

UNIVERZA V LJUBLJANI
FAKULTETA ZA ELEKTROTEHNIKO

Niko BASARIČ

**ANALOGNA ELEKTRONSKA
VEZJA**

Ljubljana, 1996

KAZALO

1. KARAKTERIZACIJA LINEARNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ

1.1 Karakterizacija dvovhodnih vezij	1
1.1.1 Admitančni parametri	1
1.1.2 Impedančni parametri	7
1.1.3 Hibridni parametri	14
1.1.4 Verižni parametri A	17
1.1.5 Povezave med posameznimi vrstami parametrov	20
1.2 Karakterizacija tropolov, nedoločena admitančna matrika	24
1.2.1 Admitančni parametri različnih orientacij tropola	26
1.3 Karakterizacija večvhodnih vezij	30
1.3.1 Admitančna matrika večvhodnih vezij	33
1.3.2 Nedoločena admitančna matrika večvhodnih vezij	35
1.3.3 Nedoločena admitančna matrika $[Y_N]$ večvhodnih vezij, ki vsebujejo le dvopolne admitance	38

2. ANALIZA LINEARNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ Z UPORABO TEORIJE DVOVHODNIH VEZIJ

2.1 Združevanje dvovhodnih vezij	40
2.1.1 Vzoredna združitev dvovhodnih vezij	42
2.1.2 Zaporedna združitev dvovhodnih vezij	46
2.1.3 Verižna združitev dvovhodnih vezij	49
2.2 Vhodne in prevajalne funkcije zaključenega dvovhodnega vezja	52
2.2.1 Napetostno in tokovno ojačenje, vhodna in izhodna admitanca, ojačenje moči	52

3. KARAKTERISTIČNE LASTNOSTI DVOVHODNIH VEZIJ IN TROPOLOV	
3.1 Recipročnost	66
3.2 Aktivnost	68
3.3 Potencialna nestabilnost, absolutna stabilnost	74
3.4 Optimizacija koristnega ojačenja moči in konjugirano kompleksne zaključitve	80
4. SISTEMATIČNA ANALIZA LINEARNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ	
4.1 Vzporedna združitev večvhodnih vezij z enakim številom vhodov	84
4.2 Vzporedna združitev večvhodnih vezij z različnim številom vhodov	86
4.3 Redukcija "n+1" polnega vezja v "n" polno vezje	91
4.4 Vozliščna metoda	103
4.4.1 Metoda kofaktorjev	105
4.5 Vozliščna analiza vezij, ki vsebujejo napetostno krmiljene napetostne vire	109
4.6 Zančna metoda	119

5. OSNOVNE KONFIGURACIJE LINEARNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ PRI SREDNJIH FREKVENCAH	
5.1 Lastnosti različnih orientacij unipolarnih transistorjev	124
5.1.1 Orientacija s skupnim izvorom	124
5.1.2 Orientacija s skupnimi vrati	136
5.1.3 Orientacija s skupnim ponorom	138
5.2 Lastnosti različnih orientacij bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah	140
5.2.1 Orientacija s skupnim emitorjem	140
5.2.2 Orientacija s skupno bazo	142
5.2.3 Orientacija s skupnim kolektorjem	145
5.3 Kaskadne povezave osnovnih orientacij bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah	148
5.3.1 Skupni emitor-skupni emitor (SE - SE)	148
5.3.2 Skupni emitor-skupna baza (SE - SB) -kaskoda	152
5.3.3 Skupni kolektor-skupni kolektor (SK-SK)	
- Darlingtonovo vezje	155
5.3.4 Diferencialni ojačevalnik	158
6. NASTAVITEV IN STABILIZACIJA MIROVNE DELOVNE TOČKE PRI TROPOLIH	
6.1 Nastavitev mirovne delovne točke bipolarnega transistorja	162
6.2 Stabilizacija mirovne delovne točke pri bipolarnih transistorjih	170
6.3 Določitev in stabilizacija mirovne delovne točke pri unipolarnih transistorjih	177

6.4 Nastavitev in stabilizacija mirovne delovne točke pri mikroojačevalnikih	184
7. FREKVENČNE KARAKTERISTIKE OJAČEVALNIKOV	
7.1 Ojačenje kot funkcija kompleksne frekvence, diagram polov in ničel, Bodeov diagram	191
7.2 Admitančni model bipolarnih transistorjev	198
7.3 Admitančni model unipolarnih transistorjev	210
7.4 Hibridni π model bipolarnih transistorjev	215
7.4.1 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah	217
7.4.2 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri nizkih frekvencah	219
7.4.3 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri visokih frekvencah	223
7.5 Hibridni π model unipolarnih transistorjev	227
7.5.1 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah	228
7.5.2 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri visokih frekvencah	231
7.5.3 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri nizkih frekvencah	235
8. OJAČEVALNIKI S POVRATNO VEZAVO IN OSCILATORJI	
8.1 Osnovne vrste povratnih vezav	239
8.1.1 Napetostno krmiljena napetostna povratna vezava	239
8.1.2 Tokovno krmiljena tokovna povratna vezava	240
8.1.3 Tokovno krmiljena napetostna povratna vezava	242
8.1.4 Napetostno krmiljena tokovna povratna vezava	243

8.2 Frekvenčne karakteristike in stabilnost ojačevalnikov s povratno vezavo	247
8.2.1 Bodeov diagram ojačevalnikov s povratno vezavo	247
8.2.2 Nyquistov stavek o stabilnosti ojačevalnikov s povratno vezavo, amplitudna in fazna varnost v Nyquistovem in Bodeovem diagramu	253
8.2.3 Relativna občutljivost spremembe ojačitve A_U^P na relativno spremembo ojačitve A_U	270
8.3 Oscilatorji	273
LITERATURA	283
STVARNO KAZALO	284

Uvod

Učbenik vsebuje snov predavanj in vaj, ki jo študenti višješolskega študija elektronike poslušajo pri predmetu Analogni elektronski vezji.

Pri obravnavi elektronskih vezij bomo predpostavili, da je amplituda vzbujevalnega signala tako majhna, da je zveza med tokovi in napetostmi linearna. Ob tej predpostavki lahko za analizo vezij uporabimo linearne metode, vse aktivne elemente, kot so na primer unipolarni in bipolarni transistorji, pa moremo nadomestiti z linearnimi modeli.

Ker temelji knjiga na reševanju konkretnih problemov, so v mnogih primerih izpuščena dolga matematična izvajanja enačb. Podane so le končne enačbe potrebne za reševanje nalog.

Knjiga je razdeljena na osem poglavij.

V prvem in drugem poglavju je podan opis in analiza linearnih elektronskih vezij z uporabo teorije dvovhodnih vezij. Poudarek je na računanju vhodnih in prevajalnih funkcij zaklučenega dvovhodnega vezja.

V tretjem poglavju so opisane karakteristične lastnosti dvovhodnih vezij in trollov.

Četrto poglavje je namenjeno sistematični analizi linearnih elektronskih vezij.

V petem poglavju najdemo osnovne orientacije unipolarnih in bipolarnih transistorjev ter njihove kaskadne povezave.

Šesto poglavje prikaže probleme v zvezi z nastavitvijo in stabilizacijo mirovne delovne točke unipolarnih in bipolarnih transistorjev ter mikroojačevalnikov.

Sedmo poglavje seznanja bralca z različnimi modeli transistorjev v širšem frekvenčnem območju.

Ojačevalniki s povratno vezavo in oscilatorji so opisani v osmem poglavju.

1. Karakterizacija linearnih elektronskih vezij

1.1 Karakterizacija dvovhodnih vezij

Splošno linearno četveropolno vezje lahko obravnavamo kot dvovhodno, če velja:

$$I_1 = I_1', \quad I_2 = I_2'.$$



Slika 1.1: Dvovhodno vezje

Dvovhodno vezje je okarakterizirano s štirimi spremenljivkami U_1 , U_2 , I_1 in I_2 , od katerih sta le dve neodvisni. Odvisno od tega, kateri spremenljivki izberemo za neodvisni, lahko dvovhodno vezje opišemo z admitančnimi, impedančnimi, hibridnimi ali verižnimi parametri.

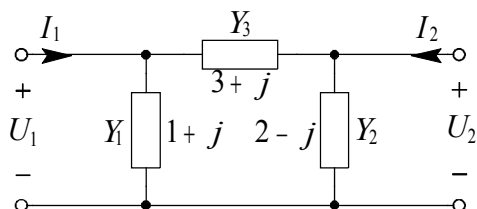
1.1.1 Admitančni parametri

Če sta neodvisni spremenljivki napetosti U_1 in U_2 , uporabimo admitančne parametre:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned}$$

Naloga 1.1

Za π dvovhodno vezje (slika 1.2) izračunajte admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$



Slika 1.2: π dvovhodno vezje

Iz definicije Y parametrov izračunamo:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = \frac{U_1(Y_1 + Y_3)}{U_1} = Y_1 + Y_3 = 1 + j + 3 + j = 4 + 2j,$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = \frac{U_2(Y_2 + Y_3)}{U_2} = Y_2 + Y_3 = 2 - j + 3 + j = 5,$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = \frac{-U_2 Y_3}{U_2} = -Y_3 = -3 - j,$$

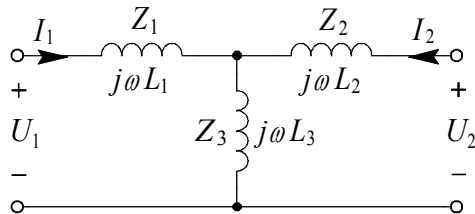
$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = \frac{-U_1 Y_3}{U_1} = -Y_3 = -3 - j.$$

Iz izračunanih admitančnih parametrov dobimo admitančno matriko:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 + 2j & -3 - j \\ -3 - j & 5 \end{bmatrix}.$$

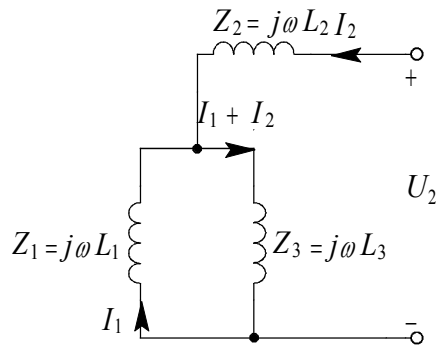
Naloga 1.2

Za T dvovhodno vezje (slika 1.3) izračunajte admitančno matriko $[Y]$



Slika 1.3: Induktivno T dvovhodno vezje

Z upoštevanjem pogojev za admitančne parametre dobimo v primeru $U_1 = 0$ sliko 1.4.



Slika 1.4: T dvovhodno vezje pri pogoju $U_1 = 0$

Za vezje na sliki 1.4 veljajo enačbe:

$$I_1 Z_1 = -(I_1 + I_2) Z_3 \Rightarrow I_2 = -\frac{I_1 (Z_1 + Z_3)}{Z_3},$$

$$U_2 = I_2 Z_2 + (I_1 + I_2) Z_3.$$

V enačbo za U_2 vstavimo izračunani I_2

$$\frac{-Z_2(Z_1 + Z_3)I_1}{Z_3} + I_1 Z_3 - \frac{Z_3(Z_1 + Z_3)I_1}{Z_3} = U_2$$

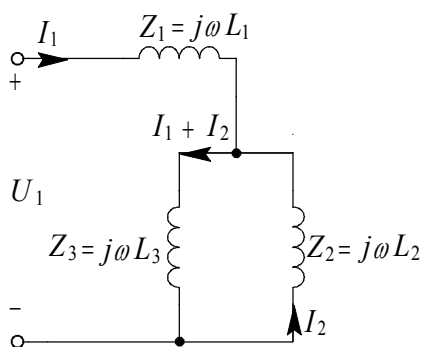
in dobimo

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{-Z_3}{Z_1 Z_3 + Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3} = \frac{-L_3}{j\omega(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)}$$

Iz slike 1.4 lahko neposredno izračunamo tudi parameter y_{22} :

$$\begin{aligned} y_{22} &= \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{I_2}{I_2 \left(Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3} \right)} = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3} = \\ &= \frac{L_1 + L_3}{j\omega(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)}. \end{aligned}$$

Pri kratkem stiku na izhodu, ko je $U_2 = 0$, dobimo vezje na sliki 1.5.



Slika 1.5: T dvovhodno vezje pri pogoju $U_2 = 0$

Enačbe za izračun admitančnih parametrov so:

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{I_1}{I_1 \left(Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \right)} =$$

$$= \frac{Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} = \frac{L_1 + L_3}{j\omega(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)},$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0},$$

$$I_2 Z_2 = -(I_1 + I_2) Z_3 \Rightarrow I_1 = -\frac{I_2 (Z_2 + Z_3)}{Z_3},$$

$$I_1 Z_1 - I_2 Z_2 = U_1,$$

$$U_1 = -\frac{I_2 Z_1 (Z_2 + Z_3)}{Z_3} - I_2 Z_2,$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{-Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} = \frac{-L_3}{j\omega(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)}.$$

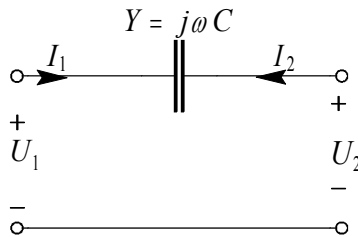
Celotna admitančna matrika:

$$[Y] = \frac{1}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3} \begin{bmatrix} Z_2 + Z_3 & -Z_3 \\ -Z_3 & Z_1 + Z_3 \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{j\omega(L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)} \begin{bmatrix} L_2 + L_3 & -L_3 \\ -L_3 & L_1 + L_3 \end{bmatrix}.$$

Naloga 1.3

Za vezje na sliki 1.6 izračunajte $[Y]$ matriko in ugotovite ali je možno določiti tudi $[Z]$ matriko:



Slika 1.6

Iz definicije admitančnih parametrov dobimo:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} = \frac{U_1 Y}{U_1} = Y = j\omega C,$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} = \frac{U_2 Y}{U_2} = Y = j\omega C,$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} = \frac{-U_2 Y}{U_2} = -Y = -j\omega C,$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} = \frac{-U_1 Y}{U_1} = -Y = -j\omega C,$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y & -Y \\ -Y & Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C \\ -j\omega C & j\omega C \end{bmatrix} = j\omega C \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Iz podane $[Y]$ matrike moremo izračunati $[Z]$ matriko s pomočjo enačbe:

$$[\mathbf{Z}] = \frac{1}{D_y} [\text{adj } \mathbf{Y}].$$

Ker velja za naš primer $D_y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21} = Y^2 - Y^2 = 0$, je matrika $[\mathbf{Y}]$ singularna in ne moremo poiskati njene inverzne vrednosti. Zato v tem primeru matrika $[\mathbf{Z}]$ ne obstaja.

1.1.2 Impedančni parametri

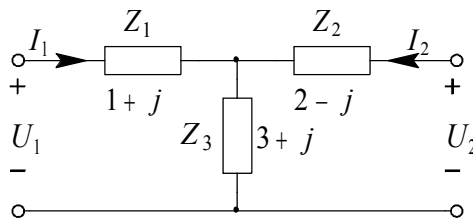
Neodvisni spremenljivki sta tokova I_1 in I_2 :

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2,$$

$$U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2.$$

Naloga 1.4

Izračunajte $[\mathbf{Z}]$ matriko za T dvovhodno vezje:



Slika 1.7 : T dvovhodno vezje

Z parametre izračunamo iz enačb:

$$z_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1(Z_1 + Z_3)}{I_1} = Z_1 + Z_3 = 1 + j + 3 + j = 4 + 2j,$$

$$z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{I_2(Z_2 + Z_3)}{I_2} = Z_2 + Z_3 = 2 - j + 3 + j = 5,$$

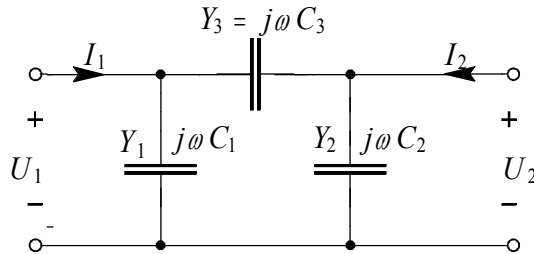
$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} = Z_3 = 3 + j, \quad z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = Z_3 = 3 + j.$$

Impedančna matrika:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 + 2j & 3 + j \\ 3 + j & 5 \end{bmatrix}.$$

Naloga 1.5

Za π dvovhodno vezje (slika 1.8) izračunajte $[Z]$ matriko:



Slika 1.8 : Kapacitivno π dvovhodno vezje

Impedančna parametra z_{11} in z_{22} izračunamo iz vezja na sliki 1.8:

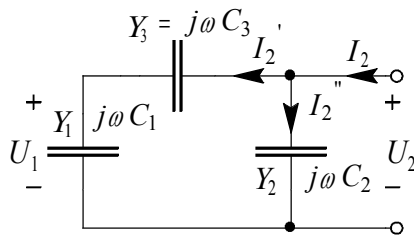
$$z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{U_1}{U_1 \left(Y_1 + \frac{Y_2 Y_3}{Y_2 + Y_3} \right)} = \frac{Y_2 + Y_3}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3},$$

$$z_{11} = \frac{C_2 + C_3}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)},$$

$$z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = \frac{U_2}{U_2 \left(Y_2 + \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3} \right)} = \frac{Y_1 + Y_3}{Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3},$$

$$z_{22} = \frac{C_1 + C_3}{j\omega(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)}.$$

Za izračun $z_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$ dobimo vezje na sliki 1.9.



Slika 1.9 : π dvovhodno vezje pri pogoju $I_1=0$

Tok I_2 je določen z enačbo:

$$I_2 = I_2' + I_2''.$$

Pri tem sta:

$$I_2' = U_2 \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3} \quad \text{in} \quad I_2'' = U_2 Y_2.$$

Tako smo tok I_2 izrazili z napetostjo U_2 :

$$I_2 = U_2 \left(Y_2 + \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3} \right) = \frac{U_2 (Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3)}{Y_1 + Y_3}.$$

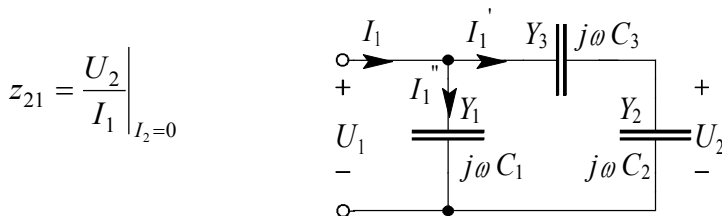
Ker potrebujemo za izračun z_{12} razmerje U_1 / I_2 , izrazimo napetost U_2 z napetostjo U_1 :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_1}{\frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3}} \Rightarrow U_2 = \frac{U_1 (Y_1 + Y_3)}{Y_3}.$$

Enačbo za napetost U_2 vstavimo v enačbo za tok I_2 in dobimo:

$$I_2 = \frac{U_1 (Y_1 + Y_3) \cdot (Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3)}{Y_3 (Y_1 + Y_3)},$$

$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} = \frac{Y_3}{Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3} = \frac{C_3}{j\omega (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}.$$



Slika 1.10 : π dvovhodno vezje pri pogoju $I_2 = 0$

Tok I_1 je podan z enačbo:

$$I_1 = I_1' + I_1'' = U_1 \left(Y_1 + \frac{Y_2 Y_3}{Y_2 + Y_3} \right) = \frac{U_1 (Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3)}{Y_2 + Y_3}.$$

Napetost U_1 izrazimo z napetostjo U_2 :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{Y_2}{\frac{Y_2 Y_3}{Y_2 + Y_3}} \Rightarrow U_1 = \frac{U_2 (Y_2 + Y_3)}{Y_3}$$

in vstavimo v enačbo za tok I_1 .

$$I_1 = \frac{U_2 (Y_2 + Y_3) (Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3)}{Y_3 (Y_2 + Y_3)}.$$

Transimpedanca z_{21} :

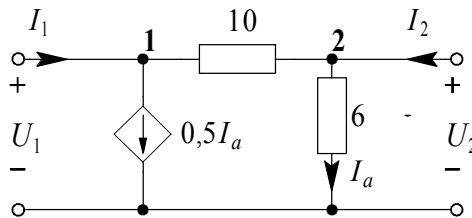
$$z_{21} = \frac{Y_3}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3} = \frac{C_3}{j\omega (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}.$$

Tako smo dobili $[\mathbf{Z}]$ matriko:

$$\begin{aligned} [\mathbf{Z}] &= \frac{1}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3} \begin{bmatrix} Y_2 + Y_3 & Y_3 \\ Y_3 & Y_1 + Y_3 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{j\omega (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)} \begin{bmatrix} C_2 + C_3 & C_3 \\ C_3 & C_1 + C_3 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Naloga 1.6

Za vezje na sliki 1.11 izračunajte \mathbf{Z} parametre:



Slika 1.11 : Dvovhodno vezje s krmiljenim generatorjem

Za primer, ko je: $I_2 = 0$ velja:

$$I_a = \frac{U_1}{10+6} = \frac{U_1}{16}.$$

Za vozlišče 1 dobimo:

$$I_1 = 0,5I_a + I_a = 1,5I_a = 1,5 \frac{U_1}{16},$$

$$z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{16}{1,5} = 10,67.$$

Za vozlišče 2 velja:

$$I_a = \frac{U_2}{6} = \frac{I_1}{1,5},$$

$$z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{6}{1,5} = 4.$$

Pri pogoju $I_1 = 0$ dobimo v vozlišču 2:

$$I_2 = I_a + 0,5 I_a = 1,5 I_a.$$

Iz znančne enačbe izračunamo napetost:

$$U_1 = U_2 - 0,5 \cdot 10 I_a = 6 I_a - 0,5 \cdot 10 I_a = I_a = \frac{I_2}{1,5}.$$

Iz izračunane napetosti U_1 določimo:

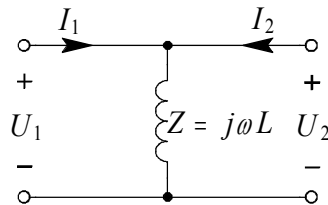
$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{1}{1,5} = 0,67.$$

Z upoštevanjem $I_2 = 1,5 I_a$ in $U_2 = 6I_a$ dobimo

$$z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{6I_a}{1,5I_a} = 4.$$

Naloga 1.7

Za vezje na sliki 1.12 določite $[Z]$ matriko in ugotovite ali je možno izračunati tudi $[Y]$ matriko:



Slika 1.12 : Dvovhodno vezje z eno induktivnostjo

Z parametre podajajo enačbe:

$$z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = Z = j\omega L, \quad z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = Z = j\omega L,$$

$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} = Z = j\omega L, \quad z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = Z = j\omega L.$$

Iskana $[Z]$ matrika je:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L & L \\ L & L \end{bmatrix}.$$

Admitančno matriko $[Y]$ izračunamo iz impedančne matrike $[Z]$ z enačbo:

$$[\mathbf{Y}] = \frac{1}{D_z} [\text{adj } \mathbf{Z}].$$

V našem primeru je $D_z = Z_1 Z_2 - Z_2 Z_1 = Z^2 - Z^2 = 0$. Iz tega sledi, da je impedančna matrika singularna in ne moremo izračunati admitančne matrike.

Iz izračunanih primerov lepo vidimo, da admitančno matriko enostavno izračunamo, če so elementi vezani paralelno. V primerih, ko so elementi vezani serijsko, je mnogo enostavnejši izračun impedančne matrike.

1.1.3 Hibridni parametri

Če sta neodvisni spremenljivki tok I_1 in napetost U_2 izračunamo odvisni spremenljivki U_1 in I_2 z enačbama:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{aligned}$$

Parametre h_{11} , h_{12} , h_{21} in h_{22} imenujemo hibridne ali h parametre.

Pri tem so:

- h_{11} vhodna impedanca pri kratkosklenjenem izhodu,
- h_{12} napetostna ojačitev iz izhoda na vhod pri odprtem vhodu,
- h_{21} tokovna ojačitev pri kratkosklenjenem izhodu,
- h_{22} izhodna admitanca pri odprtem vhodu.

Inverzne hibridne parametre k dobimo iz enačb:

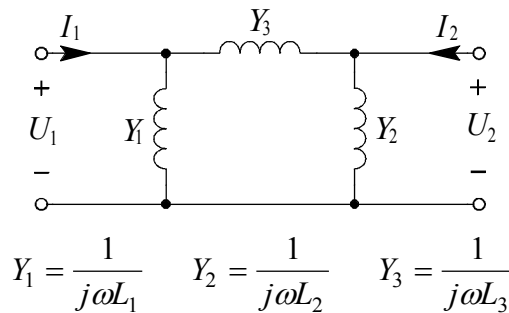
$$\begin{aligned} I_1 &= k_{11}U_1 + k_{12}I_2, \\ U_2 &= k_{21}U_1 + k_{22}I_2. \end{aligned}$$

V tem primeru sta neodvisni spremenljivki napetost U_1 in tok I_2 .

Ker uporabljamo simbol g_{ik} za označevanje realnega dela elementov y_{ik} v admitančni matriki, smo označili inverzne hibridne parametre s črko k . V literaturi označujejo inverzne hibridne parametre s simbolom g .

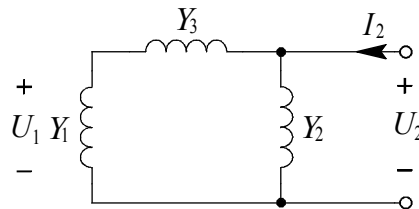
Naloga 1.8

Za π dvovhodno vezje izračunajte hibridne parametre h :



Slika 1.13 : Induktivno Π dvovhodno vezje

Parametra h_{22} in h_{12} izračunamo iz pogoja $I_1 = 0$ (slika 1.14).

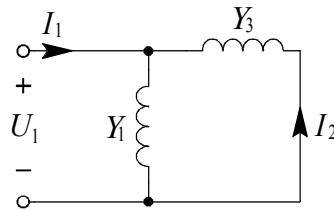


Slika 1.14 : Induktivno Π dvovhodno vezje pri pogoju $I_1 = 0$

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3} = \frac{Y_3}{Y_1 + Y_3} = \frac{L_1}{L_1 + L_3},$$

$$\begin{aligned}
 h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1=0} &= \frac{U_2 \left(Y_2 + \frac{Y_1 Y_3}{Y_1 + Y_3} \right)}{U_2} = \frac{Y_1 Y_3 + Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3}{Y_1 + Y_3} = \\
 &= \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{L_1 + L_3} + \frac{1}{L_2} \right).
 \end{aligned}$$

Pri parametrih h_{11} in h_{21} pa upoštevamo pogoj $U_2 = 0$:



Slika 1.15 : Induktivno π dvovhodno vezje pri pogoju $U_2 = 0$

Iz slike 1.15 dobimo enačbe:

$$\frac{I_1}{U_1} = Y_1 + Y_3,$$

$$U_1 = -\frac{I_2}{Y_3},$$

$$\frac{I_1}{-\frac{I_2}{Y_3}} = Y_1 + Y_3,$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = -\frac{Y_3}{Y_1 + Y_3} = -\frac{L_1}{L_1 + L_3},$$

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = \frac{U_1}{U_1(Y_1 + Y_3)} = \frac{1}{Y_1 + Y_3} = \frac{j\omega L_1 L_3}{L_1 + L_3}.$$

1.1.4 Verižni parametri A

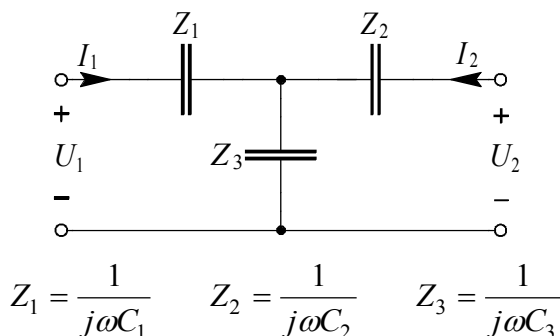
Verižni parametri se uporabljajo pri analizi verižne (kaskadne) povezave dvovhodnih vezij. Neodvisni spremenljivki sta napetost U_2 in tok I_2 .

$$U_1 = a_{11}U_2 - a_{12}I_2,$$

$$I_1 = a_{21}U_2 - a_{22}I_2.$$

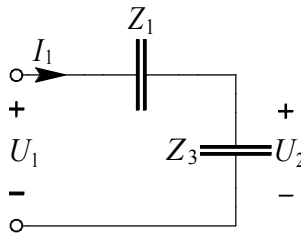
Naloga 1.9

Za kapacitivno T dvovhodno vezje izračunajte verižne parametre A



Slika 1.16 : Kapacitivno T dvovhodno vezje

a_{11} in a_{21} izračunamo pri pogoju $I_2 = 0$, ki ga prikazuje slika 1.17.

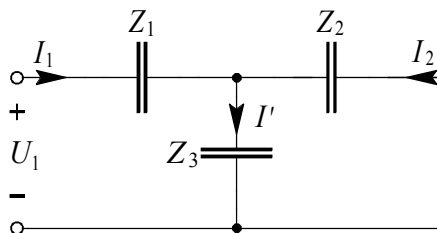


Slika 1.17 : Kapacitivno T dvovhodno vezje pri pogoju $I_2 = 0$

$$a_{11} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_3} = \frac{C_1 + C_3}{C_1},$$

$$a_{21} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = \frac{\frac{U_1}{Z_1 + Z_3}}{\frac{U_1 Z_3}{Z_1 + Z_3}} = \frac{1}{Z_3} = j\omega C_3.$$

Za izračun parametrov a_{12} in a_{22} upoštevamo pogoj $U_2 = 0$, ki ga prikazuje slika 1.18.



Slika 1.18 : Kapacitivno T dvovhodno vezje pri pogoju $U_2 = 0$

Iz slike 1.18 dobimo enačbe:

$$I_1 + I_2 = I',$$

$$I' Z_3 = -I_2 Z_2,$$

$$(I_1 + I_2) Z_3 = -I_2 Z_2 \quad \Rightarrow \quad I_1 = -\frac{(Z_2 + Z_3) I_2}{Z_3},$$

$$\frac{U_1}{I_1} = Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3},$$

$$\frac{U_1}{-I_2 \frac{(Z_2 + Z_3)}{Z_3}} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3},$$

$$a_{12} = -\frac{U_1}{I_2} \Big|_{U_2=0} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_3} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{j\omega C_1 C_2},$$

$$a_{22} = -\frac{I_1}{I_2} \Big|_{U_2=0} = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} = \frac{\frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3}}{\frac{1}{j\omega C_3}} = \frac{C_2 + C_3}{C_2}.$$

1.1.5 Povezave med posameznimi vrstami parametrov

Naloga 1.10

Določite verižno matriko $[A]$ iz admitančne matrike $[Y]$.

Verižne parametre izračunamo iz osnovne definicije:

$$a_{11} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0}, \quad a_{12} = - \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{U_2=0},$$

$$a_{21} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0}, \quad a_{22} = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{U_2=0}.$$

Ker je podana admitančna matrika $[Y]$, izračunamo A parametre s pomočjo podanih enačb za admitančne parametre:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned}$$

V admitančnih enačbah postavimo enkrat $I_2=0$:

$$0 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \Rightarrow a_{11} = \frac{U_1}{U_2} = -\frac{y_{22}}{y_{21}},$$

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \Rightarrow a_{21} = \frac{I_1}{U_2} = y_{11} \frac{U_1}{U_2} + y_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{21}},$$

drugič pa $U_2=0$:

$$I_1 = y_{11}U_1,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 \quad \Rightarrow \quad a_{12} = -\frac{U_1}{I_2} = -\frac{1}{y_{21}},$$

$$a_{22} = -\frac{I_1}{I_2} = -\frac{y_{11}}{y_{21}}.$$

Naloga 1.11

Iz podanih Z parametrov določite admitančne parametre Y .

Ker so podani Z parametri, uporabimo enačbi:

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2,$$

$$U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2.$$

Če upoštevamo v impedančnih enačbah pogoj za admitančne parametre $U_2 = 0$, imamo enačbe:

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2,$$

$$0 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2.$$

Iz druge enačbe izračunamo I_1 in I_2 :

$$I_2 = -\frac{z_{21}}{z_{22}}I_1, \quad I_1 = -\frac{z_{22}}{z_{21}}I_2,$$

ju vstavimo v prvo enačbo in dobimo:

$$U_1 = z_{11}I_1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22}}I_1 = \frac{D_z}{z_{22}}I_1,$$

$$U_1 = -\frac{z_{11}z_{22}}{z_{21}}I_2 + z_{21}I_2 = \frac{-z_{11}z_{22} + z_{12}z_{21}}{z_{21}}I_2 = -\frac{D_z}{z_{21}}I_2.$$

Iz obeh enačb izračunamo:

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{z_{22}}{D_z}, \quad y_{21} = \frac{I_2}{U_1} = -\frac{z_{21}}{D_z}.$$

Pri pogoju $U_1 = 0$ izhajamo iz enačb:

$$0 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2,$$

$$U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2,$$

iz katerih izračunamo:

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} = -\frac{z_{12}}{D_z}, \quad y_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{z_{11}}{D_z}.$$

Zveze med matrikami $[Y]$, $[Z]$, $[H]$, $[K]$, $[A]$ in njihovimi determinantami so podane v tabelah 1.1 in 1.2.

Tabela 1.1 Povezave med determinantami

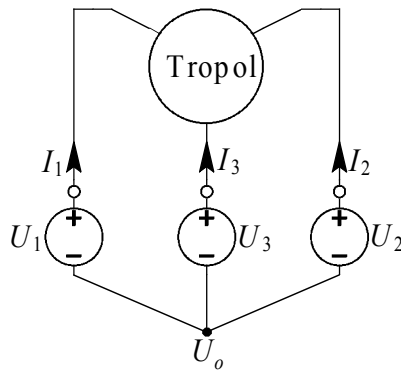
	Z	Y	H	K	A
D_z		$\frac{1}{D_y}$	$\frac{h_{11}}{h_{22}}$	$\frac{k_{22}}{k_{11}}$	$\frac{a_{12}}{a_{21}}$
D_y	$\frac{1}{D_z}$		$\frac{h_{22}}{h_{11}}$	$\frac{k_{11}}{k_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{12}}$
D_h	$\frac{z_{11}}{z_{22}}$	$\frac{y_{22}}{y_{11}}$		$\frac{1}{D_k}$	$\frac{a_{11}}{a_{22}}$
D_k	$\frac{z_{22}}{z_{11}}$	$\frac{y_{11}}{y_{22}}$	$\frac{1}{D_h}$		$\frac{a_{22}}{a_{11}}$
D_a	$\frac{z_{12}}{z_{21}}$	$\frac{y_{12}}{y_{21}}$	$-\frac{h_{12}}{h_{21}}$	$-\frac{k_{12}}{k_{21}}$	

Tabela 1.2 Povezave med matrikami

	Z	Y	H	K	A
Z		$\frac{y_{22}}{D_y} \quad -\frac{y_{12}}{D_y}$ $-\frac{y_{21}}{D_y} \quad \frac{y_{11}}{D_y}$	$\frac{D_h}{h_{22}} \quad \frac{h_{12}}{h_{22}}$ $-\frac{h_{21}}{h_{22}} \quad \frac{1}{h_{22}}$	$\frac{1}{k_{11}} \quad -\frac{k_{12}}{k_{11}}$ $\frac{k_{21}}{k_{11}} \quad \frac{D_k}{k_{11}}$	$\frac{a_{11}}{a_{21}} \quad \frac{D_a}{a_{21}}$ $\frac{1}{a_{21}} \quad \frac{a_{22}}{a_{21}}$
Y	$\frac{z_{22}}{D_z} \quad -\frac{z_{12}}{D_z}$ $-\frac{z_{21}}{D_z} \quad \frac{z_{11}}{D_z}$		$\frac{1}{h_{11}} \quad -\frac{h_{12}}{h_{11}}$ $\frac{h_{21}}{h_{11}} \quad \frac{D_h}{h_{11}}$	$\frac{D_k}{k_{22}} \quad \frac{k_{12}}{k_{22}}$ $-\frac{k_{21}}{k_{22}} \quad \frac{1}{k_{22}}$	$\frac{a_{22}}{a_{12}} \quad -\frac{D_a}{a_{12}}$ $\frac{1}{a_{12}} \quad \frac{a_{11}}{a_{12}}$
H	$\frac{D_z}{z_{22}} \quad \frac{z_{12}}{z_{22}}$ $-\frac{z_{21}}{z_{22}} \quad \frac{1}{z_{22}}$	$\frac{1}{y_{11}} \quad -\frac{y_{12}}{y_{11}}$ $\frac{y_{21}}{y_{11}} \quad \frac{D_y}{y_{11}}$		$\frac{k_{22}}{D_k} \quad -\frac{k_{12}}{D_k}$ $-\frac{k_{21}}{D_k} \quad \frac{k_{11}}{D_k}$	$\frac{a_{12}}{a_{22}} \quad \frac{D_a}{a_{22}}$ $-\frac{1}{a_{22}} \quad \frac{a_{21}}{a_{22}}$
K	$\frac{1}{z_{11}} \quad -\frac{z_{12}}{z_{11}}$ $\frac{z_{21}}{z_{11}} \quad \frac{D_z}{z_{11}}$	$\frac{D_y}{y_{22}} \quad \frac{y_{12}}{y_{22}}$ $-\frac{y_{21}}{y_{22}} \quad \frac{1}{y_{22}}$	$\frac{h_{22}}{D_h} \quad -\frac{h_{12}}{D_h}$ $\frac{h_{21}}{D_h} \quad \frac{h_{11}}{D_h}$		$\frac{a_{21}}{a_{11}} \quad -\frac{D_a}{a_{11}}$ $\frac{1}{a_{11}} \quad \frac{a_{12}}{a_{11}}$
A	$\frac{z_{11}}{z_{21}} \quad \frac{D_z}{z_{21}}$ $\frac{z_{21}}{z_{21}} \quad \frac{z_{22}}{z_{21}}$	$\frac{y_{22}}{y_{21}} \quad -\frac{1}{y_{21}}$ $\frac{D_y}{y_{21}} \quad -\frac{y_{11}}{y_{21}}$	$\frac{D_h}{h_{21}} \quad -\frac{h_{12}}{h_{21}}$ $\frac{h_{22}}{h_{21}} \quad -\frac{1}{h_{21}}$	$\frac{1}{k_{21}} \quad \frac{k_{22}}{k_{21}}$ $\frac{k_{11}}{k_{21}} \quad \frac{D_k}{k_{21}}$	

1.2 Karakterizacija tropolov, nedoločena admitančna matrika

V elektronskih vezjih srečujemo mnogo elementov, ki imajo dostopne tri priključne sponke. Tudi večina dvovhodnih vezij ima eno sponko skupno vходу in izhodu, tako da jih lahko obravnavamo kot tropole. Za tropol na sliki 1.19,



Slika 1.19 : Tropol

ki ga opazujemo iz neke "nedoločene" referenčne sponke s poljubnim potencialom U_0 lahko zapišemo vozliščne enačbe:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + y_{13}U_3 \quad ,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{23}U_3 \quad ,$$

$$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3 \quad .$$

Ali v matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}$$

$$\underline{I} = [\underline{Y}_N] \underline{U}$$

$$\underline{I} = [\underline{Y}_N] \cdot \underline{U}.$$

Posamezne admitance nedoločene admitančne matrike $[\underline{Y}_N]$ izračunamo iz pogojev:

$$U_2 = U_3 = 0: \quad y_{11} = \frac{I_1}{U_1}, \quad y_{21} = \frac{I_2}{U_1}, \quad y_{31} = \frac{I_3}{U_1},$$

$$U_1 = U_3 = 0: \quad y_{12} = \frac{I_1}{U_2}, \quad y_{22} = \frac{I_2}{U_2}, \quad y_{32} = \frac{I_3}{U_2},$$

$$U_1 = U_2 = 0: \quad y_{13} = \frac{I_1}{U_3}, \quad y_{23} = \frac{I_2}{U_3}, \quad y_{33} = \frac{I_3}{U_3}.$$

Za nedoločeno admitančno matriko $[\underline{Y}_N]$ velja, da je vsota vseh elementov vsake vrstice in vsakega stolpca enaka nič:

$$y_{11} + y_{12} + y_{13} = 0, \quad y_{11} + y_{21} + y_{31} = 0,$$

$$y_{21} + y_{22} + y_{23} = 0, \quad y_{12} + y_{22} + y_{32} = 0,$$

$$y_{31} + y_{32} + y_{33} = 0, \quad y_{13} + y_{23} + y_{33} = 0.$$

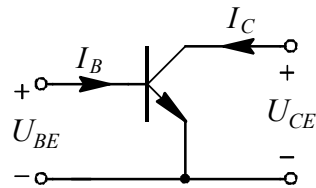
Iz tega izhaja, da je vseh devet elementov nedoločene admitančne matrike $[\underline{Y}_N]$ določenih, če poznamo štiri elemente nedoločene matrike.

1.2.1 Admitančni parametri različnih orientacij tropola

Naloga 1.12

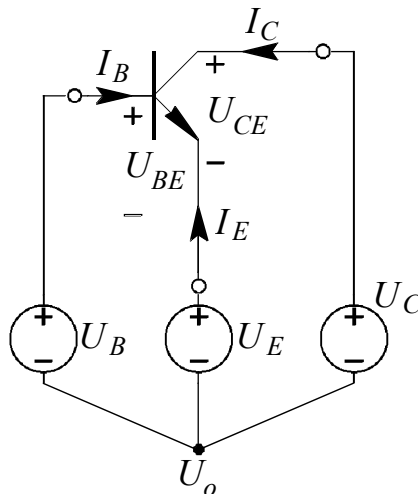
S pomočjo nedoločene matrike določite admitančni matriki za skupno bazo $[Y_B]$ in skupni kolektor $[Y_C]$, če je podana admitančna matrika za skupni emitor $[Y_E]$:

$$[Y_E] = \begin{matrix} B & C \\ C & \end{matrix} \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} \\ y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix}.$$



Slika 1.20 : Transistor s skupnim emitorjem

Transistor priključimo v nedoločeno referenčno vozlišče



Slika 1.21 : Transistor priključen v nedoločeno referenčno vozlišče

in dobimo vozliščne enačbe:

$$\begin{bmatrix} I_E \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{EE} & y_{EB} & y_{EC} \\ y_{BE} & y_{BB} & y_{BC} \\ y_{CE} & y_{CB} & y_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_E \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix}.$$

Za vezavo s skupnim emitorjem velja:

$$U_B = U_{BE}, \quad U_C = U_{CE}, \quad U_E = 0.$$

Iz tega sledi:

$$\begin{aligned} y_{BB} &= y_{11E} \quad , \quad y_{BC} = y_{12E} \quad , \\ y_{CB} &= y_{21E} \quad , \quad y_{CC} = y_{22E} \quad . \end{aligned}$$

Ostale elemente nedoločene admitančne matrike izračunamo iz pogoja, da je vsota elementov vsakega stolpca in vsake vrstice enaka nič.

$$y_{CE} = -y_{CB} - y_{CC} = -(y_{21E} + y_{22E}) \quad ,$$

$$y_{EC} = -(y_{12E} + y_{22E}) \quad ,$$

$$y_{EB} = -(y_{11E} + y_{21E}) \quad ,$$

$$y_{EE} = \sum y_E \quad ,$$

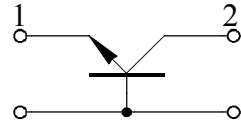
$$y_{BE} = -(y_{11E} + y_{12E}) \quad .$$

Sedaj, ko poznamo nedoločeno admitančno matriko:

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{array}{c} E \\ B \\ C \end{array} \begin{bmatrix} \sum y_E & -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} & y_{12E} \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix},$$

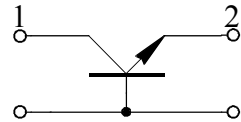
lahko določimo admitančni matriki za skupno bazo tako, da črtamo v nedoločeni admitančni matriki vrstico B in stolpec B . V odvisnosti od tega ali je vhodna (izhodna) sponka emitor ali kolektor dobimo sledeči admitančni matriki:

$$[\mathbf{Y}_B] = \begin{matrix} E \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} \sum y_E & -(y_{12E} + y_{22E}) \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{22E} \end{bmatrix},$$



Slika 1.22

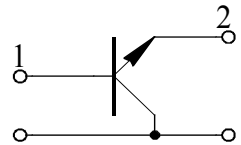
$$[\mathbf{Y}_B] = \begin{matrix} C \\ E \end{matrix} \begin{bmatrix} y_{22E} & -(y_{21E} + y_{22E}) \\ -(y_{12E} + y_{22E}) & \sum y_E \end{bmatrix}.$$



Slika 1.23

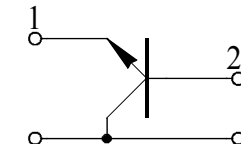
Na enak način določimo tudi admitančni matriki za skupni kolektor:

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{matrix} B \\ E \end{matrix} \begin{bmatrix} y_{11E} & -(y_{11E} + y_{12E}) \\ -(y_{11E} + y_{21E}) & \sum y_E \end{bmatrix},$$



Slika 1.24

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{matrix} E \\ B \end{matrix} \begin{bmatrix} \sum y_E & -(y_{11E} + y_{21E}) \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} \end{bmatrix}.$$

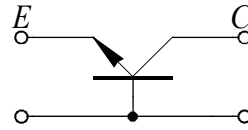


Slika 1.25

Naloga 1.13

Za bipolarni transistor je podana admitančna matrika za skupno bazo :

$$[\mathbf{Y}_B] = \begin{matrix} & E & C \\ E & \begin{bmatrix} 40 - j20 & -3 - j3 \end{bmatrix} \\ C & \begin{bmatrix} -23 + j50 & 1 + j \end{bmatrix} \end{matrix} [\text{mS}]$$



Slika 1.26

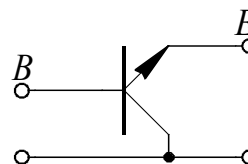
S pomočjo nedoločene admitančne matrike izračunajte matriko za skupni kolektor.

Nedoločena admitančna matrika je:

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{matrix} & E & C & B \\ E & \begin{bmatrix} 40 - j20 & -3 - j3 & -37 + j23 \end{bmatrix} \\ C & \begin{bmatrix} -23 + j50 & 1 + j & 22 - j51 \end{bmatrix} \\ B & \begin{bmatrix} -17 - j30 & 2 + j2 & 15 + j28 \end{bmatrix} \end{matrix} [\text{mS}].$$

Iz nedoločene admitančne matrike odčitamo admitančno matriko za skupni kolektor

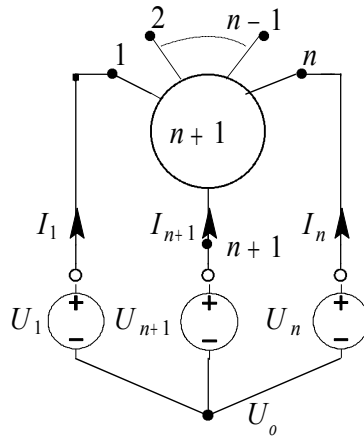
$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{matrix} & B & E \\ B & \begin{bmatrix} 15 + j28 & -17 - j30 \end{bmatrix} \\ E & \begin{bmatrix} -37 + j23 & 40 - j20 \end{bmatrix} \end{matrix} [\text{mS}].$$



Slika 1.27

1.3 Karakterizacija večvhodnih vezij

Splošno $n+1$ polno vezje je okarakterizirano, če poznamo zvezo med napetostmi U_1, U_2, \dots, U_{n+1} in tokovi I_1, I_2, \dots, I_{n+1} .



Slika 1.28 : $n+1$ polno vezje

Če so napetosti U_1, U_2, \dots, U_{n+1} neodvisne spremenljivke, izrazimo tokove I_1, I_2, \dots, I_{n+1} z enačbami:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + \dots + y_{1(n+1)}U_{n+1},$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + \dots + y_{2(n+1)}U_{n+1},$$

⋮
⋮
⋮

$$I_{n+1} = y_{(n+1)1}U_1 + y_{(n+1)2}U_2 + \dots + y_{(n+1)(n+1)}U_{n+1}.$$

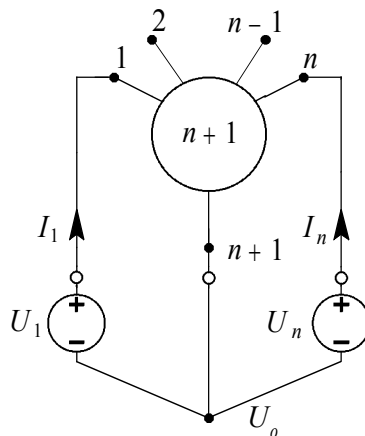
Ali v matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}, y_{12}, \dots, y_{1(n+1)} \\ y_{21}, y_{22}, \dots, y_{2(n+1)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{(n+1)1}, y_{(n+1)2}, \dots, y_{(n+1)(n+1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_{n+1} \end{bmatrix},$$

$$\underline{I} = [\underline{Y}_N] \cdot \underline{U}.$$

$[\underline{Y}_N]$ je nedoločena admitančna matrika $n+1$ polnega vezja reda $(n+1) \times (n+1)$, ki je definirana z ozirom na neko "nedoločeno" referenčno vozlišče 0. Tudi v tem primeru velja za nedoločeno admitančno matriko enako kot pri tropolu, da je vsota elementov vsakega stolpca in vsota elementov vsake vrstice enaka nič.

Če izberemo pri $n+1$ polnem vezju vozlišče $n+1$ za referenčno vozlišče, dobimo n vhodno vezje na sliki 1.29.



Slika 1.29 : n vhodno vezje

Pri znanih U_1, U_2, \dots, U_n izračunamo tokove z enačbami

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + \dots + y_{1n}U_n \text{ ,}$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + \dots + y_{2n}U_n \text{ ,}$$

.

.

.

$$I_n = y_{n1}U_1 + y_{n2}U_2 + \dots + y_{nn}U_n \text{ ,}$$

ki jih lahko zapišemo tudi v matrični obliki:

$$\underline{\mathbf{I}} = [\underline{\mathbf{Y}}]\underline{\mathbf{U}} \text{ .}$$

$[\mathbf{Y}]$ je admitančna matrika reda $n \times n$.

Elementi matrike $[\mathbf{Y}]$ so kratkostični admitančni parametri. Izračunamo ali izmerimo jih tako, da kratko vežemo vse vhode razen enega, na katerega priklopimo napetostno vzbujanje. Na primer, admitanca y_{41} je določena z:

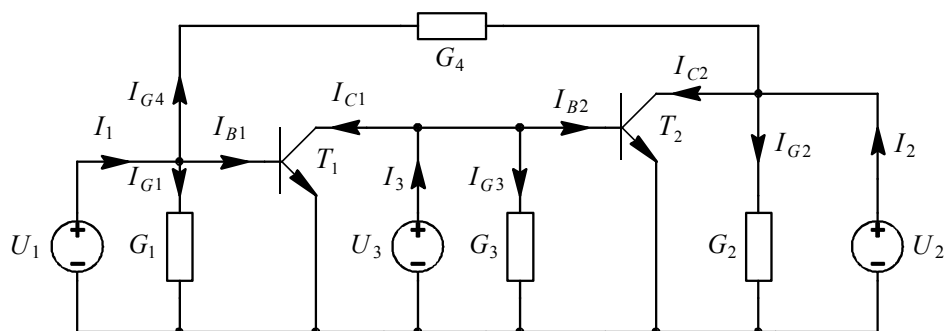
$$y_{41} = \frac{I_4}{U_1} \Big|_{U_2=U_3=\dots=U_n=0} \text{ .}$$

Seveda bi lahko n vhodno vezje opisali tudi z impedančnimi parametri, če bi izbrali za neodvisne spremenljivke tokove I_1, I_2, \dots, I_n , enako kot smo to naredili pri dvovhodnih vezjih.

1.3.1 Admitančna matrika večvhodnih vezij

Naloga 1.14

Določite admitančno matriko $[Y]$ za narisano trivhodno vezje. Za oba transistorja je podana admitančna matrika za orientacijo s skupnim emitorjem $[Y_E]$.



Slika 1.30 : Trivhodno vezje

Admitančno matriko izračunamo tako, da poiščemo zvezo med vhodnimi napetostmi U_1 , U_2 , U_3 ter vhodnimi tokovi I_1 , I_2 , I_3 .

$$I_1 = I_{B1} + I_{G1} + I_{G4},$$

$$I_2 = I_{C2} + I_{G2} - I_{G4},$$

$$I_3 = I_{C1} + I_{B2} + I_{G3}.$$

Pri tem so:

$$I_{B1} = y_{11}U_1 + y_{12}U_3, \quad I_{B2} = y_{11}U_3 + y_{12}U_2,$$

$$I_{C1} = y_{21}U_1 + y_{22}U_3, \quad I_{C2} = y_{21}U_3 + y_{22}U_2,$$

$$I_{G1} = U_1 G_1,$$

$$I_{G2} = U_2 G_2,$$

$$I_{G3} = U_3 G_3,$$

$$I_{G4} = (U_1 - U_2) G_4.$$

Zvezo med napetostmi in tokovi podajajo enačbe:

$$I_1 = (y_{11} + G_1 + G_4)U_1 - G_4 U_2 + y_{12} U_3,$$

$$I_2 = -G_4 U_1 + (G_2 + G_4 + y_{22})U_2 + y_{21} U_3,$$

$$I_3 = y_{21} U_1 + y_{12} U_2 + (y_{11} + y_{22} + G_3)U_3.$$

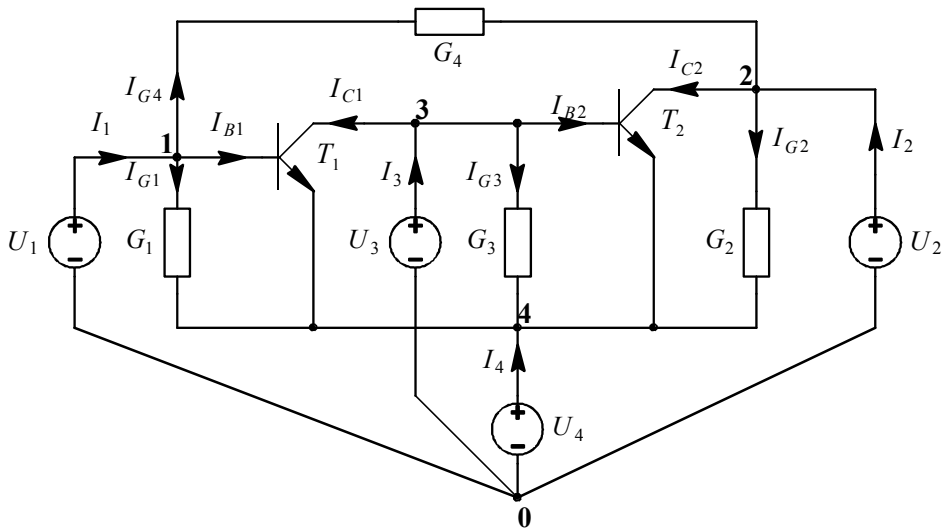
Zaradi preglednosti napišemo enačbe v matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + G_1 + G_4 & -G_4 & y_{12} \\ -G_4 & y_{22} + G_2 + G_4 & y_{21} \\ y_{21} & y_{12} & y_{11} + G_3 + y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}.$$

1.3.2 Nedoločena admitančna matrika večvhodnih vezij

Naloga 1.15

Izračunajte nedoločeno admitančno matriko za nalogo 1.14.



Slika 1.31 : Štirivhodno vezje (referenčno vozlišče **0** je izven vezja)

Nedoločeno admitančno matriko dobimo tako, da poiščemo zvezo med tokovi I_1 , I_2 , I_3 , I_4 in napetostmi U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , ki so definirane glede na "nedoločeno" referenčno vozlišče 0.

