



Vrije Universiteit Brussel

Faculteit Ingenieurswetenschappen

# Design van een hoogfrequente versterker en antenne

Hoogfrequente elektronica en antennes

Bert Follon, Egon Geerardyn

11 april 2010



## Inhoudsopgave

|            |   |           |
|------------|---|-----------|
| <b>I</b>   | <b>Versterker</b>                                     | <b>2</b>  |
| 1          | Stabiliteit   | 2         |
| 2          | Stabiliteitscirkels                                   | 2         |
| 3          | Gebruik van de unilaterale benadering                 | 4         |
| 4          | Berekening van maximale versterking                   | 5         |
| 5          | Bepaling van de constante gaincirkels                 | 5         |
| 6          | Matchingnetwerken                                     | 5         |
| 6.1        | Bepalen van de te matchen reflectiefactoren . . . . . | 5         |
| 6.2        | De eigenlijke matching . . . . .                      | 5         |
| 7          | DC biasnetwerk  | 10        |
| 8          | Simulaties  | 11        |
| 8.1        | Ideale transmissielijnen . . . . .                    | 11        |
| 8.2        | Microstrip . . . . .                                  | 11        |
| 9          | Lay-out   | 11        |
| 10         | Metingen  | 11        |
| 10.1       | Vergelijking metingen en simulaties . . . . .         | 11        |
| <b>II</b>  | <b>Antenne</b>  | <b>12</b> |
| 11         | Dipool  | 12        |
| 12         | Balun   | 12        |
| 13         | Lay-out   | 12        |
| 14         | Metingen  | 12        |
| <b>III</b> | <b>Informatie</b>                                     | <b>13</b> |
|            | Lijst van figuren                                     | 13        |
|            | Lijst van tabellen                                    | 13        |
|            | Referenties   | 13        |
|            | Bijlagen  | 13        |

## Deel I

# Versterker

In dit verslag wordt het designproces van hoogfrequente single-stage versterker besproken die gerealiseerd wordt in common emitter-opstelling.

Hierbij is de gebruikte NPN-transistor een BFR91A en werd het werkingspunt in [6] gespecificeerd zoals weergegeven in tabel 1.

Tabel 1: DC werkingspunt transistor

| Groep | Frequentie $f_0$ | $V_{ce}$ | $I_c$ |
|-------|------------------|----------|-------|
| 1     | 1445 MHz         | 5 V      | 5 mA  |

Voor deze werkingfrequentie werden de  $S$ -parameters gegeven in [6]:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -0.104 + 0.181j & 0.102 + 0.154j \\ 1.369 + 1.397j & 0.355 - 0.318j \end{bmatrix}$$

## 1 Stabiliteit

We controleren de nodige en voldoende voorwaarde voor stabiliteit van de versterker door middel van formules 11.71 en 11.72 van [4]. Dit is het Rollet-stabiliteitscriterium.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$$

$$|\Delta| < 1$$

$$\Delta = \det S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Numeriek geeft dit:

$$K \approx 1.113 \quad |\Delta| \approx |0.096 - 0.256j| \approx 0.273$$

Aan de stabiliteitsvoorwaarden is voldaan, zodat men kan besluiten dat de te realiseren versterker onconditioneel stabiel is.

## 2 Stabiliteitscirkels

Vermits de versterker onconditioneel stabiel is, zullen de stabiliteitscirkels ofwel de volledige Smith Chart omvatten ofwel buiten de Smith Chart vallen. Toch wordt dit nogmaals gecontroleerd.

De stabiliteitscirkels geven de reflectiefactoren (en dus ook de matching-impedanties) aan waarvoor de hele schakeling nog net stabiel is voor de opgegeven werkingfrequentie. Onvoorwaardelijke stabiliteit zegt dus enkel dat indien de versterker voorzien wordt van passieve netwerken aan de in- en uitgang dat er geen oscillator op de werkingfrequentie gemaakt is. Wat echter niet aangetoond wordt met dit stabiliteitscriterium is de afwezigheid van oscillaties op andere frequenties!

