

Ontwerp van een gebalanceerd diodemixer

Adam Cooman

22 december 2011

1 Inleiding

In dit verslag wordt het ontwerp van een gebalanceerd diodemixer voor het vak “Design en karakteriseren van hoogfrequente (niet-lineaire) systemen” beschreven. Er werd tijdens het ontwerp regelmatig afgeweken van de opgegeven opdracht, daarom zal alles grondiger uitgelegd en verklaard worden. Eerst wordt de basiswerking van de mixer en van de $\lambda/4$ impedantietransformator uitgelegd. Daarna wordt het eigenlijke ontwerp van de mixer besproken en tenslotte worden de simulatieresultaten en gemeten resultaten getoond.

1.1 Basiswerking van de diodemixer¹

Diodemixers berusten altijd op hetzelfde principe. Beschouw een tijdsvarierende conductantie $g(t)$ van de vorm

$$g(t) = G_0 + G_1 \cos(\omega_p t)$$

Als daarop een spanning $v_s(t)$ aangelegd wordt van de vorm

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t)$$

bekomen we de volgende stroom

$$i(t) = g(t)v_s(t) = G_0 V_s \cos(\omega_s t) + \frac{G_1 V_s}{2} [\cos((\omega_s - \omega_p)t) + \cos((\omega_s + \omega_p)t)]$$

De tijdsvariërende conductantie heeft dus een stroom gegenereerd waar de verschil en som frequentie in aanwezig zijn; er is gemixed.

In de praktijk is het niet zo simpel omdat er meerdere harmonieken van de signalen beschouwd moeten worden en omdat de variërende conductantie niet enkel met een spanning, maar ook met een stroom geëxciteerd wordt. Gelukkig hebben we Harmonic Balance simulaties om met al die effecten rekening te houden. Voor de uitleg van de werking van de mixer voldoet de bovenstaande simpele benadering.

De vraag is nu: “Hoe bekomen we zo’n variërende conductantie?”. Het antwoord zit hem in de diode. De I-V curve van een diode is beschreven door de volgende karakteristiek

¹Zie [1] Hoofdstuk 3 voor de volledige uitleg

$$I(V) = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1 \right]$$

De conductantie die de diode presenteert is dan

$$g(V) = \frac{\partial I}{\partial V} \approx \frac{qI_s}{nKT} \exp\left(\frac{qV}{nKT}\right)$$

Door een tijdsvariërende spanning aan te leggen aan de diode geeft deze dus een tijdsvariërende conductantie. Een van de twee signalen die aan de mixer aangelegd moeten worden zal ervoor moeten zorgen dat de conductantie van de diode significant verandert en zal dus groot moeten zijn. Dit signaal noemen we het Local Oscillator of LO signaal. Omdat het ander signaal de conductantie niet significant mag veranderen, moet het klein zijn ten opzichte van het LO signaal. Dit signaal wordt het RF signaal genoemd.

1.2 De Balanced diodemixer

De werking die hierboven beschreven werd geeft geen reden om de mixer niet gewoon single-ended te bouwen. We willen echter ook dat de IF poort (de poort waar het gemixte signaal uit komt) geen vermogen op de RF en LO frequenties bevat. Met een single-ended mixer is er geen reden om die spurs te laten verdwijnen. Daarom gaan we balanced werken.

Door van een signaal de som en het verschil te laten aankomen aan identieke diodes en beide te laten mixen, vernietigen de spurs (ongewenste signalen die uit de IF poort komen) van dit signaal zich omdat ze 180° uit fase zijn. Bij een balanced mixer kunnen we dus kiezen welk van de twee mogelijke spurs (RF of LO) we laten verdwijnen.²Omdat de LO het sterkste signaal is, wordt die het best weggewerkt met deze techniek. De RF spur zal dan weggefilterd worden met een $\lambda/4$ stub.

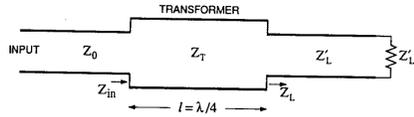
1.3 Opdracht

De opdracht bestaat erin om een balanced diodemixer te bouwen met de volgende specificaties:

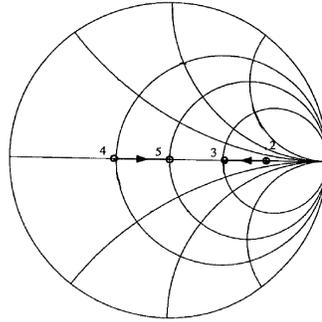
Signaal	Frequentie	Vermogen
RF	3120 MHz	-3 dBm
LO	3780 MHz	11 dBm
IF	660 MHz	zo veel mogelijk

Als PCB werd de ro4003 beschikbaar gesteld.

²Om zowel RF als LO weg te krijgen hebben we dus van beide de som en het verschil nodig, wat resulteert in 4 diodes. Deze architectuur wordt de double-balanced mixer genoemd.