Vhodne tokove v vezju izračunamo z enačbami:

$$I_1 = I_{G1} + I_{B1} + I_{G4},$$

$$I_2 = I_{C2} + I_{G2} - I_{G4},$$

$$I_3 = I_{B2} + I_{G3} + I_{C1},$$

$$I_4 = -(I_{E1} + I_{E2}) - I_{G1} - I_{G2} - I_{G3}.$$

Ker imamo podani admitančni matriki za oba transistorja veljajo enačbe:

$$I_{B1} = y_{11}U_{BE1} + y_{12}U_{CE1} = y_{11}(U_1 - U_4) + y_{12}(U_3 - U_4),$$

$$I_{C1} = y_{21}U_{BE1} + y_{22}U_{CE1} = y_{21}(U_1 - U_4) + y_{22}(U_3 - U_4),$$

$$I_{B2} = y_{11}U_{BE2} + y_{12}U_{CE2} = y_{11}(U_3 - U_4) + y_{12}(U_2 - U_4),$$

$$I_{C2} = y_{21}U_{BE2} + y_{22}U_{CE2} = y_{21}(U_3 - U_4) + y_{22}(U_2 - U_4).$$

Prevodnosti G_1 , G_2 , G_3 in G_4 so definirane z enačbami:

$$I_{G1} = (U_1 - U_4)G_1, \quad I_{G3} = (U_3 - U_4)G_3,$$

$$I_{G2} = (U_2 - U_4)G_2, \quad I_{G4} = (U_1 - U_2)G_4.$$

Ko vstavimo v enačbe za vhodne tokove enačbe za prevodnosti G_1 , G_2 , G_3 , G_4 in enačbe za transistorja, dobimo:

$$\begin{aligned} I_1 &= (U_1 - U_4)G_1 + y_{11}(U_1 - U_4) + y_{12}(U_3 - U_4) + (U_1 + U_2)G_4 = \\ &= U_1(G_1 + y_{11} + G_4) + U_2G_4 + U_3y_{12} - U_4(y_{11} + y_{12} + G_1), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_2 &= (U_3 - U_4)y_{21} + (U_2 - U_4)y_{22} - (U_1 - U_2)G_4 + (U_2 - U_4)G_2 = \\ &= -U_1G_4 + U_2(y_{22} + G_4 + G_2 + U_3y_{21} - U_4(y_{21} + y_{22})), \end{aligned}$$

$$I_3 = (U_1 - U_4)y_{21} + (U_3 - U_4)y_{22} + (U_3 - U_4)G_3 + (U_3 - U_4)y_{11} + (U_2 - U_4)y_{12},$$

$$I_3 = U_1 y_{21} + U_2 y_{12} + U_3 (y_{22} + G_3 + y_{11}) - U_4 (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} + G_3),$$

$$\begin{aligned} I_4 &= -(I_{B1} + I_{C1} + I_{B2} + I_{C2}) - I_{G1} - I_{G2} - I_{G3} = \\ &= -y_{11}(U_1 - U_4) - y_{12}(U_3 - U_4) - y_{21}(U_1 - U_4) - y_{22}(U_3 - U_4) - \\ &\quad - y_{11}(U_3 - U_4) - y_{12}(U_2 - U_4) - y_{21}(U_3 - U_4) - y_{22}(U_2 - U_4) - \\ &\quad - (U_1 - U_4)G_1 - (U_2 - U_4)G_2 - (U_3 - U_4)G_3 = \\ &= -U_1(y_{11} + y_{21} + G_1) - U_2(y_{12} + y_{22} + G_2) - \\ &\quad - U_3(\sum y + G_3) - U_4(2\sum y + G_1 + G_2 + G_3). \end{aligned}$$

Iz enačb za tokove I_1 , I_2 , I_3 in I_4 odčitamo nedoločeno admitančno matriko :

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array} \begin{array}{cccc} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ \left[\begin{array}{cccc} G_1 + G_4 + y_{11} & -G_4 & y_{12} & -(y_{12} + y_{11} + G_1) \\ -G_4 & y_{22} + G_4 + G_2 & y_{21} & -(y_{21} + y_{22} + G_2) \\ y_{21} & y_{12} & y_{22} + y_{11} + G_3 & -(\sum y + G_3) \\ -(y_{11} + y_{21} + G_1) & -(y_{12} + y_{22} + G_2) & -(\sum y + G_3) & 2\sum y + G_1 + G_2 + G_3 \end{array} \right] \end{array}.$$

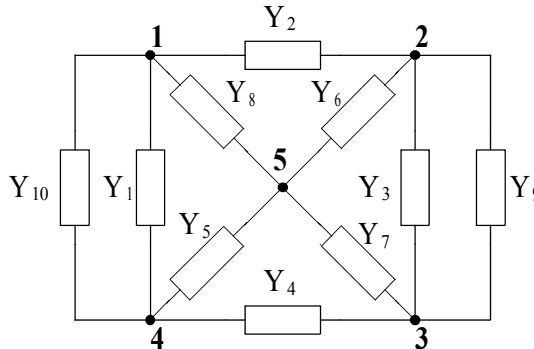
V nedoločeni admitančni matriki je enako kot pri tropolih vsota elementov v vsaki vrstici enaka nič in vsota elementov v vsakem stolpcu enaka nič.

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ dobimo iz nedoločene admitančne matrike $[\mathbf{Y}_N]$ tako, da črtamo vrstico in stolpec, ki ustreza izbranemu referenčnemu vozlišču. Če izpustimo četrto vrstico in četrti stolpec dobimo admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$, ki smo jo izračunali v nalogi 1.14.

1.3.3 Nedoločena admitančna matrika $[Y_N]$ večvhodnih vezij, ki vsebujejo le dvopolne admittance

Naloga 1.16

Za narisano vezje določite nedoločeno admitančno matriko $[Y_N]$:



Slika 1.32 : Vezje sestavljeno iz dvopolnih admittanc

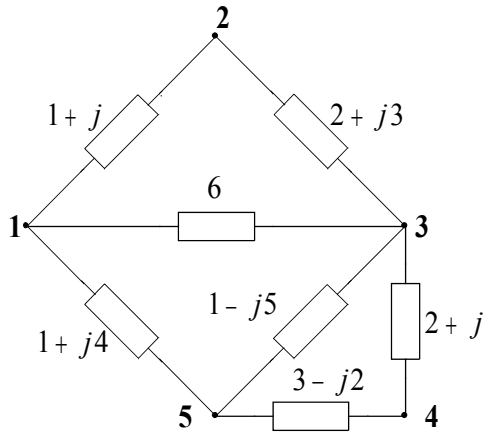
Nedoločeno admitančno matriko $[Y_N]$ dobimo direktno iz vezja na naslednji način:

1. Število vrstic in stolpcev v $[Y_N]$ je enako številu vozlišč vezja.
2. Element Y_{pp} v glavni diagonali je enak vsoti vseh admittanc, ki so priključene v vozlišče P .
3. Vsak izven diagonalni element Y_{pq} je enak negativni vsoti admittanc, ki so priključene direktno med vozlišči P in Q .

$$[Y_N] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_8 + Y_{10} & -Y_2 & 0 & -Y_1 - Y_{10} & -Y_8 \\ -Y_2 & Y_2 + Y_3 + Y_6 + Y_9 & -Y_3 - Y_9 & 0 & -Y_6 \\ 0 & -Y_3 - Y_9 & Y_3 + Y_4 + Y_7 + Y_9 & -Y_4 & -Y_7 \\ -Y_1 - Y_{10} & 0 & -Y_4 & Y_1 + Y_4 + Y_5 + Y_{10} & -Y_5 \\ -Y_8 & -Y_6 & -Y_7 & -Y_5 & Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y_8 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Naloga 1.17

Določite nedoločeno admitančno matriko, če je vezje sestavljeno iz kompleksnih admitanc.



Slika 1.33

Nedoločeno admitančno matriko reda 5×5 dobimo direktno iz slike:

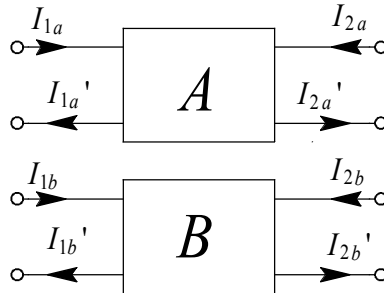
$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 8+j5 & -1-j & -6 & 0 & -1-j4 \\ 1-j & 3+j4 & -2-j3 & 0 & 0 \\ -6 & -2-j3 & 11-j & -2-j & -1-j5 \\ 0 & 0 & -2-j & 5-j & -3+j2 \\ -1-j4 & 0 & -1+j5 & -3+j2 & 5-j3 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

2. Analiza linearnih elektronskih vezij z uporabo teorije dvovhodnih vezij

2.1 Združevanje dvovhodnih vezij

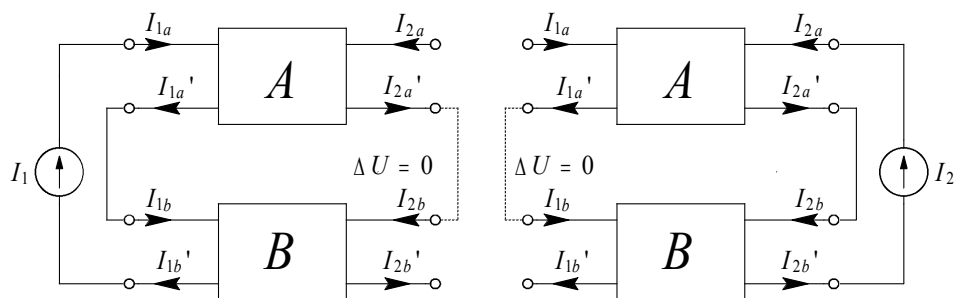
Dvovhodna vezja lahko združujemo med seboj le, če pri tem ne porušimo tokovnega ravnotežja. To pomeni, da mora po združitvi še vedno veljati

$$\begin{aligned} I_{1a} = I_{1a}' \quad \text{in} \quad I_{1b} = I_{1b}' \\ I_{2a} = I_{2a}' \quad \quad I_{2b} = I_{2b}' \end{aligned}$$



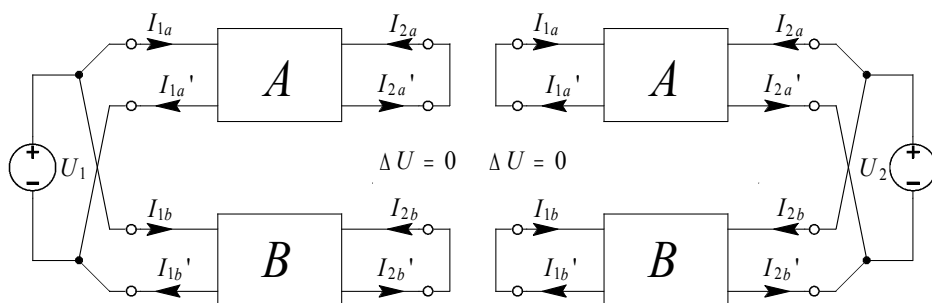
Slika 2.1 : Pogoj tokovnega ravnotežja

Tokovnega ravnotežja ne porušimo, če vejama, ki ju povezujemo, ne vsilimo dodatnega toka. Iz tega sledi, da med sponkama, ki ju želimo povezati, ne sme biti potencialne razlike, ko smo preostali par sponk že povezali (zaporedno ali vzporedno).



Slika 2.2 : Pogoj tokovnega ravnotežja-zaporedna združitev

Pri vzporedni povezavi mora biti enak pogoj izpolnjen tudi pri kratkem stiku na izhodu.



Slika 2.3 : Pogoj tokovnega ravnotežja-vzporedna združitev

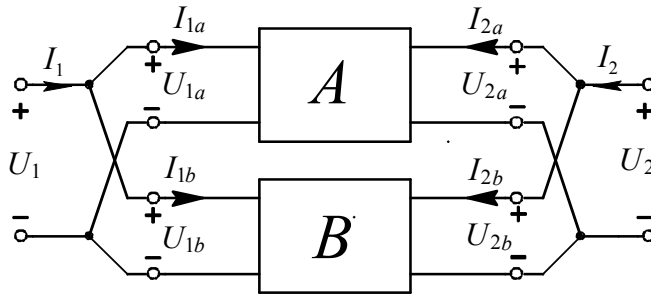
Pri nadaljnjih nalogah bomo predpostavili, da tokovnega ravnotežja ne porušimo, ko združujemo vezja.

2.1.1 Vzporedna združitev dvovhodnih vezij

Za vezji A in B imamo podane admitančne parametre:

$$I_{1a} = y_{11a}U_{1a} + y_{12a}U_{2a} \quad , \quad I_{1b} = y_{11b}U_{1b} + y_{12b}U_{2b} \quad ,$$

$$I_{2a} = y_{21a}U_{1a} + y_{22a}U_{2a} \quad , \quad I_{2b} = y_{21b}U_{1b} + y_{22b}U_{2b} \quad .$$



Slika 2.4 : Vzporedna združitev dvovhodnih vezij

Če vezimo vezji A in B vzporedno, veljajo enačbe:

$$I_1 = I_{1a} + I_{1b} \quad , \quad U_1 = U_{1a} = U_{1b} \quad ,$$

$$I_2 = I_{2a} + I_{2b} \quad , \quad U_2 = U_{2a} = U_{2b} \quad .$$

Z upoštevanjem zgornjih enačb dobimo:

$$I_1 = (y_{11a} + y_{11b})U_1 + (y_{12a} + y_{12b})U_2 \quad ,$$

$$I_2 = (y_{21a} + y_{21b})U_1 + (y_{22a} + y_{22b})U_2 \quad .$$

Ali v matrični obliki:

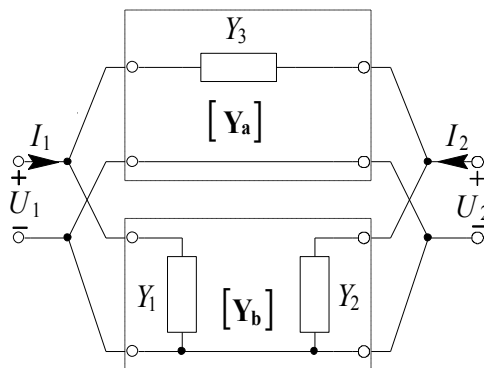
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11a} + y_{11b} & y_{12a} + y_{12b} \\ y_{21a} + y_{21b} & y_{22a} + y_{22b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}.$$

Vidimo, da so pri vzporedni vezavi vezij A in B , elementi celotne admitančne matrike enaki vsoti elementov posameznih admitančnih matrik. Tako velja za n paralelno vezanih dvovhodnih vezij:

$$[\mathbf{Y}] = \sum_{i=1}^n [\mathbf{Y}]_i .$$

Naloga 2.1

Določite admitančno matriko za π dvovhodno vezje na osnovi vzporedne združitve dveh dvovhodnih vezij:



Slika 2.5 : Razstavljeno π dvovhodno vezje

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}_a]$ smo izračunali v nalogi 1.3:

$$[\mathbf{Y}_a] = \begin{bmatrix} Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_3 \end{bmatrix}.$$

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}_b]$ dobimo s pomočjo nedoločene matrike $[\mathbf{Y}_{bN}]$ (poglavje 1.3.3):

$$[\mathbf{Y}_{bN}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_1 & 0 & -Y_1 \\ 0 & Y_2 & -Y_2 \\ -Y_1 & -Y_2 & Y_1 + Y_2 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

V matriki $[\mathbf{Y}_{bN}]$ črtamo tretjo vrstico in tretji stolpec in dobimo matriko

$$[\mathbf{Y}_b] = \begin{bmatrix} Y_1 & 0 \\ 0 & Y_2 \end{bmatrix}.$$

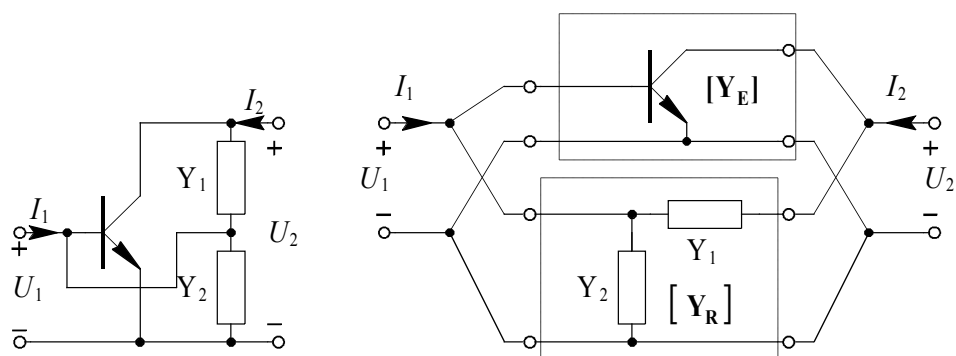
Celotno matriko π tropola dobimo tako, da seštejemo matriki $[\mathbf{Y}_a]$ in $[\mathbf{Y}_b]$:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_a] + [\mathbf{Y}_b] = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix}.$$

Naloga 2.2

Za vezje na sliki 2.6 določite admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ na osnovi vzporedne združitve dveh dvovhodnih vezij. Za transistor je podana admitančna matrika v orientaciji s skupnim kolektorjem $[\mathbf{Y}_C]$ (baza je vhodna sponka):

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{matrix} & \begin{matrix} B & E \end{matrix} \\ \begin{matrix} B \\ E \end{matrix} & \begin{bmatrix} y_{11c} & y_{12c} \\ y_{21c} & y_{22c} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$



Slika 2.6 : Originalno in razstavljeno vezje

S pomočjo nedoločene matrike pretvorimo admitančno matriko s skupnim kolektorjem $[\mathbf{Y}_C]$ v admitančno matriko s skupnim emitorjem $[\mathbf{Y}_E]$.

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{array}{c} E \\ B \\ C \end{array} \begin{array}{ccc} E & B & C \\ \left[\begin{array}{ccc} y_{22c} & y_{21c} & -(y_{21} + y_{22c}) \\ y_{12c} & y_{11c} & -(y_{12c} + y_{11c}) \\ -(y_{12c} + y_{22c}) & -(y_{11c} + y_{21c}) & \sum y_c \end{array} \right] \end{array}$$

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} y_{11c} & -(y_{12c} + y_{11c}) \\ -(y_{11c} + y_{21c}) & \sum y_c \end{bmatrix}.$$

Za drugi del vezja, ki vsebuje le dvopolne elemente, določimo admitančno matriko $[\mathbf{Y}_R]$ neposredno iz vezja (poglavje 1.3.3):

$$[\mathbf{Y}_R] = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 & -Y_1 \\ -Y_1 & Y_1 \end{bmatrix}.$$

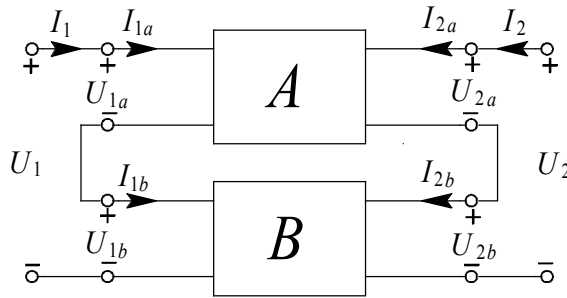
Celotno admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ dobimo tako, da seštejemo admitančni matriki $[\mathbf{Y}_E]$ in $[\mathbf{Y}_R]$:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_R] + [\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} y_{11c} + Y_1 + Y_2 & -(y_{12c} + y_{11c}) - Y_1 \\ -(y_{11c} + y_{21c}) - Y_1 & \sum y_c + Y_1 \end{bmatrix}.$$

2.1.2 Zaporedna združitev dvovhodnih vezij

Pri zaporednem združevanju dvovhodnih vezij moramo poznati impedančne parametre:

$$\begin{aligned} U_{1a} &= Z_{11a} I_{1a} + Z_{12a} I_{2a}, & U_{1b} &= Z_{11b} I_{1b} + Z_{12b} I_{2b}, \\ U_{2a} &= Z_{21a} I_{1a} + Z_{22a} I_{2a}, & U_{2b} &= Z_{21b} I_{1b} + Z_{22b} I_{2b}. \end{aligned}$$



Slika 2.7 : Zaporedna združitev dveh dvovhodnih vezij

Iz slike vidimo, da velja:

$$U_1 = U_{1a} + U_{1b}, \quad I_1 = I_{1a} = I_{1b},$$

$$U_2 = U_{2a} + U_{2b}, \quad I_2 = I_{2a} = I_{2b}.$$

Iz zgornjih pogojev dobimo enačbi:

$$U_1 = (Z_{11a} + Z_{11b})I_1 + (Z_{12a} + Z_{12b})I_2,$$

$$U_2 = (Z_{21a} + Z_{21b})I_1 + (Z_{22a} + Z_{22b})I_2.$$

Pri zaporednem združevanju je celotna impedančna matrika enaka vsoti posameznih impedančnih matrik:

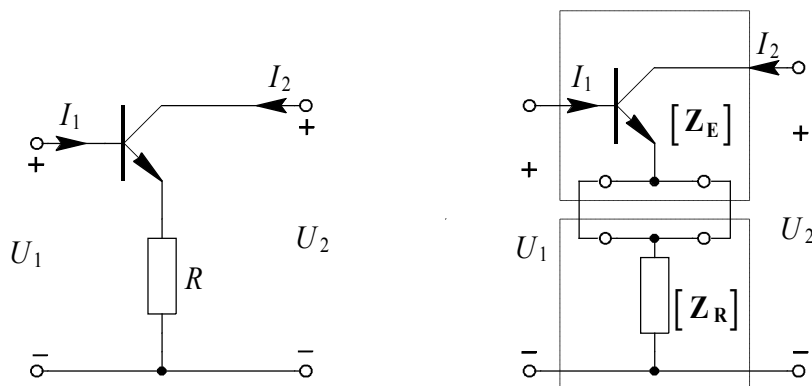
$$[\mathbf{Z}] = [\mathbf{Z}_a] + [\mathbf{Z}_b].$$

Za n dvovhodnih vezij vezanih zaporedno velja:

$$[\mathbf{Z}]_n = \sum_{i=1}^n [\mathbf{Z}]_i.$$

Naloga 2.3

Za narisano vezje določite admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ z zaporedno združitvijo dveh dvovhodnih vezij. Podana je nesingularna admitančna matrika za transistor v orientaciji s skupnim emitorjem $[\mathbf{Y}_E]$.



Slika 2.8 : Zaporedno združevanje, originalno in razstavljeno vezje

Pri zaporedni združitvi dveh dvovhodnih vezij potrebujemo impedančni matriki obeh vezij. Zato pretvorimo admitančno matriko transistorja v impedančno matriko, tako da poiščemo inverzno matriko $[\mathbf{Y}_E]^{-1}$.

$$[\mathbf{Z}_E] = [\mathbf{Y}_E]^{-1} = \frac{1}{D_{yE}} \begin{bmatrix} y_{22E} & -y_{12E} \\ -y_{21E} & y_{11E} \end{bmatrix},$$

$$D_{yE} = y_{11E}y_{22E} - y_{12E}y_{21E}.$$

Impedančno matriko $[\mathbf{Z}_R]$ smo že izračunali v nalogi 1.7:

$$[\mathbf{Z}_R] = \begin{bmatrix} R & R \\ R & R \end{bmatrix}.$$

Celotna impedančna matrika $[\mathbf{Z}]$ je:

$$[\mathbf{Z}] = [\mathbf{Z}_E] + [\mathbf{Z}_R] = \frac{1}{D_{yE}} \begin{bmatrix} y_{22E} & -y_{12E} \\ -y_{21E} & y_{11E} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & R \\ R & R \end{bmatrix}.$$

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ izračunamo tako, da invertiramo impedančno matriko:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1} = \frac{D_{yE}}{D_z} \begin{bmatrix} y_{11E} + RD_{yE} & y_{21E} - RD_{yE} \\ y_{12E} - RD_{yE} & y_{22E} + RD_{yE} \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} D_z &= (y_{22E} + RD_{yE})(y_{11E} + RD_{yE}) - (-y_{21E} + RD_{yE})(-y_{12E} + RD_{yE}) = \\ &= D_{yE}(1 + R \sum y_E). \end{aligned}$$

Z upoštevanjem determinante D_z je admitančna matrika $[\mathbf{Y}]$:

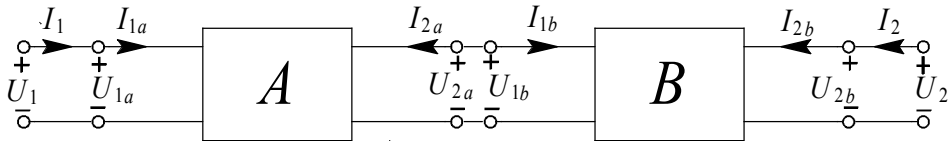
$$[\mathbf{Y}] = \frac{1}{1 + R \sum y_E} \begin{bmatrix} y_{11E} + RD_{yE} & y_{21E} - RD_{yE} \\ y_{12E} - RD_{yE} & y_{22E} + RD_{yE} \end{bmatrix}.$$

2.1.3 Verižna združitev dvovhodnih vezij

Pri verižnem združevanju dvovhodnih vezij moramo poznati verižne parametre dvovhodnih vezij:

$$U_{1a} = a_{11a}U_{2a} - a_{12a}I_{2a}, \quad U_{1b} = a_{11b}U_{2b} - a_{12b}I_{2b},$$

$$I_{1a} = a_{21a}U_{2a} - a_{22a}I_{2a}, \quad I_{1b} = a_{21b}U_{2b} - a_{22b}I_{2b}.$$



Slika 2.9 : Verižni parametri

Iz slike dobimo pogoje:

$$U_1 = U_{1a}, \quad U_{2a} = U_{1b}, \quad U_2 = U_{2b},$$

$$I_1 = I_{1a}, \quad I_{2a} = -I_{1b}, \quad I_2 = I_{2b}.$$

Z upoštevanjem zgornjih pogojev in podanih verižnih parametrov dobimo:

$$U_{1a} = a_{11a}(a_{11b}U_{2b} - a_{12b}I_{2b}) + a_{12a}(a_{21b}U_{2b} - a_{22b}I_{2b}),$$

$$I_{1a} = a_{21a}(a_{11b}U_{2b} - a_{12b}I_{2b}) + a_{22a}(a_{21b}U_{2b} - a_{22b}I_{2b}),$$

$$U_{1b} = a_{11a}a_{11b}U_2 - a_{11a}a_{12b}I_2 + a_{12a}a_{21b}U_2 - a_{12a}a_{22b}I_2,$$

$$I_{1b} = a_{21a}a_{11b}U_2 - a_{21a}a_{12b}I_2 + a_{22a}a_{21b}U_2 - a_{22a}a_{22b}I_2,$$

$$U_1 = (a_{11a}a_{11b} + a_{12a}a_{21b})U_2 - (a_{11a}a_{12b} + a_{12a}a_{22b})I_2,$$

$$I_1 = (a_{21a}a_{11b} + a_{22a}a_{21b})U_2 - (a_{21a}a_{12b} + a_{22a}a_{22b})I_2,$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [a] \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad [a] = [a_a] \cdot [a_b].$$

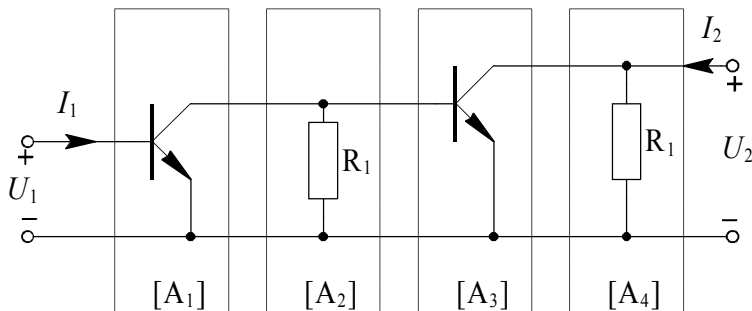
Celotno verižno matriko dobimo kot produkt posameznih verižnih matrik:

$$[a] = \prod_{i=1}^n [a]_i.$$

Naloga 2.4

Za narisano vezje izračunajte verižno matriko $[A]$, če je za oba transistorja podana admitančna matrika v orientaciji s skupnim emitorjem $[Y_E]$:

$$[Y_E] = \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} \\ y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix}.$$



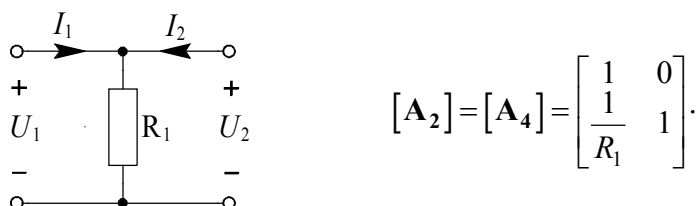
Slika 2.10 : Vezje za izračun verižnih parametrov

S pomočjo tabel (stran 23) pretvorimo admitančno matriko $[Y_E]$ v verižno matriko $[A_1] = [A_3]$:

$$[\mathbf{A}_1] = [\mathbf{A}_3] = \begin{bmatrix} -\frac{y_{22E}}{y_{21E}} & -\frac{1}{y_{21E}} \\ \frac{y_{21E}}{D_{yE}} & -\frac{y_{11E}}{y_{21E}} \end{bmatrix}.$$

Prav tako sta med seboj enaki tudi verižni matriki $[\mathbf{A}_2] = [\mathbf{A}_4]$, ki ju dobimo iz definicije verižnih parametrov:

$$\begin{aligned} a_{11} &= \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = 1, & a_{12} &= -\left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{U_2=0} = 0, \\ a_{21} &= -\left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0} = -\frac{1}{R_1}, & a_{22} &= -\left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{U_2=0} = 1. \end{aligned}$$



Slika 2.11 : Vezje za izračun matrik $[\mathbf{A}_2] = [\mathbf{A}_4]$

Verižno matriko $[\mathbf{A}]$ izračunamo tako, da zmnožimo vse štiri verižne matrike:

$$\begin{aligned} [\mathbf{A}] &= [\mathbf{A}_1] \cdot [\mathbf{A}_2] \cdot [\mathbf{A}_3] \cdot [\mathbf{A}_4] = \\ &= \frac{1}{y_{21E}^2} \begin{bmatrix} \frac{2y_{22E}}{R_1} + \frac{y_{11E}}{R_1} + \frac{1}{R_1^2} + y_{22E}^2 + D_{yE} & y_{22E} + \frac{1}{R_1} + y_{11E} \\ y_{22E} D_{yE} + \frac{y_{11E} y_{22E}}{R_1} + y_{11E} D_{yE} + \frac{D_{yE}}{R_1} + \frac{y_{11E}}{R_1^2} + \frac{y_{11}^2}{R_1} & D_{yE} + \frac{y_{11E}}{R_1} + y_{11E}^2 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

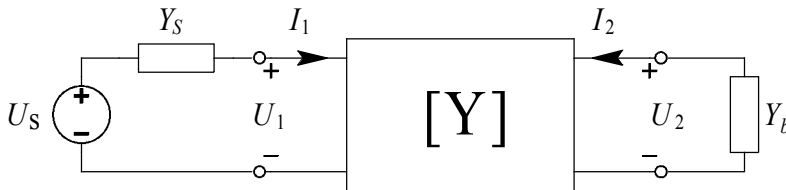
2.2 Vhodne in prevajalne funkcije zaključenega dvovhodnega vezja

2.2.1 Napetostno in tokovno ojačenje, vhodna in izhodna admitanca, ojačenje moči

Pri dvovhodnem vezju so vhodne funkcije vhodna in izhodna admitanca, prevajalne funkcije pa napetostno in tokovno ojačenje ter ojačenje moči. Za dvovhodno vezje imamo podane admitančne parametre:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$



Slika 2.12 : Dvovhodno vezje za izračun vhodnih in prevajalnih funkcij

Z upoštevanjem, da je $I_2 = -Y_b U_2$ dobimo:

$$-Y_b U_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Napetostno ojačenje:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b}.$$

Tokovno ojačenje:

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{y_{21}U_1 + y_{22}U_2}{y_{11}U_1 + y_{12}U_2}.$$

Ker je

$$U_2 = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b} \cdot U_1,$$

je

$$A_I = \frac{y_{21}U_1 - y_{22} \frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b} U_1}{y_{11}U_1 - y_{12} \frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b} U_1} = \frac{y_{21}Y_b}{y_{11}Y_b + D_y} = \frac{y_{21}}{y_{11} + D_y Z_b}.$$

Vhodna admitanca:

$$Y_{vh} = \frac{I_1}{U_1} = y_{11} + y_{12} \frac{U_2}{U_1} = y_{11} + y_{12} A_U = y_{11} - \frac{y_{21}y_{21}}{y_{22} + Y_b}.$$

Izhodna admitanca:

$$Y_{iz} = \frac{I_2}{U_2} = y_{22} + y_{21} \frac{U_1}{U_2}.$$

Izračunati moramo še razmerje $\frac{U_1}{U_2}$.

Ko računamo izhodno impedanco kratko vežemo U_S in velja:

$$I_1 = -Y_S U_1.$$

Če to upoštevamo, dobimo:

$$-Y_S U_1 = y_{11} U_1 + y_{12} U_2$$

in iz tega

$$\frac{U_1}{U_2} = -\frac{y_{12}}{y_{11} + Y_S}.$$

Tako je:

$$Y_{iz} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} + Y_S}.$$

Napetostno ojačenje z upoštevanjem Y_S je:

$$A_{US} = \frac{U_2}{U_S} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_1}{U_S} = A_U \frac{Y_S}{Y_S + Y_{vh}},$$

$$A_{US} = -\frac{y_{21} Y_S}{(y_{11} + Y_S) \cdot (y_{22} + Y_b) - y_{12} y_{21}}.$$

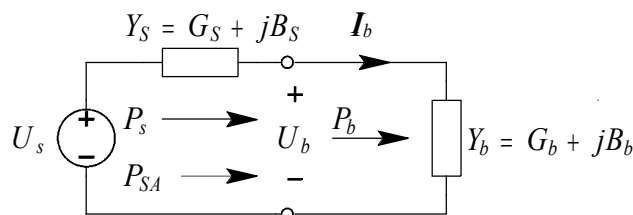
Tokovno ojačenje z upoštevanjem Y_S je:

$$A_{IS} = \frac{I_2}{I_S} = \frac{-Y_b U_2}{Y_S U_S} = -A_{US} \frac{Y_b}{Y_S},$$

$$A_{IS} = \frac{y_{21} Y_b}{(y_{11} + Y_S) \cdot (y_{22} + Y_b) - y_{12} y_{21}}.$$

Ojačenje moči:

Na generator z notranjo prevodnostjo Y_S priključimo breme Y_b :



Slika 2.13 : Prikaz moči, ki jih generator daje bremenu

Delovna moč, ki jo generator daje bremenu je

$$P_S = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [U_b^* \cdot I_b] = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\frac{U_S^* Y_S^*}{Y_S^* + Y_b^*} \cdot \frac{U_S Y_S Y_b}{Y_S + Y_b} \right),$$

$$P_S = \frac{|U_S|^2 |Y_S|^2 G_b}{2|Y_S + Y_b|^2}.$$

* konjugirano kompleksna vrednost

Razpoložljiva delovna moč, ki bi jo generator lahko dajal bremenu v primeru, če bi imeli prilagoditev $Y_b = Y_S^*$ je

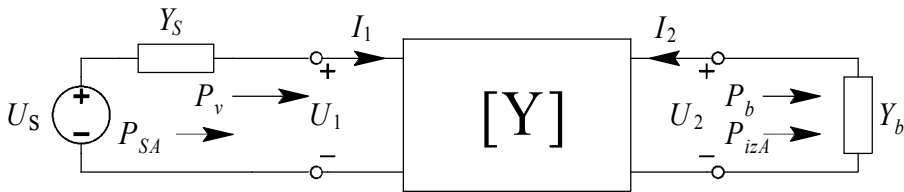
$$P_{SA} = \frac{|U_S|^2 |Y_S|^2}{8G_S}.$$

Delovna moč na bremenu je podana z enačbo:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [U_b^* I_b] = \frac{|U_b|^2 G_b}{2}.$$

Dvovhodno vezje dodamo med generator in breme takrat, ko želimo, da je delovna moč na bremenu večja, kot je razpoložljiva delovna moč generatorja:

$$P_b > P_{SA}.$$



Slika 2.14 : Prikaz vseh možnih moči

P_v - delovna moč, ki se troši na vходу dvovhodnega vezja,

P_{SA} - razpoložljiva delovna moč generatorja,

P_b - delovna moč, ki se troši na bremenu,

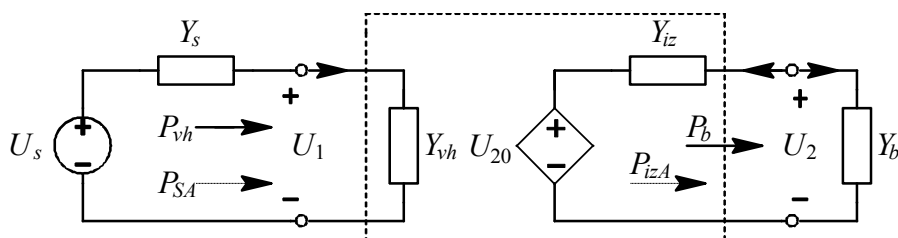
P_{izA} - razpoložljiva (največja, maksimalna) delovna moč, ki jo lahko odda dvovhodno vezje.

Z upoštevanjem vhodne in izhodne admittance ter napetosti odprtih spink U_{20}

$$Y_{vh} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b}, \quad Y_{iz} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s},$$

$$U_{20} = \frac{y_{21}U_s Y_s}{(y_{11} + Y_s)y_{22} - y_{12}y_{21}},$$

dobimo za dvovhodno vezje nadomestno vezje na sliki 2.15.



Slika 2.15 : Nadomestno vezje dvovhodnega vezja

Uspešnost vključitve dvovhodnega vezja podaja **ojačenje prenosa moči** ali **koristno ojačenje moči**:

$$G_T = \frac{P_b}{P_{SA}} = \frac{\frac{|U_b|^2 G_b}{2}}{\frac{|U_s|^2 |Y_s|^2}{8G_s}} = 4 \left| \frac{U_b}{U_s} \right|^2 \frac{G_b G_s}{|Y_s|^2} = 4 |A_{US}|^2 \frac{G_b G_s}{|Y_s|^2},$$

$$G_T = \frac{4 |y_{21}|^2 G_b G_s}{|(y_{22} + Y_b) \cdot (y_{11} + Y_s) - y_{12} y_{21}|^2}.$$

Ojačenje moči je podano z izrazom:

$$A_p = \frac{P_b}{P_{vh}} = \frac{\frac{|U_b|^2 G_b}{2}}{\frac{|U_1|^2 G_{vh}}{2}} = \left| \frac{U_b}{U_1} \right|^2 \frac{G_b}{G_{vh}} = |A_U|^2 \frac{G_b}{G_{vh}},$$

$$A_p = \frac{|y_{21}|^2 G_b}{|y_{22} + Y_b|^2 \operatorname{Re}\left(y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b}\right)}.$$

Razpoložljivo ojačenje moči podaja razmerje:

$$G_A = \frac{P_{izA}}{P_{sA}} = \frac{\frac{|U_{2o}|^2 |Y_{iz}|^2}{8G_{iz}}}{\frac{|U_s|^2 |Y_S|^2}{8G_S}} = \frac{|y_{21}|^2 G_S}{|y_{11} + Y_S|^2 \operatorname{Re}\left(y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_S}\right)}.$$

Iz osnovnih enačb za

$$G_T = \frac{P_b}{P_{SA}}, \quad A_p = \frac{P_b}{P_{vh}}, \quad G_A = \frac{P_{izA}}{P_{SA}},$$

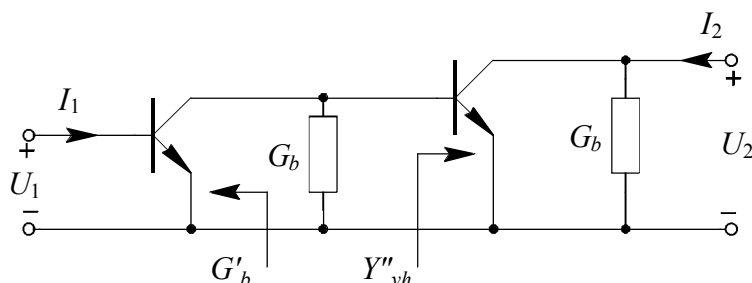
vidimo, da je

$$\begin{array}{l} G_T \leq A_p \\ G_T \leq G_A \end{array} \quad \text{saj je} \quad \begin{array}{l} P_{vh} \leq P_{SA} \\ P_b \leq P_{izA} \end{array}.$$

Naloga 2.5

Za ojačevalnik na sliki 2.16 izračunajte napetostno ojačenje A_U . Za oba transistorja je podana admitančna matrika za orientacijo s skupnim emitorjem

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} 1 & -0,01 \\ 50 & 0,05 \end{bmatrix} \text{mS in } G_b = 0,1 \text{mS}.$$



Slika 2.16 : Dvostopenjski ojačevalnik

Pri izračunu napetostnega ojačenja bomo upoštevali verižno vezavo dveh enakih ojačevalnih stopenj:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2'}{U_1} \cdot \frac{U_2}{U_2'} = A_U' A_U''.$$

Pri izračunu A_U' moramo upoštevati kot breme G_b' vzporedno vezavo G_b in vhodne admittance naslednje stopnje Y_{vh}'' :

$$G_b^{\circledast} = G_b + Y_v'' = G_b + \frac{G_b y_{11E} + D_{yE}}{G_b + y_{22E}} = 0,1 + \frac{0,1 \cdot 1 + 0,55}{0,1 + 0,05} = 4,43 \text{mS},$$

$$D_{yE} = y_{11E} y_{22E} - y_{21E} y_{12E} = 0,55 (\text{mS})^2,$$

$$A_U' = -\frac{y_{21E}}{y_{22E} + G_b} = \frac{50}{0,05 + 4,43} = -11,16.$$

Ojačenje drugega dela vezja A_U'' izračunamo z enačbo:

$$A_U'' = -\frac{y_{21E}}{y_{22E} + G_b} = -\frac{50}{0,05 + 0,1} = -333,33.$$

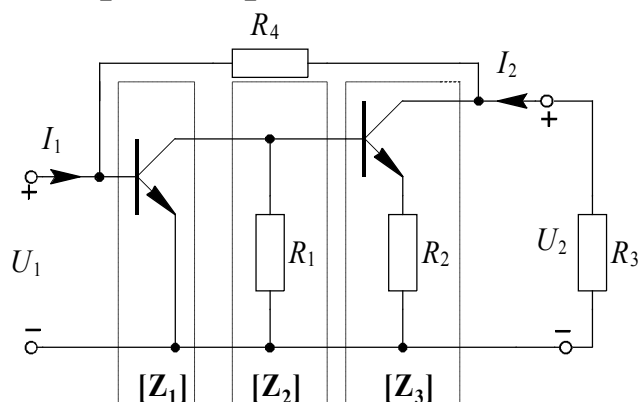
Celotno ojačenje A_U je:

$$A_U = A_U' A_U'' = 11,15.333,33 = 3717,47.$$

Naloga 2.6

Za ojačevalnik na sliki 2.17 izračunajte napetostno ojačenje A_U , tokovno ojačenje A_I , ojačitev moči A_p , vhodno admitanco G_{vh} in izhodno admitanco G_{iz} (pri pogoju $G_S \rightarrow \infty$). Za oba transistorja je podana impedančna matrika v orientaciji s skupnim emitorjem $[Z_E]$.

$$[Z_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -500 & 10 \end{bmatrix} \text{k}, \quad R_1 = 1\text{k}, \quad R_3 = 5\text{k}, \\ R_2 = 0,5\text{k}, \quad G_4 = 20\mu\text{S}.$$



Slika 2.17 : Dvostopenjski ojačevalnik s povratno vezavo

Najprej bomo izračunali admitančno matriko celotnega vezja $[Y_C]$ na naslednji način:

1.) Določimo impedančne podmatrike $[Z_1]$, $[Z_2]$, $[Z_3]$ in jih s pomočjo tabel (stran 23) pretvorimo v verižne podmatrike $[A_1]$, $[A_2]$, $[A_3]$:

$$[Z_1] = [Z_E] = \begin{bmatrix} Z_{11E} & Z_{12E} \\ Z_{21E} & Z_{22E} \end{bmatrix} = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -500 & 10 \end{bmatrix},$$

$$[A_1] = \frac{1}{Z_{21}} \begin{bmatrix} Z_{11} & D_z \\ 1 & Z_{22} \end{bmatrix} = -\frac{1}{500 \cdot 10^3} \begin{bmatrix} 10^3 & 10^7 \\ 1 & 10^4 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{Z}_2] = \begin{bmatrix} R_1 & R_1 \\ R_1 & R_1 \end{bmatrix} = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \Rightarrow [\mathbf{A}_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 10^{-3} & 1 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{Z}_3] = [\mathbf{Z}_E] + [\mathbf{Z}_{R2}] = \begin{bmatrix} Z_{11E} + R_2 & Z_{12E} + R_2 \\ Z_{21E} + R_2 & Z_{22E} + R_2 \end{bmatrix} = 10^3 \cdot \begin{bmatrix} 1,5 & 0,5 \\ -499,5 & 10,5 \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{A}_3] = \frac{1}{-499,5 \cdot 10^3} \begin{bmatrix} 1,5 \cdot 10^3 & 265,5 \cdot 10^6 \\ 1 & 10,5 \cdot 10^3 \end{bmatrix}.$$

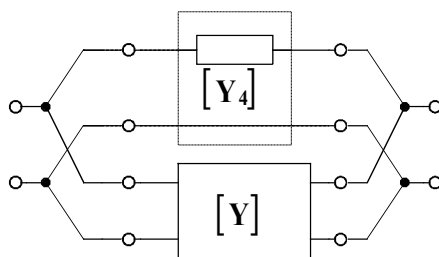
2.) Zmnožimo med seboj vse tri verižne podmatrke in dobimo verižno matriko $[\mathbf{A}]$:

$$[\mathbf{A}] = [\mathbf{A}_1] \cdot [\mathbf{A}_2] \cdot [\mathbf{A}_3] = \frac{10^{-3}}{500 \cdot 499,5} \begin{bmatrix} 26,5 \cdot 10^3 & 3025,5 \cdot 10^6 \\ 26,5 & 3025,5 \cdot 10^3 \end{bmatrix}.$$

3.) S pomočjo tabel (stran 23) pretvorimo verižno matriko $[\mathbf{A}]$ v admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$:

$$[\mathbf{Y}] = \frac{1}{a_{12}} \begin{bmatrix} a_{22} & -D_a \\ -1 & a_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -82,6 & 0,0087 \end{bmatrix} \text{mS}.$$

4.) Ker je upor R_4 vezan paralelno k dvovhodnemu vezju, dobimo celotno admitančno matriko $[\mathbf{Y}_C]$ tako, da matriki $[\mathbf{Y}]$ prištejemo še admitančno matriko $[\mathbf{Y}_4]$ upora R_4 . Razmere prikazuje slika 2.18.

Slika 2.18 : Vezje za izračun $[Y_c]$

$$[Y_4] = \begin{bmatrix} G_4 & -G_4 \\ -G_4 & G_4 \end{bmatrix},$$

$$[Y_c] = [Y] + [Y_4],$$

$$[Y_c] = \begin{bmatrix} 1,02 & -2 \cdot 10^{-2} \\ -82,62 & 28,76 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \text{mS.}$$

Sedaj, ko poznamo celotno admitančno matriko, moremo izračunati:

napetostno ojačenje

$$\begin{aligned} A_U &= -\frac{y_{21}}{G_b + y_{22}} = -\frac{g_{21}}{G_3 + g_{22}} = \\ &= \frac{82,62 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3} + 28,76 \cdot 10^{-6}} = 361,2, \end{aligned}$$

tokovno ojačenje

$$A_I = \frac{g_{21}}{g_{11} + D_g R_3} = -11,67, \quad D_g = -1,62 \cdot 10^{-6} (\text{mS})^2,$$

ojačenje moči

$$A_p = \frac{|y_{21}|^2 G_b}{|y_{22} + Y_b|^2 \operatorname{Re}\left(y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b}\right)}.$$

Za realno breme in realne parametre je:

$$A_p = -A_U A_I = 4215.$$

Vhodna admitanca je

$$\begin{aligned} Y_{vh} &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b} = \frac{g_{11} + D_g Z_3}{1 + g_{22} Z_3} = \\ &= \frac{1,02 \cdot 10^{-3} - 1,62 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3}{1 + 28,76 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3} = -6,19 \text{ mS}. \end{aligned}$$

Izhodna admitanca je

$$Y_{iz} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s}.$$

Če upoštevamo podatek $G_S \rightarrow \infty$, dobimo

$$Y_{iz} = g_{22} = 28,76 \cdot 10^{-3} \text{ mS}.$$

Tabela ojačenj, vhodne ter izhodne admitance izračunane z različnimi vrstami parametrov:

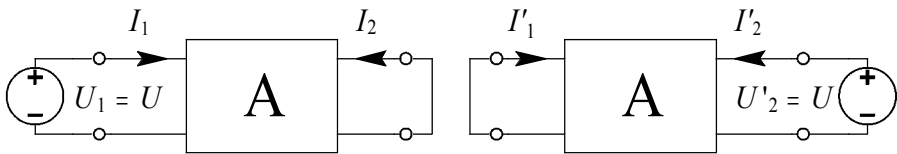
	Y	Z	H	K	A
Y_{vh}	$y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b}$	$\frac{z_{22} + Z_b}{D_z + z_{11}Z_b}$	$\frac{h_{22} + Y_b}{h_{11}Y_b + D_h}$	$\frac{k_{22} + Z_b}{D_k + k_{11}Z_b}$	$\frac{a_{21} + a_{11}Z_b}{a_{22} + a_{21}Z_b}$
Y_{iz}	$y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s}$	$\frac{z_{11} + Z_s}{D_z + z_{22}Z_s}$	$\frac{h_{22}Z_s + D_h}{h_{11} + Z_s}$	$\frac{k_{22}Y_s + D_k}{k_{11} + Y_s}$	$\frac{a_{12} + a_{22}Z_s}{a_{11} + a_{21}Z_s}$
A_U	$-\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b}$	$\frac{z_{21}}{z_{11} + Y_b D_z}$	$-\frac{h_{21}}{h_{11}Y_b + D_h}$	$\frac{k_{21}Z_b}{k_{22} + Z_b}$	$\frac{Z_b}{a_{12} + a_{11}Z_b}$
A_I	$\frac{y_{21}}{y_{11} + D_y Z_b}$	$-\frac{z_{21}}{z_{22} + Z_b}$	$\frac{h_{21}Y_b}{h_{22} + Y_b}$	$-\frac{k_{21}}{D_k + k_{11}Z_b}$	$-\frac{1}{a_{22} + a_{21}Z_b}$

3. Karakteristične lastnosti dvovhodnih vezij in tropolov

3.1 Recipročnost

Dvovhodno vezje je recipročno, če se z zamenjavo lege vzbujevalnega generatorja in odzivne veje odziv ne spremeni. Kar pomeni, da je

$$I_2 = I'_1.$$



Slika 3.1 : Definicija recipročnosti

Iz tega izhaja, da je dvovhodno vezje recipročno, če je:

v admitančni matriki $y_{21} = y_{12}$,

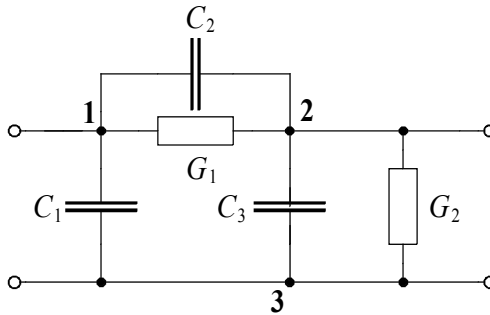
v impedančni matriki $z_{21} = z_{12}$,

v hibridni matriki $h_{21} = -h_{12}$.

Pri recipročnih vezjih sta torej admitančna in impedančna matrika simetrični.

Naloga 3.1

Ugotovite ali je narisano dvovhodno vezje recipročno.



Slika 3.2 : Ugotavljanje recipročnosti dvovhodnega vezja

S pomočjo nedoločene admitančne matrice $[Y_N]$ določimo matriko narisane vezja:

$$[Y_N] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} G_1 + j\omega(C_1 + C_2) & -G_1 - j\omega C_2 & -j\omega C_1 \\ -G_1 - j\omega C_2 & G_1 + G_2 + j\omega(C_2 + C_3) & -G_2 - j\omega C_3 \\ -j\omega C_1 & -G_2 - j\omega C_3 & G_2 + j\omega(C_1 + C_3) \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Admitančno matriko $[Y]$ dobimo iz nedoločene tako, da črtamo tretjo vrstico in tretji stolpec:

$$[Y] = \begin{bmatrix} G_1 + j\omega(C_1 + C_2) & -G_1 - j\omega C_2 \\ -G_1 - j\omega C_2 & G_1 + G_2 + j\omega(C_2 + C_3) \end{bmatrix}.$$

Ker je $y_{21} = y_{12}$ je narisano dvovhodno vezje recipročno.

V splošnem velja, da je dvovhodno vezje, ki vsebuje le enovhodne elemente, vedno recipročno.

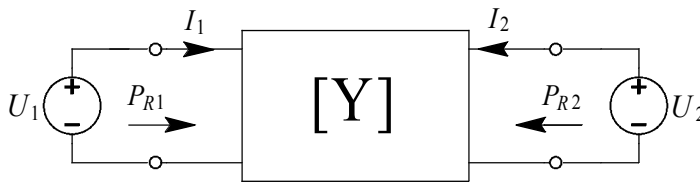
3.2 Aktivnost

Definicija aktivnosti:

Pri sinusnem vzbujanju je vezje z enim ali več vhodi aktivno, če lahko postane delovna moč, ki je vezju dovedena, negativna ($P_R < 0$). Pasivna so vsa vezja, ki niso aktivna ($P_R \geq 0$).

Pri dvovhodnem vezju s podanimi admitančnimi parametri je celotna delovna moč podana z enačbo:

$$P_R = P_{R1} + P_{R2} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(U_1^* I_1) + \frac{1}{2} \operatorname{Re}(U_2^* I_2) < 0.$$



Slika 3.3 : Aktivnost dvovhodnega vezja

Z upoštevanjem admitančnih enačb

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2,$$

dobimo pogoje za aktivnost dvovhodnega vezja:

$$g_{11} < 0$$

$$g_{22} < 0$$

pogoj aktivnosti zaradi negativnih vhodnih admitanc,

$$4g_{11}g_{22} < \left| y_{21} + y_{12} \right|^2$$

pogoj prevajalne aktivnosti.

S preoblikovanjem zadnje enačbe, ki podaja prevajalno aktivnost, pridemo do **mere aktivnosti** U :

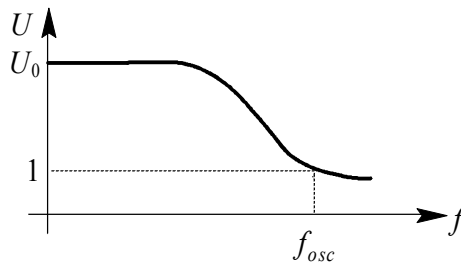
$$U = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4(g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})}$$

Za aktivna vezja mora biti

$$U > 1.$$

Iz enačbe za mero aktivnosti vidimo, da je $U > 1$ le v primeru, če velja $y_{21} \neq y_{12}$. To pa pomeni, da so prevajalno aktivna le neregipročna vezja.

Ker so admitančni parametri odvisni od frekvence, je tudi mera aktivnosti frekvenčno odvisna. Z rastočo frekvenco se mera aktivnosti manjša in postane pri frekvenci f_{osc} enaka 1. Nad to maksimalno frekvenco oscilacij postane aktiven element pasiven in ga ne moremo uporabljati za ojačevanje moči.



Slika 3.4 : Frekvenčna odvisnost mere aktivnosti

Naloga 3.2

Dvovhodno vezje ima podano admitančno matriko

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} 4 + j6 & 2 + j4 \\ 1 + j & 3 + j2 \end{bmatrix}$$

pri določeni frekvenci in v določeni delovni točki. Ugotovite ali je dvovhodno vezje prevajalno aktivno.

Z upoštevanjem pogoja za prevajalno aktivnost

$$4g_{11}g_{22} < |y_{21} + y_{12}^*|^2,$$

dobimo

$$4 \cdot 4 \cdot 3 < |1 + j + 2 - j4|^2,$$

$$48 < 18.$$

Rezultat kaže, da je opazovano vezje pasivno.

Naloga 3.3

Dokažite, da je mera aktivnosti U za vse orientacije transistorja enaka.

Predpostavimo, da imamo za transistor podano admitančno matriko v orientaciji s skupnim emitorjem $[\mathbf{Y}_E]$:

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} \\ y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix}.$$

Za orientacijo s skupnim emitorjem je mera aktivnosti U_E :

$$U_E = \frac{|y_{21E} - y_{12E}|^2}{4(g_{11E}g_{22E} - g_{12E}g_{21E})}.$$

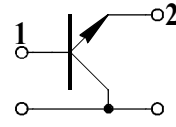
Ker želimo določiti še mero aktivnosti za ostale orientacije, moramo s pomočjo nedoločene matrike $[\mathbf{Y}_N]$ izračunati admitančno matriko za posamezne orientacije.

Nedoločena matrika je:

$$[Y_N] = \begin{matrix} E & B & C \\ \begin{matrix} E \\ B \\ C \end{matrix} & \begin{bmatrix} \sum y_E & -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} & y_{12E} \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{21E} & y_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Za orientacijo s skupnim kolektorjem je admitančna matrika:

$$[Y_C] = \begin{bmatrix} y_{11E} & -(y_{11E} + y_{12E}) \\ -(y_{11E} + y_{21E}) & \sum y_E \end{bmatrix}.$$



Slika 3.5

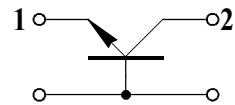
Mera aktivnosti za orientacijo s skupnim kolektorjem U_C :

$$U_C = \frac{|-(y_{11E} + y_{21E}) + (y_{11E} + y_{12E})|^2}{4[g_{11E}(g_{11E} + g_{12E} + g_{21E} + g_{22E}) - (g_{11E} + g_{12E})(g_{11E} + g_{21E})]},$$

$$U_C = \frac{|y_{12E} - y_{21E}|^2}{4[g_{11E}g_{22E} - g_{12E}g_{21E}]}.$$

Admitančna matrika za orientacijo s skupno bazo je:

$$[Y_B] = \begin{bmatrix} \sum y_E & -(y_{12E} + y_{22E}) \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{22E} \end{bmatrix}$$



Slika 3.6

Mera aktivnosti za orientacijo s skupno bazo U_B :

$$U_B = \frac{|-(y_{21E} + y_{22E}) + (y_{12E} + y_{22E})|^2}{4[(g_{11E} + g_{12E} + g_{21E} + g_{22E})g_{22E} - (g_{12E} + g_{22E})(g_{21E} + g_{22E})]},$$

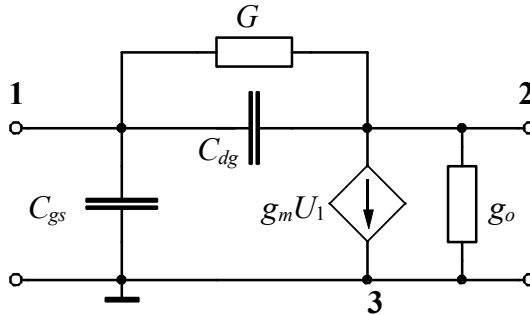
$$U_B = \frac{|y_{12E} - y_{21E}|^2}{4[g_{11E}g_{22E} - g_{12E}g_{21E}]}.$$

S primerjavo enačb za mero aktivnosti U ugotovimo, da je:

$$U_E = U_B = U_C.$$

Naloga 3.4

Za narisano vezje določite vrednost prevodnosti $G > 0$ tako, da bo vezje prevajalno aktivno. g_m, g_o, C_{gs}, C_{dg} so znane vrednosti.



