} \equiv \frac{v_{oc}}{v_{ic}} &= -\frac{\beta R_C}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta + 1)} \\ &= -\frac{R_C}{r_\pi/\beta + 2R_{EE}(1 + 1/\beta)} \\ &= -\frac{R_C}{1/g_m + 2R_{EE}(1 + 1/\beta)} \\ &= -\frac{g_m R_C}{1 + 2g_m R_{EE}(1 + 1/\beta)} \\ &= \frac{A_{dm}}{1 + 2g_m R_{EE}(1 + 1/\beta)} \end{aligned}$$

בדרך כלל רצוי לדחות את האות המשותף, ולכן רצוי A_{cm} נמוך. לכאורה, נראה שאפשר להשיג זאת ע"י הגדלת R_{EE} ככל האפשר. אך באמת הגדלת נגד זה גורם לזרם קטן יותר לזרום דרך הטרנזיסטורים, ובכך g_m קטן באופן יחסי כך שמתבטל השפעתו של הגדלת R_{EE} . כפי שנראה בהמשך הקטנת A_{cm} דורש שימוש במקור זרם עם התנגדות מוצא גבוהה.

10.6 מידת ביטול אותות לא רצויים

בתכנון מגבר הפרש ישנן שתי שאיפות עיקריות:

- הגבר רכיב אות ההפרש. בכך נשאף לרבות ככל היותר את A_{dm} .
 - דחיית רכיב אות המשותף. בכך נשאף למעט ככל היותר את A_{cm} .
- נגדיר מדד ביצוע $(CMRR)$ Common Mode Rejection Ratio:

$$CMRR = \left| \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \right|$$

מדד זה מורה על איכות מגבר הפרש. ככל שערכו גדול יותר המגבר בעל יכולת ביצוע טובה יותר.

יש לציין שהגבר ההפרש בפני עצמו או ההגבר המשותף בפני עצמו אינו מהווה מדד בעל משמעות. לדוגמא מגבר בעל $A_{dm} = 100$ ו- $A_{cm} = 50$ הוא מגבר הפרש גרוע, למרות ש- A_{dm} גבוה, מאחר והוא מאפשר לאות משותף להתערבב באופן משמעותי עם אות ההפרש. במגבר זה $CMRR = 2$.

מצד שני מגבר בעל $A_{dm} = 10$ ו- $A_{cm} = 0.1$ הוא מגבר הפרש טוב מאחר ומעט מאוד מהאות המשותף מופיע במוצא המגבר. במגבר זה $CMRR = 100$. עבור המגבר שפתחנו בסעיפים הקודמים:

$$CMRR = \frac{-g_m R_C}{\frac{-g_m R_C}{1 + 2g_m R_{EE}(1 + 1/\beta)}} = 1 + 2g_m R_{EE}(1 + 1/\beta)$$

10.7 התנגדות מבוא

קצת נפתח ביטוי עבור התנגדות המבוא של מגבר ההפרש שלנו. מכיון שקיימים שני מבואות ישנה התנגדות נפרדת עבור כל מבוא. התנגדות המבוא של כל מבוא מוגדרת כיחס בין מתח המבוא לזרם המבוא (זרם הנצרך ע"י בסיס הטרנזיסטור). באופן פורמלי:

$$R_{i1} = \frac{v_{i1}}{i_{b1}}, \quad R_{i2} = \frac{v_{i2}}{i_{b2}}$$

אך במקום להתייחס להתנגדות כל מבוא בנפרד, נמשיך בסגנון הקודם, ונתייחס ל-

• **התנגדות מבוא הפרש** (*Differential-Mode Input Resistance*)

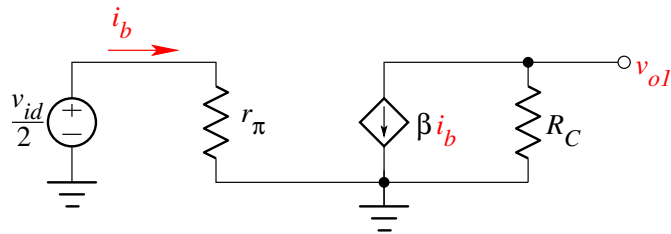
• **התנגדות מבוא משותף** (*Common-Mode Input Resistance*)

10.7.1 התנגדות מבוא הפרש

התנגדות מבוא הפרש מוגדרת כיחס בין מתח אות ההפרש, v_{id} , במבוא, לזרם הנצרך ע"י המבוא, i_b , כאשר מציבים אות הפרש קטן ללא אות משותף קטן. באופן פורמלי:

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b}$$

באופן כללי ייתכן שיחס זה (המגדיר את התנגדות מבוא ההפרש) יהיה שונה עבור מבוא אחד משל השני. אבל כפי שראינו, כאשר מגבר ההפרש מאוזן קיימת סימטריות הפוכה המאפשרת להפריד את מעגל התמורה עבור אות קטן לשני מעגלים זהים כאשר המתח אצל כל מבוא שווה לשני אבל הפוך בסימן. סימטריות זו גורמת להתנגדות מבוא ההפרש להיות שווה עבור שני המבואות ולכן ניתן להתייחס להתנגדות הפרש אחידה, R_{id} . נזכיר כאן את חצי המעגל הימני של מעגל התמורה עבור אות משותף.



הזרם לבסיס הינו:

$$i_b = \frac{v_{id}/2}{r_\pi} = \frac{1}{2} \frac{v_{id}}{r_\pi}$$

לכן התנגדות מבוא ההפרש הינה:

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} = \frac{v_{id}}{\frac{1}{2} \frac{v_{id}}{r_\pi}} = 2r_\pi$$

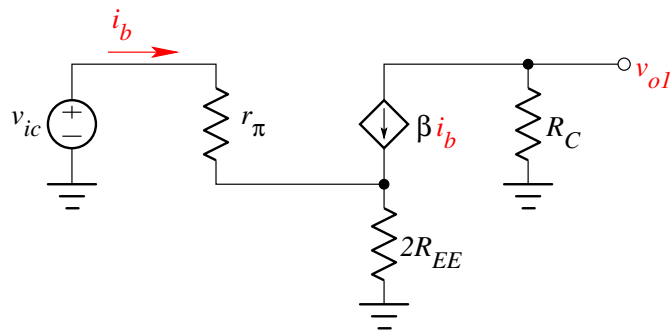
אמנם במבוא השני המתח שווה אבל הפוך בסימן, בכל זאת הזרם לבסיס הפוך בכיוון, ולכן היפוך הסימנים מתבטל ביחס למבוא השני, והתנגדות מבוא ההפרש עבור המבוא השני שווה לזה של הראשון כפי שציינו לעיל.

10.7.2 התנגדות מבוא משותף

התנגדות מבוא משותף מוגדרת כיחס בין מתח אות המשותף, v_{ic} , במבוא, לזרם הנצרך ע"י המבוא, i_b , כאשר מציבים אות משותף קטן ללא אות הפרש קטן. באופן פורמלי:

$$R_{ic} = \frac{v_{ic}}{i_b}$$

נזכיר את חצי המעגל עבור אות הפרש.



הזרם לבסיס הינו:

$$i_b = \frac{v_{ic}}{r_\pi + (\beta + 1)(2R_{EE})}$$

לכן התנגדות מבוא המשותף הינה:

$$R_{ic} = \frac{v_{ic}}{i_b} = \frac{v_{ic}}{\frac{v_{ic}}{r_\pi + (\beta + 1)(2R_{EE})}} = r_\pi + (\beta + 1)(2R_{EE})$$

פרק 11

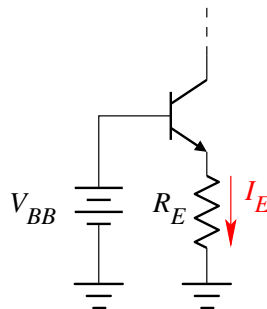
מקורות זרם קבועים

11.1 מבוא

נתקלנו הרבה במעגלים פעילים הדורשים הספק זרם קבוע. בפרט לאחרונה ראינו צורך במקור זרם קבוע לקידום מגבר הפרש. בסדרת הרצאות אלו נתייחס למבנה מקורות זרם פשוטים, ונאפיין את ביצועם.

דוגמא א

ראינו שלקדם מגבר טרנזיסטור צריך להציב נגד בין האמיטר לאדמה.



נשאל מה מטרת הנגד הזה? נבצע סיכום מתחים (KVL) סביב עניבת מקור המתח, V_{BB} , והאמיטר.

$$V_{BB} - 0.7 - I_E R_E = 0$$

נפתור עבור I_E

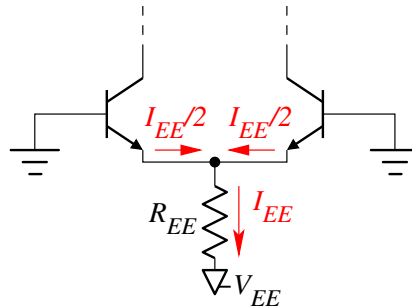
$$I_E = \frac{V_{BB} - 0.7}{R_E}$$

הרי V_{BB} קבוע, וכן R_E . לכן יש לנו זרם קבוע, I_E , הזורם דרך עניבת הקולט-אמיטר של הטרנזיסטור.

במילים אחרות, נגד האמיטר נוהג כמקור זרם קבוע, שערכו נקבע כנ"ל.

דוגמא ב

במגבר הפרש השתמשנו בנגד המשותף לשני אמיתרים, R_{EE} , לקדם את שני הטרנזיסטורים שלו, כפי שמובא באיור.



נשאל מה מטרת הנגד הזה? נבצע סיכום מתחים (KVL) סביב עניבת הבסיס-אמיטר של הטרנזיסטור השמאלי, והנגד.

$$-0.7 - I_{EE}R_{EE} = -V_{EE}$$

ניתן לפתור עבור I_{EE}

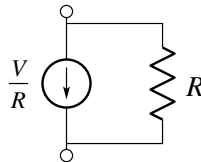
$$I_{EE} = \frac{V_{EE} - 0.7}{R_{EE}}$$

הרי V_{EE} ו- R_{EE} קבועים. לכן הזרם דרך נגד האמיטר, I_{EE} , קבוע. במילים אחרות, נגד האמיטר של מגבר ההפרש נוהג כמקור זרם קבוע, שערכו נקבע כנ"ל.

11.1.1 ייצוג מקור זרם נגדי

בשתי הדוגמאות ראינו מקור זרם נגדי. מקור הזרם הנגדי בא לקדם את המגבר הטרנזיסטורי בזרם DC קבוע.

ניתן לייצג מקור זרם נגדי ע"י מקור זרם אידיאלי (ללא התנגדות מוצא) במקביל לנגד (המהווה את התנגדות המוצא של מקור הזרם הנגדי). ערך הנגד הוא R וערכו של מקור הזרם הוא $\frac{V}{R}$ כאשר V הוא ערך המתח הקבוע הסובב את הנגד.



- בדוגמא א ערך הנגד הוא R_E וערך מקור הזרם הוא $\frac{V_{BB}-0.7}{R_E}$.
- בדוגמא ב ערך הנגד הוא R_{EE} וערך מקור הזרם הוא $\frac{V_{EE}-0.7}{R_{EE}}$.

11.1.2 חסרונות של מקור זרם נגדי

בתצורה המקורית של מגבר ההפרש, הגבר אות-המשותף ניתן ע"י:

$$A_{cm} = \frac{-g_m R_C}{1 + 2g_m R_{EE} (1 + \beta^{-1})} \approx \frac{\alpha R_C}{2R_{EE}}$$

הרי הפחתו של הגבר אות-המשותף, וכן ה-CMRR, מוגבל ע"י התנגדות מקור הזרם! ישנם שני אפשרויות להתגבר על מגבלה זו:

- להשתמש בנגד גדול יותר.
- להציב במקום הנגד מקור זרם פעיל.

נחקור את האפשרות הראשונה ע"י דוגמא.

דוגמא ג

אנחנו מעוניינים לקדם מגבר הפרש ב-1 mA. ספק המתח השלילי מפיק -15 V. איזה ערך נגד, R_{EE} , דרוש? כבר ייחסנו בין זרם הנגד לערך הנגד בדוגמא הקודמת. נסדר את המשוואה קצת אחרת ונקבל:

$$R_{EE} = \frac{V_{EE} - 0.7}{I_{EE}} = \frac{15 - 0.7}{1 \text{ mA}} = 14.3 \text{ k}\Omega$$

מה קורה כאשר צריכים להפחית את הגבר אות המשותף, A_{cm} , בגורם של עשר? נצטרך להגדיל את נגד האמיטר בפי עשר, $R_{EE} = 143 \text{ k}\Omega$. אם כן, לאיזה מתח נצטרך לשנות את ספק המתח השלילי כדי לשמור על זרם של 1 mA?

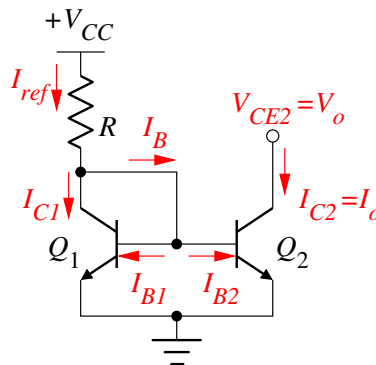
$$V_{EE} = 0.7 \text{ V} + I_{EE}R_{EE} = 0.7 \text{ V} + 1 \text{ mA} \times 143 \text{ k}\Omega = 143.7 \text{ V}$$

כמובן, רואים את הבעיה: אלא אם כן יש לנו אפשרות להפעיל את מגבר ההפרש תחת מתחים גבוהים מאוד, אנחנו מוגבלים בכמה אפשר להפחית את הגבר אות המשותף, וכן את ה-CMRR.

נחקור כעת את האפשרות השנייה: השימוש במקור זרם פעיל.

11.2 משקף זרם פשוט

מקור זרם פעיל (Active Current Source) הוא מקור זרם קבוע המשתמש בטרנזיסטורים. נתחיל עם המעגל שבאיור, הנקרא משקף זרם פשוט (Simple Current Mirror).



פעולתו פשוטה.

1. בגלל שהקולט ובסיס של Q_1 מקוצרים אז $V_{CE1} = V_{BE1} = 0.7 \text{ V}$.
2. כאשר מסכמים מתחים בעניבה הכוללת את הנגד ובסיסו של Q_1 , מקבלים זרם ייחוס:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R}$$

3. זרם הייחוס, I_{ref} , מתפצל לשלשה זרמים.

- רובו זורם דרך ענף הקולט של טרנזיסטור Q_1 .

$$I_{C1} \approx I_{ref}$$

- מיעוטו מתפצל לשני ענפי הבסיסים (הזהים) של Q_1 ו- Q_2 בכמות שווה.

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{1}{2} I_B$$

4. מכיון שהזרמים אל תוך הבסיסים של Q_1 ו- Q_2 זהים, אז זרם הקולטים של Q_1 ו- Q_2 זהים.

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta I_{B1} = \beta I_{B2} \approx I_{ref}$$

יש להבחין שהזרם I_{C2} לא תלוי ב- V_{CE2} (בקירוב ראשון).

כעת ברור למה תצורה זו מכונה "משקף זרם" - משום שהמעגל משקף את הזרם דרך נגד הייחוס אל ענף המוצא.

11.2.1 תלות מוצא זרם ב- β

עד כה הראינו שזרם המוצא זהה לזרם הקולט של Q_1 (I_C), אבל לא לגמרי שווה ל- I_{ref} . כעת, נחשב ביתר דיוק את היחס ביניהם.

- נסכם זרמים (KCL) בצומת הקולט.

$$I_B + I_{C1} = I_{ref}$$

- משום שהטרנזיסטורים זהים

$$I_{B1} = I_{B2} \implies I_B = 2I_{B1}$$

- נייחס את I_{B1} ל- I_{C1} ובסוף ל- I_{ref}

$$\begin{aligned} I_{B1} &= \frac{I_{C1}}{\beta} \\ &= \frac{I_{ref} - I_B}{\beta} \\ &= \frac{I_{ref} - 2I_{B1}}{\beta} \\ \implies I_{B1} &= \frac{I_{ref}}{\beta + 2} \end{aligned}$$

• הזרם במוצא הינו:

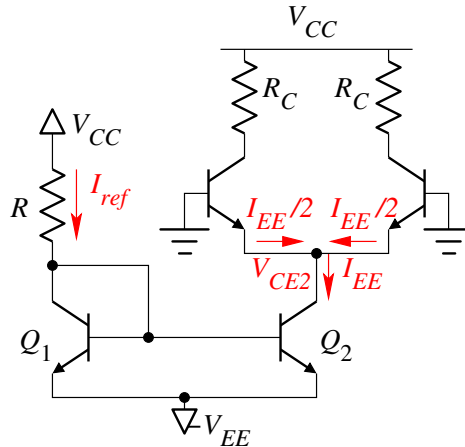
$$\begin{aligned}
 I_o &= I_{C2} \\
 &= \beta I_{B2} \\
 &= \beta I_{B1} \\
 &= \beta \frac{I_{ref}}{\beta + 2} \\
 &= \frac{1}{1 + 2/\beta} I_{ref}
 \end{aligned}$$

כאשר $\beta = 100$ ישנה סטייה של 2%. אמנם במחשבה ראשונה זה לא בעייתי מאחר ואפשר לפצות על סטיית הזרם ע"י הקטנת R_{ref} . אבל באמת זה לא פשוט, מכיון שהפרמטר β הוא פרמטר סטטיסטי ובעל שונות גבוהה, ובכך יידרש פיצוי לכל מעגל בנפרד. בעיה נוספת היא ששינויים בטמפרטורה גורמים לסחיפה ב- β , והרי זה לא ניתן לפיצוי ע"י כיוול חד פעמי של הנגד.

11.2.2 שימוש במשקף זרם במעגל

עכשיו שניווכחנו שמעגל המשקף זרם פשוט מפיק זרם קבוע ללא תלות במתח המחובר אליו (בקירוב), נראה איך הוא משמש כמקור זרם קבוע במגבר ההפרש.

דוגמא ד

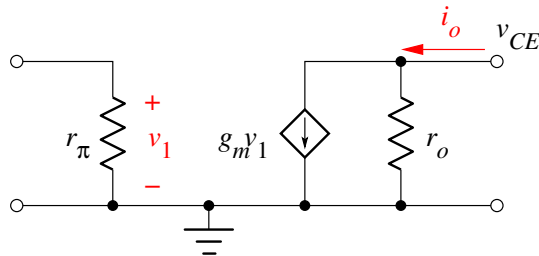


במקום לחבר את האמיטרים של מגבר ההפרש לנגד R_{EE} , חברנו אותם למוצא משקף הזרם. מה הרווחנו בכך? כפי שנראה התנגדות המוצא של משקף הזרם הפשוט גבוהה בהרבה מערכו של נגד האמיטר של דוגמא ב ($R_{EE} = 14.7 \text{ k}\Omega$). בנוסף לזה, כפי שנראה, חסכנו בנגדים גדולים, דבר החשוב בתכנון מעגלים משולבים.

11.3 התנגדות מוצא

כבר ראינו שהתנגדות המוצא של מקור הזרם הנגדי הוא ערך הנגד. וכן ראינו שהתנגדות המוצא של מקור הזרם המקדם מגבר הפרש מגביל את ביצועו. לכן ע"י חישוב התנגדות

המוצא של משקף הזרם הפעיל, נוכל להשוות את ביצועם של שתי שיטות הקידום. התנגדות המוצא של משקף הזרם היא התנגדות המוצא של Q_2 שהיא $r_o = \frac{V_A}{I_C}$.



דוגמא ה

בהינתן מתח ארלי $V_A = 130 \text{ V}$, זרם קידום $I_C = 1 \text{ mA}$, מה התנגדות המוצא של משקף הזרם הפשוט? מה השיפור ב-CMRR משל הדוגמאות הקודמות.

פתרון:

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{130 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega$$

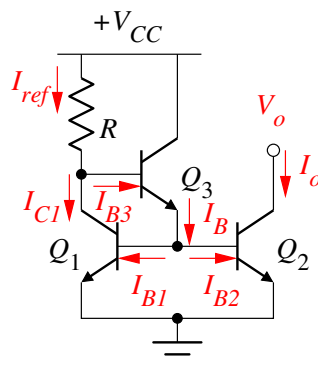
רואים מהביטוי $A_{cm} \approx \frac{\alpha R_C}{2R_{EE}}$ ש- A_{cm} ביחס הפוך ל- R_{EE} . לכן, ישנה הפחתה ב- A_{cm} בגורם של 9, ובכך שיפור ב-CMRR בגורם של 9!

11.4 משקף זרם עם קיזוז זרם בסיס

התייחסנו עד כה לשני מדדי ביצוע של מקור הזרם:

- תלות זרם המוצא ב- β של הטרנזיסטורים
- התנגדות המוצא של מקור הזרם

כעת נציג שינוי קטן במשקף הזרם כדי להפחית את תלות זרם המוצא ב- β . במעגל שבאיור הוסף טרנזיסטור המקשר בין ענף נגד הייחוס לענף הבסיסים.



תפקידו למעט את הזרם המתפצל מ- I_{ref} לעבר בסיסי הטרנזיסטורים Q_1 ו- Q_2 . באופן זה, I_{C1} יהיה קרוב יותר ל- I_{ref} מאשר הוא היה במשקף הזרם הפשוט, ובכך גם I_o יהיה קרוב יותר ל- I_{ref} .
ננתח את המעגל כדי לכמת את דרגת השיפור.

1. נייחס בין I_B ל- I_{B3}

$$I_B = \beta I_{B3}$$

2. נייחס בין I_B ל- I_{B1}

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = 2I_{B1}$$

3. נשווה את I_B ב-(1) ל- I_B ב-(2), וע"י זה נייחס את I_{B3} ל- I_{B1}

$$I_{B3} = \frac{I_B}{\beta} = \frac{2}{\beta} I_{B1}$$

4. נייחס את I_{ref} ל- I_{B1}

$$\begin{aligned} I_{ref} &= I_{C1} + I_{B3} \\ &= \beta I_{B1} + \frac{2}{\beta} I_{B1} \\ &= (\beta + 2/\beta) I_{B1} \\ I_{B1} &= \frac{1}{\beta + 2/\beta} I_{ref} \end{aligned}$$

5. נייחס את זרם המוצא לזרם הייחוס

$$\begin{aligned} I_o &= \beta I_{B2} \\ &= \beta I_{B1} \\ &= \frac{1}{1 + 2/\beta^2} I_{ref} \end{aligned}$$

מהתוצאה והדוגמא ניתן לראות שהסטייה ב- I_{ref} הופחתה מגורם של $2/\beta$ ל- $2/\beta^2$. חשוב לציין, כתוצאה מהוספת הטרנזיסטור, זרם הייחוס במשקף השתנה להיות:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - 1.4 \text{ V}}{R}$$

דוגמא ו

חשב את זרם המוצא, I_o , עבור משקף זרם פשוט ועבור משקף זרם עם קיזוז זרם בסיס, כאשר

$$I_{ref} = 1 \text{ mA}, \quad \beta = 100$$

פתרון:

- עבור משקף זרם פשוט:

$$I_o = \frac{1}{1 + 2/\beta} I_{ref} = \frac{1}{1 + 2/100} 1 \text{ mA} = 0.98 \text{ mA}$$

הסטייה הינה 2%.

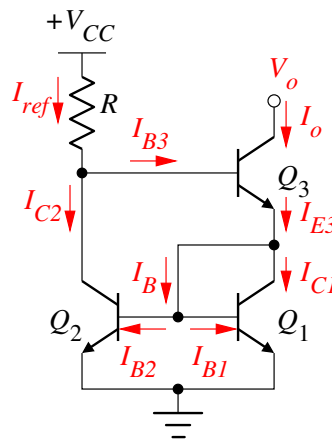
- עבור משקף זרם עם קיזוז זרם בסיס:

$$I_o = \frac{1}{1 + 2/\beta^2} I_{ref} = \frac{1}{1 + 2/100^2} 1 \text{ mA} = 0.9998 \text{ mA}$$

הסטייה היא 0.02%.

11.5 משקף וילסון

משקף הזרם הפשוט עם קיזוז זרם בסיס פתר את בעיית התלות הגבוהה ב- β . כעת נציג מעגל המשפר את התנגדות המוצא. מעגל הנקרא משקף וילסון (Wilson Current Mirror), ומובא באיור, בא לשפר את התנגדות המוצא בגורם של $\beta/2$.



