



Vrije Universiteit Brussel

Faculteit Ingenieurswetenschappen

Design van een hoogfrequente versterker en antenne

Hoogfrequente elektronica en antennes

Bert Follon, Egon Geerardyn

27 april 2010



Inhoudsopgave

I	Versterker	2
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	6
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
II	Antenne	12
11	Dipool	12
12	Balun	12
13	Lay-out	12
14	Metingen	12
III	Informatie	14
	Lijst van figuren	14
	Lijst van tabellen	14
	Referenties	14
	Bijlagen	15

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 werkingpunt in [9] gespecificeerd zoals weergegeven in tabel 1.

Tabel 1: DC werkingpunt 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 [9]:

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

1 Stabiliteit

We controleren de nodige en voldoende voorwaarde voor stabiliteit van de versterker door middel van formules 11.71 en 11.72 van [7]. 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 [7], worden middelpunt C en straal R van de stabiliteitscirkels bepaald.

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

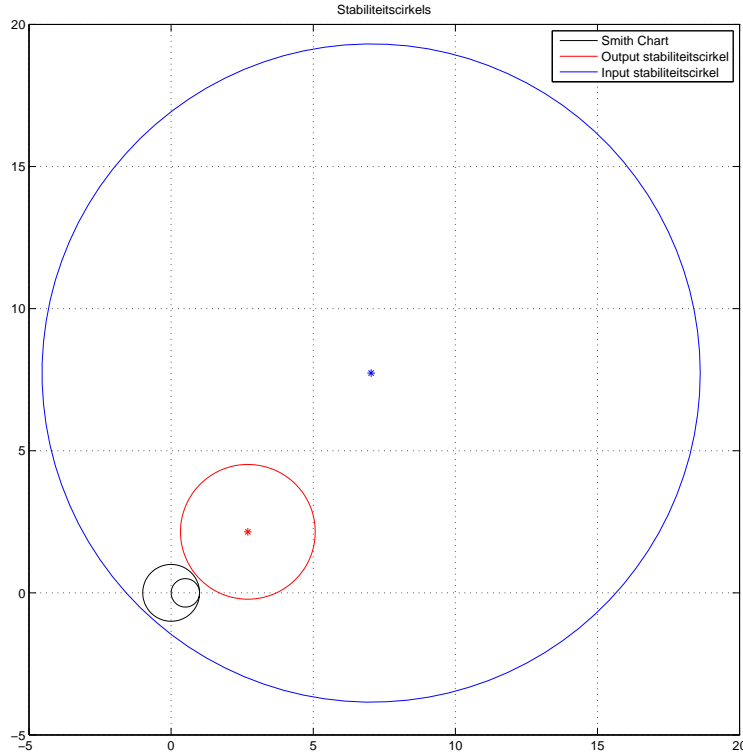
$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

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, bek-



Figuur 1: Stabiliteitscirkels

ijken 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 [7].

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 [7]

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

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 [7]

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

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 [7] 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 [7] en [5] wordt de maximale transducergain op de gegeven werkingsfrequentie bepaald.

In appendix E van [5] 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 [8] 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

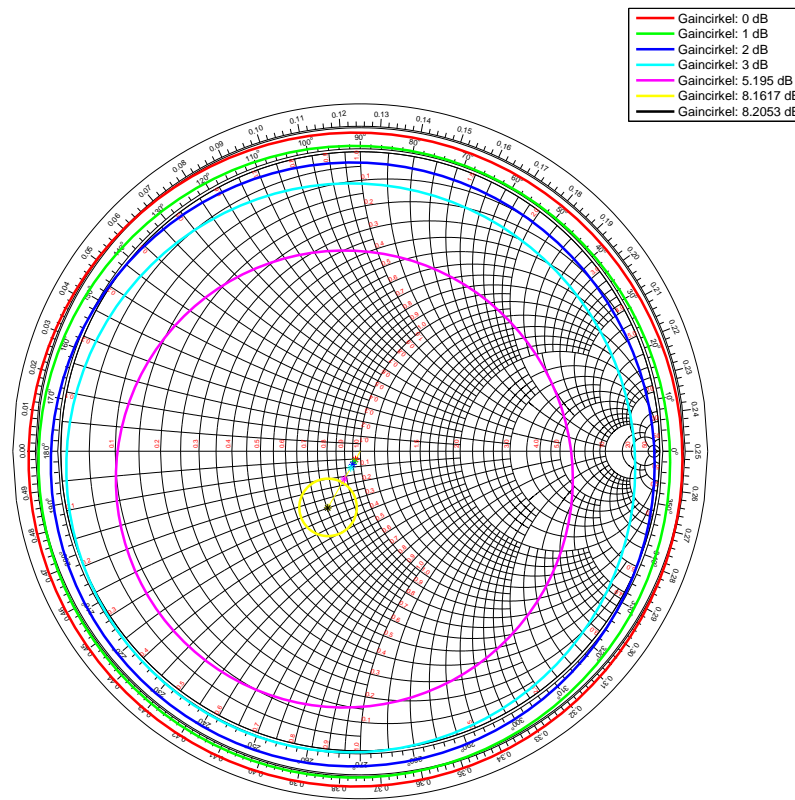
Versterking G_p	Middelpunt C	Straal R
0.000 dB	$-0.016 - 0.028j$	1.092
2.000 dB	$-0.020 - 0.035j$	1.055
4.000 dB	$-0.025 - 0.044j$	1.008
6.000 dB	$-0.032 - 0.055j$	0.950
10.390 dB	$-0.053 - 0.093j$	0.763
16.323 dB	$-0.108 - 0.187j$	0.096
16.411 dB	$-0.109 - 0.189j$	0.000