Slika 3.7 : Vezje za izračun prevodnosti G

Admitančna matrika za narisano vezje je:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} G + j\omega(C_{gs} + C_{dg}) & -G - j\omega C_{dg} \\ g_m - G - j\omega C_{dg} & G + g_o + j\omega C_{dg} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Za aktivno vezje mora biti izpolnjen pogoj:

$$|y_{12}^* + y_{21}|^2 > 4g_{11}g_{22}.$$

Z upoštevanjem admitančne matrike dobimo:

$$|-G - j\omega C_{dg} + g_m - G + j\omega C_{dg}|^2 > 4G(G + g_o),$$

$$|-2G + g_m|^2 > (4G^2 + 4Gg_o),$$

$$(4G^2 - 4Gg_m + g_m^2) > (4G^2 + 4Gg_o),$$

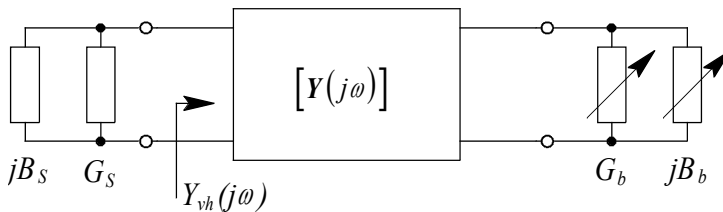
$$4G(g_o + g_m) < g_m^2,$$

$$G < \frac{g_m^2}{4(g_o + g_m)}.$$

3.3 Potencialna nestabilnost, absolutna stabilnost

Dvovhodna vezja, ki so aktivna zaradi negativnih vhodnih admitanc $g_{11} < 0$, $g_{22} < 0$ so **potencialno nestabilna**, saj lahko postanejo nestabilna pri določenih pasivnih zaključitvah na vhodu in izhodu.

Splošno dvovhodno vezje, zaključeno s kompleksnim bremenom, je potencialno nestabilno, če je pri določeni frekvenci ω , $Y_{vh}(j\omega)$ aktiven dvopol.



Slika 3.8 : Ugotavljanje potencialne nestabilnosti

To pomeni, da je za **potencialno nestabilno** vezje

$$G_{vh}(Y_b) < 0 \quad \text{pri} \quad G_b \geq 0.$$

Za **absolutno stabilno** dvovhodno vezje pa velja:

$$G_{vh}(G_b) \geq 0 \quad \text{pri} \quad G_b \geq 0.$$

Ker je za $G_b \rightarrow \infty$ (kratek stik na izhodu) $G_{vh} = g_{11}$, mora biti za absolutno stabilno vezje

$$g_{11} \geq 0.$$

Enako velja za $G_s \rightarrow \infty$ (kratek stik na vhodu)

$$g_{22} \geq 0.$$

Iz splošne enačbe za vhodno admitanco

$$Y_{vh} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b},$$

ki določa preslikavo iz kompleksne ravnine Y_b v kompleksno ravnino Y_{vh} , pridemo do **Llewellynovih pogojev za absolutno stabilnost** dvovhodnega vezja:

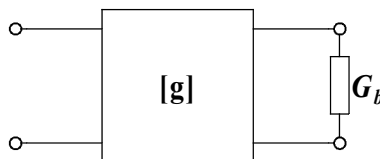
$$\begin{aligned} g_{11} &\geq 0, \\ g_{22} &\geq 0, \\ 2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21}) &\geq |y_{12}y_{21}| \quad \text{ali} \quad k \geq 1. \end{aligned}$$

k je **invariantni stabilnostni faktor**, ki ga dobimo s preoblikovanjem zadnje enačbe:

$$k = \frac{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|} \geq 1.$$

Naloga 3.5

Določite pogoje za absolutno stabilnost dvovhodnega vezja, če je podana realna admitančna matrika $[Y] = [g]$ in realno breme $G_b \geq 0$.



Slika 3.9 : Realno dvovhodno vezje

Pogoji za absolutno stabilnost so:

$$g_{11} \geq 0,$$

$$g_{22} \geq 0,$$

$$G_{vh}(Y_b) \geq 0 \quad \text{pri } G_b \geq 0,$$

$$G_{vh} = g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22} + G_b} = \frac{g_{11}g_{22} + g_{11}G_b - g_{12}g_{21}}{g_{22} + G_b} \geq 0,$$

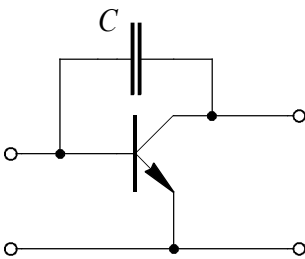
$$D_g + g_{11}G_b \geq 0.$$

Ker je lahko G tudi nič, mora biti izpolnjen pogoj

$$D_g \geq 0.$$

Naloga 3.6

Za vezje na sliki 3.10 izračunajte C_{min} tako, da bo pri frekvenci ω in determinati $D_g > 0$ dvovhodno vezje potencialno nestabilno. Določite tudi pogoj pri katerem bo C_{min} realno število. Za transistor je podana admitančna matrika v orientaciji s skupnim emitorjem.



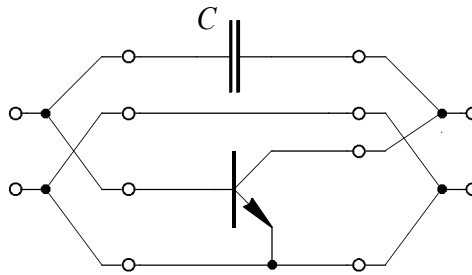
$$[Y_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix},$$

$$g_{11} > 0,$$

$$g_{22} > 0.$$

Slika 3.10

Ker imamo paralelno vezani dve dvovhodni vezji (kondenzator in transistor), določimo admitančno matriko $[Y']$ tako, da seštejemo admitančno matriko transistorja $[Y_E]$ in admitančno matriko kondenzatorja $[Y_C]$.



Slika 3.11 : Prikaz paralelne vezave transistorja in kondenzatorja

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C \\ -j\omega C & j\omega C \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{Y}'] = [\mathbf{Y}_E] + [\mathbf{Y}_C] = \begin{bmatrix} g_{11} + j\omega C & g_{12} - j\omega C \\ g_{21} - j\omega C & g_{22} + j\omega C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y'_{11} & y'_{12} \\ y'_{21} & y'_{22} \end{bmatrix}.$$

C_{min} bomo izračunali iz Llewellynovega pogoja za absolutno stabilnost:

$$2g_{11}'g_{22}' - \operatorname{Re}(y_{12}'y_{21}') \geq |y_{12}'y_{21}'|,$$

$$2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}[(g_{12} - j\omega C) \cdot (g_{21} - j\omega C)] \geq |(g_{12} - j\omega C) \cdot (g_{21} - j\omega C)|,$$

$$2g_{11}g_{12} - \operatorname{Re}[(g_{12}g_{21} - \omega^2 C^2) - j\omega C \cdot (g_{12} + g_{21})] \geq |g_{12}g_{21} - \omega^2 C^2 - j\omega(g_{12} + g_{21})C|,$$

$$2g_{11}g_{22} - (g_{12}g_{21} - \omega^2 C^2) \geq \sqrt{(g_{12}g_{21} - \omega^2 C^2)^2 + \omega^2 C^2 (g_{12} + g_{21})^2},$$

$$4g_{11}g_{22}(D_g + \omega^2 C^2) \geq \omega^2 C^2 (g_{12} + g_{21})^2,$$

$$4g_{11}g_{22}D_g \geq [(g_{12} + g_{21})^2 - 4g_{11}g_{22}] \omega^2 C^2.$$

Ker zahtevamo potencialno nestabilno vezje, obrnemo neenačaj in dobimo:

$$C_{\min} > \frac{2}{\omega} \sqrt{\frac{g_{11}g_{22}D_g}{(g_{12} + g_{21})^2 - 4g_{11}g_{22}}}.$$

Za realno kapacitivnost mora biti izraz pod korenem pozitiven. Ker je $g_{11} > 0$, $g_{22} > 0$ in $D_g > 0$, mora biti izpolnjen tudi pogoj:

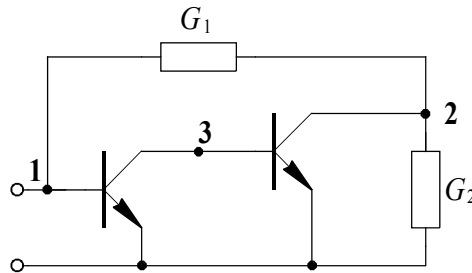
$$(g_{12} + g_{21})^2 < 4g_{11}g_{22}.$$

Naloga 3.7

Za narisano vezje določite G_1 tako, da bo vezje potencialno nestabilno

$$[Y_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 100 & 0,1 \end{bmatrix} [\text{mS}]$$

$$G_2 = 0,1 \text{ mS}.$$



Slika 3.12

Admitančna matrika tretjega reda je:

$$[Y_{3 \times 3}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 10^{-3} + G_1 & -G_1 & 0 \\ -G_1 & 0,2 \cdot 10^{-3} + G_1 & 100 \cdot 10^{-3} \\ 100 \cdot 10^{-3} & 0 & (0,1 + 1) \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Z redukcijo tretjega vozlišča dobimo admitančno matriko drugega reda:

$$[\mathbf{Y}_{2 \times 2}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 1 \cdot 10^{-3} + G_1 & -G_1 \\ -G_1 - \frac{100 \cdot 100 \cdot 10^{-3}}{1,1} & 0,2 \cdot 10^{-3} + G_1 \end{bmatrix}.$$

Pogoj za absolutno stabilnost vezij:

$$2g_{11}'g_{22}' - \operatorname{Re}(y_{12}'y_{21}') \geq |y_{21}'y_{12}'|,$$

$$2(10^{-3} + G_1)(0,2 \cdot 10^{-3} + G_1) - \operatorname{Re}[(-G_1) \cdot (-G_1 - 9,09)] \geq |(-G_1) \cdot (-G_1 - 9,09)|,$$

$$0,4 \cdot 10^{-3} + 2,4G_1 - 9,09G_1 \geq 9,09G_1$$

$$0,4 \cdot 10^{-3} \geq 15,78G_1$$

$$G_1 \leq 2,54 \cdot 10^{-5} \text{ S}$$

$$(R_1 \geq 39,45 \text{ k})$$

Za potencialno nestabilno vezje neenačaj obrnemo:

$$G_1 > 2,54 \cdot 10^{-5} \text{ S}$$

$$(R_1 < 39,45 \text{ k})$$

3.4 Optimizacija koristnega ojačenja moči in konjugirano kompleksne zaključitve

V poglavju 2.2 smo ugotovili, da podaja uspešnost vključitve dvovhodnega vezja ojačenje prenosa moči (koristno ojačenje moči):

$$G_T = \frac{P_b}{P_{SA}} = \frac{4|y_{21}|^2 G_b G_S}{|(y_{22} + Y_b) \cdot (y_{11} + Y_S) - y_{12} y_{21}|^2}.$$

Vidimo, da je G_T odvisen od Y_S in Y_b . Določiti je potrebno optimalne vrednosti Y_{Sop} in Y_{bop} (prilagoditev na vходу in izhodu) tako, da bomo imeli maksimalno ojačenje prenosa moči. Optimizacija je seveda smiselna le za absolutno stabilna dvovhodna vezja ($k \geq 0$).

Izkaže se, da so pri optimalnih prilagoditvah na vходу in izhodu vsa tri ojačenja moči med seboj enaka in maksimalna

$$G_{Tmax} = A_{pmax} = G_{Amax} = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{11}g_{22} + |y_{12}y_{21}|\sqrt{k^2 - 1} - \text{Re}(y_{12}y_{21})}.$$

Optimalne prilagoditve podajajo enačbe:

$$G_{bop} = \frac{|y_{12}y_{21}|\sqrt{k^2 - 1}}{2g_{11}} B_{bop} = -b_{22} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}}$$

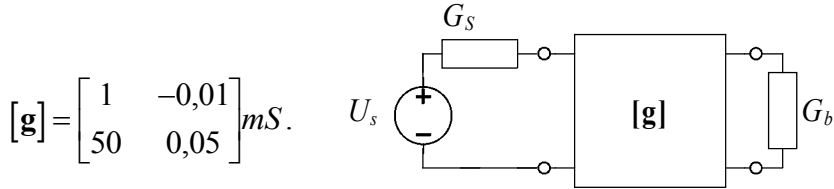
$$G_{Sop} = \frac{|y_{12}y_{21}|\sqrt{k^2 - 1}}{2g_{22}}, \quad B_{Sop} = -b_{11} + \frac{\text{Im}(y_{12}y_{21})}{2g_{22}}.$$

Iz enačb za prilagoditev vidimo, da dobimo realne vrednosti za G_{bop} , G_{Sop} in G_{Tmax} le pri absolutno stabilnih vezjih, ko je stabilnostni faktor

$$k = \frac{2g_{11}g_{22} - \text{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|} \geq 1.$$

Naloga 3.8

Izračunajte maksimalno ojačenje moči A_{pmax} , maksimalno razpoložljivo ojačenje moči G_{Amax} in maksimalno koristno ojačenje moči G_{Tmax} za dvovhodno vezje s podano realno admitančno matriko $[Y] = [g]$. Notranja admitanca krmilnega generatorja je realna $Y_s = G_s$ in tudi breme je realno $Y_b = G_b$.



Slika 3.13

Splošne enačbe za ojačenje moči so:

$$A_p = \frac{|y_{21}|^2 G_b}{g_{11} |g_{22} + Y_b|^2 - \operatorname{Re}[y_{12} y_{21} (y_{22}^* + Y_b^*)]} = \frac{P_b}{P_{vh}},$$

$$A_p = \frac{|y_{21}|^2 G_s}{g_{22} |g_{11} + Y_s|^2 - \operatorname{Re}[y_{12} y_{21} (y_{11}^* + Y_s^*)]} = \frac{P_{izA}}{P_{SA}},$$

$$G_T = \frac{4|y_{21}|^2 G_s G_b}{|(y_{11} + Y_s)(y_{22} + Y_b) - y_{12} y_{21}|^2} = \frac{P_b}{P_{SA}}.$$

Pri tem so:

P_b - delovna moč na bremenu,

P_{vh} - delovna moč, ki se troši na vходу,

P_{izA} - razpoložljiva moč na izhodu,

P_{SA} - razpoložljiva moč generatorja.

Če želimo dobiti maksimalno ojačenje vseh treh moči, moramo imeti istočasno prilagoditev na vходу in izhodu. To pomeni, da moramo izračunati optimalno vrednost bremenske admitance G_{bop} in optimalno vrednost generatorjeve notranje admitance G_{Sop} .

$$G_{bop} = \frac{|y_{12}y_{21}|\sqrt{k^2-1}}{2g_{11}} = \frac{|g_{12}g_{21}|\sqrt{k^2-1}}{2g_{11}} =$$

$$= \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,01 \cdot 10^{-3} \sqrt{1,2^2-1}}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,166mS,$$

$$G_{Sop} = \frac{|y_{12}y_{21}|\sqrt{k^2-1}}{2g_{22}} = \frac{|g_{12}g_{21}|\sqrt{k^2-1}}{2g_{22}} =$$

$$= \frac{0,01 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-3} \sqrt{1,2^2-1}}{2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3}} = 3,32mS.$$

V enačbah optimalnih admitanc se pojavlja invariantni stabilnostni faktor k

$$k = \frac{2g_{11}g_{22} \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|} = \frac{2g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}}{g_{12}g_{21}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,05 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,01 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,01 \cdot 10^{-3}} = 1,2.$$

Z vstavitvijo optimalnih admitanc v enačbe za ojačenje moči, dobimo:

$$A_{p \max} = \frac{g_{21}^2 G_{bop}}{(G_{bop} + g_{22})^2 g_{11} - g_{12}g_{21}(G_{bop} + g_{22})},$$

$$A_{p\max} = \frac{(50 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,166 \cdot 10^{-3}}{0,166 \cdot 10^{-3} + 0,05 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} (0,166 \cdot 10^{-3} + 0,05 \cdot 10^{-3})} = 2683.$$

$$G_{A\max} = \frac{g_{21}^2 G_{Sop}}{(g_{11} + G_{Sop}) \cdot [g_{22}(g_{11} + G_{Sop}) - g_{12}g_{21}]} =$$

$$= \frac{(50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 32 \cdot 10^{-3}}{(10^{-3} + 3,32 \cdot 10^{-3}) [0,05 \cdot 10^{-3} (10^{-3} + 3,32 \cdot 10^{-3}) + 0,01 \cdot 50 \cdot 10^{-6}]} = 2683.$$

$$G_{T\max} = \frac{4g_{21}^2 G_{bop} G_{Sop}}{[(g_{11} + G_{Sop}) \cdot (g_{22} + G_{bop}) - g_{12}g_{21}]^2},$$

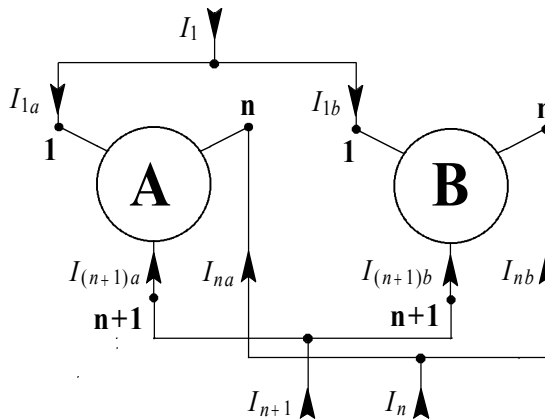
$$G_{T\max} = \frac{4 \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,166 \cdot 10^{-3} \cdot 3,32 \cdot 10^{-3}}{[(10^{-3} + 3,32 \cdot 10^{-3}) \cdot (0,05 \cdot 10^{-3} + 0,166 \cdot 10^{-3}) + 0,01 \cdot 50 \cdot 10^{-6}]^2} = 2683.$$

Iz rešenega primera je lepo razvidno, da so v primeru istočasne prilagoditve na vходу in izhodu vsa tri ojačenja enaka:

$$A_{P\max} = G_{A\max} = G_{T\max}.$$

4. Sistematična analiza linearnih elektronskih vezij

4.1 Vzporedna združitev večvhodnih vezij z enakim številom vhodov



Slika 4.1 : Vzporedno združevanje vezij z enakim številom vhodov

Pri vzporedni vezavi dveh $n+1$ polnih vezij veljajo zveze:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_{1a} + I_{1b}, & U_1 &= U_{1a} = U_{1b}, \\
 I_2 &= I_{2a} + I_{2b}, & U_2 &= U_{2a} = U_{2b}, \\
 &\vdots & &\vdots \\
 &\vdots & &\vdots \\
 &\vdots & &\vdots \\
 I_n &= I_{na} + I_{nb}, & U_n &= U_{na} = U_{nb}, \\
 I_{n+1} &= I_{(n+1)a} + I_{(n+1)b}, & U_{n+1} &= U_{(n+1)a} = U_{(n+1)b}.
 \end{aligned}$$

Iz zgornjih enačb sledi, da je celotna nedoločena admitančna matrika

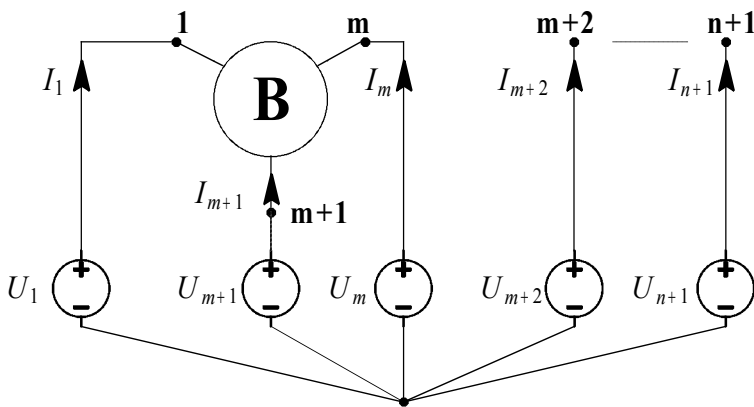
$$[\mathbf{Y}_N] = [\mathbf{Y}_{NA}] + [\mathbf{Y}_{NB}].$$

Tudi za določeno admitančno matriko velja

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_A] + [\mathbf{Y}_B] .$$

4.2 Vzporedna združitve večvhodnih vezij z različnim številom vhodov

V primeru, če ima vezja A ($n+1$), vezja B pa ($m+1$) priključnih sponk in je $(m+1) < (n+1)$, bi ostalo pri vzporedni združitvi obeh vezij ($n-m$) sponk vezja A nepriključenih. Zato dodamo vezju B ($n-m$) nepriključenih sponk.



Slika 4.2 : Združevanje vezij z različnim številom vhodov

Ker so sponke $m+2, \dots, n+1$ nepriključene, so tokovi $I_{m+2} = I_{m+3} = \dots = I_{n+1} = 0$.

Seveda tudi napetosti U_{m+2}, \dots, U_{n+1} ne vplivajo na tokove I_1, \dots, I_{m+1} . Iz tega sledi, da dobimo za vezja B matriko reda $(n+1) \times (n+1)$ tako, da dodamo v osnovni matriki reda $(m+1) \times (m+1)$ ničle na ustrezna mesta.

Vozliščne enačbe za vezja B so v tem primeru

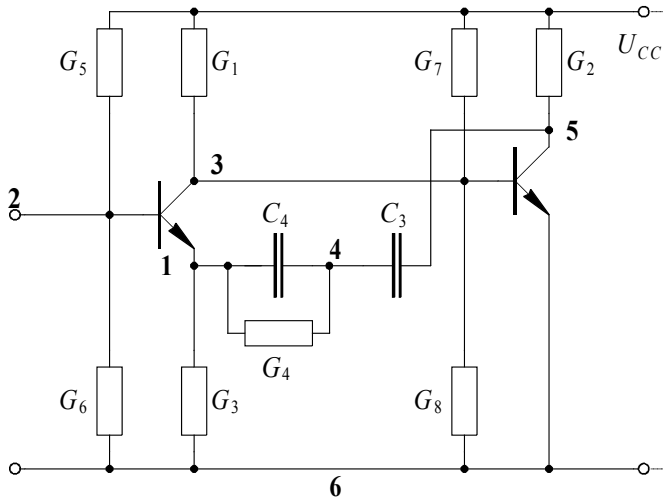
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{m+1} \\ I_{m+2} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1m+1} & 0 & \dots & 0 \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2m+1} & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ y_{(m+1),1} & y_{(m+1),2} & \dots & y_{(m+1)(m+1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_{m+1} \\ U_{m+2} \\ U_{n+1} \end{bmatrix}$$

Tako sta sedaj nedoločeni matriki za vezje A in B enakega reda $n+1$. Celotna nedoločena admitančna matrika je tudi v tem primeru enaka vsoti obeh:

$$[\mathbf{Y}_N]_{(n+1) \times (n+1)} = [\mathbf{Y}_{AN}]_{(n+1) \times (n+1)} + [\mathbf{Y}_{BN}]_{(n+1) \times (n+1)}$$

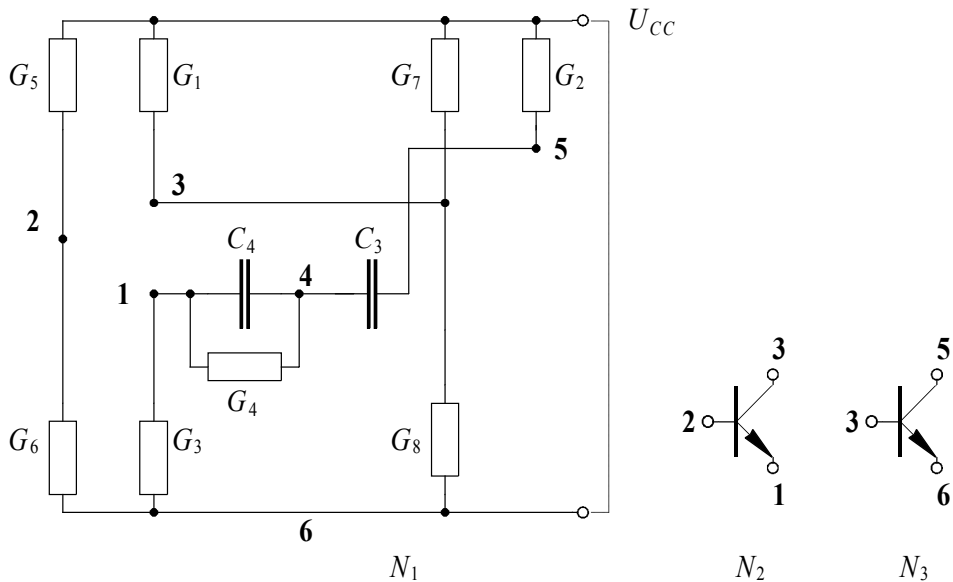
Naloga 4.1

Določite admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$ za narisan ojačevalnik. Podana je $[\mathbf{Y}_E]$ za oba transistorja, admittance $G_1, G_2, G_3, G_4, G_5, G_6, G_7, G_8$ ter kapacitivnosti C_3, C_4 .



Slika 4.3 : Dvostopenjski ojačevalnik

Vezje razdelimo na podvezja tako, da dobimo s paralelno združitvijo teh podvezij originalno vezje. Admitančno matriko celotnega vezja izračunamo s seštevanjem posameznih admitančnih matrik podvezij. V našem primeru imamo podvezja N_1, N_2, N_3 .



Slika 4.4 : Prikaz podvezij N_1, N_2, N_3

Za podvezje N_1 je določena admitančna matrika $[\mathbf{Y}_1]$:

$$[\mathbf{Y}_1] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} G_3 + G_4 + j\omega C_4 & 0 & 0 & -(G_4 + j\omega C_4) & 0 \\ 0 & G_5 + G_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_1 + G_7 + G_8 & 0 & 0 \\ -(G_4 + j\omega C_4) & 0 & 0 & G_4 + j\omega(C_3 + C_4) & -j\omega C_3 \\ 0 & 0 & 0 & -j\omega C_3 & G_2 + j\omega C_3 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Ker je vozlišče 6 referenčno vozlišče, smo v nedoločeni matriki $[\mathbf{Y}_{1N}]$ izpustili šesto vrstico in šesti stolpec ter tako dobili določeno matriko

$[\mathbf{Y}_1]$. Vidimo, da so v drugi vrstici in drugem stolpcu same ničle, ki odgovarjajo nepriključenemu vozlišču 2.

Transistor T_1 je vezan tako, da nima nobene sponke direktno priključene na referenčno vozlišče. Zato bomo $[\mathbf{Y}_2]$ tvorili iz nedoločene admitančne matrike transistorja T_1 :

$$[\mathbf{Y}_{NT_1}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1(E) & 2(B) & 3(C) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1(E) \\ 2(B) \\ 3(C) \end{matrix} & \left[\begin{array}{ccc} \sum y_E & -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} & y_{12E} \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{21E} & y_{22E} \end{array} \right] \end{matrix}.$$

Z upoštevanjem nepriključenih vozlišč 4 in 5, dobimo določeno admitančno matriko $[\mathbf{Y}_2]$:

$$[\mathbf{Y}_2] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \left[\begin{array}{ccccc} \sum y_E & -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) & 0 & 0 \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} & y_{12E} & 0 & 0 \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{21E} & y_{22E} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \end{matrix}.$$

V podvezju N_3 je transistor z emitorjem vezan na referenčno vozlišče 6. Zato lahko uporabimo, za določitev $[\mathbf{Y}_3]$, že podano admitančno matriko v orientaciji s skupnim emitorjem $[\mathbf{Y}_E]$.

Če upoštevamo tudi nepriključena vozlišča 1, 2, 4, dobimo admitančno matriko $[\mathbf{Y}_3]$:

$$[\mathbf{Y}_3] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & y_{11E} & 0 & y_{12E} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & y_{21E} & 0 & y_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix} \cdot$$

Celotna matrika $[\mathbf{Y}]$ je:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_1] + [\mathbf{Y}_2] + [\mathbf{Y}_3] =$$

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} A & -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) & -(G_4 + j\omega C_4) & 0 \\ -(y_{11E} + y_{12E}) & y_{11E} + G_5 + G_6 & y_{12E} & 0 & 0 \\ -(y_{21E} + y_{22E}) & y_{21E} & B & 0 & y_{12E} \\ -(G_4 + j\omega C_4) & 0 & 0 & D & -j\omega C_3 \\ 0 & 0 & y_{21E} & -j\omega C_3 & E \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Simboli A , B , D in E so določeni z enačbami:

$$A = G_3 + G_4 + j\omega C_4 + \sum y_E,$$

$$B = G_1 + y_{22E} + y_{11E} + G_7 + G_8,$$

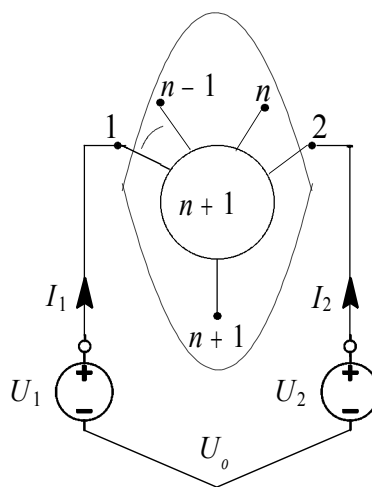
$$D = G_4 + j\omega(C_3 + C_4),$$

$$E = G_2 + j\omega C_3 + y_{22E}.$$

4.3 Redukcija " $n+1$ " polnega vezja v " n " polno vezje

Pri mnogih vezjih nas ne zanimajo zveze med tokovi in napetostmi za vsa vozlišča, ampak le za vhodno in izhodno vozlišče. V takem primeru predpostavimo, da so vozlišča, ki nas ne zanimajo, notranja (nedostopna) vozlišča.

Če opazujemo tako $n+1$ polno vezje od zunaj (vozlišče 1,2), so tokovi notranjih vozlišč ($I_3 \dots I_n$) enaki nič. Prehod iz admitančne matrice $[\mathbf{Y}]$ reda $(n+1) \times (n+1)$ do admitančne matrice $[\mathbf{Y}]'$ reda $n \times n$ imenujemo **redukcija vozlišč $n+1$ polnega vezja**.



Slika 4.5 : Prikaz nedostopnih vozlišč

Sam postopek redukcije pogledimo na primeru štirivhodnega vezja, ki ga opišemo z admitančnimi parametri.

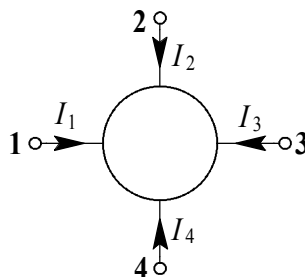
$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + y_{13}U_3 + y_{14}U_4,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{23}U_3 + y_{24}U_4,$$

$$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3 + y_{34}U_4,$$

$$I_4 = y_{41}U_1 + y_{42}U_2 + y_{43}U_3 + y_{44}U_4,$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = [\mathbf{Y}] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}.$$



Slika 4.6: Štirivhodno vezje

Če predpostavimo, da je četrto vozlišče nedostopno, ga ne moremo priklopiti na nobeno zunanje vezje in je zato

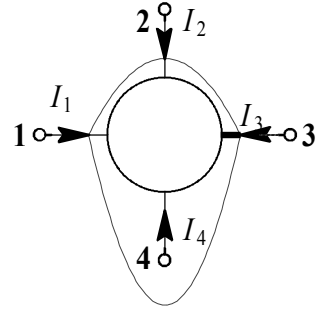
$$I_4 = 0.$$

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + y_{13}U_3 + y_{14}U_4,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{23}U_3 + y_{24}U_4,$$

$$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3 + y_{34}U_4,$$

$$0 = y_{41}U_1 + y_{42}U_2 + y_{43}U_3 + y_{44}U_4.$$



Slika 4.7 : Redukcija četrtega vozlišča

Iz zadnje enačbe izračunamo:

$$U_4 = -\frac{y_{41}}{y_{44}}U_1 - \frac{y_{42}}{y_{44}}U_2 - \frac{y_{43}}{y_{44}}U_3.$$

Z vstavitvijo U_4 v enačbe za I_1, I_2, I_3 dobimo

$$I_1 = \left(y_{11} - \frac{y_{14}y_{41}}{y_{44}} \right) U_1 + \left(y_{12} - \frac{y_{14}y_{42}}{y_{44}} \right) U_2 + \left(y_{13} - \frac{y_{14}y_{43}}{y_{44}} \right) U_3,$$

$$I_2 = \left(y_{21} - \frac{y_{24}y_{41}}{y_{44}} \right) U_1 + \left(y_{22} - \frac{y_{24}y_{42}}{y_{44}} \right) U_2 + \left(y_{23} - \frac{y_{24}y_{43}}{y_{44}} \right) U_3,$$

$$I_3 = \left(y_{31} - \frac{y_{34}y_{41}}{y_{44}} \right) U_1 + \left(y_{32} - \frac{y_{34}y_{42}}{y_{44}} \right) U_2 + \left(y_{33} - \frac{y_{34}y_{43}}{y_{44}} \right) U_3.$$

Iz zgornjih enačb odčitamo elemente reducirane admitančne matrike $[\mathbf{Y}']$

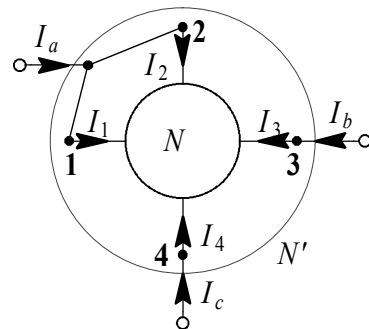
$$[\mathbf{Y}'] = \begin{bmatrix} y_{11} - \frac{y_{14}y_{41}}{y_{44}} & y_{12} - \frac{y_{14}y_{42}}{y_{44}} & y_{13} - \frac{y_{14}y_{43}}{y_{44}} \\ y_{21} - \frac{y_{24}y_{41}}{y_{44}} & y_{22} - \frac{y_{24}y_{42}}{y_{44}} & y_{23} - \frac{y_{24}y_{43}}{y_{44}} \\ y_{31} - \frac{y_{34}y_{41}}{y_{44}} & y_{32} - \frac{y_{34}y_{42}}{y_{44}} & y_{33} - \frac{y_{34}y_{43}}{y_{44}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y'_{11} & y'_{12} & y'_{13} \\ y'_{21} & y'_{22} & y'_{23} \\ y'_{31} & y'_{32} & y'_{33} \end{bmatrix}.$$

V splošnem moremo izračunati elemente reducirane admitančne matrike $[\mathbf{Y}']$ reda $n \times n$ iz admitančne matrike $[\mathbf{Y}]$ reda $(n+1) \times (n+1)$ z enačbo:

$$y'_{jk} = y_{jk} - \frac{y_{jh} \cdot y_{hk}}{y_{hh}}, \quad j \neq h, \quad k \neq h.$$

Pri tem smo iz $n+1$ -polnega vezja izločili vozlišče h , ki je postalo nedostopno. Na ta način smo $n+1$ -polno vezje pretvorili v n -polno vezje.

Razen opisane redukcije vozlišč so lahko v vezju določena vozlišča vezana vzporedno. Tudi v takem primeru se admitančna matrika spremeni. Postopek si oglejmo na štirivhodnem vezju, ki ima vozlišči 1 in 2 vezani vzporedno.



Slika 4.8 : Vzporedna vezava vozlišč 1 in 2

Za vezje N veljajo enačbe:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + y_{13}U_3 + y_{14}U_4,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{23}U_3 + y_{24}U_4,$$

$$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3 + y_{34}U_4,$$

$$I_4 = y_{41}U_1 + y_{42}U_2 + y_{43}U_3 + y_{44}U_4.$$

Ali v matrični obliki

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & y_{24} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & y_{34} \\ y_{41} & y_{42} & y_{43} & y_{44} \end{bmatrix} = [\mathbf{Y}] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}.$$

Iz slike vidimo, da je

$$\begin{aligned} I_a &= I_1 + I_2, & U_a &= U_1 = U_2, \\ I_b &= I_3, & U_b &= U_3, \\ I_c &= I_4, & U_c &= U_4. \end{aligned}$$

Z upoštevanjem zgornjih zvez dobimo:

$$I_a = I_1 + I_2 = (y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22})U_a + (y_{13} + y_{23})U_b + (y_{14} + y_{24})U_c,$$

$$I_b = I_3 = (y_{31} + y_{32})U_a + y_{33}U_b + y_{34}U_c,$$

$$I_c = I_4 = (y_{41} + y_{42})U_a + y_{43}U_b + y_{44}U_c.$$

V matrični obliki:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} & y_{13} + y_{23} & y_{14} + y_{24} \\ y_{31} + y_{32} & y_{33} & y_{34} \\ y_{41} + y_{42} & y_{43} & y_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = [\mathbf{Y}'] \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}.$$

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}']$ dobimo iz admitančne matrike $[\mathbf{Y}]$ tako, da seštejemo vrstici 1 in 2 ter nato stolpca 1 in 2.

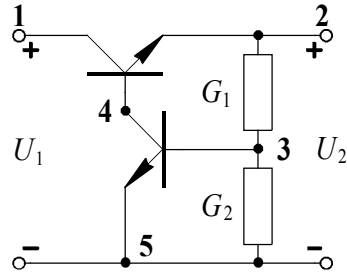
Naloga 4.2

Za napetostni stabilizator določite faktor stabilizacije $S=1/A_U$. Za oba transistorja je podana admitančna matrika $[Y_E]$.

$$G_1 = G_2 = 1\text{mS},$$

$$[Y_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0,1 \end{bmatrix} \text{mS}.$$

V tem primeru nas ne zanimajo razmere v notranjosti vezja. Zato bomo z redukcijo tretjega in četrtega vozlišča pretvorili admitančno matriko $[Y]$ reda 4×4 v admitančno matriko $[Y'']$ reda 2×2 .



Slika 4.9 : Napetostni stabilizator

Za transistor T_1 dobimo admitančno matriko $[Y_{T1}]$ reda 4×4 tako, da nedoločeni matriki $[Y_{T1}]$ reda 3×3 dodamo tretjo vrstico in tretji stolpec, ki vsebujeta le ničelne elemente:

$$[Y_{T1N}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 2(E) & 4(B) & 1(C) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 2(E) \\ 4(B) \\ 1(C) \end{matrix} & \begin{bmatrix} \sum g_E & -(g_{11E} + g_{21E}) & -(g_{12E} + g_{22E}) \\ -(g_{11E} + g_{12E}) & g_{11E} & g_{12E} \\ -(g_{21E} + g_{22E}) & g_{21E} & g_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[Y_{T1}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1(C) & 2(E) & 3 & 4(B) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1(C) \\ 2(E) \\ 3 \\ 4(B) \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{22E} & -(g_{21E} + g_{22E}) & 0 & g_{21E} \\ -(g_{12E} + g_{22E}) & \sum g_E & 0 & -(g_{11E} + g_{21E}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_{12E} & -(g_{11E} + g_{12E}) & 0 & g_{11E} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Ker je transistor T_2 vezan z emitorjem na referenčno sponko, moremo uporabiti pri tvorbi admitančne matrike $[\mathbf{Y}_{T2}]$ kar podano matriko $[\mathbf{Y}_E]$. Pri tem moramo paziti le na to, da jo vpišemo na prvo mesto:

$$[\mathbf{Y}_{T2}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3(B) & 4(C) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3(B) \\ 4(C) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{11E} & g_{12E} \\ 0 & 0 & g_{21E} & g_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Admitančna matrika preostalega dela vezja, ki vsebuje le dvopole je:

$$[\mathbf{Y}_3] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_1 & -G_1 & 0 \\ 0 & -G_1 & G_1 + G_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Celotna matrika $[\mathbf{Y}]$ je:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_{T1}] + [\mathbf{Y}_{T2}] + [\mathbf{Y}_3],$$

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{22E} & -(g_{21E} + g_{22E}) & 0 & g_{21E} \\ -(g_{12E} + g_{22E}) & G_1 + \sum g_E & -G_1 & -(g_{11E} + g_{21E}) \\ 0 & -G_1 & g_{11E} + G_1 + G_2 & g_{12E} \\ g_{12E} & -(g_{11E} + g_{12E}) & g_{21E} & g_{11E} + g_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Z upoštevanjem $g_{12E} = 0$ dobimo:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{22E} & -(g_{21E} + g_{22E}) & 0 & g_{21E} \\ -g_{22E} & G_1 + g_{11E} + g_{21E} + g_{22E} & -G_1 & -(g_{11E} + g_{21E}) \\ 0 & -G_1 & g_{11E} + G_1 + G_2 & 0 \\ 0 & -g_{11E} & g_{21E} & g_{11E} + g_{22E} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Z redukcijo četrtega vozlišča dobimo matriko $[\mathbf{Y}']$ reda 3×3 :

$$y'_{jk} = y_{jk} - \frac{y_{j4} \cdot y_{4k}}{y_{44}},$$

$$[\mathbf{Y}'] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{22E} & -(g_{22E} + g_{21E}) + \frac{g_{11E} \cdot g_{21E}}{g_{11E} + g_{22E}} & -\frac{g_{21E}^2}{g_{11E} + g_{22E}} \\ -g_{22E} & \sum g_E' + G_1 - \frac{g_{11E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} & -G_1 + \frac{g_{21E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} \\ 0 & -G_1 & G_1 + G_2 + g_{11E} \end{bmatrix}, \end{matrix}$$

$$\sum g'_E = g_{11} + g_{22} + g_{21}.$$

Če reduciramo še tretje vozlišče, dobimo admitančno matriko $[\mathbf{Y}'']$:

$$[\mathbf{Y}'''] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{22E} & X \\ -g_{22E} & W \end{bmatrix}, \end{matrix}$$

$$X = -(g_{22E} + g_{21E}) + \frac{g_{11E}g_{21E}}{g_{11E} + g_{22E}} - \frac{G_1 g_{21E}^2}{(G_1 + G_2 + g_{11E})(g_{11E} + g_{22E})},$$

$$W = \sum g^{\odot}_E + G_1 - \frac{g_{11E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} + \frac{G_1 \left(\frac{g_{21E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} - G_1 \right)}{G_1 + G_2 + g_{11E}}.$$

Tako smo pretvorili celotno vezje v dvovhodno vezje z admitančno matriko $[Y'']$.

Faktor stabilizacije S izračunamo z enačbo:

$$S = \frac{1}{A_U} = -\frac{1 + y_{22}'' Z_b}{y_{21}'' Z_b}.$$

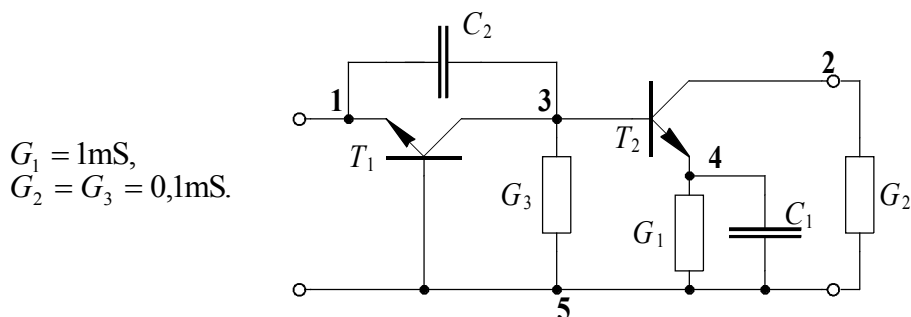
Z upoštevanjem $Z_b \rightarrow \infty$ se izraz še poenostavi:

$$S = -\frac{y_{22}''}{y_{21}''} = \frac{\sum g'_E + G_1 - \frac{g_{11E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} + \frac{G_1 \left(\frac{g_{21E}(g_{11E} + g_{21E})}{g_{11E} + g_{22E}} - G_1 \right)}{G_1 + G_2 + g_{11E}}}{g_{22E}},$$

$$S = -\frac{51,1 + 1 - \frac{1 \cdot 51}{1,1} + \frac{1 \left(\frac{50 \cdot 51}{1,1} - 1 \right)}{3}}{0,1} = -7781,3.$$

Naloga 4.3

Za vezje na sliki 4.10 določite admitančno matriko tretjega reda. Pri tem reducirajte četrto vozlišče. Peto vozlišče je referenčno.



Slika 4.10 : Redukcija četrtega vozlišča

Za oba transistorja je podana admitančna matrika za skupni emitor

$$Y_E = \begin{bmatrix} g_{11} & 0 \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 100 & 0,1 \end{bmatrix} \text{mS}.$$

Za transistor T_1 določimo s pomočjo nedoločene admitančne matrike matriko za skupno bazo:

$$[\mathbf{Y}_{NT1}] = \begin{matrix} B \\ C \\ E \end{matrix} \begin{bmatrix} B & C & E \\ g_{11} & 0 & -g_{11} \\ g_{21} & g_{22} & -(g_{21} + g_{22}) \\ -(g_{11} + g_{21}) & -g_{22} & g_{11} + g_{21} + g_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{array}{c}
 B(5) \quad C(3) \quad E(1) \\
 B(5) \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 100 & 0,1 & -100,1 \\ -101 & 0,1 & 101,1 \end{bmatrix} \quad \text{mS.} \\
 = C(3) \\
 E(1)
 \end{array}$$

V nedoločeni matriki črtamo vrstico in stolpec B ter dobimo:

$$[\mathbf{Y}_{T1B}] = \begin{array}{c} E(1) \\ C(3) \end{array} \begin{bmatrix} E(1) & C(3) \\ g_{11} + g_{21} + g_{22} & -g_{22} \\ -(g_{21} + g_{22}) & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{array}{c} E(1) \\ C(3) \end{array} \begin{bmatrix} E(1) & C(3) \\ 101,1 & -0,1 \\ -100,1 & 0,1 \end{bmatrix} \quad \text{mS.}$$

Za transistor T_2 moramo v celotni matriki upoštevati nedoločeno admitančno matriko, ker nima transistor nobenega vozlišča priključenega direktno v referenčno vozlišče.

$$[\mathbf{Y}_{NT2}] = \begin{array}{c} B \\ C \\ E \end{array} \begin{bmatrix} B & C & E \\ g_{11} & 0 & -g_{11} \\ g_{21} & g_{22} & -(g_{21} + g_{22}) \\ -(g_{11} + g_{21}) & -g_{22} & g_{11} + g_{21} + g_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{array}{c}
 B(3) \quad C(2) \quad E(4) \\
 B(3) \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 100 & 0,1 & -100,1 \\ -101 & -0,1 & 101,1 \end{bmatrix} \quad \text{mS.} \\
 = C(2) \\
 E(4)
 \end{array}$$

Celotno admitančno matriko četrtega reda, dobimo s seštevanjem admitančnih matrik posameznih elementov:

$$[\mathbf{Y}_{4 \times 4}] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array} \begin{array}{ccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ \left[\begin{array}{ccccc} A & 0 & -g_{22} - j\omega C_2 & & 0 \\ 0 & g_{22} + G_2 & g_{21} & & -(g_{21} + g_{22}) \\ -(g_{21} + g_{22}) - j\omega C_2 & 0 & g_{22} + g_{11} + G_3 + j\omega C_2 & & -g_{11} \\ 0 & -g_{22} & -(g_{11} + g_{21}) & & B \end{array} \right. \end{array}$$

$$A = g_{11} + g_{21} + g_{22} + j\omega C_2,$$

$$B = (g_{11} + g_{21} + g_{22}) + G_1 + j\omega C_1,$$

$$[\mathbf{Y}_{4 \times 4}] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array} \begin{array}{ccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 \\ \left[\begin{array}{ccccc} 101,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_2 & 0 & -0,1 \cdot 10^{-3} - j\omega C_2 & & 0 \\ 0 & 0,2 \cdot 10^{-3} & 100 \cdot 10^{-3} & & -100,1 \cdot 10^{-3} \\ -100,1 \cdot 10^{-3} - j\omega C_2 & 0 & 1,2 \cdot 10^{-3} + j\omega C_2 & & -1 \cdot 10^{-3} \\ 0 & -0,1 \cdot 10^{-3} & -101 \cdot 10^{-3} & & 102,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_1 \end{array} \right. \end{array}$$

Z redukcijo četrtega vozlišča dobimo: $[\mathbf{Y}]_{3 \times 3}$

$$[\mathbf{Y}_{3 \times 3}] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} \begin{array}{ccc} & 1 & 2 & 3 \\ \left[\begin{array}{ccc} 101,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_2 & 0 & -0,1 \cdot 10^{-3} - j\omega C_2 \\ 0 & C & D \\ -100,1 \cdot 10^{-3} - j\omega C_2 & E & F \end{array} \right. \end{array},$$

$$C = 0,2 \cdot 10^{-3} - \frac{100,1 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}{102,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_1}, \quad D = 100 \cdot 10^{-3} - \frac{-100,1 \cdot 101 \cdot 10^{-6}}{102,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_1},$$

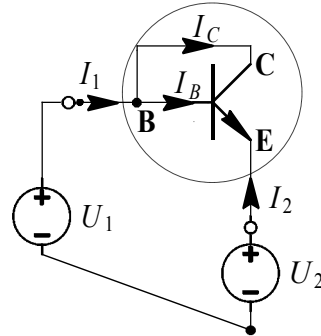
$$E = -\frac{1 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}{102,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_1}, \quad F = 1,2 \cdot 10^{-3} + j\omega C_2 - \frac{1 \cdot 101 \cdot 10^{-6}}{102,1 \cdot 10^{-3} + j\omega C_1}.$$

Naloga 4.4

Poiščite nedoločeno admitančno matriko reda 2×2 za naslednje vezje:

Podana je admitančna matrika za skupni emitor:

$$Y_E = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}.$$



Slika 4.11

Poiščemo nedoločeno matriko za transistor brez povezave BC :

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{matrix} & \begin{matrix} B & C & E \end{matrix} \\ \begin{matrix} B \\ C \\ E \end{matrix} & \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & -(y_{11} + y_{12}) \\ y_{21} & y_{22} & -(y_{21} + y_{22}) \\ -(y_{11} + y_{21}) & -(y_{12} + y_{22}) & \sum y \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Ko povežemo B in C , velja:

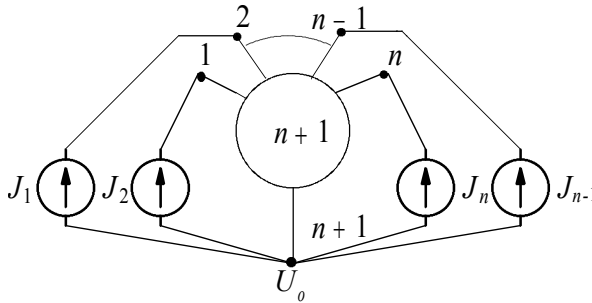
$$\begin{aligned} U_1 &= U_B = U_C, & I_1 &= I_B + I_C, \\ U_2 &= U_E, & I_2 &= I_E. \end{aligned}$$

Admitančno matriko dobimo tako, da seštejemo stolpca B in C ter vrstici B in C :

$$Y_N = \begin{bmatrix} \sum y & -\sum y \\ -\sum y & \sum y \end{bmatrix}.$$

4.4 Vozliščna metoda

Z vozliščno metodo računamo vozliščne napetosti, ki jih opazujemo proti nekemu referenčnemu vozlišču. Uporabna je takrat, ko so elementi vezja admitančno izraženi. Če hočemo vozliščne enačbe zapisati neposredno, so lahko v vezju le neodvisni tokovni generatorji in napetostno krmiljeni tokovni generatorji. Napetosti posameznih vej so podane z razliko vozliščnih napetosti.



Slika 4.12 : $n+1$ polno vezje

V narisanim $n+1$ polnem vezju smo izbrali vozlišče $n+1$ za referenčno vozlišče. Vse vozliščne napetosti U_1, U_2, \dots, U_n opazujemo proti temu referenčnemu vozlišču. V vsa vozlišča so priključeni neodvisni tokovni generatorji J_1, J_2, \dots, J_n . Za opisan primer so vozliščne enačbe:

$$y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + \dots + y_{1n}U_n = J_1,$$

$$y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + \dots + y_{2n}U_n = J_2,$$

⋮
⋮
⋮

$$y_{n1}U_1 + y_{n2}U_2 + \dots + y_{nn}U_n = J_n.$$

Ali v matrični obliki

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2n} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ y_{n1} & y_{n2} & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ J_n \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{Y}] \cdot \underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{J}}.$$

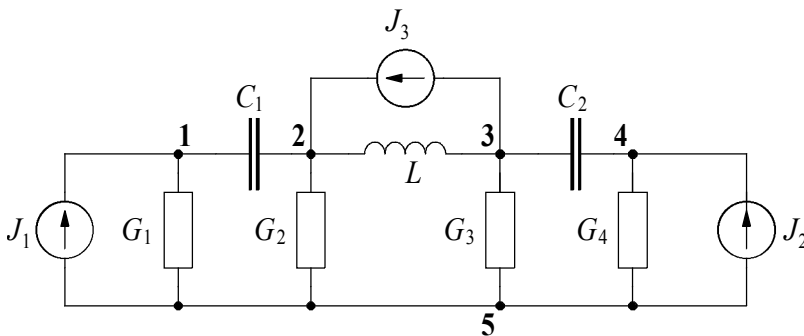
Vozliščne napetosti U_1, U_2, \dots, U_n izračunamo z enačbo

$$\underline{\mathbf{U}} = [\mathbf{Y}]^{-1} \underline{\mathbf{J}}.$$

Elementi vektorja $\underline{\mathbf{J}}$ so podani z vsoto vseh tokov, ki pritekajo v posamezno vozlišče.

Naloga 4.5

Za narisano vezje določite vozliščne enačbe.



Slika 4.13

V danem primeru imamo opravka s petpolnim vezjem. Peto vozlišče je referenčno. Pri podanih vzbujevalnih tokovih J_1 , J_2 in J_3 imamo naslednje vozliščne enačbe:

$$\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ A & -j\omega C_1 & 0 & 0 \\ -j\omega C_1 & B & -\frac{1}{j\omega L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{j\omega L} & D & -j\omega C_2 \\ 0 & 0 & -j\omega C_2 & G_4 + j\omega C_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_3 \\ -J_3 \\ J_2 \end{bmatrix},$$

$$A = G_1 + j\omega C_1,$$

$$B = G_2 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L},$$

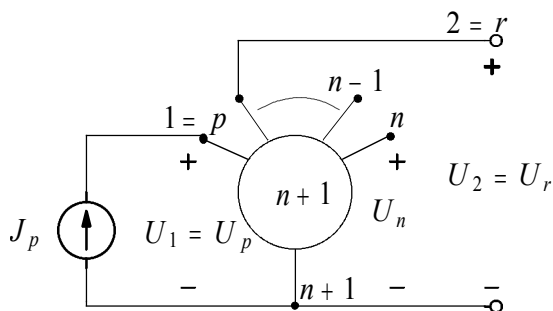
$$D = G_3 + j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L}.$$

4.4.1 Metoda kofaktorjev

V elektronskih vezjih nas v večini primerov ne zanimajo vse vozliščne napetosti temveč le vhodna in izhodna napetost. Zvezo med njimi podajajo vhodne in prevajalne funkcije vezja.

V tem primeru lahko uporabimo za računanje vozliščnih napetosti **metodo kofaktorjev**, ki bazira na Cramerjevem pravilu reševanja sistema linearnih enačb.

Uporabo metode kofaktorjev si oglejmo na $n+1$ polnem vezju, ki ga vzbujamo le na enem vhodu s tokovnim generatorjem J_p .



Slika 4.14

Za narisano vezje moremo napisati vozliščne enačbe:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & y_{2n} \\ \cdot & & & & & \\ \cdot & & & & & \\ \cdot & & & & & \\ y_{n1} & y_{n2} & \cdot & \cdot & \cdot & y_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 = U_p \\ U_2 = U_r \\ U_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_p \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Napetosti U_p in U_r izračunamo s pomočjo Cramerjevega pravila:

$$U_p = \frac{D_{pp}}{D} J_p,$$

$$U_r = \frac{D_{pr}}{D} J_p.$$

V zgornjih enačbah so:

D_{pp} ...kofaktor elementa pp v admitančni matriki $[\mathbf{Y}]$,

D_{pr} ...kofaktor elementa pr v admitančni matriki $[\mathbf{Y}]$,

D ...determinanta admitančne matrike $[\mathbf{Y}]$.