Figuur 1: $\lambda/4$ impedantiëtransformator



Figuur 2: Effect van een $\lambda/4$ impedantiëtransformator op de Smith chart

Om de opdracht te volbrengen gaan we als volgt te werk:

1. Er werden ons HSMS2822 diodes en hun model in ADS gegeven.
2. Ontwerp het circuit dat ervoor zorgt dat LO en RF samen bij de diode geraken. Bij een van de twee uitgangspoorten moet een van de signalen 180° gedraaid zijn in fase ten opzichte van de andere uitgangspoort. We maken dus $LO \pm RF$ of $RF \pm LO$.
3. De twee signalen uit het vorige deel van het circuit moeten dan naar de diode gebracht worden. Omdat de diode mogelijk geen 50Ω ingangsimpedantie heeft zal een matching circuit voorzien moeten worden.
4. Het gemixte signaal moet uit de diode gehaald worden en de ongewenste componenten moeten eruit gefilterd worden.

In dit verslag wordt regelmatig gebruik gemaakt van een $\lambda/4$ impedantiëtransformator. Daarom wordt de werking ervan nu uitgelegd.

1.4 $\lambda/4$ Impedantiëtransformator

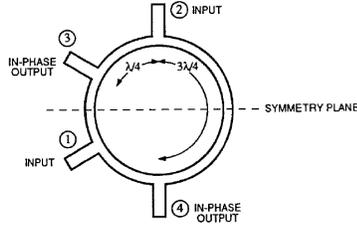
De $\lambda/4$ impedantiëtransformator bestaat uit een in serie geschakelde kwart golflengte transmissielijn die ervoor kan zorgen dat een terminatie met een reële impedantie getransformeerd wordt naar een andere reële impedantie aan de ingang van het systeem.

De impedantie Z_{IN} in het systeem uit figuur 1 wordt gegeven door³:

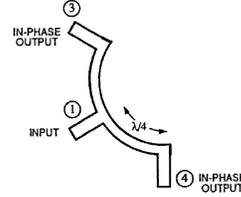
$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_T \tan \beta l}{Z_L + jZ_L \tan \beta l} \text{ met } \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

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

³Zie [3] hoofdstuk 1.3



Figuur 3: Ratrace mixer



Figuur 4: Equivalent circuit voor poort 1

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{jZ_T}{jZ_L} = \frac{Z_T^2}{Z_L}$$

Als we een impedantie Z_L krijgen aan de uitgang kunnen we deze dus transformeren naar een impedantie Z_{in} door een $\lambda/4$ impedantiëtransformator te gebruiken met een karakteristieke impedantie $Z_T = \sqrt{Z_{IN}Z_L}$. Figuur 2 toont ons hoe de $\lambda/4$ impedantiëtransformator zich gedraagt op de Smith chart. Om van punt 4 naar punt 5 te gaan wordt de karakteristieke impedantie van de $\lambda/4$ transmissielijn vergroot. Om van punt 2 naar punt 3 te gaan wordt de karakteristieke impedantie verlaagd.

2 Ontwerp van de ratrace ringhybride

Stap 2 in het designplan was het maken van een schakeling die de som en het verschil van de RF en LO signalen maakt. Dit wordt normaal gedaan met een ratrace ringhybride.

2.1 Werking van de ratrace ringhybride

Een ratrace ringhybride bestaat uit cirkel met een omtrek van $3\lambda/2$. De plaatsing van de poorten wordt getoond in figuur 3⁴.

Beschouw een signaal aan poort 1. Het signaal zal zich in twee gelijke golven verdelen die in tegengestelde richting op de ring lopen. Aan poort 3 hebben de twee golven een afstand $\lambda/4$ en $5\lambda/4$ afgelegd. Ze komen dus in fase aan. Hetzelfde gebeurt aan poort 4. Aan poort 2 hebben de golven $\lambda/2$ en λ afgelegd. Ze komen aan met een faseverschil van 180° en vernietigen elkaar. Poort 2 is dus geïsoleerd van poort 1.

Op het stuk van de ring tussen poort 3 en 4 via poort 2 bevindt zich een staande golf met 0 elektrisch veld aan poort 2. Aan poort 2 kan de transmissielijn dus zonder invloed kortgesloten worden. Door de $\lambda/4$ en $3\lambda/4$ stukken naar poort 3 en 4 respectievelijk wordt deze kortsluiting omgevormd naar een open. Het equivalent circuit dat we dan bekommen wordt getoond in figuur 4

⁴bron: [2]

Omdat ze alletwee getermineerd zijn in 50Ω , geven poort 3 en 4 twee keer 50Ω in parallel aan poort 1. Om een match te hebben aan poort 1 zouden ze elk 100Ω moeten presenteren. Het $\lambda/4$ stuk dat tussen poort 1 en de andere zit kan gebruikt worden als een impedantietransformator om daarvoor te zorgen. Toepassen van de formule van de impedantietransformator geeft ons dat de karakteristieke impedantie van de ring dus $\sqrt{50\Omega * 100\Omega} = 70.7\Omega$ moet zijn.