ללא ניתוח מעמיק אפשר לראות ש- $I_o \approx I_{ref}$. נסביר זאת כך:

- מכיון שהטרנזיסטורים זהים הזרמים לתוך הבסיסים שווים, ולכן גם הזרם לקולטים

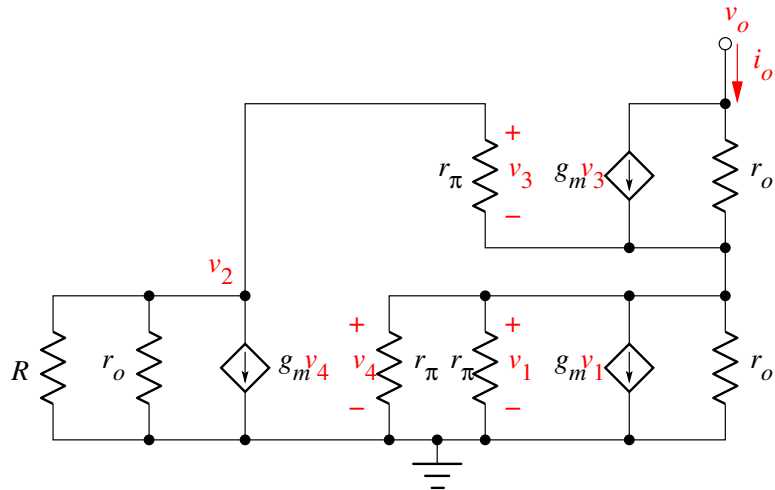
$$I_{B1} = I_{B2} \implies I_{C1} = I_{C2} \approx I_{ref}$$

- מכיון שרוב I_{E3} ממשיך לקולט של Q_1 אז $I_{E3} \approx I_{C1}$

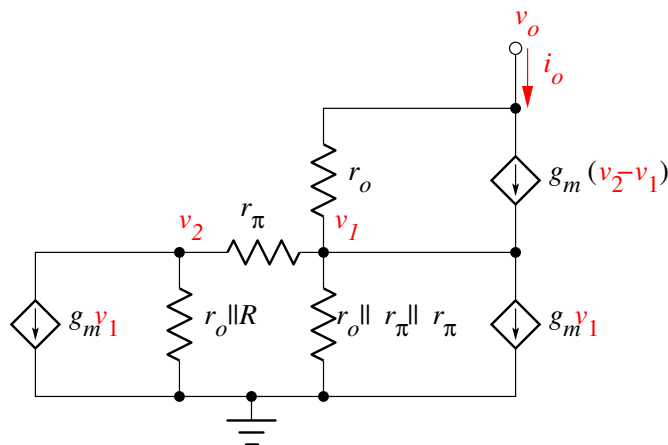
- נותר ש- $I_o = \alpha I_{E3} \approx I_{E3} \approx I_{C1} = I_{C2} \approx I_{ref}$

11.5.1 התנגדות מוצא

היתרון של מקור זרם וילסון הוא התנגדות המוצא הגבוהה שלו. לחשבו נבצע ניתוח AC. נאפס מקורות DC, ונציב עבור כל טרנזיסטור מעגל תמורה אות קטן.



נשלב נגדים וצמתים, ונקבל:



נבצע סיכום זרמים בשלושת הצמתים ונקבל שלושה משוואות:

• צומת v_o :

$$i_o + \frac{v_1 - v_o}{r_o} - g_m(v_2 - v_1) = 0$$

• צומת v_1 :

$$\frac{v_o - v_1}{r_o} + \frac{v_2 - v_1}{r_\pi} - \frac{v_1}{r_o \parallel r_\pi \parallel r_\pi} - g_m v_1 + g_m(v_2 - v_1) = 0$$

• צומת v_2 :

$$g_m v_1 + \frac{v_2}{r_o \parallel R} + \frac{v_2 - v_1}{r_\pi} = 0$$

נפתור את המשוואות עבור v_o ביחס ל- i_o . נחלק אחד בשני ונקבל ביטוי עבור התנגדות המוצא:

$$R_o \equiv \frac{v_o}{i_o} \approx \frac{1}{2} \beta r_o$$

התנגדות המוצא של משקף וילסון גדולה מזו של המשקף הפשוט בפי $\beta/2$. דוגמא ז

חשב את התנגדות המוצא של משקף וילסון, כאשר:

$$I_{ref} = 1 \text{ mA}, \quad \beta = 100, \quad V_A = 130 \text{ V}$$

פתרון: נחשב את התנגדות מוצא הטרנזיסטור:

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{130 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega$$

התנגדות המוצא של משקף וילסון הינה:

$$R_o = \frac{1}{2} \beta r_o = \frac{1}{2} 100 \cdot 130 \text{ k}\Omega = 6.5 \text{ M}\Omega$$

דוגמא ח

בכמה ניתן להגדיל את ה-CMRR של מגבר ההפרש ע"י שימוש במשקף זרם וילסון?

פתרון: ניתן להגדיל אותו מזה של משקף זרם פשוט ב-

$$R_o/r_o = 50 = 34 \text{ dB}$$

ומזה של מקור זרם נגדי ב-

$$R_o/R_{EE} = 454 = 53 \text{ dB}$$

11.5.2 מגבלות של משקפי זרם

במשקף זרם מעשי דרוש מתח מינימלי במוצא מקור הזרם.

נגדי: V_o יכול לרדת עד ל- $-V_{EE}$

פשוט: V_o יכול לרדת עד ל- $-V_{EE} + V_{sat}$

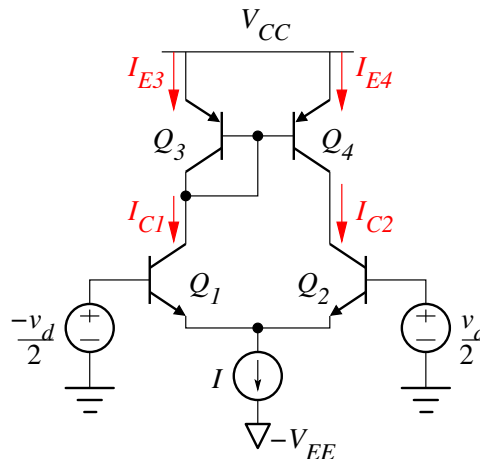
וילסון: V_o יכול לרדת עד ל- $-V_{EE} + 0.7 + V_{sat}$

כאשר $V_{sat} \approx 0.2 \text{ V}$.

משקף וילסון הכי מוגבל מבחינת תנודת מתח. מגבלה זו משמעותית עבור מעגלים הפועלים עם מתחים נמוכים.

11.6 עומס פעיל

כפי שראינו, ניתן להחליף את נגד האמיטר של מגבר הפרש עם מקור זרם פעיל ובכך להפחית באופן משמעותי את הגבר אות המשותף (A_{cm}). באופן דומה, ניתן להחליף את נגדי הקולט במקור זרם פעיל כדי להגדיל את הגבר אות ההפרש, (A_{dm}). מקור זרם הבא להחליף את העומס נקרא **עומס פעיל** (*Active Load*). באיור מובא מגבר הפרש המחובר לעומס פעיל.



כפי שרואים העומס הפעיל הוא משקף זרם פשוט מסוג PNP. זרם הייחוס אצלו הוא זרם הקולט של Q_1 (I_{C1}). לכן,

$$I_{C2} = \frac{1}{1 + 2/\beta} I_{C1} \approx I_{C1}$$

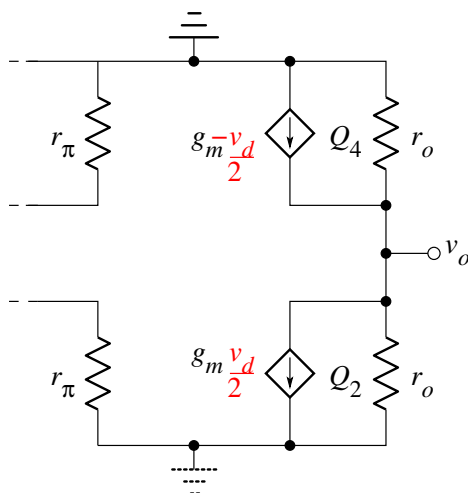
כאשר אות ההפרש במבוא הוא אפס אז הזרם דרך הקולט של Q_1 והזרם דרך הקולט של Q_2 בערך שווים ומסתכמים ל- I .

$$I_{C1} \approx I_{C2} \approx \frac{I}{2}$$

לכן, אפשר לומר שעומס פעיל לא משפיע באופן משמעותי על איזון המעגל.

11.6.1 ניתוח AC

נבצע ניתוח AC ונבחין בהשפעת העומס הפעיל על הגבר ההפרש. נציב אותות כניסה כך שההפרש בין המבואות הוא v_d , ונחשב את מוצא המגבר בקולט של Q_2 . הזרם דרך הקולטים של Q_1 ו- Q_2 הוא $-g_m \frac{v_d}{2}$ מכיון שמשקף הזרם הפשוט מעתיק את הזרם בקולט של Q_1 לקולט של Q_4 , שהוא הקולט של Q_2 .

נסכם זרמים בצומת v_o

$$\frac{v_o}{r_o} + \frac{v_o}{r_o} + g_m \frac{v_d}{2} - g_m \frac{-v_d}{2} = 0 \implies \frac{2v_o}{r_o} = -g_m v_d$$

ובכך

$$v_o = -\frac{1}{2} g_m v_d r_o$$

לכן הגבר ההפרש הינו:

$$A_d = \frac{v_o}{v_d} = -\frac{1}{2} g_m r_o$$

אם נציב $r_o = V_A/I_C$, ו- $g_m = I_C/V_T$, נקבל:

$$A_d = -\frac{1}{2} \frac{I_C}{V_T} \frac{V_A}{I_C} = -\frac{1}{2} \frac{V_A}{V_T}$$

דוגמא ט

חשב את הגבר ההפרש כאשר $V_A = 130 \text{ V}$?

פתרון:

$$A_d = \frac{1}{2} \frac{V_A}{V_T} = \frac{1}{2} \frac{130}{0.025} = 2600$$

פרק 12

עקומות בודה

12.1 ניתוח בתחום הלפס

התמרת לפס מאפשרת ניתוח של מעגלים עם רכיבים הגיבויים באמצעות משוואות אלגבריות במקום משוואות דיפרנציאליות. זה נובע מזה שהתמרת לפס הופכת נגזרת לפרמטר s , ואינטגרל ל- $1/s$. באופן כללי

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d^n}{dt^n}[\cdot]\right\} = s^n, \quad \mathcal{L}\left\{\int \cdots \int [\cdot] dt_1 \cdots dt_n\right\} = 1/s^n$$

הפרמטר s מכונה *תדר מרוכב* ויחסו לפרמטרים פיזיים נתון ע"י:

$$s = \sigma + j\omega$$

כאשר:

- ω הוא תדר אמיתי,
- σ הוא רכיב המתייחס לדרגת הריסון.

התמרות לפס של פונקציות זמן כגון מתח וזרם הינם:

$$\mathcal{L}\{v(t)\} = V(s), \quad \mathcal{L}\{i(t)\} = I(s)$$

העכבות (*Impedance*) עבור הרכיבים הנפוצים בתחום הלפס הינן:

- נגד - R
- קבל - $Z_C = \frac{1}{sC}$
- סליל - $Z_L = sL$

לנתח מעגל באופן זה מתייחסים לרכיבים ההיגביים כנגדים בעלי עכבות אלו. פונקציית התמסורת (*Transfer Function*) מייחסת בין המוצא למבוא בתחום הלפס:

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

לקבל את תגובת התדר יש להציב $s = j\omega$ בפונקציית התמסורת:

$$H(\omega) \triangleq T(j\omega)$$

תגובת התדר הינה פונקציה מרוכבת שניתן לבטא באופן זה:

$$H(\omega) \equiv A(\omega)e^{j\phi(\omega)}$$

כאשר

$$\bullet \quad A(\omega) \triangleq |H(\omega)| \quad \text{נקרא תגובת אמפליטודה}$$

$$\bullet \quad \phi(\omega) \triangleq \angle H(\omega) \quad \text{נקרא תגובת מופע}$$

12.2 מעגלים לינאריים

כאשר מדובר במעגלים לינאריים ניתן לבטא את פונקציית התמסורת באחד משני אופנים:

$$T(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}, \quad \underbrace{a, b \in \mathbb{R}}_{\text{מעגלים ממשיים}}$$

$$T(s) = a_m \frac{(s - Z_1)(s - Z_2) \dots (s - Z_m)}{(s - P_1)(s - P_2) \dots (s - P_n)} \quad Z, P \in \mathbb{C}$$

כאשר:

Z_i הם האפסים של פונקציית התמסורת

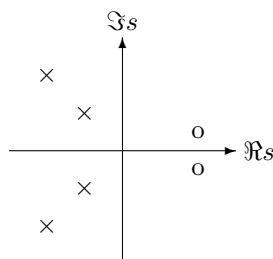
P_j הם הקטבים של פונקציית התמסורת

מאחר ו- $a, b \in \mathbb{R}$ או Z, P בהכרח ממשיים או באים בזוגות צמודים.

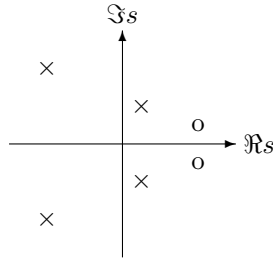
12.3 יציבות המעגל

יציבות המעגל נקבעת על פי מיקום הקטבים. מיקום האפסים אינו משפיע על יציבות המעגל.

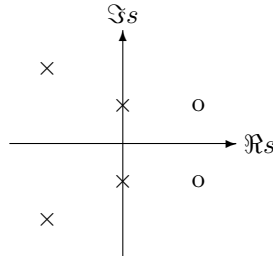
• כאשר כל הקטבים בצד שמאל של מישור s המרוכב אז המעגל יציב (Stable).



- כאשר ישנו קוטב או קטבים בצד ימין של מישור s המרוכב אז המעגל לא יציב (*Unstable*) ומבצע תנודות (*Oscillates*). גודל התנודות גדל עם הזמן.



- כאשר ישנו קוטב או קטבים על הציר הדמיוני של מישור ה- s אז המעגל לא יציב גבולית (*Critically Unstable*). המעגל יבצע תנודות קבועות. זאת אומרת שגודל התנודות לא יגדל ולא יקטן.



12.4 עקומות בודה

ישנה טכניקה פשוטה לשרטוט האסימפטוטות של:

- תגובת אמפליטודה על ציר דציבל-לוגריטמי

- תגובת מופע על ציר לינארי-לוגריטמי

עקומות אלו ידועות כעקומות בודה (*Bode Plots*). שיטת בודה שימושית בעיקר עבור מערכת עם אפסים וקטבים ממשיים. נכתוב את פונקציית התמסורת קצת אחרת:

$$T(s) = a_m s^{m_1-n_1} \frac{(s-Z_1)(s-Z_2)\cdots(s-Z_{m-m_1})}{(s-P_1)(s-P_2)\cdots(s-P_{n-n_1})} \quad Z, P \in \mathcal{C}$$

כאשר m_1 הוא מספר האפסים בראשית הצירים, ו- n_1 הוא מספר הקטבים בראשית. נבטא את פונקציית התמסורת קצת אחרת:

$$T(s) = A_o s^{m_1-n_1} \frac{(1-s/Z_1)(1-s/Z_2)\cdots(1-s/Z_{m-m_1})}{(1-s/P_1)(1-s/P_2)\cdots(1-s/P_{n-n_1})} \quad Z, P \in \mathcal{C}$$

כאשר אין אפסים או קטבים שהם בראשית או משמעות A_o הוא הגבר ה-DC של המעגל. בשאר הדיון נתייחס לאפסים וקטבים ממשיים ושלייליים. וכן נגדיר סימון חדש.

$$z_i = -Z_i \in \mathcal{R}$$

$$p_j = -P_j \in \mathcal{R}$$

נראה הלאה ש- z_i ו- p_i מהווים את תדרי הברך. יש לציין, אם נניח אפסים וקטבים במישור השמאלי או $z_i, p_i \geq 0$.

נקבל ביטוי עבור תגובת התדר של המערכת ע"י הצבת $s = j\omega$ ב- $T(s)$:

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1-j\omega/Z_1)(1-j\omega/Z_2)\cdots(1-j\omega/Z_{m-m_1})}{(1-j\omega/P_1)(1-j\omega/P_2)\cdots(1-j\omega/P_{n-n_1})} \\ &= A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1+j\omega/z_1)(1+j\omega/z_2)\cdots(1+j\omega/z_{m-m_1})}{(1+j\omega/p_1)(1+j\omega/p_2)\cdots(1+j\omega/p_{n-n_1})} \end{aligned}$$

12.4.1 עקומת אמפליטודה

תגובת האמפליטודה הינה:

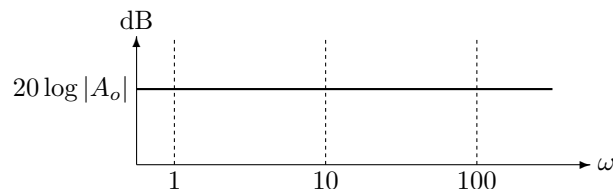
$$A(\omega) = |A_o| \cdot |\omega|^{m_1-n_1} \frac{\sqrt{1+(\omega/z_1)^2} \sqrt{1+(\omega/z_2)^2} \cdots \sqrt{1+(\omega/z_m)^2}}{\sqrt{1+(\omega/p_1)^2} \sqrt{1+(\omega/p_2)^2} \cdots \sqrt{1+(\omega/p_n)^2}}$$

נבטא את $A(\omega)$ בדציבלים:

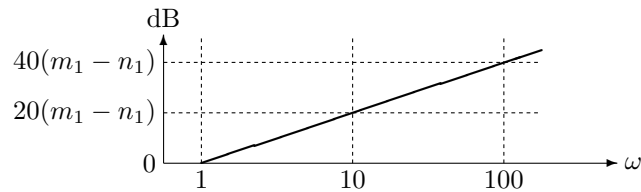
$$\begin{aligned} 20 \log A(\omega) &= 20 \log |A_o| + 20(m_1 - n_1) \log \omega \\ &\quad + 20 \log \sqrt{1 + (\omega/z_1)^2} \\ &\quad + 20 \log \sqrt{1 + (\omega/z_2)^2} \\ &\quad \dots + 20 \log \sqrt{1 + (\omega/z_{m-m_1})^2} \\ &\quad - 20 \log \sqrt{1 + (\omega/p_1)^2} \\ &\quad - 20 \log \sqrt{1 + (\omega/p_2)^2} \\ &\quad \dots - 20 \log \sqrt{1 + (\omega/p_{n-n_1})^2} \end{aligned}$$

מאחר ובדציבלים המכפלות הופכות לסכומים אפשר לשרטט כל איבר בנפרד ולבסוף לחברם יחד. נמשיך בהנחה של אפסים וקטבים ממשיים.

• האיבר הקבוע, $20 \log |A_o|$, הוא קו אופקי.



• האיבר המתייחס לאפסים וקטבים בראשית, $20(m_1 - n_1) \log \omega$, הוא קו משופע בעל שיפוע של $20(m_1 - n_1)$ dB/dec.



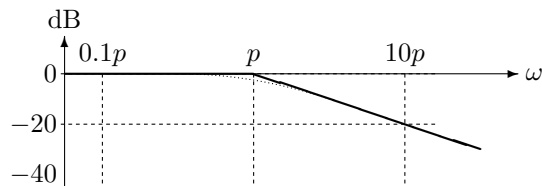
השרטוט מייצג מקרה שבו $m_1 > n_1$ ואז השיפוע חיובי.

כאשר $m_1 < n_1$ אז השיפוע שלילי והקו מופנה כלפי מטה.

- האיברים האחרונים הינם קטבים עם תבנית: $-20 \log \sqrt{1 + (\omega/p)^2}$. נבחין מה קורה אצלם אסימפטוטית.

$$\begin{aligned} \lim_{\omega \rightarrow 0} -20 \log \sqrt{1 + (\omega/p)^2} &= -20 \log \sqrt{1 + (0/p)^2} = 0 \\ \lim_{\omega \rightarrow \infty} -20 \log \sqrt{1 + (\omega/p)^2} &\approx -20 \log \sqrt{(\omega/p)^2} \\ &= -20 \log(\omega/p) \\ &= -20 \log \omega + 20 \log p \end{aligned}$$

רואים מכאן שהשאיפה ל-DC היא שאיפה לאפס (על ציר הדציבלים), והשאיפה בתדרים גבוהים היא לאסימפטוטה המשופעת כלפי מטה ובעלת שיפוע של -20 dB לדקדה.



במציאות ישנה חריגה קלה מהאסימפטוטות באזור p . בפרט ב- $\omega = p$ ישנה חריגה של 3 dB כלפי מטה:

$$-20 \log \sqrt{1 + (p/p)^2} = -20 \log \sqrt{2} = -3.01$$

הקו המקווקו מייצג את תגובת האמפליטודה ורואים שהיא אכן צמודה לאסימפטוטות.

12.4.2 עקומת מופע

גם עבור עקומות מופע ישנה התנהגות אסימפטוטית המקלה על שרטוט תגובת המופע. תגובת התדר של המערכת ניתנת ע"י:

$$T(j\omega) = A_o \cdot (j\omega)^{m_1 - n_1} \cdot \frac{(1 + j\omega/z_1)(1 + j\omega/z_2) \cdots (1 + j\omega/z_{m-n_1})}{(1 + j\omega/p_1)(1 + j\omega/p_2) \cdots (1 + j\omega/p_{n-n_1})}$$

נבחן שני מצבים:

- כאשר $\omega \ll |z_i|, |p_j| \quad \forall i, j$

אז האברים הנובעים מהאפסים והקטבים שלא בראשית הינם:

$$(1 + j\omega/z) \approx 1, \quad \omega \ll |z| \quad (\omega \leq 0.1|z|)$$

$$(1 + j\omega/p) \approx 1, \quad \omega \ll |p| \quad (\omega \leq 0.1|p|)$$

ואז

$$\begin{aligned}
 T(j\omega) &\approx A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1)(1)\cdots(1)}{(1)(1)\cdots(1)} \\
 &= A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \\
 &= A_o \omega^{m_1-n_1} (j)^{m_1-n_1} \equiv H_0
 \end{aligned}$$

בהנחה ש- $A_o > 0$ אז מופע המערכת בתדרים אלו נקבע ע"י חזקת ה- j :

$$\phi(\omega) \approx \begin{cases} 0, & m_1 - n_1 \in \{\dots, -8, -4, 0, 4, 8, \dots\} \\ \pi/2, & m_1 - n_1 \in \{\dots, -7, -3, 1, 5, 9, \dots\} \\ \pi, & m_1 - n_1 \in \{\dots, -6, -2, 2, 6, \dots\} \\ -\pi/2, & m_1 - n_1 \in \{\dots, -5, -1, 3, 7, 11, \dots\} \end{cases}$$

- כעת נבחן מה קורה כאשר אנו חוצים את התדר הקטן ביותר שבו ישנו אפס או קוטב. לפני שחוצים את התדר הזה כבר קבלנו מה שהוגדר H_o . לאחר חציית התדר נשתמש ב-

$$\begin{aligned}
 (1 + j\omega/z) &\approx j\omega/z, & \omega \gg |z| \quad (\omega \geq 10|z|) \\
 (1 + j\omega/p) &\approx j\omega/p, & \omega \gg |p| \quad (\omega \geq 10|p|)
 \end{aligned}$$

ונתייחס לשתי האפשרויות:

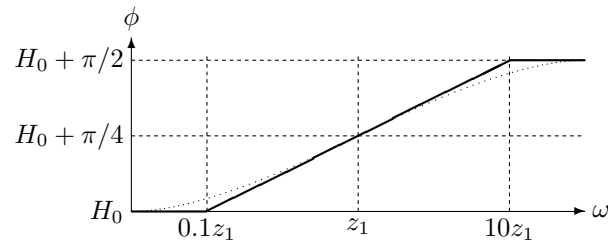
- אם תדר זה הוא של האפס, z_1 , אז עבור $\omega \gg |z_1|$ ($\omega \geq 10|z_1|$) (אבל עבור תדר הקטן בהרבה מהאפס או קוטב הבא בציר התדר) אז:

$$\begin{aligned}
 T(j\omega) &= A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1 + j\omega/z_1)(1 + j\omega/z_2)\cdots(1 + j\omega/z_{m-m_1})}{(1 + j\omega/p_1)(1 + j\omega/p_2)\cdots(1 + j\omega/p_{n-n_1})} \\
 &\approx A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(j\omega/z_1)(1)\cdots(1)}{(1)(1)\cdots(1)} \\
 &= \frac{H_0 \omega}{z_1} (j)
 \end{aligned}$$

- מכאן אנחנו רואים שדקדה לאחר חציית z_1 $T(j\omega)$ מוכפל בגורם של j והרי זה מתפרש כהזזת פאזה ב- $\pi/2$ ממה שקדם לחצייה (בדקדה). בתדר המעבר (זאת אומרת ב- $\omega = z_1$):

$$\begin{aligned}
 T(jz_1) &= A_o \cdot (jz_1)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1 + jz_1/z_1)(1 + jz_1/z_2)\cdots(1 + jz_1/z_{m-m_1})}{(1 + jz_1/p_1)(1 + jz_1/p_2)\cdots(1 + jz_1/p_{n-n_1})} \\
 &\approx A_o \cdot (jz_1)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1 + jz_1/z_1)(1)\cdots(1)}{(1)(1)\cdots(1)} \\
 &= H_0(1 + j)
 \end{aligned}$$

- והרי זה מתפרש כהזזה של $\pi/4$. נשרטט את האסימפטוטות של פונקציית הפאזה באזור z_1 .



בקטע $[0.1|z_1|, 10|z_1|]$ ישנו שינוי הדרגתי המיוצג ע"י האסימפטוטה המשופעת המחברת בין האסימפטוטה התחתונה והעליונה. הקו המקווקו מייצג את תגובת הפאזה ואכן כפי שצפוי התגובה צמודה לאסימפטוטות.

