

Mixer voeding op 1600 MHz

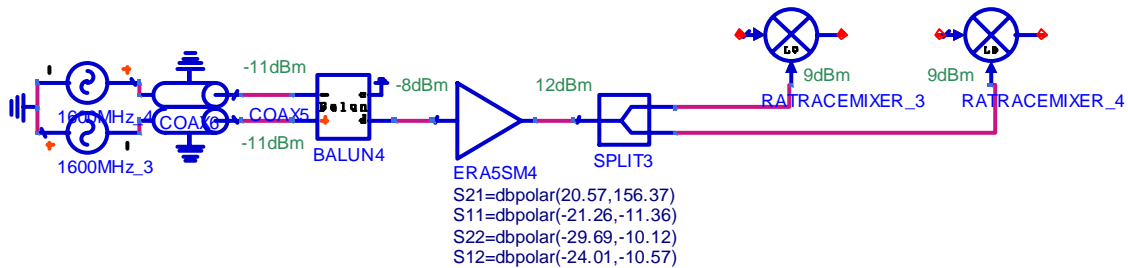
Doel:

Er zijn twee diodemixers in het project die een LO van 1600 MHz nodig hebben. Het doel van dit stuk is om die twee mixers te voeden met de pll van de Hongaar. De specs voor in- en uitgang zijn dus:

- De PLL geeft een differentieel signaal van maximum -5dBm uit op 1.6GHz.
- De mixers hebben elk 8dBm nodig om te kunnen werken.

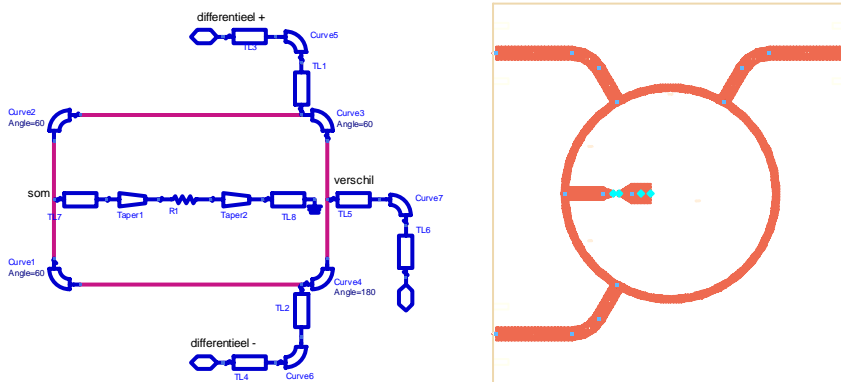
Architectuur

De Hongaar komt differentieel binnen, dus moet dit omgezet worden naar een single-ended schakeling. Om de signalen over de mixers te verdelen maken we gebruik van een powersplitter. Omdat het signaal van de PLL niet sterk genoeg is moet het versterkt worden met een factor van ongeveer 20dB. De Hongaar kan de power dan afregelen zodanig dat de juiste hoeveelheid aan de mixers aankomt.

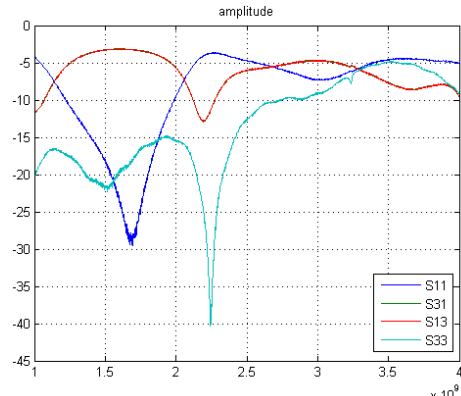
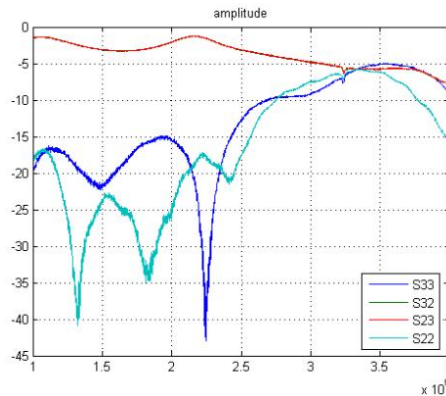
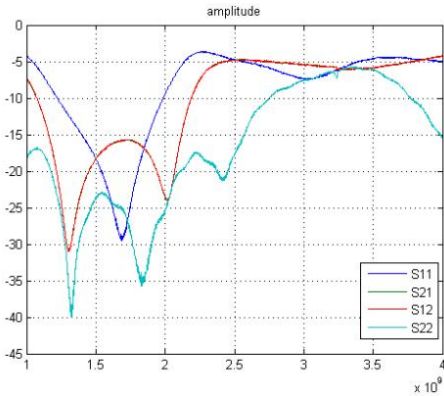