Op de Smith Chart [2] 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



Figuur 2: Constante gaincirkels

6.2 De eigenlijke matching

Zoals opgelegd in [9] wordt gebruikgemaakt van een variatie op de single stub matching zoals weergegeven in figuur 3. De aangeduide impedantiepijlen dragen een nummer dat ook verder gebruikt zal worden als index bij de matching voor zowel reflectiefactoren (Γ), 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 50Ω . 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).

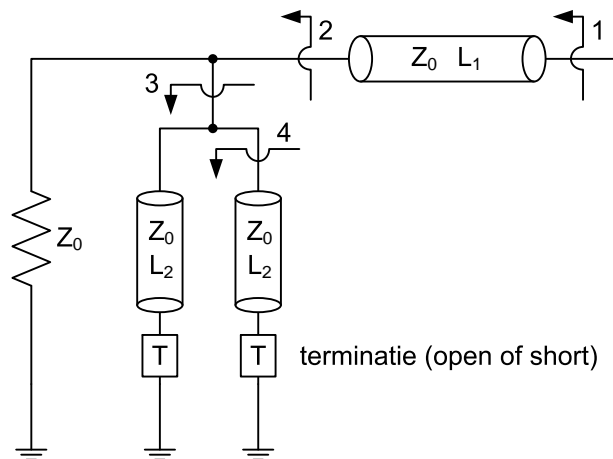
Hier zal enkel algemeen de uitleg gegeven worden bij zowel de schakeling en de smith charts, zonder in detail te gaan voor in- of uitgang. In tabel 3 wordt eveneens een korte legende voor de gebruikte Smith Charts weergegeven.

N.B. Vermits er enkel een impedantie smith chart beschikbaar is en men bij een match met parallelle stubs het handiger is om met admittanties te werken, kunnen reflectiefactoren Γ niet rechtstreeks uitgezet worden. Door $-\Gamma$ op de chart te noteren, is in feite een puntspiegeling rond de oorsprong gerealiseerd. Hierdoor zijn de isoweerstand- en isoreactantielijnen van de (getekende) impedantie smith chart, samenvallend met de isoconductantie- en isopermeantielijnen van de (denkbeeldige) admittantie smith chart.

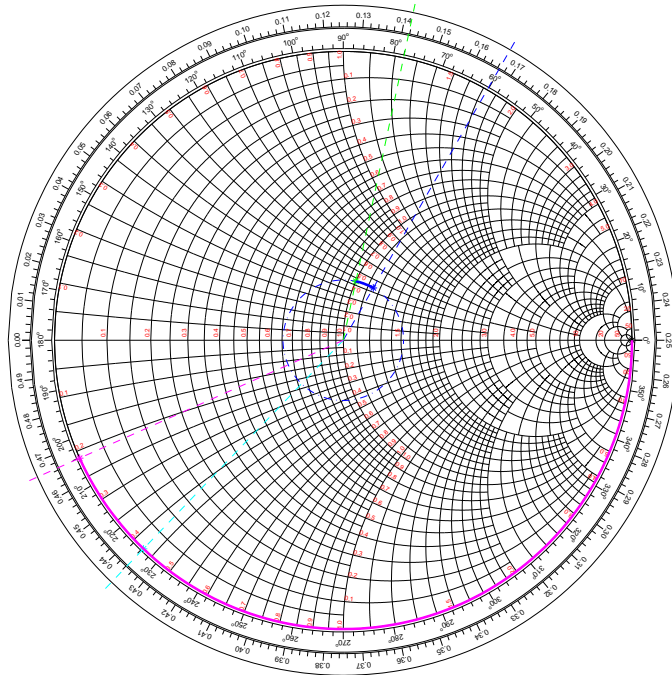
Bij het aflezen van reflectiefactoren moet echter wel steeds opnieuw de puntspiegeling uitgevoerd worden om de werkelijke reflectiefactoren te bekomen. Hiermee werd in wat hierop volgt steeds rekening gehouden.