Met formules 11.68 en 11.69 uit [4], worden middelpunt  $C$  en straal  $R$  van de stabiliteitscirkels bepaald.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

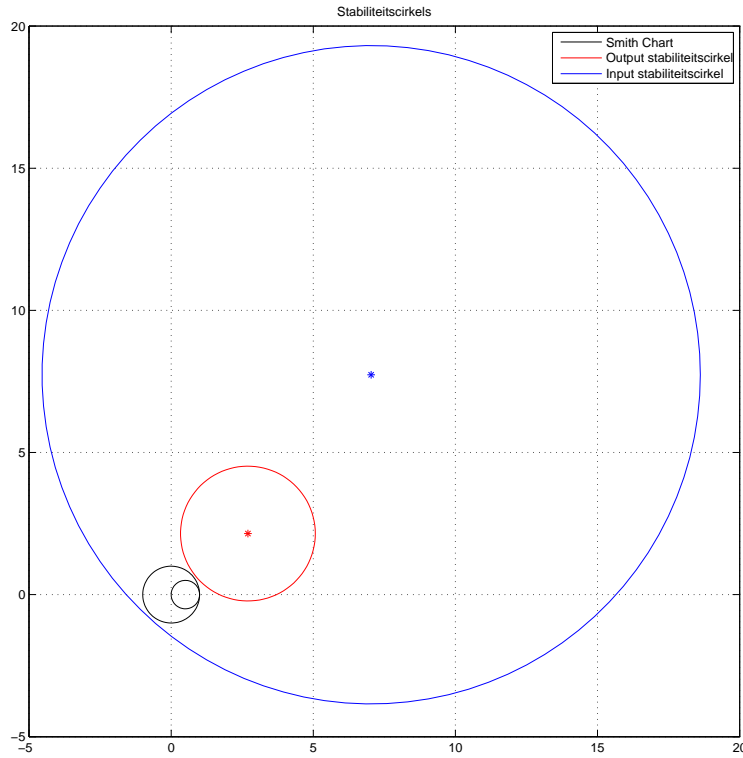
$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

Dit geeft aanleiding tot volgende waarden:

$$C_L = 2.70 + 2.15j \quad R_L = 2.37$$

$$C_S = 7.04 + 7.73j \quad R_S = 11.58$$

Op figuur 1 kunnen deze cirkels geïnspecteerd worden. Als extra controle, be-



Figuur 1: Stabiliteitscirkels

kijken we welke zones van de Smith Chart stabiel zijn voor input en output. We volgen hier een analoge redenering als beschreven op pagina 614 van [4].

**Voor de input** weten we dat indien de output perfect gematcht is ( $Z_L = Z_0$  en dus ook  $\Gamma_L = 0$ , oftewel in het midden van de Smith Chart), we formule 11.62a uit [4]

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

kunnen vereenvoudigen tot:

$$|S_{11}| < 1$$

als voorwaarde voor stabiliteit. Hieraan is voldaan zoals we kunnen zien uit de S-parameters van de transistor. Hierdoor weten we dat het gebied binnen de blauwe inputsstabiliteitscirkel stabiel is.

**Voor de output** volgt analoog dat indien de input perfect gematcht is ( $Z_S = Z_0$  en dus ook  $\Gamma_S = 0$ , oftewel in het midden van de Smith Chart), we formule 11.62b uit [4]

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

kunnen vereenvoudigen tot:

$$|S_{22}| < 1$$

als voorwaarde voor stabiliteit. Hieraan is voldaan zoals we kunnen zien uit de S-parameters van de transistor. Hierdoor weten we dat het gebied buiten de rode outputsstabiliteitscirkel stabiel is.

### 3 Gebruik van de unilaterale benadering

Als verantwoording voor de unilaterale benadering, gebruiken we formule 11.86 uit [4] die slechts enkele tienden van een dB afwijking mag geven. We nemen hiervoor de grenswaarde van  $0.8dB$

$$-0.8dB < \frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} < 0.8dB$$

In deze formule is  $U$  de *unilateral figure of merit*:

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$

In numerieke waarden, geven deze vergelijkingen dus:

$$U \approx 0.04863$$

$$-0.8 \text{ dB} < 0.90940 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1.10484 < 0.8 \text{ dB}$$

$$-0.8 \text{ dB} < -0.412 \text{ dB} < \frac{G_T}{G_{TU}} < 0.433 \text{ dB} < 0.8 \text{ dB}$$

Vermits deze ongelijkheden geldig zijn, mag de unilaterale benadering gebruikt worden.

## 4 Berekening van maximale versterking

Aan de hand van [4] en [3] wordt de maximale transducergain op de gegeven werksfrequentie bepaald.