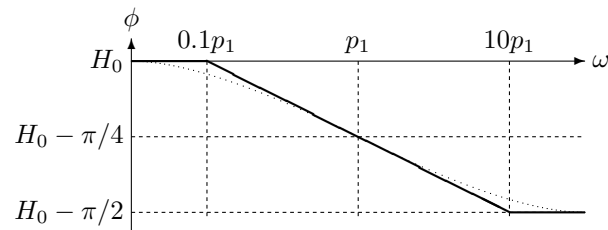
– אם תדר זה הוא של הקוטב, p_1 , אז עבור $\omega \gg p_1$ ($\omega \geq 10|p_1|$) (אבל עבור תדר הקטן בהרבה מהאפס או קוטב הבא בציר התדר) אז:

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1+j\omega/z_1)(1+j\omega/z_2)\cdots(1+j\omega/z_{m-m_1})}{(1+j\omega/p_1)(1+j\omega/p_2)\cdots(1+j\omega/p_{n-n_1})} \\ &\approx A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1)(1)\cdots(1)}{(j\omega/p_1)(1)\cdots(1)} \\ &= \frac{H_0 p_1}{\omega} (-j) \end{aligned}$$

מכאן אנחנו רואים שדקדה לאחר חציית p_1 מוכפל בגורם של $-j$ והרי זה מתפרש כהזזת פאזה של $-\pi/2$ ממה שקדם לחצייה (בדקדה). בתדר המעבר (זאת אומרת ב- $\omega = p_1$):

$$\begin{aligned} T(jp_1) &= A_o \cdot (jp_1)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1+jp_1/z_1)(1+jp_1/z_2)\cdots(1+jp_1/z_{m-m_1})}{(1+jp_1/p_1)(1+jp_1/p_2)\cdots(1+jp_1/p_{n-n_1})} \\ &\approx A_o \cdot (jp_1)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1)(1)\cdots(1)}{(1+jp_1/p_1)(1)\cdots(1)} \\ &= \frac{H_0}{1+j} \\ &= H_0(1-j) \end{aligned}$$

והרי זה מתפרש כהזזת פאזה של $-\pi/4$. נשרטט את האסימפטוטות של פונקציית הפאזה באזור p_1 .



בקטע $[0.1|p_1|, 10|p_1|]$ ישנו שינוי הדרגתי המיוצג ע"י האסימפטוטה המשופעת המחברת בין האסימפטוטה העליונה והתחתונה. הקו המקווקו מייצג את תגובת הפאזה ואכן כפי שצפוי התגובה צמודה לאסימפטוטות.

לסיכום, כאשר התדר הבא הוא זה של:

- אפס, אז ישנה הזזה השואפת ל- $\pi/2$ מהפאזה שקדמה לה
- קוטב, אז ישנה הזזה השואפת ל- $-\pi/2$ מהפאזה שקדמה לה

בפיתוח התמקדנו באפס או בקוטב הראשון שבו נפגשים בציר התדר. אבל עם אותו הגיון אפשר לראות שאותו דבר קורה באפסים או קטבים הבאים, אלא שפאזת הייחוס אינה H_0 אלא הפאזה האסימפטוטית של האפס או הקוטב קודם. באופן זה אפשר לקבל עקומת פאזה עבור פונקציית תמסורת מורכבת ע"י הרכבה או חיבור של עקומות הפאזה הנובעות מכל איבר אפס או איבר קוטב בנפרד.

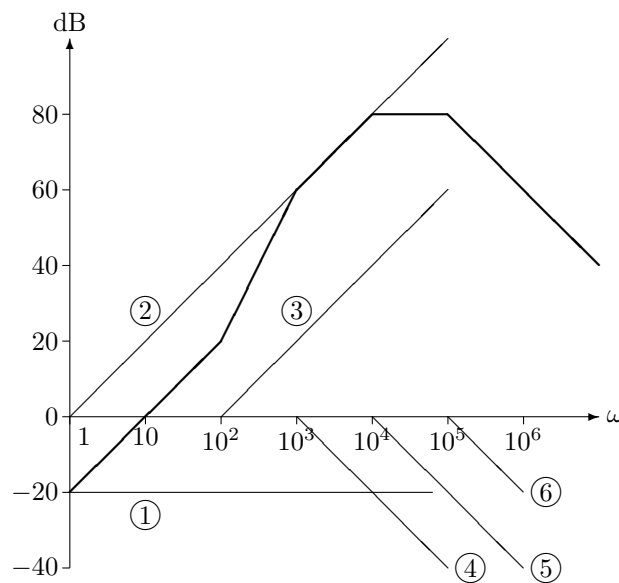
12.4.3 דוגמא

שרטט עקומות בודה עבור אמפליטודה ומופע של המערכת בעלת פונקציית התמסורת

$$T(s) = \frac{0.1s(1 + s/10^2)}{(1 + s/10^3)(1 + s/10^4)(1 + s/10^5)}$$

תגובת אמפליטודה

באיור מובאת עקומת האמפליטודה של בודה עם מרכיביה.



בגרף סמנו המרכיבים (קוים דקים) של העקומה המורכבת (קו עבה). מרכיבי עקומת האמפליטודה מתייחסים למרכיבי פונקציית התמסורת לפי:

1. $1/10$

2. s

3. $(1 + s/10^2)$

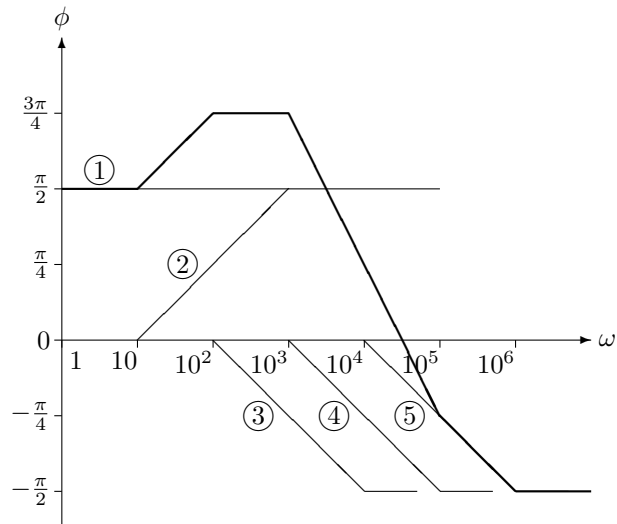
4. $(1 + s/10^3)^{-1}$

5. $(1 + s/10^4)^{-1}$

6. $(1 + s/10^5)^{-1}$

תגובת מופע

באיור מובאת עקומת המופע של בודה עם מרכיביה.



בגרף סמנו המרכיבים (קוים דקים) של העקומה המורכבת (קו עבה). מרכיבי עקומת הפאזה מתייחסים למרכיבי פונקציית התמסורת לפי:

1. s

2. $(1 + s/10^2)$

3. $(1 + s/10^3)^{-1}$

4. $(1 + s/10^4)^{-1}$

5. $(1 + s/10^5)^{-1}$

פרק 13

מסננים פעילים

13.1 מבוא

נשאל למה מסננים אלקטרוניים? יש מגוון רב של יישומים שבהם נחוץ מסנן אלקטרוני, וביניהם:

- סינון של רעש
- יישומי שמע
- הפרדת אותות
- הפרדת אפיקים
- משוב אמפליטודה ופאזה
- שיפור אותות במעגלי תקשורת
- אפנון ופענוח (הרכבת אות על תדר גבוה והחזרתו לפס הבסיס)
- *השוואה (Equalization)*

מסנן אלקטרוני שייך לאחד משני סיווגים:

1. **מסנן סביל** (*Passive Filter*): מסנן מסוג זה מורכב מרכיבים סבילים בלבד (נגדים, קבלים וסלילים).

2. **מסנן פעיל** (*Active Filter*): מסנן מסוג זה אינו מוגבל לרכיבים סבילים בלבד אלא מכיל גם רכיבים פעילים (כגון טרנזיסטורים ומגברי שרת).

מסנן פעיל בעל יתרון על מסנן סביל בהרבה בחינות:

- אפשר לשלב הגבר ביחד עם הסינון, כך שבמוצא המסנן יש יותר אנרגיה מאשר בכניסה. במסנן סביל ישנו רק עובדן אנרגיה.
- מאחר ולמסנן פעיל יש הגבר הוא יכול לפעול על טווח תדרים רחב.
- הוא בעל התנגדות מבוא גבוהה. זאת אומרת הוא לא מעמיס משמעותית על מקור כניסה.
- הוא בעל התנגדות מוצא נמוכה. זאת אומרת הוא מסוגל להניע ישירות עומס כבד.

- המבוא והעומס אינם משפיעים על תגובת המסנן.
- ישנה חציצה חשמלית או בידוד בין מבוא לעומס.
- הוא זול לממש.

ברוב יישומים מסנן מעביר תדרים באופן סלקטיבי. תגובת התדר של מסנן מתייחס לאופן הברירה. למרות שהרכב התגובה אינו מוגבל לתבנית פשוטה כלשהי ישנם כמה תבניות פשוטות ונפוצות:

- מעביר נמוכים (*Lowpass*)
- מעביר גבוהים (*Highpass*)
- מעביר פס (*Bandpass*)
- מסנן חריץ (*Notch*)
- מסנן בורר (*Selective*) (הפוך לחריץ)
- מעביר כל (*Allpass*)

ישנו מגוון רב של שיטות תכנון למסננים. כל שיטה באה למטב תכונה ביצועית אחת או אחרת. נביא כמה דוגמאות:

- מסנני בטרוורט (*Butterworth*) הם בעלי תגובת האמפליטודה השטוחה ביותר.
- במסנן הצ'ביצ'ב (*Chebyshev*) פרמטר התכנון הוא גודל האדווה (*Ripple*).
- מסננים המתוכננים בשיטת המצב משתנה (*State Variable*) בעיקר נפוצים ביישומי בקרה של מערכות דינמיות.
- מסנן סגולי (*Adaptive*) נפוץ ביישומים שבהם טבע האותות או הרעש לא ידוע מראש ומשתנה ממצב למצב, או משתנה מפרק זמן אחד לשני.

13.2 כלי ניתוח

לפני שנרחיב בנושא המסננים ושיטות התכנון שלהם נציג בקצרה את הרקע הדרוש והכלים הנחוצים לכך.

13.2.1 תגובת תדר

תגובת תדר (*Frequency Response*) הוא הכלי החשוב ביותר בתכנון והערכה של מסנן. תגובת תדר היא פונקציה של תדר המייחסת בין המבוא למוצא:

$$H(\omega) = \frac{V_{out}(\omega)}{V_{in}(\omega)}$$

מאחר ובאופן כללי $H(\omega)$ פונקציה מרוכבת, היא מאפיינת את המסנן בשני אופנים:

- תגובת אמפליטודה (*Amplitude Response*)

$$A(\omega) = |H(\omega)| = \left| \frac{V_{out}(\omega)}{V_{in}(\omega)} \right|$$

תגובת אמפליטודה מתארת את הגבר המסנן כפונקציה של תדר.

• תגובת מופע (Phase Response)

$$\phi(\omega) = \angle H(\omega) = \arctan \frac{\Im H(\omega)}{\Re H(\omega)}$$

תגובת מופע מתארת את עיכוב המופע (Phase Delay) של המסנן כפונקציה של תדר.

ניתן לבטא את תגובת התדר באצעות האמפליטודה ומופע:

$$H(\omega) = A(\omega)e^{j\phi(\omega)}$$

13.2.2 תגובת אמפליטודה

בתגובת תדר ההגבר באזור פס המעבר (Passband) נקרא הגבר פס מעבר (Pass Board Gain), ומסומן A_o .

תדר הקיטעון (Cutoff Frequency), המסומן f_{-3dB} , מהווה את התדר שבו נופל ההספק לחציו. וכן, בתדר זה הגבר המסנן נופל ל- $\frac{1}{\sqrt{2}} \simeq 0.707$ מערכו המרבי, A_o . אפשר ללמוד הרבה מתגובת האמפליטודה: סוג המסנן, התדרים שהמסנן מעביר, אזור המעבר שבו מתחלף מצבו של המסנן ממעביר לחוסם, ועוד.

13.2.3 תגובת מופע

אפשר לחלק את סוגי תגובות המופע לשלושה קבוצות:

• מופע אפסי

$$\angle H(\omega) = 0$$

• מופע לינארי

$$\angle H(\omega) = \frac{\tau_d}{2\pi} \omega$$

• מופע לא-לינארי

$$\angle H(\omega) = f(\omega)$$

מופע אפסי: מערכת בעלת מופע אפסי:

• אינה מעכבת את אות המבוא

• אינה מעוותת את אות המבוא

לא ניתן לממש מסנן מעשי באופן זה. המערכת הקואזילית (Causal) היחידה שניתן לממש עם מופע אפסי הוא מגבר טהור.

מופע לינארי: מערכת בעלת מופע לינארי:

• אינה מעוותת את אות המבוא

• מעכבת את אות המבוא ב- τ_d . פרמטר זה נקרא עיכוב החבורה (Group Delay).

מופע לא לינארי: מערכת בעלת מופע לא לינארי:

- מעוותת את אות המבוא
- מעכבת את אות המבוא

רוב מסננים מעשיים בעלי מופע לא לינארי. זה מהווה בעיה מאחר וישנו עיוות של האות. אמנם, זה לא בעייתי במיוחד עבור יישומי שמע מכיון שהאוזן לא רגישה לשינויים במופע. בכל אופן ישנם הרבה יישומים שבהם מופע לינארי חשוב. עבור יישומים אלה עדיין ניתן להשתמש במסנן עם מופע לא לינארי, אך צריך לשמור שבאזור פס המעבר מופע המסנן יהיה קרוב להיות לינארי. תדר בעל משמעות חשובה הוא תדר הגבולי (f_o , critical frequency). הוא התדר שבוא מופע המסנן מגיע למכפלה של 45° . המכפלה היא סדר המסנן.¹ כאשר המסנן מסדר אחד אז מתקיים $f_{-3dB} = f_o$. כאשר המסנן מסדר הגדול מאחד אז $f_{-3dB} \simeq f_o$, מלבד תצורת הבטרורט שעבורו תמיד מתקיים השוויון.

13.2.4 עקומת תגובת תדר

אפשר לייצג תגובת תדר ע"י ביטוי מתמטי או עקומות אמפליטודה ומופע. כאשר משרטטים את עקומות האמפליטודה ומופע, בדרך כלל:

- ציר התדר הוא בדקדוקות²
- ציר התגובה הוא

– בדציבלים (Decibel) עבור תגובת אמפליטודה

– ברדיאנים או במעלות עבור תגובת מופע

לפעמים ציר התדר מנורמל ($Normalized$) לתדר הגבולי, f_o . לפעמים נוקטים בתדר זוויתי המסומן ω . היחס בין תדר מחזורי ותדר זוויתי הינו:

$$\omega = 2\pi f$$

13.2.5 דציבל

הדציבל מוגדר בשלושה אופנים:

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot \\ \text{dB} &= 10 \log_{10} \left[\left(\frac{v_{out}}{v_{in}} \right)^2 \left(\frac{R_{in}}{R_L} \right) \right] \cdot \\ \text{dB} &= 20 \log_{10} \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \end{aligned}$$

הביטוי השני והראשון שווים. השני והשלישי שווים רק כאשר $R_{in} = R_L$, תנאי שבדרך כלל לא מתקיים. אך נהוג לא להקפיד על זאת ולהשתמש בשלישי כמדד לתגובה. ה-dBm מתייחס למדידת הספק לעומס של 50Ω ביחס ל-1 mW. 0 dBm מתייחס להספק של 1 mW.

¹על פי רוב, סדר המסנן שווה למספר הרכיבים ההיגביים שבמסנן.
²ציר דקדה הוא ציר לוגריטמי בקפיצות של עשר.

13.2.6 התמרת לפלס

התמרת לפלס (*Laplace Transform*) הוא כלי חשוב ויעיל בניתוח מסננים. יעילותו נובעת מזה שהתמרת הלפלס הופכת נגזרת לפרמטר s , ואינטגרל ל- $1/s$. באופן כללי

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d^n}{dt^n}[\cdot]\right\} = s^n, \quad \mathcal{L}\left\{\int \cdots \int [\cdot] dt_1 \cdots dt_n\right\} = 1/s^n$$

התמרות לפלס של פונקציות זמן כגון מתח וזרם הינם:

$$\mathcal{L}\{v(t)\} = V(s), \quad \mathcal{L}\{i(t)\} = I(s)$$

עכבה (*Impedance*) של קבל מיוצג בתחום הלפלס ע"י $Z_C = \frac{1}{sC}$. היתרון של ניתוח בתחום הלפלס הוא שמשוואות דיפרנציאליות הופכות למשוואות אלגבריות. כדי לנתח מעגל באופן זה מציבים עבור הרכיבים ההיגביים את העכבות שלהם בתחום הלפלס, ואז מנתחים את המעגל בהתייחס לרכיבים ההיגביים כהתנגדויות מרוכבות. אופיין ההעברה, הידוע גם כפונקציית התמסורת (*Transfer Function*), נותן את ההגבר כפונקציה של s

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

ישנו יחס פשוט בין פונקציית התמסורת ותגובת התדר. לעבור מפונקציית התמסורת לתגובת תדר יש להציב $s = j\omega$ בפונקציית התמסורת.

$$H(\omega) \equiv T(j\omega)$$

13.3 תכונות של מסננים

ישנם כמה סוגים של מסננים ונפרט את תכונותיו של כל אחד בנפרד.

13.3.1 מסנן מעביר נמוכים

מסנן מעביר נמוכים אידיאלי מוגדר ע"י הגבר פס מעבר של A_o והגבר פס המחסום של אפס. התדר שבו ההגבר משתנה מאחד לשני נקרא תדר הקיטעון ומסומן f_o . במסנן מעשי אין תדר חד-משמעותי שבו "נקטעת" התגובה, כפי שישנו באידאל. המעבר בין תגובת אמפליטודה של A_o לאפס מתרחש באופן רציף על טווח התדרים המלא - מאפס עד אינסוף!

אך כאשר נביט בתגובת אמפליטודה של מעביר נמוכים נבחין באזורים הניכרים כפס המעבר וכפס המחסום. באופן מלכותי קבעו את הגבול בין פס המעבר לפס המחסום להיות תדר חצי ההספק שהוא f_{-3dB} .

קצב הנפילה של התגובה באזור פס המחסום נקרא קצב הנפילה (*Rolloff*). במעביר נמוכים מסדר גודל אחד קצב הנפילה הוא 20 dB לדקדה. במסנן מסדר גודל שני יש קצב נפילה של 40 dB לדקדה. וכן, כל העלאה בסדר המסנן מוסיף לקצב הנפילה 20 dB לדקדה.

אדווה:

במסנן מעשי ייתכן היווצרות של אדווה (*Ripple*). ישנן שתי אדוות:

• אדוות פס המעבר (*Pass Band Ripple*)

• אדוות פס המחסום (*Stop Band Ripple*)

בתכנון מסנן מסדר מסוים, השיקול הוא תמיד בין גודל האדווה וקצב הנפילה.

13.3.2 מסנן מעביר גבוהים

כל האמור לגבי מסנן מעביר נמוכים שייך גם לגבי מעביר גבוהים, אלא שפס המעבר ופס המחסום מוחלפים.

13.3.3 מסנן מעביר פס

מסנן מעביר פס מעביר תדרים בפס מסוים. פס זה לא מתחיל באפס (אחרת מדובר במעביר נמוכים), או נגמר באינסוף (אחרת מדובר במעביר גבוהים). למסנן האידאלי יש תגובה הנראית כמלבן. למסנן המעשי יש תגובה הנראית כפעמון. ישנם כמה תדרים המסכמים את תכונות מסנן מעביר הפס:

• התדר הנמוך שבו נופל ההספק לחציו, f_l

• התדר הגבוה שבו נופל ההספק לחציו, f_h

• התדר המרכזי של מעביר הפס, f_c

רוחב-הפס של מסנן מעביר הפס מוגדר

$$\Delta f = f_h - f_l$$

גורם הטיב של המסנן, Q , מסכם כמה חד או צר פס המעבר של מעביר הפס, ומוגדר

$$Q = \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{\omega_c}{\Delta \omega}$$

ככל ש- Q גבוה יותר, המסנן יותר בורר (*Selective*). התדר המרכזי של מסנן מעביר הפס הוא הממוצע הגאומטרי של תדרי הקיטעון:

$$f_o = f_c = \sqrt{f_h f_l}$$

מסנן מעביר פס צריך להיות לפחות מסדר שני. מימוש פשוט של מסנן מעביר פס הוא לצרף מעביר נמוכים בטור עם מעביר גבוהים. כמובן אז צריך ש- $f_h > f_l$.

13.3.4 מסנן חריץ

מסנן חריץ (*Notch Filter*) מיועד לדחות תדר מסוים. מבנהו דומה למעביר פס, אלא שהפוך לו. יש לו שני תדרי קיטעון f_l ו- f_h , תדר מרכזי, f_c , שהוא התדר שאנו רוצים לדחות.

מסנן חריץ דורש Q גבוה, אחרת השפיץ עבה, ודוחה פס רחב יותר מהרצוי. שימוש נפוץ של מסנן זה הוא דחיית רעש 50 Hz של קווי ההספק ממכשירי מדידה.

13.3.5 למה מסנן פעיל?

יתרונות:

• מסננים סבילים (*Passive*) בעייתיים בתדרי שמע ותדרי RF.

– בתדרי שמע דרושים סלילים גדולים.

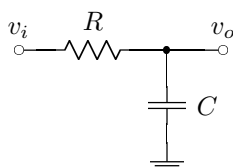
– בתדרי RF הם בעלי הנחתה גבוהה, התנגדות מבוא נמוכה, התנגדות מוצא גבוהה, וללא חציצה בין העומס למבוא.

- מסננים פעילים בעלי הגבר, התנגדות מבוא גבוהה, התנגדות מוצא נמוכה, וחוצצים בין העומס למבוא.
 - ניתן בקלות לשנות את הפרמטרים של המסנן, כגון תדר פעולה, אדווה, וכו'.
 - ניתן להשתמש בנגדים גדולים במקום קבלים גדולים.
 - ניתן לצמד כמה שלבים יחד כדי לשפר את התגובה.
- חסרונות:
- מגברי שרת הפועלים בתדרים גבוהים יקרים.
 - מגברי שרת דורשים לפחות ספק מתח DC אחד.
 - רגישים לשינויים במתח הספקים.
 - משוב של תדרים גבוהים דרך הספק יכול לגרום לתנודות (Oscillations) במסנן.

13.4 מסנן מעביר נמוכים

13.4.1 מסנן סביל

מסנן מעביר הנמוכים הפשוט ביותר מורכב מנגד וקבל.



פונקציית התמסורת עבור מסנן זה הינה:

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sRC + 1}$$

כדי לקבל את תגובת התדר של המסנן נציב $s = j\omega$ בפונקציית התמסורת:

$$H(\omega) = T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

תגובת האמפליטודה היא:

$$A(\omega) = |H(\omega)| = \left| \frac{1}{j\omega RC + 1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2(RC)^2}}$$

ללא עומס, הגבר פס המעבר הוא

$$A_o = A(0) = 1$$

כדי להגיע לביטוי של תגובת המופע נצטרך לבטא את תגובת התדר קצת אחרת:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \frac{1}{j\omega RC + 1} \\ &= \frac{1}{j\omega RC + 1} \cdot \frac{-j\omega RC + 1}{-j\omega RC + 1} \\ &= \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2(RC)^2} \end{aligned}$$

מכאן

$$\Re H(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2(RC)^2}, \quad \Im H(\omega) = \frac{-\omega RC}{1 + \omega^2(RC)^2}$$

לכן

$$\phi(\omega) = \arctan \frac{\Im H(\omega)}{\Re H(\omega)} = \arctan \frac{\frac{-\omega RC}{1 + \omega^2(RC)^2}}{\frac{1}{1 + \omega^2(RC)^2}} = -\arctan \omega RC$$

מתגובת האמפליטודה ניתן להסיק את תדר הקיטעון שהוא גם התדר הגבולי ω_o :

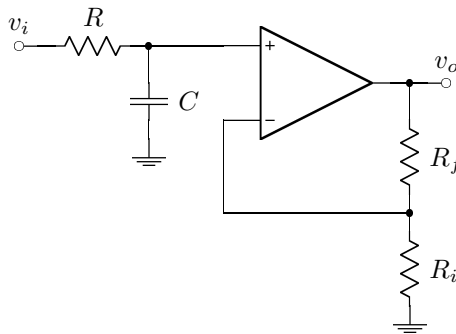
$$A(\omega_o) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_o^2(RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \implies \omega_o = \frac{1}{RC}$$

מופע המסנן בתדר הקיטעון הינו:

$$\phi_o = -\arctan \omega_o RC = -\arctan 1 = -45^\circ$$

13.4.2 מסנן עם רכיבים פעילים חד-דרגתי

כאשר דרוש מסנן עם הגבר כלשהו או פשוט חציצה בין העומס למבוא המסנן או מצמידים את מסנן ה- RC של הסעיף הקודם למבוא של מגבר לא מהפך.



פונקציית התמסורת הינה

$$T(s) = \frac{A_o}{sRC + 1}$$

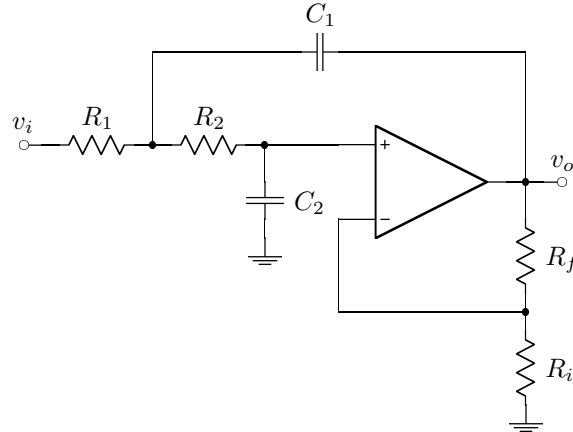
כאשר $A_o = 1 + \frac{R_f}{R_i}$

יש לציין כמה נקודות חשובות:

- התמסורת השתנתה רק מבחינת הגבר, אבל לא מבחינת תגובת אמפליטודה או מופע.
- כעת ניתן להעמיס את המסנן ללא הפחתת הגבר, וללא השפעה על תגובתו.
- כאשר לא דרוש הגבר ורוצים להפריד בין העומס למסנן בלבד ניתן להשתמש בחוצץ.
- במעגל מעשי (עם מגבר שרת מעשי) ניתן לפצות עבור זרמי הקידום ע"י חישוב ערכים לנגדים R_i ו- R_f כך שערכם במקביל שווה ל- R .
- רוחב הפס של מגבר השרת צריך להיות בערך פי עשר מהתדר הגבולי של המסנן, אחרת התגובה של המסנן תהיה מונחתת בצורה משמעותית מזו של מעגל ה- RC .
- אם אות הכניסה הוא דו-קטבי או לא משתמשים בקבל אלקטרוליטי.
- צריך לשמור על R קטן מ- $100 \text{ k}\Omega$ בגלל תופעות לא אידאליים.