Iz napetosti U_r in U_p izračunamo napetostno ojačenje in vhodno impedanco:

$$A_U^{rp} = \frac{U_r}{U_p} = \frac{D_{pr}}{D_{pp}},$$

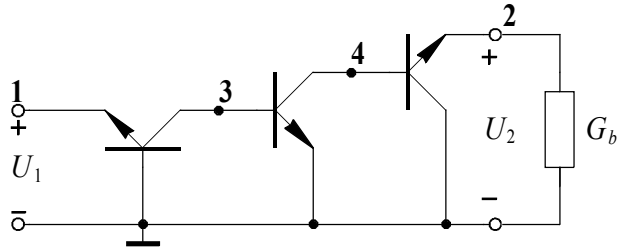
$$Z_p = \frac{U_p}{J_p} = \frac{D_{pp}}{D}.$$

Napetostno ojačenje lahko določimo z isto enačbo tudi, če vezje krmilimo z napetostnim generatorjem $E_p = U_p$.

Naloga 4.6

Z metodo kofaktorjev izračunajte napetostno ojačenje $A_U = U_2/U_1$. Za vse transistorje je podana admitančna matrika s skupnim emitorjem:

$$[Y_E] = \begin{matrix} B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} B & C \\ g_{11} & 0 \\ g_{21} & 0 \end{bmatrix}.$$



Slika 4.15

Nedoločena matrika za transistorje:

$$[Y_N] = \begin{matrix} B \\ C \\ E \end{matrix} \begin{bmatrix} B & C & E \\ g_{11} & 0 & -g_{11} \\ g_{21} & 0 & -g_{21} \\ -(g_{11} + g_{21}) & 0 & g_{11} + g_{21} \end{bmatrix}.$$

Celotna matrika četrtega reda je:

$$[\mathbf{Y}_{4 \times 4}] = \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{array} \begin{array}{cccc} 1 & 2 & 3 & 4 \\ \left[\begin{array}{cccc} g_{11} + g_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_{11} + g_{21} + G_b & 0 & -(g_{11} + g_{21}) \\ -g_{21} & 0 & g_{11} & 0 \\ 0 & -g_{11} & g_{21} & g_{11} \end{array} \right] \end{array}.$$

Napetostno ojačenje izračunamo z enačbo:

$$A_U^{21} = \frac{D_{12}}{D_{11}} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & 0 & -(g_{11} + g_{21}) \\ -g_{21} & g_{11} & 0 \\ 0 & g_{21} & g_{11} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} g_{11} + g_{21} + G_b & 0 & -(g_{11} + g_{21}) \\ 0 & g_{11} & 0 \\ -g_{11} & g_{21} & g_{11} \end{vmatrix}} =$$

$$= -\frac{g_{21}^2 (g_{11} + g_{21})}{g_{11}^2 G_b}.$$

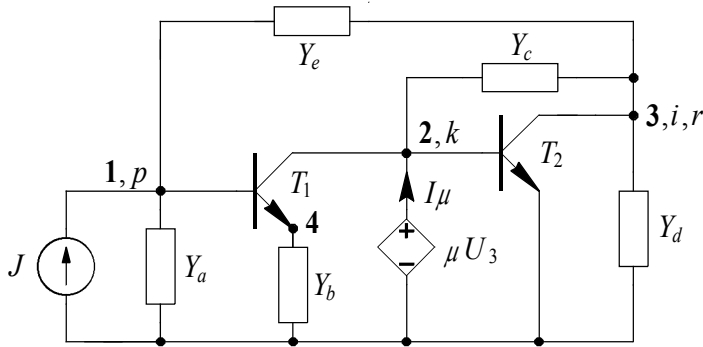
D_{12} - kofaktor elementa 12 v matriki $[\mathbf{Y}_{4 \times 4}]$,

D_{11} - kofaktor elementa 11 v matriki $[\mathbf{Y}_{4 \times 4}]$.

4.5 Vozliščna analiza vezij, ki vsebujejo napetostno krmiljene napetostne vire

Naloga 4.7

Za vezje na sliki določite vozliščne enačbe in izračunajte razmerje U_3/U_1 . Za oba transistorja je podana realna admitančna matrika $[Y_{T1E}] = [Y_{T2E}] = [g]$.



Slika 4.16

Admitančno matriko $[Y]_{4 \times 4}$ vezja določimo z enačbo:

$$[Y]_{4 \times 4} = [Y_{T1}]_{4 \times 4} + [Y_{T2}]_{4 \times 4} + [Y_R]_{4 \times 4}.$$

Pri tem so:

$$[Y_{T1}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{11E} & g_{12E} & 0 & -(g_{11E} + g_{12E}) \\ g_{21E} & g_{22E} & 0 & -(g_{21E} + g_{22E}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(g_{11E} + g_{21E}) & -(g_{12E} + g_{22E}) & 0 & \sum g_E \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[Y_{T2}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_{11E} & g_{12E} & 0 \\ 0 & g_{21E} & g_{22E} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[Y_R] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_a + Y_e & 0 & -Y_e & 0 \\ 0 & Y_c & -Y_c & 0 \\ -Y_e & -Y_c & Y_c + Y_d + Y_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_b \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Celotna admitančna matrika $[Y]$ je:

$$[Y] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1=p & 2=k & 3=i=r & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1=p \\ 2=k \\ 3=i=r \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{11E} + Y_a + Y_e & g_{12E} & -Y_e & -(g_{11E} + g_{12E}) \\ g_{21E} & Y_c + g_{11E} + g_{22E} & g_{12E} - Y_c & -(g_{21E} + g_{22E}) \\ -Y_e & g_{21E} - Y_c & Y_c + Y_d + g_{22E} + Y_e & 0 \\ -(g_{11E} + g_{21E}) & -(g_{12E} + g_{22E}) & 0 & \sum g_E + Y_b \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Z upoštevanjem admitančne matrike $[Y]$ dobimo naslednje vozliščne enačbe:

$$[Y] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 = U_k \\ U_3 = U_i \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ 0 + I\mu \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Ker se nahaja v vezju napetostno krmiljen napetostni generator, moramo upoštevati še zvezo med napetostima U_2 in U_3 :

$$U_2 = \mu U_3 \quad (U_k = \mu U_i).$$

Vozliščne enačbe se spremenijo:

$$[\mathbf{Y}] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ \mu U_3 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ I\mu \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \rightarrow \quad [\mathbf{Y}'] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Admitančno matriko $[\mathbf{Y}']$ dobimo tako, da v admitančni matriki $[\mathbf{Y}]$ pomnožimo drugi stolpec (k -ti stolpec) z μ in ga prištejemo k tretjemu stolpcu (i -temu stolpcu) in nato črtamo drugo vrstico (k -to vrstico) in drugi stolpec (k -ti stolpec):

$$[\mathbf{Y}\odot] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1=p & & 3=r & & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1=p \\ 3=r \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} g_{11E} + Y_a + Y_e & & \mu g_{12E} - Y_e & & -(g_{11E} + g_{12E}) \\ & -Y_e & \mu(g_{21E} - Y_c) + Y_c + Y_d + g_{22E} + Y_e & & 0 \\ & -(g_{11E} + g_{21E}) & -\mu(g_{12E} + g_{22E}) & & \sum g_E + Y_b \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Napetostno ojačenje izračunamo z enačbo:

$$A_U^{rp} = A_U^{31} = \frac{D_{pr}}{D_{pp}} = \frac{D_{13}}{D_{11}},$$

$D_{pp}(D_{11})$ - kofaktor elementa (pp) v matriki $[\mathbf{Y}']$,

$D_{pr}(D_{13})$ - kofaktor elementa (pr) v matriki $[\mathbf{Y}']$.

Izračunajmo kofaktorje D_{11} in D_{13} :

$$D_{11} = [\mu(g_{21E} - Y_c) + Y_c + Y_d + Y_e + g_{22E}] \cdot (\sum g_E + Y_b) -$$

$$- [-Y_e(\sum g_E + Y_b) + (g_{11E} + g_{21E}) \cdot 0] = Y_e(\sum g_E + Y_b),$$

$$D_{13} = [Y_e \cdot (\sum g_E + Y_b) + (g_{11E} + g_{21E}) \cdot 0] = Y_e \cdot (\sum g_E + Y_b).$$

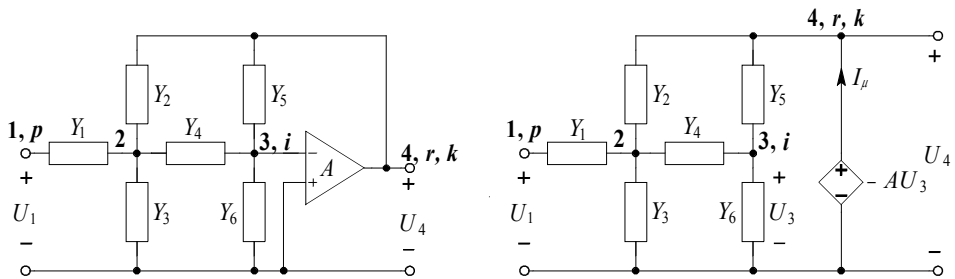
Vidimo, da je za izbran primer ojačenje A_U^{31} :

$$A_U^{31} = \frac{D_{13}}{D_{11}} = \frac{Y_e}{[\mu((g_{21E} - Y_c) + Y_c + Y_d + Y_e + g_{22E})]}$$

Naloga 4.8

Za narisano vezje izračunajte ojačenje A_U^{41} . Pri tem upoštevajte:

- 1. $A = \text{končen}$
- 2. $A \rightarrow \infty$



Slika 4.17

Admitančna matrika je:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 = p & 2 & 3 = i & 4 = k = r \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 & 0 \\ -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_4 & -Y_2 \\ 0 & -Y_4 & Y_4 + Y_5 + Y_6 & -Y_5 \\ 0 & -Y_2 & -Y_5 & Y_2 + Y_5 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Vozliščne enačbe:

$$[\mathbf{Y}] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 = U_i \\ U_4 = U_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ +I\mu \end{bmatrix}.$$

1. Z upoštevanjem $U_4 = -AU_3$, se vozliščne enačbe spremenijo:

$$[\mathbf{Y}'] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Matriko $[\mathbf{Y}']$ dobimo tako, da v $[\mathbf{Y}]$ matriki četrti stolpec pomnožimo z $-A$, ga prištejemo k tretjemu stolpcu in nato črtamo četrto vrstico in četrti stolpec:

$$[\mathbf{Y}'] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 = p & 2 & 3 = i \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 = p \\ 2 \\ 3 = i \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 \\ -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_4 + Y_2 \cdot A \\ 0 & -Y_4 & Y_4 + Y_5 + Y_6 \cdot A + Y_6 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

V $[\mathbf{Y}']$ nimamo četrte vrstice in četrtega stolpca, tako, da ne moremo neposredno izračunati ojačenja A_U^{41} . Izračunamo najprej A_U^{31} in nato rezultat pomnožimo z $-A$, ker je $U_4 = -AU_3$:

$$A_U^{rp} = \frac{U_r}{U_p} = \frac{D_{pr}}{D_{pp}}, \quad A_U^{31} = \frac{U_3}{U_1} = \frac{D_{13}}{D_{11}},$$

$$D_{13} = \begin{vmatrix} -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 \\ 0 & -Y_4 \end{vmatrix} = Y_1 Y_4,$$

$$D_{11} = \begin{vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_4 + Y_2 A \\ -Y_4 & Y_4 + Y_6 + Y_5 + Y_5 A \end{vmatrix} =$$

$$= (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) \cdot (Y_4 + Y_6 + Y_5 A + Y_5) - Y_4(Y_4 - Y_2 A),$$

$$A_U^{31} = \frac{Y_1 Y_4}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) \cdot (Y_4 + Y_5 + Y_5 A + Y_6) - Y_4(Y_4 - Y_2 A)},$$

$$A_U^{41} = -A \cdot A_U^{31}.$$

2. Za primer, ko gre $A \rightarrow \infty$, lahko neposredno določimo modificirano admitančno matriko $[\mathbf{Y}'']$. Ker so vozliščne napetosti po absolutni vrednosti omejene, dobimo iz enačbe:

$$U_4 = -AU_3, \quad \rightarrow \quad U_3 = 0.$$

V vozliščnih enačbah upoštevamo $U_3 = 0$ in dobimo:

$$[\mathbf{Y}''] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Modificirano admitančno matriko $[\mathbf{Y}'']$ dobimo tako, da v admitančni matriki $[\mathbf{Y}]$ črtamo vrstico 4 (k) in stolpec 3 (i):

$$[\mathbf{Y}''] = \begin{matrix} 1 = p & 2 & 4 = k = r \\ 1 = p & \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 \\ -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_2 \\ 0 & -Y_4 & -Y_5 \end{bmatrix} \\ 3 = i \end{matrix}$$

V tem primeru moremo direktno izračunati ojačenje A_U^{41} :

$$A_U^{41} = \frac{D_{14}}{D_{11}},$$

$$D_{14} = \begin{vmatrix} -Y_1 & Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 \\ 0 & -Y_4 \end{vmatrix} = Y_1 Y_4,$$

$$D_{11} = \begin{vmatrix} Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 & -Y_2 \\ -Y_4 & -Y_5 \end{vmatrix} = -Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - Y_2 Y_4,$$

$$A_U^{41} = -\frac{Y_1 Y_4}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)Y_5 + Y_2 Y_4}.$$

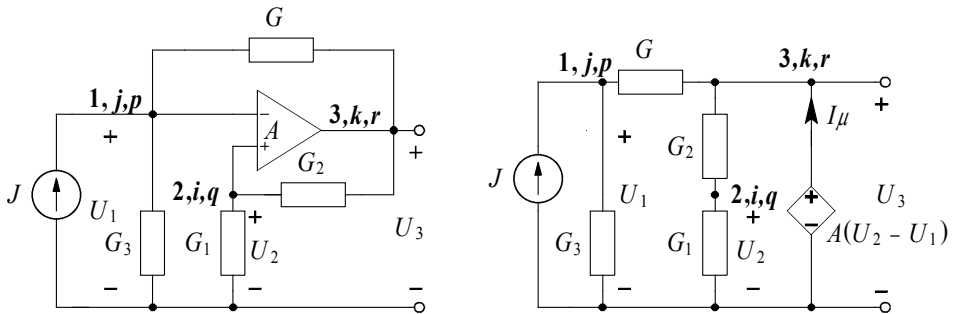
Enak rezultat za A_U^{41} bi dobili tudi, če bi v enačbi, ki velja za končno ojačenje A , limitirali $A \rightarrow \infty$.

Naloga 4.9

Za vezje na sliki določite U_3 / U_1 za primer

1. $A = \text{končen}$

2. $A \rightarrow \infty$



Slika 4.18 : Operacijski ojačevalnik z nadomestnim vezjem

Iz vezja določimo admitančno matriko $[\mathbf{Y}]$:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} 1=j & 2=i & 3=k \\ 1=j & 2=i & 3=k \end{matrix} \begin{bmatrix} G+G_3 & 0 & -G \\ 0 & G_1+G_2 & -G_2 \\ -G & -G_2 & G_2+G \end{bmatrix}.$$

Vozliščne enačbe so:

$$[\mathbf{Y}] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ 0 \\ +I\mu \end{bmatrix}.$$

1. Ker velja enačba $U_3 = A(U_2 - U_1)$, določimo še modificirano admitančno matriko $[\mathbf{Y}']$ iz admitančne matrike $[\mathbf{Y}]$ na sledeč način: k drugemu (i -temu) stolpcu v $[\mathbf{Y}]$ prištejemo tretji (k -ti) stolpec pomnožen z A , k prvemu (j -temu) stolpcu prištejemo tretji (k -ti) stolpec pomnožen z $-A$ in nato izpustimo tretjo (k -to) vrstico in tretji (k -ti) stolpec.

$$[\mathbf{Y}'] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ G + GA + G_3 & -GA \\ G_2 A & G_1 + G_2 - G_2 A \end{bmatrix}.$$

Modificirane vozliščne enačbe so:

$$\begin{bmatrix} G + GA + G_3 & -GA \\ G_2 A & G_1 + G_2 - G_2 A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 = U_j \\ U_2 = U_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Napetosti U_1 in U_2 izračunamo s pomočjo Cramerjevega pravila:

$$U_1 = \frac{\begin{vmatrix} J & -GA \\ 0 & G_1 + G_2(1 - A) \end{vmatrix}}{D} = \frac{J[G_1 + G_2(1 - A)]}{D},$$

$$U_2 = \frac{\begin{vmatrix} G(1 + A) + G_3 & J \\ G_2 A & 0 \end{vmatrix}}{D} = -\frac{J G_2 A}{D}.$$

Ojačenje A_U^{31} je:

$$A_U^{31} = \frac{U_3}{U_1} = \frac{A(U_2 - U_1)}{U_1} = \frac{-A(G_1 + G_2)}{G_1 + G_2(1 - A)}.$$

2. V primeru $A \rightarrow \infty$ velja: $U_2 = U_1$ ($U_i = U_j$). Modificirano admitančno matriko $[\mathbf{Y}''']$ določimo iz admitančne matrike $[\mathbf{Y}]$ na sledeč način: k drugemu (i -temu) stolpcu matrike $[\mathbf{Y}]$ prištejemo prvi (j -ti) stolpec in nato izpustimo tretjo (k -to) vrstico ter prvi (j -ti) stolpec.

$$[\mathbf{Y}'''] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1+2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} G+G_3 & -G \\ G_1+G_2 & -G_2 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Vozliščne enačbe so:

$$\begin{bmatrix} G+G_3 & -G \\ G_1+G_2 & -G_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Ojačenje A_U^{31} izračunamo s pomočjo naslednjih enačb:

$$A_U^{31} = \frac{D_{13}}{D_{11}} = \frac{(G_1 + G_2)}{G_2}.$$

4.6 Zančna metoda

Pri zančni metodi si izberemo neodvisne zančne tokove in napišemo zančne enačbe. Vse vejske tokove dobimo kot razliko ali vsoto (odvisno od smeri) zančnih tokov. Metoda je direktno uporabna, če so v vezju le neodvisni napetostni viri, odvisni tokovno krmiljeni napetostni viri ter impedančno izraženi elementi. Splošne zančne enačbe imajo obliko

$$Z_{11}I_{Z1} + Z_{12}I_{Z2} + \dots + Z_{1n}I_{Zn} = E_1,$$

$$Z_{21}I_{Z1} + Z_{22}I_{Z2} + \dots + Z_{2n}I_{Zn} = E_2,$$

.

.

.

$$Z_{n1}I_{Z1} + Z_{n2}I_{Z2} + \dots + Z_{nn}I_{Zn} = E_n,$$

$$[\mathbf{Z}] \cdot \mathbf{I}_Z = \mathbf{E}.$$

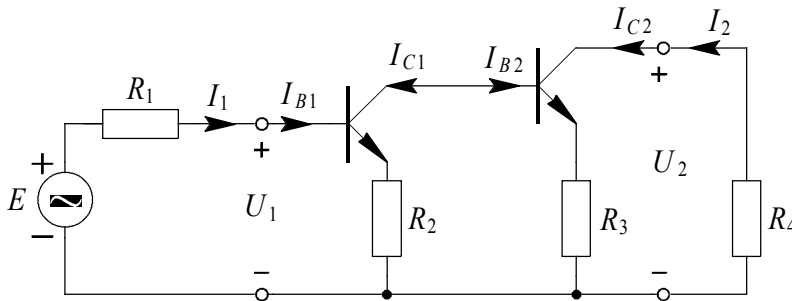
Elementi vektorja \mathbf{E} so enaki vsoti vseh napetosti v opazovani zanki.

Če ne upoštevamo krmiljenih generatorjev, lahko zančno impedančno matriko določimo po naslednjem pravilu:

- diagonalni element Z_{jj} je enak vsoti vseh impedanc v zanki j ,
- izvendiagonalni element Z_{jh} je enak pozitivni ali negativni vsoti impedanc vej, ki so skupne zankama j in h . Če so smeri I_{Zj} in I_{Zh} enake je predznak pozitiven, če so smeri I_{Zj} in I_{Zh} nasprotni je predznak negativen.

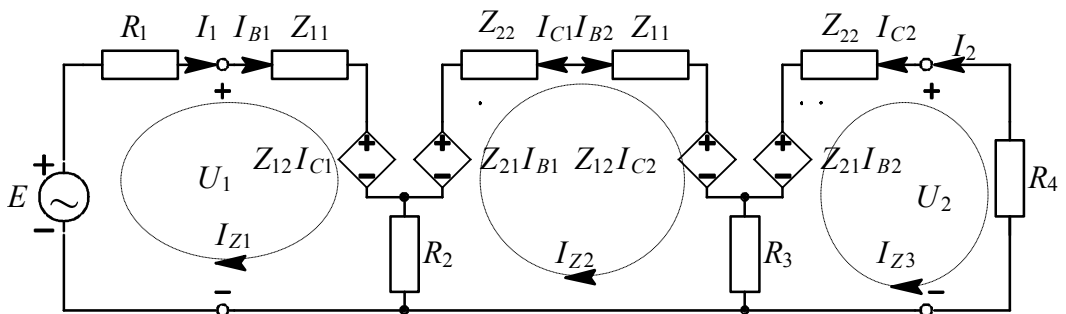
Naloga 4.10

Za dvostopenjski ojačevalnik določite zančne enačbe in impedančno matriko $[Z_{2 \times 2}]$, če so za oba transistorja podani impedančni parametri za orientacijo s skupnim emitorjem.



Slika 4.19 : Dvostopenjski ojačevalnik

Z upoštevanjem impedančnih nadomestnih vezij za transistorja dobimo naslednjo sliko:



Slika 4.20 : Nadomestno vezje dvostopenjskega ojačevalnika

Vse tokove izrazimo z zančnimi tokovi:

$$I_{B1} = I_{Z1}, \quad I_1 = I_{Z1},$$

$$I_{C1} = -I_{Z2}, \quad I_2 = -I_{Z3},$$

$$I_{C2} = -I_{Z3}, \quad I_{B2} = I_{Z2}.$$

Zančne enačbe dobimo tako, da napišemo Kirchhoffove napetostne zakone za vsako zanko:

$$I_{Z1} \cdot Z_{11} - I_{Z2} \cdot Z_{12} + (I_{Z1} - I_{Z2})R_2 = U_1,$$

$$(I_{Z2} - I_{Z1})R_2 - I_{Z1}Z_{21} + I_{Z2}Z_{22} + I_{Z2}Z_{11} - I_{Z3}Z_{12} + (I_{Z2} - I_{Z3})R_3 = 0,$$

$$(I_{Z3} - I_{Z2})R_3 - I_{Z2}Z_{21} + I_{Z3}Z_{22} = -U_2.$$

Po ureditvi enačb dobimo naslednje zančne enačbe:

$$I_{Z1}(Z_{11} + R_2) - I_{Z2}(Z_{12} + R_2) = U_1,$$

$$-I_{Z1}(Z_{21} + R_2) + I_{Z2}(R_2 + Z_{22} + Z_{11} + R_3) - I_{Z3}(Z_{12} + R_3) = 0,$$

$$-I_{Z2}(R_3 + Z_{21}) + I_{Z3}(R_3 + Z_{22}) = -U_2.$$

Določiti moramo še impedančno matriko $[Z]$, če smatramo celotno vezje kot dvovhodno. V ta namen moramo izračunati odvisnost napetosti U_1 in U_2 od tokov I_1 in I_2 .

Iz druge zančne enačbe izračunamo tok

$$I_{Z2} = \frac{I_{Z1}(Z_{21} + R_2) + I_{Z3}(Z_{12} + R_3)}{R_2 + Z_{22} + Z_{11} + R_3}$$

in ga vstavimo v prvo in tretjo zančno enačbo:

$$I_{Z1} \left[(Z_{11} + R_2) - \frac{(Z_{21} + R_2) \cdot (Z_{12} + R_2)}{R_2 + Z_{22} + Z_{11} + R_3} \right] + I_{Z3} \frac{(Z_{12} + R_3) \cdot (Z_{12} + R_2)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} = U_1,$$

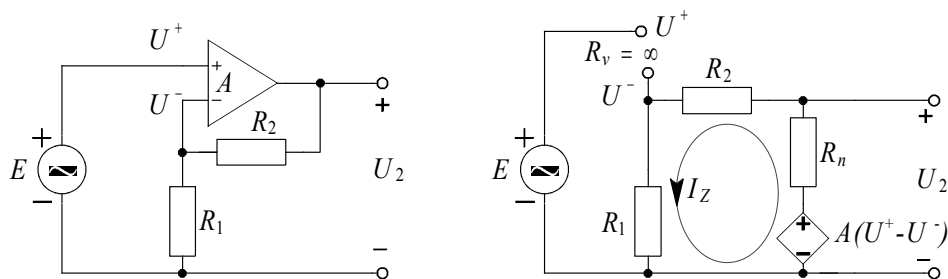
$$-I_{Z1} \frac{(Z_{21} + R_2) \cdot (Z_{21} + R_3)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} + I_{Z3} \left[(R_3 + Z_{22}) - \frac{(Z_{12} + R_3) \cdot (Z_{21} + R_3)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} \right] = -U_2.$$

Ker je $I_1 = I_{Z1}$ in $I_2 = -I_{Z3}$, dobimo naslednjo impedančno matriko $[Z]$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} + R_2 - \frac{(Z_{21} + R_2) \cdot (Z_{12} + R_2)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} & -\frac{(Z_{12} + R_3) \cdot (Z_{12} + R_2)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} \\ \frac{(Z_{21} + R_2) \cdot (Z_{21} + R_3)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} & (R_3 + Z_{22}) - \frac{(Z_{12} + R_3) \cdot (Z_{21} + R_3)}{R_2 + R_3 + Z_{11} + Z_{22}} \end{bmatrix}.$$

Naloga 4.11

Za vezje na sliki 4.21 izračunajte s pomočjo zančne metode razmerje U_2/E . Za ojačevalnik upoštevajte neskončno vhodno upornost ($R_{vh} = \infty$), končno izhodno upornost R_{iz} in končno ojačenje A .



Slika 4.21

V tem primeru imamo le eno zančno enačbo:

$$I_Z(R_1 + R_2 + R_n) - A(E - I_Z R_1) = 0.$$

Iz znančne enačbe izračunamo znančni tok

$$I_Z = \frac{AE}{R_1(1+A) + R_2 + R_n}.$$

Izhodno napetost U_2 izračunamo iz enačbe:

$$U_2 = A(E - I_Z R_1) - I_Z R_n = AE - I_Z (AR_1 + R_n).$$

V enačbo za napetost U_2 vstavimo izračunani znančni tok I_Z in izračunamo razmerje U_2/E :

$$U_2 = AE - \frac{AE(AR_1 + R_n)}{R_1(1+A) + R_2 + R_n},$$

$$\frac{U_2}{E} = A - \frac{A^2 R_1 + AR_n}{R_1 + AR_1 + R_2 + R_n} = \frac{A(R_1 + R_2)}{R_1(1+A) + R_2 + R_n}.$$

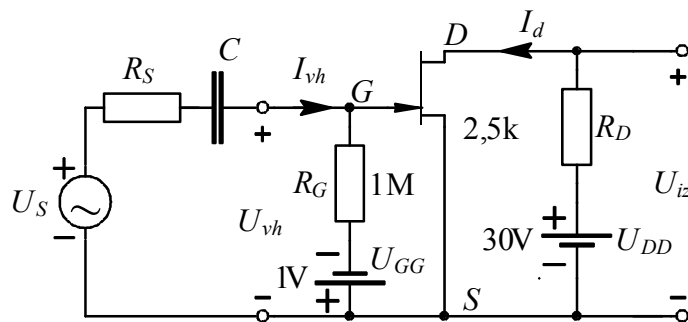
5. Osnovne konfiguracije linearnih elektronskih vezij pri srednjih frekvencah

5.1 Lastnosti različnih orientacij unipolarnih transistorjev

5.1.1 Orientacija s skupnim izvorom

Naloga 5.1

Za narisano vezje izračunajte napetostno ojačenje A_U , tokovno ojačenje A_I , vhodno impedanco Z_{vh} in izhodno impedanco Z_{iz} .

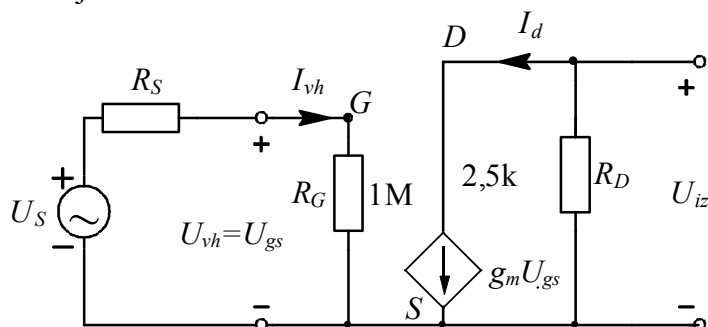


Slika 5.1 : Ojačevalnik s spojnim FET-om

Za transistor je podana realna admitančna matrika:

$$[\mathbf{Y}_s] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & g_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 8,89 & 0 \end{bmatrix} \text{mS}.$$

Malosignalno nadomestno vezje, z upoštevanjem podane admitančne matrike, prikazuje slika 5.2.



Slika 5.2 : Nadomestno vezje za male signale

Iz slike vidimo, da je:

$$Z_{vh} = R_G = 1\text{M} \quad \left(Y_{vht} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b} = 0 \right),$$

$$Z_{iz} = R_D = 2,5\text{k} \quad \left(Y_{izt} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s} = 0 \right).$$

Napetostno ojačenje:

$$A_U = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b} = -\frac{8,89 \cdot 10^{-3}}{\frac{1}{2,5 \cdot 10^3}} = -22,2.$$

Tokovno ojačenje samega transistorja:

$$A_{It} = \frac{y_{21}}{y_{11} + D_y Z_b} \rightarrow \infty.$$

Z upoštevanjem $R_G=1\text{M}$ in $R_D=2,5\text{ k}$ dobimo:

$$A_I = \frac{I_d}{I_{vh}} = \frac{\frac{-U_{iz}}{R_D}}{\frac{U_{vh}}{Z_{vh}}} = -A_U \frac{Z_{vh}}{R_D} =$$

$$= -A_U \frac{R_G}{R_D} = 22 \frac{10^6}{2,5 \cdot 10^3} = 8800.$$

Tokovno ojačenje je poljubno veliko, saj je odvisno le od R_G in R_D . Zato računanje tokovnega ojačenja nima pravega smisla.

Naloga 5.2

V ojačevalniku bomo uporabili n kanalni MOSFET z induciranim kanalom. Na vhod ojačevalnika priključimo vhodni signal $u_s = u_{gs} = U_{gs} \cos \omega t$. Ker bo ojačevalnik deloval v območju nasičenja, je tok ponora i_D podan z enačbo:

$$i_D(u_{GS}, u_{DS}) = \frac{K}{2} (u_{GS} - U_T)^2 [mA],$$

za območje napetosti $0 < (u_{GS} - U_T) < u_{DS}$.

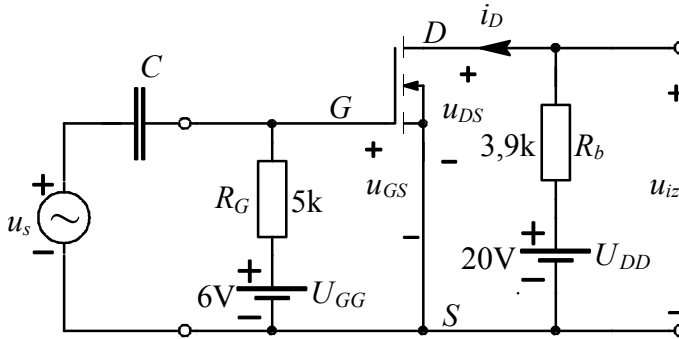
Pri tem je:

$K = 0,6 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ konstanta odvisna od snovno geometrijskih lastnosti FET-a,

$U_{gs} = 0,5\text{V}$,

$U_T = 3\text{ V}$ - pragovna napetost,

C - predstavlja kratek stik za frekvence, pri katerih ojačevalnik deluje.



Slika 5.3 : Ojačevalnik z MOS FET-om

Izračunajte: koeficient popačenja D ,
 napetostno ojačenje A_U ,
 trenutno izgubno moč transistorja p_T ,
 povprečno izgubno moč transistorja P_T ,
 trenutno moč, ki jo oddaja baterija p_{DD} ,
 povprečno moč, ki jo oddaja baterija P_{DD} ,
 trenutno moč na uporu R_b p_{Rb} ,
 povprečno moč na uporu R_b P_{rb} .

Mirovno delovno točko (brez vhodnega signala) podajajo enačbe:

$$I_D = \frac{K}{2}(U_{GS} - U_T)^2 = 0,3 \cdot 10^{-3} (6 - 3)^2 = 2,7 \text{ mA},$$

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D R_b = 20 - 2,7 \cdot 10^{-3} \cdot 3,9 \cdot 10^3 = 9,5 \text{ V}.$$

Če je vhodni signal ojačevalnika $u_s = 0$ je povprečna izgubna moč transistorja

$$P_T = U_{DS} I_D = 9,5 \cdot 2,7 \cdot 10^{-3} = 25,6 \text{ mW}.$$

Ko priključimo vhodni signal $u_s = u_{gs}$, dobimo naslednji totalni trenutni vrednosti toka $i_D(t)$

$$\begin{aligned} i_D(t) &= \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 = \\ &= 0,3 \cdot 10^{-3} [3 + u_{gs}]^2 = 2,7 + 1,8u_{gs} + 0,3u_{gs}^2 = \\ &= 10^{-3} (2,7 + 0,9 \cos \omega t + 0,075 \cos^2 \omega t) = \\ &= 10^{-3} (2,74 + 0,9 \cos \omega t + 0,038 \cos 2\omega t). \end{aligned}$$

in napetosti $u_{DS}(t)$

$$\begin{aligned} u_{DS} &= U_{DD} - i_D R_b = U_{DD} - R_b \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 = \\ U_{DD} - R_b \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2 - 2R_b \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T) u_{gs} - R_b \frac{K}{2} u_{gs}^2 &= \\ U_{DD} - R_b \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2 - \frac{1}{2} R_b \frac{K}{2} U_{gs}^2 - \\ - 2R_b \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T) U_{gs} \cos \omega t - \frac{1}{2} R_b \frac{K}{2} U_{gs}^2 \cos 2\omega t &= \\ = 20 - 3,9 \cdot (2,74 + 0,9 \cos \omega t + 0,038 \cos 2\omega t) &= \\ = 9,31 - 3,51 \cos \omega t - 0,15 \cos 2\omega t. \end{aligned}$$

Koeficient popačenja D je podan z razmerjem amplitud napetosti druge harmonske komponente U_h in napetosti osnovne harmonske komponente U_f izhodne napetosti u_{DS} :

$$D = \frac{U_h}{U_f} = \frac{U_{gs}}{4(U_{GS} - U_T)} = \frac{0,5}{4 \cdot 3} = 0,042 \quad (4,2 \%).$$

Če je vhodni signal u_s dovolj majhen, lahko zanemarimo kvadratni člen v enačbi za u_{DS} in izračunamo ojačenje napetosti s primerjavo obeh kosinusnih komponent:

$$A_U = \frac{U_{ds}}{U_{gs}} = -\frac{2R_b K(U_{GS} - U_T)U_{gs}}{2U_{gs}},$$

$$A_U = -R_b K(U_{GS} - U_T) = -7,02.$$

Ojačenje lahko izračunamo tudi tako, da delimo amplitudo prve harmonske komponente izhodnega signala u_{DS} z amplitudo vhodnega signala U_{gs} ($-3,51/0,5 = -7,02$).

Trenutno izgubno moč transistorja $p_T(t)$ izračunamo s pomočjo izračunanih totalnih trenutnih vrednosti $u_{DS}(t)$ in $i_D(t)$:

$$\begin{aligned} p_T(t) &= i_D(t)u_{DS}(t) = \\ &= \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 \cdot \left\{ U_{DD} - R_b \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 \right\} = \\ &= \frac{K}{2} U_{DD} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 - \frac{K^2}{4} R_b [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^4. \end{aligned}$$

Z upoštevanjem številčnih podatkov dobimo:

$$p_T(t) = 25,57 - 0,95 \cos \omega t - 3,24 \cos^2 \omega t - 0,53 \cos^3 \omega t - 0,02 \cos^4 \omega t.$$

Povprečna izgubna moč transistorja je:

$$P_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_T d\omega t =$$

$$\frac{10^{-3}}{2\pi} \int_0^{2\pi} (25,57 - 0,95 \cos \omega t - 3,24 \cos^2 \omega t - 0,53 \cos^3 \omega t - 0,02 \cos^4 \omega t) d\omega t =$$

$$= 10^{-3} (25,57 - 0 - 1,62 - 0 - 0,008) = 23,94 \text{mW}.$$

Trenutna moč, ki jo oddaja baterija je:

$$p_{DD}(t) = U_{DD} i_D(t) = U_{DD} \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^2 =$$

$$= U_{DD} \frac{K}{2} [(U_{GS} - U_T)^2 + 2(U_{GS} - U_T)u_{gs} + u_{gs}^2] =$$

$$= 6 \cdot 10^{-3} [9 + 6u_{gs} + u_{gs}^2] = 10^{-3} (54 + 18 \cos \omega t + 1,5 \cos^2 \omega t).$$

Povprečno moč, ki jo oddaja baterija izračunamo z integriranjem trenutne moči:

$$P_{DD} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_{DD}(t) d\omega t = \frac{10^{-3}}{2\pi} \int_0^{2\pi} (54 + 18 \cos \omega t + 1,5 \cos^2 \omega t) d\omega t =$$

$$= \frac{10^{-3}}{2\pi} [54\omega t + 18 \sin \omega t + 1,5(0,5\omega t + 0,25 \sin 2\omega t)] \Big|_0^{2\pi} =$$

$$= 10^{-3} (54 + 0 + 0,75) = 54,75 \text{mW}.$$

Trenutna moč na uporu R_b , je:

$$p_{R_b}(t) = R_b \cdot i_D^2(t) = R_b \frac{K^2}{4} [(U_{GS} - U_T) + u_{gs}]^4 = 0,35(3 + u_{gs})^4,$$

$$\begin{aligned} p_{R_b}(t) &= 10^{-3} (28,43 + 37,91u_{gs} + 18,95u_{gs}^2 + 4,21u_{gs}^3 + 0,35u_{gs}^4) = \\ &= 10^{-3} (28,43 + 18,95 \cos \omega t + 4,74 \cos^2 \omega t + 0,53 \cos^3 \omega t + 0,02 \cos^4 \omega t). \end{aligned}$$

Povprečno moč na uporu R_b dobimo z integriranjem trenutne moči :

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_R(t) d\omega t = \\ &= \frac{10^{-3}}{2\pi} \int_0^{2\pi} (28,43 + 18,95 \cos \omega t + 4,74 \cos^2 \omega t + 0,53 \cos^3 \omega t + 0,02 \cos^4 \omega t) d\omega t = \\ &= \frac{10^{-3}}{2\pi} \left[(28,43\omega t + 18,95 \sin \omega t + 4,74(0,5\omega t + 0,25 \sin 2\omega t)) \right]_0^{2\pi} + \\ &+ \frac{10^{-3}}{2\pi} \left[0,53(\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin^3 \omega t) + 0,02 \left(\frac{3\omega t}{8} + \frac{1}{4} \sin 2\omega t + \frac{1}{32} \sin 4\omega t \right) \right]_0^{2\pi} = \\ &= 10^{-3} (28,43 + 2,37 + 0,008) = 30,81 \text{mW}. \end{aligned}$$

Povprečno moč na uporu R_b moremo izračunati tudi z enačbo:

$$P_R = P_{DD} - P_T = 10^{-3} (54,75 - 23,94) = 30,81 \text{mW}.$$

Naloga 5.3

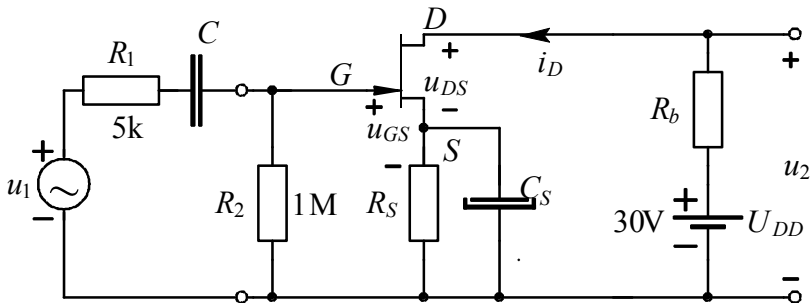
Za ojačevalnik s FET transistorjem (slika 5.4) narišite nadomestno vezje za majhne signale. Pri tem predpostavite, da predstavljata kondenzatorja C in C_S kratek stik za izmenične komponente toka in napetosti. Za FET so podani naslednji parametri:

$$I_{DSS} = 10\text{mA} \quad (i_D \text{ pri } U_{GS} = 0\text{V}),$$

$$U_p = -4\text{V} \text{ (napetost zadržnitve kanala),}$$

$$K = 0,625\text{mA/V}^2.$$

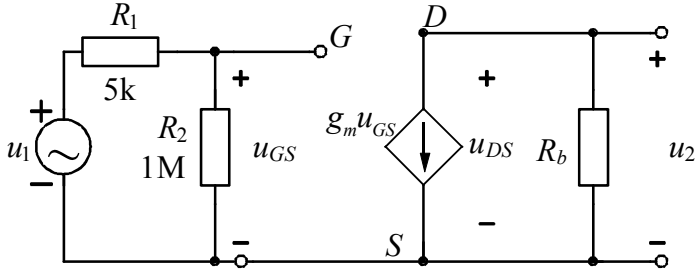
Upornosti R_b in R_s izračunajte tako, da bo delovna točka FET-a pri $I_D = 2,5\text{ mA}$ in $U_{DS} = 8\text{V}$.



Slika 5.4 : Ojačevalnik s spojnim FET-om

Izračunajte transkonduktanco g_m in napetostno ojačenje A_U . Določite maksimalno dovoljeno amplitudo vhodnega signala $u_1 = U_1 \cos \omega t$, da delovna točka ne zdrsne iz območja nasičenja. Izračunajte koeficient popačenja D pri tej maksimalni amplitudi vhodnega signala.

Pri predpostavki, da sta C in C_S kratek stik za izmenične komponente, predstavlja nadomestno vezje za izmenične komponente orientacijo s skupnim izvorom.



Slika 5.5 : Nadomestno vezje za majhne signale

Mirovno napetost U_{GS} izračunamo iz enačbe za tok ponora I_D :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2,$$

$$2,5 = 10 \left(1 - \frac{U_{GS}}{-4} \right)^2,$$

$$1 + \frac{U_{GS}}{4} = \pm \sqrt{0,25} = \pm 0,5$$

$$U_{GS} = 4 \cdot (\pm 0,5 - 1) = \langle -2\text{V} \rangle.$$

Če hočemo, da deluje FET v območju nasičenja, mora biti napetost U_{GS} manj negativna kot je napetost U_p . Zato izberemo rešitev $U_{GS} = -2\text{V} = -U_S$. Upornost R_S izračunamo z enačbo:

$$R_S = \frac{U_S}{I_D} = \frac{2}{2,5} = 0,8\text{k}.$$

S pomočjo znančne enačbe za enosmerne napetosti (slika 5.4)

$$U_{DD} - U_S - U_{DS} - I_D \cdot R_b = 0$$

izračunamo bremensko upornost

$$R_b = \frac{U_{DD} - U_S - U_{DS}}{I_D} = \frac{30 - 2 - 8}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 8\text{k}.$$

Transkonduktanca g_m je za FET podana z enačbo:

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{di_D}{du_{GS}} \right|_{DT} = \frac{d[K(u_{GS} - U_p)]^2}{du_{GS}} = 2K(u_{GS} - U_p) = \\ &= 2 \cdot 0,625(-2 + 4) = 2,5\text{mS}. \end{aligned}$$

Napetostno ojačenje A_U je:

$$A_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-g_m u_{GS} R_b}{u_1} = -g_m R_b \frac{\frac{R_2}{R_2 + R_1} u_1}{u_1} = -\frac{g_m R_2 R_b}{R_2 + R_1}.$$

Ker je $R_2 \gg R_1$ je napetostno ojačenje:

$$A_U \approx -g_m R_b = -2,5 \cdot 8 = -20.$$

Za izračun maksimalne dovoljene amplitude vhodnega signala izrazimo napetosti u_{DS} in u_{GS} z vhodno napetostjo u_1 .

$$u_{DS} = U_{DS} + A_U u_{gs} \approx U_{DS} + A_U u_1 = 8 - 20U_1 \cos \omega t,$$

$$u_{GS} = U_{GS} + u_1 = -2 + U_1 \cos \omega t.$$

Izračunane napetosti vstavimo v enačbo, ki določa mejno vrednost napetosti u_{DS} , pri kateri je FET še v območju nasičenja:

$$u_{DS} = u_{GS} - U_p,$$

$$8 - 20U_1 \cos \omega t = -2 + U_1 \cos \omega t + 4,$$

$$6 - 21U_1 \cos \omega t = 0.$$

Delovna točka doseže mejo nasičenja takrat, ko je:

$$21U_1 = 6,$$

$$U_1 = 0,286\text{V}.$$

Odgovarjajoča amplituda izhodnega signala pri maksimalni amplitudi vhodnega signala je:

$$U_2 = A_v U_1 = 20 \cdot 0,286 = 5,7\text{V}.$$

Koeficient popačenja D izračunamo z enačbo:

$$D = \frac{U_h}{U_f} = \frac{U_1}{4(U_{GS} - U_p)} = \frac{0,286}{4 \cdot 2} = 0,036 \quad (3,6\%).$$

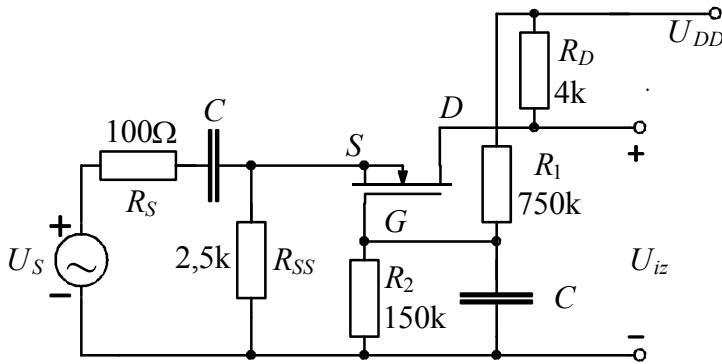
U_h - amplituda druge harmonske komponente,

U_f - amplituda osnovne harmonske komponente.

5.1.2 Orientacija s skupnimi vrati

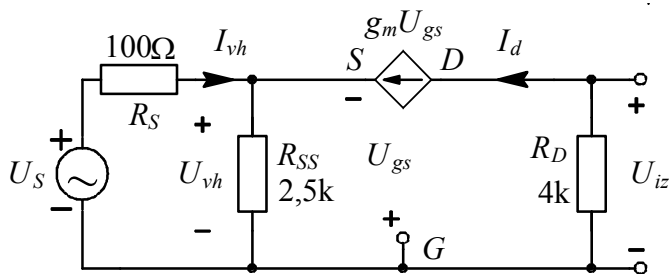
Naloga 5.4

Za narisano vezje izračunajte A_U , A_I , A_p , Z_{vh} in Z_{iz} . Kondenzatorja C predstavljata kratak stik pri srednjih frekvencah. Podana je $g_m = 4 \text{ mS}$.



Slika 5.6 : Ojačevalnik s skupnimi vrati

Z upoštevanjem malosignalnega modela za MOS FET dobimo:



Slika 5.7 : Vezje z upoštevanjem malosignalnega modela MOS FET-a

Izhodno napetost podaja enačba:

$$U_{iz} = -I_d R_D = -g_m U_{gs} R_D = g_m R_D U_{vh}.$$

Napetostno ojačenje.

$$A_U = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = g_m R_D = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 16.$$

Iz vhodnega toka

$$I_{vh} = \frac{U_{vh}}{R_{SS}} - g_m U_{gs} = U_{vh} \left(\frac{1}{R_{SS}} + g_m \right)$$

izračunamo vhodno impedanco

$$Z_{vh} = \frac{U_{vh}}{I_{vh}} = \frac{R_{SS} \frac{1}{g_m}}{R_{SS} + \frac{1}{g_m}} = R_{SS} \parallel \frac{1}{g_m},$$

$$Z_{vh} = \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10^2}{2,5 \cdot 10^3 + 2,5 \cdot 10^2} = 227 \Omega.$$

Tokovno ojačenje:

$$A_I = -A_U \frac{Z_{vh}}{R_D} = -16 \frac{227}{4 \cdot 10^3} = -0,909.$$

Ojačenje moči:

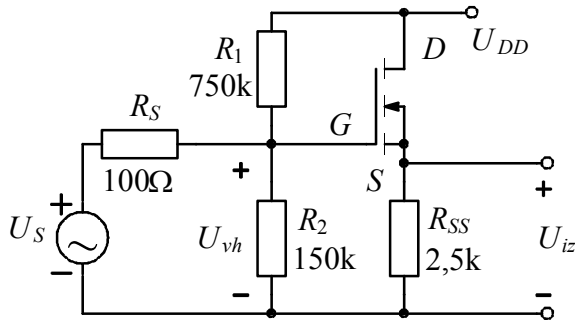
$$A_p = A_U A_I = -16 \cdot 0,909 = -14,54.$$

Izhodna impedanca:

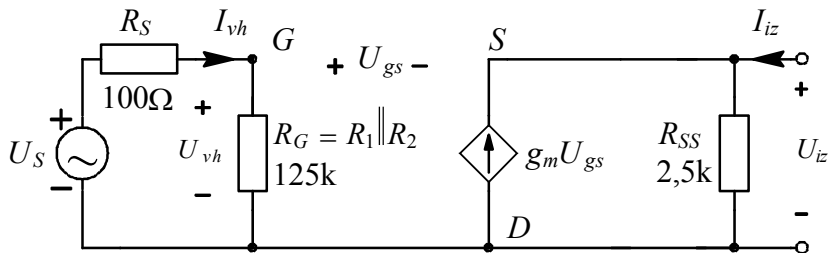
$$Z_{iz} = R_D = 4k.$$

5.1.3 Orientacija s skupnim ponorom

Za vezje z MOS FET-om z induciranim kanalom izračunajte A_U , A_I , A_p , Z_{vh} in Z_{iz} . Podana je $g_m=4$ mS.



Slika 5.8 : Orientacija s skupnim ponorom



Slika 5.9 : Nadomestno vezje za male signale

Iz slike vidimo, da je:

$$U_{iz} = g_m U_{gs} R_{SS}.$$

Ker velja:

$$U_{gs} = U_{vh} - U_{iz},$$

je

$$U_{iz} = g_m R_{SS} (U_{vh} - U_{iz}).$$

S preureditvijo dobimo napetostno ojačenje:

$$A_U = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{g_m R_{SS}}{1 + g_m R_{SS}} = \frac{4 \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}{1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^3} = 0,909.$$

Vhodna impedanca:

$$Z_v = \frac{U_{vh}}{I_{vh}} = R_G = 125\text{k}.$$

Tokovno ojačenje:

$$A_I = -A_U \frac{R_G}{R_{SS}} = -0,909 \cdot \frac{125 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3} = -45,45.$$

Ojačenje moči:

$$A_p = A_U A_I = 0,909 \cdot 45,45 = 41,32.$$

Izhodno impedanco izračunamo iz izhodnega toka:

$$I_{iz} = \frac{U_{iz}}{R_{SS}} - g_m U_{gs} = \frac{U_{iz}}{R_{SS}} - g_m (U_{vh} - U_{iz}).$$

V enačbi za I_{iz} postavimo $U_{vh} = 0$.

(Pri kratkem stiku na vhodu je $U_S = 0$ in s tem tudi $U_{vh} = 0$):

$$Z_{iz} = \frac{U_{iz}}{I_{iz}} = R_{SS} \parallel \frac{1}{g_m} = 227\Omega.$$

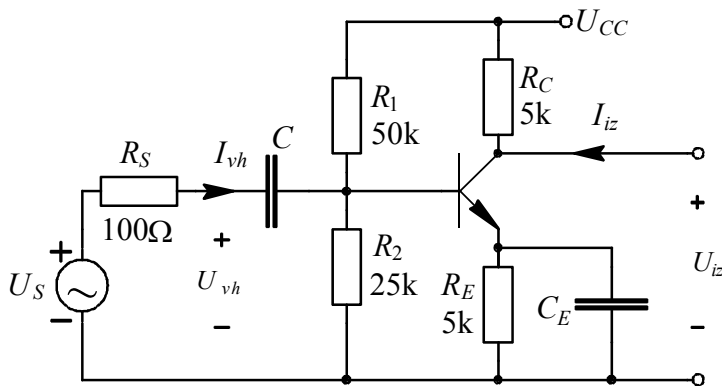
5.2 Lastnosti različnih orientacij bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah

5.2.1 Orientacija s skupnim emitorjem

Naloga 5.6

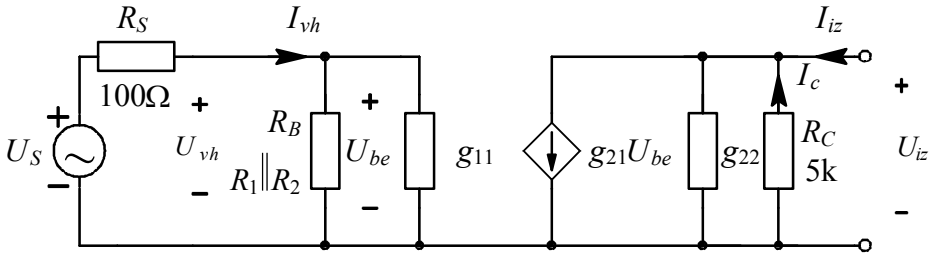
Za transistor 2N5088 imamo podano realne admitančne parametre za skupni emitor:

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{S.}$$



Slika 5.10 : Ojačevalnik s skupnim emitorjem

Z upoštevanjem admitančnega nadomestnega vezja za transistor in ob predpostavki, da sta C_E in C kratkosklenjena, dobimo za izmenične signale nadomestno vezje na sliki 5.11.



Slika 5.11 : Nadomestno vezje za izmenične signale

Iz nadomestnega vezja izračunamo Z_{vh} , Z_{iz} , A_U , A_I in A_p .

Iz slike 5.11 vidimo, da je vhodna impedanca

$$Z_{vh} = \frac{U_{vh}}{I_{vh}} = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{1}{g_{11}} = 6,42\text{k}$$

in izhodna impedanca

$$Z_{iz} = \frac{U_{iz}}{I_{iz}} = R_C \parallel \frac{1}{g_{22}} = 4,76\text{k}.$$

Izhodno napetost izračunamo z enačbo

$$U_{iz} = -g_{21} U_{be} R_C \parallel \frac{1}{g_{22}}.$$

Ker je $U_{be} = U_{vh}$, je napetostno ojačenje

$$A_U = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -g_{21} \left(R_C \parallel \frac{1}{g_{22}} \right) = -159,46.$$

Zato ker na izhodu nimamo bremena, je tokovno ojačenje

$$A_I = \frac{I_c}{I_{vh}} = -\frac{U_{iz} Z_{vh}}{U_{vh} R_c} = -A_U \frac{Z_{vh}}{R_C} = 159,46 \frac{6,42}{5} = 204,74.$$

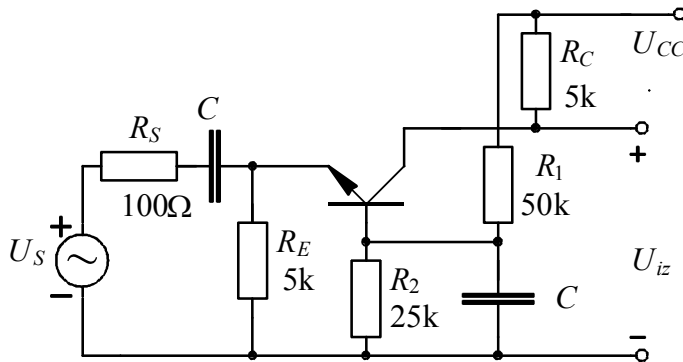
Ojačenje moči je enako produktu napetostnega in tokovnega ojačenja:

$$A_p = A_U A_I = -32649..$$

5.2.2 Orientacija s skupno bazo

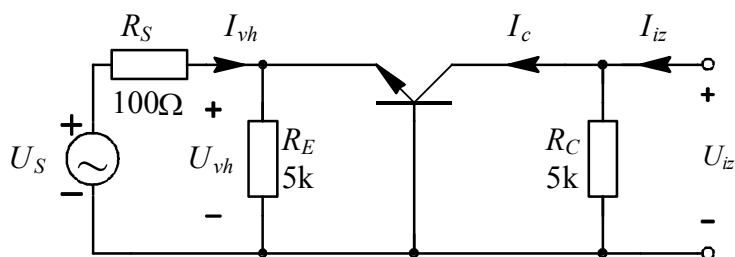
Naloga 5.7

Za ojačevalnik s skupno bazo izračunajte: A_U , A_I , A_p , Z_{vh} in Z_{iz} . Za transistor je podana enaka admitančna matrika kot v prejšnji nalogi.