In appendix E van [3] werd bewezen dat bovenstaande uitdrukking voor een onconditioneel stabiele transistor ( $K > 1$ ) en simultane input- en outputmatching, de maximale versterking uitgedrukt kan worden als:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

## 5 Bepaling van de constante gaincirkels

Uit formules 5.96 en 5.100 van [5] kan men het middelpunt en de straal van de constante gaincirkels voor gain  $G_p$  bepalen.

$$C = \frac{(S_{22}^* - S_{11}\Delta^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p}}$$

$$R = \frac{\sqrt{|S_{12}S_{21}|^2 - 2K \left| S_{12}S_{21} \frac{|S_{21}|^2}{G_p} + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \right|}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p}}$$

Voor een versterking van enkele verschillende versterkingen  $G_p$  bekomt men in deze formule de waarden weergegeven in tabel 2.

Tabel 2: Constante gaincirkels

| Versterking $G_p$ | Middelpunt $C$   | Straal $R$ |
|-------------------|------------------|------------|
| 3.000 dB          | $0.111 - 0.127j$ | 0.804      |
| 2.000 dB          | $0.100 - 0.113j$ | 0.824      |
| 1.000 dB          | $0.089 - 0.102j$ | 0.843      |
| 10.390 dB         | $0.243 - 0.277j$ | 0.561      |
| 16.323 dB         | $0.433 - 0.492j$ | 0.062      |
| 16.411 dB         | $0.436 - 0.495j$ | 0.000      |

Op de Smith Chart [1] in figuur 2 worden deze constante gain cirkels voor enkele verschillende versterkingen weergegeven op.

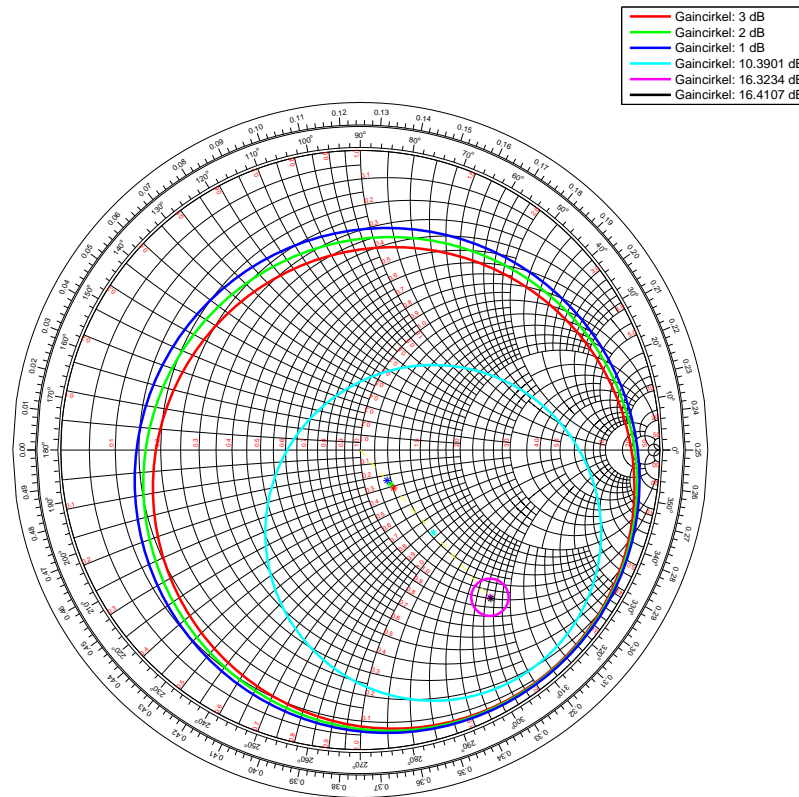
## 6 Matchingnetwerken

### 6.1 Bepalen van de te matchen reflectiefactoren

Uitleg en formules bijsmijten

### 6.2 De eigenlijke matching

Zoals opgelegd in [6] wordt gebruikgemaakt van een variatie op de single stub matching zoals weergegeven in figuur 3. De aangeduide impedantiepijlen dragen



Figuur 2: Constante gaincirkels

een nummer dat ook verder gebruikt zal worden als index bij de matching voor zowel reflectiefactoren ( $\Gamma$ ), impedanties ( $Z$ ), admittanties ( $Y$ ), enz. Het is dus raadzaam deze schakeling bij de hand te houden.