Als dezelfde argumentering gevoerd wordt voor de andere poorten kan de volledige werking van de ring bekomen worden⁵. Merk op dat van poort 2 naar 4 de afstand $3\lambda/4$ is, terwijl de afstand van poort 2 naar 3 $\lambda/4$ is. Er is een verschil van $\lambda/2$ op de lengte van de paden waardoor de signalen aan poort 3 en 4 180° uit fase zullen zijn. Deze 180° zijn nodig om de som en het verschil van de signalen aan de twee poorten te bekomen. Poort 3 geeft dus de som van de signalen aan poort 1 en 2. Poort 4 geeft het verschil van de twee signalen.

De ideale S-matrix ziet er dus als volgt uit⁶:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

In de diodemixer wordt de ring gebruikt om de som en het verschil van het RF en LO signaal te maken. Hangen we het RF signaal aan poort 1 en het LO signaal aan poort twee, dan bekomen we aan poort 3 $RF + LO$ en aan poort 4 $RF - LO$. Het LO signaal komt dan gebalanceerd toe aan de diode, waardoor de LO spur verwijderd wordt.

Schakelen we het RF signaal aan poort 2 en het LO signaal aan poort 1, dan bekomen we aan poort 3 $LO + RF$ en aan poort 4 $LO - RF$ en worden de spurs van het RF signaal verwijderd.

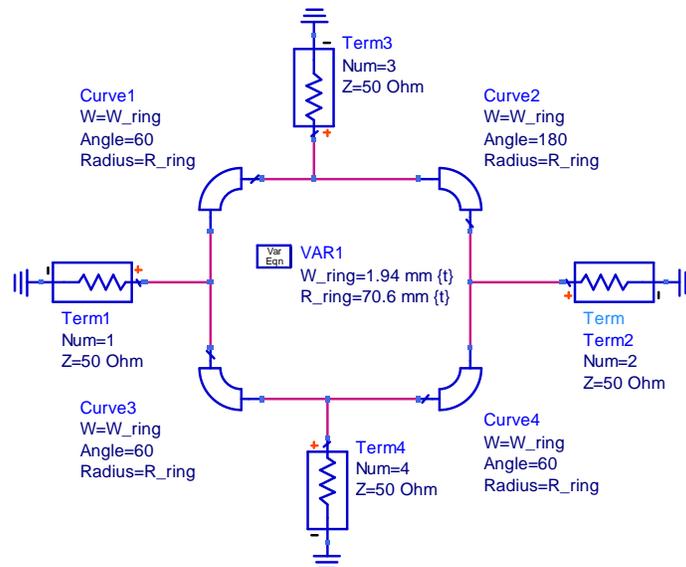
Belangrijk is nu dat er geen faseverschil toegevoegd wordt op de paden van de ring naar de diodes. Daarom moeten beide paden naar de diodes exact even lang zijn en moeten de aangrenzende elementen dezelfde zijn om de capacatieve belasting overal even groot te maken. Dit kan door de structuur volledig symmetrisch te maken. De gelijke lengte van de paden is gemakkelijker te bekomen als de diode binnenin de ring ligt. Daarom werd gekozen om de diode binnenin de ring van de hybride te plaatsen en niet erbuiten.

2.2 Ontwerp van de ratrace ringhybride

De ring die hierboven beschreven staat met omtrek $3\lambda/2$ is spijtig genoeg te klein op onze frequenties om de diodes en hun matchingnetwerk binnen in de ring te kunnen plaatsen. Daarom tellen we bij elk stuk van de ring $\lambda/2$ op om een grotere ring te bekomen zonder iets aan de werking ervan te veranderen. Het ADS schema van de ratrace ring wordt gegeven in figuur 5

⁵Een volledige wiskundige uitwerking wordt gegeven in [2].