Slika 5.12 : Ojačevalnik s skupno bazo

Ker predstavljajo napajanje in kondenzatorja C kratek stik za izmenične komponente dobimo nadomestno vezje za izmenične signale:



Slika 5.13 : Nadomestno vezje za izmenične komponente

Podano admitančno matriko za skupni emitor iz prejšnje naloge pretvorimo s pomočjo nedoločene admitančne matrike v admitančno matriko za skupno bazo:

$$[\mathbf{Y}_N] = \begin{array}{c} B \\ C \\ E \end{array} \begin{array}{ccc} B & C & E \\ \left[\begin{array}{ccc} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 & -9,57 \cdot 10^{-5} \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} & -33,51 \cdot 10^{-3} \\ -33,59 \cdot 10^{-3} & -1 \cdot 10^{-5} & 33,6 \cdot 10^{-3} \end{array} \right], \end{array}$$

$$[\mathbf{Y}_B] = \begin{array}{c} E \\ C \end{array} \begin{array}{cc} E & C \\ \left[\begin{array}{cc} -33,6 \cdot 10^{-3} & -1 \cdot 10^{-5} \\ -33,51 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{array} \right]. \end{array}$$

Celotna admitančna matrika z upoštevanjem G_E in G_C je:

$$[\mathbf{Y}] = \left[\begin{array}{cc} 33,6 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-3} & -1 \cdot 10^{-5} \\ -33,51 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} + 0,2 \cdot 10^{-3} \end{array} \right],$$

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} 33,8 \cdot 10^{-3} & -1 \cdot 10^{-5} \\ -33,51 \cdot 10^{-3} & 21 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}.$$

Napetostno ojačenje:

$$A_U = \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b} = -\frac{-33,51 \cdot 10^{-3}}{21 \cdot 10^{-5}} = -159,57.$$

Ker nimamo bremena, je v enačbi za napetostno ojačenje $Y_b = 0$.

Tokovno ojačenje:

$$A_I = \frac{I_c}{I_{vh}} = \frac{y_{21}}{y_{11} + D_{yB} Z_b} = \frac{-33,51 \cdot 10^{-3}}{33,8 \cdot 10^{-3} + 6,76 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3} = -0,99,$$

$$D_{yB} = 33,8 \cdot 10^{-3} \cdot 21 \cdot 10^{-5} - 33,51 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^{-5} = 6,76 \cdot 10^{-6} \text{ (mS)}^2.$$

V enačbi za tokovno ojačenje je $Z_b = R_C$, ker teče tok I_c skozi upor R_C .

Ojačenje moči:

$$A_p = A_U \cdot A_I = -158.$$

Vhodna admitanca:

$$Y_{vh} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_b} = 33,8 \cdot 10^{-3} - \frac{33,51 \cdot 10^{-8}}{21 \cdot 10^{-5}} = 32,2 \text{ mS},$$

$$Z_{vh} = \frac{1}{Y_{vh}} = 31 \Omega.$$

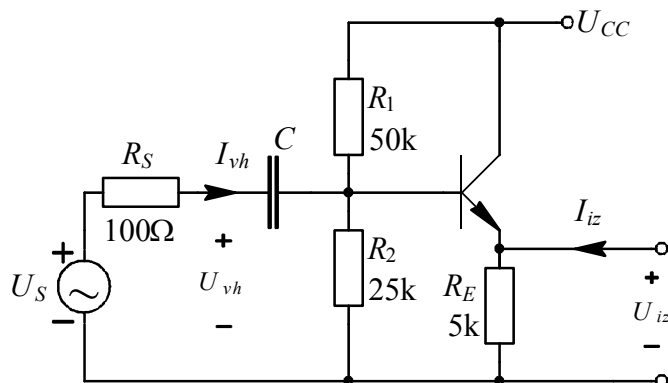
Izhodna admitanca:

$$Y_{iz} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_S} = 21 \cdot 10^{-5} - \frac{33,5 \cdot 10^{-8}}{33,8 \cdot 10^{-3}} = 0,2 \text{mS}, \quad (Z_{iz} = 5 \text{k}).$$

5.2.3 Orientacija s skupnim kolektorjem

Naloga 5.8

Za ojačevalnik s skupnim kolektorjem izračunajte A_U , A_I , A_p , Z_{vh} in Z_{iz} .

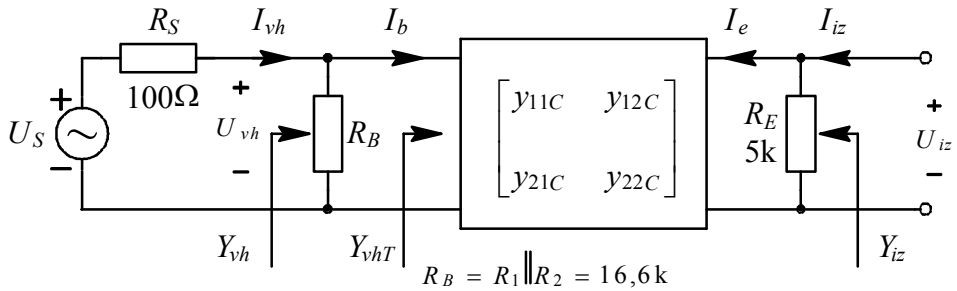


Slika 5.14 : Ojačevalnik s skupnim kolektorjem

Podana je admitančna matrika za skupni kolektor:

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{matrix} & B & E \\ \begin{matrix} B \\ E \end{matrix} & \begin{bmatrix} 9,75 \cdot 10^{-5} & -9,75 \cdot 10^{-5} \\ -33,59 \cdot 10^{-3} & 33,6 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} & \text{S.} \end{matrix}$$

Z upoštevanjem podane admitančne matrike, dobimo nadomestno vezje za izmenične signale:



Slika 5.15 : Nadomestno vezje za izmenične signale

Vhodna admitanca za transistor:

$$Y_{vhT} = y_{11C} - \frac{y_{12C}y_{21C}}{y_{22C} + Y_E} = 9,75 \cdot 10^{-5} - \frac{9,75 \cdot 10^{-5} \cdot 33,59 \cdot 10^{-3}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-4}},$$

$$Y_{vhT} = 60,58 \cdot 10^{-6} \text{ S}, \quad (Z_{vhT} = 1,65 \text{ M}).$$

Celotna vhodna admitanca je vsota:

$$Y_{vh} = Y_B + Y_{vhT} = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ S}, \quad (Z_{vh} = 8,3 \text{ k}),$$

$$Y_B = \frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1 \parallel R_2} = \frac{1}{16,67 \cdot 10^3} = 59,88 \mu\text{S}.$$

Izhodna admitanca je:

$$Y_{iz} = \frac{1}{R_E} + y_{22C} - \frac{y_{12C}y_{21C}}{y_{11C} + Y_B + Y_S} =$$

$$= 2 \cdot 10^{-4} + 33,75 \cdot 10^{-3} - \frac{9,75 \cdot 10^{-5} \cdot 33,51 \cdot 10^{-3}}{9,75 \cdot 10^{-5} + 6 \cdot 10^{-5} + 1 \cdot 10^{-2}},$$

$$Y_{iz} = 33,63 \text{ mS}, \quad (Z_{iz} = 29,74 \Omega).$$

Napetostno ojačenje:

$$A_U = -\frac{y_{21C}}{y_{22C} + Y_E} = \frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-4}} = 0,99.$$

Tokovno ojačenje:

$$A_I = \frac{y_{21C}}{y_{11C} + D_{yC} R_E} = -\frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{9,75 \cdot 10^{-5} + 8,77 \cdot 10^{-9} \cdot 5 \cdot 10^3} = -237,$$

$$D_{yC} = y_{11C} y_{22C} - y_{12C} y_{21C} =$$

$$= 9,75 \cdot 10^{-5} \cdot 33,6 \cdot 10^{-3} + 9,75 \cdot 10^{-5} \cdot 33,59 \cdot 10^{-3} = 8,77 \cdot 10^{-9}.$$

Ojačenje moči:

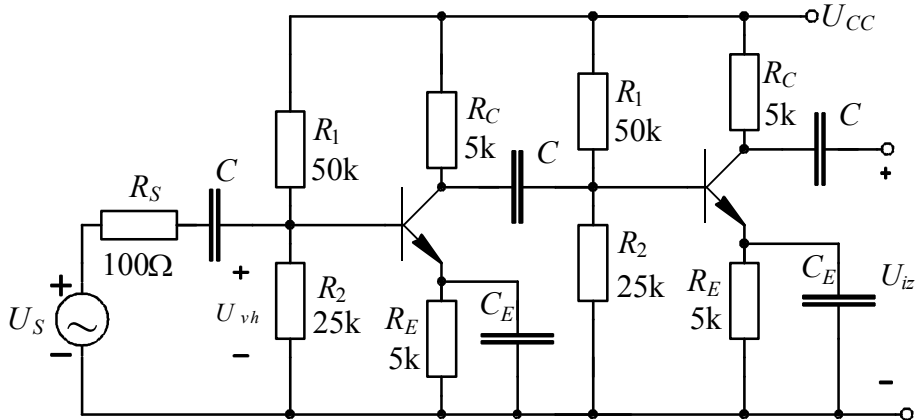
$$A_p = A_U \cdot A_I = -234,6.$$

5.3 Kaskadne povezave osnovnih orientacij bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah

5.3.1 Skupni emitor-skupni emitor (SE - SE)

Naloga 5.9

Za kaskadno vezavo dveh stopenj s skupnim emitorjem izračunajte vhodno in izhodno admitanco ter napetostno in tokovno ojačenje.



Slika 5.16 : Kaskadna vezava dveh stopenj s skupnim emitorjem

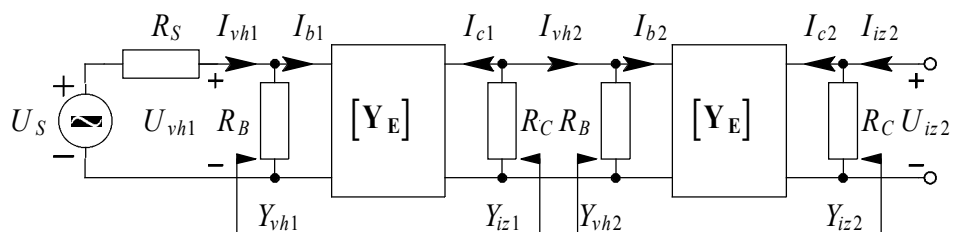
Predpostavimo, da so vse kapacitivnosti kratak stik za izmenične komponente. Z upoštevanjem admitančnih parametrov za oba transistorja

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{ S}$$

in

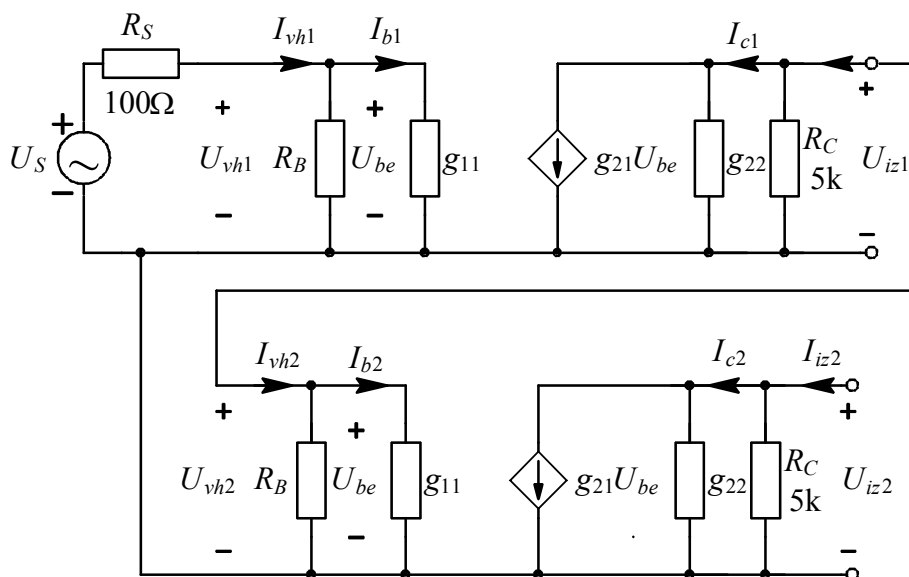
$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 25k \parallel 50k = 16,66k \text{ ,}$$

dobimo nadomestno vezje na sliki 5.17.



Slika 5.17 : Nadomestno vezje za izmenične signale

Ali v drugi obliki:



Slika 5.18 : Nadomestno vezje za izmenične signale

Vhodna admitanca:

$$Y_{vh} = Y_{vh1} = \frac{1}{R_B} + y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_{b1}} = \frac{1}{R_B} + g_{11} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{22} + Y_{vh2} + \frac{1}{R_C}}.$$

Ker je $g_{12} = 0$ je

$$Y_{vh} = Y_{vh1} = g_{11} + \frac{1}{R_B} = 9,57 \cdot 10^{-5} + 6 \cdot 10^{-5} = 1,56 \cdot 10^{-4} \text{ S}, (R_{vh} = 6,42\text{k}).$$

Izhodna admitanca prve stopnje:

$$Y_{iz1} = \frac{1}{R_C} + y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_S} = \frac{1}{R_C} + g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_S}}.$$

Zaradi $g_{12} = 0$ odpade del enačbe:

$$Y_{iz1} = g_{22} + \frac{1}{R_C} = 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-4} = 2,1 \cdot 10^{-4}, (R_{iz1} = 4,76\text{k}).$$

Ker sta obe stopnji enaki, velja za drugo stopnjo:

$$Y_{vh2} = g_{11} + \frac{1}{R_B} = 1,56 \cdot 10^{-4} \text{ S}, (R_{v2} = 6,24\text{k}),$$

$$Y_{iz2} = g_{22} + \frac{1}{R_C} = 2,1 \cdot 10^{-4} \text{ S}, (R_{iz2} = 4,76\text{k}).$$

Ko poznamo vhodne in izhodne impedance obeh stopenj, moremo izračunati ojačenja:

$$A_{U1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_{b1}} = -\frac{g_{21}}{g_{22} + Y_{vh2} + \frac{1}{R_C}} = -\frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-5} + 1,56 \cdot 10^{-4} + 2,10 \cdot 10^{-4}} = -91,53,$$

$$A_{I1} = \frac{I_{c1}}{I_{vh1}} = \frac{y_{21}}{y_{11} + D_{yE} Z_{b1}} = \frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 9,57 \cdot 10^{-10} \cdot 2,81 \cdot 10^3} = 340,48,$$

$$Z_{b1} = \frac{1}{Y_{vh2} + \frac{1}{R_C}} = \frac{1}{1,56 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4}} = 2,81 \cdot 10^3 \Omega,$$

$$D_{yE} = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21} = 9,57 \cdot 10^{-15} \cdot 1 \cdot 10^{-5} - 0 \cdot 33,5 \cdot 10^{-3} = 9,57 \cdot 10^{-10},$$

$$A_{U2} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_{b2}} = -\frac{g_{21}}{g_{22} + \frac{1}{R_C}} = -\frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-4}} = -159,52,$$

$$A_{I2} = \frac{I_{c2}}{I_{vh2}} = \frac{y_{21}}{y_{11} + D_{yE} Z_{b2}} = \frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 9,57 \cdot 10^{-10} \cdot 5 \cdot 10^3} = 333,38,$$

$$Z_{b2} = R_C = 5 \cdot 10^3 \Omega.$$

Skupna ojačenja dobimo kot produkt posameznih ojačenj:

$$A_U = \frac{U_{iz2}}{U_{vh1}} = A_{U1} A_{U2} = 14,59 \cdot 10^3,$$

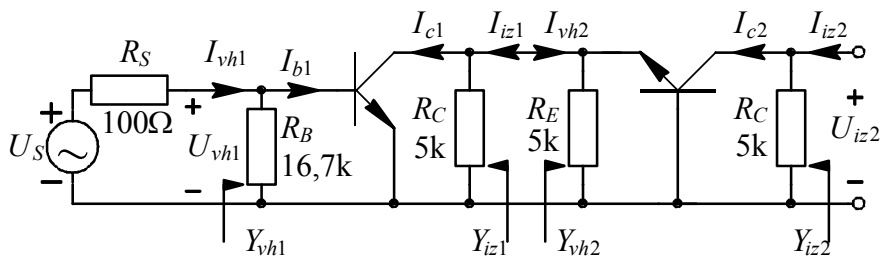
$$A_I = \frac{I_{c2}}{I_{vh1}} = A_{I1} A_{I2} = 113,51 \cdot 10^3.$$

5.3.2 Skupni emitor-skupna baza (SE - SB) -kaskoda

Naloga 5.10

Za verižno vezavo stopnje s skupnim emitorjem in stopnje s skupno bazo izračunajte Y_{vh} , Y_{iz} , A_U in A_I . Admitančna matrika za T_1 je

$$[Y_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{ S.}$$



Slika 5.19 : Skupni emitor-skupna baza

Predpostavimo, da je admitančna matrika transistorja T_2 v orientaciji s skupno bazo, enaka kot v nalogi 5.2.2.

$$[Y_B] = \begin{bmatrix} g_{11B} & g_{12B} \\ g_{21B} & g_{22B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 33,6 \cdot 10^{-3} & -1 \cdot 10^{-5} \\ -33,51 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{ S.}$$

Tako dobimo vhodno admitanco druge stopnje:

$$Y_{vh2} = \frac{1}{R_E} + g_{11B} - \frac{g_{12B}g_{21B}}{g_{22B} + \frac{1}{R_C}} = \frac{1}{R_E} + g_{11B} = 32,2\text{mS}, \quad (Z_{vh2} = 31,05\Omega).$$

Iz podane admitančne matrice za T_1

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 1 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix} \text{S}$$

izračunamo izhodno in vhodno admitanco prve stopnje

$$Y_{iz1} = \frac{1}{R_C} + g_{22} - \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11} + \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_B}} = \frac{1}{R_C} + g_{22} = 2 \cdot 10^{-4} + 1 \cdot 10^{-5} = 2,1 \cdot 10^{-4} \text{S},$$

$$R_{iz1} = 4,76 \text{k},$$

$$Y_{vh1} = g_{11} + \frac{1}{R_B} - \frac{g_{12} \cdot g_{21}}{g_{22} + \frac{1}{R_C} + Y_{v2}} = g_{11} + \frac{1}{R_B} = 9,57 \cdot 10^{-5} + 6 \cdot 10^{-5} = 1,56 \cdot 10^{-4} \text{S},$$

$$R_{vh1} = 6,42 \text{k}.$$

Izhodna admitanca druge stopnje:

$$Y_{iz2} = \frac{1}{R_C} + y_{22B} - \frac{y_{12B}y_{21B}}{y_{11B} + \frac{1}{R_E} + Y_{iz1}} = y_{22B} + \frac{1}{R_C} = 2,1 \cdot 10^{-4} \text{S},$$

$$R_{iz2} = \frac{1}{Y_{iz2}} = 4,76 \text{k}.$$

Napetostna in tokovna ojačenja:

$$A_{U1} = -\frac{g_{21}}{g_{22} + \frac{1}{R_C} + Y_{vh2}} = -\frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-4} + 32,210^{-3}} = -1,03,$$

$$A_{I1} = \frac{g_{21}}{g_{11} + D_{yE}(R_C \parallel R_{v2})} = \frac{33,5 \cdot 10^{-3}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 9,57 \cdot 10^{-10} \cdot 30,86} = 349,9,$$

$$D_{yE} = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21} = 9,57 \cdot 10^{-15} \cdot 1 \cdot 10^{-5} - 0 \cdot 33,5 \cdot 10^{-3} = 9,57 \cdot 10^{-10},$$

$$A_{U2} = -\frac{y_{21B}}{y_{22B} + \frac{1}{R_C}} = \frac{33,51 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-4}} = 159,57,$$

Ker je $Z_{vh2} \ll R_E$, pri izračunu A_{I2} zanemarimo R_E ($I_{vh2} \approx I_{E2}$):

$$A_{I2} = \frac{y_{21B}}{y_{11b} + D_{yB}R_C} = \frac{33,51 \cdot 10^{-3}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 10^{-10} \cdot 5 \cdot 10^3} = 0,99,$$

$$D_{yB} = y_{11B}y_{21B} - y_{12B}y_{21B} = 9 \cdot 10^{-10}.$$

Skupna ojačenja:

$$A_U = \frac{U_{iz2}}{U_{vh1}} = A_{U2}A_{U1} = 164,35,$$

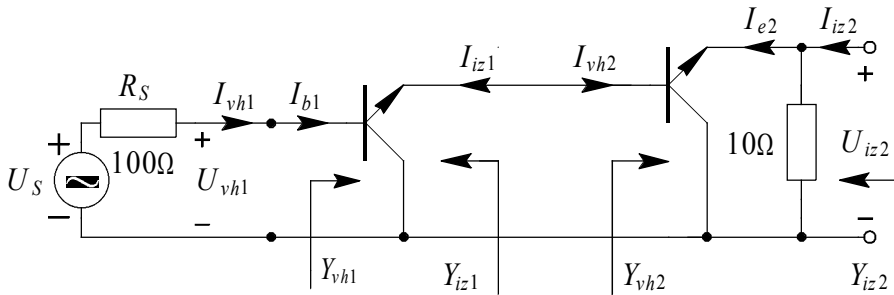
$$A_I = \frac{I_{c2}}{I_{vh1}} = A_{I1}A_{I2} = 346,4.$$

Napetostno ojačenje je približno enako ojačenju stopnje s skupno bazo, tokovno pa ojačenju stopnje s skupnim emitorjem.

5.3.3 Skupni kolektor-skupni kolektor (SK-SK) - Darlingtonovo vezje

Naloga 5.11

Za vezje na sliki 5.20 izračunajte napetostno in tokovno ojačenje ter vhodno in izhodno admitanco.



Slika 5.20 : Darlingtonovo vezje

Za oba transistorja imamo podano admitančno matriko za skupni kolektor

$$[\mathbf{Y}_C] = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & -9,57 \cdot 10^{-5} \\ -33,59 \cdot 10^{-3} & 33,6 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \text{S.}$$

Vhodne in izhodne admittance:

$$Y_{iz1} = y_{22C} - \frac{y_{12C}y_{21C}}{y_{11C} + \frac{1}{R_S}} = 33,6 \cdot 10^{-3} - \frac{33,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 1 \cdot 10^{-2}} = 33,28 \text{mS},$$

$$R_{iz1} = 30,05 \Omega,$$

$$Y_{vh2} = y_{11c} - \frac{y_{12c}y_{21c}}{y_{22c} + \frac{1}{R_E}} = 9,57 \cdot 10^{-5} - \frac{33,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 0,1} = 7,16 \cdot 10^{-5} \text{ S},$$

$$R_{vh2} = 13,96 \text{ k},$$

$$Y_{vh1} = y_{11c} - \frac{y_{12c}y_{21c}}{y_{22c} + Y_{vh2}} = 9,57 \cdot 10^{-5} - \frac{33,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 7,16 \cdot 10^{-5}} = 2,30 \cdot 10^{-7} \text{ S},$$

$$R_{vh1} = 4,31 \text{ M},$$

$$Y_{iz2} = \frac{1}{R_E} + y_{22c} - \frac{y_{12c}y_{21c}}{y_{11c} + Y_{iz1}} = 0,1 + 33,6 \cdot 10^{-3} - \frac{33,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 33,28 \cdot 10^{-3}} = 0,133 \text{ S},$$

$$R_{iz2} = 7,5 \Omega.$$

Napetostna ojačenja:

$$A_{U1} = -\frac{y_{21c}}{y_{22c} + Y_{vh2}} = \frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 7,16 \cdot 10^{-5}} = 0,997,$$

$$A_{U2} = -\frac{y_{21c}}{y_{22c} + \frac{1}{R_E}} = -\frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{33,6 \cdot 10^{-3} + 0,1} = 0,25,$$

$$A_U = \frac{U_{iz2}}{U_{vh1}} = A_{U1}A_{U2} = 0,25.$$

Tokovna ojačenja:

$$A_{I1} = \frac{y_{21C}}{y_{11C} + D_{yC} R_{vh2}} = -\frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 9,57 \cdot 10^{-10} \cdot 13,96 \cdot 10^3} = -308,$$

$$D_{yC} = y_{11C} y_{22C} - y_{12C} y_{21C} =$$

$$= 9,57 \cdot 10^{-5} \cdot 33,6 \cdot 10^{-3} - 33,59 \cdot 10^{-3} \cdot 9,57 \cdot 10^{-5} = 9,57 \cdot 10^{-10},$$

$$A_{I2} = \frac{y_{21C}}{y_{11C} + D_{yC} R_E} = -\frac{33,59 \cdot 10^{-3}}{9,57 \cdot 10^{-5} + 9,57 \cdot 10^{-10} \cdot 10} = -350,96,$$

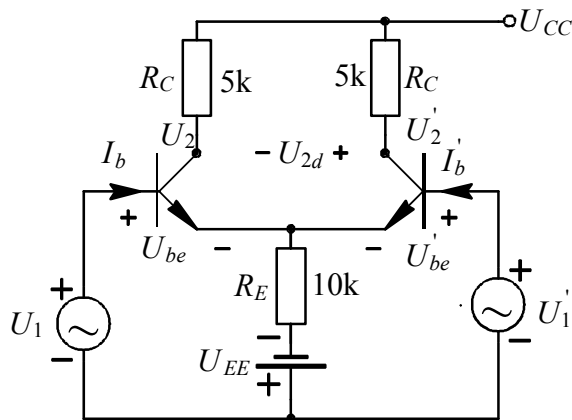
$$A_I = \frac{I_{E2}}{I_{vh1}} = A_{I1} A_{I2} = 308 \cdot 350,96 = 108,1 \cdot 10^3.$$

Vidimo, da je pri Darlington-ovi vezavi napetostno ojačenje manjše od ena, tokovno ojačenje pa je zelo veliko. Vhodna impedanca je zelo velika, izhodna pa majhna.

5.3.4 Diferencialni ojačevalnik

Naloga 5.12

Diferencialni ojačevalnik je v bistvu kombinacija SK-SB z dodatnim vhodom v drugi bazi in dodanim bremenom prvemu transistorju:



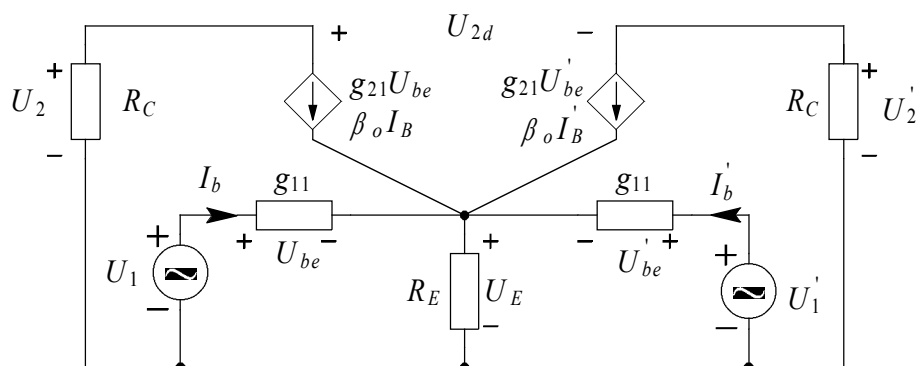
Slika 5.21 : Diferencialni ojačevalnik

Izračunajte diferencialno napetostno ojačenje A_{Ud} in sofazno napetostno ojačenje A_{Us} ter rejekcijski faktor $F_R = \left| \frac{A_{Ud}}{A_{Us}} \right|$.

V nadomestnem vezju bomo zanemarili g_{22} v primerjavi z $\frac{1}{R_C}$. Tako je admitančna matrika:

$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} 9,57 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 33,5 \cdot 10^{-3} & 0 \end{bmatrix} \text{S.}$$

Nadomestno vezje:



Slika 22 : Nadomestno vezje diferencialnega ojačevalnika

Tokova obeh tokovnih generatorjev moremo izraziti tudi z baznima tokovoma:

$$g_{21}U_{be} = g_{21} \frac{I_b}{g_{11}} = \beta_o I_b,$$

$$\beta_o = \frac{g_{21}}{g_{11}} = 350,$$

$$g_{21}U'_{be} = g_{21} \frac{I'_b}{g_{11}} = \beta_o I'_b.$$

Diferencialno ojačenje:

$$A_{Ud} = - \frac{\left[\beta_o R_C + \frac{\beta_o}{2R_E(1+\beta_o)} \right] g_{11}}{2 + \frac{1}{g_{11}R_E(1+\beta_o)}}$$

$$A_{Ud} = \frac{\left[350 \cdot 5 \cdot 10^3 + \frac{350 \cdot 5 \cdot 10^3}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 351} \right] \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{2 + \frac{1}{9,57 \cdot 10^{-5} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 351}} = -83,61.$$

Sofazno ojačenje:

$$A_{US} = - \frac{\beta_o R_C}{R_E (1 + \beta_o) \cdot \left(2 + \frac{1}{g_{11} (1 + \beta_o) R_E} \right)} =$$

$$= - \frac{350 \cdot 5 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 \cdot 351 \cdot \left(2 + \frac{1}{9,57 \cdot 10^{-5} \cdot 351 \cdot 10 \cdot 10^3} \right)} = -0,249.$$

Rejeksijski faktor je:

$$F_R = \left| \frac{A_{Ud}}{A_{US}} \right| = \left| \frac{83,72}{2,49 \cdot 10^{-1}} \right| = 336,2,$$

Za velik β_0 se enačbi obeh ojačanj in rejeksijskega faktorja poenostavita:

$$A_{US} \approx - \frac{\beta_o R_C g_{11}}{2} = \frac{350 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 9,57 \cdot 10^{-5}}{2} = -83,74,$$

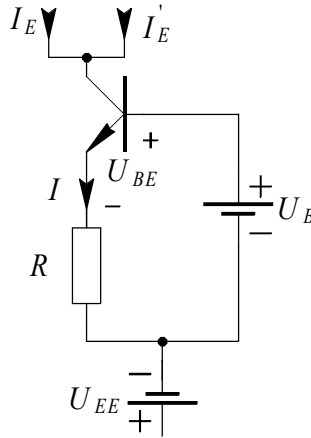
$$A_{US} \approx - \frac{R_C}{2 R_E} = - \frac{5 \cdot 10^3}{2 \cdot 10 \cdot 10^3} = -0,250,$$

$$F_R \approx |g_{21} R_E| = |\beta_o g_{11} R_E| = 334,95.$$

Številčni rezultati kažejo, da je razlika med natančnim in približnim izračunom minimalna.

Vidimo, da je rejekcijski faktor premo sorazmeren z velikostjo upornosti R_E .

Zaradi omejenih napajalnih napetosti upornosti R_E ne moremo poljubno večati. Rejeksijski faktor povečamo tako, da uporabimo namesto upora R_E tokovni generator:



Slika 5.23 : Tokovni generator

Enosmerni tok tokovnega generatorja in s tem tudi diferencialnega ojačevalnika določajo enačbe:

$$I = \frac{U_B - U_{BE}}{R} \approx \frac{U_B}{R} \quad \Rightarrow \quad I_E = I_E' = \frac{I}{2}$$

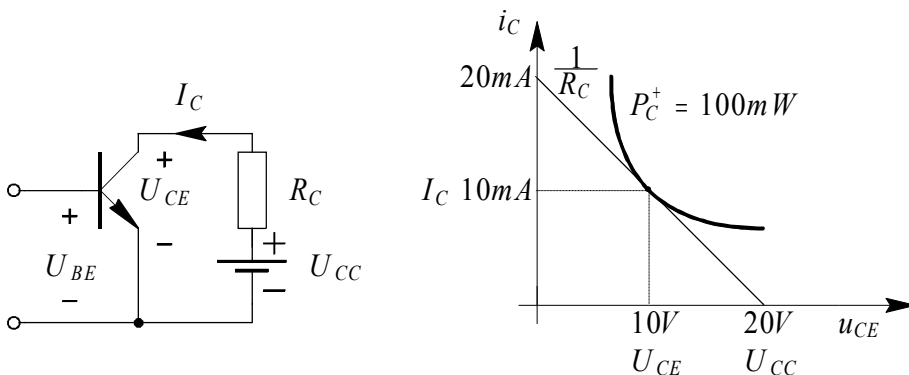
Ker predstavlja vezje tokovnega generatorja orientacijo s skupno bazo, je izhodna upornost zelo velika ($2M$).

6. Nastavitev in stabilizacija mirovne delovne točke pri troljih

6.1 Nastavitev mirovne delovne točke bipolarnega transistorja

Naloga 6.1

Določite delovno premico (upornost R_C), ki se dotika krivulje maksimalne dopustne moči $P_C^+ = 100 \text{ mW}$, če je podana napajalna napetost $U_{CC} = 20 \text{ V}$.



Slika 6.1 : Prikaz krivulje maksimalne dopustne moči P_C^+

Kolektorski tok je podan z enačbo:

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} .$$

Kolektorske izgube podaja enačba:

$$P_C(U_{CE}) = I_C U_{CE} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} U_{CE}.$$

Ker želimo izračunati, pri kateri napetosti U_{CE} so kolektorske izgube maksimalne, odvajamo enačbo za kolektorske izgube $P_C(U_{CE})$ po napetosti U_{CE} :

$$\frac{\partial P_C(U_{CE})}{\partial U_{CE}} = \frac{U_{CC}}{R_C} - \frac{2U_{CE}}{R_C} = 0.$$

Maksimalne kolektorske izgube so pri napetosti:

$$U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2} = 10V.$$

Izračunano napetost U_{CE} vstavimo v enačbo za kolektorske izgube P_C

$$P_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} U_{CE}$$

in dobimo maksimalne kolektorske izgube

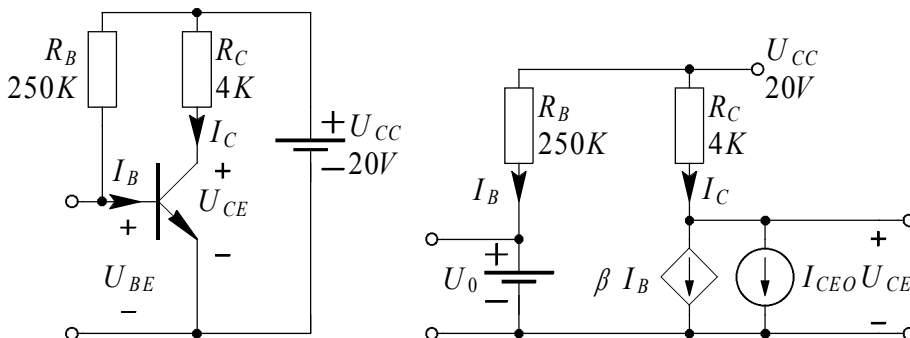
$$P_C^+ = \frac{U_{CC} - \frac{U_{CC}}{2}}{R_C} \cdot \frac{U_{CC}}{2} = \frac{U_{CC}^2}{4R_C}.$$

Iz enačbe za maksimalne kolektorske izgube izračunamo upornost R_C

$$R_C = \frac{U_{CC}^2}{4P_C^+} = \frac{400}{4 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 1K.$$

Naloga 6.2

Izračunajte temperaturo spoja T_{SP} transistorja, če je temperatura okolice $T_A = 25^\circ\text{C}$. Uporabite nadomestno vezje transistorja za velike signale z $U_o = 0,7\text{ V}$, $\beta = 50$ in $I_{CEO} = 0$ (zaporni kolektorski tok pri odprti bazi). Termična upornost med transistorjem in okolico je $R_{TA} = 0,5^\circ\text{C/mW}$.



Slika 6.2 : Vezje za izračun temperature spoja transistorja

Temperaturo spoja določa enačba:

$$T_{SP} = T_A + R_{TA} P_C = T_A + R_{TA} I_C U_{CE} .$$

Tok I_C in napetost U_{CE} izračunamo iz dveh zanjnih enačb (slika 6.2):

$$I_C R_C + U_{CE} - U_{CC} = 0 ,$$

$$I_B R_B + U_o - U_{CC} = 0 .$$

Z upoštevanjem $I_C = \beta I_B$ dobimo iz druge zanjne enačbe:

$$I_C = \frac{(U_{CC} - U_o) \beta}{R_B} = \frac{(20 - 0,7)}{250 \cdot 10^3} = 3,86 \text{ mA} .$$

Iz prve zanjne enačbe izračunamo

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C = 20 - 3,86 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 4,56V .$$

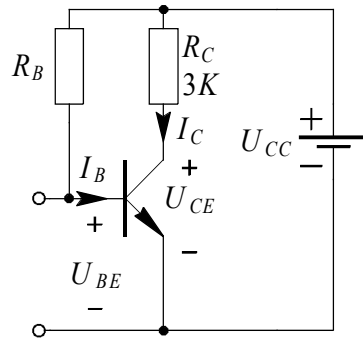
Temperatura spoja

$$T_{SP} = 25 + 0,5 \cdot 4,56 \cdot 3,86 = 33,8^\circ C .$$

Naloga 6.3

Za vezje na sliki 6.3 izračunajte upornost R_B in napajalno napetost U_{CC} .

$$\begin{aligned} U_{CE} &= 10V , \\ U_{BE} &= 0,7V , \\ I_C &= 2mA , \\ \beta &= 50 , \\ I_{CEO} &= 0 . \end{aligned}$$



Slika 6.3 : Vezje za izračun U_{CC} in R_B

V tem primeru imamo dve zankni enačbi:

$$U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} = 0 ,$$

$$U_{CC} - I_C R_C - U_{CE} = 0 .$$

Izračunati moramo še bazni tok I_B :

$$I_C = I_{CEO} + \beta I_B \Rightarrow I_B = \frac{I_C - I_{CEO}}{\beta} .$$

S pomočjo obeh zanknih enačb in enačbe za bazni tok I_B dobimo:

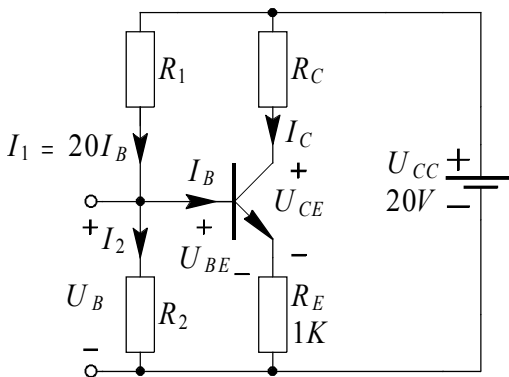
$$R_B = \frac{I_C R_C + U_{CE} - U_{BE}}{I_B} = \frac{\beta(I_C R_C + U_{CE} - U_{BE})}{I_C - I_{CEO}} =$$

$$= \frac{50 \cdot (2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 + 10 - 0,7)}{2 \cdot 10^{-3}} = 382,5 \text{ k}\Omega,$$

$$U_{CC} = \frac{I_C - I_{CEO}}{\beta} R_B + U_{BE} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{50} 382,5 \cdot 10^3 + 0,7 = 16 \text{ V}.$$

Naloga 6.4

Za narisano vezje izračunajte upornosti R_1 , R_2 in R_C .



$$U_{CE} = 5 \text{ V},$$

$$U_{BE} = 0,7 \text{ V},$$

$$\beta = 100,$$

$$I_C = 4 \text{ mA},$$

$$I_{CEO} = 0.$$

Slika 6.4 : Vezje za izračun R_1 , R_2 in R_C

Iz enačbe za kolektorski tok dobimo z upoštevanjem $I_{CEO} = 0$:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{100} = 0,04 \text{ mA}.$$

Emitorski tok je:

$$I_E = I_C + I_B = 4,04mA.$$

Padec napetosti na emitorskem uporu:

$$U_{RE} = 4,04V.$$

Napetost baze:

$$U_B = U_{BE} + U_{RE} = 4,74V.$$

Tokova:

$$I_1 = 20I_B = 0,8mA,$$

$$I_2 = I_1 - I_B = 0,76mA.$$

Iz izračunanih tokov in napetosti dobimo:

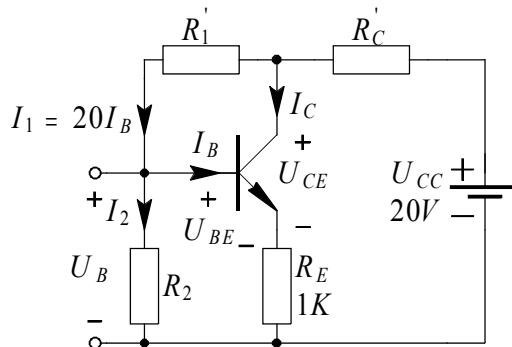
$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_B}{I_1} = \frac{20 - 4,74}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 19,07K\Omega,$$

$$R_2 = \frac{U_B}{I_2} = \frac{4,74}{0,76 \cdot 10^{-3}} = 6,24K\Omega,$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{20 - 5 - 4,04}{4 \cdot 10^{-3}} = 2,74K\Omega.$$

Naloga 6.5

Izračunajte R'_1 in R'_C tako, da bo dano vezje ekvivalentno vezju naloge 6.4.



Slika 6.5 : Vezje za izračun R'_1 in R'_C

Tudi v tem primeru velja:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{4}{100} = 0,04mA,$$

$$I_E = I_C + I_B = 4,04mA,$$

$$I_1 = 20I_B = 0,8mA,$$

$$I_2 = I_1 - I_B = 0,76mA,$$

$$U_{RE} = I_E R_E = 4,74V,$$

$$U_B = U_{BE} + U_{RE} = 4,74V.$$

Kolektorska napetost:

$$U_C = U_{RE} + U_{CE} = 4,74 + 5 = 9,74V.$$

Želene upornosti dobimo z enačbami:

$$R'_C = \frac{U_{CC} - U_C}{I_C + I_1} = \frac{20 - 9,74V}{(4 + 0,8) \cdot 10^{-3}} = 2,28K,$$

$$R'_1 = \frac{U_C - U_B}{I_1} = \frac{9,04 - 4,74}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 5,37K.$$

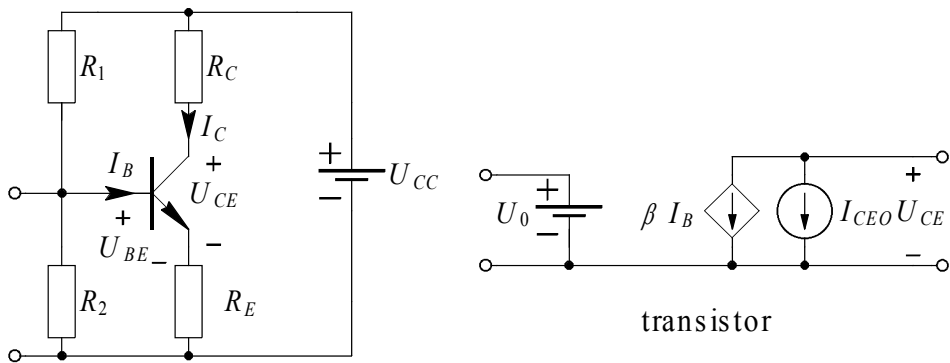
Upor R_2 ostane enak kot v prejšnji nalogi:

$$R_2 = \frac{U_B}{I_2} = \frac{4,74}{0,76 \cdot 10^{-3}} = 6,24K.$$

6.2 Stabilizacija mirovne delovne točke pri bipolarnih transistorjih

Naloga 6.6

Za ojačevalnik na sliki 6.6 izračunajte upornosti R_E , R_C , R_1 in R_2 . Zaradi spremembe temperature se spremeni tokovno ojačenje od $\beta_1=100$ na $\beta_2=300$. Izračunajte kolektorski tok I_{C2} pri $\beta_2=300$. Uporabite Ebers-Mollov model transistorja za skupni emitor v aktivnem območju. Izpeljite enačbo za tok I_C , če tok I_{CEO} ni enak nič.



Slika 6.6 : Računanje R_1 , R_2 , R_E in R_C

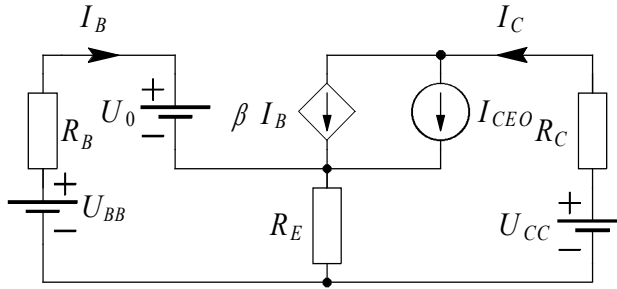
Podatki:

$$U_{CC} = 20V, \quad U_{RE} = 4V, \quad I_{C1} = 1mA,$$

$$U_{CE} = 4V, \quad U_o = 0,7V, \quad I_{CEO} = 0, \quad S'_\beta = 0,05.$$

$$S'_\beta = \frac{\frac{\Delta I_c}{I_{c1}}}{\frac{\Delta \beta}{\beta_1}} \text{ stabilnostni faktor za velike spremembe } \beta.$$

Preoblikovano vezje prikazuje slika 6.7.



Slika 6.7

Enačbo za I_C izpeljemo iz zanke na vhodu:

$$U_{BB} - U_0 = I_B R_B + I_E R_E = I_B R_B + (I_B + I_B \beta + I_{CEO}) R_E.$$

Z upoštevanjem enačbe

$$I_B = \frac{I_C - I_{CEO}}{\beta}$$

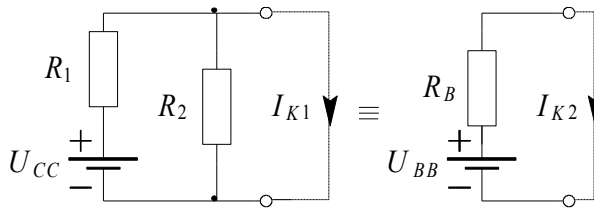
dobimo

$$I_C = \frac{(U_{BB} - U_0) \beta}{R_B + (1 + \beta) R_E} + I_{CEO} \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta) R_E}.$$

Za nadaljni izračun predpostavimo, da je

$$I_{CEO} = 0 \quad \text{in s tem} \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{10^{-3}}{100} = 10 \mu A.$$

R_B in U_{BB} izrazimo z R_1 , R_2 in U_{CC} s pomočjo naslednjega nadomestnega vezja:



Slika 6.8 : Vezje za izračun U_{BB} in R_B

Ker morata biti vezji na sliki 6.8 ekvivalentni velja:

$$I_{K1} = I_{K2} = \frac{U_{CC}}{R_1} = \frac{U_{BB}}{R_B},$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 U_{BB}}{U_{CC}}.$$

Z upoštevanjem enačb za I_{K1} in R_B dobimo:

$$U_{BB} = \frac{R_2 U_{CC}}{R_1 + R_2}.$$

Upornost R_E izračunamo z enačbo:

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{U_{R_E}}{I_{E1}} = \frac{U_{R_E}}{I_{C1} + I_{B1}} = \frac{U_{R_E}}{\beta_1 I_{B1} + I_{CEO} + I_{B1}} = \frac{U_{R_E}}{I_{B1}(1 + \beta_1)} = \\ &= \frac{4}{10 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 100)} = 3,96 \text{ K}\Omega. \end{aligned}$$

Iz zančne enačbe kolektorskega tokokroga izračunamo R_C :

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{R_E}}{I_{C1}} = \frac{20 - 4 - 4}{10^{-3}} = 12 \text{ K}\Omega.$$

Iz podanega stabilnostnega faktorja S'_β izračunamo upornost R_B :

$$S'_\beta = \frac{R_B + R_E}{R_B + R_E(1 + \beta_2)},$$

$$R_B = \frac{(1 + \beta_2 - 1/S'_\beta)R_E}{1/S'_\beta - 1} = \frac{(1 + 300 - 20) \cdot 3,96 \cdot 10^3}{20 - 1} = 58,57 \text{ K}\Omega.$$

Napetost U_{BB} izračunamo iz enačbe za kolektorski tok I_{C1} :

$$I_{C1} = \frac{\beta_1(U_{BB} - U_o)}{R_B + (1 + \beta_1)R_E} + \frac{(R_B + R_E) \cdot I_{CEO}}{R_B + (1 + \beta_1)R_E},$$

\uparrow odpade ker je $I_{CEO} = 0$

$$U_{BB} = \frac{I_{C1}[R_B + (1 + \beta_1)R_E]}{\beta_1} + U_o =$$

$$= \frac{10^{-3} \cdot [58,57 \cdot 10^3 + (1 + 100) \cdot 3,96 \cdot 10^3]}{100} + 0,7 = 5,28 \text{ V}.$$

Sedaj, ko poznamo napetost U_{BB} in upornost R_B , moremo izračunati upornost R_1 :

$$R_1 = \frac{R_B U_{CC}}{U_{BB}} = \frac{58,57 \cdot 10^3 \cdot 20}{5,28} = 222,23 \text{ K}\Omega.$$

Ker je R_B paralelna vezava R_1 in R_2 izračunamo še R_2 :

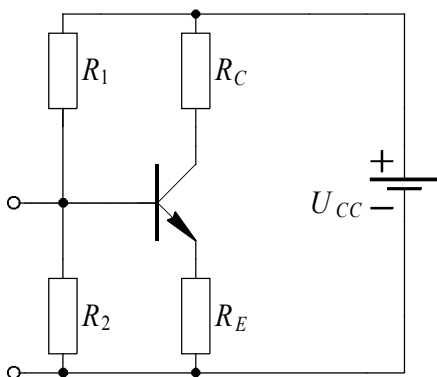
$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{R_B R_1}{R_1 - R_B} = \frac{58,57 \cdot 10^3 \cdot 222,23 \cdot 10^3}{69,34 \cdot 10^3 - 16,88 \cdot 10^3} = 79,72 \text{ K}\Omega.$$

Izračunati moramo le še tok I_{C2} pri $\beta_2=300$:

$$I_{C2} = \frac{\beta_2(U_{BB} - U_o)}{R_B + (1 + \beta_2)R_E} = \frac{300 \cdot (5,28 - 0,7)}{58,57 \cdot 10^3 + 301 \cdot 3,96 \cdot 10^3} = 1,1 \text{ mA} .$$

Naloga 6.7

V narisani ojačevalni stopnji bomo uporabili silicijev NPN transistor. Ojačevalna stopnja bo delovala pri konstantni temperaturi. V množični proizvodnji transistorjev pričakujemo, da so lahko tokovna ojačenja v območju od $\beta_1=60$ do $\beta_2=300$. Vezje je projektirano tako, da bo kolektorska napetost za vse transistorje med $U_{CE1} = 6 \text{ V}$ in $U_{CE2} = 4 \text{ V}$. Pri kolektorski napetosti U_{CE2} bo kolektorski tok $I_{C2} = 2 \text{ mA}$. Izračunajte upornosti R_E , R_C , R_1 , R_2 .



$$U_{CC} = 16 \text{ V} ,$$

$$U_o = 0,6 \text{ V} ,$$

$$U_{RE} = 0,1 U_{CC} ,$$

$$I_{CEO} = 0 ,$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{300} = 6,6 \mu\text{A} .$$

Slika 6.9 : Računanje R_E , R_C , R_1 in R_2

Upornost R_E izračunamo z enačbo:

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_{E2}} = \frac{0,1 U_{CC}}{I_{C2} + I_{B2}} \approx \frac{1,6}{2 \cdot 10^{-3}} = 800 \Omega .$$

Kolektorski tok

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - I_B R_E}{R_C + R_E} \approx \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C + R_E}$$

je 2 mA pri $U_{CE2} = 4 \text{ V}$ in $I_{B2} = 6,6 \text{ } \mu\text{A}$. Iz tega sledi:

$$2 \cdot 10^{-3} = \frac{16 - 4 - 5,28 \cdot 10^{-3}}{R_C + 800}, \leftarrow \text{zanemarimo}$$

$$R_C = \frac{12}{2 \cdot 10^{-3}} - 800 = 5,2 \text{ K}.$$

Sedaj, ko poznamo R_E in R_C , moremo izračunati tudi minimalni kolektorski tok:

$$I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{CE1} - I_{B1} R_E}{R_C + R_E} \approx \frac{U_{CC} - U_{CE1}}{R_C + R_E} = \frac{16 - 6}{6 \cdot 10^3} = 1,66 \text{ mA}.$$

Sprememba kolektorskega toka je:

$$\Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = 2 - 1,66 = 0,34 \text{ mA}.$$

Ker poznamo tudi spremembo tokovnega ojačenja $\Delta\beta=240$, moremo izračunati stabilnostni faktor

$$S'_\beta = \frac{\Delta I_C / I_{C1}}{\Delta\beta / \beta_1} = \frac{0,34 \cdot 10^{-3} \cdot 60}{1,66 \cdot 10^{-3} \cdot 240} = 0,051.$$

Pri podanem tokovnem ojačenju β_2 , velja za stabilnostni faktor enačba

$$S'_\beta = \frac{R_B + R_E}{R_B + (1 + \beta_2)R_E},$$

iz katere izračunamo nadomestno upornost napetostnega delilnika v baznem tokokrogu:

$$R_B = R_E \frac{1 + \beta_2 - 1/S'_\beta}{1/S'_\beta - 1} = 800 \cdot \frac{1 + 300 - 19,6}{19,6 - 1} = 12,10 K\Omega.$$

Za izračun neznanih upornosti R_1 in R_2 potrebujemo še nadomestno napetost U_{BB} , ki jo izračunamo iz enačbe za kolektorski tok:

$$I_{C2} = \frac{\beta_2(U_{BB} - U_o)}{R_B + (1 + \beta_2)R_E},$$

$$U_{BB} = \frac{I_{C2}[R_B + (1 + \beta_2)R_E]}{\beta_2} + U_o =$$

$$= \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot (12,1 \cdot 10^3 + 301 \cdot 800)}{300} + 0,6 = 2,29 V.$$

Za kontrolo računanja, izračunamo tok I_{C1} pri $\beta_1=60$ še z enačbo:

$$I_{C1} = \frac{\beta_1(U_{BB} - U_o)}{R_B + (1 + \beta_1)R_E} = \frac{60 \cdot 1,68}{12,1 \cdot 10^3 + 61 \cdot 800} = 1,66 mA.$$

Vidimo, da se rezultat ujema s prej izračunanim.

Upornosti R_1 in R_2 izračunamo iz enačb (naloga 6.6):

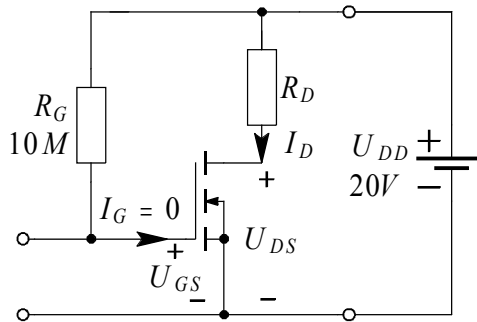
$$R_1 = R_B \frac{U_{CC}}{U_{BB}} = \frac{12,1 \cdot 10^3 \cdot 16}{2,29} = 84,54 K\Omega,$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_B}{R_1 - R_B} = \frac{84,54 \cdot 12,1}{84,54 - 12,1} = 14,12 K\Omega.$$

6.3 Določitev in stabilizacija mirovne delovne točke pri unipolarnih transistorjih

Naloga 6.8

Za ojačevalnik z n kanalnim MOS transistorjem z induciranim kanalom izračunajte U_{GS} in R_D tako, da bo $I_D=2\text{mA}$. Pragovna napetost $U_T=3\text{V}$.



Slika 6.10 : Ojačevalnik z MOS transistorjem (induciran kanal)

Ker naj ojačevalnik dela v področju nasičenja velja:

$$I_D = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_T)^2.$$

Iz enačbe za I_D izračunamo U_{GS} :

$$U_{GS} = U_T \pm \sqrt{\frac{2I_D}{K}} = 3 \pm \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}}},$$

$$U_{GS} = 3 \pm 4,47 = \begin{matrix} 7,47V \\ -1,47V \end{matrix}.$$

Če hočemo, da teče tok I_D pri n kanalnem MOS transistorju z induciranim kanalom, mora biti $U_{GS} > U_T$. Zato je prava rešitev:

$$U_{GS} = 7,47V .$$

Za območje nasičenja velja:

$$U_{DS} \geq U_{GS} - U_T ,$$

$$U_{DS} \geq 7,47 - 3 ,$$

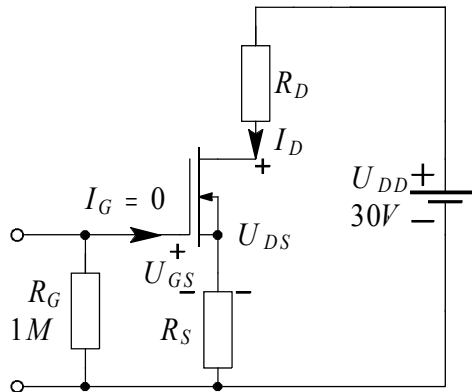
$$U_{DS} \geq 4,47V .$$

Maksimalni R_D dobimo takrat, ko je $U_{DS} = 4,47V$:

$$R_{D_{\max}} = \frac{U_{DD} - U_{DS}}{I_D} = \frac{20 - 4,47}{2 \cdot 10^{-3}} = 7,76K .$$

Naloga 6.9

Za ojačevalnik z n kanalnim MOSFET-om določite R_D in R_S tako, da bo $I_D = 3,6$ mA in $U_{DS} = 8$ V. Ostali podatki so $I_{DSS} = 10$ mA, $U_P = -4$ V.



Slika 6.11 : Vežje za izračun R_D in R_S

Za območje nasičenja velja za n kanalni MOSFET z vgrajenim kanalom:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2.$$

Napetost U_{GS} je tako:

$$U_{GS} = U_p \left(1 \pm \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = -4(1 \pm \sqrt{0,36}) = -4(1 \pm 0,6) = \begin{matrix} -1,6V \\ -6,4V \end{matrix}.$$

Rešitev $U_{GS} = -6,4V$ ne ustreza, ker mora biti $U_{GS} > U_p$, če želimo, da teče tok $I_D = 2,5$ mA.