13.4.3 מסנן עם רכיבים פעילים מסדר שני

כדי לשפר על ביצועיו של המסנן החד-דרגתי נציג מסנן מסדר שני. במסנן זה התגובה נופלת ב-40 dB לדקדה, והמופע בתדר הגבולי הוא -90° . נציין שבאופן כללי במשפחה זו של מסננים $f_{-3dB} \neq f_o$.



ניתוח המעגל ע"י חוקי כירכוף מפיק את פונקציית התמסורת:

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{A_o}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

פונקציית התמסורת בעלת תבנית זו:

$$T(s) = \frac{A_o \omega_o^2}{s^2 + \alpha \omega_o s + \omega_o^2}$$

כאשר:

- ההגבר של המגבר הלא מהפך $A_o = 1 + \frac{R_f}{R_i}$
- התדר הגבולי של המסנן $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$
- מקדם הריסון (Damping Coefficient) $\alpha = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$..

תגובת תדר:

נציב $s = j\omega$ בפונקציית התמסורת כדי לקבל ביטוי עבור תגובת התדר של המסנן. בנוסף לזה ננרמל את ציר התדר כך ש-

$$\omega_o = 1$$

ואת ציר ההגבר כך ש-

$$A_o = 1$$

במקרה זה $\alpha = (R_1 + R_2)C_2$ ותגובת האמפליטודה ותגובת המופע הינם:

$$A(\omega) = |T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2)^2 + \alpha^2 \omega^2}}$$

$$\phi(\omega) = \angle T(j\omega) = -\arctan \frac{\alpha \omega}{1 - \omega^2}$$

בחירת מקדם ריסון:

בחירת מקדם הריסון, α , משפיע רבות על התגובה סביב התדר הגבולי, ω_o . נסכם כמה מתכונות המסנן שעליו הוא משפיע:

- ערך גבוה של α מייצב את המסנן. מצד שני נפילת התגובה מתחילה בתדרים נמוכים יותר.
- ערך נמוך של α מפיק מסנן פחות יציב, בעל אדווה גבוהה, ותגובת יתר (*Overshoot*). מצד שני קצב הנפילה ההתחלתית משופרת.
- ישנם שלשה סוגי מסננים, כאשר ההבדל ביניהם הוא דרגת הריסון (הנקבע ע"י ערכו של α):

1. מסנן בטרורוט (*Butterworth*)

$$\alpha = \sqrt{2} = 1.414$$

במסנן זה $\alpha = \sqrt{2} = 1.414$ בעל התגובה הכי שטוחה.

2. מסנן (*Bessel*)

$$\alpha = 1.73$$

במסנן זה $\alpha = 1.73$ הוא היציב ביותר אך סובל מנפילה מוקדמת של התגובה.

3. מסנן צ'ביצ'ב (*Chebyshev*)

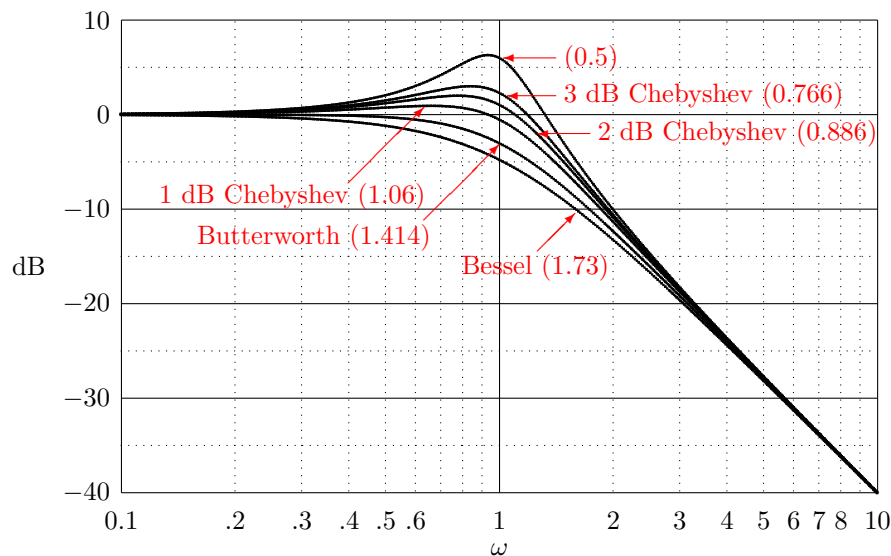
מסנן הצ'ביצ'ב מהווה משפחת מסננים המבוססת על תכנון אופטימלי עבור דרגת תגובת יתר מסוימת. ננקוט בשלשה מהנפוצים ביותר:

$$\bullet \text{ ה־Chebyshev } 1 \text{ dB בעל } \alpha = 1.06$$

$$\bullet \text{ ה־Chebyshev } 2 \text{ dB בעל } \alpha = 0.886$$

$$\bullet \text{ ה־Chebyshev } 3 \text{ dB בעל } \alpha = 0.766$$

צ'ביצ'ב 1 dB הינו בעל תגובת יתר של 1 dB. מסנן בעל תגובת יתר של 4 dB כבר נחשב לא יציב.



13.5 מסנני Sallen-Key

במסנן מסדר שני ישנם שלושה פרמטרים שבהם אנו רוצים לשלוט: α , ω ו- A_o . לעומת זה ישנם ששה רכיבים ששולטים בשלושת הפרמטרים הללו, והם:

$$R_1, R_2, R_f, R_i, C_1, C_2$$

כעת נפחית את מספר הרכיבים שיש לבחור.

13.5.1 מסנן Sallen-Key עם הגבר אחיד

אפשרות אחת היא לאלץ את הגבר המסנן ב-DC לאחד:

$$A_o = 1$$

בשביל זה צריך

$$R_f = 0, \quad R_i = \infty$$

במצב זה המגבר שרת פועל כעוקב מתח. אילוץ שני קובע נגדים זהים:

$$R_1 = R_2 = R$$

נציב זאת במשוואת מקדם הריסון

$$\alpha = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{R C_2 + R C_2 + R C_1 (1 - 1)}{\sqrt{R^2 C_1 C_2}} = \frac{2 C_2}{\sqrt{C_1 C_2}} = 2 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

באופן זה ניתן לבחור את ערכו של אחד הקבלים ולחשב ממנו את ערכו של השני:

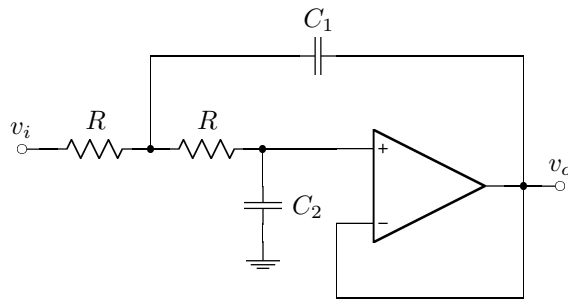
$$C_2 = \frac{\alpha^2}{4} C_1$$

נחשב את ערכם המשותף של הנגדים:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 C_1 C_2}} = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$R = \frac{1}{\omega_o \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{2}{\alpha \omega_o C_1}$$

המסנן Sallen-Key עם הגבר אחד מובא באיור.



דוגמא

תכנן מסנן בעל תכונות אלו:

1. קצב נפילה של 40 דציבלים לדקדה

2. תדר גבולי של 2 KHz

3. פס מעבר שטוח ככל האפשר

4. הגבר DC של 5

כדי לקיים את התנאי הראשון דרוש מסנן מסדר 2.

כדי לקיים את התנאי השלישי דרוש מסנן בטרורט ($\alpha = 1.414$).

כדי לקיים את התנאי השני צריך לבחור קבל אחד ולחשב את ערכם של שאר הרכיבים. נתחיל בבחירת קבל בעל ערך סביר

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

את שאר הרכיבים ניתן לחשב ממנו וממקדם הריסון

$$C_2 = \frac{\alpha^2}{4} C_1 = \frac{(\sqrt{2})^2}{4} (0.1 \mu\text{F}) = 0.05 \mu\text{F}$$

$$R = \frac{1}{\omega_o \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi f_o \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi (2 \text{ KHz}) \sqrt{(0.1 \mu\text{F})(0.05 \mu\text{F})}} = 1.12 \text{ k}\Omega$$

כדי לקיים את התנאי הרביעי צריך להציב בטור למסנן ה-Sallen-Key מגבר עם הגבר של חמש.

13.5.2 פיצוי תדר

בדוגמא השתמשנו במסנן בטרוורט שבו התדר הגבולי שווה לתדר הקיטעון:

$$f_o = f_{-3dB}$$

כאשר סדר המסנן גדול מאחד, תכונה זו מתקיימת רק עבור מסנן הבטרוורט. במסננים האחרים השנים אינם שווים, אלא מתקיים יחס זה ביניהם:

$$f_{-3dB} = k_{1p} f_o = \frac{k_{1p}}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

כאשר k_{1p} הוא מקדם פיצוי עבור מסנן מעביר נמוכים הנקרא גורם פיצוי עבור מקדם דיסון (Damping Coefficient Correction Factor). ערכו עבור המסננים שהצגנו מובא בטבלה.

k_{1p}	damping (α)	סוג מסנן
0.785	1.732	Bessel
1	1.414	Butterworth
1.238	1.054	1 dB Chebyshev
1.333	0.886	2 dB Chebyshev
1.390	0.766	3 dB Chebyshev

כעת ניתן לחשב את ערכו של R מתדר הקיטעון עבור המסננים האחרים ע"י

$$R = \frac{k_{1p}}{2\pi f_{-3dB} \sqrt{C_1 C_2}}$$

את שאר רכיבי המעגל נחשב כרגיל.

13.5.3 מסנן Sallen-Key עם רכיבים שווים

כעת נציג מבנה נוסף במשפחת מסנני ה-Sallen-Key, הנקרא Sallen-Key עם רכיבים שווים. במבנה זה שני נגדי המסנן שווים, וכן שני קבלי המסנן:

$$R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C$$

עם אילוצים אלו התדר הגבולי מיוחס לערכי הנגדים וקבלים באופן פשוט:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{RC}$$

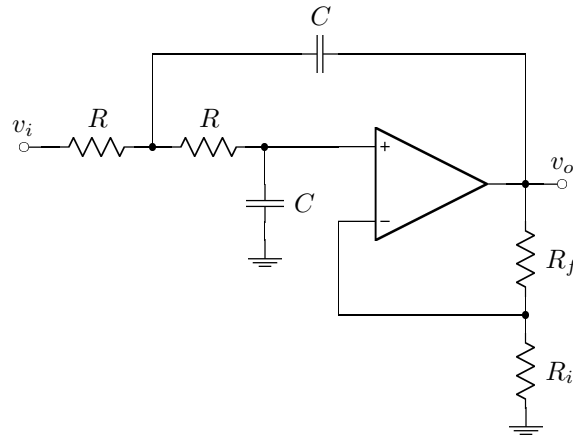
נציב את האילוצים במשוואת מקדם הריסון:

$$\alpha = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{RC + RC + RC(1 - A_o)}{\sqrt{R^2 C^2}}$$

ונקבל

$$\alpha = 3 - A_o$$

מכאן שההגבר שולט ישירות על מקדם הריסון. מסנן ה-Sallen-Key עם רכיבים שווים מובא באיור.



דוגמא

תכנן מסנן בעל תכונות אלו:

1. קצב נפילה של 40 דציבלים לדקה

2. תדר קיטעון של 2 KHz

3. פס מעבר שטוח ככל האפשר

4. הגבר DC של 5

כדי לקיים את התנאי הראשון דרוש מסנן מסדר 2.

כדי לקיים את התנאי השלישי דרוש מסנן בטרורט ($\alpha = 1.414$).

כדי לקיים את התנאי השני צריך לבחור ערכים מתאימים עבור R ו- C .

נתחיל בחישוב של RC . נבחין שהפעם נתון לנו תדר קיטעון ולא תדר גבולי. אך נזכור שעבור מסנן הבטרורט הם שווים ואז $k_{1p} = 1$.

$$f_{-3dB} = \frac{k_{1p}}{2\pi RC} \implies RC = \frac{k_{1p}}{2\pi f_{-3dB}} = \frac{1}{2\pi(2 \text{ KHz})} = 79.6 \mu\text{s}$$

אם נבחר $C = 0.0068 \mu\text{F}$ או $R = 11.7 \text{ k}\Omega$, וזה ייתן לנו את התדר הקיטעון המתאים. כדי לממש מסנן בטרורט צריך $\alpha = 1.414$. לכן דרוש הגבר:

$$A_o = 3 - \alpha = 3 - 1.414 = 1.586$$

מכאן נחשב את הנגדים R_f ו- R_i השולטים על ההגבר.

$$A_o = 1 + \frac{R_f}{R_i} = 1.586 \implies R_f = 0.586 R_i$$

כדי להפחית את השפעת זרמי הקידום צריך:

$$2R = R_f \parallel R_i = \frac{R_f R_i}{R_f + R_i} = \frac{0.586 R_i^2}{1.586 R_i} = 0.369 R_i$$

לכן

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{2}{0.369} R = 63.4 \text{ k}\Omega \\ R_f &= 0.586 R_i = 37.1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

כדי לקיים את התנאי הרביעי צריך להציב בטור למסנן ה-Sallen-Key מגבר של 3.15 להשלים את ההגבר לחמש.

פרק 14

מתנדדים

14.1 מביא

ברוב מעגלים ספרתיים ובכמה מעגלים תקביליים דרושים אותות מחזוריים. ביישומים ספרתיים נפוץ להשתמש באות ריבועי מחזורי המכונה *שעון* (*Clock*). ביישומים תקביליים ישנם כמה אותות מחזוריים נפוצים:

- אות רבועי (*Square Wave*)
- אות סינוסואידלי (*Sinusoidal Wave*)
- אות משולש (*Triangle Wave*)
- אות שן-משור (*Sawtooth Wave*)

כדי לחולל (*Synthesize*) כל אחד מהאותות הללו מתחילים עם מתנד (*Oscillator*). תפקיד המתנד הוא ליצור את האות הבסיסי שממנו אפשר לחולל את האותות הללו. המתנד מהווה את בסיסו של כל מחולל אותות או מעגל המפיק אות תזמון (*Timing Signal*), ולכן נתמקד בנושא המתנד.

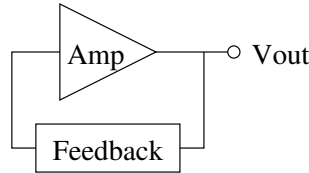
14.1.1 סיווג מתנדדים

ישנם שני סוגי מתנדדים:

- (*Relaxation Oscillator*)
- מתנד משוב (*Feedback Oscillator*)

הסוג הראשון בדרך כלל משמש ליצור אות ריבועי באמצעות מעגל תזמון (*Timing Circuit*), כגון ה-555. נושא זה שייך לאלקטרוניקה סיפרתית, ולכן לא נדון בו. הסוג השני של מתנד מבוסס על מעגל תהודה ובאמצעות משוב חיובי מפיק תנודות בתדר התהודה (*Resonant Frequency*).

14.1.2 פעולת מתנד משוב



באיור מובא שרטוט מלבני של מעגל המורכב ממגבר בענף העליון ומעגל משוב בענף התחתון. מעגל המשוב הוא מסנן מעביר פס (Bandpass). במעגל הכולל ישנם שני מצבי פעולה:

• דרבון (Startup)

• קיום התנודות (Sustaining of Oscillations)

דרבון או התחלת התנודות מתמשש ע"י רעש תרמי רחב-פס (בעל עוצמה של כמה מיקרו או ננו-וולט) ברכיבי המעגל. תיאור תהליך הדרבון מובא כאן:

1. רעש המופיע במוצא, עובר דרך ענף המשוב.
2. בענף המשוב רק תדר התהודה ופס צר סביבו מועברים אל מבוא המגבר.
3. תדר התהודה והפס הצר סביבו מוגברים ע"י המגבר ומובאים אל מבוא מעגל המשוב.
4. שוב מעגל המשוב מעביר רק את תדר התהודה ופס צר סביבו.
5. לאחר מספר מחזורים תדר התהודה רוחש עוצמה רבה, והתדרים השוליים לו נעשים זניחים ביחס אליו.
6. באופן זה, מה שהתחיל כרעש חלש, לאחר מספיק מחזורים משוב, הופך להיות סינוס טהור בעל עוצמה רבה.

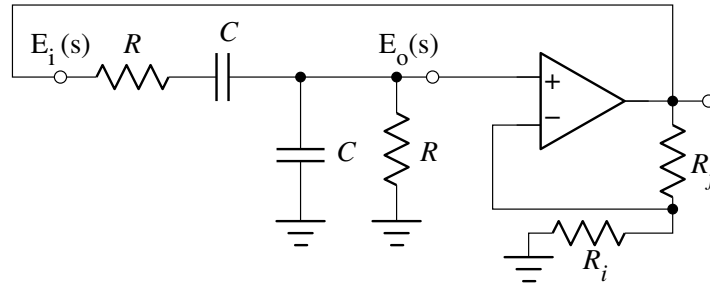
יש לשים לב לשני דברים:

- כדי להתחיל את התנודות, ההגבר הכולל של המעגל (מגבר+משוב) צריך להיות גדול מאחד, כך שבכל מחזור האות המושב גדל בעוצמה.
- הנחנו שבמעגל הכולל אין שינוי מופע בתדר התהודה, או ששינוי המופע עברורו הוא מכפלה של 360° . בצורה זו, האות החוזר מסתכם באופן חיובי (Constructive) עם האות של המחזור הקודם. כאשר שינוי המופע אינו אפסי (או מכפלה של 360°), אז במקום להסתכם עם אות המוצא, מתקיים קצת ביטול של אות המוצא או התאבכות, ואז המשוב החיובי אינו מושלם.

לאחר כמה מחזורים, כאשר האות מגיע לעוצמה מספקת, צריך לשנות את הגבר המעגל לאחד. אחרת, לאחר כמה מחזורים, האות ירבה עוצמה עד שהמגבר יכנס לרווייה, ואז במקום שיפיק המתנד אות סינוסי הוא יפיק אות ריבועי. לכן, יש צורך לכלול ביחידת המגבר מעגל המחליף את ההגבר לאחד לאחר שמגיעות התנודות לגודל הרצוי.

14.2 גשר-ווין

מתנד הגשר-ווין (Wien-Bridge Oscillator) מבוסס על מסנן מעביר פס RC בענף המשוב.



פונקציית התמסורת של המסנן הינה:

$$B(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s/(RC)}{s^2 + 3s/(RC) + 1/(RC)^2}$$

נקבל את תגובת התדר של המסנן במשוב ע"י הצבת $s = j\omega$ בפונקציית התמסורת:

$$B(j\omega) = \frac{R}{3R + j(\omega R^2 C - \frac{1}{\omega C})}$$

בענף המגבר, ההגבר הוא A_0 . כדי שהמתנד יגיע למצב תנודות, צריך שההגבר הכולל בתדר התהודה, ω_0 , יקיים

$$A_0 \times B(j\omega_0) > 1$$

כדי שההגבר הכולל של המעגל יהיה ללא הזזת מופע, צריך להיות בעל ערך ממשי. לכן

$$\omega_0 R^2 C - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \implies \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

בתדר זה $B(j\omega_0) = \frac{1}{3}$.

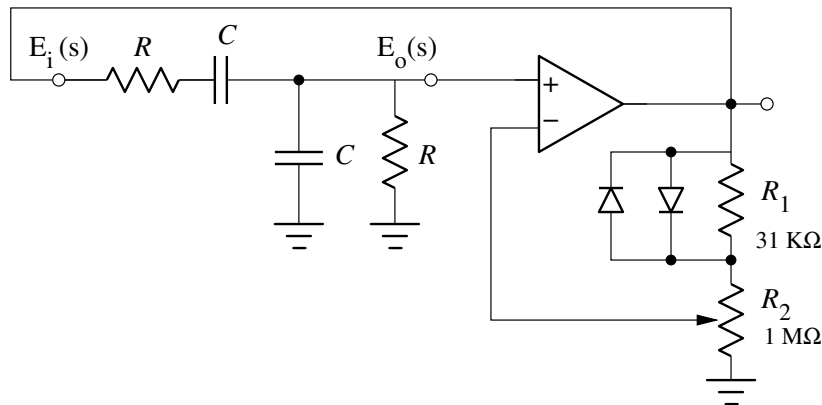
אם כן, להתחיל את התנודות צריך $A_0 > 3$. לאחר שהתנודות בעלות גודל מספיק, צריך להוריד את ההגבר ל- $A_0 = 3$.

14.2.1 בקרה אוטומטית של ההגבר

עד כה הוסבר איך ניתן להגיע למצב של תנודות, ואיך ניתן לקיימן ע"י שליטה בהגבר A_0 . אך במציאות קיימות שתי בעיות של מימוש מעגל זה:

- איך ניתן להוריד את ההגבר לאחד מיד לאחר שהמתנד מגיע לגודל הרצוי?
- איך ניתן לכוון את ההגבר לבדיוק אחד כדי לקיים את התנודות?

נציג מעגל שמתגבר על הבעיות הללו. במעגל שבאיור הוספנו שתי דיודות ופוטנציומטר לשלוט על התנגדות המשוב.



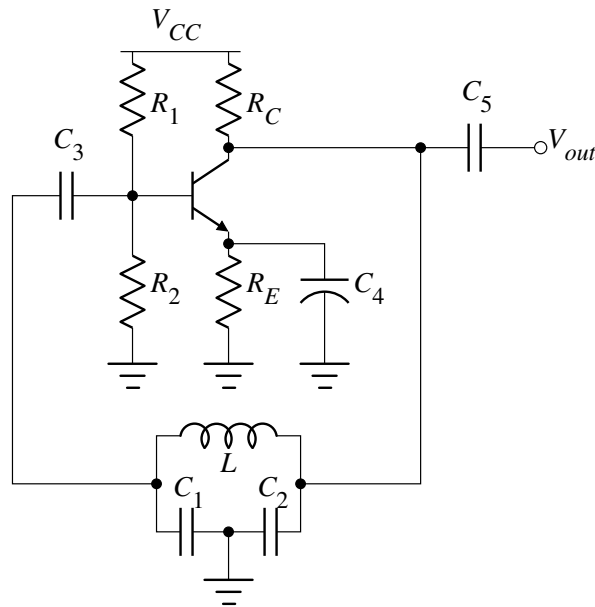
פעולתו היא כך:

- הפוטנציומטר, R_2 , קובע בערך את ההגבר של המגבר הלא מהפך (A_0). צריך לכוונן כך שההגבר, אילו לא היה R_1 , יהיה קצת קטן משלוש, ואילו היה R_1 ללא דיודות יהיה קצת גדול משלוש.
 - הנגד R_1 מוסיף על ההגבר כך שיהיה גדול משלוש כל עוד שהדיודות בקיטעון.
 - כאשר האמפליטודה גדלה כך שהמתח על R_1 גדול מבערך 0.5 V הדיודות מתחילות להוליך (כל אחת בחצי המחזור שלה) ומורידות את ההתנגדות האפקטיבית של ענף ה- R_1 , ובכך יורד ההגבר של המגבר הלא מהפך.
 - כדי להקטין את העיוות שנגרם ע"י ההתנהגות הלא ליניארית של הדיודות יש לכוון את הפוטנציומטר עד שישנו כמה שפחות עיוות.
- שליטה אוטומטית על ההגבר, כגון זו שהוצגה, נקראת בקרת אוטומטית של ההגבר (Au - Automatic Gain Control).

14.3 Colpitts Oscillator

מתנד הגשר-ווין משתמש בנגדים וקבלים. מתנד זה מתאים לתדרים עד 1 MHz. פעולה בתדרים גבוהים יותר, ובפרט בתדרי ה-RF, דורשת שימוש בקבלים וסלילים.¹ מתנד אחד מסוג זה הוא מתנד קולפיץ (Colpitts Oscillator).

¹ערכו של נגד הדרוש להפיק קבוע RC נמוך, בכך ישנה הנחתה רבה של האות.