⁶zie ook [1] hoofdstuk 1.7.1 Hybrid couplers and baluns

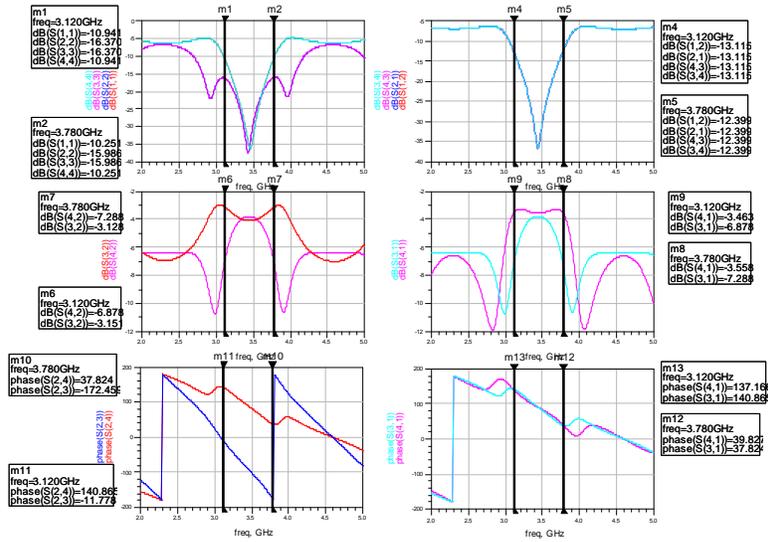


Figuur 5: Ontwerpsschema van de ringhybride

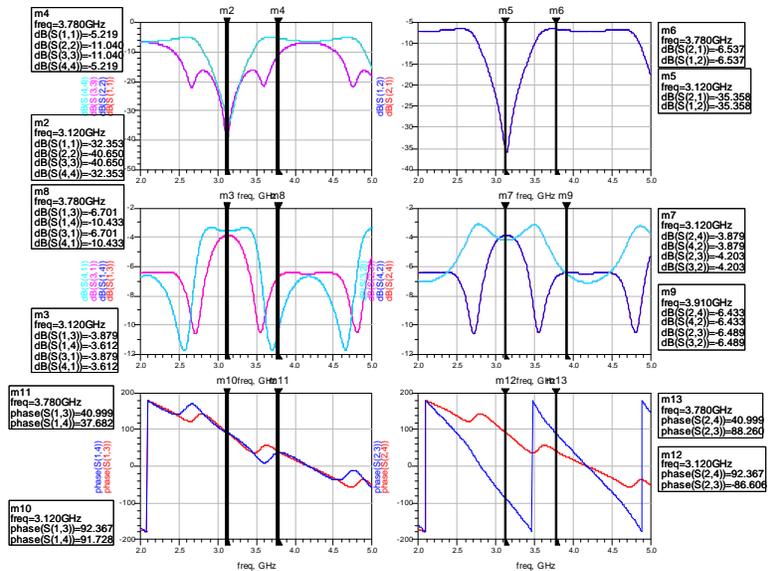
Het grote probleem is dat de ringhybride zijn werk moet doen op zowel de RF frequentie als op de LO frequentie, terwijl deze frequenties 660 MHz uit elkaar liggen. In de opdracht werd ervoor gekozen om dit probleem op te lossen door de ringhybride te ontwerpen op het gemiddelde van de twee frequenties en te hopen dat alles nog goed werkt. Maas beweert dat bij deze mixerarchitectuur RF en LO maar maximum 15% uit elkaar mogen liggen omdat anders de ringhybride niet meer voldoende werkt. Om dit na te gaan werd een ring ontworpen op de gemiddelde frequentie en werd het frequentiegedrag ervan bekeken. De resultaten van de simulatie zijn te zien in figuur 6

De match van de poorten valt nog goed mee met -10dB en de ont koppeling van de poorten is ook nog aanvaardbaar met -13dB. Er beginnen echter problemen op te treden bij de transfer van de RF en LO poort naar de som en verschil poort. Van de RF poort naar de som en verschil poort zit een verschil op de koppelcoëfficiënt en de fase draaiing tussen de som- en verschilpoort zit al 45-50° verwijderd van de gewenste 180°. Maas stelt een oplossing voor om de ringhybride breedbandiger te maken, zijn oplossing wordt gegeven in figuur 8.

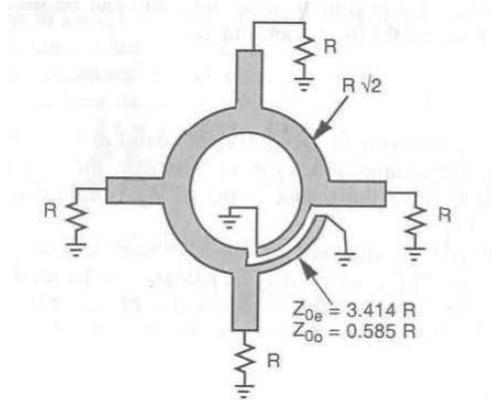
Het grootste probleem bij het type ring dat Maas voorstelt is het verwezenlijken van de gekoppelde lijnen. De kleinste clearance die beschikbaar was voor de uitvoering van het ontwerp is 0.25mm. Als deze afstand gebruikt wordt bij de gekoppelde lijnen was de koppel factor te klein om een goeie werking van de ring te verzekeren. Zelfs de karakteristieke impedantie van de ring aan te passen (en dan met impedantiëtransformatoren aan alle poorten terug naar 50Ω over



Figuur 6: Gedrag van de ratrace hybride ontworpen op de gemiddelde frequentie. De figuren tonen de amplitude en fase van de S-parameters in functie van de frequentie.



Figuur 7: Frequentiegedrag van de uiteindelijke ring. De figuren tonen de amplitude en fase van de S-parameters in functie van de frequentie.



Figuur 8: Breedbandige ring volgens Maas

te gaan) kon geen goeie koppelfactoren opleveren. Daarom kon deze ringhybride niet gebruikt worden om het probleem van de breedbandigheid op te lossen.

Omdat de ringhybride nooit voldoende goed gemaakt kon worden voor de RF én de LO frequentie werd ervoor gekozen om hem te ontwerpen op de RF frequentie en te hopen dat alles nog meevalt op de LO frequentie. Het resultaat ervan is te zien in figuur 7.