De matching gebeurt zowel voor ingang als uitgang gelijkaardig, vandaar ook dat er gekozen is om dit via MATLAB te implementeren in de functie `matcher`.

Voor de ingang en uitgang kunnen de bijhorende smith charts op respectievelijk figuur 4 en figuur 5 gevolgd worden, dit zijn admittantie-smith charts genormaliseerd op  $50\Omega$ . Deze zijn tevens in de bijlagen aanwezig voor de duidelijkheid. Verder in de tekst zal voor de beknoptheid gesproken worden over genormaliseerde conductanties en admittanties zonder dit expliciet te vermelden (bij niet-genormaliseerde grootheden worden echter steeds eenheden vermeld).

Hier zal enkel algemeen de uitleg gegeven worden bij zowel de schakeling en de smith charts, zonder in detail te gaan voor in- of uitgang. In tabel 3 wordt eveneens een korte legende voor de gebruikte Smith Charts weergegeven.

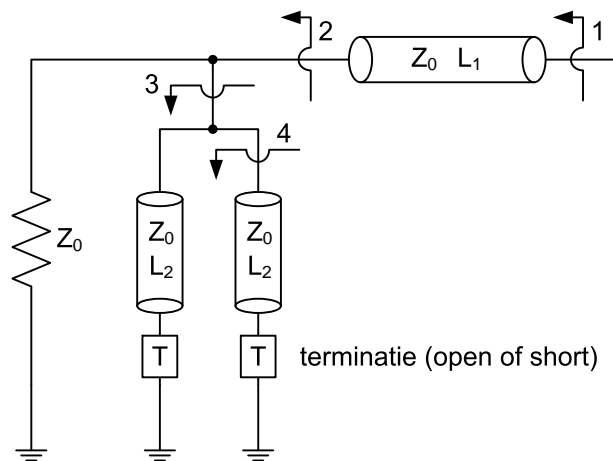
1. Men zet eerst de vereiste reflectiefactor  $\Gamma_1$  uit op de Smith Chart, deze werden op het einde van de vorige sectie bepaald.

2. Vervolgens kan men (als hulpmiddel) een cirkel met als middelpunt  $\rho = 0 + 0j$  door het punt  $\Gamma_1$  tekenen (in streep-punt-lijn), dit zijn alle realiseerbare reflectie-factoren  $\gamma_2$  voor het punt 2 als de tussenliggende transmissielijn verlies- en dispersieloos is.
3. Men bepaalt vervolgens de twee snijpunten tussen de cirkel  $\gamma_2$  en de cirkel met conductantie  $G = 1$ . Voor allebei de snijpunten bepaalt men de hoek (of lengte) waarover naar load gedraaid (tegenwijzerzin) moet worden om vanuit  $\Gamma_1$  in het snijpunt uit te komen.
4. Het snijpunt met de kortste lengte, noemen we  $\Gamma_2$  en de bijhorende lengte wordt aangeduidt met  $L_1$  of in elektrische lengte  $E_1$ . Hiermee is de lengte van de eerste transmissielijn bepaald.
5. Op het knooppunt 2, kunnen we een verband tussen de admittanties opschrijven en vereenvoudigen vermits  $\Re(Y_2) = 1$  per constructie.