מכיון שמתנדי LC אמורים להפיק תדרים יחסית גבוהים, ורוחב הפס של מגברי שרת יחסית מוגבל, צריך להשתמש במגבר טרנזיסטורי, כגון מגבר האמיטר משוטף שבאיור. גם פה יש להבין מה הם התנאים ל-

- התחלת התנודות

- קיום התנודות

תדר התהודה של מעגל ה-LC הוא:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

כאשר C_T הוא הקיבול האפקטיבי עבור מעגל ה-LC. מכיון שהקבלים מופיעים בטור, אז הקיבול האפקטיבי הוא:

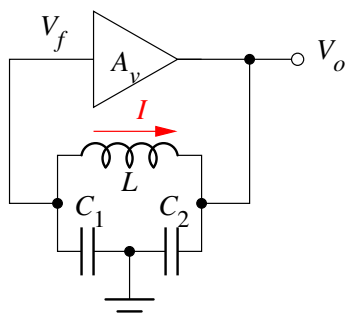
$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

כל זאת בהנחה שהמגבר לא מעמיס משמעותית על מעגל ה-LC, ואז זרם התנודות משתמר ברובו בתוך מעגל ה-LC.² כאשר המגבר מעמיס על מעגל ה-LC אז הזרמים דרך הקבלים והסליל אינם שווים ודרוש ניתוח מדויק יותר.

14.3.1 הגבר המעגל

כעת נקבל ביטוי עבור הגבר מעגל ה-LC. מעגל המתנד שורטט מחדש. כדי להקל בניתוח הוצב מגבר מתח אידאלי במקום מגבר האמיטר משותף.

²כאשר מעגל ה-LC אינו צורך זרם ממוצא המגבר ואינו מספק זרם למבוא המגבר אז הזרם לאדמה בהכרח אפס מכיון שלא יתכן שיצא זרם ליחידת ה-LC בזמן שלא נכנס אליה זרם.



מכיון שהמגבר אינו צורך זרם, לא ניכנס ולא יוצא זרם מהמעגל. לכן הזרם דרך מעגל ה-LC הוא I . הנחתת המתח דרך מעגל ה-LC בתדר התהודה ניתן ע"י:

$$B = \frac{V_f}{V_o} \approx \frac{IX_{C_1}}{IX_{C_2}} \approx \frac{I \frac{1}{j\omega_0 C_1}}{I \frac{1}{j\omega_0 C_2}} = \frac{C_2}{C_1}$$

כבר ציינו, שלהתחיל את התנודות צריך שההגבר סביב המעגל יהיה גדול בקצת מאחד

$$BA_v > 1$$

ולכן

$$A_v > \frac{C_1}{C_2}$$

לאחר שהתנודות מגיעות למתח הרצוי צריך רק לקיימן, וזה נעשה ע"י קביעת ההגבר הכולל ל-

$$A_v = \frac{C_1}{C_2}$$

כפי שהבהרנו, כל זה מתקיים כאשר צריכת מגבר הטרנזיסטור ממעגל ה-LC זניח. מכיון שמגבר ביפולרי נוטה להעמיס את המבוא, נהוג להשתמש במגברי FET. וכן, כאשר ישנו מגבר שרת העומד בדרישות התדרים אז גם ניתן להשתמש במגבר שרת.

14.3.2 מתנדים אחרים

הוצגו פה שני מתנדים בסיסיים. ישנם מספר מתנדים נוספים שראוי להזכירם בקצרה. המעוניין בהסברים מעמיקים יותר יפנה לספרות המומלצת בסילבוס.

- מתנד הזזת מופע (Phase Shift Oscillator)
מתנד זה משתמש בשלשה מעגלי RC בענף המשוב. כל מעגל RC מסוגל להפיק הזזת מופע מרבי של 90° . המגבר עצמו הופך מופע והרי זו הזזה של 180° . התדר שהמתנד מפיק הוא זה שמקבל הזזת מופע של 180° דרך שלשת מעגלי ה-RC.

- מתנד זה משתמש במעביר גבוהים ומעביר נמוכים ליצור מסנן בורר. התנודות מתרחשות בתדר התהודה.

- Armstrong Oscillator, Hartley Oscillator, Clapp Oscillator
כל אלו סוגי מתנדי LC הדומים למתנד קולפיץ.

- מתנד קריסטל (*Crystal Oscillator*)
מתנד קריסטל או גבישי משתמש בתכונות הגביש, כגון קוורץ (*Quartz*), להפיק תנודות.
כאשר מופעל לחץ מכני על גביש הוא מתעוות וזה גורם לתנודות מכניות להיווצר. התנודות המכניות בגביש מפיקות תנודות חשמליות באותו תדר של התנודות המכניות, והוא תדר התהודה של הגביש. כאשר התנודות המכניות מסתיימות כך מסתיימות התנודות החשמליות.
באופן הפוך לו, כאשר מטילים מתח על גביש הוא מפיק תנודות מכניות היוצרות תנודות חשמליות בתדר התהודה.
הטכניקה לקיים את התנודות בגביש הוא לחדש את המתח על הגביש באופן קבוע. זה ניתן לעשות ע"י מגבר ומעגל משוב. הגביש יוצר את התנודות והמשוב מחזיר אותם לגביש כדי לחדש את התנודות. ישנם כמה סוגי מעגלים תומכים המאפשרים זאת.

פרק 15

מעגלים לא לינאריים

15.1 מבוא

- עד כה עסקנו במעגלים לינאריים. מעגל לינארי הוא מעגל שמתקיימים בו התנאים:
- הכפלת האות במבוא מפיק אות מוצא המוכפל באותו ערך.
 - סכום של שתי אותות במבוא מופיע במוצא כסכום של שני המוצאות (סופרפוזיציה).
- ניתן לנסח את התנאים הללו באופן זה:

$$T\{ax_1(t) + bx_2(t)\} = ay_1(t) + by_2(t)$$

כאשר T מייצג את המערכת הלינארית. מעגל לא לינארי הוא מעגל שאחד מהתנאים או שני התנאים הללו לא מתקיימים:

$$T\{ax_1(t) + bx_2(t)\} \neq ay_1(t) + by_2(t)$$

בדרך כלל המהנדס עובד קשה לשמור על התכונות הלינאריות של מעגלים שלו, כגון במגברים מסננים וכדומה. אך לפעמים המהנדס מעוניין לבצע פעולה לא לינארית, וצריכים מעגל שיממש את הפעולה הזאת.

15.2 מחולל פונקציית תמסורת

15.2.1 פונקציית התמסורת

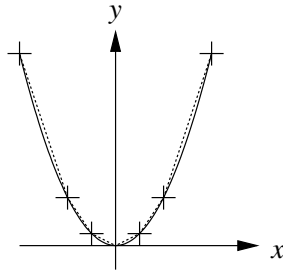
פונקציית התמסורת של מעגל היא פונקציה המגדירה את היחס בין המבוא למוצא. במעגלים לינאריים פונקציית התמסורת היא קו ישר החוצה את האפס ובעל שיפוע התלוי בתדר. מכיון שהשיפוע מהווה את ההגבר, אנחנו רגילים לקצר את ייצוג פונקציית התמסורת ע"י תגובת תדר המהווה את ההגבר ביחס לתדר. אצל מעגלים לא לינאריים פונקציית התמסורת היא עקומה לא לינארית. במעגלים אלו אין טעם להתייחס ל"הגבר" כלשהו מאחר וההגבר תלוי בגודל אות הכניסה. בפעולות הלא לינאריות שבהם נתעסק יש יחס ישיר בין ערך המתח במבוא לערך המתח במוצא. זאת אומרת אין השהיה במעגל (הנובעת מרכיבים השראתיים).

דוגמא

אנחנו מעוניינים לבצע את הפעולה

$$y(t) = x^2(t)$$

נחשוב לרגע איך ניתן לממש פעולה זאת. מכיוון שאין רכיב בדיד שמסוגל לבצע את פועלת ה"ריבוע" צריך לחפש אפשרות אחרת. כפי שנראה הלאה ניתן לקרב פעולה לא לינארית על ידי כמה פעולות לינאריות, כאשר כל אחת נכנסת לפעולה כאשר ערך המתח במבוא מגיע למצב המתאים. פונקציית התמסורת של פעולה זו מכונה לינארית לקטעון (Piece-Wise Linear)¹, והיא מורכבת מכמה קטעים לינארים. כאשר נשווה את העקומות של השתיים נבחין שהקרב טוב באזור מסוים, אפילו עבור מספר קטן של "קטעים".

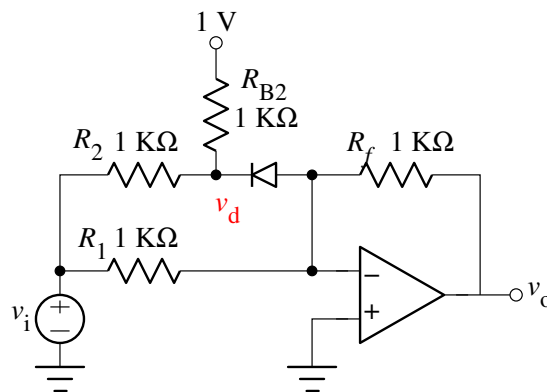


15.2.2 מחולל שתי קטעים

כעת נציג מימוש של מעגל המקרב פונקציית תמסורת כללית בשני קטעים.

דוגמא

המעגל באיור מפיק פעולה לינארית לקטעים בעלת שתי קטעים.



נתחיל בהנחה של דיודה אידאלית. זאת אומרת:

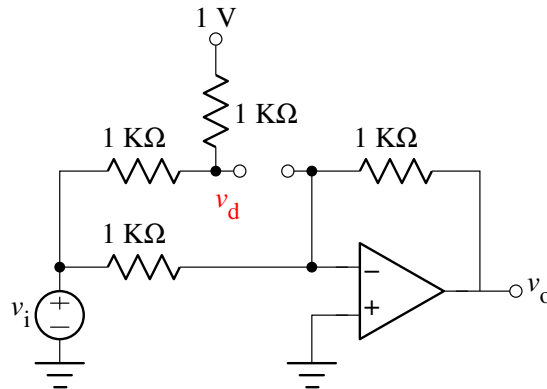
- הדיודה נכנסת למצב פעיל כאשר המתח סביבה אפס ומעלה.
- הדיודה המוליכה בעלת התנגדות אפס.

כעת צריך לזהות עבור איזה מתח מבוא הדיודה הופכת מצבים. חישבו מהיר מראה שכאשר $v_i = -1$ V אז $v_d = 0$. מכיוון שהקצה השני של הדיודה יושב באדמה מדומה, אז הדיודה משתנה ממצב לא פעיל למצב פעיל במתח מבוא זה. המתח במוצא ניתן לחישוב עבור שני המצבים:

¹נתקלנו במושג זה כאשר הצגנו מודלים של דיודה.

$$\bullet \quad v_i > -1 \text{ V}$$

מכיון שבמצב זה הדיודה אינה מזרימה, הנגדים R_2 ו- R_{B2} מנותקים מהמגבר כפי שמוראה באיור.



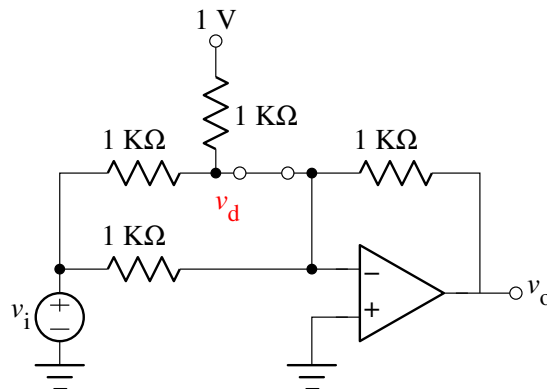
לכן, נותר רק המגבר המהפך, שהמתח במוצא שלו:

$$v_o = -\frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -v_i$$

זה מהווה את הקטע הראשון של פונקציית התמסורת שבאיור המופיע הלאה.

$$\bullet \quad v_i \leq -1 \text{ V}$$

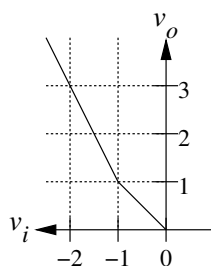
במצב זה הדיודה מזרימה, והנגד R_2 מופיע במעגל במקביל לנגד R_1 , כפי שמוראה באיור.



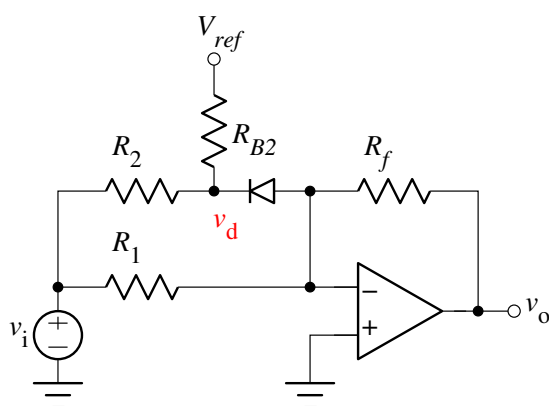
לכן ההגבר גדל והמתח במוצא הוא:

$$\frac{v_o - v^-}{1 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{1 \text{ k}\Omega} + \frac{v_i}{1 \parallel 1 \text{ k}\Omega} = 0 \implies v_o = -1 - 2v_i$$

זה מהווה את הקטע השני של פונקציית התמסורת.



המעגל באיור נותן לנו לבחור באופן שרירותי את הנקודה המפרידה בין הקטע הראשון לקטע השני, ואת השיפועים של כל קטע.



השיפועים של הקטעים הינם:

$$s_1 = -\frac{R_f}{R_1}$$

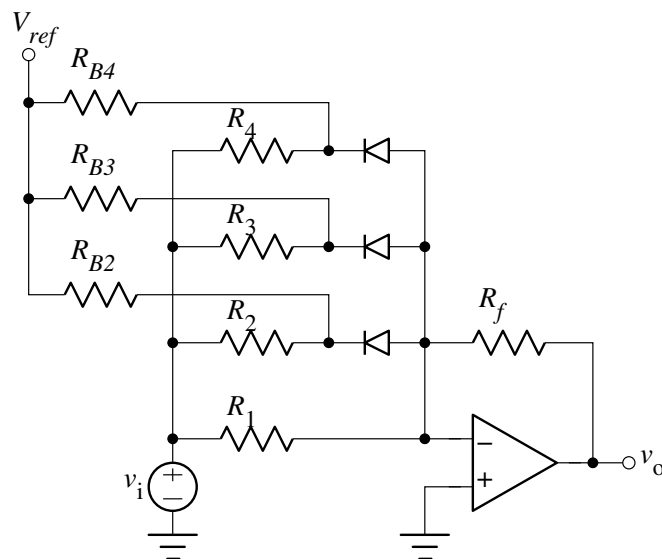
$$s_2 = -\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} = -\left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_2}\right)$$

את הנקודה המחלקת בין הקטעים ניתן להסיק ע"י חישוב המבוא שיגרום ל- $v_d = 0$.

$$v_d = \frac{R_2}{R_2 + R_{B2}} (V_{ref} - v_i) + v_i = 0 \implies v_i = -V_{ref} \frac{R_2}{R_{B2}}$$

15.2.3 מחולל רב קטעים

המעגל שהצגנו מסוגל לחולל שני קטעים לינארים. כדי לחולל יותר משני קטעים מוסיפים מעגלי דיודות עבור כל קטע שדרוש, כפי שמובא באיור.



השיפועים של הקטעים הינם:

$$\begin{aligned} s_1 &= -\frac{R_f}{R_1} \\ s_2 &= -\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} \\ s_3 &= -\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3} \\ s_4 &= -\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} \end{aligned}$$

נקודות המעבר הינם:

$$v_k = -\frac{R_k}{R_{Bk}} V_{ref}, \quad k = 1, 2, 3$$

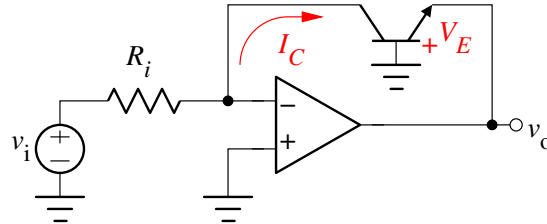
15.2.4 הערות

שימו לב לשני דברים:

- שמחולל זה אמנם יכול ליצור קטעים רבים, אך כל הקטעים נמצאים ברובע הרביעי של מישור הקואורדינטות. זאת אומרת שיש לנו שליטה לא לינארית רק על מתחי מבוא שליליים. כדי להוסיף קטעים לינארים לרובע השני צריך להוסיף מעגלי דיודות בכיוון ההפוך עם מתח ייחוס שלילי.
- השיפוע בכל שלב ושלב בהכרח גדל. כדי להפיק שיפוע שקטן, צריך לכלול מעגל דומה בענף המשוב.
- הנחנו דיודות אידאליות. לדיודות פרקטיות יש מתח פעולה שהוא בערך 0.6 V. לכן הנקודה הראשונה שמחלקת בין הקטעים צריכה להיות גדולה ממתח זה באופן משמעותי.

15.3 מגבר לוגריתמי

אמנם, הראינו שניתן לחולל כל פונקציית תמסורת ע"י קטעים לינארים בשימוש בדיודות, ישנם פעולות לא לינאריות שנובעות באופן טבעי בשימוש ברכיבים מצויים. אחת מהם זאת פעולת הלוג (Log).
פעולת הלוג ניתנת למימוש ע"י הצבת טרנזיסטור בענף המשוב השלילי של מגבר שרת, כפי שמובא באיור.



מכיון שהבסיס מוארק והקולט נמצא באדמה מדומה, הטרנזיסטור פועל כדיודה והזרם דרך הקולט ניתן ע"י משוואת הדיודה

$$I_C = \alpha I_s \left(e^{qV_E/kT} - 1 \right)$$

כאשר $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} \approx 1$
המתח במוצא הינו:

$$v_o = -V_E = -\frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_s}$$

מכיון שלא ניכנס זרם למבואות המגבר שרת:

$$I_C = \frac{v_i}{R_i}$$

ולכן:

$$v_o = -\frac{kT}{q} \ln \frac{v_i}{R_i I_s} = -\frac{kT}{q} \ln \frac{v_i}{V_{ref}}$$

כאשר V_{ref} הוא מתח הייחוס של הלוג. ניתן לשלוט על מתח הייחוס ע"י הנגד R_i . שימו לב שהמוצא תלוי ישירות בטמפרטורה, וכן ב- I_s . מכיון שמתח הייחוס תלוי ב- I_s , והרי הוא פרמטר המשתנה מטרנזיסטור לטרנזיסטור, דרוש כיול נפרד לכל מעגל.

פרק 16

מגברי הספק

16.1 מבוא

בכמעט כל מערכת אלקטרונית תקבילית מצוי בשלב האחרון מגבר המכונה *מגבר הספק* (*Power Amplifier*). לדוגמא, מערכת סטריאו דרושת מגבר הספק המסוגל להניע רמקולים בהספק של כמה וואטים עד כמה מאות וואטים. וכן, מערכת שידור המשדרת על טווח ארוך צריכה מגבר המסוגל להזין אנטנה בהספק של כמה וואטים עד כמה אלפי וואטים. מכיון שהדרישות והדגש בתכנון מגברי הספק שונים מאלו של מגברים הפועלים בהספק נמוך דרוש טיפול נפרד עבור נושא מגברי ההספק. כמה מהמאפיינים העיקריים של מגברי הספק שאכן המבדילים אותם ממגברים אחרים הינם:

- מגבר הספק בדרך כלל אינו מגביר מתח אלא זרם.
- בנקודת המוצא דרושים רכיבים המסוגלים להזרים זרם גבוה ובהספק גבוה.
- מכיון שגוף הטרנזיסטורים במוצא מגברי ההספק אוגרים חום בקצב מהיר, בדרך כלל דרוש מיתקן מפזר חום.
- מגבר הספק בדרך כלל פועל על טווח רחב יותר של מתחים מאשר מגבר אות קטן. לכן, לא ניתן להשתמש בניתוח אות קטן אלא בשביל קירוב גס. בדרך כלל דרוש ניתוח אות גדול לכמת את פעולתו באופן מלא.
- מגברי הספק פשוטים בדרך כלל סובלים מעיוותים הנובעים מחוסר לינאריות הרכיבים. מדד ביצוע חשוב המודד את הלינאריות של מגבר הוא *העיוות ההרמוני הכולל* (*Total Harmonic Distortion*) ומוגדר כאחוז ה-RMS של ההרמוניות מה-RMS של התדר הבסיסי.
- בדפים אלו נציג כמה מהתצורות הקלאסיות הידועות של מגברי הספק ושיטות ניתוח עבורם. התצורות הקלאסיות מחולקות ל*סיווגים* (*Classes*) המתייחסים לטווח הפעולה של המגבר:
 - Class A נקודת העבודה ממוקמת כך שהטרנזיסטור תמיד במצב פעיל – בין אם המבוא חיובי בין אם הוא שלילי. החסרון העיקרי של תצורה זו היא יעילות נמוכה. גם עבור אות אפסי הטרנזיסטור פעיל ומפזר חום.
 - Class B נקודת העבודה ממוקמת בסף הקיטעון. מגבר זה בעל יעילות גבוהה מאשר הקודם, אך קטעים שליליים של המבוא אינם עוברים.

התצורה היותר שימושית של סיווג זה ידועה כדחף-סחף (Push-Pull). בתצורה זו ישנה פעולה הדדית בין טרנזיסטור NPN וטרנזיסטור PNP. נקודת העבודה בשני הטרנזיסטורים ממוקמת בסף הקיטעון. טרנזיסטור ה-NPN מעביר רק קטעים חיוביים של המבוא, וטרנזיסטור ה-PNP מעביר רק קטעים שליליים של המבוא. עם שילוב הטרנזיסטורים מלא המחזור מועבר.

מעשית, חלק קטן מהמחזור (סביב האפס) נקטע בגלל מתח ה- V_{BE} הדרוש להוציא את הטרנזיסטורים ממצב קיטעון.

• Class AB

סוג זה הוא שילוב בין סוג A וסוג B. נקודת העבודה ממוקמת כך שהטרנזיסטור מוליך במלא הקטע החיובי, ובנוסף, בחלק קטן של הקטע השלילי של המחזור. בשאר המחזור הטרנזיסטור אינו מוליך. טרנזיסטור שני מוליך עבור הקטע השלילי וחלק קטן מהקטע החיובי. העומס צמוד לשני הטרנזיסטורים ולכן גם הקטע החיובי וגם הקטע השלילי מועברים דרכו. ישנו אזור חפיפה ששני הטרנזיסטורים מוליכים דרכו בו-זמנית.

סוג זה של מגבר אמור לפצות על חסרונם של Class B שבו חלק קטן מהמחזור נקטע בגלל מתח ה- V_{BE} הדרוש להכניס את הטרנזיסטורים למצב פעיל שהוא בערך 0.5 V.

• Class C

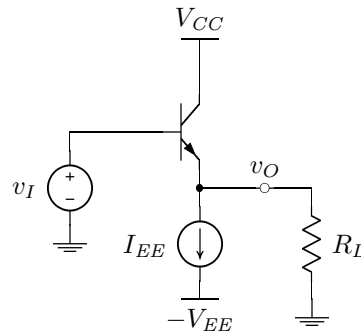
פועל בחלק מהמחזור החיובי. חלק גדול מהאות המוגבר נשאר קטוע. סוג זה טוב באפנון AM בתדרי RF כאשר דרוש רק אחוז קטן מהמחזור.

• Class D

פועל בקיטעון ורוויה בלבד, וכמעט 0% במצב פעיל. דרוש מאפנן PCM במבוא ומסנן במוצא לשחזר את האות.

16.2 Class A

יישום נפוץ של מגבר הספק מסוג Class A הוא עוקב האמיטר המובא באיור.

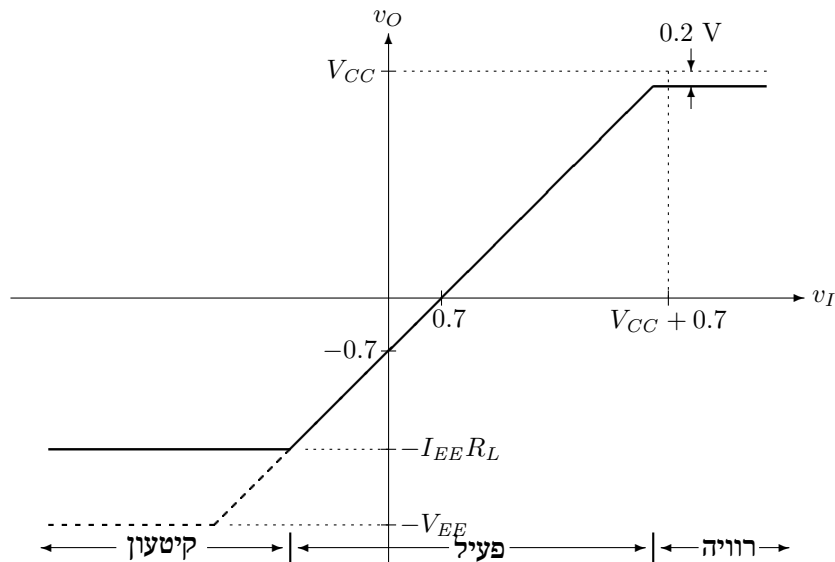


התנגדות המוצא הנמוכה שלו אידאלית עבור יישומי הספק ולכן ננקוט בו במהלך הסעיף. יש לשים לב שבתצורה המוצגת באיור הוצב מקור זרם קבוע בענף האמיטר. מעשית מקור הזרם מוחלף בנגד אמיטר או משקף זרם כלשהו. התנהגות המגבר עבור אות גדול היא החשובה לנו. נבטא את היחס בין המוצא למבוא שהוא אופיין המעבר:

$$v_O = v_I - v_{BE} \approx v_I - 0.7 \text{ V}$$

בביטוי המקורב הוזנח השפעתו של זרם הפולט על v_{BE} . אופיין המעבר מוגבל:

- למעלה ב- $V_{CC} - 0.2 \text{ V}$, וזאת כאשר הטרנזיסטור ברוויה.
 - למטה ב- $-I_{EE}R_L$, וזאת כאשר הטרנזיסטור בקיטעון. כאשר למקור הזרם עצמו יש גבול תחתון של $-V_{EE}$, אז הגבול התחתון נקבע ע"י הגדול מבין $-V_{EE}$ ו- $-I_{EE}R_L$.
- נשרטט את אופיין המעבר.