Op RF bekommen we de volgende S-matrix

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sim 0 & \sim 0 & -0.6dB \angle 40^\circ & -0.8dB \angle 37^\circ \\ \sim 0 & \sim 0 & -1.2dB \angle -86^\circ & -0.8dB \angle 92^\circ \\ -0.6dB \angle 40^\circ & -1.2dB \angle -86^\circ & \sim 0 & \sim 0 \\ -0.8dB \angle 37^\circ & -0.8dB \angle 92^\circ & \sim 0 & \sim 0 \end{bmatrix}$$

De ring benadert de ideale matrix goed, op een beetje verliezen na. Kijken we nu op de LO frequentie, dan bekommen we de volgende matrix:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -2dB & -3.5dB & -3.7dB \angle 92^\circ & -7.4dB \angle 91^\circ \\ -3.5dB & -8dB & -3.4dB \angle 88^\circ & -3.5dB \angle 40^\circ \\ -3.7dB \angle 92^\circ & -3.4dB \angle 88^\circ & -8dB & -3.5dB \\ -7.4dB \angle 91^\circ & -3.5dB \angle 40^\circ & -3.5dB & -2dB \end{bmatrix}$$

Op LO werkt de ring totaal niet meer. We zullen maar heel weinig RF/LO isolatie hebben (-6.5dB) en de match voor de LO is slecht aan alle poorten. Een LO-matching netwerk toevoegen verpest de werking van de ring op RF, omdat er geen 50Ω meer gepresenteerd wordt vanuit de LO poort op de RF frequentie. Daarom werd besloten om geen poging te doen om de LO poort te matchen.

Van de fase draaiing van 180° van poort 2 naar poort 4 schiet nog maar 48° over. Daarom zal de RF aangesloten worden op de poort waarbij 180° faseverschil ontstaat tussen de som- en verschilpoort (poort 2) en de LO aan de andere poort. Dit heeft verschillende gevolgen:

1. De spurs van de RF en niet die van de LO worden verwijderd uit de IF poort
2. Op de transmissie van de LO poort (nu poort 1) naar de som en verschil poorten zit 4dB verschil
3. De match is nog slechter aan poort 2

Met het eerste nadeel zullen we moeten leren leven, of hopen dat de RF/LO filter aan de IF poort zijn werk goed doet. Het tweede nadeel zal later geen groot nadeel blijken te zijn, omdat de hoeveelheid LO vermogen weinig invloed heeft op de match van het RF signaal. Het derde nadeel kan overkomen worden door meer LO vermogen te geven aan de poort.

Na de nadelen grondig afgewogen te hebben kunnen we besluiten om met dit ontwerp van de ring verder te gaan.

3 Diode Match

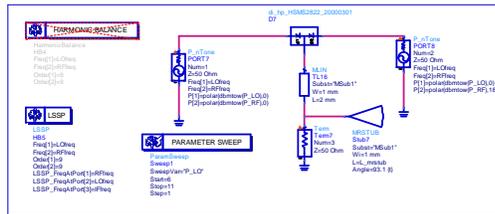
Om zo veel mogelijk vermogen aan de diode te krijgen mogen er geen reflecties optreden in het systeem en moet dus alles gematched zijn. Het probleem is nu dat door de LO, de diode een tijdsvariërende conductantie geworden is en zijn S parameters dus tijdsafhankelijk. Om geen tijdsafhankelijke matching nodig te hebben voeren we een soort van uitmiddeling in die ons toelaat toch naar één enkele S-parameter te moeten matchen. Met een Large Signal S-Parameter (LSSP) simulatie kan die ingangsimpedantie van de diode bepaald worden.

Omdat de ring apart ontworpen wordt weten we niet exact hoeveel LO vermogen er binnen komt. Daarom werden verschillende LO vermogens uitgetest om de invloed ervan op de S-parameters te bekijken. De simulatie ervan gebeurde met de set-up uit figuur 9 en het resultaat wordt weergegeven in figuur 10. De invloed van het LO vermogen is duidelijk verwaarloosbaar op het matchingnetwerk.

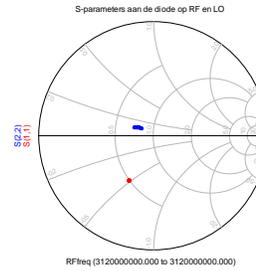
Door met een gewone Harmonic Balance simulatie te kijken naar het spectrum dat op de IF node staat, kan de LO/RF filter ontworpen worden. Maas stelt voor om de filter met een laagimpedante $\lambda/4$ lijn uit te voeren. Omdat de uitgang van de diode niet breed genoeg is werd gekozen voor een geleidelijke overgang aan de hand van een radial stub. Er zijn geen simpele benaderingen voor het gedrag van zo'n radial stub, dus zal door tuning de lengte en de openingshoek ervan bepaald moeten worden.