$$Y_2 = Y_3 + Y_0 = Y_3 \Rightarrow Y_3 = Y_2 - 1 = Y_2$$

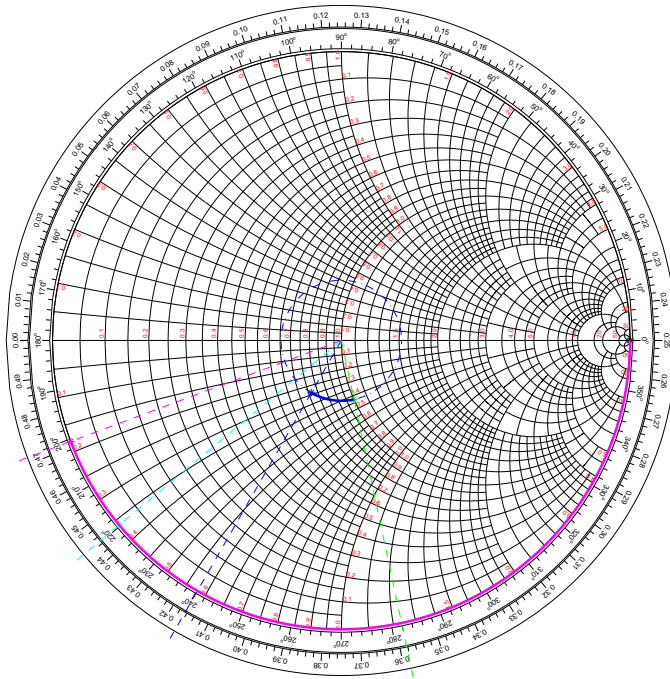
6. **Controle: er klopt echt iets niet: waarom complex toegevoegde nemen? en welke formules nodig om gamma naar Y om te zetten op deze chart?**
7. Hiermee hebben we  $Y_3$  bepaald, en vermits  $Y_3 = 2 \cdot Y_4$ , is daaruit  $\Gamma_4 = \frac{1-Y_4}{1+Y_4}$  te bepalen en uit te zetten op de smith chart.
8. Vanuit  $\Gamma_4$  draait men weer naar load (over de transmissielijn) tot men in de open of de short terechtgekomen is en leest men de lengte  $L_2$  (elektrische lengte  $E_2$ ) van de stublijn af.

De numerieke resultaten van deze matchings wordt weergegeven in tabel 3.

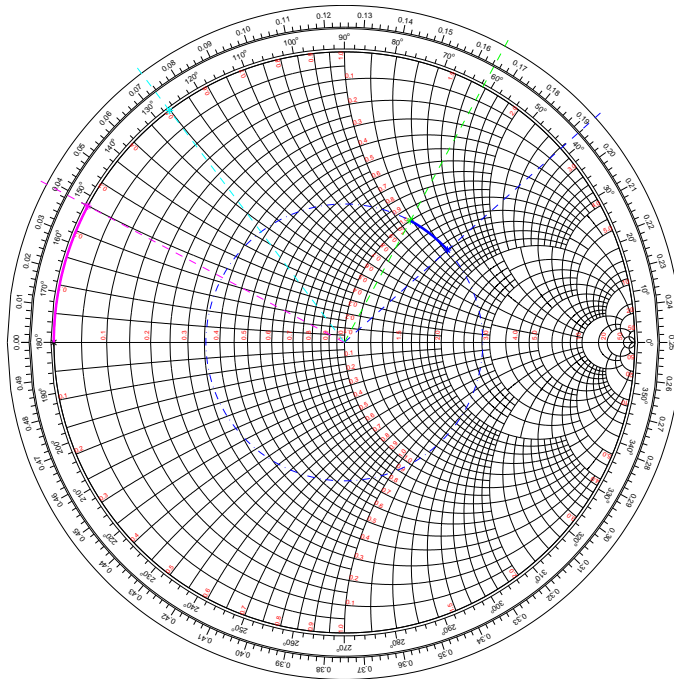


Figuur 3: Schakeling matchingnetwerken





Figuur 4: Smith Chart matchingnetwerk aan de ingang



Figuur 5: Smith Chart matchingnetwerk aan de uitgang

Tabel 3: Matchingnetwerken

| Grootheid  |   | Ingang            | Uitgang           |   |
|------------|---|-------------------|-------------------|---|
| $\Gamma_1$ | ★ | $-0.104 - 0.181j$ | $0.355 + 0.318j$  |   |
| $\Gamma_2$ | ★ | $0.044 - 0.204j$  | $0.227 + 0.419j$  |   |
| $Y_2$      | ★ | $0.846 + 0.361j$  | $0.460 - 0.498j$  | S |
| $\Gamma_3$ | ★ | $-0.769 - 0.639j$ | $-0.602 + 0.798j$ |   |
| $Y_3$      | ★ | $+0.361j$         | $-0.498j$         | S |
| $\Gamma_4$ | ★ | $-0.937 - 0.350j$ | $-0.883 + 0.469j$ |   |
| $Y_4$      | ★ | $+0.181j$         | $-0.249j$         | S |
| $E_1$      | — | 41.930            | 19.683            | ° |
| $E_2$      | — | 159.531           | 27.984            | ° |
| T          | ★ | open              | short             |   |

## 7 DC biasnetwerk

Om het DC Bias-netwerk te designen kunnen vele verschillende soorten netwerken gebruikt worden. Hier werd de aanpak op pagina 275 uit [3] gebruikt. Volgens deze bron is dit netwerk (figuur 6 aangepast bij het gebruik van (dunne en dikke) filmweerstanden, waarvan bij deze realisatie gebruik zal gemaakt worden.