Dit houdt bv. ook in dat op de smith charts gebruikt voor de matchings, de open ($Z = \infty$, $Y = 0$, $\Gamma = 1$) helemaal links ligt en de short ($Z = 0$, $Y = \infty$, $\Gamma = -1$) helemaal rechts.

1. Men zet eerst de vereiste reflectiefactor Γ_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 $\varrho = 0 + 0j$ door het punt Γ_1 tekenen (in streep-punt-lijn), dit zijn alle realiseerbare reflectie-factoren γ_2 voor het punt 2 als de tussenliggende transmissielijn verlies- en dispersieloos is.
3. Men bepaalt vervolgens de twee snijpunten tussen de cirkel γ_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 Γ_1 in het snijpunt uit te komen.
4. Het snijpunt met de kortste lengte, noemen we Γ_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.



Figuur 3: Schakeling matchingnetwerken



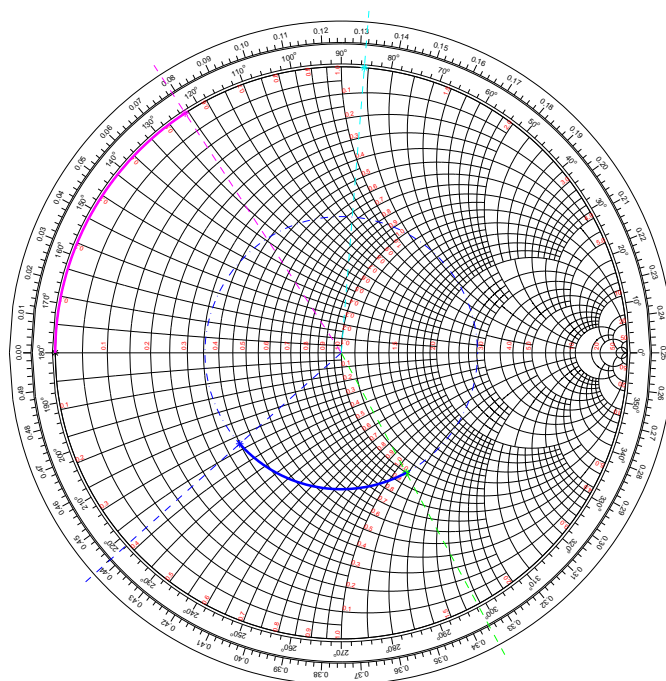
Figuur 4: Smith Chart matchingnetwerk aan de ingang

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?**
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 Γ_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 5: Smith Chart matchingnetwerk aan de uitgang

Tabel 3: Matchingnetwerken

Grootheid		Ingang	Uitgang	
Γ_1	★	$-0.104 - 0.181j$	$0.355 + 0.318j$	
Γ_2	★	$-0.044 - 0.204j$	$-0.227 + 0.419j$	
Y_2	★	$1.000 + 0.427j$	$1.000 - 1.084j$	S
Γ_3	★	$0.692 + 0.722j$	$-0.081 - 0.997j$	
Y_3	★	$+0.427j$	$-1.084j$	S
Γ_4	★	$0.913 + 0.408j$	$0.546 - 0.838j$	
Y_4	★	$+0.213j$	$-0.542j$	S
L_1	—	0.025	0.106	λ
E_1	—	17.832	76.610	$^\circ$
L_2	—	0.217	0.079	λ
E_2	—	155.902	56.927	$^\circ$
T	★	open	short	

Tabel 4: Matchingnetwerken met ADS

Grootheid	Ingang	Uitgang	
Unilateraal			
E_1	8.39	38.56	$^\circ$
E_2	11.97	61.20	$^\circ$
T	open	short	
Bilateraal			
E_1	9.141	45.36	$^\circ$
E_2	24.89	50.18	$^\circ$
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 [5] gebruikt. Volgens deze bron is dit netwerk (figuur 6 aangepast bij het gebruik van (dunne en dikke) filmweerstand, waarvan bij deze realisatie gebruik zal gemaakt worden.