3.1 Diodematch met single stub

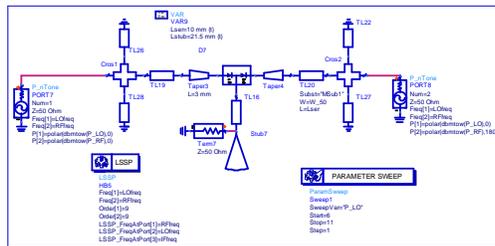
De klassieke strategie voor het matchen van een impedantie is de single stub match. Daarom is dit de eerste techniek die geprobeerd zal worden om de diode te matchen. Het probleem is hetzelfde als bij de ring, er moet eigenlijk rekening gehouden worden met twee frequenties die ver uit elkaar liggen, terwijl de single stub matching maar op een frequentie werkt. Er werd gekozen om de matching



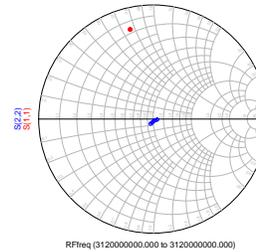
Figuur 9: Simulatie set-up voor het bepalen van de S-parameters van de diode



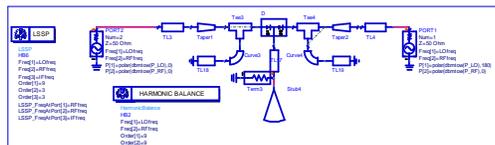
Figuur 10: Resultaat van de LSSP simulatie. RF is blauw, LO is rood. LO power tussen 6 en 11 dBm



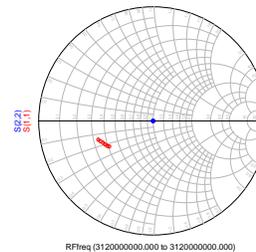
Figuur 11: Simulatie-setup voor de single stub matching



Figuur 12: Resultaat van de single stub match. RF is blauw, LO is rood. LO power tussen 6 en 11 dBm



Figuur 13: Simulatie set-up voor de match volgens Maas



Figuur 14: Resultaat van de Match volgens Maas. RF is blauw, LO is rood. LO power tussen 6 en 11 dBm

zo goed mogelijk te maken voor de RF frequentie en dan naar de LO frequentie te gaan kijken.

Omdat de breedte van het pootje van de diode niet overeen komt met de breedte van een 50Ω transmissielijn werd een Taper aan de diode gehangen zodat de overgang van transmissielijn naar diode zachtjes gebeurt. Er werd gebruik gemaakt van kortgesloten stubs om de DC spanning die gegenereerd wordt door de diode zo snel mogelijk naar de grond af te voeren (dit gaf duidelijk betere resultaten voor de conversion loss dan open stubs). Dan werd een klassieke single stub matching uitgevoerd zodanig dat op de RF frequentie aan de som en verschil poort 50Ω gepresenteerd wordt.

Na het matchen op de RF frequentie werd ook naar de match op de LO frequentie gekeken. Deze zou ook zo goed mogelijk moeten zijn om zo veel mogelijk LO signaal aan de diodes te krijgen. We zien op figuur 12 echter ook dat de match op de LO frequentie slecht is.

3.2 Diodematch volgens Maas

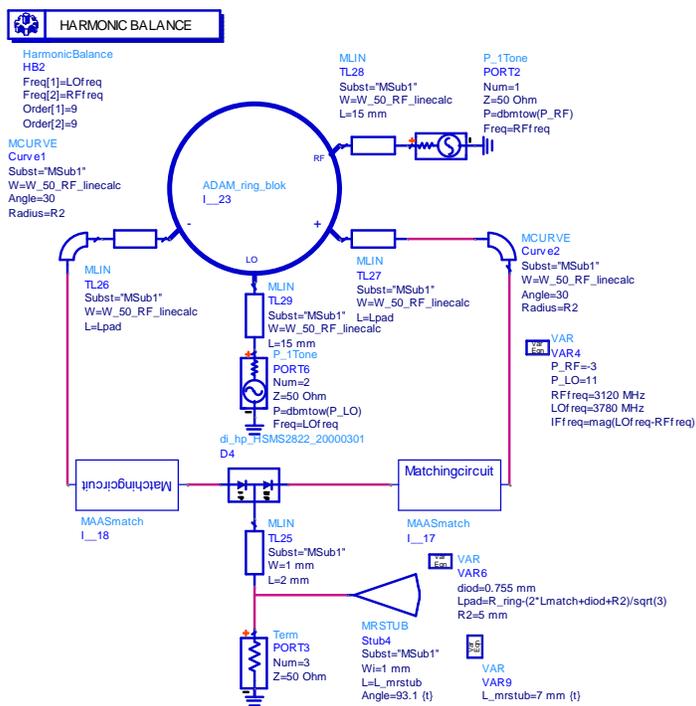
In het design van Maas wordt niet met een single stub matching gewerkt omdat hij de diode gematched veronderstelt. Om geen DC component op de ring te zetten worden beide diodes met een $\lambda/4$ stub aan grond gehangen zodat de stubs niet opgemerkt worden op RF en LO. De HSMS2822 diodes hebben echter geen verwaarloosbare junctiecapaciteit, waardoor de ingangsimpedantie van de diode niet zuiver resistief is. Door de $\lambda/4$ stub korter te maken gedraagt deze zich als een inductantie. Daarmee kunnen we de capacitieve effecten van de diode compenseren zodat enkel een resistief deel overblijft. Dit resistief deel dat overbleef was spijtig genoeg geen 50Ω , daarom werd gebruik gemaakt van een $\lambda/4$ impedantietransformator om mooi 50Ω te presenteren aan de ring. Om de diode goed te kunnen plaatsen werden tapers toegevoegd aan de ingangspootjes en om de $\lambda/4$ stubs niet met elkaar te laten koppelen werd een bocht erin gelegd zodat ze van elkaar weg lopen.