16.2.1 קו עבודה ונקודת עבודה

נקבל ביטוי עבור קו העבודה על חוג קולט-אמיטר-עומס.

$$\begin{aligned}
 V_{CC} - v_{CE} - v_O &= 0 \\
 V_{CC} - v_{CE} - (I_E - I_{EE})R_L &= 0 \\
 V_{CC} - v_{CE} - I_E R_L + I_{EE} R_L &= 0 \\
 I_C \approx I_E &= \frac{V_{CC} - v_{CE} + I_{EE} R_L}{R_L}
 \end{aligned}$$

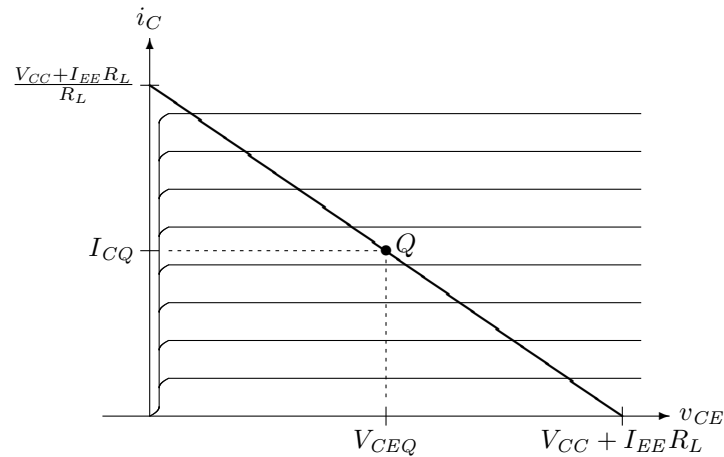
את נקודת העבודה נקבל כאשר נציב $v_I = 0$:

$$V_E = V_O = v_I - V_{BE} = 0 - 0.7 \text{ V} = -0.7 \text{ V}$$

עם זאת:

$$\begin{aligned}
 V_{CEQ} &= V_C - V_E = V_{CC} + 0.7 \text{ V} \\
 I_{CQ} &\approx \frac{V_{CC} - (V_{CC} + 0.7 \text{ V}) + I_{EE} R_L}{R_L} = I_{EE} - \frac{0.7}{R_L}
 \end{aligned}$$

נשרטט את קו העבודה על מישור ה- $i_C - v_{CE}$:



נחשב את ההספק המתפור על הטרנזיסטור בנקודת העבודה:

$$P_Q = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \approx V_{CC} \cdot I_{EE}$$

16.3 פיזור חום

מאחר ומגברי הספק מתפקדים בזרמים גבוהים אז צריכת ההספק שלהם צפויה להיות גבוהה בהרבה מהמצוי במגברי אות קטן.

מבין השיקולים שישנם בתכנון של מגבר הספק הוא בחירת רכיבים העומדים בדרישות ההספק של המגבר. שיקול שני הוא אופן פיזור החום ברכיבים.

משני הבחינות יש דגש מיוחד לגבי הטרנזיסטורים המניעים את העומס. זאת מאחר והטרנזיסטורים הללו צורכים הספק רב ביחס לרכיבים אחרים. שנית, טבעם הוא לרכז את החום בצמתים שהם בעלי שטח יחסית קטן.

• נגד מפזר את החום באופן אחיד לכלל ארכו. נגד גדול ועבה עמיד יותר בהספקים גבוהים מאשר נגד צר וקצר.

• בטרנזיסטור ביפולרי מפלי המתח העיקריים הם באזורי המחסור של הצמתים. אזורי המחסור של הצמתים יחסית צרים, ובכך רוב ההספק נספג באזורים צרים.

המענה לבעיה של ריכוז הספק גבוה על שטחים קטנים הוא כפול:

• השימוש בטרנזיסטור הספק.

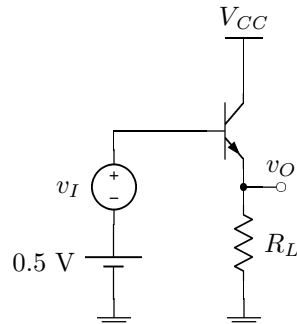
טרנזיסטור המיוחד לשימוש ביישומי הספק ידוע כטרנזיסטור הספק. הוא בנוי עם צמתים רחבים והקולט שלו מחובר ישירות ללוח מתכתי הנועד לפיזור חום. הסיבה שהקולט מקבל עדיפות בנוגע לפיזור החום, הוא בגלל שבמצב פעיל המתח המשמעותי יותר מצוי בין הקולט לבסיס (בין האמיטר לבסיס המתח הוא בערך 0.7 V).

• השימוש במתקן מפזר חום.

בנוסף למפזר החום הבא כחלק מהטרנזיסטור, בדרך כלל ישנו צורך במפזר חום חיצוני. ישנם מפזרי חום סטנדרטיים המתאימים ליישומים שבהם ההספקים יחסית קטנים. בהספקים יותר משמעותיים, כגון מגברי שמע של מערכת סטריאו, המהנדס מתכנן מתקן המיוחד לפיזור חום שאליו הוא מחבר את הטרנזיסטורים. בהרבה מקרים מדובר במתקן אלומיניום עם לוחות איורור. במקרים קיצוניים יותר יש צורך במערכת איורור מונעת או אפילו במערכת קירור.

Class B 16.4

התצורה הבסיסית ביותר של מגבר Class B מובאת באיור.



כניסת המגבר הוא מקור המתח v_I , ותוצא המגבר הוא v_O . העומס מיוצג ע"י הנגד R_L . נבחין:

$$v_O = v_I + 0.5 \text{ V} - v_{BE}$$

• כאשר $v_I > 0$ אז הטרנזיסטור פעיל. נתייחס לשני דרגות של "פעיל":

– כאשר הטרנזיסטור בסף ההולכה ($v_I \approx 0$) אז $v_{BE} \approx 0.5 \text{ V}$, ואז:

$$v_0 \approx v_I + 0.5 \text{ V} - 0.5 \text{ V} = v_I$$

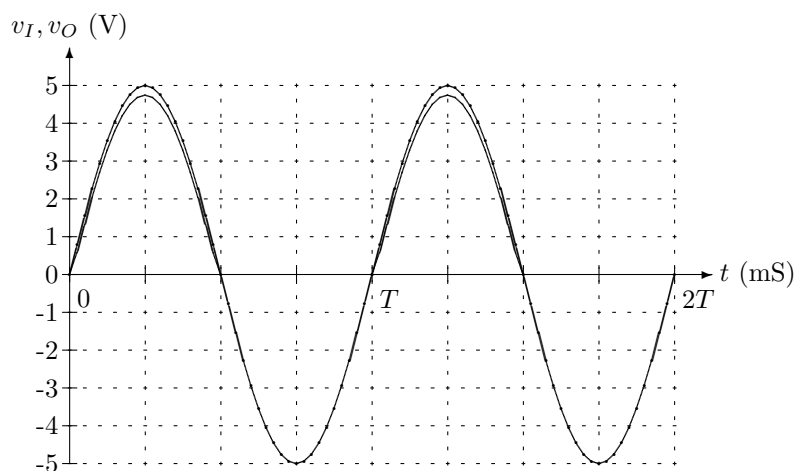
– כאשר הטרנזיסטור בהולכה חזקה $v_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$, ואז:

$$v_0 \approx v_I + 0.5 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = v_I - 0.2 \text{ V}$$

• כאשר $v_I < 0$ אז הטרנזיסטור בקיטעון, ואז:

$$v_O = 0 \text{ V}$$

נשרטט אות כניסה סינוסי בעל אמפליטודה 5 V, ואת ההאות המתקבל בתוצא המגבר.

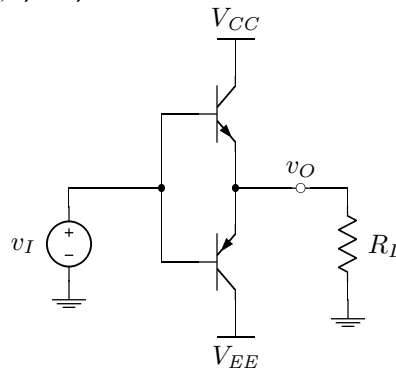


אות המוצא משורטט כקו חלק, ואות הכניסה מסומן בנקודות.

- בחלק שבו הכניסה חיובית, אפשר לומר שהמוצא עוקב יפה אחר המבוא. אמנם, חשוב לציין שישנו קצת עיוות המתבטא ע"י הפרש משתנה בין v_I ל- v_O . מקור העיוות הוא v_{BE} הגדל עקב הגדלת הזרם בקולט כאשר v_I גדל. מאידך, V_{BB} נשאר קבוע ב- 0.5 V . כדוגמא, עם עבור טווח הזרמים שבו פועל הטרנזיסטור ה- v_{BE} הגדול ביותר הוא 0.8 V , אז צפוי הפרש מרבי של 0.3 V בין מבוא למוצא.
- בחלק שבו הכניסה שלילית, המגבר אינו מעביר קטעים שליליים.

16.4.1 מגבר דחף-סחף

תצורה יותר שימושית של מגבר Class B הוא **מגבר הדחף-סחף** (Push Pull Amplifier).

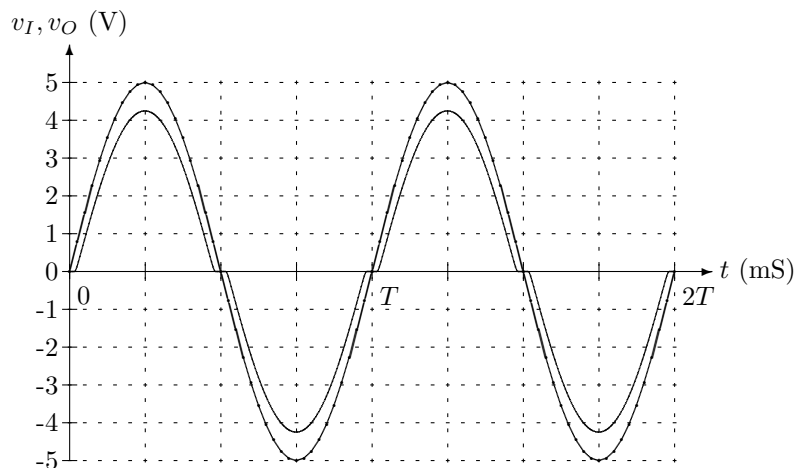


- כדי להכניס את Q_1 להולכה צריך $v_I \geq 0.5\text{ V}$
- כדי להכניס את Q_2 להולכה צריך $v_I \leq -0.5\text{ V}$
- כאשר $-0.5 < v_I < 0.5\text{ V}$ אז לא טרנזיסטור זה ולא טרנזיסטור זה בהולכה, אלא שניהם בקיטעון.

לפי זה ניתן לבטא את המוצא:

$$v_O = \begin{cases} v_I - v_{BE1}, & v_I \geq 0.5\text{ V} \\ 0, & -0.5\text{ V} < v_I < 0.5\text{ V} \\ v_I - v_{BE2}, & v_I \leq -0.5\text{ V} \end{cases}$$

נשרטט:

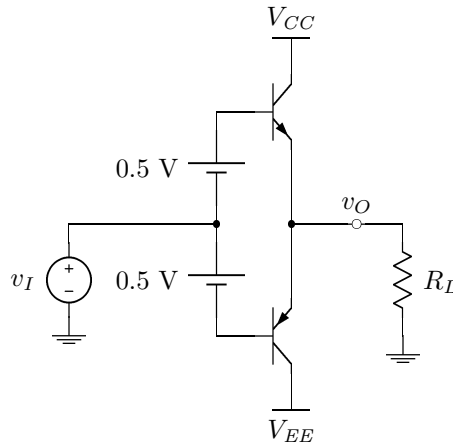


נבחין בכמה דברים:

- המוצא עוקב אחר המבוא לאורך מרבית המחזור. אכן הדחף סחף נותן מענה לקטימת הקטעים השליליים שראינו בתצורה הבסיסית של Class B.
- במרבית המחזור ישנו הפרש בין מוצא למבוא הנע בין 0.5 V ו- 0.8 V . זה נובע מזה שחסר קידום כלשהו המציב את Q_1 ו- Q_2 על סף ההולכה. כפי שנראה הלאה, באמצעות קידום אפשר להקטין את ההפרש לנוע בין 0 V ל- 0.3 V .
- ישנם קטעים צרים באזור שבו $|v_I| \leq 0.5\text{ V}$ שבהם המוצא אפס. זאת אומרת המוצא אינו עוקב אחר המבוא בקטעים אלה. עיוות זה נקרא (Crossover distortion), ומכל העיוותים, הוא החמור.

16.4.2 מגבר דחף-סחף משופר

ניתן לקדם את הטרנזיסטורים Q_1 ו- Q_2 כך ששניהם על סף ההולכה באמצעות שתי מקורות מתח.

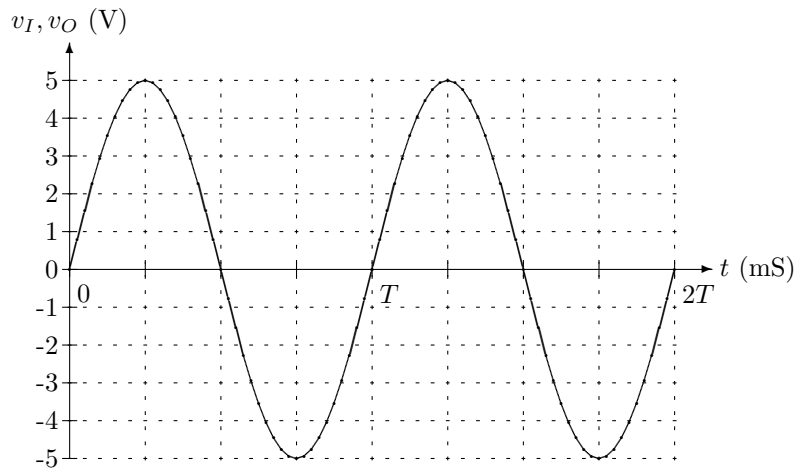


- כאשר $v_I > 0\text{ V}$ אז Q_1 בהולכה ו- Q_2 בקיטעון
- כאשר $v_I < 0\text{ V}$ אז Q_1 בקיטעון ו- Q_2 בהולכה

לפי זה ניתן לבטא את המוצא:

$$v_O = \begin{cases} v_I + 0.5\text{ V} - v_{BE1}, & v_I > 0\text{ V} \\ v_I - 0.5\text{ V} - v_{BE2}, & v_I < 0\text{ V} \end{cases}$$

נשרטט:



16.5 הספק

כאשר מדברים על הספק של מגבר, בדרך כלל הכוונה להספק הממוצע. כדי לחשב את ההספק הממוצע של מגבר צריך לחשב את ההספק הממוצע הנצרך ע"י כל רכיב ורכיב. חישוב ההספק הנצרך ע"י רכיב מסוים נעשה באמצעות האינטגרל:

$$P_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$$

כאשר $p(t)$ הוא ההספק הרגעי:

$$p(t) = v(t)i(t)$$

זה לא תמיד פשוט לחשב את ההספק הממוצע, אך בהרבה מקרים החישוב מתבסס על אות כניסה סינוסי דבר המפשט קצת את החישוב. וכן, לפעמים המתח או זרם דרך רכיב מסוים קבוע, אז האינטגרל נעשה יותר פשוט. וכן, בהרבה מקרים ישנם כמה רכיבים בלבד שצריך להתייחס אליהם בנוגע להספק, בזמן שאת השאר אפשר להזניח.

16.6 יעילות

מדד ביצוע חשוב של מגבר הספק זו היעילות שלו, והיא מוגדרת:

$$\nu = \frac{P_o}{P_{IN}} \times 100\%$$

כאשר P_{IN} הוא ההספק הממוצע הנצרך ע"י המגבר מספק הכח, ו- P_o הוא ההספק המועבר לעומס.

- במגבר Class A היעילות הינה קטנה מ-25%
- במגבר Class A עם שנאי היעילות קטנה מ-50%

הפרק לא מושלם

חלק III

נספחים

נספח א'

ערך יעיל – RMS

מתח RMS

מתח RMS הוא המתח הישר דרך נגד R_L אשר היה מספק את אותו הספק שהיה מספק אות ה-AC בממוצע:

$$P_{\text{avg}} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R_L} = \frac{1}{R_L} \cdot \frac{1}{T} \int^T v^2(t) dt$$

יוצא מזה:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int^T v^2(t) dt}$$

RMS זרם

זרם RMS הוא הזרם הישר דרך נגד R_L אשר היה מספק את אותו הספק שהיה מספק אות ה-AC בממוצע:

$$P_{\text{avg}} = I_{\text{rms}}^2 R_L = \frac{R_L}{T} \int^T i^2(t) dt$$

יוצא מזה:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int^T i^2(t) dt}$$

אות סינוסי

כאשר בכניסה האות הוא סינוסי אם אמפליטודה A אז

$$V_{\text{rms}} = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

עבור אותות אחרים צריך לבצע את האינטגרל.

יחס בין מתח יעיל של מוצא לכניסה עבור מיישר חצי גל

$$\begin{aligned}
 V_{i(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_i^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_i^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_i^2(t) dt} \\
 V_{o(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_o^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_o^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_o^2(t) dt} \\
 \frac{V_{o(rms)}}{V_{i(rms)}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \implies \boxed{V_{o(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{i(rms)}}
 \end{aligned}$$

נספח ב'

רשת זוגיים ומודל פאיהברידי

רשת זוגיים היא כלי שימושי לתאור מעגלים ומערכות לינאריים בעלי כניסה אחת ויציאה אחת. בדיאגרמה שרטוט של "קופסא שחורה" (מערכת בלתי ידועה) בעלת שתי פורטים, שלצורך העניין נקרא כניסה ויציאה.



מסומנים הזרמים הנכנסים לכל פורט והמתחים שם. חשוב לציין שמעבר ללינאריות ישנו תנאי נוסף הנדרש לאפיין מעגל ע"י רשת זוגיים, והוא שהזרם הנכנס לקו האחד של הפורט יוצא מהקו השני באותה כמות, כפי שמצוין בדיאגרמה. ניתן לייצג את היחס בין הזרמים והמתחים באמצעות מטריצה 2×2 . לדוגמא, מערכת זוגיים המייחסת בין זרמי הפורטים למתחי הפורטים מתוארת ע"י מטריצה של פרמטרי עכבה (Impedance Parameters), והייצוג המטריצי של המערכת הוא כזה:

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

מאחר וכל פרמטר מייחס בין מתח לזרם, יש לו יחידות של התנגדות או עכבה. בייצוג זה, הזרמים נקראים בלתי-תלויים והמתחים תלויים, מאחר והמתחים תלויים בזרמים. דוגמא נוספת היא מערכת זוגיים המייחסת בין מתחי הפורטים לזרמי הפורטים ומתוארת ע"י מטריצה של פרמטרי מוליכות (Conductance Parameters),

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

כדי לקבוע איזה רשת זוגיים מתאימה למעגל או רכיב מסוים יש לקבוע איזה הם המתחים או זרמים הבלתי-תלויים, ואיזה הם התלויים, ולכתוב משוואה מטריצית המשקפת את התלות הזו.

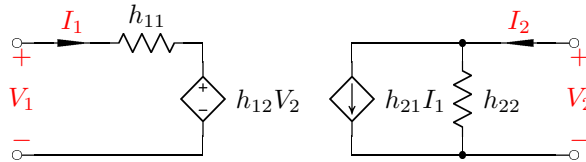
1.ב' פרמטרים הברידיים

בפיתוח של המודל הפאיהברידי של הטרנזיסטור הביפולרי נקטנו ברשת זוגיים המותארת ע"י פרמטרים הברידיים. בסוג רשת זוגיים זו המתח בפורט 1 והזרם בפורט 2 (תלויים)

מיוחסים לזרם בפורט 1 ולמתח בפורט 2 (בלתי-תלויים).

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

לתאור המטריצי יש גם תאור סכמתי המובא באיור.



איך מחשבים את הפרמטרים של רשת זוגיים? ננקוט בצעדים הדרושים לחשב את הפרמטר h_{11} .

- נחלץ את המשוואה הכוללת את הפרמטר h_{11}

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$$

- נוזהה את המשתנה שאותו הפרמטר מקדם: I_1
- נאפס את המשתנה האחר במשוואה (V_2), ונכתוב את המשוואה:

$$V_1 = h_{11}I_1$$

- נפתור עבור הפרמטר:

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1}$$

לחישוב כל הפרמטרים נעשה כך:

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

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

רואים מכאן ש- h_{11} בעל יחידות של התנגדות או עכבה, h_{22} בעל יחידות של מוליכות, ו- h_{12} ו- h_{21} חסרי יחידות.

העיקרון הפועל ברשת זוגיים הוא עיקרון הסופרפוזיציה. כגון, לחשב את V_1 אנו בעצם מחשבים את המתח שהיה מתקבל אילו V_2 היה מאופס (זאת אומרת קצר), ואת המתח שהיה מתקבל אילו I_1 היה מאופס (זאת אומרת נתק), ומחברים אותם יחד. ואכן אנו רואים זאת בחישוב הפרמטרים. כגון חישובו של h_{11} נעשה ע"י איפוס (קיצור) של V_2 .

השימוש בעיקרון הסופרפוזיציה גם מסביר את הצורך בלינאריות. זאת אומרת רשת זוגיים יכולה לייצג רק רכיבים או מעגלים המקיימים לינאריות. אם כן, איך ניתן לייצג כרשת זוגיים את הטרנזיסטור, שהוא רכיב לא לינארי? התשובה לכך היא שבאופן כללי אי אפשר, אך אם נקפיד על שימוש בטרנזיסטור בטווחי מתחים או זרמים שבהם הוא נוהג בקרוב כרכיב לינארי, אז אפשר לייצגו ע"י רשת זוגיים. כמובן ערכי הפרמטרים יהיו

2.ב'. פרמטרים הברידיים של טרנזיסטור ביפולרית ב'. רשת זוגיים ומודל פא-היברידי

תלויים בנקודת העבודה מאחר והלינאריות של הטרנזיסטור מוגבלת לטווח קטן סביב נקודת העבודה. בהתחשב בזה, נצטרך להגדיר את הפרמטרים קצת אחרת:

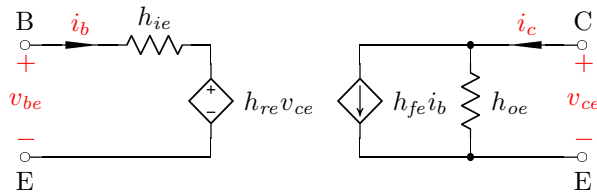
$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=0, Q} & h_{12} &= \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1=0, Q} \\ h_{21} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2=0, Q} & h_{22} &= \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1=0, Q} \end{aligned}$$

ה-Q"אומר שיש להציב את ערכה של נקודת העבודה ב- I_1 ו- V_1 , לפי הצורך. חשוב לציין שאם המערכת לינארית אז הנגזרת אינה תלויה בנקודת העבודה, וההגדרות שקולות. לדוגמא:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=0, Q} = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=0} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

2.ב' פרמטרים הברידיים של טרנזיסטור ביפולרי

כעת נפנה לטרנזיסטור הביפולרי, ונפתח את הפרמטרים ההיברידיים שלו. ייצוג סכמתי של רשת זוגיים היברידי המתאימה לטרנזיסטור הביפולרי מובאת באיור:



המתחים וזרמים ופרמטרים נבחרו בהתאם לסימון המקובל לטרנזיסטור הביפולרי. נזכיר שניים מהאופייניים שלו:

$$\begin{aligned} i_B &= I_B \exp(v_{BE}/V_T) \Rightarrow v_{BE} = V_T \ln \frac{i_B}{I_B} \\ i_C &= I_C \exp(v_{BE}/V_T) (1 + v_{CE}/V_A) \end{aligned}$$

נפתח ביטויים עבור הפרמטרים:

$$\begin{aligned} r_\pi = h_{ie} = (h_{11}) &= \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} \\ &= \left. \frac{\partial V_T \ln \frac{i_B}{I_B}}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} = V_T \frac{I_B}{i_B} \cdot \frac{1}{I_B} \bigg|_{v_{ce}=0, Q} \\ &= \frac{V_T}{I_B} \end{aligned}$$

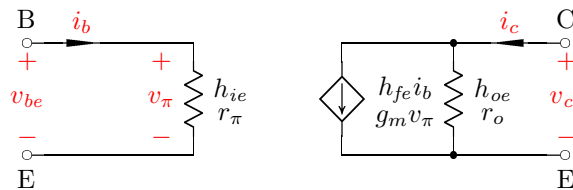
$$h_{re} (= h_{12}) = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B=0, Q} = \left. \frac{\partial V_T \ln \frac{i_B}{I_B}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_b=0, Q} = 0$$

2.ב'. פרמטרים הברידיים של טרנזיסטור ביפולנספח ב'. רשת זוגיים ומודל פאי-הברידי

$$\begin{aligned}
 \beta_{ac} = h_{fe} (= h_{21}) &= \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} \\
 &= \left. \frac{\partial I_C \exp(v_{BE}/V_T) (1 + v_{CE}/V_A)}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} \\
 &= \left. \frac{\partial I_C \exp\left(\frac{V_T \ln \frac{i_B}{I_B}}{V_T}\right) (1 + v_{CE}/V_A)}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} \\
 &= \left. \frac{\partial I_C \exp\left(\ln \frac{i_B}{I_B}\right) (1 + v_{CE}/V_A)}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} \\
 &= \left. \frac{\partial I_C \frac{i_B}{I_B} (1 + v_{CE}/V_A)}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0, Q} = \left. \frac{I_C}{I_B} (1 + v_{CE}/V_A) \right|_{v_{ce}=0, Q} \\
 &= \frac{I_C}{I_B} (1 + V_{CE}/V_A) = \beta (1 + V_{CE}/V_A)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{r_o} = h_{oe} (= h_{22}) &= \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_b=0, Q} \\
 &= \left. \frac{\partial I_C \exp(v_{BE}/V_T) (1 + v_{CE}/V_A)}{\partial v_{CE}} \right|_{i_b=0, Q} \\
 &= \left. \frac{I_C}{V_A} \exp(v_{BE}/V_T) \right|_{i_b=0, Q} = \left. \frac{I_C}{V_A} \exp\left(\frac{V_T \ln \frac{i_B}{I_B}}{V_T}\right) \right|_{i_b=0, Q} \\
 &= \left. \frac{I_C}{V_A} \exp\left(\frac{V_T \ln \frac{I_B}{I_B}}{V_T}\right) \right|_{i_b=0, Q} = \frac{I_C}{V_A} \exp(0) \\
 &= \frac{I_C}{V_A}
 \end{aligned}$$

מאחר ו- $h_{re} = 0$ ניתן לצמצם בייצוג הסכמתי

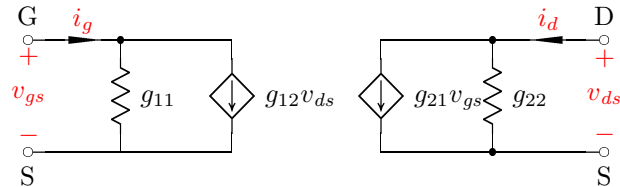


בסכמה כללנו בנוסף לסימון שהשתמשנו עד כה גם את הסימון המקובל במודל הפי-הברידי, כגון r_π במקום h_{ie} . וכן בסכמה $g_m v_\pi$ מובא כייצוג אלטרנטיבי למקור הזרם התלוי $h_{fe} i_b$. הפרמטר g_m לא באמת שייך לפרמטרים ההברידיים שנקטנו בהם, אבל מאחר ה- $h_{re} = 0$, המתח v_{be} שווה למתח על הנגד r_π , ובכך אפשר לייחס את הזרם במקור התלוי למתח על הנגד. הפרמטר g_m מייחס ביניהם, ומוגדר:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{CE}=0, Q} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \cdot \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_{v_{CE}=0, Q} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{\beta_{ac}}{r_\pi}$$

3.ב' מודל פאזי-הברידי של ה-MOSFET

מאחר ובמוספת זרם הכניסה (זרם השער) אפס, אי אפשר לקבוע אותו כמשתנה בלתי-תלוי מאחר וכלום לא תלוי בו. לכן נשתמש בפרמטרי מוליכות המייחסים בין מתחי הפורטים לזרמי הפורטים. ייצוג סכמתי של רשת זוגיים מסוג זה מובא באיור.