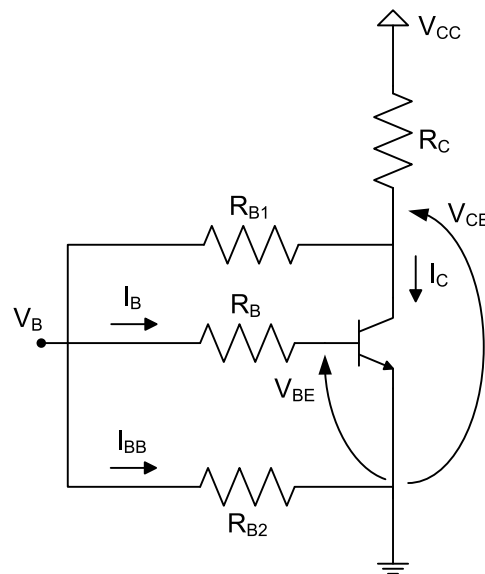
Om de componentwaarden te bepalen, maken we gebruik van de vergelijkingen uit [5], die ook eenvoudig afgeleid zouden kunnen worden uit de werkingsvergelijkingen van een bipolaire transistor en algemenere netwerkvergelijkingen.

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

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

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

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



Figuur 6: Biasnetwerk

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 [9] werd opgegeven zoals te zien in tabel 1. Uit [1] kan de nominale waarde van de versterkingsfactor $h_{FE} \approx 100$ gehaald worden en het voor een siliciumtransistor is $V_{BE} \approx 0.7V$.

8 Simulaties

8.1 Ideale transmissielijnen

8.2 Microstrip

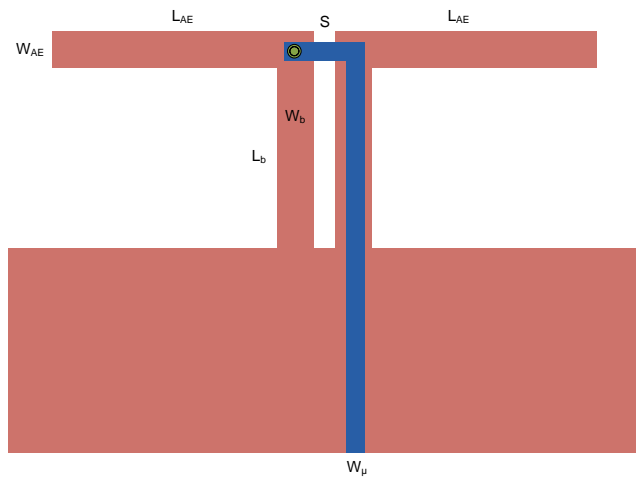
9 Lay-out

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



Figuur 7: Geometrie antenne

Deel II

Antenne

De te ontwerpen antenne is een dipoolantenne geprint op een Printed Circuit Board (PCB), waarvan de lay-out in [9] gegeven werd en die weergegeven is in figuur 7. Van de aangeduide waarden zijn de volgende gegevens reeds gekend:

- $Z_{AE} = 73\Omega$
- De lengte van een tak van de antenne $L_{AE} = \frac{\lambda}{4}$
- De lengte van de balun $L_b = \frac{\lambda}{4}$
- De breedte van de dipool $W_{AE} = 6\text{mm}$ volgens [9]

11 Dipool

Met behulp van WCalc [6] worden de dimensies van de dipoolantenne bepaald

12 Balun

Voor de balun worden de dimensies W_b , L_b en S bepaald via het model van een gekoppelde microstriplijn in [6] zoals uitgelegd in [3]

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
7	Geometrie antenne	12

Lijst van tabellen

1	DC werkingspunt transistor	2
2	Constante gaincirkels	5
3	Matchingnetwerken	10
4	Matchingnetwerken met ADS	10

Referenties

- [1] Datasheets BFR91A.
- [2] Mohammad Ashfaq. MATLAB Smithchart. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/324-smithchart>, 2006.
- [3] Brian Edward and Daniel Rees. A broadband printed dipole with integrated balun. *Microwave Journal*, ?:339–344, May 1987.
- [4] Egon Geerardyn and Bert Follon. GitHub VUB-HFE repository. <http://github.com/egeerardyn/VUB-HFE>, 2010.
- [5] G. Gonzalez. *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice Hall, Sydney, 1984.
- [6] Dan McMahon. Wcalc. <http://wcalc.sourceforge.net>, 2006.
- [7] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, Reading, 1998.
- [8] Yves Rolain and Alain Barel. *Hoogfrequent elektronica en antennes*. VUB, 2010.
- [9] Wendy Van Moer. Inleidingsles labo hoogfrequent elektronica en antennes, 2010.

Bijlagen

Broncode De broncode en een digitale versie van het verslag zijn beschikbaar op [4].

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.