Ker je $I_G = 0$, so vrata preko R_G vezana na maso in velja:

$$U_S = -U_{GS} = 1,6V.$$

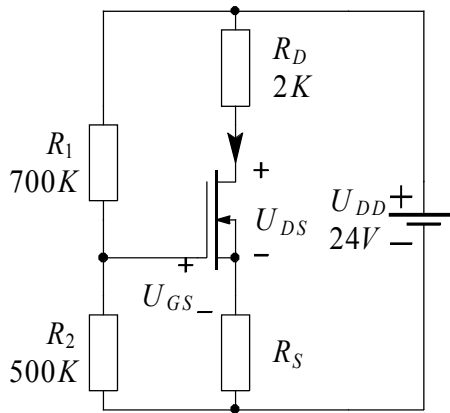
Upora R_S in R_D dobimo z enačbama:

$$R_S = \frac{U_S}{I_D} = \frac{1,6}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 0,64 K\Omega,$$

$$R_D = \frac{U_{DD} - U_{DS} - U_S}{I_D} = \frac{30 - 1,6 - 8}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 8,16 K.$$

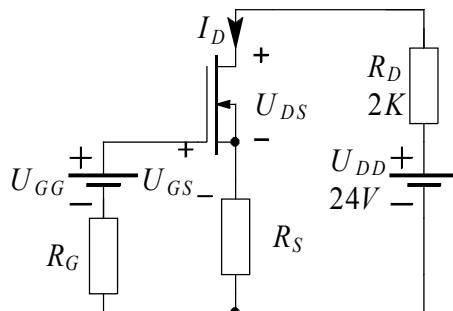
Naloga 6.10

V ojačevalniku z n kanalnim MOSFET-om z vgrajenim kanalom s podanimi $I_{DSS1} = 12 \text{ mA}$, $U_{P1} = -5 \text{ V}$, zamenjamo FET s podatki $I_{DSS2} = 4 \text{ mA}$, $U_{P2} = -1,5 \text{ V}$. Določite minimalni R_S tako, da bo za oba FET-a $U_{GS} \leq 0$. Za primer, ko izberemo $R_S = 3 \text{ K}\Omega$, določite delovno točko (I_{D1} , I_{D2} , U_{DS1} , U_{DS2}).



Slika 6.12 : Ojačevalnik z MOS transistorjem (vgrajen kanal)

Vežje pretvorimo v drugo obliko:



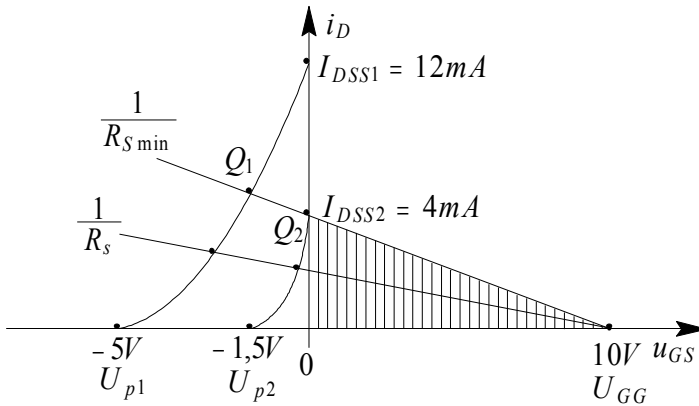
Slika 6.13

Pri tem sta:

$$U_{GG} = \frac{U_{DD} R_2}{R_1 + R_2} = 10V,$$

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{700 \cdot 500}{700 + 500} = 292 K\Omega.$$

Razmere si predstavimo grafično v $i_D(u_{GS})$ karakteristiki:



Slika 6.14 : Grafičen prikaz razmer pri zamenjavi FET-ov

Iz vhodne zanke napišemo enačbo:

$$I_D R_S = U_{GG} - U_{GS}.$$

Z upoštevanjem, da je U_{GS} lahko tudi nič, dobimo iz šrafranega trikotnika:

$$R_{S\min} = \frac{U_{GG}}{I_{DSS2}} = \frac{10}{4 \cdot 10^{-3}} = 2,5 K\Omega.$$

Če bi izbrali manjši upor R_S kot je $2,5 \text{ K}\Omega$, bi delovna točka Q_2 zdrsnila v področje pozitivnih U_{GS} in vezje nebi delovalo, če bi FET₁ zamenjali s FET-om₂.

Izberemo $R_S = 3 \text{ K}\Omega$ in določimo delovni točki za oba FET-a iz enačb:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2, \quad U_{GS} = U_{GG} - I_D R_S.$$

Enačbo za U_{GS} vstavimo v enačbo za I_D :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GG} - I_D R_S}{U_p} \right)^2.$$

Zaradi enostavnejšega računanja vstavimo številčne podatke za FET₁ in FET₂.

$$\text{FET}_1: \quad I_D = 12 \left(1 - \frac{10 - 3I_D}{-5} \right)^2.$$

S preureditvijo dobimo enačbo za I_D v mA:

$$I_{D1}^2 - 10,23 I_{D1} + 25 = 0,$$

$$I_{D1} = \frac{10,23 \pm \sqrt{106,4 - 100}}{2} = \frac{6,18 \text{ mA}}{4,045 \text{ mA}}.$$

Zaradi kvadratne enačbe dobimo dve rešitvi. Iz pogoja $U_{GS} > U_p$ izberemo pravo rešitev:

$$U'_{GS1} = 10 - 6,18 \cdot 3 = -8,54 \text{ V},$$

$$U''_{GS1} = 10 - 4,045 \cdot 3 = -2,16 \text{ V}.$$

Pravilna rešitev je $U_{GS1}'' = -2,16V$ in s tem tok $I_{D1} = 4,05mA$.

Napetost U_{DS1} izračunamo iz enačbe:

$$U_{DS1} = U_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 24 - 4,035(2 + 3) = 3,77V.$$

FET 2: Tudi v tem primeru uporabimo iste enačbe s podatki za FET 2 in dobimo:

$$I_{D2}^2 - 7,729I_{D2} + 14,69 = 0.$$

Tudi v tem primeru dobimo dve rešitvi

$$I_{D2} = \begin{matrix} 4,36mA \\ 3,47mA \end{matrix},$$

$$U_{GS2}' = -3,08V, \quad U_{GS2}'' = -0,11V.$$

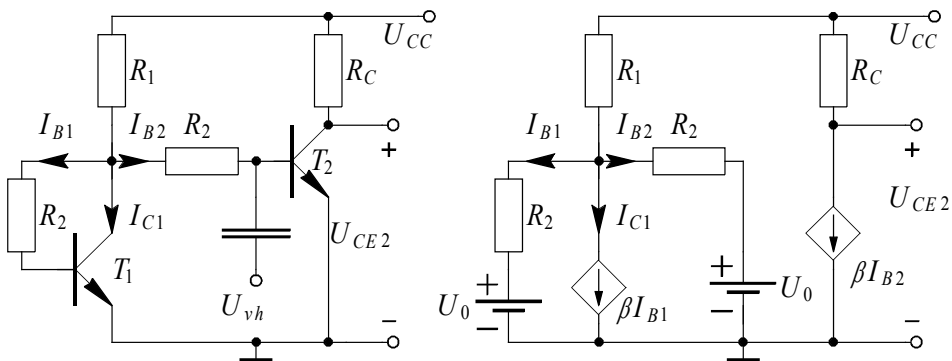
Pravilna rešitev je $U_{GS2}'' = -0,11V$ in s tem $I_{D2} = 3,37mA$. Napetost U_{DS2} dobimo iz:

$$U_{DS2} = U_{DD} - I_{D2}(R_D + R_S) = 24 - 3,37 \cdot (2 + 3) = 7,15V.$$

6.4 Nastavitev in stabilizacija mirovne delovne točke pri mikroojačevalnikih

Naloga 6.11

V narisanim mikroojačevalniku, ki je sestavljen iz dveh transistorjev, deluje transistor T_2 kot ojačevalnik, medtem ko je transistor T_1 uporabljen za stabilizacijo mirovne delovne točke transistorja T_2 . Ta način stabilizacije se imenuje diodna stabilizacija zato, ker je za stabilizacijo uporabljen le pn spoj BE, transistorja T_1 . Upor $R_2 = 2\text{ K}\Omega$ se nahaja v vezju le zaradi povečanja vhodne upornosti ojačevalnika in za samo stabilizacijo ni potreben. Oba transistorja v vezju sta identična z $U_o = 0,7\text{ V}$. V množični proizvodnji se lahko tokovno ojačenje spreminja v območju od $\beta_1 = 50$ do $\beta_2 = 200$. Izračunajte tok I_{C2} in napetost U_{CE2} za obe mejni vrednosti tokovnega ojačenja.



$$R_1 = 8\text{ K}\Omega,$$

$$U_{CC} = 12\text{ V},$$

$$I_{CEO} = 0.$$

$$R_2 = 2\text{ K}\Omega,$$

$$R_C = 4\text{ K}\Omega,$$

Slika 6.15 : Mikroojačevalnik z nadomestnim vezjem

Ker sta transistorja praktično identična, so mirovni tokovi:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B,$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C.$$

Iz znančne enačbe

$$U_{CC} = U_o + I_B R_2 + (I_C + 2I_B)R_1 = U_o + I_C \left(\frac{R_2}{\beta} + \frac{2R_1}{\beta} + R_1 \right)$$

izračunamo kolektorski tok

$$I_C = I_{C2} = \frac{(U_{CC} - U_o)\beta}{\beta R_1 + (2R_1 + R_2)}.$$

Za obe mejni vrednosti tokovnega ojačenja je kolektorski tok:

$$\beta_1 = 50: I_{C2} = \frac{(12 - 0,7) \cdot 50}{50 \cdot 8 \cdot 10^3 + (16 + 2) \cdot 10^3} = 1,35 \text{ mA},$$

$$\beta_2 = 200: I_{C2} = \frac{(12 - 0,7) \cdot 200}{200 \cdot 8 \cdot 10^3 + (16 + 2) \cdot 10^3} = 1,40 \text{ mA}.$$

Kolektorsko napetost podaja enačba:

$$U_{CE2} = U_{CC} - I_{C2} R_C = U_{CC} - \frac{(U_{CC} - U_o) R_C \beta}{\beta R_1 + (2R_1 + R_2)}.$$

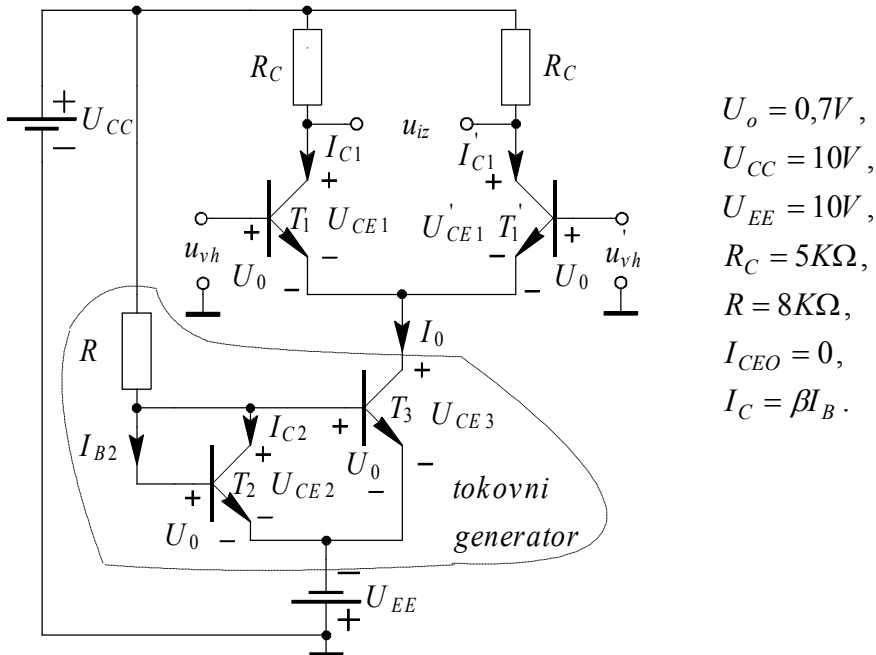
Za obe mejni vrednosti tokovnega ojačanja je kolektorska napetost:

$$\beta_1 = 50: U_{CE2} = 12 - 1,35 \cdot 4 = 6,60 \text{ V},$$

$$\beta_2 = 200: U_{CE2} = 12 - 1,40 \cdot 4 = 6,40 \text{ V}.$$

Naloga 6.12

Za diferencialni ojačevalnik izračunajte spremembo mirovne napetosti ΔU_{CE1} , če se spremeni tokovno ojačenje transistorjev od $\beta_1 = 100$ na $\beta_2 = 300$. Predpostavite, da so vsi transistorji enaki.



Slika 6.16 : Diferencialni ojačevalnik

V mirovnem stanju, ko je $u_{vh} = u'_{vh} = 0$ (bazi T_I in T_I' vezani na maso), je mirovni emitorski tok podan z enačbo:

$$I_{E1} = I'_{E1} = I_E = I_{B1} + I_{C1} = I_{B2} + I_{C2} = I_B + I_C = (1 + \beta)I_B = \frac{1 + \beta}{\beta}I_C = \frac{I_o}{2}.$$

Iz enačbe za mirovni emitorski tok izračunamo mirovni kolektorski tok:

$$I_{C1} = I'_{C1} = I_C = \frac{\beta I_o}{2(1 + \beta)}.$$

Ker je padec napetosti med bazo in emitorjem konstanten (U_o) je napetost $U_e = -U_o$ (če je $u_{vh} = u'_{vh} = 0$). Iz tega pogoja moremo izračunati mirovno napetost:

$$U_{CE1} = U'_{CE1} = U_{CC} - U_E - I_C R_C = U_{CC} + U_o - \frac{I_o R_C}{2(1 + \beta)}.$$

Za tokovni generator velja sledeča zanka enačba:

$$U_{CC} - U_o - R(I_{C2} + I_{B2} + I_{B3}) + U_{EE} = 0.$$

Ker smo predpostavili, da sta transistorja T_2 in T_3 enaka ($I_{B2} = I_{B3} = I_B$;

$I_{C2} = I_{C3} = I_C = I_o$), dobimo:

$$U_{CC} - U_o + R(I_C + 2I_B) + U_{EE} = 0.$$

Če upoštevamo $I_B = \frac{I_C}{\beta}$, dobimo:

$$U_{CC} - U_o + R I_C (1 + 2/\beta) + U_{EE} = 0.$$

Tok tokovnega generatorja $I_o = I_C$ izračunamo iz zanke enačbe:

$$I_o = I_C = \frac{U_{CC} + U_{EE} - U_o}{R(1 + 2/\beta)}.$$

Z upoštevanjem toka I_o v enačbi za napetost U_{CE1} , dobimo:

$$U_{CE1} = U'_{CE1} = U_{CC} + U_o - \frac{(U_{CC} + U_{EE} - U_o) R_C \beta^2}{2R(\beta + 2) \cdot (\beta + 1)}.$$

Napetost U_{CE} pri mejnih vrednostih tokovnih ojačenj je torej:

$$U_{CE1}(\beta = 100) = 10 + 0,7 - \frac{(10 + 10 - 0,7) \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 100^2}{2 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 102 \cdot 101} = 4,846V,$$

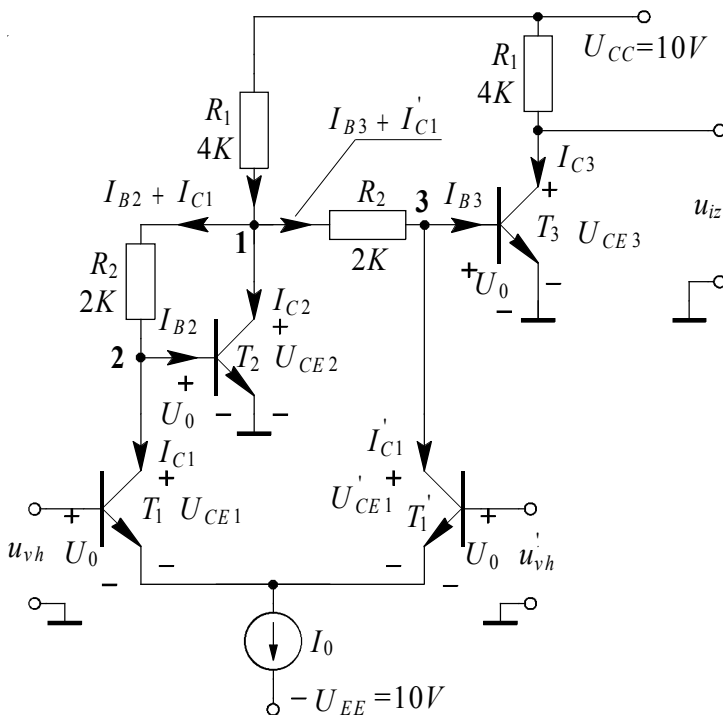
$$U_{CE1}(\beta = 300) = 10 + 0,7 - \frac{(10 + 10 - 0,7) \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 300^2}{2 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 302 \cdot 301} = 4,729V.$$

Sprememba napetosti ΔU_{CE1} je:

$$\Delta U_{CE1} = U_{CE1}(\beta = 100) - U_{CE1}(\beta = 300) = 4,846 - 4,729 = 0,117V.$$

Naloga 6.13

V integriranih ojačevalnikih se pogosto uporablja kombinacija diferencialnega ojačevalnika in ojačevalnika z diodnim napajanjem; to je ojačevalnik z diferencialnim vhodom in enostranskim izhodom.



Slika 6.17 : Diferencialni ojačevalnik z asimetričnim izhodom

Predpostavljamo, da so vsi transistorji enaki (enak U_o , enak β in $I_C = \beta I_B$).

Izpeljite enačbo za mirovni kolektorski tok I_{C3} in izračunajte spremembo toka ΔI_{C3} , če se spremeni tokovno ojačenje β od vrednosti 50 na vrednost 150.

Iz vozliščne enačbe za vozlišče 1

$$\frac{U_{CC} - U_{CE2}}{R_1} = \frac{U_{CE2} - U_o}{R_2} + I_{C2} + \frac{U_{CE2} - U_o}{R_2}$$

in z upoštevanjem enačbe

$$I_{C2} = \beta I_{B2} = \beta \left(\frac{U_{CE2} - U_o}{R_2} - I_{C1} \right)$$

izračunamo napetost U_{CE2} :

$$U_{CE2} = \frac{(2 + \beta)R_1 U_o + R_2 U_{CC} + \beta R_1 R_2 I_{C1}}{R_2 + (2 + \beta)R_1}.$$

Tok I_{B3} izračunamo iz vozliščne enačbe za 3 vozlišče:

$$I_{B3} + I'_{C1} = \frac{U_{CE2} - U_o}{R_2},$$

$$I_{B3} = \frac{U_{CE2} - U_o}{R_2} - I'_{C1} = \frac{(2 + \beta)R_1 U_o + R_2 U_{CC} + \beta R_1 R_2 I_{C1}}{R_2 [R_2 + (2 + \beta)R_1]} - \frac{U_o}{R_2} - I'_{C1}.$$

Ker sta transistorja T_1 in T_1' enaka, velja $I_{C1} = I'_{C1} = I_C$. Če to upoštevamo v enačbi za tok I_{B3} , dobimo:

$$I_{B3} = \frac{U_{CC} - U_o - (R_2 + 2R_1)I_{C1}}{R_2 + (2 + \beta)R_1}.$$

Kolektorski tok I_{C3} izračunamo z enačbo:

$$I_{C3} = \beta I_{B3} = \frac{[U_{CC} - U_o(R_2 + 2R_1)I_{C1}]\beta}{R_2 + (2 + \beta)R_1}.$$

Kolektorski tok $I_{C1} = I'_{C1} = I_C$ moremo izraziti s tokom tokovnega generatorja I_o , ki se nahaja v emitorskem tokokrogu diferencialnega ojačevalnika:

$$I_{E1} = \frac{I_o}{2} = I_{B1} + I_{C1} = I_{B1} + \beta I_{B1} = I_{B1}(1 + \beta) = \frac{I_{C1}(1 + \beta)}{\beta}.$$

Z upoštevanjem enačbe za kolektorski tok I_{C1} je tok I_{C3} :

$$I_{C3} = \frac{U_{CC}\beta - U_o\beta - \frac{(R_2 + 2R_1)I_o\beta^2}{2(1 + \beta)}}{R_2 + (2 + \beta)R_1}.$$

Za mejni vrednosti tokovnega ojačenja je kolektorski tok I_{C3} :

$$I_{C3}(\beta = 50) = \frac{10 \cdot 50 - 0,7 \cdot 50 - \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2}{2 \cdot 51}}{(2 + 52 \cdot 4) \cdot 10^3} = 1,047 \text{ mA},$$

$$I_{C3}(\beta = 150) = \frac{10 \cdot 150 - 0,7 \cdot 150 - \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 150^2}{2 \cdot 151}}{(2 + 152 \cdot 4) \cdot 10^3} = 1,066 \text{ mA}.$$

Sprememba kolektorskega toka

$$\Delta I_{CE} = I_{CE}(\beta = 150) - I_{CE}(\beta = 50) = 0,019 \text{ mA}$$

je zelo majhna, četudi se je tokovno ojačenje β povečalo za faktor 3.

7. Frekvenčne karakteristike ojačevalnikov

7.1 Ojačenje kot funkcija kompleksne frekvence, diagram polov in ničel, Bodeov diagram

Kompleksno ojačenje moremo izraziti z razmerjem dveh polinomov:

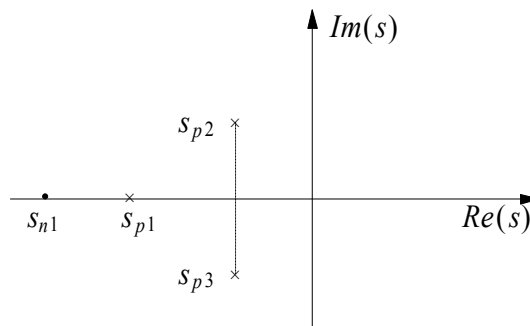
$$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{K_N (s - s_{n1}) \cdot (s - s_{n2}) \cdots (s - s_{nr})}{K_D (s - s_{p1}) \cdot (s - s_{p2}) \cdots (s - s_{pm})},$$

kjer so

s_{n1}, \dots, s_{nr} - ničle funkcije $A(s)$,

s_{p1}, \dots, s_{pm} - poli funkcije $A(s)$.

Poli in ničle ležijo na realni osi ali nastopajo v konjugirano kompleksnih parih. Lego polov in ničel prikažemo v diagramu polov in ničel:



Slika 7.1 : Diagram polov in ničel

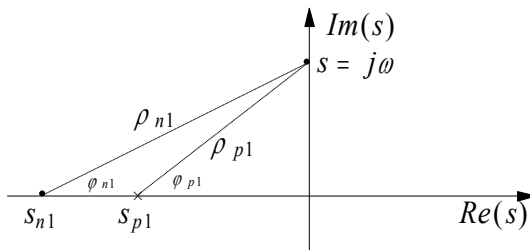
Ojačenje sinusnega signala $A(j\omega)$ dobimo iz kompleksnega ojačenja $A(s)$ tako, da postavimo v enačbi za $A(s)$ $s = j\omega$:

$$A(j\omega) = \frac{K_N (j\omega - s_{n1}) \cdot (j\omega - s_{n2}) \cdots (j\omega - s_{nr})}{K_D (j\omega - s_{p1}) \cdot (j\omega - s_{p2}) \cdots (j\omega - s_{pm})}$$

Ali v polarni obliki

$$\begin{aligned} A(j\omega) &= \frac{K_N \rho_{n1} e^{j\varphi_{n1}} \cdot \rho_{n2} e^{j\varphi_{n2}} \cdots \rho_{nr} e^{j\varphi_{nr}}}{K_D \rho_{p1} e^{j\varphi_{p1}} \cdot \rho_{p2} e^{j\varphi_{p2}} \cdots \rho_{pm} e^{j\varphi_{pm}}} = \\ &= \frac{K_N \rho_{n2} \cdot \rho_{n2} \cdots \rho_{nr}}{K_D \rho_{p1} \cdot \rho_{p2} \cdots \rho_{pm}} \cdot e^{j(\varphi_{n2} + \varphi_{n2} + \cdots \varphi_{nr} - \varphi_{p1} - \varphi_{p2} - \cdots \varphi_{pm})} \end{aligned}$$

Komponente ojačenja sinusnega signala $A(j\omega)$ so lepo vidne tudi v diagramu polov in ničel na sliki 7.2 (zaradi pregledanosti sta narisana le en pol in ena ničla).



$$\begin{aligned} j\omega - s_{p1} &= \rho_{p1} \cdot e^{j\varphi_{p1}} \\ j\omega - s_{n1} &= \rho_{n1} \cdot e^{j\varphi_{n1}} \end{aligned}$$

Slika 7.2 : Prehod iz

kompleksnega na ojačenje za sinusni signal

Pri nadaljnji obravnavi enačbe ojačenja za sinusni signal $A(j\omega)$ bomo predpostavili, da so poli in ničle realna števila (torej ležijo na realni osi v kompleksni s ravnini):

$$\begin{aligned}
 s_{n1} &= -\omega_{n1}, & s_{p1} &= -\omega_{p1}, \\
 s_{n2} &= -\omega_{n2}, & s_{p2} &= -\omega_{p2}, \\
 s_{nr} &= -\omega_{nr}, & s_{pm} &= -\omega_{pm}.
 \end{aligned}$$

Enačba ojačenja za sinusni signal dobi obliko:

$$\begin{aligned}
 A(j\omega) &= \frac{K_N \cdot (j\omega + \omega_{n1}) \cdot (j\omega + \omega_{n2}) \cdots (j\omega + \omega_{nr})}{K_D \cdot (j\omega + \omega_{p1}) \cdot (j\omega + \omega_{p2}) \cdots (j\omega + \omega_{pm})} = \\
 &= \frac{K_N \cdot \omega_{n1} \cdot \omega_{n2} \cdots \omega_{nr} \cdot (1 + j\omega / \omega_{n1}) \cdot (1 + j\omega / \omega_{n2}) \cdots (1 + j\omega / \omega_{nr})}{K_D \cdot \omega_{p1} \cdot \omega_{p2} \cdots \omega_{pm} \cdot (1 + j\omega / \omega_{p1}) \cdot (1 + j\omega / \omega_{p2}) \cdots (1 + j\omega / \omega_{pm})} = \\
 &= K \cdot \frac{(1 + j\omega / \omega_{n1}) \cdot (1 + j\omega / \omega_{n2}) \cdots (1 + j\omega / \omega_{nr})}{(1 + j\omega / \omega_{p1}) \cdot (1 + j\omega / \omega_{p2}) \cdots (1 + j\omega / \omega_{pm})}.
 \end{aligned}$$

V Bodeovem diagramu rišemo ločeno frekvenčno odvisnost ojačenja $A(j\omega)$ [dB] in frekvenčno odvisnost faznega kota $\varphi(j\omega)$.

V primeru, da ležijo poli in ničle na realni osi enostavno določimo Bodeov diagram za amplitudo in fazo:

$$A(j\omega)[dB] = 20 \log |A(j\omega)| = 20 \left(\log K + \sum_{i=1}^r \log \left| 1 + \frac{j\omega}{\omega_{ni}} \right| - \sum_{j=1}^m \log \left| 1 + \frac{j\omega}{\omega_{pj}} \right| \right)$$

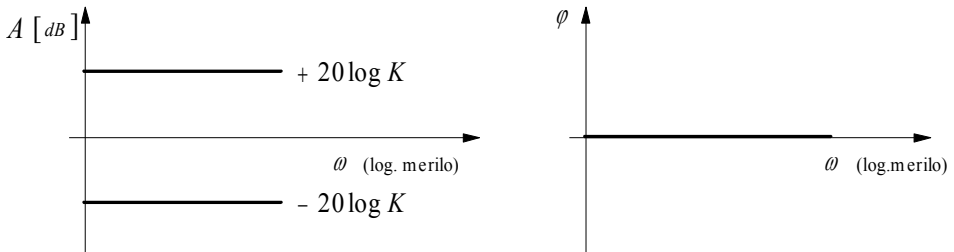
Vidimo, da je celotni Bodeov diagram vsota Bodeovih diagramov posameznih elementov, ki sestavljajo prenosno funkcijo $A(j\omega)$.

Primeri Bodeovih diagramov za posamezne elemente, ki sestavljajo prenosno funkcijo $A(j\omega)$:

1. Konstantno ojačenje $A(j\omega) = K^{\pm 1} = |K^{\pm 1}| e^{j0}$:

$$A(\omega) = 20 \log |K^{\pm 1}| = \pm 20 \log K \text{ [dB]},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} A(j\omega)}{\operatorname{Re} A(j\omega)} = \frac{0}{K} = 0 \text{ [}^\circ\text{]}.$$



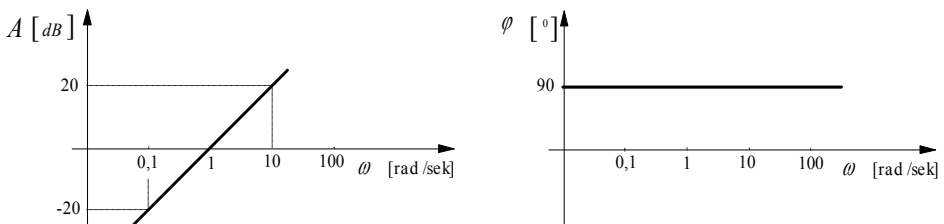
Slika 7.3

V primeru, da je K negativno število je fazni kot -180° , potek amplitude pa je enak kot pri pozitivnem K .

2. Diferenciarni element $A(j\omega) = j\omega$:

$$A(\omega) = 20 \log |j\omega| = 20 \log \sqrt{(\omega)^2} = 20 \log \omega \text{ [dB]},$$

$$\varphi = \operatorname{artg} \frac{\operatorname{Im} A(j\omega)}{\operatorname{Re} A(j\omega)} = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{0} = 90^\circ.$$

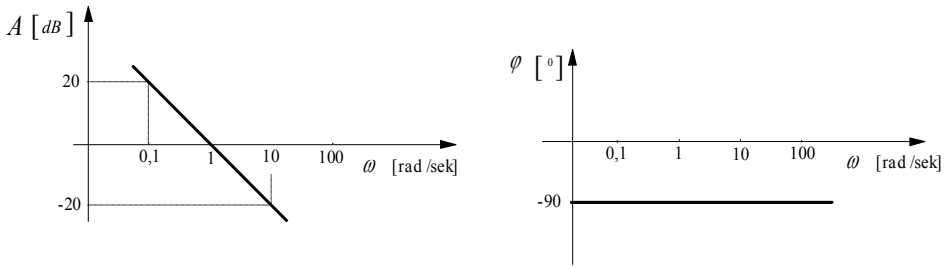


Slika 7.4 : Bodeov diagram diferencirnega člana

3. Integrirni element $A(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$:

$$A(\omega) = 20 \log \left| \frac{1}{j\omega} \right| = 20 \log \frac{1}{\omega} = -20 \log \omega \text{ [dB]},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} A(j\omega)}{\operatorname{Re} A(j\omega)} = \frac{1}{0} = -90^\circ.$$



Slika 7.5 : Bodeov diagram integrirnega elementa

4. Element $A(j\omega) = \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_n}\right)$:

$$A(\omega) = 20 \log \left| 1 + j \frac{\omega}{\omega_n} \right| = 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \text{ [dB]},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} A(j\omega)}{\operatorname{Re} A(j\omega)} = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_n}.$$

V tabeli sta podana ojačenje in fazni kot za različne vrednosti $\frac{\omega}{\omega_n}$.

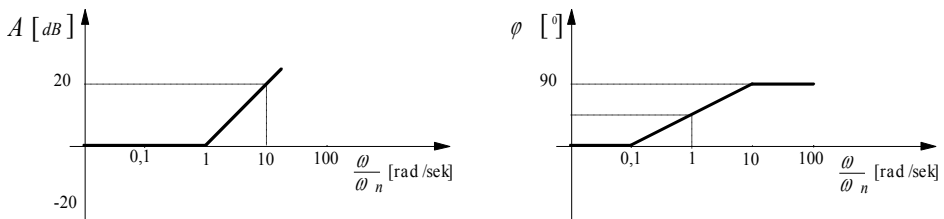
Zaradi lažjega risanja Bodevih diagramov vrednosti zaokrožimo in rišemo asimptote.

$\frac{\omega}{\omega_n}$	A dB	φ [°]
0,1	0,04	5,71
0,5	0,97	26,56
1	3,01	45
2	6,98	63,43
10	20,04	84,28

$\frac{\omega}{\omega_n}$	A dB	φ [°]
0,1	0	0
1	0	45
10	20	90

Izračunane in zaokrožene vrednosti ojačenja in faznega kota

Slika 7.6 prikazuje asimptotični potek ojačanja in faznega kota.

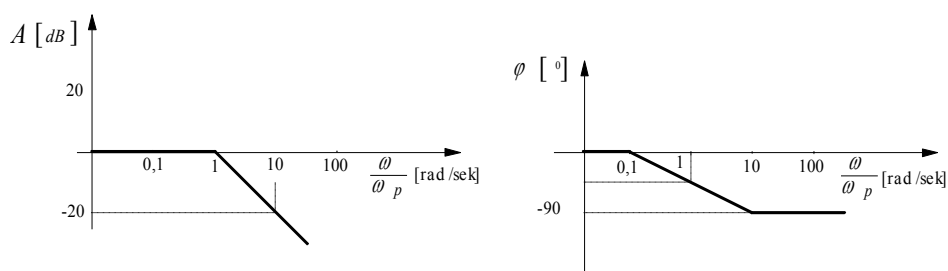


Slika 7.6 : Asimptotični potek ojačenja in faznega kota

$$5. \text{ Element } A(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$$

$$A(\omega) = 20 \log \left| \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \right| = -20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2} \quad [dB],$$

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im } A(j\omega)}{\text{Re } A(j\omega)} = -\arctg \frac{\omega}{\omega_p}.$$

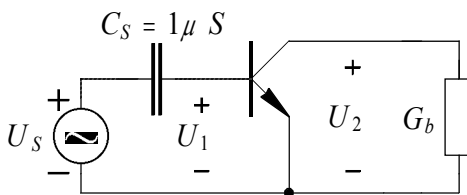


Slika 7.7

7.2 Admitančni model bipolarnih transistorjev

Naloga 7.1 Za narisano vezje izračunajte prenosno funkcijo

$A_{U_s}(s) = \frac{U_2}{U_s}$, narišite diagram polov in ničel ter Bodeov diagram.

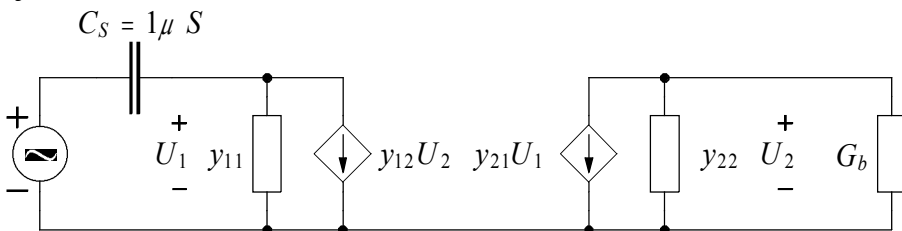


$$[Y_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0,05 \end{bmatrix} [mS],$$

$$G_b = 0,5 mS.$$

Slika 7.8 : Enostopenjski ojačevalnik

Z upoštevanjem admitančnega modela transistorja dobimo nadomestno vezje:



Slika 7.9

Ker so admitančni parametri realni, bo na frekvenčni potek vplivala le vezna kapacitivnost C_s . Ojačenje izračunamo z enačbo:

$$A_{U_s} = \frac{U_2}{U_s} = \frac{-y_{21} Y_s}{(y_{11} + y_s) \cdot (y_{22} + y_b) - y_{12} y_{21}},$$

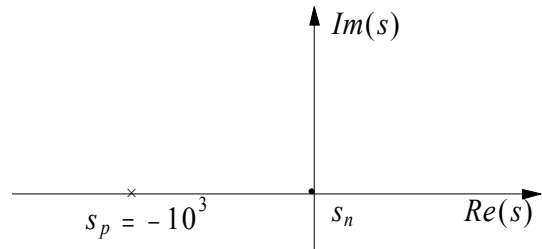
$$A_{U_s} = -\frac{-50 \cdot 10^{-3} \cdot s \cdot 10^{-6}}{(1 \cdot 10^{-3} + s \cdot 10^{-6}) \cdot (0,05 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3}) - 0 \cdot 50 \cdot 10^{-3}},$$

$$A_{U_s} = -\frac{90,9 \cdot 10^{-3} \cdot s}{1 + s \cdot 10^{-3}}.$$

Iz enačbe vidimo, da je ničla
pri $s_n = 0$ in pol pri

$$s_p = -10^3.$$

Diagram polov in ničel:



Slika 7.10 : Diagram polov in ničel

Za določitev Bodeovega diagrama potrebujemo $A_{U_s}(j\omega)$:

$$A_{U_s}(j\omega) = \frac{-90,9 \cdot 10^{-3} j\omega}{1 + j\omega/10^3},$$

$$A_{U_s}(j\omega)[dB] = 20 \log |A_{U_s}(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{90,9 \cdot 10^{-3} j\omega}{1 + j\omega/10^3} \right| =$$

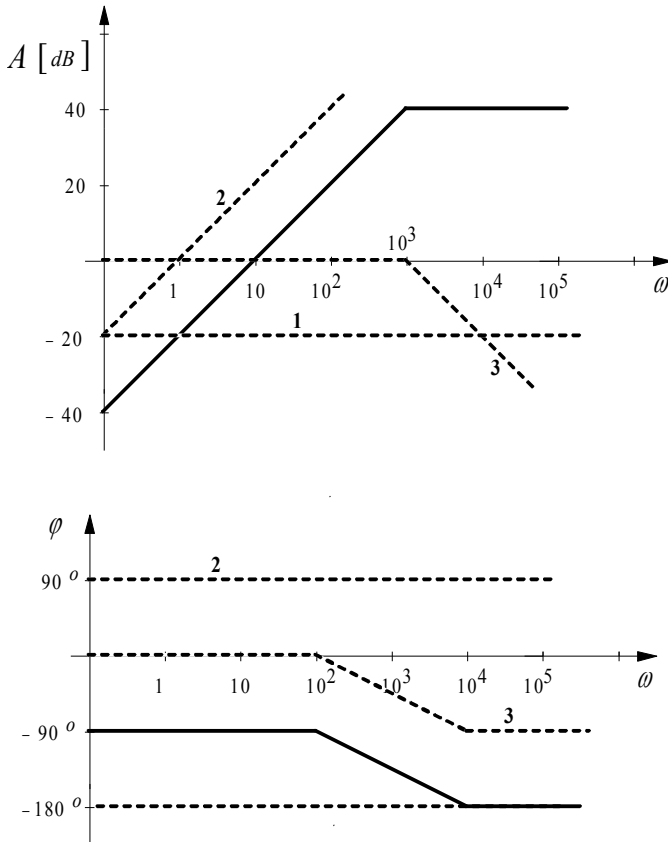
$$= 20 \log 90,9 \cdot 10^{-3} + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{1 + \omega^2/10^6} =$$

$$= -20,82 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{1 + \omega^2/10^6}.$$

$$\begin{array}{ccc} \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ 1 & 2 & 3 \end{array}$$

Fazni kot φ :

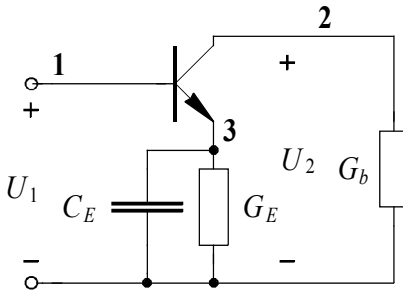
$$\varphi = -180^\circ + 90^\circ - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{10^3} = -90^\circ - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{10^3}.$$



Slika 7.10 : Bodeov diagram

Naloga 7.2

Določite Bodeov diagram za napetostno ojačenje $A_U = \frac{U_2}{U_1}$:



$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0,05 \end{bmatrix} [mS],$$

$$G_E = 5mS, \quad C_E = 1\mu F,$$

$$G_b = 0,5mS.$$

Slika 7.11

Za določitev napetostnega ojačenja potrebujemo admitančno matriko vezja $[\mathbf{Y}]_{2 \times 2}$. Admitančno matriko izračunamo tako, da seštejemo admitančno matriko pasivnega dela vezja $[\mathbf{Y}_R]$ in nedoločeno matriko transistorja $[\mathbf{Y}_T]_N$ ter nato reduciramo 3 vozlišče:

$$[\mathbf{Y}_R] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_E + sC_E \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[\mathbf{Y}_T] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} & -(y_{11E} + y_{12E}) \\ y_{21E} & y_{22E} & -(y_{21E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) & \sum y_E \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[\mathbf{Y}]_{3 \times 3} = [\mathbf{Y}_R]_{3 \times 3} + [\mathbf{Y}_T]_{3 \times 3},$$

$$[\mathbf{Y}]_{3 \times 3} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} & -(y_{11E} + y_{12E}) \\ y_{21E} & y_{22E} & -(y_{21E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{22E}) & G_E + sC_E + \sum y_E \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Posamezne člene reducirane matrice $[\mathbf{Y}']$ izračunamo z enačbo:

$$y'_{jk} = y_{jk} - \frac{y_{j3}y_{3k}}{y_{33}},$$

$$[\mathbf{Y}'] = \begin{bmatrix} y_{11E} - \frac{(y_{11E} + y_{21E})y_{11E}}{G_E + sC_E + \sum y_E} & y_{12E} - \frac{(y_{11E} + y_{12E})(y_{12E} + y_{22E})}{G_E + sC_E + \sum y_E} \\ y_{21E} - \frac{(y_{21E} + y_{22E})(y_{11E} + y_{21E})}{G_E + sC_E + \sum y_E} & y_{22E} - \frac{(y_{21E} + y_{22E})(y_{12E} + y_{22E})}{G_E + sC_E + \sum y_E} \end{bmatrix}.$$

Napetostno ojačenje je podano z enačbo:

$$A_U(s) = -\frac{y'_{21}}{y_{22} + G_b} = \frac{y_{21E} \frac{(y_{21E} + y_{22E})(y_{11E} + y_{21E})}{G_E + sC_E + \sum y_E}}{y_{22E} + G_b - \frac{(y_{21E} + y_{22E})(y_{12E} + y_{22E})}{G_E + sC_E + \sum y_E}} =$$

$$= \frac{y_{21E}(G_E + sC_E + \sum y_E) - (y_{21E} + y_{22E})(y_{11E} + y_{21E})}{(y_{22E} + G_b)(G_E + sC_E + \sum y_E) - (y_{21E} + y_{22E})(y_{12E} + y_{22E})}.$$

S podanimi številčnimi vrednostmi je $A_U(s)$:

$$A_U(s) = -8,92 \frac{1 + \frac{s}{5 \cdot 10^3}}{1 + \frac{s}{5,15 \cdot 10^4}}$$

Frekvenčna odvisnost ojačenja:

$$A_U(j\omega) = -8,82 \frac{1 + \frac{j\omega}{5 \cdot 10^3}}{1 + \frac{j\omega}{5,15 \cdot 10^4}},$$

$$A_U(\omega)[dB] = 20 \log |A_U(j\omega)| = 20 \log \left| -8,82 \frac{1 + j\omega/5 \cdot 10^3}{1 + j\omega/5,15 \cdot 10^4} \right| =$$

$$A_U(\omega)[dB] = \underset{\uparrow}{18,91} + \underset{\uparrow}{20 \log} \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{25 \cdot 10^6}} - \underset{\uparrow}{20 \log} \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{26,52 \cdot 10^8}}.$$

1 2 3

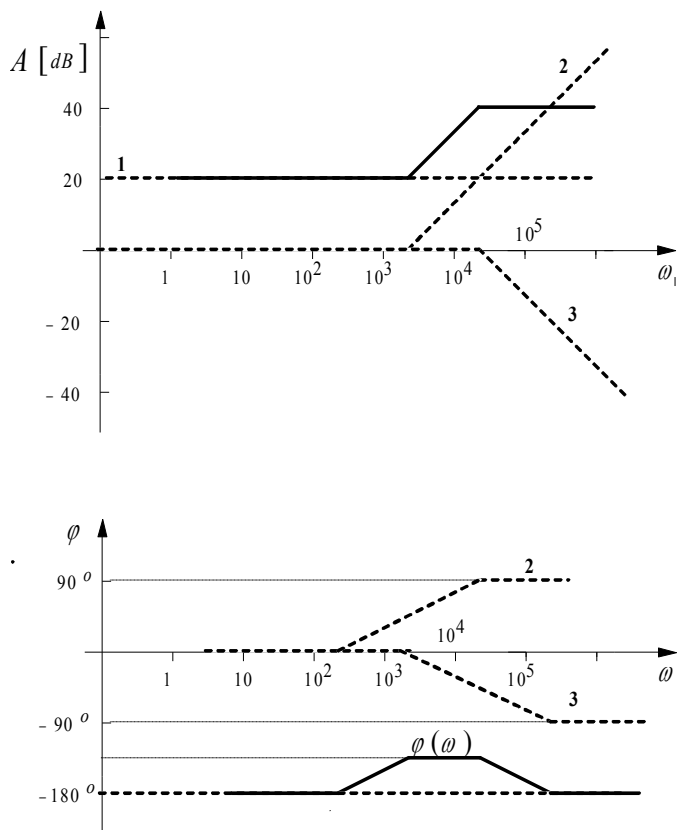
Fazni kot φ :

$$\varphi = -180^\circ + \operatorname{arctg} \frac{\omega}{5 \cdot 10^3} - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{5,15 \cdot 10^4}.$$

↑

zaradi negativnega predznaka

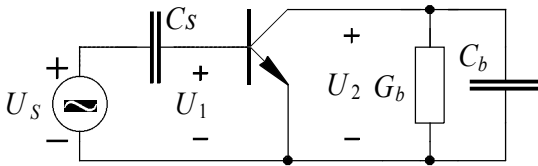
Bodeov diagram:



Slika 7.12 : Frekvenčna odvisnost ojačenja in faze

Naloga 7.3

Za vezje na sliki 7.13 izračunajte napetostno ojačenje $A_{US} = \frac{U_2}{U_s}$ in narišite Bodeov diagram:



$$G_b = 0,4 \text{ mS}, \quad C_b = 10 \text{ pF}, \\ C_s = 1 \mu\text{F}, \\ [\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} 1 & -0,01 \\ 100 & 0,1 \end{bmatrix} [\text{mS}].$$

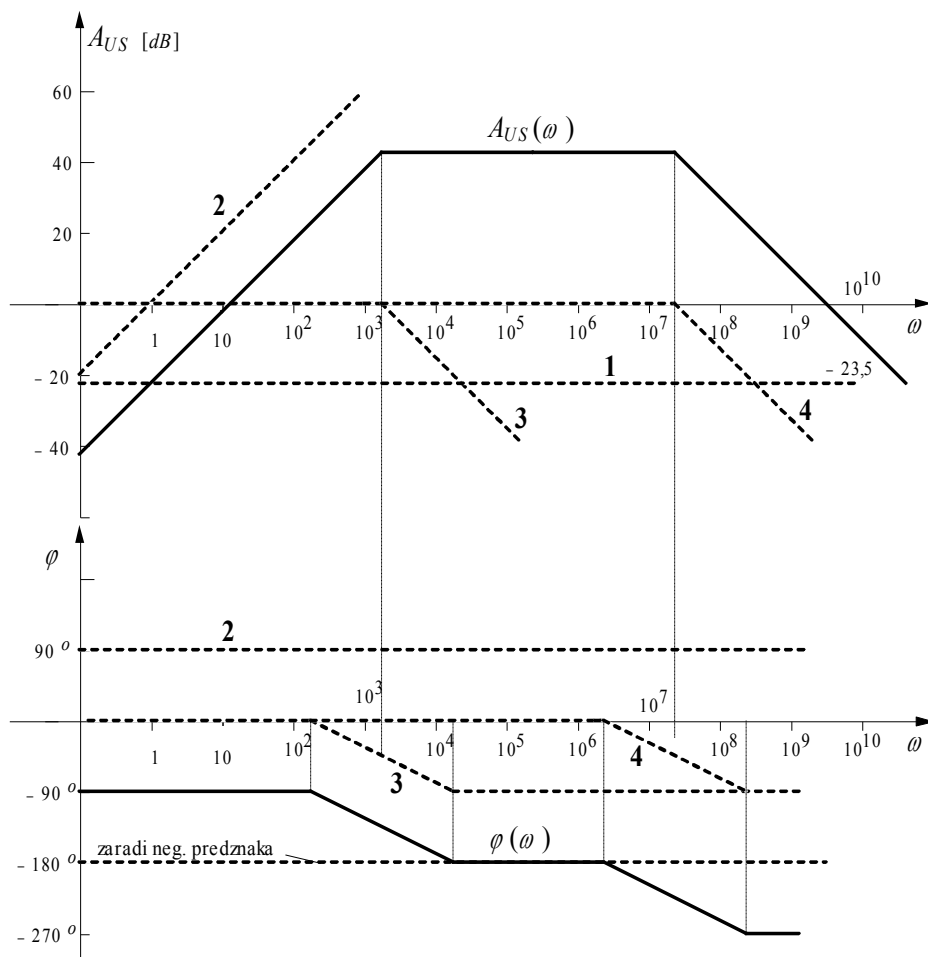
Slika 7.13

Napetostno ojačenje A_{US} izračunamo z enačbo:

$$A_{US} = \frac{U_2}{U_s} = \frac{-y_{21}Y_s}{(y_{11} + Y_s)(y_{22} + Y_b) - y_{12}y_{21}} = \\ = \frac{-100 \cdot 10^{-3} \cdot s \cdot 10^{-6}}{(1 \cdot 10^{-3} + s \cdot 10^{-6}) \cdot (0,1 \cdot 10^{-3} + 0,4 \cdot 10^{-3} + s \cdot 10^{-11}) + 0,01 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-3}}, \\ A_{US} = \frac{-s}{14,9 \cdot \left(1 + \frac{s}{2,98 \cdot 10^3}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{5 \cdot 10^7}\right)}.$$

Bodeov diagram:

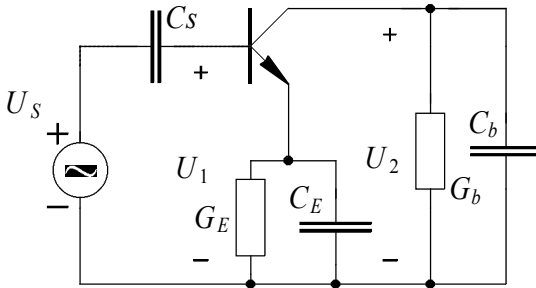
Za risanje potrebujemo vrednost konstante $20 \log \frac{1}{14,9} = -23,5 \text{ dB}$



Slika 7.14 : Bodeov diagram za amplitudo in fazo

Naloga 7.4

Za narisano vezje izračunajte ojačenje $A_U(j\omega)$ in narišite Bodeov diagram.



$$[\mathbf{Y}_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0 \end{bmatrix} [mS],$$

$$G_E = 10mS, \quad C_E = 100\mu F,$$

$$G_b = 0,5mS, \quad C_b = 0,5nF.$$

Slika 7.15 : Vpliv vezne,emitorske in bremenske kapacitivnosti

Pri računanju admitančne matrike ne bomo upoštevali G_b in C_b , ker se pojavita v sami enačbi za ojačenje.

Nedoločena admitančna matrika transistorja je:

$$[\mathbf{Y}_T] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} y_{11E} & y_{12E} & -(y_{11E} + y_{12E}) \\ y_{21E} & y_{22E} & -(y_{21E} + y_{22E}) \\ -(y_{11E} + y_{21E}) & -(y_{12E} + y_{21E}) & \sum y_E \end{bmatrix} \end{matrix} =$$

$$= \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & -10^{-3} \\ 50 \cdot 10^{-3} & 0 & -50 \cdot 10^{-3} \\ -51 \cdot 10^{-3} & 0 & 51 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Admitančna matrika pasivnega dela vezja je:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_E + j\omega C_E \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \cdot 10^{-3} + j\omega \cdot 100 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Celotna admitančna matrika reda 3×3 je:

$$[\mathbf{Y}_C] = [\mathbf{Y}_T] + [\mathbf{Y}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & -10^{-3} \\ 50 \cdot 10^{-3} & 0 & -50 \cdot 10^{-3} \\ -51 \cdot 10^{-3} & 0 & 61 \cdot 10^{-3} + 6 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Z redukcijo vozlišča 3 dobimo matriko:

$$[\mathbf{Y}_R] = \begin{bmatrix} y_{11} - \frac{y_{13}y_{31}}{y_{33}} & y_{12} - \frac{y_{13}y_{32}}{y_{33}} \\ y_{21} - \frac{y_{23}y_{31}}{y_{33}} & y_{22} - \frac{y_{23}y_{32}}{y_{33}} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 10^{-3} - \frac{-10^{-3} \cdot 51 \cdot 10^{-3}}{(61 \cdot 10^{-3} + j\omega \cdot 10^{-4})} & 0 \\ 50 \cdot 10^{-3} - \frac{-50 \cdot 10^{-3} \cdot (-51 \cdot 10^{-3})}{(61 \cdot 10^{-3} + j\omega \cdot 10^{-4})} & 0 \end{bmatrix}.$$

Ojačenje za sinusni signal:

$$A_U(j\omega) = \frac{-y_{21R}}{y_{22R} + Y_b} = -16,39 \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{10^2}\right)}{\left(1 + \frac{j\omega}{10^6}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{610}\right)}.$$

Ojačenje v decibelih in fazni kot:

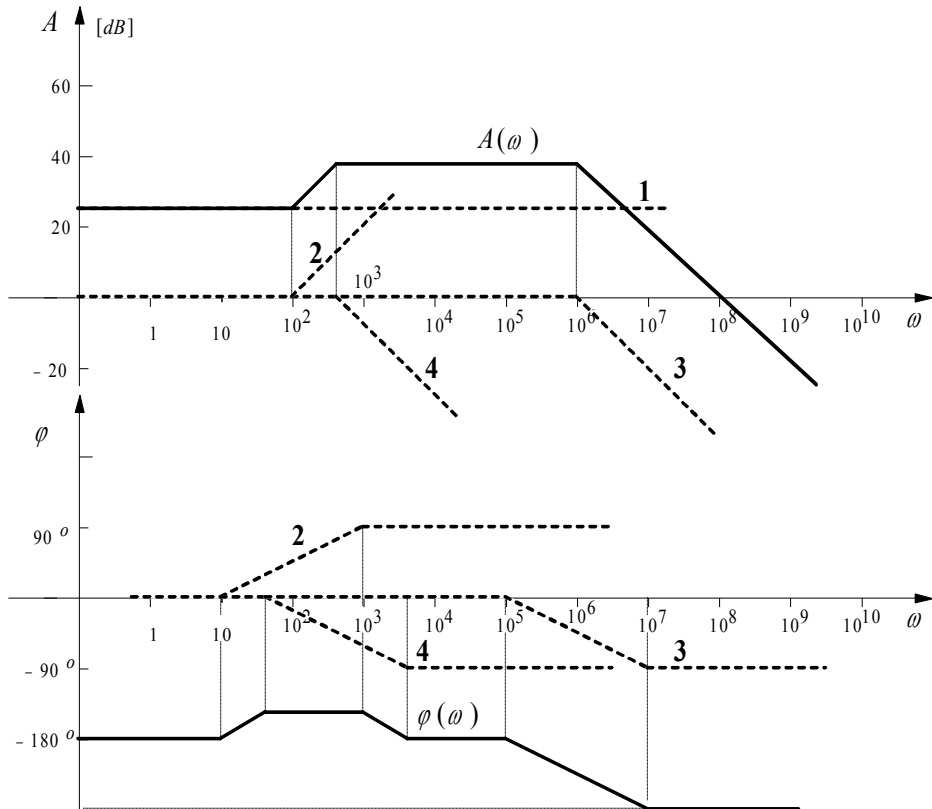
$$A_U(j\omega)[dB] = 24,29 + 20\log\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{10^4}} - 20\log\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{10^{12}}} - 20\log\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{3,7 \cdot 10^5}}$$

$$\begin{matrix} \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix}$$

$$\varphi = -180 + \operatorname{arctg} \frac{\omega}{10^2} - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{10^6} - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{610}$$

$$\begin{matrix} \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ 2 & 3 & 4 \end{matrix}$$

Bodeov diagram:

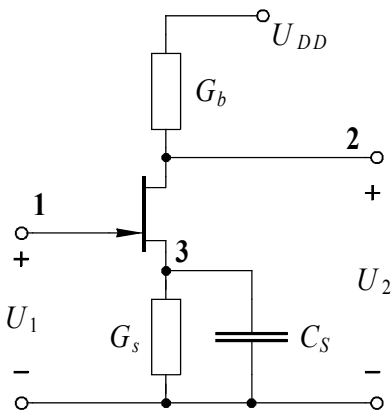


Slika 7.16 : Prikaz vpliva vezne, emitorske in bremenske kapacitivnosti

7.3 Admitančni model unipolarnih transistorjev

Naloga 7.5

Za ojačevalno stopnjo izračunajte C_S tako, da bo imela enačba ojačenja $A_U(s)$ pol pri $s_p = -2\pi \cdot 10^2$.