Balun

De balun bestaat uit de welgekende ratrace ring:



Van het differentieel signaal moet de som getermineerd worden in 50 Ohm en het verschil moet doorgestuurd worden in de single ended poort. De Ro4003 werd gebruikt voor de uitvoering ervan en het resultaat van de metingen wordt in de volgende figuren gegeven:

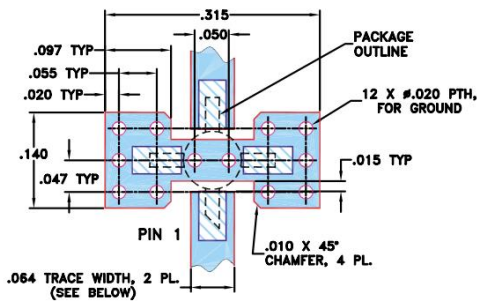


En we zien dat het goed gerief is. (ook al ligt de perfecte werkingsfrequentie een tikkeltje te hoog)

Versterker

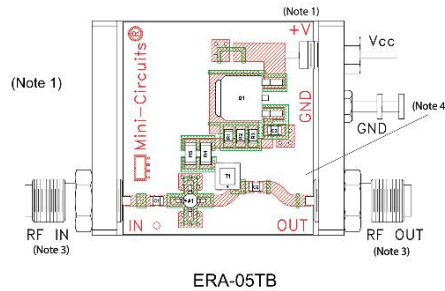
Omdat de ERA-5SM in de kast lag werd deze versterker gekozen om in de schakeling geplaatst te worden. De informatie uit de datasheet toont de aanbevolen layout. De gewone Rogers 4003 geeft voor 1.6GHz en 50Ohm een breedte van ongeveer 3 mm voor de transmissielijnen. Omdat dan met tapers overall gewerkt moet worden om geen overdreven reflecties te bekomen werd gekozen om de versterker op de Rogers 4350 uit te voeren. Daar hebben de transmissielijnen een breedte van 1.5 mm en kunnen de breedte-overgangen weggelaten worden.

Suggested Layout for PCB Design (PL-075)

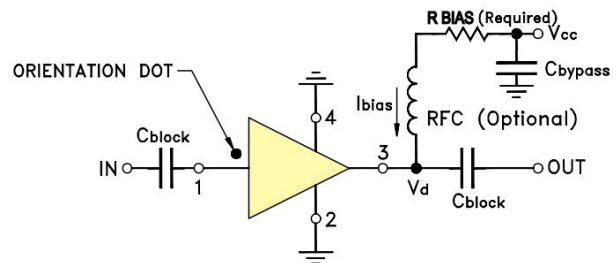


NOTES:

1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS RO4350 WITH DIELECTRIC THICKNESS $.030 \pm .002$, COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
 2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
 3. IF PCB DESIGN RULES ALLOW, PLACE GROUND VIAS UNDER THE LAND PATTERN FOR BETTER RF PERFORMANCE. OTHERWISE PLACE GROUND VIAS AS CLOSE TO LAND PATTERN AS POSSIBLE.
- DENOTES PCB COPPER LAYOUT
 DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