הייצוג המטריצי הובא בהקדמה באופן כללי ומובא כאן עם סימון מתחים וזרמים הנהוגים במוספת:

$$\begin{bmatrix} i_g \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$$

אופייני המוספת הדרושים לחישוב הפרמטרים הינם:

$$\begin{aligned} i_G &= 0 \\ i_D &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS}) \end{aligned}$$

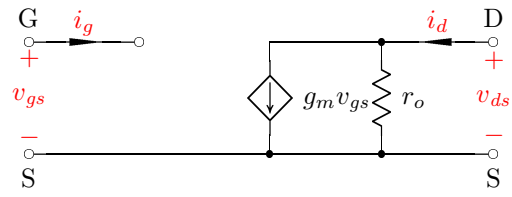
חישוב הפרמטרים:

$$\begin{aligned} g_{11} &= \left. \frac{\partial i_G}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{ds}=0, Q} = 0 \\ g_{12} &= \left. \frac{\partial i_G}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{gs}=0, Q} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} g_m = g_{21} &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{ds}=0, Q} = \left. \frac{\partial \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{ds}=0, Q} \\ &= \left. k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t) (1 + \lambda v_{DS}) \right|_{v_{ds}=0, Q} \\ &= k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS}) \\ &\approx k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \\ \frac{1}{r_o} = g_{22} &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{gs}=0, Q} = \left. \frac{\partial \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{DS})}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{gs}=0, Q} \\ &= \left. \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \lambda \right|_{v_{gs}=0, Q} \\ &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \lambda \\ &\approx \lambda I_D \end{aligned}$$

מאחר ושניים מהפרמטרים אפס, ניתן לצמצם את מודל המוספת:

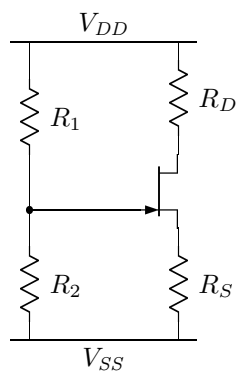
3.ב'. מודל פאי-הברידי של ה-MOSFET נספח ב'. רשת זוגיים ומודל פאי-הברידי



נספח ג'

נקודת עבודה של מגעל JFET נפוץ

ג.1 המעגל



נפתח כאן את המשוואות הריבועיות של המעגל באיור במצבי פעולה צביטה וטריודה.

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}$$

$$V_{GS} = V_{GG} - V_{SS} - I_D R_S$$

$$V_{DS} = V_{DD} - V_{SS} - I_D(R_S + R_D)$$

ג.2 צביטה

כאן נקבל ביטוי ריבועי ב- I_D כאשר ה-JFET במצב צביטה.

$$\begin{aligned}
 I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \\
 I_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GG} - V_{SS} - I_D R_S}{V_p} \right)^2 \\
 I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p - (V_{GG} - V_{SS}) + I_D R_S)^2 \\
 I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} ((V_p - (V_{GG} - V_{SS}))^2 + 2(V_p - (V_{GG} - V_{SS}))R_S I_D + R_S^2 I_D^2) \\
 \frac{V_p^2}{I_{DSS}} I_D &= R_S^2 I_D^2 + 2(V_p - (V_{GG} - V_{SS}))R_S I_D + (V_p - (V_{GG} - V_{SS}))^2 \\
 0 &= R_S^2 I_D^2 + \left(2(V_p - (V_{GG} - V_{SS}))R_S - \frac{V_p^2}{I_{DSS}} \right) I_D + (V_p - (V_{GG} - V_{SS}))^2
 \end{aligned}$$

ג.3 טריודה I

כאן נקבל ביטוי ריבועי ב- V_{DS} כאשר ה-JFET במצב טריודה.

$$\begin{aligned}
 I_D &= \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{DS}}{R_S + R_D} \\
 V_{GS} &= V_{GG} - V_{SS} - I_D R_S \\
 &= V_{GG} - V_{SS} - \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{DS}}{R_S + R_D} R_S \\
 &= V_{GG} - V_{SS} - (V_{DD} - V_{SS} - V_{DS}) \frac{R_S}{R_S + R_D}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_D &= I_{DSS} \left(2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{DS}}{-V_p} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_p} \right)^2 \right) \\
 I_D &= I_{DSS} \left(2 \left(\frac{V_p - V_{GS}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{DS}}{-V_p} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_p} \right)^2 \right) \\
 I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (2(V_{GS} - V_p)V_{DS} - V_{DS}^2)
 \end{aligned}$$

נציב עבור I_D ו- V_{GS} :

$$\begin{aligned}
\frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{DS}}{R_S + R_D} &= \\
\frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left(2 \left(V_{GG} - V_{SS} - (V_{DD} - V_{SS} - V_{DS}) \frac{R_S}{R_S + R_D} - V_p \right) V_{DS} - V_{DS}^2 \right) \\
\frac{V_{DD} - V_{SS}}{R_S + R_D} - \frac{1}{R_S + R_D} V_{DS} &= \\
\frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left(2 (V_{GG} - V_{SS} - V_p) V_{DS} - 2(V_{DD} - V_{SS}) \frac{R_S}{R_S + R_D} V_{DS} + 2 \frac{R_S}{R_S + R_D} V_{DS}^2 - V_{DS}^2 \right) \\
\frac{V_{DD} - V_{SS}}{R_S + R_D} - \frac{1}{R_S + R_D} V_{DS} &= \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} \left(V_{GG} - V_{SS} - V_p - (V_{DD} - V_{SS}) \frac{R_S}{R_S + R_D} \right) V_{DS} \\
&+ \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \underbrace{\left(2 \frac{R_S}{R_S + R_D} - 1 \right)}_{\frac{R_S - R_D}{R_S + R_D}} V_{DS}^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left(\frac{R_S - R_D}{R_S + R_D} \right) V_{DS}^2 \\
&+ \left(\frac{2I_{DSS}}{V_p^2} \left(V_{GG} - V_{SS} - V_p - (V_{DD} - V_{SS}) \frac{R_S}{R_S + R_D} \right) + \frac{1}{R_S + R_D} \right) V_{DS} \\
&- \frac{V_{DD} - V_{SS}}{R_S + R_D} \\
0 &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (R_S - R_D) V_{DS}^2 \\
&+ \left(\frac{2I_{DSS}}{V_p^2} ((V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D) - (V_{DD} - V_{SS})R_S) + 1 \right) V_{DS} \\
&- (V_{DD} - V_{SS})
\end{aligned}$$

נגדיר

$$V'_{DD} = V_{DD} - V_{SS} \bullet$$

$$V'_{GG} = V_{GG} - V_{SS} \bullet$$

$$0 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (R_S - R_D) V_{DS}^2 + \left(\frac{2I_{DSS}}{V_p^2} ((V'_{GG} - V_p)(R_S + R_D) - V'_{DD} R_S) + 1 \right) V_{DS} - V'_{DD}$$

$$a = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (R_S - R_D)$$

$$b = \frac{2I_{DSS}}{V_p^2} ((V'_{GG} - V_p)(R_S + R_D) - V'_{DD} R_S) + 1$$

$$c = -V'_{DD}$$

II.4. טריודה II

כאן נקבל ביטוי ריבועי ב- I_D כאשר ה-JFET במצב טריודה.

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \left(\frac{V_{DS}}{-V_p} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_p} \right)^2 \right) \\ &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (2(V_{GS} - V_p) V_{DS} - V_{DS}^2) \end{aligned}$$

נרצה לבטא את V_{GS} ו- V_{DS} באמצעות I_D .

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{GG} - V_{SS} - I_D R_S \\ V_{DS} &= V_{DD} - V_{SS} - I_D (R_S + R_D) \end{aligned}$$

נפתח את הביטוי הריבועי ב- I_D :

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left(2(V_{GG} - V_{SS} - I_D R_S - V_p)(V_{DD} - V_{SS} - I_D(R_S + R_D)) \right. \\ &\quad \left. - (V_{DD} - V_{SS} - I_D(R_S + R_D))^2 \right) \\ I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left[2(R_S I_D - (V_{GG} - V_{SS} - V_p))((R_S + R_D)I_D - (V_{DD} - V_{SS})) \right. \\ &\quad \left. - (I_D(R_S + R_D) - (V_{DD} - V_{SS}))^2 \right] \\ I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left[2R_S(R_S + R_D)I_D^2 \right. \\ &\quad - 2[(V_{DD} - V_{SS})R_S + (V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D)]I_D \\ &\quad + 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(V_{DD} - V_{SS}) \\ &\quad \left. - (R_S + R_D)^2 I_D^2 + 2(V_{DD} - V_{SS})(R_S + R_D)I_D - (V_{DD} - V_{SS})^2 \right] \\ I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left[(2R_S(R_S + R_D) - (R_S + R_D)^2)I_D^2 \right. \\ &\quad + (-2(V_{DD} - V_{SS})R_S - 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D) + 2(V_{DD} - V_{SS})(R_S + R_D))I_D \\ &\quad \left. + 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(V_{DD} - V_{SS}) - (V_{DD} - V_{SS})^2 \right] \\ I_D &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \left[(2R_S^2 + 2R_S R_D - R_S^2 - 2R_S R_D - R_D^2)I_D^2 \right. \\ &\quad + (2(V_{DD} - V_{SS})(R_S + R_D - R_S) - 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D))I_D \\ &\quad \left. + (V_{DD} - V_{SS})(-(V_{DD} - V_{SS}) + 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{I_{DSS}}{V_p^2} [(R_S^2 - R_D^2) I_D^2 \\
 &\quad + \left(2(V_{DD} - V_{SS}) R_D - 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D) - \frac{V_p^2}{I_{DSS}} \right) I_D \\
 &\quad + (V_{DD} - V_{SS})(-(V_{DD} - V_{SS}) + 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p))] \\
 0 &= (R_S^2 - R_D^2) I_D^2 + \left(2(V_{DD} - V_{SS}) R_D - 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p)(R_S + R_D) - \frac{V_p^2}{I_{DSS}} \right) I_D \\
 &\quad + (V_{DD} - V_{SS})(-(V_{DD} - V_{SS}) + 2(V_{GG} - V_{SS} - V_p))
 \end{aligned}$$

נגדיר

$$V'_{DD} = V_{DD} - V_{SS} \bullet$$

$$V'_{GG} = V_{GG} - V_{SS} \bullet$$

$$\begin{aligned}
 0 &= (R_S^2 - R_D^2) I_D^2 + \left(2V'_{DD} R_D - 2(V'_{GG} - V_p)(R_S + R_D) - \frac{V_p^2}{I_{DSS}} \right) I_D \\
 &\quad + V'_{DD} (-V'_{DD} + 2(V'_{GG} - V_p))
 \end{aligned}$$

$$a = R_S^2 - R_D^2$$

$$b = 2V'_{DD} R_D - 2(V'_{GG} - V_p)(R_S + R_D) - \frac{V_p^2}{I_{DSS}}$$

$$c = V'_{DD} (-V'_{DD} + 2(V'_{GG} - V_p))$$

נספח ד'

הרישיון לשימוש חופשי במסמכים של גנו

GNU Free Documentation License

Version 1.3, 3 November 2008

Copyright © 2000, 2001, 2002, 2007, 2008 Free Software Foundation, Inc.
<<http://fsf.org/>>

Everyone is permitted to copy and distribute verbatim copies of this license document, but changing it is not allowed.

0. PREAMBLE

The purpose of this License is to make a manual, textbook, or other functional and useful document “free” in the sense of freedom: to assure everyone the effective freedom to copy and redistribute it, with or without modifying it, either commercially or noncommercially. Secondly, this License preserves for the author and publisher a way to get credit for their work, while not being considered responsible for modifications made by others.

This License is a kind of “copyleft”, which means that derivative works of the document must themselves be free in the same sense. It complements the GNU General Public License, which is a copyleft license designed for free software.

We have designed this License in order to use it for manuals for free software, because free software needs free documentation: a free program should come with manuals providing the same freedoms that the software does. But this License is not limited to software manuals; it can be used for any textual work, regardless of subject matter or whether it is published as a printed book. We recommend this License principally for works whose purpose is instruction or reference.

1. APPLICABILITY AND DEFINITIONS

This License applies to any manual or other work, in any medium, that contains a notice placed by the copyright holder saying it can be distributed under the terms of this License. Such a notice grants a world-wide, royalty-free license, unlimited in duration, to use that work under the conditions stated herein. The “Document”, below, refers to any such manual or work. Any member of the public is a licensee, and is addressed as “you”. You accept the license if you copy, modify or distribute the work in a way requiring permission under copyright law.

A “Modified Version” of the Document means any work containing the Document or a portion of it, either copied verbatim, or with modifications and/or translated into another language.

A “Secondary Section” is a named appendix or a front-matter section of the Document that deals exclusively with the relationship of the publishers or authors of the Document to the Document’s overall subject (or to related matters) and contains nothing that could fall directly within that overall subject. (Thus, if the Document is in part a textbook of mathematics, a Secondary Section may not explain any mathematics.) The relationship could be a matter of historical connection with the subject or with related matters, or of legal, commercial, philosophical, ethical or political position regarding them.

The “Invariant Sections” are certain Secondary Sections whose titles are designated, as being those of Invariant Sections, in the notice that says that the Document is released under this License. If a section does not fit the above definition of Secondary then it is not allowed to be designated as Invariant. The Document may contain zero Invariant Sections. If the Document does not identify any Invariant Sections then there are none.

The “Cover Texts” are certain short passages of text that are listed, as Front-Cover Texts or Back-Cover Texts, in the notice that says that the Document is released under this License. A Front-Cover Text may be at most 5 words, and a Back-Cover Text may be at most 25 words.

A “Transparent” copy of the Document means a machine-readable copy, represented in a format whose specification is available to the general public, that is suitable for revising the document straightforwardly with generic text editors or (for images composed of pixels) generic paint programs or (for drawings) some widely available drawing editor, and that is suitable for input to text formatters or for automatic translation to a variety of formats suitable for input to text formatters. A copy made in an otherwise Transparent file format whose markup, or absence of markup, has been arranged to thwart or discourage subsequent modification by readers is not Transparent. An image format is not Transparent if used for any substantial amount of text. A copy that is not “Transparent” is called “Opaque”.

Examples of suitable formats for Transparent copies include plain ASCII without markup, Texinfo input format, LaTeX input format, SGML or XML using a publicly available DTD, and standard-conforming simple HTML, PostScript or PDF designed for human modification. Examples of transparent image formats include PNG, XCF and JPG. Opaque formats include proprietary formats that can be read and edited only by proprietary word processors, SGML or XML for which the DTD and/or processing tools are not generally available, and the machine-generated HTML, PostScript or PDF produced by some word

processors for output purposes only.

The “Title Page” means, for a printed book, the title page itself, plus such following pages as are needed to hold, legibly, the material this License requires to appear in the title page. For works in formats which do not have any title page as such, “Title Page” means the text near the most prominent appearance of the work’s title, preceding the beginning of the body of the text.

The “publisher” means any person or entity that distributes copies of the Document to the public.

A section “Entitled XYZ” means a named subunit of the Document whose title either is precisely XYZ or contains XYZ in parentheses following text that translates XYZ in another language. (Here XYZ stands for a specific section name mentioned below, such as “Acknowledgements”, “Dedications”, “Endorsements”, or “History”.) To “Preserve the Title” of such a section when you modify the Document means that it remains a section “Entitled XYZ” according to this definition.

The Document may include Warranty Disclaimers next to the notice which states that this License applies to the Document. These Warranty Disclaimers are considered to be included by reference in this License, but only as regards disclaiming warranties: any other implication that these Warranty Disclaimers may have is void and has no effect on the meaning of this License.

2. VERBATIM COPYING

You may copy and distribute the Document in any medium, either commercially or noncommercially, provided that this License, the copyright notices, and the license notice saying this License applies to the Document are reproduced in all copies, and that you add no other conditions whatsoever to those of this License. You may not use technical measures to obstruct or control the reading or further copying of the copies you make or distribute. However, you may accept compensation in exchange for copies. If you distribute a large enough number of copies you must also follow the conditions in section 3.

You may also lend copies, under the same conditions stated above, and you may publicly display copies.

3. COPYING IN QUANTITY

If you publish printed copies (or copies in media that commonly have printed covers) of the Document, numbering more than 100, and the Document’s license notice requires Cover Texts, you must enclose the copies in covers that carry, clearly and legibly, all these Cover Texts: Front-Cover Texts on the front cover, and Back-Cover Texts on the back cover. Both covers must also clearly and legibly identify you as the publisher of these copies. The front cover must present the full title with all words of the title equally prominent and visible. You may add other material on the covers in addition. Copying with changes limited to the covers, as long as they preserve the title of the Document and satisfy these conditions, can be treated as verbatim copying in other respects. If the required texts for either cover are too voluminous to fit legibly, you should put the first ones listed (as many as fit reasonably) on the actual cover, and

continue the rest onto adjacent pages.

If you publish or distribute Opaque copies of the Document numbering more than 100, you must either include a machine-readable Transparent copy along with each Opaque copy, or state in or with each Opaque copy a computer-network location from which the general network-using public has access to download using public-standard network protocols a complete Transparent copy of the Document, free of added material. If you use the latter option, you must take reasonably prudent steps, when you begin distribution of Opaque copies in quantity, to ensure that this Transparent copy will remain thus accessible at the stated location until at least one year after the last time you distribute an Opaque copy (directly or through your agents or retailers) of that edition to the public.

It is requested, but not required, that you contact the authors of the Document well before redistributing any large number of copies, to give them a chance to provide you with an updated version of the Document.

4. MODIFICATIONS

You may copy and distribute a Modified Version of the Document under the conditions of sections 2 and 3 above, provided that you release the Modified Version under precisely this License, with the Modified Version filling the role of the Document, thus licensing distribution and modification of the Modified Version to whoever possesses a copy of it. In addition, you must do these things in the Modified Version:

- A. Use in the Title Page (and on the covers, if any) a title distinct from that of the Document, and from those of previous versions (which should, if there were any, be listed in the History section of the Document). You may use the same title as a previous version if the original publisher of that version gives permission.
- B. List on the Title Page, as authors, one or more persons or entities responsible for authorship of the modifications in the Modified Version, together with at least five of the principal authors of the Document (all of its principal authors, if it has fewer than five), unless they release you from this requirement.
- C. State on the Title page the name of the publisher of the Modified Version, as the publisher.
- D. Preserve all the copyright notices of the Document.
- E. Add an appropriate copyright notice for your modifications adjacent to the other copyright notices.
- F. Include, immediately after the copyright notices, a license notice giving the public permission to use the Modified Version under the terms of this License, in the form shown in the Addendum below.
- G. Preserve in that license notice the full lists of Invariant Sections and required Cover Texts given in the Document's license notice.

- H. Include an unaltered copy of this License.
- I. Preserve the section Entitled “History”, Preserve its Title, and add to it an item stating at least the title, year, new authors, and publisher of the Modified Version as given on the Title Page. If there is no section Entitled “History” in the Document, create one stating the title, year, authors, and publisher of the Document as given on its Title Page, then add an item describing the Modified Version as stated in the previous sentence.
- J. Preserve the network location, if any, given in the Document for public access to a Transparent copy of the Document, and likewise the network locations given in the Document for previous versions it was based on. These may be placed in the “History” section. You may omit a network location for a work that was published at least four years before the Document itself, or if the original publisher of the version it refers to gives permission.
- K. For any section Entitled “Acknowledgements” or “Dedications”, Preserve the Title of the section, and preserve in the section all the substance and tone of each of the contributor acknowledgements and/or dedications given therein.
- L. Preserve all the Invariant Sections of the Document, unaltered in their text and in their titles. Section numbers or the equivalent are not considered part of the section titles.
- M. Delete any section Entitled “Endorsements”. Such a section may not be included in the Modified Version.
- N. Do not retitle any existing section to be Entitled “Endorsements” or to conflict in title with any Invariant Section.
- O. Preserve any Warranty Disclaimers.

If the Modified Version includes new front-matter sections or appendices that qualify as Secondary Sections and contain no material copied from the Document, you may at your option designate some or all of these sections as invariant. To do this, add their titles to the list of Invariant Sections in the Modified Version’s license notice. These titles must be distinct from any other section titles. You may add a section Entitled “Endorsements”, provided it contains nothing but endorsements of your Modified Version by various parties—for example, statements of peer review or that the text has been approved by an organization as the authoritative definition of a standard.

You may add a passage of up to five words as a Front-Cover Text, and a passage of up to 25 words as a Back-Cover Text, to the end of the list of Cover Texts in the Modified Version. Only one passage of Front-Cover Text and one of Back-Cover Text may be added by (or through arrangements made by) any one entity. If the Document already includes a cover text for the same cover, previously added by you or by arrangement made by the same entity you are acting on behalf of, you may not add another; but you may replace the old one, on explicit permission from the previous publisher that added the old one.

The author(s) and publisher(s) of the Document do not by this License give permission to use their names for publicity for or to assert or imply endorsement of any Modified Version.

5. COMBINING DOCUMENTS

You may combine the Document with other documents released under this License, under the terms defined in section 4 above for modified versions, provided that you include in the combination all of the Invariant Sections of all of the original documents, unmodified, and list them all as Invariant Sections of your combined work in its license notice, and that you preserve all their Warranty Disclaimers.

The combined work need only contain one copy of this License, and multiple identical Invariant Sections may be replaced with a single copy. If there are multiple Invariant Sections with the same name but different contents, make the title of each such section unique by adding at the end of it, in parentheses, the name of the original author or publisher of that section if known, or else a unique number. Make the same adjustment to the section titles in the list of Invariant Sections in the license notice of the combined work.

In the combination, you must combine any sections Entitled “History” in the various original documents, forming one section Entitled “History”; likewise combine any sections Entitled “Acknowledgements”, and any sections Entitled “Dedications”. You must delete all sections Entitled “Endorsements”.

6. COLLECTIONS OF DOCUMENTS

You may make a collection consisting of the Document and other documents released under this License, and replace the individual copies of this License in the various documents with a single copy that is included in the collection, provided that you follow the rules of this License for verbatim copying of each of the documents in all other respects.

You may extract a single document from such a collection, and distribute it individually under this License, provided you insert a copy of this License into the extracted document, and follow this License in all other respects regarding verbatim copying of that document.