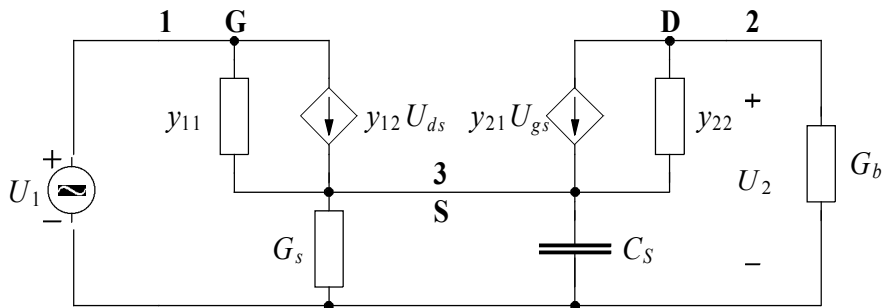
$$[Y_E] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & g_o \end{bmatrix},$$

$$g_m = 1,5mS, \quad G_b = 66,6\mu S,$$

$$g_o = 20\mu S, \quad G_s = 1mS.$$

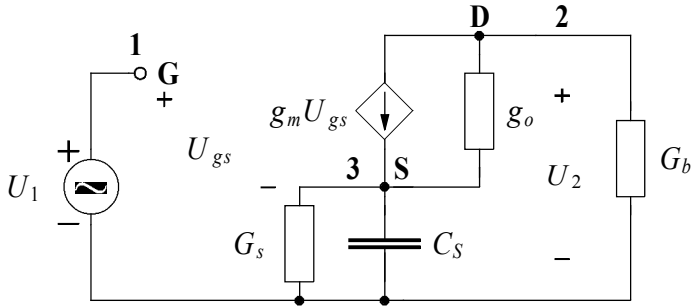
Slika 7.17

Z upoštevanjem nadomestnega vezja za FET dobimo za izmenične komponente vezje:



Slika 7.18 : Nadomestno vezje za izmenične komponente

Ker so $y_{11} = 0$, $y_{12} = 0$, $y_{21} = g_m$, $y_{22} = g_o$, se nadomestno vezje poenostavi (slika 7.19).



Slika 7.19 : Poenostavljeno nadomestno vezje

Admitančno matriko FET-a dopolnimo na nedoločeno matriko:

$$[\mathbf{Y}_{\text{EN}}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_m & g_o & -g_m - g_o \\ g_m & -g_o & g_m + g_o \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Pasivni del vezja opisuje admitančna matrika:

$$[\mathbf{Y}_1] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & G_b & 0 \\ 0 & 0 & G_s + sC_s \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Celotna matrika vezja je:

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Y}_{\text{EN}}] + [\mathbf{Y}_1] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ g_m & g_o + G_b & -g_m - g_o \\ -g_m & -g_o & g_m + g_o + G_s + sC_s \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Z redukcijo matrice $[\mathbf{Y}]$ dobimo matrico $[\mathbf{Y}_R]$ reda 2×2 :

$$[\mathbf{Y}_R] = \begin{bmatrix} y_{11} - \frac{y_{13}y_{31}}{y_{33}} & y_{12} - \frac{y_{13}y_{32}}{y_{33}} \\ y_{21} - \frac{y_{23}y_{31}}{y_{33}} & y_{22} - \frac{y_{23}y_{32}}{y_{33}} \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{Y}_R] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m - \frac{(g_m + g_o)g_m}{g_m + g_o + G_s + sC_s} & g_o + G_b - \frac{(g_m + g_o)g_o}{g_m + g_o + G_s + sC_s} \end{bmatrix}.$$

Ker smo breme G_b upoštevali že v admitančni matriki, izračunamo ojačenje A_U z enačbo:

$$\begin{aligned} A_U(s) &= -\frac{y_{21R}}{y_{22R}} = -\frac{g_m - \frac{(g_m + g_o)g_m}{g_m + g_o + G_s + sC_s}}{g_o + G_b - \frac{(g_m + g_o)g_o}{g_m + g_o + G_s + sC_s}} = \\ &= -\frac{g_m(g_m + g_o + G_s + sC_s) - (g_m + g_o)g_m}{(g_o + G_b) \cdot (g_m + g_o + G_s + sC_s) - (g_m + g_o)g_o}. \end{aligned}$$

Ojačenje $A_U(s)$ gre v neskončnost (pol s_p) takrat, ko je imenovalec enak nič. Iz tega pogoja izračunamo iskano vrednost C_s :

$$(g_o + G_b)(g_m + g_o + G_s + sC_s) - (g_m + g_o)g_o = 0,$$

$$C_S = \frac{(g_m + g_o)g_o - (g_o + G_b)(g_m + g_o + G_s)}{(g_o + G_b)s}.$$

Če vstavimo v enačbi za C_S $s = s_p = -2\pi \cdot 10^2$ in ostale številčne vrednosti dobimo:

$$C_S = \frac{(1,5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6}) \cdot 20 \cdot 10^{-6} - (20 \cdot 10^{-6} + 66,6 \cdot 10^{-6})(1,5 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-6} + 10^{-3})}{-2\pi \cdot 10^2 \cdot (20 \cdot 10^{-6} + 66,6 \cdot 10^{-6})},$$

$$C_S = 3,45 \mu F.$$

Naloga 7.6

Ojačevalna stopnja ima ojačenje $A_U = A_o / 1 + j \frac{\omega}{\omega_p}$, vhodno

admitanco $Y_{vh}=0$ in zgornjo mejno frekvenco $\omega_{zgl} = \omega_p$ (ko je ojačenje $A_U = \frac{A_o}{\sqrt{2}}$). Izračunajte ojačenje A_{Un} in zgornjo mejno frekvenco ω_{zgn}

n kaskadno vezanih ojačevalnih stopenj.

$$A_{Un} = \left(\frac{A_o}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \right)^n = \frac{A_o^n}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_p} \right)^n}.$$

Absolutna vrednost ojačenja:

$$|A_{Un}| = \frac{A_o^n}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]^n}}.$$

Frekvenca $\omega = \omega_{zgn}$ nastopi takrat, ko pade ojačenje A_{Un} na vrednost $\frac{A_o^n}{\sqrt{2}}$.

Iz tega sledi:

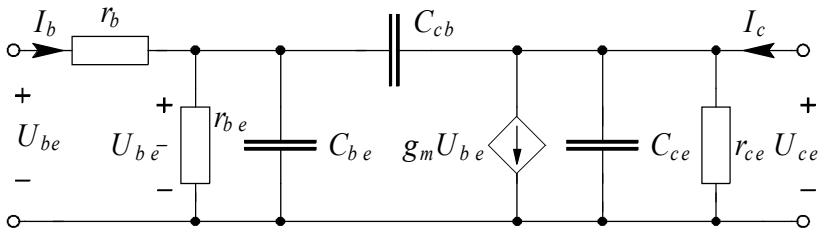
$$\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_{zgn}}{\omega_p}\right)^2\right]^n} = \sqrt{2},$$

$$1 + \left(\frac{\omega_{zgn}}{\omega_p}\right)^2 = \sqrt[n]{2},$$

$$\omega_{zgn} = \omega_p \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}.$$

7.4 Hibridni π model bipolarnih transistorjev

Hibridni π model bipolarnih transistorjev je širokopasovni model, ki je uporaben v celotnem frekvenčnem področju.



Slika 7.20 : Hibridni π model bipolarnega transistorja

Elemente hibridnega π modela izračunamo z enačbami:

$$g_m \approx \lambda I_c \approx 40 I_c - \text{transkonduktanca,}$$

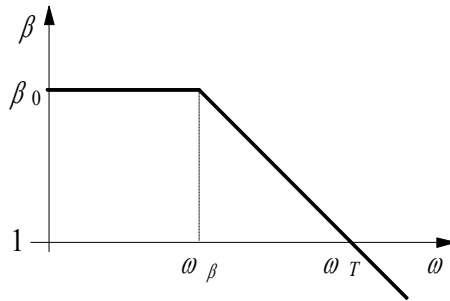
$$r_{be} = \frac{\beta_o}{g_m} = \frac{\beta_o}{40 I_c},$$

r_b : 50-200 Ω upornost materiala od elektrode do sredine PN spoja,

r_{ce} : 20-200 K Ω .

$C_{b'e}$ določimo iz frekvenčnega poteka kratkostičnega tokovnega ojačenja (pri podanih ω_β , ω_T in $C_{cb'}$)

$$\beta = \frac{\beta_o}{1 + j\omega r_{be}(C_{b'e} + C_{cb'})}.$$



Slika 7.21 : Frekvenčni potek kratkostičnega tokovnega ojačenja

β - kratkostično tokovno ojačenje (kratek stik na izhodu),

β_0 - kratkostično tokovno ojačenje pri srednjih frekvencah,

ω_β - krožna frekvenca, pri kateri pade kratkostično tokovno ojačenje na $\beta_0 / \sqrt{2}$,

ω_T - krožna frekvenca, pri kateri pade kratkostično tokovno ojačenje na ena.

C_{cb}' - kapacitivnost zaporno polariziranega spoja CB. V katalogih se podaja kot izhodna kapacitivnost orientacije s skupno bazo pri odprtem emitorju ($C_{OB}=10$ pF).

$C_{b'e}$ izračunamo z enačbo:

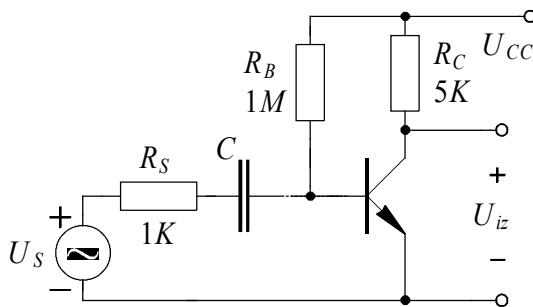
$$C_{b'e} = \frac{1}{\omega_\beta r_{b'e}} - C_{cb}, = \frac{g_m}{\omega_T} - C_{cb}' .$$

7.4.1 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah

Naloga 7.7

Za ojačevalnik z NPN bipolarnim transistorjem izračunajte ojačenje

$$A_{US} = \frac{U_{iz}}{U_S}$$



$$\beta_o = 100, \quad U_{BE} = 0,7V,$$

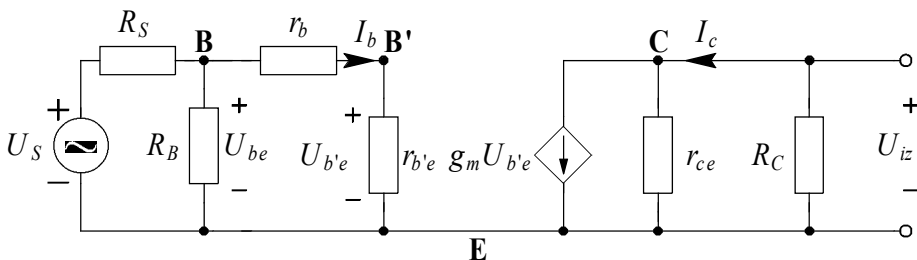
$$r_b = 50\Omega,$$

$$r_{ce} = 50K\Omega.$$

Slika 7.22 : Ojačevalnik z bipolarnim transistorjem

Pri srednjih frekvencah je C kratek stik. V hibridnem π modelu transistorja moremo zanemariti C_{cb} , $C_{b'e}$, C_{ce} .

Z upoštevanjem poenostavitve dobimo malosignalni model:



Slika 7.23 : Malosignalni model ojačevalnika

Za izračun elementov hibridnega π modela moramo določiti enosmerno delovno točko:

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0,7}{1 \cdot 10^6} = 11,3 \mu A,$$

$$I_C = \beta_o I_B = 1,13 mA.$$

Iz izračunanega I_C dobimo:

$$g_m = 40 I_C = 45,2 mS,$$

$$r_{b'e} = \frac{\beta_o}{40 I_C} = 2,21 K\Omega.$$

r_b , ki je vezan serijsko z $r_{b'e}$ (slika 7.23), lahko zanemarimo.

Pri paralelni vezavi $R_B \parallel r_{b'e}$ zanemarimo R_B .

Na izhodu imamo breme $R_b' = r_{ce} \parallel R_C = 4,55 K$.

Z upoštevanjem zgoraj navedenega dobimo izhodno napetost:

$$U_{iz} = -g_m U_{b'e} R_b' = -g_m R_b' \frac{U_S r_{b'e}}{r_{b'e} + R_s}.$$

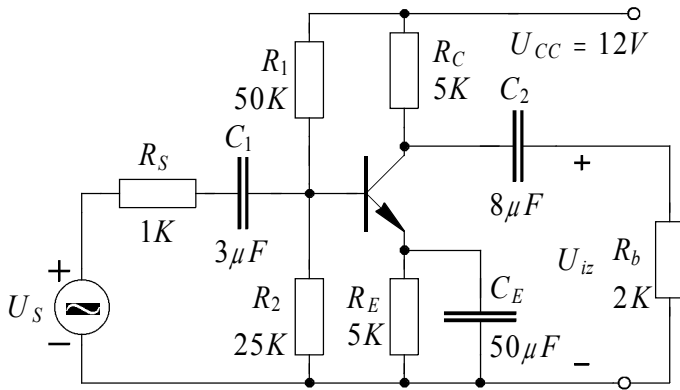
Ojačenje A_{US} je:

$$\begin{aligned} A_{US} &= \frac{U_{iz}}{U_S} = -\frac{g_m R_b' r_{b'e}}{r_{b'e} + R_s} = \\ &= -\frac{45,2 \cdot 10^{-3} \cdot 4,55 \cdot 10^3 \cdot 2,21 \cdot 10^3}{(2,21 + 1) \cdot 10^3} = -141,5. \end{aligned}$$

7.4.2 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri nizkih frekvencah

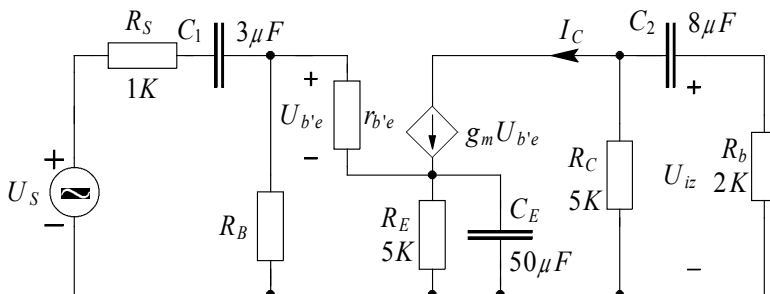
Naloga 7.8

Za ojačevalnik na sliki 7.24 izračunajte spodnje mejne frekvence, ki jih povzročajo kapacitivnosti C_1 , C_2 in C_E . Za transistor je podano $\beta_o = 100$, $r_b = 50\Omega$. Pri izračunu predpostavite, da vsaka kapacitivnost sama povzroča spodnjo mejno frekvenco, ostali dve pa kratko vežemo.



Slika 7.24

Če v hibridnem π modelu zaradi nizkih frekvenc zanemarimo r_b , $C_{b'e}$, $C_{cb'}$, C_{ce} in r_{ce} , dobimo sliko 7.25.



Slika 7.25 : Nadomestno vezje za nizke frekvence

V nadomestnem vezju na sliki 7.25 je:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 16,67 \text{ K}\Omega.$$

Za določitev g_m in $r_{b'e}$ potrebujemo vrednost enosmernega kolektorskega toka (naloga 6.6):

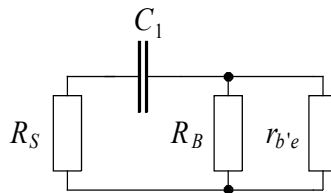
$$\begin{aligned} I_C &= \frac{\beta_o (U_{BB} - U_{BE})}{R_B + (1 + \beta_o) \cdot R_E} = \\ &= \frac{100 \cdot (4 - 0,7)}{16,67 \cdot 10^3 + 101 \cdot 5 \cdot 10^3} = 0,633 \text{ mA}, \end{aligned}$$

$$U_{BB} = \frac{U_{CC} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 \cdot 25}{75} = 4 \text{ V},$$

$$g_m = 40 I_c = 25,3 \text{ mS},$$

$$r_{b'e} = \frac{\beta_o}{40 I_c} = \frac{\beta_o}{g_m} = 3,95 \text{ K}\Omega.$$

Ob predpostavki, da sta C_2 in C_E kratko vezana in da je $U_S = 0$, imamo sliko 7.26.



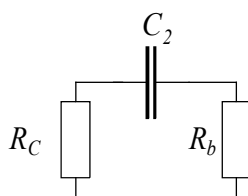
Slika 7.26

Theveninova nadomestna upornost, ki je vezana paralelno k C_1 je: $R_{TH} = R_S + R_B \parallel r_{b'e}$, pri tem je $R_B = R_1 \parallel R_2$. Tako je spodnja mejna frekvenca:

$$\omega_{pC1} = \frac{1}{(R_S + R_B \parallel r_{b'e})C_1} = \frac{1}{(1 + 3,19) \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-6}},$$

$$\omega_{pC1} = 79,49 \text{ rad/s}.$$

Če sta C_1 in C_E kratko sklenjena, dobimo za C_2 sliko 7.27.

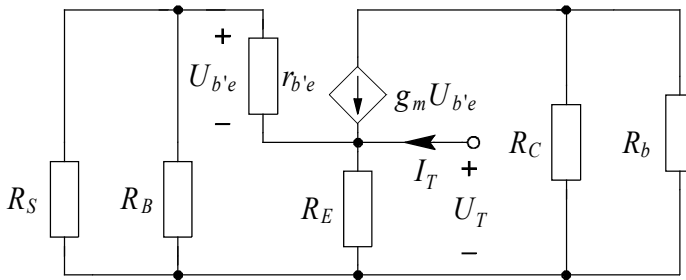


Slika 2.27

$$\omega_{pC2} = \frac{1}{(R_C + R_b)C_2} = \frac{1}{7 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6}},$$

$$\omega_{pC2} = 17,86 \text{ rad/s}.$$

Ko opazujemo C_E , postavimo $U_S = 0$, kratko vežemo C_1 in C_2 ter dobimo sliko 7.28.



Slika 7.28

Theveninovo nadomestno upornost dobimo tako, da poiščemo zvezo med U_T in I_T :

$$\frac{I_T}{U_T} = \frac{1}{R_E} + \frac{g_m r_{b'e} + 1}{r_{b'e} + R_S \parallel R_B} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta + 1}{r_{b'e} + R_S \parallel R_B},$$

$$\begin{aligned} R_{TH} &= R_E \parallel \frac{r_{b'e} + R_S \parallel R_B}{1 + g_m r_{b'e}} = \\ &= 5 \cdot 10^3 \parallel \frac{3,95 \cdot 10^3 + 943}{1 + 100} = 47,98 \Omega. \end{aligned}$$

Če je $R_S \leq 1\text{K}$ in če R_E ni manjši od 1 K, je

$$R_{TH} \approx \frac{1}{g_m}.$$

Tako dobimo pol zaradi C_E pri:

$$\omega_{pCE} = \frac{1}{R_{TH} C_E} = \frac{1}{47,98 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 416,84 \text{ rad/s}.$$

Vidimo, da je pol, ki ga povzroča C_E okrog petkrat višje od ostalih dveh. Zato lahko ostala dva zanemarimo in upoštevamo kot spodnjo mejno frekvenco le ω_{CE} . Z natančno analizo pri nizkih frekvencah bi ugotovili, da povzroča C_E tudi ničle pri krožni frekvenci:

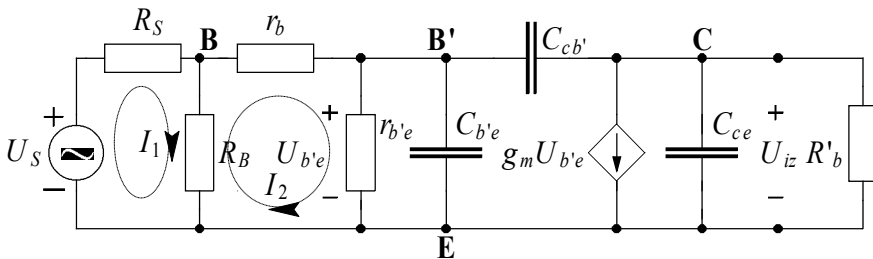
$$\omega_{nCE} = \frac{1}{R_E C_E} = \frac{1}{5 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ rad/s.}$$

Tudi kapacitivnosti C_1 in C_2 povzročajo ničle, in sicer pri $\omega_{nC1} = \omega_{nC2} = 0 \text{ rad/s}$. Ker je pol ω_{CE} petkrat višje od ostalih, zanemarimo tudi ti dve ničli.

7.4.3 Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri visokih frekvencah

Naloga 7.9

Za ojačevalno stopnjo iz prejšnje naloge izračunajte A_{U_s} in narišite Bodeov diagram. Pri tem upoštevajte, da so C_1 , C_2 in C_E kratek stik pri visokih frekvencah. Transistor ima podatke: $\beta_o=100$, $C_{b'e}=18 \text{ pF}$, $C_{cb'}=2 \text{ pF}$ in $g_m=25,3 \text{ mS}$. Nadomestno vezje:



Slika 7.29 : Nadomestno vezje za visoke frekvence

V vezju je: $R'_b = r_{CE} \parallel R_C \parallel R_b = 1,43K$, $r_{CE} = \infty$, $R_B = R_1 \parallel R_2 = 16,67K$.

Za vhodni uporovni del napišemo znančne enačbe:

$$U_S = I_1(R_S + R_B) - I_2 R_B \quad \rightarrow \quad I_1 = \frac{U_S + I_2 R_B}{R_S + R_B},$$

$$0 = -I_1 R_B + I_2(R_B + r_b + r_{b'e}).$$

Iz znančnih enačb izračunamo:

$$I_2 = \frac{U_S R_B}{R_S(R_B + r_b + r_{b'e}) + R_B(r_b + r_{b'e})}.$$

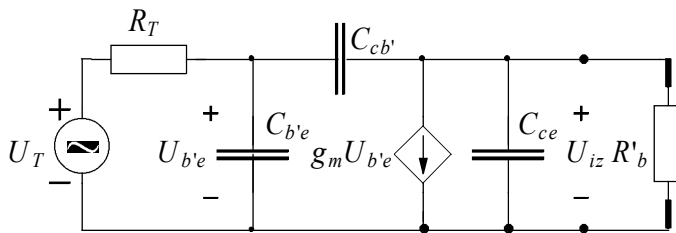
Theveninovo nadomestno napetost izračunamo z enačbo:

$$U_T = I_2 r_{b'e} = \frac{U_S R_B r_{b'e}}{R_S(R_B + r_{b'e} + r_b) + R_B(r_{b'e} + r_b)}.$$

Iz slike vidimo, da je Theveninova nadomestna upornost:

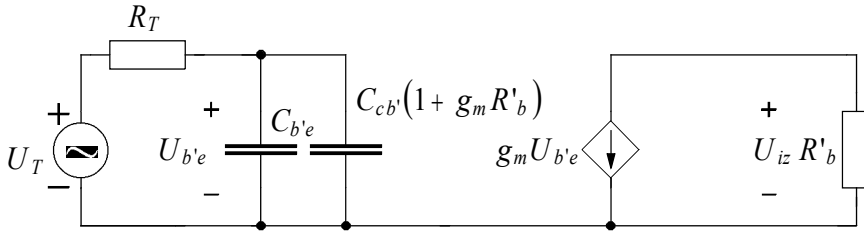
$$R_T = (R_S \parallel R_B + r_b) \parallel r_{b'e}.$$

Z upoštevanjem R_T se nadomestno vezje poenostavi:



Slika 7.30 : Poenostavljeno nadomestno vezje

Če z Millerjevim teoremom preslikamo $C_{cb'}$, dobimo sliko 7.31.

Slika 7.31 : Preslikava $C_{cb'}$

C_{ce} in $C_{cb'}$ na izhodu lahko zanemarimo, ker je paralelno vezan majhen R_b .

Ojačenje:

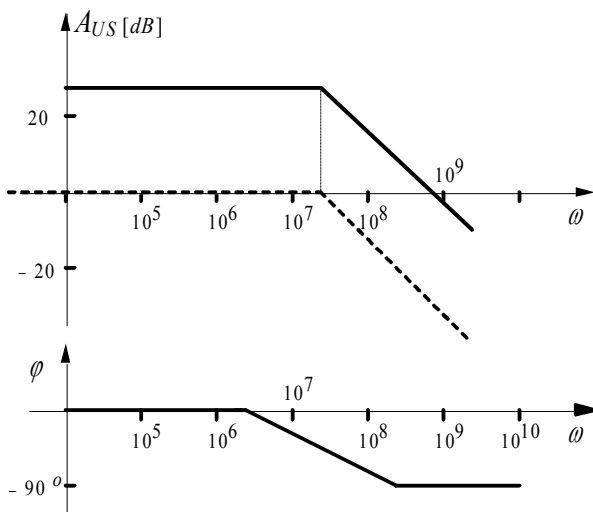
$$A_{Us} = \frac{U_{iz}}{U_S} = \frac{U_{iz}}{U_T} \cdot \frac{U_T}{U_S},$$

$$A_{Us} = - \frac{g_m R_b^i R_B r_{b'e}}{R_S (R_B + r_{b'e} + r_b) + R_B (r_{b'e} + r_b)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_T [C_{b'e} + C_{cb'} (1 + g_m R_b^i)]}.$$

Z upoštevanjem številčnih podatkov, dobimo:

$$A_{Us} = - \frac{27,27}{1 + \frac{j\omega}{1,36 \cdot 10^7}}.$$

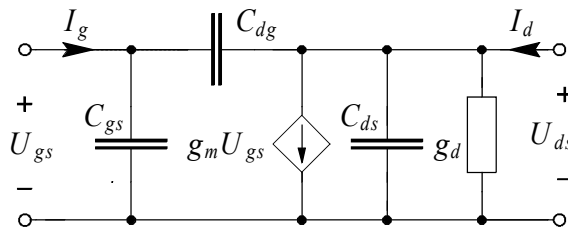
Iz zgornje enačbe dobimo Bodeov diagram na sliki 7.32.



Slika 7.32 : Bodeov diagram

7.5 Hibridni π model unipolarnih transistorjev

Tudi pri unipolarnih transistorjih je hibridni π model uporaben za celotno frekvenčno območje. Za razliko od bipolarnih transistorjev model na vходу nima upornosti r_b .



Slika 7.33 : Hibridni π model unipolarnih transistorjev

Transkonduktanco g_m izračunamo z enačbami:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{DT} = K(U_{GS} - U_p) = \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p) \quad \text{za spojni FET in za}$$

MOS z vgrajenim kanalom,

$$g_m = K(U_{GS} - U_T) \quad \text{za MOS z induciranim kanalom.}$$

U_{GS} je enosmerna napetost v delovni točki.

C_{ds} in g_d lahko v večini primerov zanemarimo, ker je upornost bremena majhna.

Proizvajalci podajajo za unipolarne transistorje pri visokih frekvencah kratkostične admitančne parametre:

$$\begin{bmatrix} y_{iss} & y_{rss} \\ y_{fgs} & y_{oss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega(C_{gs} + C_{ds}) & -j\omega C_{dg} \\ g_m - j\omega C_{dg} & g_d + j\omega(C_{ds} + C_{rs}) \end{bmatrix}$$

in kratkostične kapacitivnosti C_{iss} in C_{rss} .

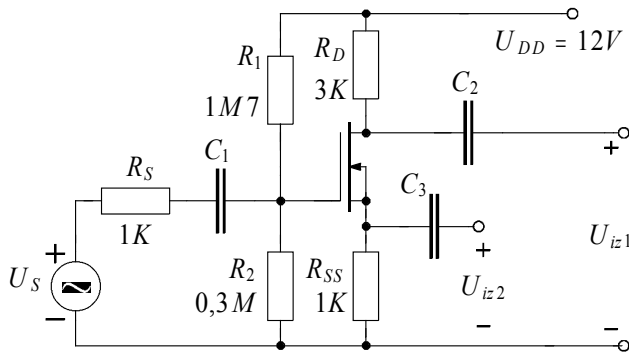
$C_{iss} = C_{gs} + C_{dg}$ vhodna kapacitivnost pri kratkem stiku na izhodu,

$C_{rss} = C_{dg}$ reverzna kapacitivnost pri kratkem stiku na vhodu.

7.5.1 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri srednjih frekvencah

Naloga 7.10

Za ojačevalnik z MOS transistorjem z vgrajenim kanalom izračunajte U_{iz1} in U_{iz2} . Transistor ima podan tok $I_{DSS} = 9 \text{ mA}$ in napetost $U_p = -3V$.



Slika 7.34 : Ojačevalnik z MOS transistorjem

Upornost R_G in napetost U_{GG} izračunamo z enačbama:

$$R_G = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 255K, \quad U_{GG} = \frac{U_{DD} R_2}{R_1 + R_2} = 3V.$$

Za področje nasičenja velja enačba:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} \cdot (U_p - U_{GS})^2.$$

Iz vhodne zanke dobimo:

$$I_D = \frac{U_{GG} - U_{GS}}{R_{SS}}.$$

Če obe enačbi izenačimo, imamo:

$$\frac{U_{GG} - U_{GS}}{R_{SS}} = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} \cdot (U_p - U_{GS})^2.$$

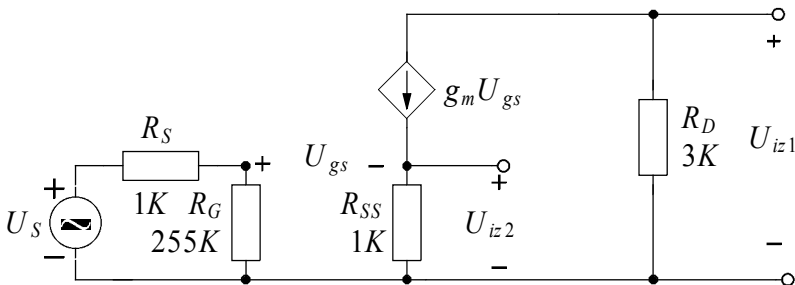
S številčnimi vrednostmi:

$$U_{GS}^2 + 7U_{GS} + 6 = 0, U_{GS} = \frac{-7 \pm \sqrt{49 - 24}}{2} = \begin{matrix} -6V \\ -1V \end{matrix}.$$

Ustreza rešitev $-1V$, ker U_{GS} ne more biti bolj negativna kot U_p . Sedaj, ko poznamo U_{GS} , izračunamo:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} (U_p - U_{GS}) = \frac{2 \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{9} [-1 - (-3)] = 4mS.$$

Ker predstavljajo C_1 , C_2 in C_3 kratek stik za srednje frekvence, dobimo za izmenične signale nadomestno vezje na sliki 7.36.



Slika 7.36 : Nadomestno vezje za izmenične signale

Iz slike vidimo, da je:

$$U_{gs} = \frac{U_S R_G}{R_S + R_G} - g_m U_{gs} R_{SS}.$$

Tako dobimo:

$$U_{gs} = \frac{R_G U_S}{(R_G + R_S) \cdot (1 + g_m R_{SS})} = 0,199 U_S,$$

$$U_{iz1} = -g_m U_{gs} R_D = -\frac{g_m R_G R_D U_S}{(R_G + R_S) \cdot (1 + g_m R_{SS})} = -2,4 U_S,$$

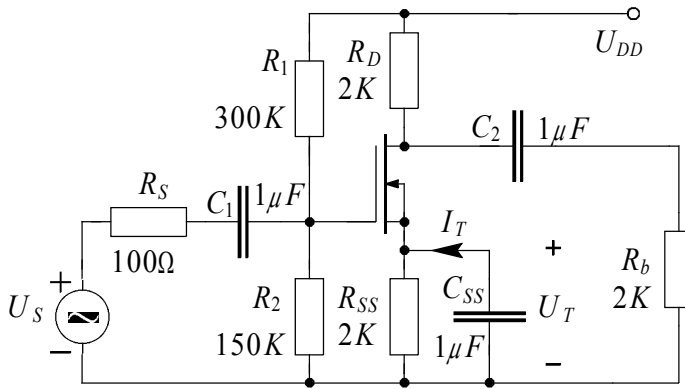
$$U_{iz2} = g_m U_{gs} R_{SS} = 0,8 U_S.$$

7.5.2 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri visokih frekvencah

Naloga 7.11

Za ojačevalnik z MOS transistorjem z induciranim kanalom

izračunajte napetostno ojačenje $A_{Us}(j\omega) = \frac{U_{iz}}{U_S}$ in določite zgornjo mejno frekvenco f_2 .



Slika 7.37 : Ojačevalnik z MOS transistorjem z induciranim kanalom

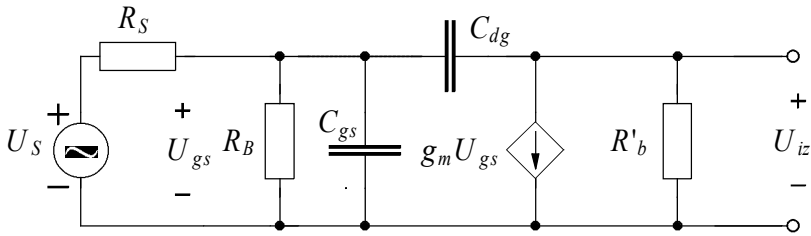
Za MOS FET imamo podatke:

$$g_m = 10 \text{ mS}, \quad C_{iss} = 10 \text{ pF}, \quad C_{rss} = 2 \text{ pF},$$

C_{iss} - vhodna kapacitivnost pri kratkem stiku na izhodu,

C_{rss} - reverzna kapacitivnost pri kratkem stiku na izhodu.

Ker predstavljajo pri visokih frekvencah C_1 , C_2 in C_{ss} kratek stik, dobimo nadomestno vezje na sliki 7.8.



Slika 7.38 : Nadomestno vezje pri visokih frekvencah

Pri tem so:

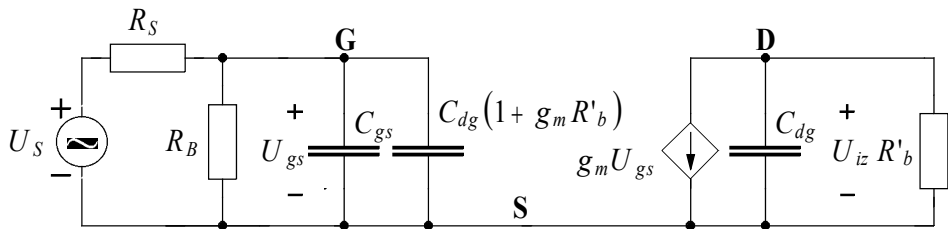
$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 100K,$$

$$R'_b = R_D \parallel R_b = 1K,$$

$$C_{dg} = C_{rss} = 2pF,$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 10pF - 2pF = 7pF.$$

Z upoštevanjem Millerjevega teorema dobimo:



Slika 7.39 : Preslikava C_{dg} na vhod in izhod (Millerjev teorem)

Izhodna napetost:

$$U_{iz} = -g_m U_{gs} \frac{\frac{1}{j\omega C_{dg}} R'_b}{\frac{1}{j\omega C_{dg}} R'_b} = -\frac{g_m R'_b U_{gs}}{1 + j\omega R'_b C_{dg}}.$$

Napetost U_{gs} dobimo iz vhodnega delilnika:

$$U_{gs} = \frac{R_B}{R_B + R_S} \cdot \frac{U_S}{1 + j\omega R_S \parallel R_B [C_{gs} + C_{dg} (1 + g_m R'_b)]}.$$

Napetostno ojačenje:

$$A_{U_S} = \frac{U_{iz}}{U_S} = -\frac{g_m R'_b}{(R_S + R_B) \cdot \{1 + j\omega R_S \parallel R_B [C_{gs} + C_{dg} (1 + g_m R'_b)]\} \cdot (1 + j\omega R'_b C_{dg})}.$$

Pri tem sta:

$$\tau_{vh} = R_S \parallel R_B [C_{gs} + C_{dg} (1 + g_m R'_b)] \text{ vhodna časovna konstanta,}$$

$$\tau_{iz} = R'_b C_{dg} \text{ izhodna časovna konstanta.}$$

Z upoštevanjem številčnih podatkov dobimo:

$$A_{U_S} = -\frac{10}{(1 + j\omega \cdot 2,9 \cdot 10^{-9}) \cdot (1 + j\omega \cdot 2,9 \cdot 10^{-9})} = -\frac{10}{\left(1 + j\frac{\omega}{3,45 \cdot 10^8}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{5 \cdot 10^8}\right)},$$

$$\tau_{vh} = 2,9 \cdot 10^{-9} \text{ s,}$$

$$\tau_{iz} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ s.}$$

Vidimo, da τ_{vh} ni mnogo večja od τ_{iz} . Zato moramo pri določitvi zgornje mejne frekvence f_2 , upoštevati obe časovni konstanti:

$$\tau = \tau_{vh} + \tau_{iz} = 4,9 \cdot 10^{-9} \text{ s},$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau} = 2,04 \cdot 10^8 \text{ rad / s},$$

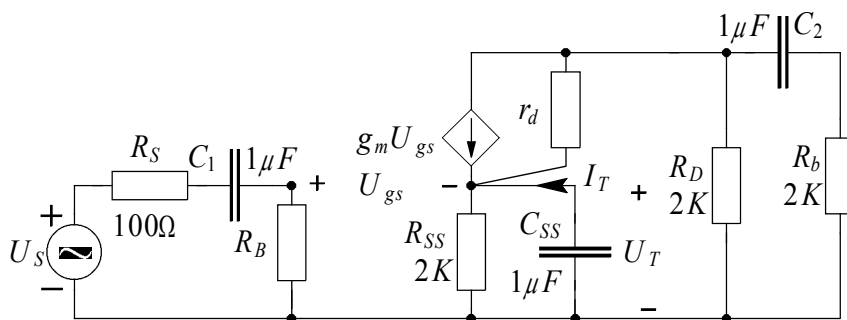
$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = 32,48 \text{ MHz}.$$

7.5.3 Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri nizkih frekvencah

Naloga 7.12

Za ojačevalnik iz prejšnje naloge določite spodnje mejne frekvence, ki jih določajo kapacitivnosti C_1 , C_2 in C_{SS} .

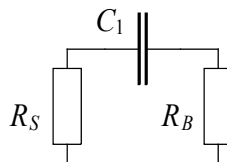
Ker v hibridnem π modelu zanemarimo kapacitivnosti C_{ds} , C_{gs} in C_{dg} , dobimo nadomestno vezje:



Slika 7.40 : Nadomestno vezje za nizke frekvence

Pri izračunu bomo predpostavili, da vsaka izmed kapacitivnosti sama določa spodnjo mejno frekvenco, medtem ko ostali dve kapacitivnosti kratko vezemo. Opazovali bomo nadomestne upornosti, ki so vezane paralelno k posameznim kondenzatorjem.

Vpliv C_1 : C_2 , C_{SS} kratek stik, $U_S = 0$.



Slika 7.41 : Vpliv C_1

Zaradi C_1 dobimo pol pri:

$$\omega_{pc1} = \frac{1}{(R_s + R_B)C_1} = \frac{1}{(100 + 100 \cdot 10^3) \cdot 10^{-6}} = 9,99 \text{ rad/s},$$

$$f_{pc1} = \frac{\omega_{pc1}}{2\pi} = 1,59 \text{ Hz}.$$

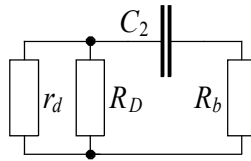
Ničla se pojavi pri:

$$\omega_{nc1} = 0 \text{ rad/s},$$

$$f_{nc1} = 0 \text{ Hz}.$$

Vpliv C_2 : C_1, C_{SS} kratek stik, $U_S = 0 \Rightarrow U_1 = 0 \Rightarrow U_{gs} = 0$.

Zato je tudi tok tokovnega generatorja $g_m U_{gs} = 0$.



Slika 7.42 : Vpliv C_2

C_2 povzroča pol pri:

$$\omega_{pc2} = \frac{1}{(R_D + R_b)C_2} = \frac{1}{(2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3) \cdot 10^{-6}} = 2500 \text{ rad/s},$$

$$f_{pc2} = \frac{\omega_{pc2}}{2\pi} = 39,79 \text{ Hz}.$$

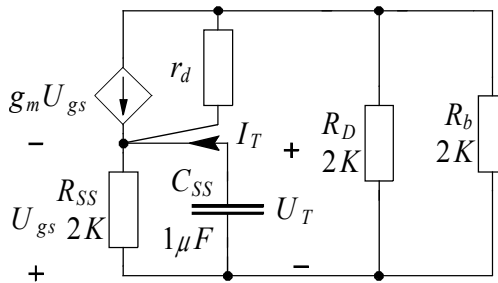
Ničlo dobimo pri:

$$\omega_{nc2} = 0 \text{ rad/s},$$

$$f_{nc2} = 0 \text{ Hz}.$$

Vpliv C_{SS} : C_1, C_2 kratek stik,

$$U_S = 0, \quad U_1 = 0.$$



Slika 7.43 : Vpliv C_{SS}

Iz slike 7.43 dobimo tok:

$$I_T = \frac{U_T}{R_{SS}} - g_m U_{gs} + \frac{U_T}{r_d + R_D \parallel R_b}.$$

Ker je $U_{gs} = -U_T$ je:

$$I_T = \frac{U_T}{R_{SS}} + g_m U_T + \frac{U_T}{r_d + R_D \parallel R_b} = U_T \left(\frac{1}{R_{SS}} + g_m + \frac{1}{r_d + R_D \parallel R_b} \right).$$

Theveninova nadomestna upornost, ki je vezana paralelno k C_{SS} je:

$$R_{TH} = \frac{U_T}{I_T} = \frac{1}{\frac{1}{R_{SS}} + g_m + \frac{1}{r_d + R_D \parallel R_b}} =$$

$$= \frac{1}{10^{-2} + 10 \cdot 10^{-3} + 1,96 \cdot 10^{-5}} = 95 \Omega .$$

Tako ustvarja C_{SS} pol pri:

$$\omega_{pcss} = \frac{1}{R_{TH} C_{SS}} = \frac{1}{95 \cdot 10^{-6}} = 1,05 \cdot 10^4 \text{ rad / s},$$

$$f_{pcss} = \frac{\omega_{pcss}}{2\pi} = 1,67 \text{ KHz}.$$

Z natančnim računanjem bi ugotovili, da dobimo ničlo pri:

$$\omega_{nC_{SS}} = \frac{1}{R_{SS} C_{SS}} = \frac{1}{2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ Hz} .$$

Iz izračunanega vidimo, da je spodnja mejna frekvenca, ki jo povzroča C_{SS} mnogo višja od ostalih dveh. Zato lahko vpliv C_1 in C_2 na spodnjo mejno frekvenco zanemarimo.

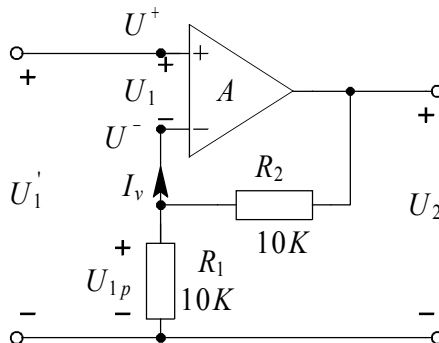
8. Ojačevalniki s povratno vezavo in oscilatorji

8.1 Osnovne vrste povratnih vezav

8.1.1 Napetostno krmiljena napetostna povratna vezava

Naloga 8.1

Za vezje, ki ima napetostno krmiljeno napetostno povratno vezavo, izračunajte napetostno ojačenje A_U^P . Za operacijski ojačevalnik je podano: $A=10^4$, $I_v=0$, $R_{iz}=0$.



Slika 8.1 : Napetostno krmiljena napetostna povratna vezava

Iz slike 8.1 vidimo, da je:

$$U_1' = U_1 + U_{1p}.$$

Ker je

$$U_{1p} = \frac{U_2 R_1}{R_1 + R_2} \text{ in } U_1 = \frac{U_2}{A},$$

dobimo

$$U_1' = \frac{U_2}{A} + \frac{U_2 R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ojačenje s povratno vezavo:

$$A_U^p = \frac{U_2}{U_1'} = \frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{A}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}}.$$

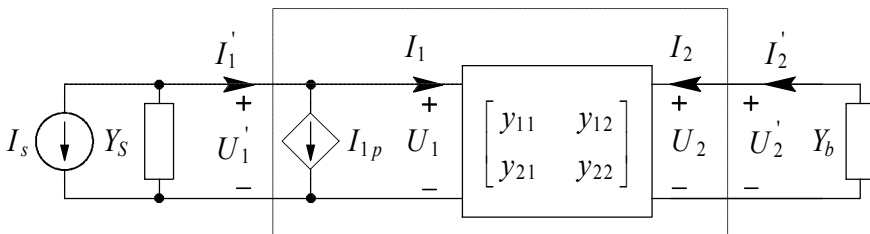
S številčnimi podatki je:

$$A_U^p = \frac{10^4}{1 + \frac{10^4 \cdot 10 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3}} = 1,999 \approx 2.$$

8.1.2 Tokovno krmiljena tokovna povratna vezava

Naloga 8.2

Izračunajte napetostno ojačenje: $A_U^p = \frac{U_2}{U_1}$. Vezje vsebuje tokovno krmiljeno tokovno povratno vezavo, kjer velja $I_{1p} = \gamma_{TT} I_2$.



Slika 8.2 : Tokovno krmiljena tokovna povratna vezava

Iz slike 8.2 vidimo, da je:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \quad I'_1 = I_1 + I_{1p}, \quad U'_1 = U_1,$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2, \quad I'_2 = I_2, \quad U'_2 = U_2.$$

Iz zgornjih enačb dobimo admitančne parametre, ki vključujejo tudi povratno vezavo:

$$I'_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 + \gamma_{TT}(y_{21}U_1 + y_{22}U_2),$$

$$I'_1 = (y_{11} + \gamma_{TT}y_{21})U'_1 + (y_{12} + \gamma_{TT}y_{22})U'_2,$$

$$I'_2 = y_{21}U'_1 + y_{22}U'_2.$$

Z upoštevanjem povratne vezave je napetostno ojačenje:

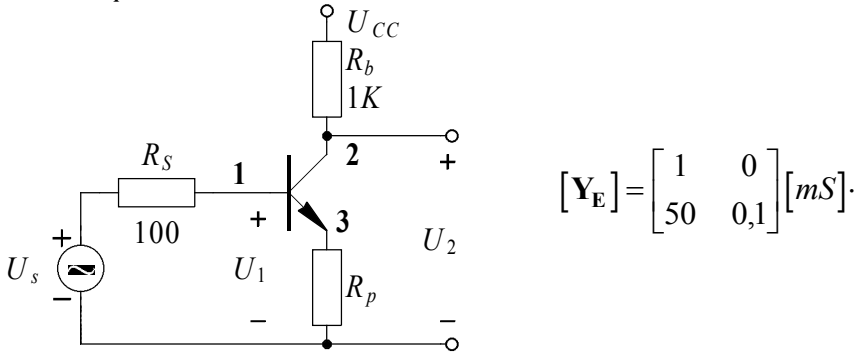
$$A_U^p = -\frac{y'_{21}}{y'_{22} + Y_b} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_b}.$$

Napetostno ojačenje vezja s tokovno krmiljeno tokovno povratno vezavo je enako napetostnemu ojačenju brez povratne vezave.

8.1.3 Tokovno krmiljena napetostna povratna vezava

Naloga 8.3

Za ojačevalnik s tokovno krmiljeno napetostno povratno vezavo izračunajte R_p tako, da bo napetostno ojačenje $A_U = -10$.



Slika 8.3 : Tokovno krmiljena napetostna povratna vezava

Admitančna matrika ojačevalnika na sliki 8.3 je:

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} y_{11} + G_S & y_{12} & -(y_{11} + y_{12}) \\ y_{21} & y_{22} + G_b & -(y_{21} + y_{22}) \\ -(y_{11} + y_{21}) & -(y_{12} + y_{22}) & y + G_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,01 & 0 & -1 \\ 50 & 1,1 & -50,1 \\ -51 & -0,1 & 51,1 + G_p \end{bmatrix}.$$

Ker je vozlišče 3 notranje vozlišče, ga reduciramo in dobimo:

$$[\mathbf{Y}'] = \begin{bmatrix} 1,01 - \frac{51}{51,1 + G_p} & -\frac{0,1}{51,1 + G_p} \\ 50 - \frac{2555,1}{51,1 + G_p} & 1,1 - \frac{5,01}{51,1 + G_p} \end{bmatrix}.$$

Iz enačbe za napetostno ojačenje A_U izračunamo upornost R_p :

$$A_U = -10 = -\frac{y'_{21}}{y'_{22} + Y_b} = -\frac{y'_{21}}{y'_{22}} = -\frac{50 - \frac{2555,1}{51,1 + G_p}}{1,1 \frac{5,01}{51,1 + G_p}} = -\frac{0,1 + 50G_p}{51,2 + 1,1G_p},$$

$$0,1 + 50G_p = 512 + 11G_p,$$

$$G_p = 13,12 \text{ mS},$$

$$R_p = 76 \Omega.$$

8.1.4 Napetostno krmiljena tokovna povratna vezava

Naloga 8.4

Za narisan ojačevalnik izračunajte napetostno ojačenje A_U , tokovno ojačenje $A_{I_s} = \frac{I_2}{I_s}$, vhodno admitanco Y_{vh} in izhodno admitanco Y_{iz} brez povratne vezave ($R_p = \infty$) in s povratno vezavo ($R_p = 1 \text{ K}\Omega$).

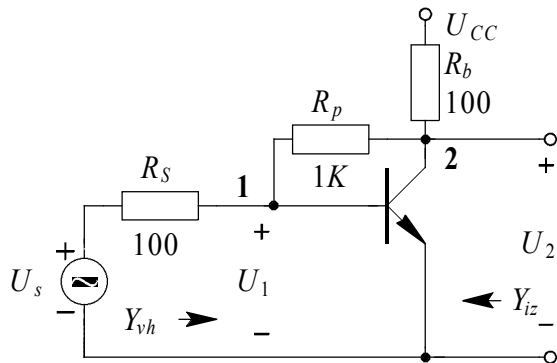
$$[Y_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0,1 \end{bmatrix} [\text{mS}]$$

,

$$G_S = 10 \text{ mS},$$

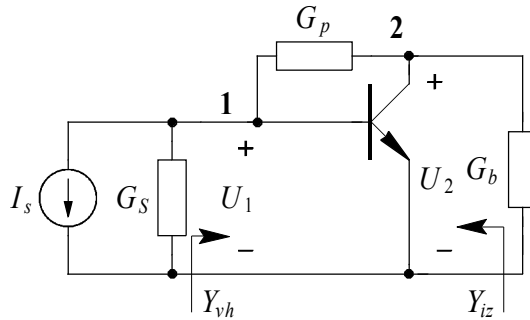
$$G_p = 1 \text{ mS},$$

$$G_b = 10 \text{ mS}.$$



Slika 8.4 : Napetostno krmiljena tokovna povratna vezava

Napetostni generator U_s in upornost R_s zamenjamo s tokovnim generatorjem $I_s = U_s G_s$ in dobimo:



Slika 8.5

Za vezje določimo admitančno matriko \mathbf{Y}' :

$$[\mathbf{Y}'] = \begin{bmatrix} G_p + y_{11E} & y_{12E} - G_p \\ y_{21E} - G_p & y_{22E} + G_p + G_b \end{bmatrix}.$$

Napetostno ojačenje

a) Brez povratne vezave:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{y_{21E}}{y_{22E} + Y_b} = \frac{50}{0,1 + 10} = 4,95.$$

b) S povratno vezavo:

$$A_U^P = -\frac{y'_{21}}{y'_{22} + Y_b} = -\frac{y_{21E} - G_p}{y_{22E} + G_p + G_b} = \frac{50 - 1}{0,1 + 1 + 10} = 4,41.$$

Vhodna admitanca

a) Brez povratne vezave:

$$Y_{vh} = y_{11E} - \frac{y_{12E}y_{21E}}{y_{22E} + Y_b} = y_{11E} = 1mS, \quad (Z_{vh} = 1K).$$

b) S povratno vezavo:

$$\begin{aligned} Y_{vh}^P &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_b} = G_p + y_{11E} - \frac{(y_{12E} - G_p) \cdot (y_{21E} - G_p)}{y_{22E} + G_p + Y_b} = \\ &= 1 + 1 - \frac{(0-1) \cdot (50-1)}{0,1+1+10} = 6,41mS, \quad (Z_{vh}^P = 156\Omega). \end{aligned}$$

Izhodna admitanca

a) Brez povratne vezave:

$$Y_{iz} = y_{22E} + G_b - \frac{y_{12E}y_{21E}}{y_{11E} + Y_s} = y_{22E} + G_b = 10,1mS, \quad (Z_{iz} = 99\Omega).$$

b) S povratno vezavo:

$$Y_{iz}^P = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_s} = 0,1 + 10 + 1 - \frac{(0-1) \cdot (50-1)}{1+1+10} = 15,18mS, \quad (Z_{iz}^P = 66\Omega).$$

Tokovno ojačenje

a) Brez povratne vezave:

$$A_{Is} = \frac{I_2}{I_s} = \frac{y_{21E}}{y_{11E} + G_s + D_y Z_b} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3} + 1,1 \cdot 10^{-6} \cdot 100} = 45.$$

b) S povratno vezavo:

$$A_{Is}^P = \frac{y_{21}}{y_{11} + D'_y Z_b} = \frac{y_{21E} - G_p}{y_{11E} + G_s + G_p + D'_y Z_b} = 2,69.$$

Pri tem sta:

$$D'_y = (y_{11E} + G_s + G_p) \cdot (y_{22E} + G_p) - (y_{21E} - G_p) \cdot (y_{12E} - G_p) = 62,2 \cdot 10^{-6},$$

$$D_y = (y_{11E} + G_s) y_{22E} - y_{12E} y_{21E} = 1,1 \cdot 10^{-6}.$$

V vezju z napetostno krmiljeno tokovno povratno vezavo se zmanjšajo napetostno in tokovno ojačenje in vhodna ter izhodna impedanca.

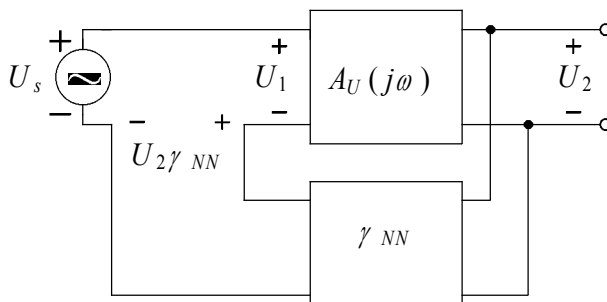
8.2 Frekvenčne karakteristike in stabilnost ojačevalnikov s povratno vezavo

8.2.1 Bodeov diagram ojačevalnikov s povratno vezavo

Naloga 8.5

Narišite Bodeov diagram in izračunajte spodnjo mejno krožno frekvenco ω_{sp} za ojačevalnik z napetostno krmiljeno napetostno povratno vezavo. Ojačenje ojačevalnika brez povratne vezave podaja izraz:

$$A_U(j\omega) = \frac{A_o j \frac{\omega}{\omega_o}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o}}$$



$$\begin{aligned} A_o &= 10^3, \\ \gamma_{NN} &= 10^{-1}, \\ \omega_o &= 100 \text{ rad/s}. \end{aligned}$$

Slika 8.6 : Napetostno krmiljena napetostna povratna vezava

Iz slike 8.6 vidimo, da je

$$U_2 = U_1 \cdot A_U(j\omega) \Rightarrow U_1 = \frac{U_2}{A_U(j\omega)}$$

Za vhodni del velja zančna enačba:

$$U_s - U_1 - U_2 \gamma_{NN} = 0,$$

$$U_s - \frac{U_2}{A_U(j\omega)} - U_2 \gamma_{NN} = 0.$$

Ojačenje s povratno zanko je:

$$A_U^P(j\omega) = \frac{U_2}{U_s} = \frac{A_U(j\omega)}{1 + \gamma_{NN} A_U(j\omega)}.$$

Če upoštevamo še podan izraz za A_U , dobimo:

$$A_U^P = \frac{\frac{A_o j\omega / \omega_o}{1 + j\omega / \omega_o}}{1 + \gamma_{NN} \frac{A_o j\omega / \omega_o}{1 + j\omega / \omega_o}} = \frac{A_o \frac{j\omega}{\omega_o}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_o} (1 + \gamma_{NN} A_o)}.$$

Z vstavitvijo številčnih vrednosti je:

$$A_U^P(j\omega) = \frac{10j\omega}{1 + \frac{j\omega}{0,99}}.$$

Za $j\omega \rightarrow \infty$ je

$$A_U^P = 9,9.$$

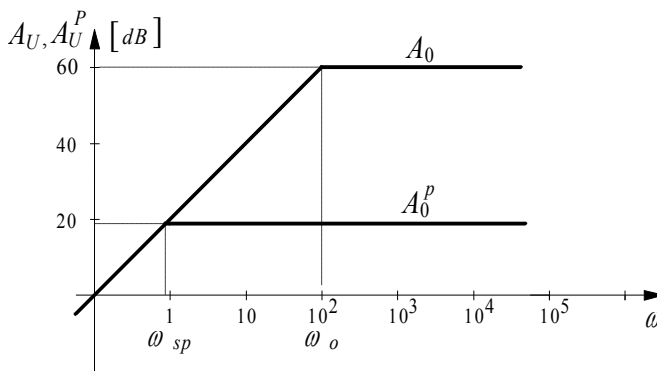
Pri tem je:

$$\omega_{sp} = \frac{\omega_o}{1 + \gamma_{NN} A_o} = 0,99.$$

Izračunamo še ojačenja v dB:

$$A_U(\omega)[dB] = 20 \log 10 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{100}\right)^2},$$

$$A_U^P(\omega)[dB] = 20 \log 10 + 20 \log \omega - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{0,99}\right)^2}.$$



Slika 8.7

Frekvenčni pas se je razširil za enak faktor kot se je zmanjšalo ojačenje:

$$\omega_{sp} \cdot A_0 = \omega_o \cdot A_0^P,$$

$$0,99 \cdot 1000 = 100 \cdot 9,9 = 990.$$

Naloga 8.6

Za ojačevalnik z napetostno krmiljeno napetostno povratno vezavo narišite Bodeov diagram in izračunajte γ_{NN} in krožno frekvenco ω pri kateri se oba pola združita v enega dvojnega.