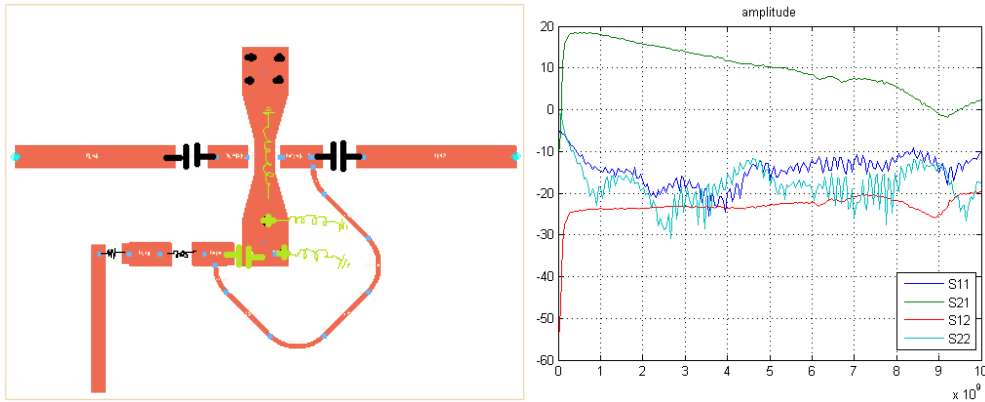


Recommended Application Circuit



Op het testbordje van mini-circuits, waarvan de lay-out ook meegegeven wordt in de datasheet, wordt gebruik gemaakt van een goeie RF choke om de voeding door te laten. Omdat de versterker in ons geval enkel 1.6GHz moet versterken en niet een brede band, werd gekozen om met een hoogimpedante $\lambda/4$ lijn te werken zoals bij het ontwerp van de versterkers vorig jaar. Om dan toch nog een beetje blokkering van de RF signalen te hebben bij de voeding werd ook nog een spoel geplaatst. De ingang en uitgang moeten volgens de datasheet capacitief gekoppeld worden, dus dit werd ook gedaan.

Omdat we geen automatische metallisatie van via's ter beschikking hebben werden maar 6 via's geplaatst. En omdat bij het solderen van de draden die dienst doen als via een bultje soldeer aan beide kanten van de PCB terecht komt dat in de weg kan zitten van componenten werden de via's onder de transistor niet uitgevoerd. Metingen op de eerste versie gaven een resonantie op 7GHz aan.



Er werd gedacht dat de groene capaciteit die naar de grond van de transistor verbonden was resoneerde met de parasitaire spoelen van de via's en dat daardoor het geheel oscilleerde. Om dit op te lossen werd de capaciteit verticaal door het PCB gestoken en rechtstreeks aan het grote grondvlak aan de onderkant vastgesoldeerd.

De oscillaties bleven.

Bij de tweede correctie werd de choke spoel vervangen omdat zijn self-resonance frequency te laag lag om goed te zijn. Hij werd vervangen door een spoel met een veel lagere waarde, maar met een veel hogere self resonance frequency.

De oscillaties bleven.

Omdat de capaciteiten in het signaalpad niet vertrouwd werden werden deze vervangen door capaciteiten met een kleinere waarde en een kleinere uitvoering, zodanig dat de self-resonance frequency van de capaciteiten groter werd.

De oscillaties bleven.

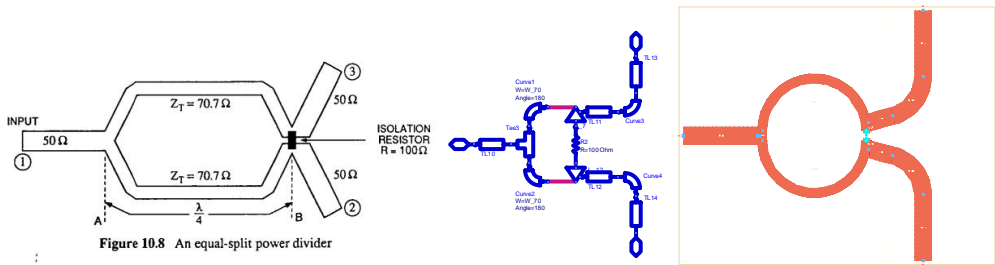
Omdat het hele netwerk voor het voeden van de transistor niet vertrouwd werd, werd dit losgemaakt van het signaalpad (met een breekmes, $\lambda/4$ lijn wegkrabben), de capaciteiten in het signaalpad werden verwijderd en vervangen door een kortsluiting en werd een beestige bias tee van Yves gebruikt om de transistor te voeden

De oscillaties bleven.