Het resultaat van de match met de methode van Maas wordt gegeven in figuur 14. Opnieuw werd op de RF frequentie een perfecte match voorzien. Daarna keken we opnieuw naar de match op de LO frequentie. Voor deze manier van matchen is de match op de LO frequentie veel beter dan bij de single stub matching. Daarom werd gekozen om met dit type matching verder te werken.

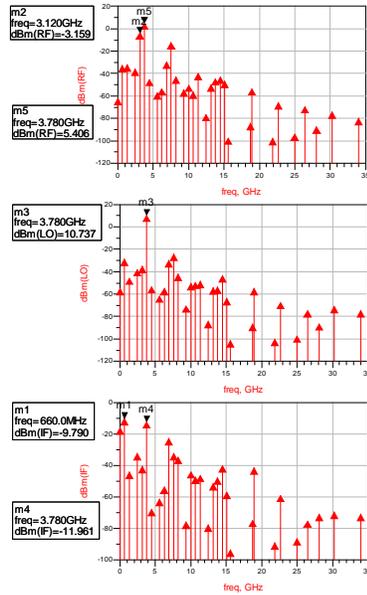
4 Samenvoeging van de blokken en resultaten

Om alle stukken aan elkaar te koppelen zijn nog twee transmissielijnen nodig die van de som- en verschilpoort van de ring naar het matchingnetwerk gaan. Een beetje driehoeksmetkunde laat toe om de lengte ervan te berekenen zodat de lay-out automatisch gegenereerd kan worden door ADS.

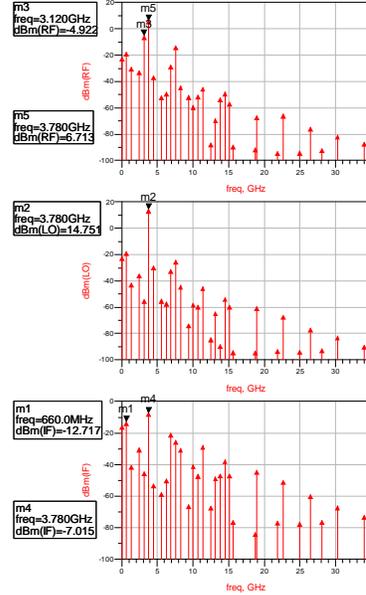
Er werd een finale Harmonic Balance simulatie uitgevoerd om de conversion loss van het totale systeem te bepalen. Het resultaat ervan is te zien in figuur 16.



Figuur 15: De volledige schakeling



Figuur 16: Resultaten van de Harmonic Balance simulatie

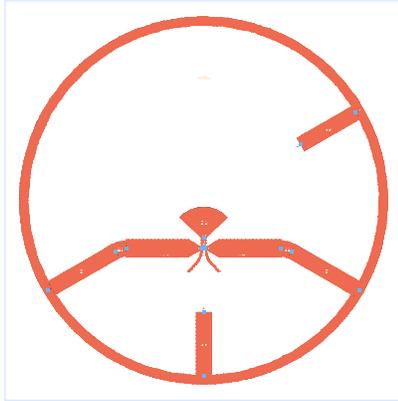


Figuur 17: Harmonic Balance resultaten van de momentum simulatie

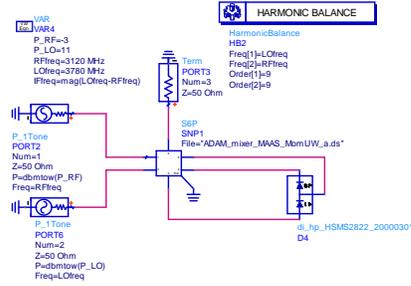
1. Er werd een conversion loss van 6.7dB gevonden.
2. Er zit wel nog -12dBm LO in de IF uitgang. Dit was te verwachten, omdat we de RF gebalanceerd laten aankomen aan de diodes. Het RF signaal is dan ook sterk onderdrukt in de output.
3. Er komt enorm veel LO signaal uit de RF poort. Dit was ook te verwachten door de slechte prestatie van de ring.
4. Aan de LO poort werkt alles zoals verwacht (de RF component lekt niet) omdat de ring heel goed zijn werk doet op de RF frequentie.

Om alles nog eens te verifiëren werd een momentum simulatie gedaan van het hele circuit. Omdat Momentum geen modellen kan gebruiken moet de diode uit het design gehaald worden. De plaatsen waar de pootjes van de diode terechtkomen worden dan vervangen door een interne poort. De RF, LO en IF poorten werden ook met interne poorten gesimuleerd om het plaatsen van de coaxiale connector weer te geven⁷.