Podatki:

$$A_U(j\omega) = \frac{A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)}, \quad \begin{aligned} A_o &= 10^3 (60dB), \\ \omega_1 &= 10^6 \text{ rad/s}, \\ \frac{\omega_2}{\omega_1} &= 10. \end{aligned}$$

Ojačenje s povratno vezavo podaja enačba:

$$A_U^P(j\omega) = \frac{A_U(j\omega)}{1 + \gamma_{NN} A_U(j\omega)} = \frac{A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) + \gamma_{NN} A_o}.$$

Ker nas zanima lega korenov v kompleksni s ravnini, vstavimo v enačbo $j\omega = s$:

$$\begin{aligned} A_U^P(s) &= \frac{A_o}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right) + \gamma_{NN} A_o} = \\ &= \frac{A_o \omega_1 \omega_2}{s^2 + s(\omega_1 + \omega_2) + (1 + \gamma_{NN} A_o) \omega_1 \omega_2} = \frac{A_o \omega_1 \omega_2}{f(s)}. \end{aligned}$$

Izračunati moramo korene kvadratne parabole $f(s)$:

$$s_{12} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \pm \sqrt{\frac{(\omega_1 + \omega_2)^2 + 4\omega_1 \omega_2 (1 + \gamma_{NN} A_o)}{4}}.$$

En dvojni koren nastopi takrat, ko je vrednost pod korenem enaka nič. Iz tega pogoja izračunamo γ_{NN} :

$$(\omega_1 + \omega_2)^2 - 4\omega_1\omega_2(1 + \gamma_{NN}A_o) = 0,$$

$$\gamma_{NN} = \frac{(\omega_1 + \omega_2)^2}{4A_o\omega_1\omega_2} = \frac{(10 \cdot 10^6 - 10^6)}{4 \cdot 10^3 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^6} = 2,025 \cdot 10^{-3}.$$

Dvojni pol je pri krožni frekvenci:

$$s_{12} = -\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = -5,5 \cdot 10^6 \text{ rad/s}.$$

Če je $\gamma_{NN} = 0$, imamo dva realna pola:

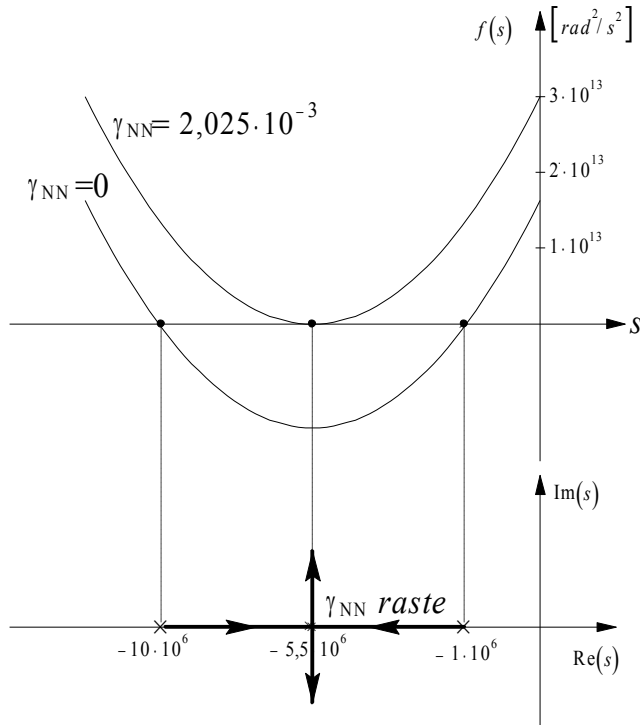
$$s_{12} = -5,5 \cdot 10^6 \pm \sqrt{\frac{81}{4} - 10^{12}} = (-5,5 \pm 4,5) \cdot 10^6 \text{ rad/s},$$

$$s_1 = -1 \cdot 10^6 \text{ r/s},$$

$$s_2 = -10 \cdot 10^6 \text{ r/s}.$$

Če je povratni sklop večji od $2,025 \cdot 10^{-3}$, dobimo konjugirano kompleksne pole.

Funkcija $f(s)$ in diagrama polov in ničel za različne vrednosti s ter različne γ_{NN} je prikazana na sliki 8.8.

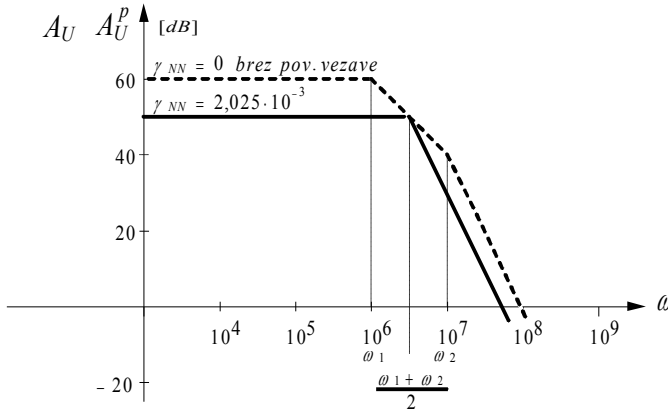


Slika 8.8 : Prikaz funkcije $f(s)$

Za določitev Bodeovega diagrama za ojačevalnik s povratno zanko potrebujemo še ojačenje pri $\omega = 0$:

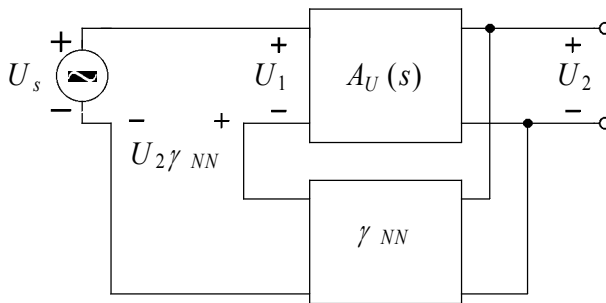
$$A_U^P(\omega = 0) = \frac{A_o}{(1+0) \cdot (1+0) + 2,025 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3} = \frac{10^3}{3,025} = 330,6 \quad (50,38dB).$$

Bodeov diagram je prikazan na sliki 8.9.



Slika 8.9 : Bodeov diagram za vezje brez in s povratno vezavo

8.2.2 Nyquistov stavek o stabilnosti ojačevalnikov s povratno vezavo, amplitudna in fazna varnost v Nyquistovem in Bodeovem diagramu



Slika 8.10 : Ojačevalnik s povratno vezavo

Predpostavljamo, da je ojačevalnik z ojačenjem $A_U(s)$ stabilen, to je da $A_U(s)$ nima polov s pozitivnim realnim delom. Zato, ker je γ_{NN} realno

število, ima funkcija $W(s) = \gamma_{NN} A_U(s)$ iste pole in iste ničle, kot funkcija $A_U(s)$. Iz enačbe

$$A_U^P(s) = \frac{A_U(s)}{1 + \gamma_{NN} A_U(s)} = \frac{A_U(s)}{1 + W(s)}$$

vidimo, da so poli $A_U^P(s)$ ničle izraza $1 + W(s)$.

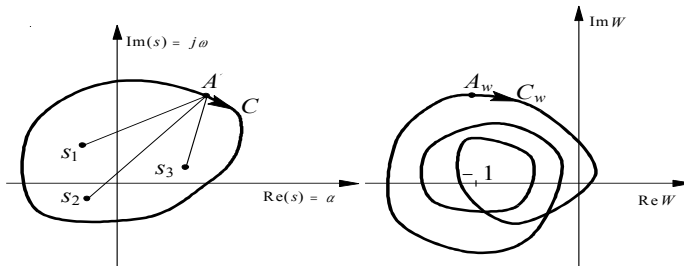
Ugotoviti moramo, če ima izraz $1 + W(s)$ kakšno ničlo s pozitivnim realnim delom.

Predpostavimo, da ima izraz $1 + W(s)$ ničlo pri s_1 . V tem primeru velja:

$$1 + W(s_1) = 0, \quad W(s_1) = -1.$$

Vidimo, da se ničla s_1 preslika iz ravnine s v ravnino $W(s)$ v točko -1 .

Na enak način bi lahko ugotovili, za primer več ničel, da se vse preslikajo iz ravnine s v ravnino $W(s)$ v isto točko $W(s) = -1$, ne glede kje v ravnini s se nahajajo. Če obkrožimo v ravnini s te ničle z neko krivuljo C , se preslika ta krivulja v ravnini $W(s)$ v krivuljo C_W (**Nyquistova krivulja**), ki obkroža točko $W(s) = -1$ tolikokrat, kot je število ničel, ki jih obkroža krivulja C v ravnini s . Na sliki 8.11 je narisana primer za 3 ničle.



Slika 8.11 : Preslikava ničel iz ravnine s v ravnino W

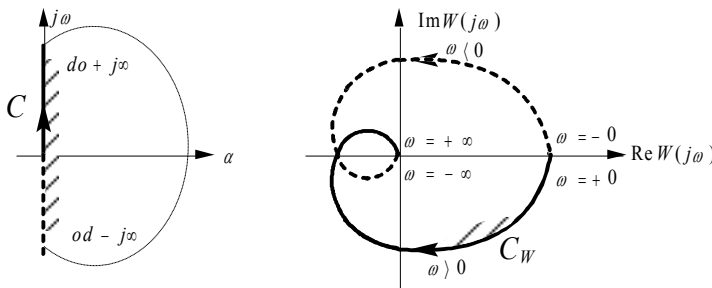
Točke s_1 , s_2 in s_3 , ki se nahajajo znotraj krivulje C v s ravnini, se preslikajo vse v isto točko $W(s) = -1$ ravnine W , ki je znotraj krivulje

C_W . Puščici na krivuljah C in C_W označujeta smer obhoda. Notranjost krivulj je na desni strani krivulj, gledano v smeri obhoda.

Če si za krivuljo C izberemo imaginarno os ravnine s , velja

$$s = j\omega \quad \text{in} \quad W(s) = W(j\omega).$$

Desna stran ravnine s leži na desni strani osi $j\omega$ (krivulje C), če gremo po osi $j\omega$ od negativne neskončnosti ($s = -j\infty$) do pozitivne neskončnosti ($s = +j\infty$). Desna stran ravnine s se preslika v ravnini W na desno stran krivulje C_W (gledano v smeri obhoda), to je nahaja se v notranjosti krivulje C_W . Razmere prikazuje



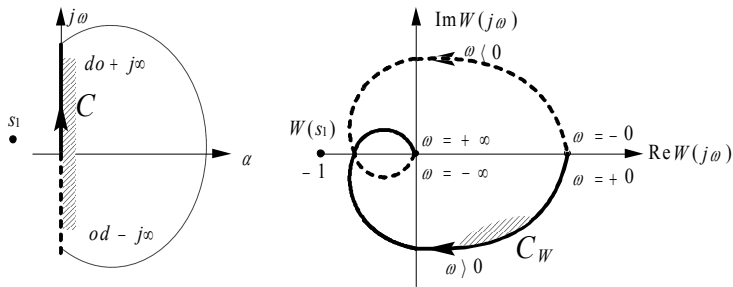
Slika 8.12

Z ozirom na lego ničel izraza $1 + W(s)$ je ojačevalnik s povratno zanko stabilen, nestabilen ali mejno stabilen.

a) Stabilen ojačevalnik s povratno zanko.

Ničle izraza $1+W(s)$ ležijo na levi strani ravnine s , to je na levi strani krivulje C .

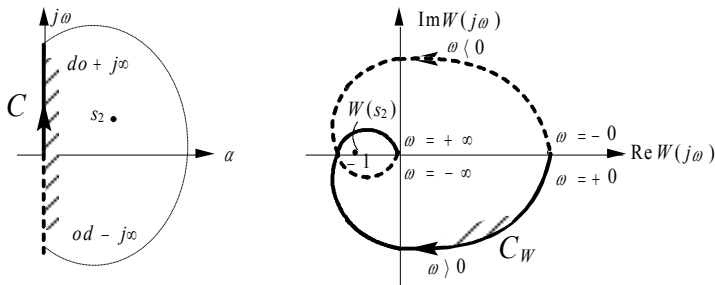
Preslikana ničla $W(s_1)$ leži tudi na levi strani krivulje C_W . Krivulja C_W ne obkroži točke $W(s_1) = -1$ (slika 8.13).



Slika 8.13 : Stabilen sistem s povratno vezavo

b) Nestabilen sistem s povratno zanko

Ničle izraza $1+W(s)$ ležijo na desni strani ravnine s (desno od krivulje C).



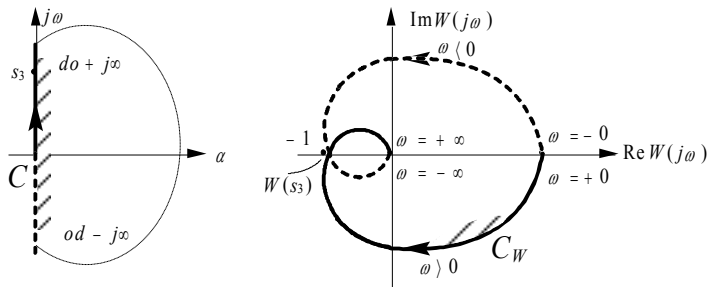
Slika 8.14 : Nestabilen sistem s povratno zanko

Preslikana ničla $W(s_2)$ leži tudi na desni strani krivulje C_W . Krivulja C_W obkroži točko -1 .

c) Mejno stabilen sistem s povratno zanko

Ničle izraza $1 + W(s)$ ležijo na imaginarni osi (na krivulji C).

Ker leži ničla s_3 na krivulji C v s ravnini, leži tudi njena slika $W(s_3) = -1$ na krivulji C_W v $W(j\omega)$ ravnini (slika 8.14).



Slika 8.15 : Mejno stabilen sistem s povratno zanko

Nyquistov stavek:

Sistem s povratno zanko je stabilen, če krivulja $W(j\omega)$ - to je krivulja C_W , ki je slika imaginarne osi ravnine s , ne obkroži točke $W(j\omega) = -1$.

Točka $W(j\omega) = -1$ se torej nahaja zunaj krivulje, če spreminjamo ω od negativne do pozitivne neskončnosti.

V sistemih s povratno zanko sta zanimivi veličini amplitudna varnost A_M in fazna varnost Φ_M .

Amplitudna varnost je definirana

v Nyquistovem digramu z izrazom

$$A_M = \left| \frac{1}{W(j\omega_p)} \right|$$

in v Bodeovem diagramu kot vrednost

$$A_M [dB] = 20 \log \left| \frac{1}{W(j\omega_p)} \right|.$$

ω_p je **fazna mejna krožna frekvenca** pri kateri je fazni kot

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} W(j\omega_p)}{\operatorname{Re} W(j\omega_p)} = 180^\circ.$$

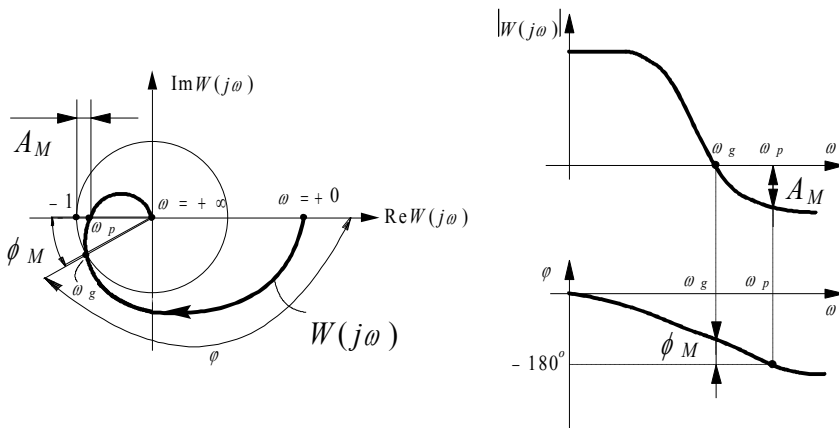
Za stabilni sistem je $A_M > 0$ dB.

Fazna varnost je definirana z izrazom

$$\phi_M = 180^\circ + \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} W(j\omega_g)}{\operatorname{Re} W(j\omega_g)}.$$

Frekvenca ω_g je **amplitudna mejna krožna frekvenca**, pri kateri postane $|W(j\omega_g)| = 1$. Pri stabilnih sistemih je $\phi_M > 0$.

Amplitudno in fazno varnost lahko lepo prikažemo v Nyquistovem in Bodeovem diagramu:



Slika 8.16 : Amplitudna in fazna varnost

Naloga 8.7

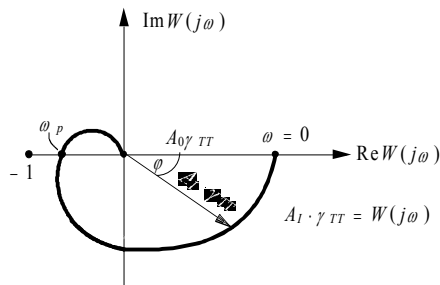
Za ojačevalnik s tokovno-tokovno povratno vezavo γ_{TT} (realen in pozitiven) določite območje $A_o\gamma_{TT}$, v katerem bo ojačevalnik stabilen. Frekvenčna odvisnost ojačenja ojačevalnika brez povratne vezave je podana z enačbo:

$$A_I(j\omega) = \frac{A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_o}\right)^4}$$

Ojačenje s povratno vezavo izračunamo z enačbo:

$$A_I^P(j\omega) = \frac{A_I(j\omega)}{1 + \gamma_{TT} A_I(j\omega)} = \frac{\frac{A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_o}\right)^4}}{1 + \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_o}\right)^4}} = \frac{A_I(j\omega)}{1 + W(j\omega)}$$

1) Če je povratna vezava pri $\omega = 0$ negativna, je $A_o\gamma_{TT} > 0$:



Slika 8.17 : Negativna povratna vezava

Za stabilen ojačevalnik mora biti pri faznem kotu

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} W(j\omega_p)}{\operatorname{Re} W(j\omega_p)} = 180^\circ,$$

$$|W(j\omega_p)| = 1.$$

Zaradi lažjega računanja zapišemo funkcijo $W(j\omega)$ v polarni obliki:

$$\begin{aligned} W(j\omega) &= \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right)^4} = \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left[\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2} e^{j \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_o}} \right]^4} = \\ &= \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 \right]^2 e^{j 4 \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_o}}}. \end{aligned}$$

Razmerje frekvenc $\frac{\omega_p}{\omega_o}$ pri kateri je fazni kot $\varphi = 180^\circ$ izračunamo iz enačbe:

$$4 \operatorname{arctg} \frac{\omega_p}{\omega_o} = 180^\circ,$$

$$\frac{\omega_p}{\omega_o} = \operatorname{tg} \frac{180^\circ}{4} = 1.$$

Sedaj, ko poznamo razmerje $\frac{\omega_p}{\omega_o}$, izračunamo še $\gamma_{TT} A_o$ iz pogoja:

$$|W(j\omega_p)| = 1,$$

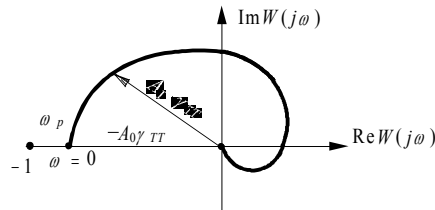
$$\frac{\gamma_{TT} A_o}{\left[1 + 1^2\right]^2 \cdot e^{j180^\circ}} = 1,$$

$$\frac{\gamma_{TT} A_o}{4 \cdot (-1)} > -1,$$

$$\gamma_{TT} A_o < 4.$$

2) Za pozitivno povratno vezavo je pri $\omega = 0$ $\gamma_{TT} A_o < 0$.

Nyquistov diagram:



Slika 8.18 : Pozitivna povratna vezava

Tudi v tem primeru velja enak pogoj za stabilnost: $W(j\omega) > -1$ pri $\varphi = \frac{\text{Im}W}{\text{Re}W} = 180^\circ$. Razlika je le v tem, da ima $W(j\omega)$ negativni predznak, ki prinese dodatni fazni zasuk za 180° .

$$W(j\omega) = \frac{-\gamma_{TT} A_o}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right]^2 e^{j4\text{arctg}\frac{\omega}{\omega_o}}} = \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right]^2 e^{j4\text{arctg}\frac{\omega}{\omega_o}} e^{180^\circ}},$$

$$W(j\omega) = \frac{\gamma_{TT} A_o}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right]^2 e^{j\left(180^\circ + 4\text{arctg}\frac{\omega}{\omega_o}\right)}}.$$

Mejno frekvenco ω_p izračunamo iz pogoja:

$$4 \operatorname{arctg} \frac{\omega_p}{\omega_o} + 180^\circ = 180^\circ,$$

$$\frac{\omega_p}{\omega_o} = \frac{0}{4} = 0.$$

Iz pogoja $W(j\omega_p) > -1$ dobimo:

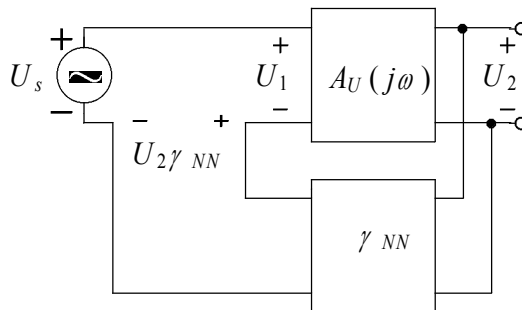
$$\frac{\gamma_{TT} A_o}{[1+0^2]^2 \cdot e^{j180}} > -1,$$

$$\gamma_{TT} A_o < 1.$$

Naloga 8.8

Imamo ojačevalnik z n -kratnim polom in napetostno povratno vezavo. Določite splošen izraz za $A_o \gamma_{NN}$. Za $n=2,3,4,5$ izračunajte $A_o \gamma_{NN}$ in razmerje frekvenc ω/ω_o , pri katerih bo ojačevalnik stabilen.

$$A_U(j\omega) = \frac{A_o}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right)^n} = \frac{U_2}{U_1}$$



Slika 8.19 : Ojačevalnik s NN povratno vezavo

Ojačenje s povratno vezavo:

$$A_U^P(j\omega) = \frac{U_2}{U_s} = \frac{A_U(j\omega)}{1 + \gamma_{NN} \cdot A_U(j\omega)}.$$

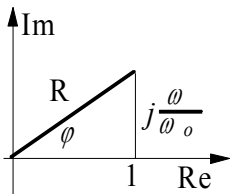
Pogoj za stabilnost:

$$W(j\omega) = \gamma_{NN} A_U(j\omega) \geq -1,$$

$$1 + \frac{A_o \gamma_{NN}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right)^n} \geq 0,$$

$$\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_o}\right)^n + A_o \gamma_{NN} \geq 0.$$

Ker lahko člen $1 + j \frac{\omega}{\omega_o}$ izrazimo v polarni obliki:



Slika 8.20

$$1 + j \frac{\omega}{\omega_o} = R e^{j\varphi},$$

$$R = \frac{1}{\cos \varphi},$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega}{\omega_o},$$

je pogoj za stabilnost v polarnih koordinatah:

$$R^n e^{jn\varphi} + \gamma_{NN} A_o \geq 0,$$

$$R^n \cos n\varphi + jR^n \sin n\varphi + \gamma_{NN} A_o \geq 0.$$

Iz imaginarnega dela izračunamo razmerje frekvenc $\frac{\omega}{\omega_o}$:

$$R^n \sin n\varphi = 0 \rightarrow \varphi = \frac{\pi}{n},$$

$$\frac{\omega}{\omega_o} = \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \frac{\pi}{n}.$$

Če upoštevamo še v realnem delu fazni kot $\varphi = \frac{\pi}{n}$, dobimo:

$$R^n \cos n \frac{\pi}{n} + \gamma_{NN} A_o \geq 0,$$

$$-R^n + \gamma_{NN} A_o \geq 0,$$

$$\gamma_{NN} A_o \geq \frac{1}{\left(\cos \frac{\pi}{n}\right)^n}.$$

Za različne vrednosti n dobimo vrednosti v tabeli

n	ω/ω_0	$\gamma_{NN} A_0$
2	∞	∞
3	1,73	8
4	1	4
5	0,73	2,88

Naloga 8.9

Določite $A_o \gamma_{NN}$ za ojačevalnik z NN povratnim sklopom. Pri tem naj bo fazna varnost $\Phi_M = 30^\circ$. Podatki so:

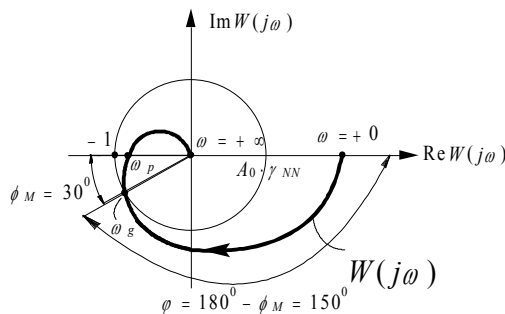
$$A_U(j\omega) = \frac{A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} ; \quad \frac{\omega_2}{\omega_1} = 10 .$$

Ojačenje s povratno vezavo je podano z enačbo:

$$A_U^P(j\omega) = \frac{A_U(j\omega)}{1 + \gamma_{NN} A_U(j\omega)},$$

$$W(j\omega) = \gamma_{NN} A_U(j\omega) = \frac{\gamma_{NN} A_o}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2},$$

$$W(j\omega) = \frac{\gamma_{NN} A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} \cdot \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right)^2 e^{j\left(\arctg\frac{\omega}{\omega_1} + 2\arctg\frac{\omega}{\omega_2}\right)}}.$$



Slika 8.21

Zanima nas frekvenca ω_g , pri kateri je $|W(j\omega)| = 1$ in fazna varnost $\Phi_M = 30^\circ$. Iz slike 8.21 je lepo vidno, da je fazni kot imenovalca podan z enačbo:

$$\varphi = 180^\circ - \Phi_M = 150^\circ.$$

Iz enačbe za $W(j\omega)$ sledi enačba za določitev frekvence ω_g :

$$150^\circ = \arctg \frac{\omega_g}{\omega_1} + 2\arctg \frac{\omega_g}{\omega_2},$$

ki pa jo iz zgornje enačbe težko izračunamo.

Zato vpeljemo določene poenostanitve. Ker je $\omega_2 = 10\omega_1$, je pri frekvenci $\omega > \omega_2$ fazni kot člena $1 + \frac{\omega}{\omega_1}$ že približno 90° ($84,289^\circ$).

Predpostavimo, da je $\arctg \frac{\omega}{\omega_1} = 84,289^\circ$ in dobimo:

$$150^\circ = 84,289^\circ + 2\arctg \frac{\omega_g}{\omega_2},$$

$$\arctg \frac{\omega_g}{\omega_2} = 32,851,$$

$$\frac{\omega_g}{\omega_2} = 0,645.$$

Pri tej frekvenci mora biti $|W(j\omega)| = 1$:

$$\frac{\gamma_{NN} A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{0,645\omega_2}{\omega_1}\right)^2} \cdot [1 + (0,645)^2]} = 1,$$

$$A_o \gamma_{NN} = \sqrt{1 + (6,45)^2} \cdot \left[1 + (0,645)^2 \right],$$

$$A_o \gamma_{NN} = 9,529.$$

Fazno varnost prekontroliramo tako, da ugotovimo kolik je fazni kot imenovalca izraza $W(j\omega)$ pri krožni frekvenci $\omega_g = 0,645\omega_2$.

$$W(j\omega) = \frac{A_o \gamma_{NN}}{(1 + j 6,45) \cdot (1 + j 0,645)^2},$$

$$\varphi = \arctg 6,45 + 2\arctg 0,645 = 81,18^\circ + 65,64^\circ = 146,83^\circ.$$

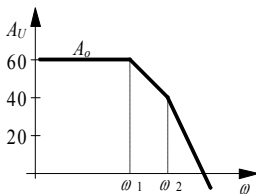
Fazno varnost izračunamo z enačbo:

$$\phi_M = 180 - \varphi = 33,17^\circ.$$

Izračunana fazna varnost je še večja, kot smo zahtevali.

Naloga 8.10

Določite maksimalno ojačitev odprte zanke tako, da bo imel ojačevalnik s povratno vezavo fazno varnost $\phi_M = 45^\circ$. Podan je Bodeov diagram za ojačevalnik brez povratne vezave (slika 8.22).



$$A_U = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{\omega}{\omega_2}\right)},$$

$$A_0 = 10^3, \quad \omega_2 = 10\omega_1.$$

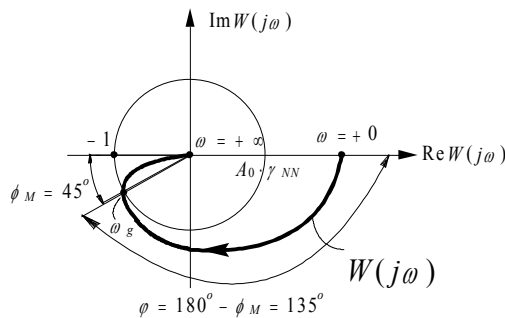
Slika 8.22

$A_o \gamma_{NN}$ bomo izračunali iz pogoja

$$|W(j\omega_g)| = |A_U(j\omega_g)\gamma_{NN}| = 1$$

pri fazni varnosti $\phi_M = 45^\circ$.

Ta pogoj je izpolnjen pri krožni frekvenci ω_g , ki jo moramo izračunati. Zahtevan pogoj je prikazan v Nyquistovem diagramu:



Slika 8.23 : Nyquistov diagram

Krožna frekvenca ω_g leži na presečišču Nyquistovega diagrama z enotnim krogom.

Iz zahteve, da je fazna varnost 45° , izračunamo fazni kot

$$\varphi = -180 + \phi_M = -180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$$

kompleksorja $W(j\omega)$. Krožno frekvenco ω_g pri kateri je fazna varnost 45° izračunamo iz enačbe za fazni kot φ :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} W(j\omega_g)}{\operatorname{Re} W(j\omega_g)} = -135^\circ.$$

Zato razstavimo $W(j\omega)$ na realni in imaginarni del:

$$\begin{aligned}
 W(j\omega) &= A_U(j\omega)\gamma_{NN} = \frac{A_o\gamma_{NN}}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1+j\frac{\omega}{\omega_2}\right)} = \frac{A_o\gamma_{NN}}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1+j\frac{\omega}{10\omega_1}\right)}, \\
 W(j\omega) &= \frac{A_o\gamma_{NN} \left(1-j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1-j\frac{\omega}{10\omega_1}\right)}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right] \cdot \left[1+\left(\frac{\omega}{10\omega_1}\right)^2\right]} = \\
 &= \frac{A_o\gamma_{NN} \left[\left(1-\frac{\omega^2}{10\omega_1^2}\right) - j\left(\frac{\omega}{\omega_1} + \frac{\omega}{10\omega_1}\right) \right]}{\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right] \cdot \left[1+\left(\frac{\omega}{10\omega_1}\right)^2\right]}.
 \end{aligned}$$

Z upoštevanjem enačb za φ in $W(j\omega)$ dobimo:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} W(j\omega_g)}{\operatorname{Re} W(j\omega_g)} = \operatorname{arctg} \frac{-\frac{\omega_g}{\omega_1} - \frac{\omega_g}{10\omega_1}}{1 - \frac{\omega_g^2}{10\omega_1^2}} = -135^\circ,$$

$$\operatorname{arctg} \frac{-10\omega_g\omega_1 - \omega_g\omega_1}{10\omega_1^2 - \omega_g^2} = -135^\circ,$$

$$\frac{-11\omega_g\omega_1}{10\omega_1^2 - \omega_g^2} = 1.$$

Iskano krožno frekvenco izračunamo iz kvadratne enačbe:

$$\omega_g^2 - 11\omega_g \cdot \omega_1 - 10 \cdot \omega_1^2 = 0,$$

$$\omega_{g12} = \frac{+11\omega_1 \pm \sqrt{121\omega_1^2 + 40\omega_1^2}}{2} = \begin{matrix} 11,84\omega_1 \\ -0,84\omega_1 \end{matrix}.$$

Rešitev $\omega_g = -0,84\omega_1$ ne ustreza, ker je takrat $\varphi = +45^\circ$. Z upoštevanjem krožne frekvence $\omega_g = 11,84\omega_1$ izračunamo $A_o \gamma_{NN}$ iz pogoja:

$$\left| A_U(j\omega_g) \gamma_{NN} \right| = 1,$$

$$\frac{A_o \gamma_{NN}}{\left| 1 + j \frac{\omega_g}{\omega_1} \right| \cdot \left| 1 + j \frac{\omega_g}{10\omega_1} \right|} = \frac{A_o \gamma_{NN}}{|1 + j11,84| \cdot |1 + j1,184|} = \frac{A_o \gamma_{NN}}{\sqrt{(1+140) \cdot (1+1,40)}} = 1,$$

$$A_o \gamma_{NN} = \sqrt{338,4} = 18,39.$$

8.2.3 Relativna občutljivost spremembe ojačenja A_U^P na relativno spremembo ojačenja A_U

Naloga 8.11

Imamo ojačevalnik, ki se mu ojačenje A_U spreminja od 1000 do 4000. Z NN negativno povratno vezavo želimo doseči, da se nam razmerje ojačenja $\Delta A_U^P / A_U^P$ ne spremeni za več kot 4 %. Izračunajte s kakšnim γ_{NN} to dosežemo, in kakšno je ojačenje s povratno vezavo A_U^P .

Relativno občutljivost spremembe ojačenja A_U^P na relativno spremembo A_U podaja enačba:

$$S = \frac{\left| \frac{dA_U^P}{A_U^P} \right|}{\left| \frac{\Delta A_U}{A_U} \right|} = \frac{1}{1 + \gamma_{NN} A_U}.$$

Za velike spremembe ojačenja uporabimo namesto diferencialov difference:

$$\Delta A_U^P = A_{U \max}^P - A_{U \min}^P = \frac{A_{U \max}}{1 + \gamma_{NN} A_{U \max}} - \frac{A_{U \min}}{1 + \gamma_{NN} A_{U \min}}.$$

Če zmnožimo obe strani z $1/A_{U \min}^P$, dobimo:

$$\frac{\Delta A_U^P}{A_{U \min}^P} = \frac{A_{U \max}}{1 + \gamma_{NN} A_{U \max}} \cdot \frac{1 + \gamma_{NN} A_{U \min}}{A_{U \min}} - 1,$$

$$\frac{\Delta A_U^P}{A_{U \min}^P} = \frac{(A_{U \max} - A_{U \min})}{A_{U \min} (1 + \gamma_{NN} A_{U \max})}.$$

Tako dobimo S :

$$S = \frac{\left| \frac{\Delta A_U^P}{A_{U \min}^P} \right|}{\left| \frac{\Delta A_U}{A_{U \min}} \right|} = \frac{1}{1 + \gamma_{NN} A_{U \max}}.$$

Če želimo S zapisati v drugi obliki, vstavimo v zgornjo enačbo za $A_{U \max} = A_{U \min} + \Delta A_U$ in dobimo:

$$S = \frac{1}{1 + \gamma_{NN} (A_{U \min} + \Delta A_U)}.$$

Z upoštevanjem podatkov izračunamo γ_{NN} :

$$S = \frac{0,04}{\frac{3000}{1000}} = \frac{1}{1 + \gamma_{NN}[1000 + 3000]},$$

$$1 + \gamma_{NN} \cdot 4000 = \frac{3000}{0,04} = 75,$$

$$\gamma_{NN} = \frac{75 - 1}{4000} = 18,5 \cdot 10^{-3}.$$

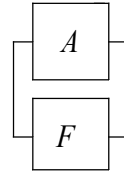
Ojačenje s povratno vezavo:

$$A_{U \max}^P = \frac{A_{U \max}}{1 + \gamma_{NN} A_{U \max}} = \frac{4 \cdot 10^3}{1 + 18,5 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3} = 53,333,$$

$$A_{U \min}^P = \frac{A_{U \min}}{1 + \gamma_{NN} A_{U \min}} = \frac{3 \cdot 10^3}{1 + 18,5 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}} = 53,097.$$

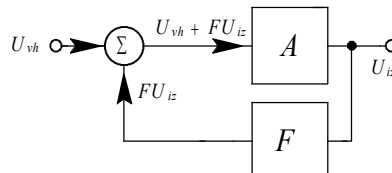
8.3 Oscilatorji

Pri linearnih oscilatorjih dodamo ojačevalniku frekvenčno odvisno povratno vezavo, ki vrača del izhodnega signala na vhod ojačevalnika. Pod določenimi pogoji ima signal, ki ga pripeljemo nazaj na vhod, točno določeno amplitudo in fazo, potrebno za vzdrževanje nihanja.



Slika 8.24

Pogosto je $A(\omega)$ realna pozitivna ali negativna konstanta, odvisna od tega ali ojačevalnik obrača ali ne obrača faze. Povratna vezava je v večini primerov sestavljena iz R , L , C elementov, ki določajo frekvenco nihanja. Kompleksno prenosno funkcijo povratne vezave označimo s $F(\omega)$. Za izpeljavo pogoja nihanja predpostavimo, da je na vhodu ojačevalnika vhodni signal U_{vh} .



Slika 8.25

Zanima nas, pod kakšnimi pogoji lahko dobimo izhodni signal U_{iz} , čeprav je vhodni signal U_{vh} enak nič.

Iz slike 8.25 sledi:

$$U_{iz} = A(\omega)[U_{vh} + F(\omega)U_{iz}].$$

S preureditvijo enačbe dobimo:

$$U_{iz} = \frac{A(\omega)}{1 - A(\omega)F(\omega)} U_{vh}.$$

Iz enačbe za U_{iz} vidimo, da dobimo od nič različno izhodno napetost, ko ni vhodnega signala, če je imenovalc enačbe enak nič. Z upoštevanjem tega dobimo Barkhausen-ov pogoj nihanja oscilatorja:

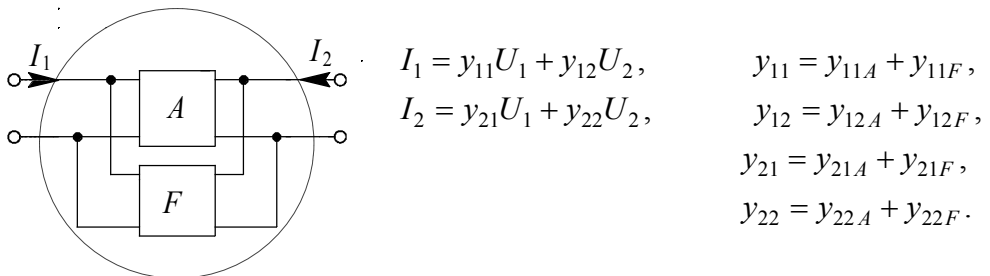
$$A(\omega)F(\omega) = 1 .$$

Ker je produkt $A(\omega)F(\omega)$ v splošnem kompleksen, mora biti pogoj nihanja izpolnjen za realne in imaginarne komponente:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[A(\omega)F(\omega)] &= 1, \\ \operatorname{Im}[A(\omega)F(\omega)] &= 0 . \end{aligned}$$

Iz obeh pogojev vidimo, da mora biti pri frekvenci oscilacij, velikost zančnega ojačenja $A(\omega)F(\omega)$ enaka ena, fazni kot pa nič. Če uporabimo neinvertirajoči ojačevalnik ($A(\omega)$ je pozitivna realna konstanta), mora biti fazni kot $F(\omega)$ enak nič. V drugem primeru, ko imamo invertirajoči ojačevalnik ($A(\omega)$ je negativna realna konstanta), mora $F(\omega)$ obračati fazo za 180° .

Pri podanih admitančnih parametrih za ojačevalnik in povratno vezavo moremo izpeljati pogoj aktivnosti v drugačni obliki.



Slika 8.26

Ker za oscilator ne potrebujemo zunanje vzbujanja, sta:

$$I_1=0 \text{ in } I_2=0.$$

Iz tega pogoja dobimo enačbe:

$$0 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2,$$

$$0 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Iz prve enačbe izračunamo:

$$U_2 = -\frac{y_{11}}{y_{12}}U_1$$

in vstavimo v drugo enačbo

$$\left(\frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{12}} \right) U_1 = 0.$$

Za netrivialen primer, ko $U_1 \neq 0$, mora veljati:

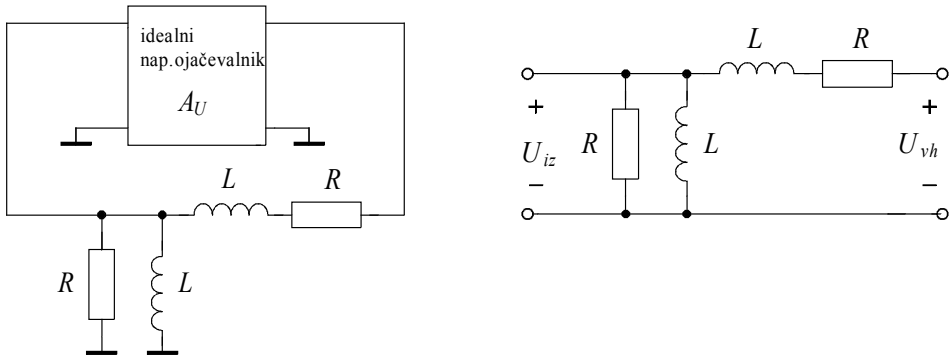
$$\left(\frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{12}} \right) = 0,$$

$$D_y = 0.$$

Če hočemo, da oscilator niha, mora biti determinanta admitančne matrike oscilatorja enaka nič.

Naloga 8.12

Imamo oscilator z idealnim napetostnim ojačevalnikom. Izračunajte napetostno ojačenje A_U (potrebno za vzdrževanje nihanja) in krožno frekvenco nihanja ω .



Slika 8.27 : Oscilator in povratna vezava

Določiti moramo prenosno funkcijo povratne vezave.

$$\begin{aligned}
 F(\omega) &= \frac{U_{iz}}{U_{vh}} = \frac{\frac{Rj\omega L}{R + j\omega L}}{R + j\omega L + \frac{Rj\omega L}{R + j\omega L}} = \frac{Rj\omega L}{(R + j\omega L)^2 + Rj\omega L} = \\
 &= \frac{Rj\omega L}{R^2 - \omega^2 L^2 + 3Rj\omega L} = \frac{R}{3R + j\left(\frac{\omega}{L} + \frac{R^2}{\omega L}\right)}.
 \end{aligned}$$

Iz Barkhausen-ovega pogoja za nihanje

$$A(\omega)F(\omega) = 1$$

dobimo :

$$\frac{A_U R}{3R + j\left(\frac{\omega}{L} - \frac{R^2}{\omega L}\right)} = 1.$$

Z zgornje enačbe sledi:

$$R(3 - A_U) + j\left(\frac{\omega}{L} - \frac{R^2}{\omega L}\right) = 0.$$

Ker imamo opravka s kompleksno enačbo, mora biti izpolnjena tako za realni kot za imaginarni del.

Iz realnega dela izračunamo potrebno ojačenje:

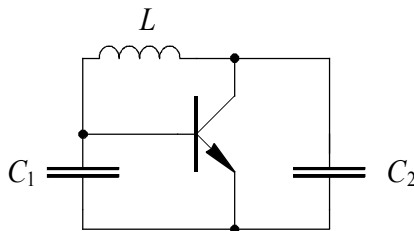
$$R(3 - A_U) = 0 \quad \Rightarrow \quad A_U = 3 \quad \text{za} \quad R \neq 0.$$

Iz imaginarnega dela dobimo krožno frekvenco

$$\left(\frac{\omega}{L} - \frac{R^2}{\omega L}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega = \frac{R}{L}.$$

Naloga 8.13

Za Colpitts-ov oscilator izračunajte vrednost kondenzatorja C_2 in induktivnosti L tako, da bo frekvenca nihanja 6 KHz.

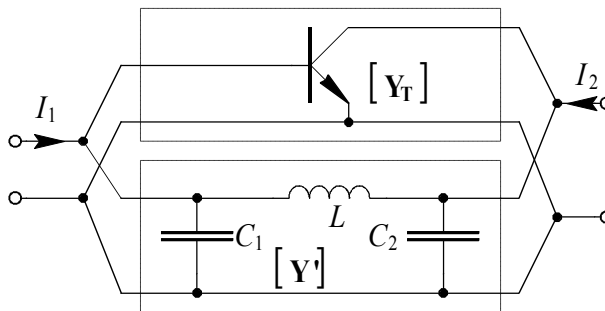


Slika 8.28 : Colpitts-ov oscilator

Podani so admitančni parametri transistorja in $C_1 = 33nF$.

$$[\mathbf{Y}_T] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 50 & 0,1 \end{bmatrix} [mS].$$

Vezje narišemo tako, da ločimo pasivne elemente povratne vezave od aktivnega elementa:



Slika 8.29

Poiščemo admitančno matriko celotnega vezja:

$$[\mathbf{Y}''] = [\mathbf{Y}_T] + [\mathbf{Y}'] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L} & -\frac{1}{j\omega L} \\ -\frac{1}{j\omega L} & j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L} \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{Y}''] = \begin{bmatrix} g_{11} + j\left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L}\right) & g_{12} + j\frac{1}{\omega L} \\ g_{21} + j\frac{1}{\omega L} & g_{22} + j\left(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L}\right) \end{bmatrix}.$$

V pogoj za nihanje

$$D_{y''} = 0$$

vstavimo celotne admitančne parametre in dobimo:

$$\left[g_{11} + j \left(\omega C_1 - \frac{1}{\omega L} \right) \right] \cdot \left[g_{22} + j \left(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L} \right) \right] - \left(g_{12} + j \frac{1}{\omega L} \right) \cdot \left(g_{21} + j \frac{1}{\omega L} \right) = 0.$$

Ker je enačba kompleksna, mora biti izpolnjena za realni in imaginarni del posebej. Tako dobimo dve enačbi:

$$+\omega^2 C_1 C_2 - \frac{C_1}{L} - \frac{C_2}{L} - g_{11} g_{22} + g_{12} g_{21} = 0,$$

$$\omega C_1 g_{22} + \omega C_2 g_{22} - \frac{1}{\omega L} \sum g = 0.$$

Iz druge enačbe izračunamo induktivnost

$$L = \frac{\sum g}{\omega^2 (C_1 g_{22} + C_2 g_{11})}$$

in jo vstavimo v prvo enačbo:

$$\omega^2 C_1 C_2 - D_g + \frac{C_1 \omega^2 (C_1 g_{22} + C_2 g_{11})}{\sum g} + \frac{C_2 \omega^2 (C_1 g_{22} + C_2 g_{11})}{\sum g} = 0.$$

Izračunamo vrednost C_2 :

$$C_2 = \frac{\omega C_1 (g_{12} + g_{21}) \pm \sqrt{\omega^2 C_1^2 (g_{12} + g_{21})^2 - 4 g_{11} (\omega^2 C_1^2 g_{22} + D_g \sum g)}}{2 \omega g_{11}}.$$

V enačbo za izračun C_2 vstavimo številčne vrednosti

$$C_2 = \frac{6,22 \cdot 10^{-5} \pm \sqrt{3,87 \cdot 10^{-9} - 2,10 \cdot 10^{-11}}}{75,39} = \frac{6,22 \cdot 10^{-5} \pm 6,20 \cdot 10^{-5}}{75,39}$$

in dobimo dve možni rešitvi

$$C_2' = 1,65 \mu F,$$

$$C_2'' = 2,65 nF.$$

Sedaj, ko poznamo dve možni vrednosti kondenzatorja C_2 , izračunamo še obe vrednosti induktivnosti:

$$L' = \frac{\sum g}{\omega^2 (C_1 g_{22} + C_2' g_{11})} =$$

$$= \frac{51,1 \cdot 10^{-3}}{1,42 \cdot 10^9 (33 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-4} + 1,65 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3})} = 21,8 mH,$$

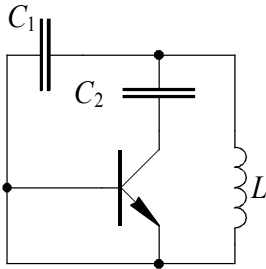
$$L'' = \frac{\sum g}{\omega^2 (C_1 g_{22} + C_2'' g_{11})} =$$

$$= \frac{51,1 \cdot 10^{-3}}{1,42 \cdot 10^9 (33 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-4} + 2,2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{-3})} = 6,54 H.$$

Teoretično sta možni obe kombinaciji induktivnosti in kapacitivnosti. Ker je velike induktivnosti težje realizirati, izberemo za rešitev kombinacijo z nižjo induktivnostjo: $C_1=33$ nF, $C_2=1,65$ μ F, $L=21,8$ mH.

Naloga 8.14

Za oscilator s T členom v povratni vezavi izračunajte krožno frekvenco nihanja v odvisnosti od parametrov transistorja in elementov T člena.

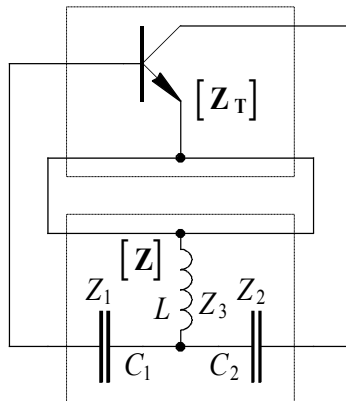


$$\text{Transistor: } [Z_T] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}.$$

Slika 8.30 : Oscilator s T členom

Za izračun bomo uporabili metodo z Z parametri, ker so Z parametri T četverpola najenostavnejši.

Vezje narišemo v ugodnejši obliki za analizo:



Slika 8.31

Poiščemo impedančno matriko za T člen:

$$[\mathbf{Z}] = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix}.$$

Impedančno matriko celotnega vezja dobimo tako, da seštejemo impedančni matriki transistorja in T člena.

$$[\mathbf{Z}'] = \begin{bmatrix} z_{11} + Z_1 + Z_3 & z_{12} + Z_3 \\ z_{21} + Z_3 & z_{22} + Z_2 + Z_3 \end{bmatrix}.$$

Tudi v tem primeru je izpolnjen pogoj nihanja takrat, ko je

$$D_z = 0.$$

Iz tega sledi:

$$(z_{11} + Z_1 + Z_2) \cdot (z_{22} + Z_2 + Z_3) - (z_{12} + Z_3) \cdot (z_{21} + Z_3) = 0,$$

$$D_z + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + Z_3(z_{11} + z_{22} - z_{12} - z_{21}) + z_{11} Z_2 + z_{22} Z_1 = 0.$$

Če upoštevamo, da so $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$, $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$, $Z_3 = j\omega L$, dobimo dve enačbi (ločeno za imaginarni in realni del):

$$-D_z + \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} - \frac{L}{C_1} - \frac{L}{C_2} = 0,$$

$$\omega L(z_{11} + z_{22} - z_{12} - z_{21}) - \frac{z_{11}}{\omega C_2} - \frac{z_{22}}{\omega C_2}.$$

Krožno frekvenco izračunamo iz prve enačbe:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{D_z C_1 C_2 + L(C_1 + C_2)}}.$$

Literatura

Beards,P.,: Analog and Digital Electronics. Prentice Hall Inc., Englewood Clifs, 1987.

Cathey,J.,: Schaums Outline of Theory and Problems of Electronic Devices and Circuits. Mc Graw-Hill, New York, 1989.

Dowding,B.,: Principles of Electronics.Prentice Hall Inc.,Englewood Clifs, 1988.

Green D.,C.,: Electronics.Longman Group Limited,London,1995

Hambley, Allan R.,: Electronics. Macmillan Publishing Company, New York, 1994.

Horowitz, P.,Hill, W.,: The Art of Electronics. Cambridge University Press, New York, 1989.

Rynone,W.,Jr.,: Circuits-Design and Analysis.Artech House, inc., Dedham, 1986.

Schilling,D.,Belove,C.,: Electronic Circuits. 1989.

Spence, R.,: Linear Active Networks. Wiley,New York,1970

Stvarno kazalo

- Admitančna matrika večvhodnih vezij 33
- Admitančni model bipolarnih transistorjev 198
- Admitančni model unipolarnih transistorjev 210
- Admitančni parametri 1
- Admitančni parametri različnih orientacij tropola 26
- Aktivnost 68
- Amplitudna mejna krožna frekvenca 258
- Amplitudna varnost 257

- Barkhausenov pogoj nihanja 274
- Bodeov diagram 193
- Bodev diagram ojačevalnikov s povratno vezavo 247

- Colpitts-ov oscilator 277

- Delovna moč 55
- Delovna točka (bipolarni transistor) 162
- Delovna točka (mikroojačevalnik) 184
- Delovna točka (unipolarni transistor) 177
- Diagram polov in ničel 191
- Diferencialni ojačevalnik 158
- Diferencialno ojačenje 159
- Dvovhodno vezje 1

- Fazna mejna krožna frekvenca 258
- Fazna varnost 257
- Frekvenčne karakteristike ojačevalnikov 191
- Frekvenčne karakteristike ojačevalnikov s povratno vezavo 247
- Hibridni π model bipolarnih transistorjev 215
- Hibridni π model unipolarnih transistorjev 227
- Hibridni parametri 14
- Impedančni parametri 7
- Izhodna impedanca 53,64
- Karakterizacija tropolov 26
- Kaskadna vezava skupni emitor-skupna baza (kaskoda) 152
- Kaskadna vezava skupni emitor-skupni emitor 148
- Kaskadna vezava skupni kolektor-skupni kolektor (Darlington) 155
- Koeficient popačenja 129,135
- Llewelinov pogoj absolutne stabilnosti 75
- Maksimalna dopustna kolektorska moč 162
- Mera aktivnosti 69
- Mera aktivnosti transistorja 70
- Metoda kofaktorjev 105
- Napetostno krmiljena napetostna povratna vezava 239

- Napetostno krmiljena tokovna povratna vezava 243
- Napetostno ojačenje 52,63,134
- Napetostno ojačenje z upoštevanjem Y_S 54
- Nedoločena admitančna matrika tropolov 24
- Nedoločena admitančna matrika večvhodnih vezij 35
- Nedoločena admitančna matrika vezij z dvopolnimi admitancami 38
- Nyquistov diagram 254
- Nyquistov stavek o stabilnosti 257
-
- Ojačenje kot funkcija kompleksne frekvence 191
- Ojačenje moči 57,64
- Ojačenje prenosa moči 57
- Ojačevalnik s spojnim FETom 132
- Optimizacija koristnega ojačenja moči 80
- Orientacija s skupnim emitorjem (srednje frekvence) 140
- Orientacija s skupnim izvorom (srednje frekvence) 124
- Orientacija s skupnim kolektorjem (srednje frekvence) 145
- Orientacija s skupnim ponorom (srednje frekvence) 138
- Orientacija s skupnimi vrati (srednje frekvence) 136
- Orientacija s skupno bazo (srednje frekvence) 142
- Oscilator s T členom 281
- Oscilatorji 273
- Osnovne vrste povratnih vezav 239
-
- Pogoj nihanja pri podanih admitančnih parametrih vezja 275
- Potencialna nestabilnost, absolutna stabilnost 74

- Povezave med matrikami 23
- Povezave med parametri 20
- Povprečna izgubna moč transistorja 127,130
- Razpoložljiva delovna moč 55
- Razpoložljivo ojačenje moči 58
- Recipročnost 66
- Redukcija $n + 1$ polnega vezja 91
- Rejekcijski faktor 160
- Relativna občutljivost spremembe ojačenja 271
-
- Sofazno ojačenje 160
- Stabilizacija delovne točke (bipolarni transistor) 170
- Stabilizacija delovne točke (mikroojačevalnik) 184
- Stabilizacija delovne točke (unipolarni transistor) 177
- Stabilnost ojačevalnikov s povratno vezavo 253
-
- Tabela ojačenj, vhodne in izhodne admitance 65
- Temperatura spoja transistorja 164
- Tokovno krmiljena napetostna povratna vezava 242
- Tokovno krmiljena tokovna povratna vezava 240
- Tokovno ojačenje 53,63
- Tokovno ojačenje z upoštevanjem Y_S 54
- Totalna trenutna vrednost toka in napetosti 128
- Transkonduktanca FETa g_m 134
- Trenutna izgubna moč transistorja 129

Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri NF	219
Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri SF	217
Uporaba hibridnega π modela bipolarnih transistorjev pri VF	223
Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri NF	235
Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri SF	228
Uporaba hibridnega π modela unipolarnih transistorjev pri VF	231
Verižna združitev dvovhodnih vezij	49
Verižni parametri	17
Vhodna impedanca	53,64
Vozliščna analiza vezij z napetnostnimi viri	109
Vozliščna metoda	103
Vzporedna združitev dvovhodnih vezij	42
Vzporedna združitev večvhodnih vezij	84,86
Zančna metoda	119
Zaporedna združitev dvovhodnih vezij	46
Zgornja mejna frekvenca	213