De oscillatie moet dus onder de transistor door op zijn grondvlak plaatsvinden (het enige dat overschiet in de schakeling). Er werden dus meer via's geboord, nu ook onder de transistor. Resultaat van de metingen wordt gegeven hierboven. De oscillaties zijn weg, gain bij 1.6GHz is 16dB en de isolatie is -20dB. De match is goed (het zijn ongecalibreerde metingen, daarom dat de S11 en S22 zo hobbelig zijn, maar de waarde is klein dus de match is goed)

Moraal van het verhaal: Zorg voor een mooie grond door veel via's te boren, zelf onder de componenten

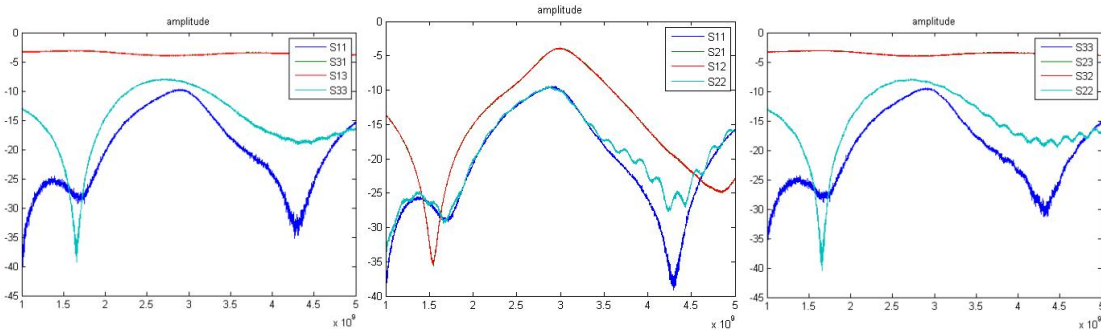
Powersplitter



De powersplitter moet het ingangsvermogen verdelen over zijn twee uitgangspoorten, terwijl de twee uitgangspoorten elkaar niet zien. De powersplitter bestaat uit twee $\lambda/4$ lijnen en een 100Ω weerstand.

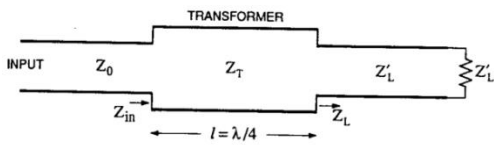
Om een goede ingangsimpedantie te zien aan de ingang moet twee keer 100Ω gepresenteerd worden. De twee $\lambda/4$ lijnen transformeren de 50Ω aan de uitgang naar de juiste twee keer 100Ω . Ze moeten dus een karakteristieke impedantie van $50\sqrt{2}\Omega$ hebben. Omdat de spanning onder en boven de weerstand gelijk is wordt er geen vermogen gedissipeerd in de weerstand en kan deze weggelaten worden. Als we een goede match aan de uitgangspoorten willen is de weerstand wel belangrijk. De uitleg ervoor staat in Fooks en kan altijd opgezocht worden.

Uitvoering van de powersplitter was niet heel simpel omdat de breedte van de 50Ω lijn niet verwaarloosbaar is ten opzichte van de $\lambda/4$ lijnen en om alles te laten passen moest rekening gehouden worden met de grootte van de weerstand. De finetuning werd gedaan in momentum (oppassen met het gebruik van de poorten, het moeten interne poorten zijn en geen TML poorten).



We keken naar de metingen en zagen dat het goed was.

$\lambda/4$ Impedantietransformator



De $\lambda/4$ impedantietransformator bestaat uit een in serie geschakelde kwart golflengte transmissielijn die ervoor kan zorgen dat een terminatie met een reële impedantie getransformeerd wordt naar een andere reële impedantie aan de ingang van het systeem. De impedantie Z_{IN} in het bovenstaand systeem wordt gegeven door

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_T \tan(\beta l)}{Z_T + jZ_L \tan(\beta l)} \quad \text{met } \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ als } l = \lambda/4 \Rightarrow Z_{IN} = Z_0 \frac{jZ_T}{jZ_L} = \frac{Z_T^2}{Z_L}$$

Als $l = \lambda/4$ wordt de tangens oneindig. Na het uitwerken van de limiet bekomen we

Als we een impedantie Z_L krijgen aan de uitgang kunnen we deze dus transformeren naar een impedantie Z in door een $\lambda/4$ impedantietransformator te gebruiken met een karakteristieke impedantie $Z_T = \sqrt{Z_{IN} Z_L}$