⁷Normaal wordt bij een input poort een TML poort gebruikt die een oneindig lang stuk transmissielijn aan de poort 'plakt' zodat het systeem met een vlakke golf geëxciteerd wordt. Omdat de coaxiale connectoren ook maar op een punt van de transmissielijnen aankomen kunnen we deze veronderstelling niet maken.



Figuur 18: Uiteindelijke Lay-out van de mixer. Hierop werd de Momentum simulatie uitgevoerd



Figuur 19: Set-up in ADS om de S-parameters die verkregen werden met Momentum te gebruiken in een Harmonic Balance simulatie

De S-parameters van de overblijvende transmissielijnstructuur werden dan berekend tussen DC en 10 GHz met een adaptief frequentiegrid. Dit geeft een 6-poort model van de transmissielijnstructuur.

Om de diode nu terug in het model te krijgen en om een Harmonic Balance simulatie te kunnen doen voor het bepalen van de conversion loss maken we gebruik van een simpel 6-poort blok uit ADS waar we de juiste componenten aanhangen. Zie figuur 19 voor de set-up.

De resultaten van de Momentum simulatie wijken niet al te ver af van de resultaten die bekomen werden met de gewone simulatie, wat een bevestiging gaf dat er geen grote fouten in het design zaten. Met de momentum simulatie vonden we een conversion loss van 9dB. Opmerkelijk is wel dat er volgens de simulatie een LO vermogen van 14.7 dBm aan de LO poort gegeven wordt, terwijl duidelijk in de simulatie zelf het correcte vermogen van 11dBm opgegeven wordt. Er is geen verklaring voor dit fenomeen gevonden.

5 Meetresultaten

Poort	frequentie	vermogen	
RF	3120 MHz	-3dBm	
LO	3780 MHz	11 dBm	
IF	660 MHz	-12 dBm	conversion loss = 9dB
IF	3780 MHz	-7 dBm	LO isolation = 18dB
IF	3120 MHz	-32 dBm	RF isolation = 29dB

6 Mogelijke verbeteringen

1. Als we Maas mogen geloven kan deze mixer eigenlijk niet werken omdat een IF frequentie van 660 MHz bij een RF frequentie van 3120 MHz ver buiten de mogelijke bandbreedte valt van de ratrace mixer architectuur. De 'gemakkelijkste' oplossing om een betere mixer te bekomen zou dus zijn om een andere architectuur te kiezen, of de IF frequentie te verkleinen. Het zal het design van de hele mixer ook gemakkelijker maken.
2. De diode was in het echt iets groter dan de footprint van het model in ADS aangaf. Bij Momentum simulaties bleek dat de plaatsing van de poort belangrijk was voor de werking van de RF/LO filter aan de IF poort. Daarom zou de footprint aangepast moeten worden in ADS en de tuning van de filter opnieuw uitgevoerd moeten worden voor de nieuwe diode.
3. Een double balanced architectuur kan ervoor zorgen dat zowel de RF als LO spurs verwijderd worden en zo'n mixer kan veel breedbandiger gemaakt worden.
4. Het is waarschijnlijk mogelijk om een normale ringhybride te gebruiken (zonder de toegevoegde $\lambda/2$ stukken) en de diode met het matching circuit van Maas toch nog binnen de ring te plaatsen. Dit zou resulteren in een veel kleiner ontwerp en de kleinere ring is iets breedbandiger dan zijn grotere collega.

7 Bronnen

1. Stephen A. Maas, “The RF and Microwave Circuit Design Cookbook”, Artech House Publishers, 1998
2. E.H. Fooks, R.A. Zakarevicius, “Microwave Engineering Using Microstrip Circuits”, Prentice Hall, 1990
3. G. Gonzalez, “Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design, Second Edition”, Prentice Hall, 1997

Bedankt aan Johan Pattyn om de PCBs zo snel te maken.
Gelukkige feesten Wendy.

Appendix: Single stub match op papier

De LSSP simulatie gaf voor de diode een S-parameter van $0.774\angle -112^\circ$. Deze moet gematched worden naar 50Ω , dus het midden van de smith chart. Zie bijlage.

We beginnen met het plaatsen van een transmissielijn in serie. Daardoor draaien we op een cirkel rond het middelpunt. We draaien towards generator tot we de 50Ω cirkel snijden. De lengte die daarvoor nodig is, is 0.056λ . Er schiet dan nog een genormaliseerd imaginair deel van 2.6 over. Dit wordt gecompenseerd door naar -2.6 te draaien. Omdat de stub een shorted stub is beginnen we bij de short te draaien. Opnieuw towards generator draaien geeft ons een lengte van 0.068λ . Als dit vergeleken wordt met de waardes die in ADS gebruikt werden om de match te voorzien wordt een groot verschil gevonden. Deze afwijking komt waarschijnlijk door het gerbuik van de taper die de ingangsimpedantie verandert.