Om de componentwaarden te bepalen, maken we gebruik van de vergelijkingen uit [3], die ook eenvoudig afgeleid zouden kunnen worden uit de werkingsvergelijkingen van een bipolaire transistor en algemenere netwerkvergelijkingen.

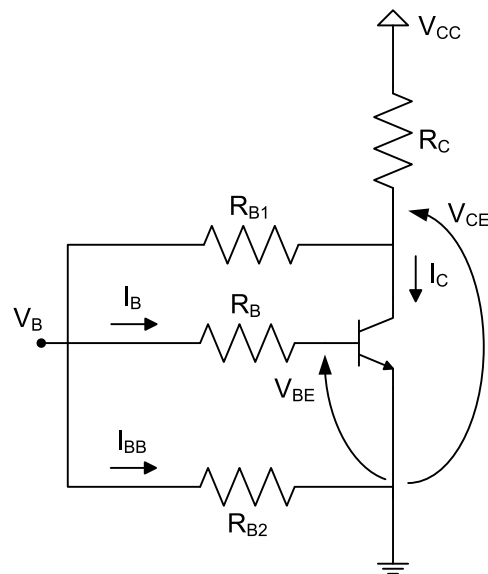
$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_{B2} = \frac{V_B}{I_{BB}}$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CE} - V_B}{I_{BB} + I_B}$$

Bijkomend wordt gesteld dat om een goede stabiliteit van het biasnetwerk te bekomen, men erop moet letten dat  $I_{BB} \gg I_B$  en  $V_B \approx 0.1V_{CC}$ . Vermits het werkingpunt in [6] werd opgegeven zoals te zien in tabel 1. Uit [?] kan de nominale waarde van de versterkingsfactor  $h_{FE} \approx 100$  gehaald worden en het voor een siliciumtransistor is  $V_{BE} \approx 0.7V$ .



Figuur 6: Biasnetwerk

## 8 Simulaties

### 8.1 Ideale transmissielijnen

### 8.2 Microstrip

## 9 Lay-out

## 10 Metingen

### 10.1 Vergelijking metingen en simulaties

#### Voor het verslag:

- Alle berekeningen + verwijzing formule
- Plots van ideale simulaties + simulatie in microstripversie
- Gebruikte Smith Charts voor matching van in- en uitgang

## Deel II

# Antenne

11 Dipool

12 Balun

13 Lay-out

14 Metingen

**Voor het verslag:**

- Alle berekeningen + verwijzing formule

## Deel III

# Informatie

### Lijst van figuren

|   |  |    |
|---|--|----|
| 1 | Stabiliteitscirkels . . . . .                        | 3  |
| 2 | Constante gaincirkels . . . . .                      | 6  |
| 3 | Schakeling matchingnetwerken . . . . .               | 7  |
| 4 | Smith Chart matchingnetwerk aan de ingang . . . . .  | 8  |
| 5 | Smith Chart matchingnetwerk aan de uitgang . . . . . | 9  |
| 6 | Biasnetwerk . . . . .                                | 11 |

### Lijst van tabellen

|   |                                     |    |
|---|-------------------------------------|----|
| 1 | DC werkingpunt transistor . . . . . | 2  |
| 2 | Constante gaincirkels . . . . .     | 5  |
| 3 | Matchingnetwerken . . . . .         | 10 |

### Referenties

- [1] Mohammad Ashfaq. MATLAB Smithchart. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/324-smithchart>, 2006.
- [2] Egon Geerardyn and Bert Follon. GitHub VUB-HFE repository. <http://github.com/egeerardyn/VUB-HFE>, 2010.
- [3] G. Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice Hall, Sydney, 1984.
- [4] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, Reading, 1998.
- [5] Yves Rolain and Alain Barel. *Hoogfrequent elektronica en antennes*. VUB, 2010.
- [6] Wendy Van Moer. Inleidingsles labo hoogfrequent elektronica en antennes, 2010.

### Bijlagen

**Broncode** De broncode en een digitale versie van het verslag zijn beschikbaar op [2].

**Figuren** Voor de duidelijkheid zijn enkele figuren zoals Smith Charts ook in de bijlagen aanwezig.

1. Figuur 2, zie ook pagina 6.
2. Figuur 4, zie ook pagina 8.

3. Figuur 5, zie ook pagina 9.