7. AGGREGATION WITH INDEPENDENT WORKS

A compilation of the Document or its derivatives with other separate and independent documents or works, in or on a volume of a storage or distribution medium, is called an “aggregate” if the copyright resulting from the compilation is not used to limit the legal rights of the compilation’s users beyond what the individual works permit. When the Document is included in an aggregate, this License does not apply to the other works in the aggregate which are not themselves derivative works of the Document.

If the Cover Text requirement of section 3 is applicable to these copies of the Document, then if the Document is less than one half of the entire aggregate, the Document’s Cover Texts may be placed on covers that bracket the Document within the aggregate, or the electronic equivalent of covers if the Document is in electronic form. Otherwise they must appear on printed covers that bracket the whole aggregate.

8. TRANSLATION

Translation is considered a kind of modification, so you may distribute translations of the Document under the terms of section 4. Replacing Invariant Sections with translations requires special permission from their copyright holders, but you may include translations of some or all Invariant Sections in addition to the original versions of these Invariant Sections. You may include a translation of this License, and all the license notices in the Document, and any Warranty Disclaimers, provided that you also include the original English version of this License and the original versions of those notices and disclaimers. In case of a disagreement between the translation and the original version of this License or a notice or disclaimer, the original version will prevail.

If a section in the Document is Entitled “Acknowledgements”, “Dedications”, or “History”, the requirement (section 4) to Preserve its Title (section 1) will typically require changing the actual title.

9. TERMINATION

You may not copy, modify, sublicense, or distribute the Document except as expressly provided under this License. Any attempt otherwise to copy, modify, sublicense, or distribute it is void, and will automatically terminate your rights under this License.

However, if you cease all violation of this License, then your license from a particular copyright holder is reinstated (a) provisionally, unless and until the copyright holder explicitly and finally terminates your license, and (b) permanently, if the copyright holder fails to notify you of the violation by some reasonable means prior to 60 days after the cessation.

Moreover, your license from a particular copyright holder is reinstated permanently if the copyright holder notifies you of the violation by some reasonable means, this is the first time you have received notice of violation of this License (for any work) from that copyright holder, and you cure the violation prior to 30 days after your receipt of the notice.

Termination of your rights under this section does not terminate the licenses of parties who have received copies or rights from you under this License. If your rights have been terminated and not permanently reinstated, receipt of a copy of some or all of the same material does not give you any rights to use it.

10. FUTURE REVISIONS OF THIS LICENSE

The Free Software Foundation may publish new, revised versions of the GNU Free Documentation License from time to time. Such new versions will be similar in spirit to the present version, but may differ in detail to address new problems or concerns. See <http://www.gnu.org/copyleft/>.

11. RELICENSING

“Massive Multiauthor Collaboration Site” (or “MMC Site”) means any World Wide Web server that publishes copyrightable works and also provides promi-

nent facilities for anybody to edit those works. A public wiki that anybody can edit is an example of such a server. A “Massive Multiauthor Collaboration” (or “MMC”) contained in the site means any set of copyrightable works thus published on the MMC site.

“CC-BY-SA” means the Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 license published by Creative Commons Corporation, a not-for-profit corporation with a principal place of business in San Francisco, California, as well as future copyleft versions of that license published by that same organization.

“Incorporate” means to publish or republish a Document, in whole or in part, as part of another Document.

An MMC is “eligible for relicensing” if it is licensed under this License, and if all works that were first published under this License somewhere other than this MMC, and subsequently incorporated in whole or in part into the MMC, (1) had no cover texts or invariant sections, and (2) were thus incorporated prior to November 1, 2008.

The operator of an MMC Site may republish an MMC contained in the site under CC-BY-SA on the same site at any time before August 1, 2009, provided the MMC is eligible for relicensing.

נספח ה'

נוסחאות

קבועים

מתח תרמי $V_T = 25.9 \text{ mV}$

כללי

מתח תרמי $V_T = 25.9 \text{ mV}$
חשוב מתח DC: $V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} A \sin(2\pi t/T) dt$
RMS של סינוס: $V_{rms} = \frac{A}{\sqrt{2}}$
הספק: $P = VI$
מטען: $q(t) = \int^t i(\tau) d\tau$
משוואה ריבועית $ax^2 + bx + c = 0$
פתרון $x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$

הדיודה

- משוואת הדיודה:
ממתח קדמי $i_D \simeq I_S e^{v_D/V_T}$
ממתח אחורי $i_D \simeq -I_S$
- מיישר חצי-גל:
מתח DC במוצא המיישר $V_{o(dc)} = \frac{A}{\pi}$
אדווה $V_r \equiv \max\{V_o(t)\} - \min\{V_o(t)\}$
 $\approx A(1 - e^{-\frac{T}{R_L C}}) \approx A \frac{T}{R_L C}$
חלק זמן טעינה $\frac{\Delta t}{T} \simeq \frac{1}{2\pi} \sqrt{2V_r/A}$
זרם ממוצע להטעין הקבל $I_C = \left(\pi \sqrt{\frac{2A}{V_r}} + 1\right) I_L$
זרם מרבי בדיודה $I_{D(max)} = \left(2\pi \sqrt{\frac{2A}{V_r}} + 1\right) I_L$
- מיישר גשר:
מתח DC במוצא המיישר $V_{o(dc)} = \frac{2A}{\pi}$

$$V_r \simeq \frac{1}{2} A \frac{T}{R_L C} \dots\dots\dots \text{אדווה}$$

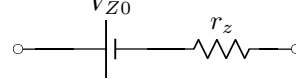
$$\frac{2\Delta t}{T} \simeq \frac{1}{\pi} \sqrt{2V_r/A} \dots\dots\dots \text{חלק זמן טעינה}$$

$$I_C = \left(\pi \sqrt{\frac{A}{2V_r}} + 1 \right) I_L \dots\dots\dots \text{זרם ממוצע להטעין הקבל}$$

$$I_{D(\max)} = \left(2\pi \sqrt{\frac{A}{2V_r}} + 1 \right) I_L \dots\dots\dots \text{זרם מרבי בדיודה}$$

• **דיודת זנר:**

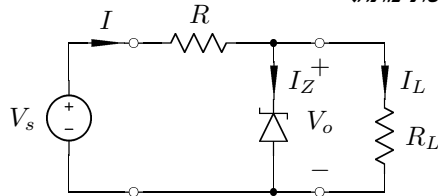
..... מודל דיודת זנר בפריצה V_{Z0}



$$V_{Z0} = V_Z - I_Z T r_z \dots\dots\dots \text{פרמטר } V_{Z0}$$

• **וסת מתח:**

$$\text{Line reg} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} = \frac{r_z}{R+r_z} \dots \text{ייצוב מתח}$$



$$\text{Load reg} \equiv \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = -(r_z \parallel R) \dots\dots\dots \text{ייצוב עומס}$$

$$R_{\max} = \frac{V_{S(\min)} - V_{Z0} - I_{Z(\min)} r_z}{I_{Z(\min)} + I_{L(\max)}} \dots\dots\dots \text{נגד מרבי}$$

MOSFET

• **פרמטרים:**

$$V_t \dots\dots\dots \text{מתח הסף}$$

$$k'_n \dots\dots\dots \text{פרמטר המוליכות}$$

• **אזורי הפעולה של ה-NMOS:**

$$0 \leq v_{GS} < V_t, \quad 0 \leq v_{GD} < V_t \dots\dots\dots \text{קיטעון}$$

$$V_t \leq v_{GD} < v_{GS} \dots\dots\dots \text{טריודה}$$

$$v_{GD} \leq V_t \leq v_{GS} \dots\dots\dots \text{צביטה}$$

• **אזורי הפעולה של ה-PMOS:**

$$0 \geq v_{GS} > V_t, \quad 0 \geq v_{GD} > V_t \dots\dots\dots \text{קיטעון}$$

$$V_t \geq v_{GD} > v_{GS} \dots\dots\dots \text{טריודה}$$

$$v_{GD} \geq V_t \geq v_{GS} \dots\dots\dots \text{צביטה}$$

• **אופיינים:**

$$i_D = 0 \dots\dots\dots \text{קיטעון}$$

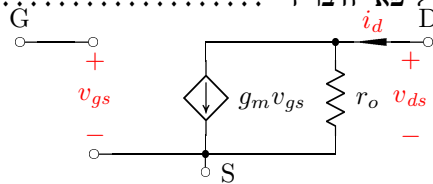
$$i_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \dots\dots\dots \text{טריודה}$$

$$i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \dots\dots\dots \text{צביטה}$$

צביטה/טריודה עם אפגון תעלה יש להכפיל ב $(1 + \lambda v_{DS})$
האופיינים זהים עבור PMOS, אלא יש להחליף k'_n ב k'_p .

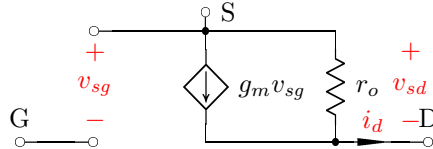
• מודל אות קטן של NMOS:

$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$ מוליכות מעבר
 $r_\pi \rightarrow \infty$ התנגדות מבוא בבסיס
 $r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$ התנגדות מוצא
 מודל פאיי-היברידי



• מודל אות קטן של PMOS:

$g_m = k'_p \frac{W}{L} (V_t - V_{SG})$ מוליכות מעבר
 מודל פאיי-היברידי



טרנזיסטור ביפולרי

• מודל כללי של npn במצב פעיל:

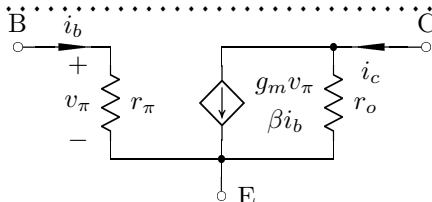
$\beta = \frac{i_C}{i_B}, \quad \alpha = \frac{i_C}{i_E}$ פרמטרים
 $i_C = \beta i_B = I_S e^{v_{BE}/V_T}$ זרם קולט
 $i_C = \beta i_B \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right)$ זרם קולט עם מתח ארלי

• מודל כללי של pnp:

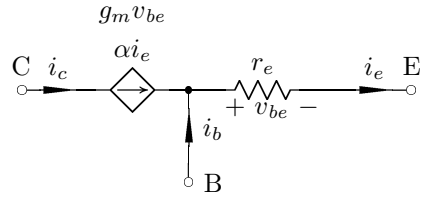
אותן נוסחאות אלא מחליפים $v_{BE} \rightarrow v_{EB}, v_{CE} \rightarrow v_{EC}$

• מודל אות קטן npn:

$g_m = \frac{I_C}{V_T}$ מוליכות מעבר
 $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$ התנגדות מבוא בבסיס
 $r_o = \frac{V_A}{I_C}$ התנגדות מוצא
 $r_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{V_T}{I_E}$ התנגדות הפולט
 מודל פאיי-היברידי

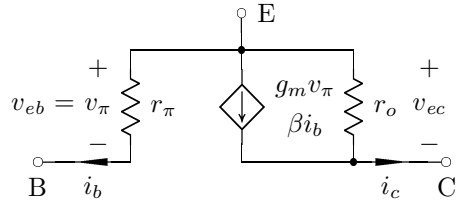


..... מודל T



• מודל אות קטן pnp:

..... מודל פאיהיברידי



• מקדם מחלק מתח:

מתח בסיס $V_B \approx \frac{R_2 \parallel \beta R_E}{R_1 + R_2 \parallel \beta R_E} V_{CC}$

כאשר $\beta R_E \gg R_2$ $V_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$

טת"ש צומתי

• פרמטרים:

מתח צביטה V_p

זרם רוויה I_{DSS}

• אזורי פעולה של JFET בעל תעלה מסוג n:

קיטעון $v_{GS} \leq V_p, v_{GD} \leq V_p$

טריודה $V_p < v_{GD} < v_{GS} \leq 0$

צביטה $v_{GD} \leq V_p < v_{GS} \leq 0$

• אופיינים של JFET בעל תעלה מסוג n:

קיטעון $i_D = 0$

טריודה $i_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right) \frac{v_{DS}}{-V_p} - \left(\frac{v_{DS}}{V_p} \right)^2 \right]$

צביטה $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2$

צביטה עם תופעת ארלי $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2 \left(1 + \frac{v_{DS}}{V_A} \right)$

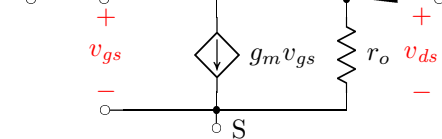
• מודל אות קטן של JFET בעל תעלה מסוג n:

מוליכות מעבר $g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]$

התנגדות מבוא בבסיס $r_{\pi} \rightarrow \infty$

התנגדות מוצא $r_o = \frac{V_A}{I_D}$

מודל פיהיברידי



מגבר שרת

- כללי:
 $v_o = A_{OL}(v^+ - v^-)$ מוצא חוג פתוח
 $v^+ = v^-$, $i^- = i^+ = 0$ חוקי זהב (אידאלי)
- תצורות:
 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i}$, $R_{in} = \infty$ מגבר לא מהפך
 $A_v = -\frac{R_f}{R_i}$, $R_{in} = R_i$ מגבר מהפך
 $v_o(t) = v_o(t_0) - \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_i(t) dt$ סוכם
 $v_o(t) = RC \frac{d}{dt} v_i(t)$ גוזר

מגבר הפרש

- הגדרות והמרות:
 $v_d = v_1 - v_2$ אות הפרש
 $v_c = \frac{1}{2}(v_1 + v_2)$ אות משותף
 $v_1 = v_c + \frac{v_d}{2}$ מוצא 1
 $v_2 = v_c - \frac{v_d}{2}$ מוצא 2
 $A_{dm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}}$ הגבר אות הפרש
 $A_{cm} \equiv \frac{v_{oc}}{v_{ic}}$ הגבר אות משותף
 $CMRR \equiv \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ CMRR
- התצורה הקלאסית:
 $I_{c1} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$ אות גדול
 $I_{c2} = \frac{\alpha I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)}$ אות קטן
 $A_{dm} = -g_m R_C$ הגבר אות הפרש
 $A_{cm} = \frac{A_{dm}}{1 + 2g_m R_{EE}(1 + 1/\beta)}$ הגבר אות משותף
 $R_{id} \equiv \frac{v_{id}}{i_b} = 2r_\pi$ התנגדות מבוא הפרש
 $R_{ic} \equiv \frac{v_{ic}}{i_b} = r_\pi + (\beta + 1)(2R_{EE})$ התנגדות מבוא משותף

מקור זרם ועומס פעיל

• תצורות:

$$I_o = \frac{1}{1 + 2/\beta} I_{ref}, \quad R_o = r_o \dots \dots \dots \text{משקף פשוט}$$

$$I_o = \frac{1}{1 + 2/\beta^2} I_{ref}, \quad R_o = r_o \dots \dots \dots \text{עם קיזוז זרם}$$

$$I_o \approx I_{ref}, \quad R_o \approx \frac{1}{2} \beta r_o \dots \dots \dots \text{משקף וילסון}$$

תכונות מגבר שרת

• פרמטרים:

$$V_{os} \equiv v^- - v^+ \dots \dots \dots \text{מתח היסט}$$

$$I_B = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \dots \dots \dots \text{זרם קידום ממוצע}$$

$$I_{os} \equiv |I_B^+ - I_B^-| \dots \dots \dots \text{זרם היסט}$$

• פיצוי:

$$R_{comp} = R_f \parallel R_i \dots \dots \dots \text{נגד פיצוי זרם}$$

• תכונות AC:

$$f_{-3dB} = \frac{GBW}{A_{cl}} \dots \dots \dots \text{מכפלת הגבר רוחב-פס}$$

$$f_{1\%} = \frac{1}{7} f_{-3dB}, \quad f_{10\%} = \frac{1}{2} f_{-3dB} \dots \dots \dots \text{נפילות הגבר של 1% ו-10\%}$$

מסננים פעילים

כלי ניתוח:

$$T(s) \equiv \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \dots \dots \dots \text{פונקציית תמסורת}$$

$$H(\omega) \equiv T(j\omega) \dots \dots \dots \text{תגובת תדר}$$

$$A(\omega) = |H(\omega)| \dots \dots \dots \text{תגובת אמפליטודה}$$

$$\phi(\omega) = \angle H(\omega) = \arctan \frac{\Im H(\omega)}{\Re H(\omega)} \dots \dots \dots \text{תגובת מופע}$$

• התמרת לפלס

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{d^n}{dt^n} [\cdot] \right\} = s^n \dots \dots \dots \text{נגזרת}$$

$$\mathcal{L} \left\{ \int \dots \int [\cdot] dt_1 \dots dt_n \right\} = 1/s^n \dots \dots \dots \text{אינטגרל}$$

$$\mathcal{L} \{v(t)\} = V(s) \dots \dots \dots \text{מתח}$$

$$\mathcal{L} \{i(t)\} = I(s) \dots \dots \dots \text{זרם}$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} \dots \dots \dots \text{עכבת קבל}$$

– עכבת סליל $Z_L = sL$

מסנן מעביר פס:

• רוחב פס $\Delta f = f_h - f_l$

• גורם טיב $Q = \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{\omega_c}{\Delta \omega}$

• תדר גבולי (תהודה) $f_o = f_c = \sqrt{f_h f_l}$

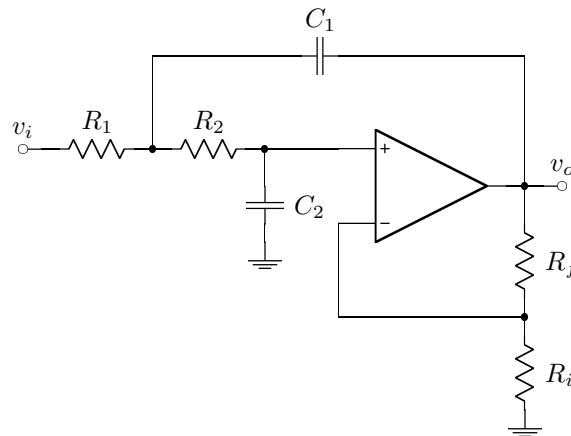
מעביר נמוכים סביל מסדר ראשון:

• פונקציית תמסורת $T(s) = \frac{1}{sRC + 1}$

• תדר קיטעון $\omega_{-3dB} = \omega_o = \frac{1}{RC}$

מעביר נמוכים סדר שני:

• סכמה



• תמסורת $T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{A_o}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

• תבנית $T(s) = \frac{A_o \omega_o^2}{s^2 + \alpha \omega_o s + \omega_o^2}$

– ההגבר של המגבר הלא מהפך $A_o = 1 + \frac{R_f}{R_i}$

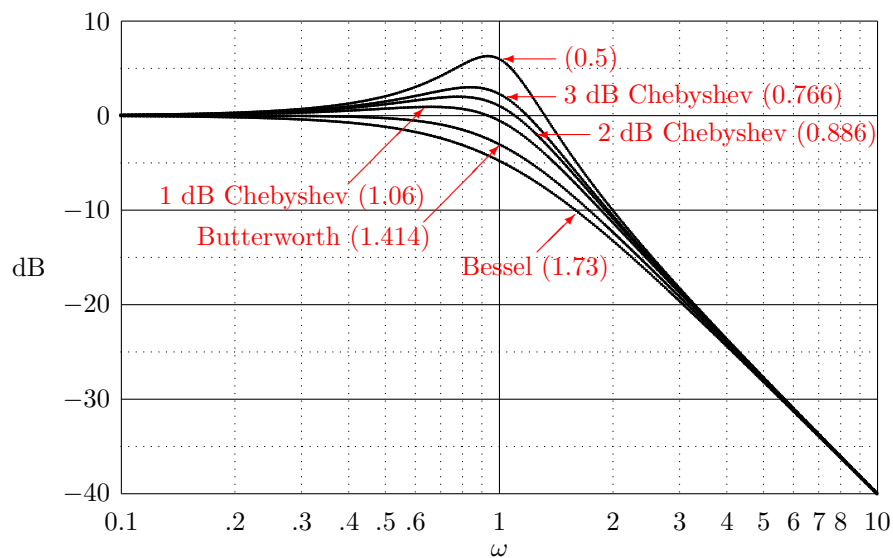
– התדר הגבולי $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

– מקדם הריסון $\alpha = \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_o)}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

• טבלת פרמטרים עבור מסננים נפוצים:

k_{1p}	damping(α)	סוג מסנן
0.785	1.732	Bessel
1	1.414	Butterworth
1.238	1.054	1 dB Chebyshev
1.333	0.886	2 dB Chebyshev
1.390	0.766	3 dB Chebyshev

• תגובת אמפליטודה



:Sallen-Key

• הגבר אחיד $R_f = 0, R_i = \infty$

$$C_2 = \frac{\alpha^2}{4} C_1$$

$$R_1 = R_2 = R = \frac{1}{\omega_o \sqrt{C_1 C_2}}$$

• רכיבים שווים

– הנגדים $R_1 = R_2 = R$

– הקבלים $C_1 = C_2 = C$

– תדר גבולי $\omega_o = \frac{1}{RC}$

– מקדם ריסון $\alpha = 3 - A_o$

פיצוי תדר:

• פיצוי תדר $f_{-3dB} = k_{1p} f_o$

בורה

תבנית פונקציית תמסורת: $T(s) = A_o s^{m_1-n_1} \frac{(1+s/z_1)(1+s/z_2)\cdots(1+s/z_{m-m_1})}{(1+s/p_1)(1+s/p_2)\cdots(1+s/p_{n-n_1})}$

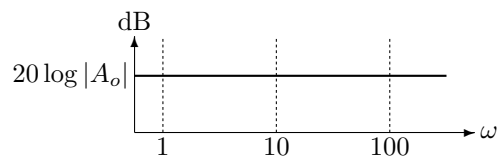
תבנית תגובת תדר: $T(j\omega) = A_o \cdot (j\omega)^{m_1-n_1} \cdot \frac{(1+j\omega/z_1)(1+j\omega/z_2)\cdots(1+j\omega/z_{m-m_1})}{(1+j\omega/p_1)(1+j\omega/p_2)\cdots(1+j\omega/p_{n-n_1})}$

תבנית תגובת אמפליטודה: $A(\omega) =$

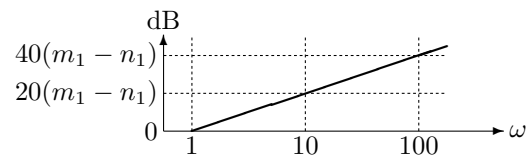
$$|A_o| \cdot \omega^{m_1-n_1} \frac{\sqrt{1+(\omega/z_1)^2} \sqrt{1+(\omega/z_2)^2} \cdots \sqrt{1+(\omega/z_m)^2}}{\sqrt{1+(\omega/p_1)^2} \sqrt{1+(\omega/p_2)^2} \cdots \sqrt{1+(\omega/p_n)^2}}$$

מרכיבים של תגובת אמפליטודה:

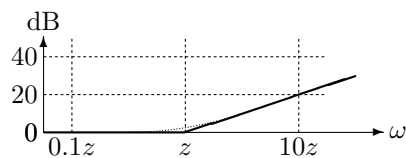
A_o •



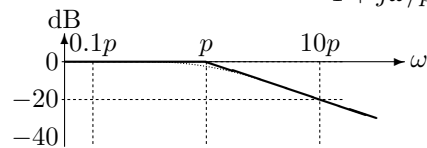
$s^{m_1-n_1}$ •



$1 + j\omega/z$ •

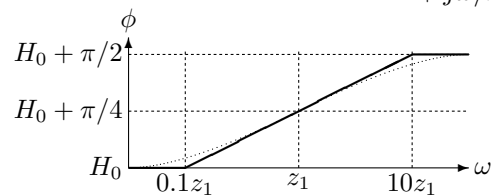


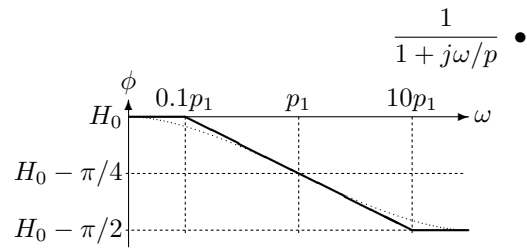
$\frac{1}{1 + j\omega/p}$ •



מרכיבים של תגובת מופע:

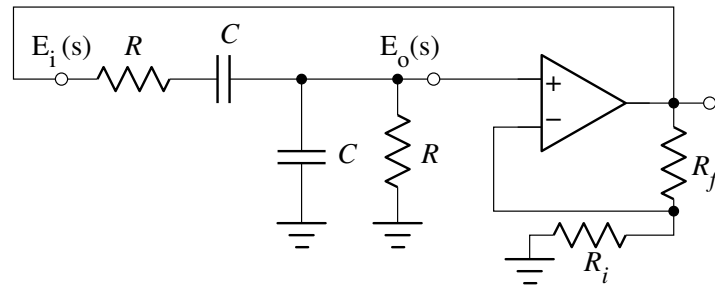
$1 + j\omega/z$ •





מתנדים

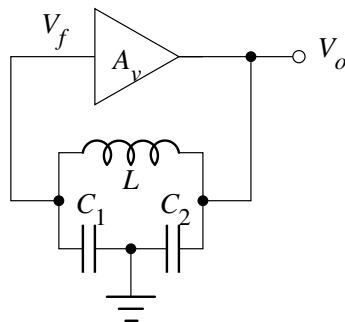
מתנד גשר-וויין:



• פונקציית תמסורת של המסנן $B(s) = \frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{s/(RC)}{s^2 + 3s/(RC) + 1/(RC)^2} \dots$

• תדר תהודה $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

מתנד קולפיץ:



• תדר תהודה $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$

• קיבול אפקטיבי $C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$